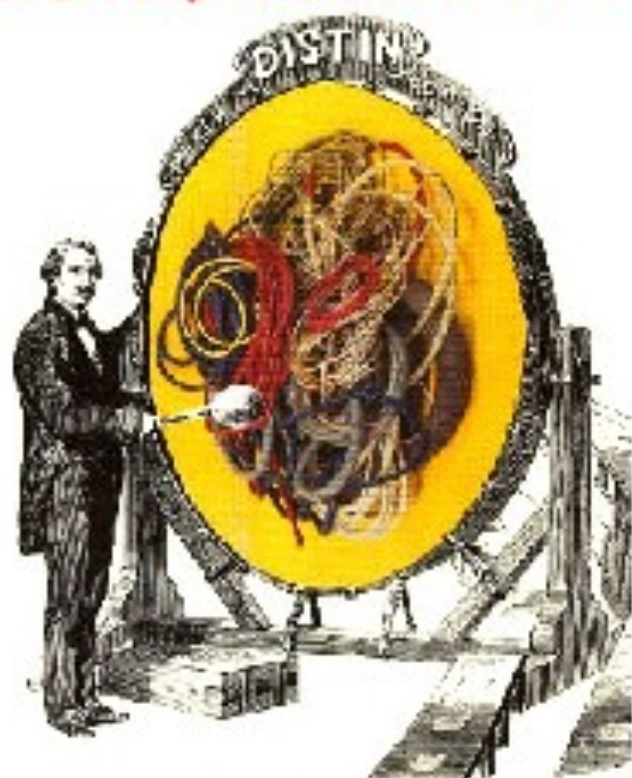


# L'AUDIOPHILE

N° 9 NOUVELLE SÉRIE 13<sup>e</sup> ANNÉE

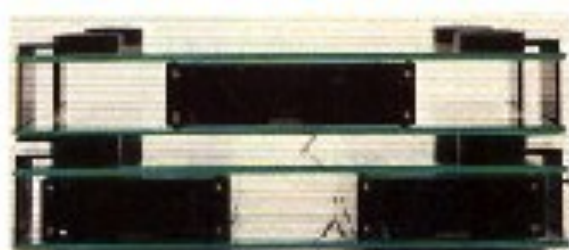
HAUTE FIDÉLITÉ PLUS!

**LE SON DES CABLES**  
*et si l'explication ne tenait...*



*... plus qu'à un fil ?*

**PANORAMA**



**29 amplis à transistors**

• **QUOI DE NEUF ? :**  
Concepts et circuits  
des amplificateurs

• **Nouvelles TECHNOLOGIES :**  
L'arséniure de gallium

• **THEORIE :**  
Défense et illustration  
de la contre-réaction

• **REALISATION :**  
Contrôle volume/balance  
télécommandable

• **HIER :**  
La platine Clément  
Le Dynaco Mark III

## MUSIQUE

*Le poème symphonique*

*Les grands disques  
des deux derniers mois*

*Chanteuses Jazz*

M 2569 g 55,00 F



3792569055009 C009C

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



Quoi de neuf ?

# CONCEPTS ET CIRCUITS DES AMPLIFICATEURS



*n l'espace d'une trentaine d'années, les amplificateurs haute fidélité ont subi différentes transformations, ne serait-ce qu'en raison de l'arrivée des transistors silicium à la fin des années 60. Les montages à tubes, qui avaient presque disparu il y a une quinzaine d'années connaissent un regain d'actualité et ne semblent pas prêts de retomber dans l'oubli. Si l'on se fiait aux constructeurs, aux publicités que l'on a pu lire jusqu'à présent, tout porterait à croire que la perfection sonore a été atteinte depuis longtemps...*

Ces surestimations de la qualité de restitution sonore se faisaient déjà remarquer dès le début du siècle. En 1922, par exemple une publicité américaine, que l'on trouvera reproduite sur la figure 1 vantait les qualités d'un haut-parleur en annonçant à peu près « ...Reproduisez les sons, la voix, la musique sous n'importe quel niveau sonore avec une pureté de timbre qui vous donnera l'illusion de la réalité ».

C'est le genre de publicité que l'on a pu trouver aussi bien à cette époque qu'en 1960 ou en 1989 à la différence près qu'aujourd'hui on lit parfois : « La perfection absolue est enfin atteinte ».

Dans l'histoire de l'amplificateur basse-fréquence chaque étape, chaque innovation, chaque nouveau circuit a rarement manqué de faire l'objet d'articles ou de publicités tapageuses qu'ils fussent ou non vraiment révolu-

tionnaires. Citons en quelques-uns tels que :

- tube triode ;
- liaison RC ;
- liaison directe ;
- contre-réaction ;
- tube tétrode et pentode ;
- montages push-pull ;
- montages ultra-linéaires ;
- montages OTL ;
- montages à transistors au germanium ;
- montages à transistors au silicium ;



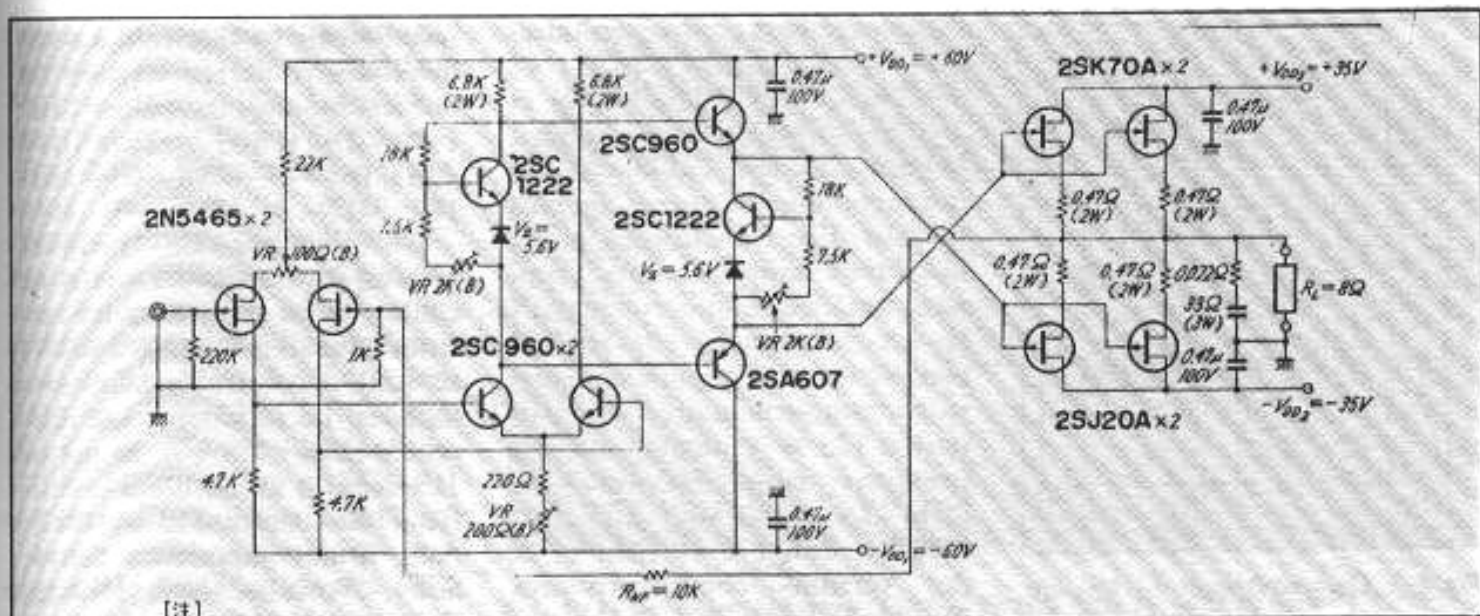


Fig. 3 : Exemple de circuit amplificateur avec transistors de sortie V-FET proposé en 1978 par M. Ochiai (stéréo technics 8/78). La paire complémentaire 2SK70A/2SJ20A n'est plus fabriquée en raison de son prix élevé et de sa mauvaise rentabilité.

avec, en plus, des résultats d'écoute très encourageants. Aujourd'hui, malgré sa puissance de 100 W, malgré une application destinée spécialement à la basse fréquence, le V-FET 2SK 70 de NEC n'est plus fabriqué pour des questions de mauvaise rentabilité. En effet, même en prenant pour base un succès commercial stable de ce type de transistor, le marché audio ne représenterait qu'un faible pourcentage par rapport à un transistor dont les applications couvriraient différents secteurs de l'industrie. En examinant d'un peu plus haut la situation, on constate qu'en général la majorité des transistors utilisés dans l'audio sont des transistors conçus également pour d'autres applications.

Inversement, lorsqu'un transistor de puissance de technologie très particulière n'est conçu que pour l'audio, ses chances de survie sont beaucoup plus minces, exception faite des versions MOS-FET Hitachi. En 1978, le groupe NEC avait commercialisé également une nouvelle paire de transistors bipolaires complémentaires, les 2SA1007/2SC2337, d'un type nouveau

surnommé EBT (Emitter Ballast Transistor). Malgré des performances très poussées (caractéristique de Hfe très linéaire, Pc de 100 W, Ft de l'ordre de 100 MHz), ces transistors ont été testés, appréciés par les spécialistes de la basse fréquence, ce qui ne les a pas empêchés d'éviter leur utilisation sur les fabrications de série pour des questions de coût de revient élevé et de risque de non disponibilité quelques années plus tard. Bien des chercheurs ont tenté de mettre au point des transistors à effet de champ aux caractéristiques proches de celles des tubes. Aux USA, Fetron faisait son apparition au début des années 70 avec des transistors doubles montés sur supports noval (le chauffage filament restant déconnecté) dont les caractéristiques étaient proches du tube ECC81. Le prix élevé, un bruit de fond gênant et des performances moins bonnes que celles des tubes firent rapidement disparaître ces transistors. Un peu plus tard, une firme japonaise spécialisée dans les diodes et les transistors bipolaires de puissance connue sous le nom Shindengen commercialisait une série de transistors à effet de champ conçus pour tra-

vailler sous des tensions élevées. Les UN 21 et UN 23 par exemple, FET canal N étaient des transistors doubles dont le  $V_{DSX}$  était respectivement de 100 et 150 V. Ces transistors ont également disparu du marché japonais en raison de défauts similaires à ceux des versions américaines Fetron. Il faut cependant insister sur le fait que l'arrêt de la fabrication de certains nouveaux types de transistors n'a pas pour origine des performances trop limitées, du moins dans bien des cas. Il faut notamment regretter la disparition d'excellents transistors qui rendaient possible l'élaboration de nouveaux types de circuits tels que les :

- 2SK 63, transistor à effet de champ vertical, dissipation 470 mW,  $V_{GDx120}$  V
- 2SK 69 et 2SK 70 (cités plus haut)
- 2SK 79 (V-FET de Sony) dissipation drain 750 mW
- 2SK 132 (MOS-FET Hitachi)
- 2SK 150 (double FET de Toshiba)
- 2SA 649/2SD 218 de NEC, paire bipolaire complémentaire classique mais offrant une qualité sonore remarquable
- 2SA 1007/2SC 2337 de NEC,

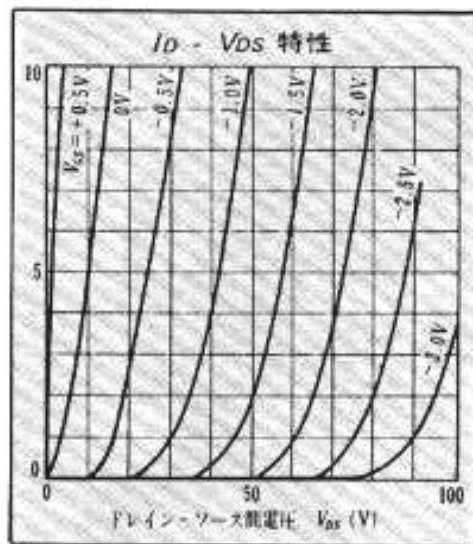


Fig.4 : Caractéristique  $I_D/V_{DS}$  du transistor V-FET 2SK63 de Sony. De qualité remarquable, conçu spécialement pour les applications audio, ce transistor à effet de champ vertical dont les caractéristiques rappellent celles d'un tube triode, n'est plus fabriqué pour des raisons de mauvaise rentabilité.

paire complémentaire de dissipation 100 W,  $V_{CBO}$  150 V structure Emitter Ballast

— 2SA 627/2SD 188 de NEC  
paire complémentaire de Pc 60 W en boîtier TO-3 très appréciée des audiophiles japonais et étrangers.

Cette situation expliquerait pourquoi la plupart des industriels japonais n'ont pas voulu prendre de risques en utilisant de nouveaux types de composants actifs et ont préféré étudier de nouveaux circuits capables d'améliorer sensiblement les résultats de mesure ou la qualité d'écoute ou bien encore s'en tenir à des transistors un peu moins récents mais fabriqués en grande série. Les transistors Hitachi de type MOS-FET figurent parmi ces bons exemples de transistors très performants, fiables, dont le prix est devenu compétitif grâce à une fabrication en série suivie. La gamme MOS-FET Hitachi s'est tout d'abord composée de 4 modèles de dissipation 100 W, en boîtier TO-3, les 2SK 132 (100 V), 2SK 133 (120 V), 2SK 134 (140 V), 2SK 135 (160 V), assor-

tie aux versions complémentaires 2SJ 47 (-100 V), 2SJ 48 (-120 V), 2SJ 49 (-140 V) et 2SJ 50 (-160 V). Parmi ceux-ci, la paire 2SK 134/2SJ 49 est celle qui a obtenu le succès le plus marqué. Elle a été utilisée sur de nombreux amplificateurs japonais, américains et européens. A la fin des années 70, Hitachi complétait cette gamme de 3 versions complémentaires de dissipation 125 W, conçues pour des tensions plus élevées, les 2SK 175 (180 V), 2SK 176 (200 V), 2SK 176 H (200 V) et des versions complémentaires 2SJ 55, 2SJ 56 et 2SJ 56 H. Vers 1985, toute cette gamme de transistors présentée en boîtier TO-3 devait disparaître pour être remplacée par les versions en boîtier moulé (2SK 225, 2SK 226 et 2SK 227). Les fortes demandes des premières versions ont cependant contraint Hitachi de continuer leur fabrication. Très

récemment, ce fabricant a commercialisé d'autres versions en boîtier moulé, les paires 2SK 1056/2SJ 160, 2SK 1057/2SJ 161 et 2SK 1058/2SJ 162.

En l'espace de quelques années, les transistors à effet de champ et en particulier les versions haute tension (200 à 800 V) se sont considérablement développées. La série japonaise référencée 2SK /2SJ par la norme JIS dépasse aujourd'hui le chiffre 1100 (contre 350 en 1982). Aux firmes japonaises Sanyo, Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Oki, Matsushita, Mitsubishi, Shindengen s'ajoutent à présent de nombreuses firmes étrangères telles que Advanced Micro Devices, American Micro Systems, Analog Devices, Ancom, Burr Brown, EMM, Fairchild, G.I, Harris, Intech, Intersil, ITT, Ferranti, Siemens, Stanley, Siliconix, RCA, Ray-

## 進化する東芝パワーMOS FET //

### ■ロジックレベルでも直接ドライブ可能なL<sup>2</sup>- $\pi$ -MOS IIIシリーズ

形名	最大定格			R <sub>DS(on)</sub> ( $\Omega$ ) Typ		パッケージ
	V <sub>DSS</sub> (V)	I <sub>D</sub> (A)	P <sub>D</sub> (W)	V <sub>GS</sub> =4V	V <sub>GS</sub> =10V	
2SK1078	60	0.8	0.5	0.75	0.40	パワーミニ
2SK940	60	0.8	0.9	0.75	0.40	TO-92MOD
2SK1112	60	5	20	0.20	0.12	パワーモールド
2SK1114	60	12	40	0.088	0.055	TO-220AB
2SK1115	60	20	60	0.090	0.055	TO-220AB
2SK942	60	25	75	0.070	0.036	TO-220AB
2SK1079	100	0.6	0.5	1.2	0.95	パワーミニ
2SK941	100	0.6	0.9	1.2	0.95	TO-92MOD
2SK1116	100	25	100	0.10	0.058	TO-220AB
2SK1113	120	3	20	0.40	0.33	パワーモールド

### ■高性能を追求する $\pi$ -MOS IIシリーズのニューフェイス

形名	最大定格			R <sub>DS(on)</sub> ( $\Omega$ ) Typ	パッケージ
	V <sub>DSS</sub> (V)	I <sub>D</sub> (A)	P <sub>D</sub> (W)	V <sub>GS</sub> =10V	
2SK1117	600	6	100	0.95	TO-220AB
2SK1213	600	6	125	0.95	TO-3P(N)
2SK1119	1000	4	100	3.8	TO-220AB
2SK1120	1000	8	150	1.8	TO-3P(N)

## 東芝 $\pi$ -MOS FET

Fig. 5 : Exemple de transistors à effet de champ de type L<sup>2</sup>  $\pi$  MOS II et MOS III, Canal N conçus par Toshiba. A remarquer le modèle 2SK 1120 en boîtier TO-3P, au V<sub>DSS</sub> de 1000 V de puissance maximale 150 W.

theon, SGS-Atès Signetics, Teledyne, Texas, NS, Motorola, Mostek, Intel, IR, Unitrode, cette liste étant loin d'être complète. Parmi les nombreux nouveaux transistors à effet de champ commercialisés récemment, on constate à regret que très peu de modèles sont conçus exclusivement pour les applications audio, exception faite des Toshiba 2SK 271, 2SK 272, 2SJ 91 et 2SJ 92 (dissipation 120 W, boîtier TO-3 et TO-3P) et de quelques autres références.

Il ne semble cependant pas impossible d'utiliser sur des étages de puissance les nouveaux transistors  $\Pi$  MOS,  $\Pi$  MOS-II et  $L^2 \Pi$  MOS-III de Toshiba dont le  $V_{DS}$  peut atteindre 1000 V, la puissance dissipée 150 W (2SK 1120) avec des valeurs de  $R_{DS(on)}$  pouvant descendre jusqu'à 0,058  $\Omega$  seulement (2SK 1116).

Dans l'ensemble, on remarque donc que dans le secteur audio, les circuits évoluent moins vite que les composants actifs ceci pour des raisons principalement commerciales. En se limitant aux expériences de laboratoire concernant la recherche pure, il en est tout autrement. Les nouveaux circuits, l'association nouveaux circuits/nouveaux composants actifs peuvent conduire à résultats extrêmement prometteurs.

Le problème est que, mis à part ce qui est en instance de commercialisation, bien des idées, bien des schémas restent la propriété des constructeurs ne sont pas dévoilés au public, ce qui a pour conséquence de freiner le progrès dans la voie de la reproduction sonore à très haute fidélité. Pour bien des amateurs de haute fidélité, le plus déroutant est sans doute de constater qu'à prix égal les matériels proposés offrent des caractéristiques techniques très différentes, qu'à performances de mesure comparables il n'existe que rarement une corrélation avec la qualité



Fig. 6a : Amplificateur pure classe A de très haut de gamme Sony TA-NR1.

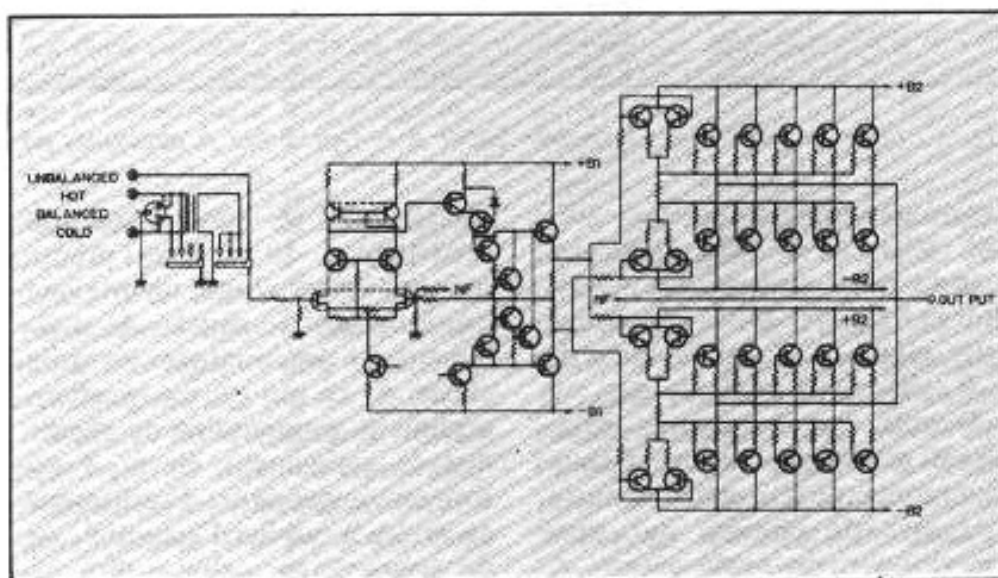


Fig. 6b : Schéma synoptique de l'amplificateur très haut de gamme Sony TA-NR1.

d'écoute. Le plus paradoxal étant sans doute d'avoir l'occasion d'écouter, de temps à autre, des appareils anciens, des amplificateurs aux circuits ultra-simples qui sonnent « anormalement bien » en comparaison avec les merveilles technologiques de la fin des années 80. Parfaitement conscients du sujet, des constructeurs n'hésitent pas à reprendre, sous une plus belle parure, des montages classiques, des idées qui ne cesseront jamais de plaire comme la pure et vraie classe A, les alimentations surdimensionnées, les circuits à faible taux de contre-réaction ou bien des montages à tubes.

Chez Sony, le très haut de gamme en matière d'amplificateurs est couronné par le TA-NR1, baptisé Reference Amplifier. Pas de circuit acrobatique au taux de distorsion immesurable, pas de double contre-réaction active, pas de ligne de masse audio « silencieuse » séparée des autres lignes de masse ni de nouveaux types de composants actifs. Malgré une conception simple, le TA-NR1 aurait fait l'objet de 3 années de recherches axées principalement sur la fidélité de l'écoute, depuis les niveaux les plus faibles jusqu'à des puissances frisant l'écrêtage. C'est l'un des rares

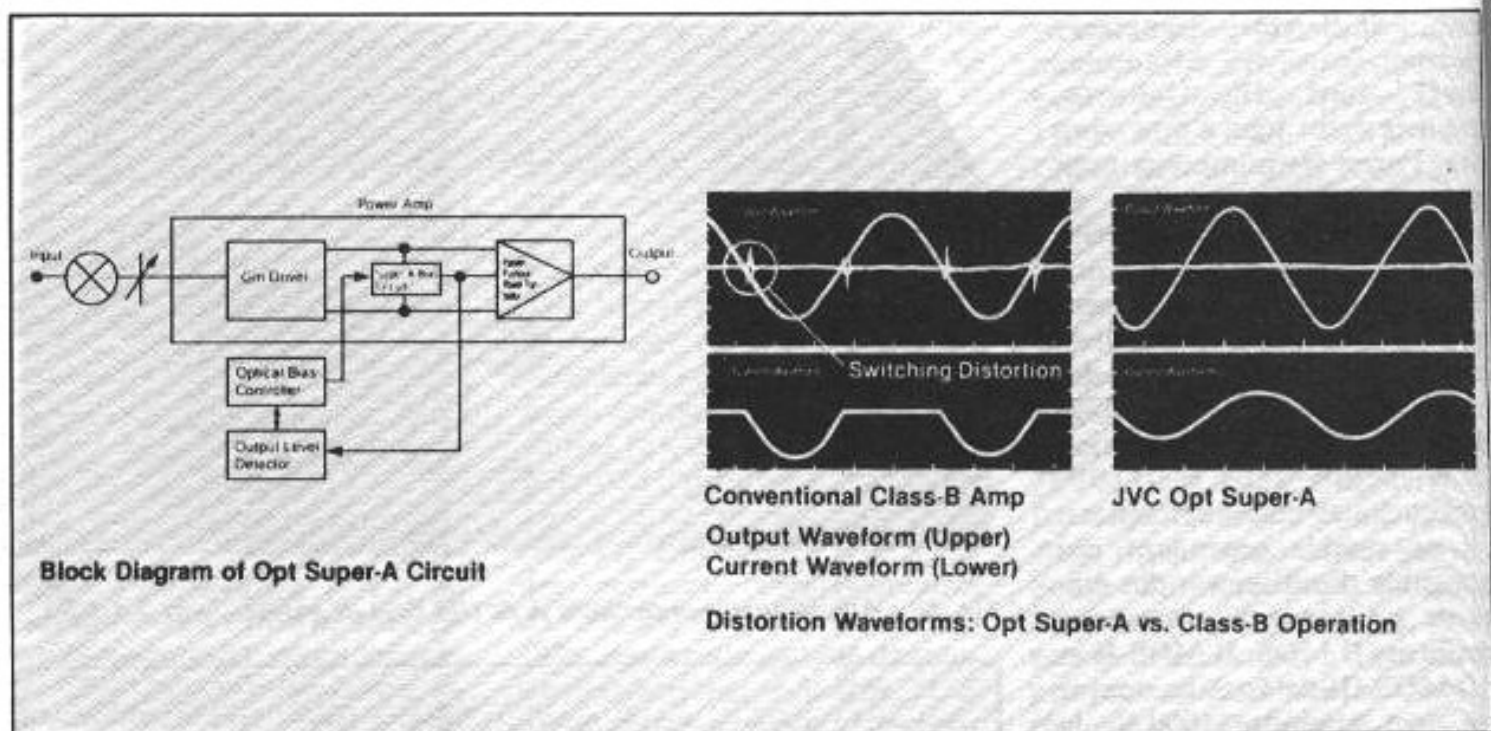


Fig. 7 : Principe des circuits Dynamic Super A et Opt Super A appliqués par JVC sur la série Digifine.

cas où un industriel de cette taille ose aller aussi loin dans les « trucs pour audiophiles » : vis dorées, cuivre OFC, montage pure classe A à faible taux de C.R, châssis ultra-rigide etc...

Depuis fort longtemps déjà, on sait que l'appellation « Classe A », concerne souvent une autre catégorie de circuits qui sans fonctionner en vraie classe A suppriment la distorsion de commutation. L'astuce consiste toujours à viser le haut rendement, la faible consommation (ce qui réduit d'autant la taille et le prix du transformateur d'alimentation) et de faire appel à un circuit de polarisation assisté dont le principe, généralement breveté par le constructeur, consiste à éliminer la distorsion de croisement, ce qui est presque toujours prouvé par les mesures, mais si possible avec le minimum d'incidence sur la « transparence » sonore, ce dont les constructeurs évitent de parler, mais que l'on peut deviner dès que l'on remarque que le très haut de gamme d'une marque reprend la configuration de vraie classe A.

Au cours des années, les montages travaillant en « fausse

classe A » se sont beaucoup améliorés. Il arrive même qu'avec ces montages on atteigne pratiquement le niveau de qualité sonore des montages en vraie classe A, ce qui est un excellent argument publicitaire de même que le rendement élevé. Trop souvent cependant, l'utilisateur en arrive à oublier l'essentiel, vu du constructeur, c'est-à-dire un plus faible encombrement, une dissipation thermique beaucoup plus faible participant à une fiabilité accrue, le tout conduisant à une baisse du coût de fabrication. Les séries Digifine de la marque japonaise JVC (AX 611 BK et dérivés) font partie de ces nouvelles générations d'appareils intégrés pourvus d'une section amplificatrice surnommée « Dynamic Super A » et « Opt Super A ». Le circuit comprend un étage d'entrée Gm Driver (étage driver à transconductance) opérant une conversion tension/courant. L'attaque symétrique à très basse impédance de l'étage de puissance améliore le rapport signal/bruit tout en réduisant l'impédance de sortie de l'amplificateur de même que les effets de la force

contre électromotrice du haut-parleur sur l'étage d'entrée. Le circuit de polarisation assistée comprend un détecteur de niveau associé à un photocoupleur. JVC obtient ainsi une variation du courant de polarisation de l'étage de puissance plus linéaire qu'à partir des circuits électroniques conventionnels. Juste de quoi assimiler le tout à un fonctionnement en vraie classe A « ou presque » comme l'annonce JVC. Le terme amplificateur perd un peu de son sens, du moins en apparence, lorsque l'on entend parler « d'amplificateur qui n'amplifie pas » : c'est pourtant bel et bien le cas de l'amplificateur Technics. Dans la série SE-M 100, Technics met en valeur les avantages de la liaison directe de la sortie du convertisseur numérique intégré avec un étage de puissance à gain unitaire. Ce principe n'est pas entièrement nouveau puisqu'il prend pour base le circuit AA introduit par Technics en 1985. Le circuit AA à gain unitaire se compose du montage en pont de deux étages SEPP (Single Ended Push-Pull) réservés l'un à une amplification en tension, l'autre

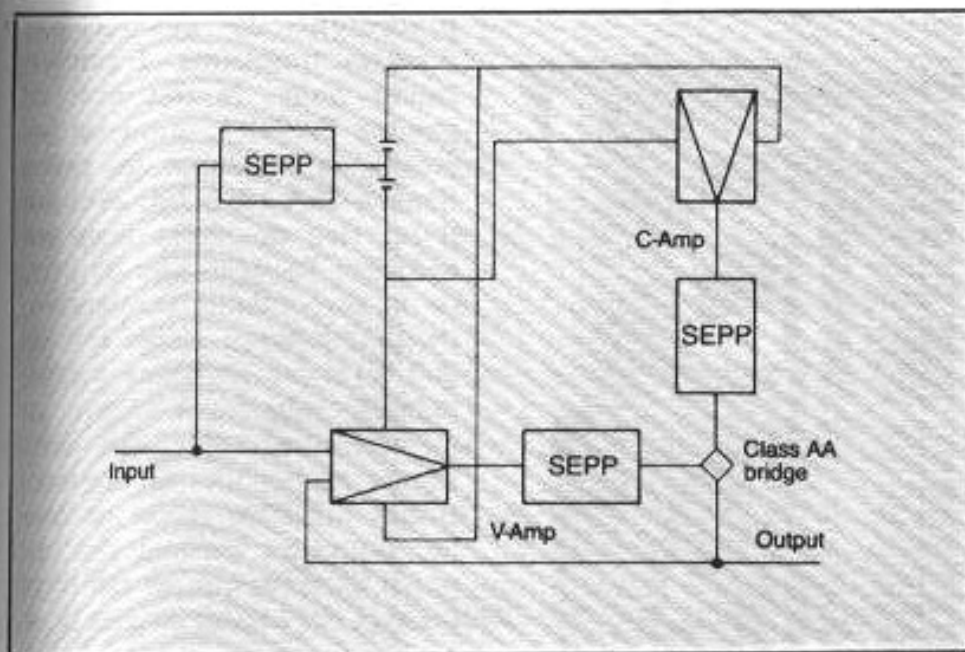


Fig. 8 : Principe du montage à gain unitaire « 0 dB » réalisé à partir du montage Technics « Class AA » associé à une alimentation flottante. Sur l'intégré SE-M 100, il assure la liaison directe avec le convertisseur N/A intégré et porte le rapport signal/bruit à 120 dB.

à une amplification en courant, le tout en association avec des circuits d'attaque et avec une alimentation flottante. Ce circuit, extrêmement performant en termes de distorsion résiduelle et de rapport signal/bruit, n'a aucun rapport avec un montage amplificateur classique pourvu d'une boucle de contre-réaction ramenant le gain à une valeur unitaire, ce qui ne serait pas intéressant du point de vue stabilité.

Très différent des circuits amplificateurs à polarisation assistée, ce montage présente l'avantage de pouvoir être relié directement à la sortie du bloc convertisseur N/A intégré. Pour les autres entrées analogiques, l'étage de puissance à gain unitaire doit être précédé d'un étage amplificateur de tension dont le gain est de 45 dB. Rappelons que sur les produits concurrents classiques, le convertisseur intégré est relié soit au premier étage amplificateur de tension, soit à l'étage de puissance, le gain total de l'ordre de 30 à 45 dB étant réparti entre ces deux étages. Dans le cas où l'amplificateur intégré (Technics SE-M 100) est

attaqué à partir de son entrée numérique, le rapport signal/bruit passe à 120 dB, ce qui creuse l'écart à faible puissance par rapport aux montages conventionnels.

Malgré les remarques faites plus haut au sujet de nouveaux types de transistors des constructeurs comme Onkyo n'ont pas hésité à utiliser une nouvelle technologie combinant sur la même puce un transistor d'entrée de structure MOS-FET

et un transistor de puissance bipolaire. Une meilleure linéarité, une fréquence de transition plus élevée que sur les transistors habituels est favorable à l'élaboration de circuits très performants sans qu'il soit nécessaire d'avoir recours à des montages ou à des boucles de contre-réaction réduisant la distorsion. Baptisée Bi-MOS cette nouvelle technologie a fait l'objet, depuis plusieurs années déjà, de recherches chez Toshiba qui est comme on le sait un spécialiste des transistors à effet de champ de type  $\Pi$  MOS-FET. En Août 1989, Toshiba a décidé de commercialiser prochainement une technologie dérivée de leur structure  $L^2 \Pi$  MOS-III. Il s'agit de la structure IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), c'est-à-dire d'un transistor bipolaire à grille isolée. A mi-chemin entre les technologies bipolaires et à effet de champ, la structure IGBT pose un problème de classification vis-à-vis de la norme japonaise JIS qui, rappelons-le, utilise les préfixes 2SA et 2SB pour les bipolaires PNP, 2SC et 2SD pour les NPN, suivis de 2SK et 2SJ pour les effets de champ canal N et canal P. Conçus spécialement pour les applications audio, ces transistors IGBT réunissent plusieurs caractéristiques

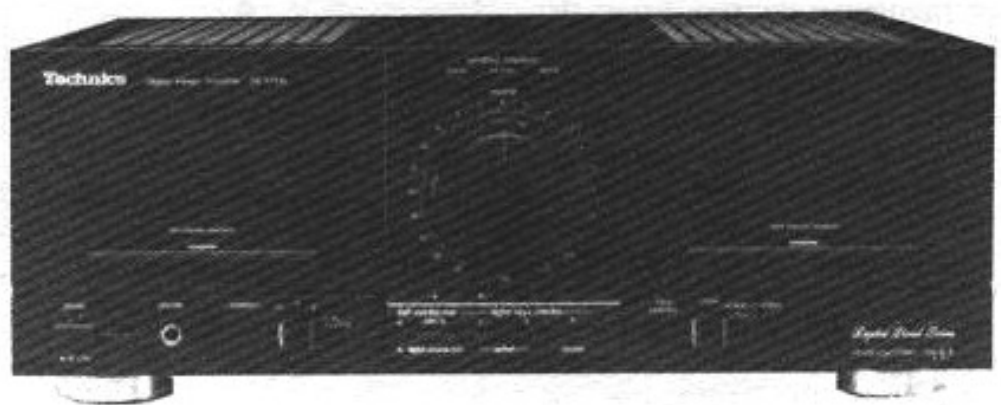


Fig. 9 : Amplificateur intégré Technics SE-M 100. Son convertisseur N/A intégré est relié directement au circuit AA à gain unitaire, ce qui porte le recul de bruit à -120 dB.

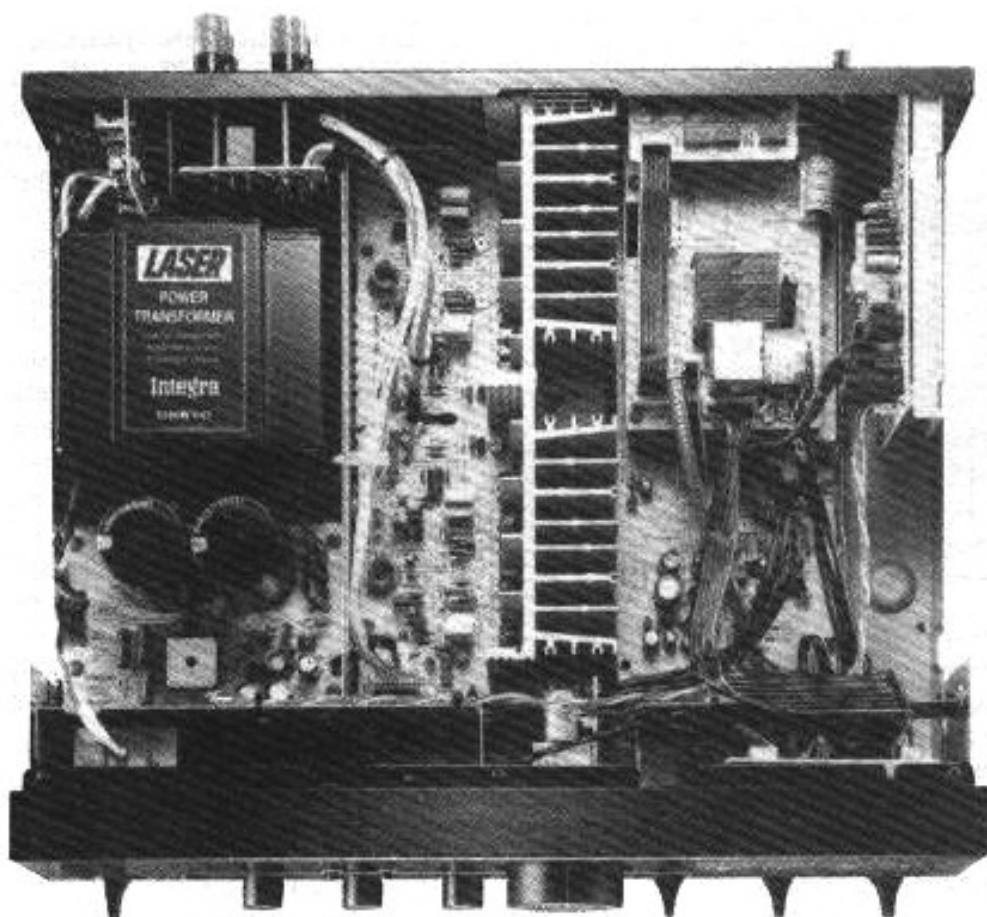


Fig. 10 : Vue interne d'un amplificateur intégré faisant appel à des technologies nouvelles telles que la liaison optique ou les transistors BI-MOS (association en monolithique bipolaire MOS-FET). (Onkyo Integra A 817XG).

très intéressantes :

- possibilité de fonctionnement sous des tensions de service élevées, comprises entre 250 V et 1000 V
- dissipation collecteur élevée ;
- impédance d'entrée élevée ;
- parfaite complémentarité des paires ;
- temps de commutation ultra-rapide ;
- fréquence de transition élevée.

Parmi les nouveautés en transistors bipolaires très performants pour applications audio, signalons l'apparition d'une paire complémentaire déjà disponible au Japon, le 2SA 1292 (PNP) et son complément 2SC 3256 (NPN) de Sanyo, dont le  $P_c$  est de 70 W, le  $V_{CBO}$  de 80 V et la fréquence de transition de 100 MHz.

Mais, comme énoncé plus haut, une nouvelle technologie a pour inconvénient d'augmenter

le coût de revient, de compliquer le service après-vente si cette technologie est abandonnée quelques années plus tard et de rendre parfois impossible le rem-

placement de ceux-ci par d'autres transistors. L'amplificateur Sony, le très haut de gamme TA-NR1, utilise sur ses étages de puissance les paires Sanken 2SA 1216/2SC 2922 qui n'ont rien de récent mais qui associent les avantages du prix, de la disponibilité permanente, de la puissance élevée ( $P_c$  de 200 W) et des très bonnes performances subjectives. Dans un même ordre d'idée, des chercheurs audiophiles et plusieurs firmes préfèrent laisser de côté les nouvelles technologies au profit de celles qui ont fait leurs preuves des années durant. Il est à remarquer de ce côté qu'un grand nombre d'entre eux préféreraient pour des raisons difficiles à expliquer (on parle notamment d'incidences dues à des vibrations) les transistors de puissance en boîtier TO-3 aux versions en boîtier moulé. L'amplificateur Adcom GFA-565 (en bloc mono) utilise lui aussi les paires complémentaires en boîtier TO-3 2SB 554/2SD 424 de Toshiba non pas pour une raison de fréquence de transition élevée (6 MHz contre 40 MHz pour le 2SA 1216 et beaucoup plus pour les nouvelles technologies) mais pour une question de qualité

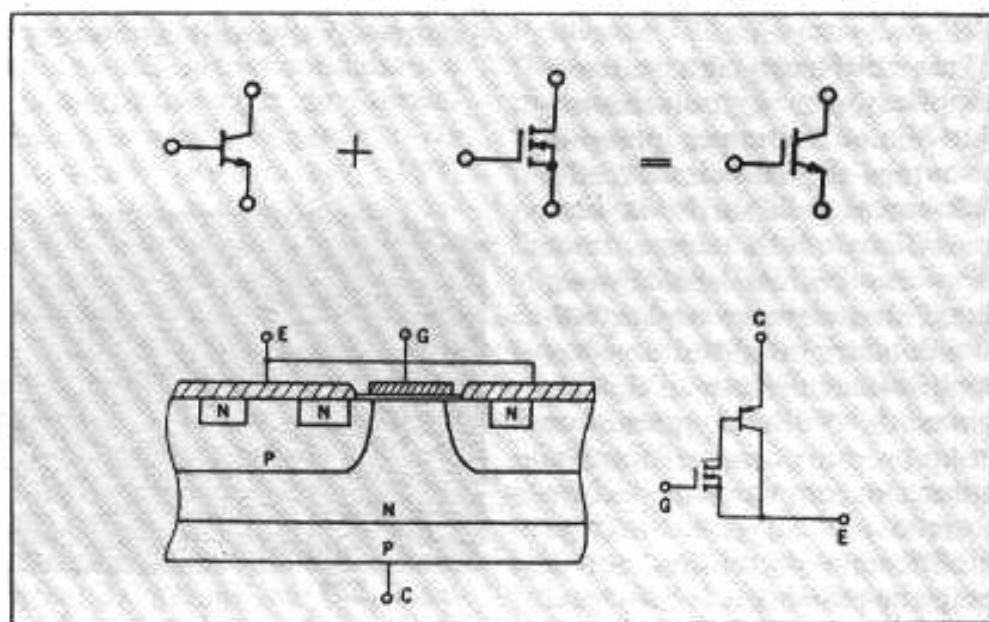


Fig. 11 : Principe des nouveaux transistors IGBT Toshiba, de technologie bipolaire à grille isolée, dont la commercialisation est prévue dans un avenir proche.



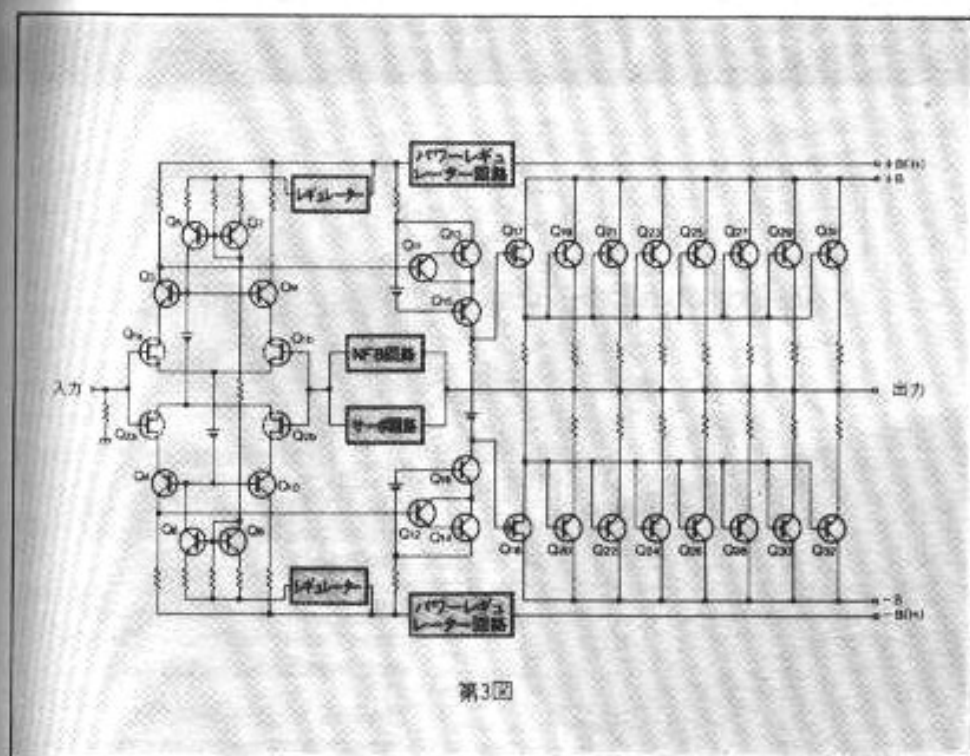


Fig. 12 : Exemple de circuit « miroir », parfaitement symétrique adopté depuis plusieurs années déjà par Accuphase.

sonore parfaitement cernée et d'une fiabilité reconnue.

Des constructeurs tels qu'Accuphase restent fidèles à des circuits ingénieux, parfaitement symétriques, pourvus de boucles d'étages d'entrée cascodes différentiels complémentaires régulées, de boucles de contre-réaction asservies, de combinaison de transistors réduisant à des valeurs pratiquement non mesurables le taux de distorsion harmonique. On atteint aujourd'hui, sans avoir forcément recours à des taux de contre-réaction très élevés, des valeurs inférieures à 0,001%.

Pour ces mesures, que certains chercheurs estiment comme n'ayant pas grande signification, les générateurs classiques Hewlett Packard, Sound Technology ne suffisent plus, le bas de l'échelle de la gamme 0,01% étant masqué par le bruit propre de l'appareil. Il faut avoir recours, comme le font la plupart des laboratoires japonais, à l'ensemble générateur/distorsiomètre de marque Shibasoku qui était jusqu'ici le seul

pourvu de la gamme 0,001%. La toute dernière trouvaille dans ce domaine est l'ensemble distorsiomètre/générateur de la marque Nippon Audio, de référence HDM-1.

Son concepteur, M. Tepei Kado, un acousticien célèbre, a réussi le tour de force de descendre en mesure de distorsion jusqu'à  $-140$  dB, soit 0,00001%, ce qui a permis de découvrir des formes de distorsion jusqu'ici inconnues sur les piles, les batteries rechargeables,

les condensateurs, les câbles ou même sur les fusibles, ce dont se moquaient jusqu'ici les ingénieurs de la vieille école. Pour rassurer les audiophiles, signalons que M. Kado a pu découvrir grâce à ces nouveaux appareils de mesure, une étrange corrélation entre les résultats de mesure et les appréciations d'écoute.

Dans l'état actuel des choses, il faut reconnaître, surtout au niveau des maillons de grande série, une amélioration très nette des performances subjectives, de quoi ridiculiser bien des produits de haut de gamme produits jusqu'ici au Japon comme ailleurs. Citons, pour prendre un exemple parmi d'autres, l'intégré Sony TAF-530 ES qui, pour un prix public de 3 500 F seulement, délivre réellement  $2 \times 120$  W sur  $8 \Omega$ , avec ses deux canaux en service et offre en plus des performances subjectives étonnantes. Il est vrai que seul le résultat subjectif compte, quelle que soit la technologie employée. A l'opposé, un produit, aussi extraordinaire soit-il, ne passe jamais à la fabrication en grande série avant d'avoir été éprouvé en termes de fiabilité et de rentabilité. Autant dire que cette situation, due aux difficultés du marché de l'industrie audio ne doit pas toujours faire plaisir aux chercheurs... et aux « trouveurs » en très haute fidélité.

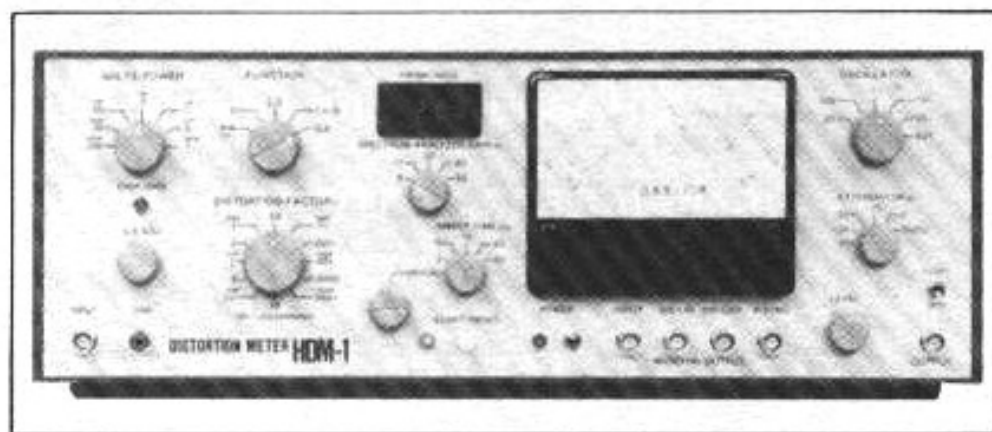


Fig. 13 : Générateur/distorsiomètre Nippon Audio HDM-1. Il offre pour la première fois au monde, la possibilité de mesurer des taux de distorsion de 0,00001% à pleine échelle, soit  $-140$  dB.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# LAGOERRE



CLEMENT A.1 ET A.1.B

**N**

*ovembre 1969. Dans son atelier de mécanique de précision de la rue Jules Valès dans le onzième arrondissement, M. Pierre Clément ajuste avec soin le guidage du chariot supportant le premier bras radial asservi au monde. Un grand moment qui couronne des années de recherche en mécanique phonographique, pour s'approcher à la lecture, réellement, des conditions dans lesquelles ont été gravées les disques. Finis les problèmes d'erreur de piste, de poussée latérale (due à la force centripète)*

*et autres distorsions entraînées par la dissymétrie imposée à l'équipage mobile des cellules montées sur les bras pivotants « classiques », fussent-ils de profil droit ou en S.*

Une fois les derniers réglages réalisés, Pierre Clément fixe avec soin une cellule stéréo au bout du court bras droit gradué, sur lequel se déplace le contre-poids qui règle la force d'application. La lecture du disque « Take Five » de Dave Brubeck commence. Instantanément, la balance droite-gauche est correcte et stable d'un bout à l'autre de la lecture sans aucune distorsion sur les « coups » de saxo de Paul Desmond ni sur les violentes attaques de coups de grosse caisse de Joe Morello. Un nouveau placement, une nouvelle distribution dans l'espace des instrumentistes et toujours cette absence de distorsions passagères sur les pointes de modulation, pas de « frisottement » désagréable dans l'aigu. Le pouvoir de lisibilité s'est accru d'un seul coup.

M. Pierre Clément, ingénieur de génie, a malheureusement disparu peu de temps après la mise au point définitive de cette extraordinaire table de lecture à bras radial A1, aboutissement d'un labeur acharné. Il avait équipé auparavant à peu près tous les studios de feu l'ORTF avec ses tables de lecture à bras conventionnel, appréciées par les ingénieurs du son pour leur remarquable robustesse et leur fidélité, telles les modèles (à bras pivotant) DSR avec dispositif à démarrage rapide, commande à distance et faisceau rasant pour un repérage aisé de la plage.

Les brevets de la platine A1 ont été repris par Schlumberger, fabricant de matériels professionnels (consoles de mélange, magnétophones), qui apporta quelques modifications au niveau des circuits d'asservissement, plus un système électrique de lève-bras. Cependant, la A1 n'a pas été adoptée dans les studios de radiodiffusion car elle n'était pas équipée du module de correction RIAA et de l'étage ligne avec sortie symétrique, comme les autres modèles à bras

pivotant. Aussi, on l'a retrouvée chez les « grands amateurs », audiophiles avant l'heure, de disques noirs. L'auditorium parisien La Maison de la Hi-Fi fut le point de vente privilégié de cette platine sous sa version Schlumberger (A1B) mais ne vous y précipitez pas, le stock est depuis très longtemps épuisé.

### **Descriptif des tables de lecture Clément A1 et Clément Schlumberger A1B**

Toute la mécanique de la table de lecture A1 est enfermée dans un socle en bois (latté de 1,8 cm d'épaisseur) de 45 x 40 x 8,5 cm sur lequel une platine en acier de forme rectangulaire (de 5 mm d'épaisseur !) est semi-suspendue par compression de silent-blocs en caoutchouc. Sur cette base, d'un poids de 5 kg, sont fixés tous les circuits et éléments mécaniques constitutifs (par dessous) et sur le dessus, les diverses commandes. Ainsi, trouve-t-on le commutateur basculeur marche-arrêt général de mise sous tension, la commande du lève-bras électrique, le bou-

ton poussoir de mise en rotation du plateau. Enfin deux clés rotatives sélectionnent l'une la vitesse, 33 ou 45 tr/mn, l'autre ajuste celle-ci après avoir préalablement vérifié l'immobilité des raies du stroboscope gravées sur le pourtour inférieur du plateau dont l'image est visualisée par un miroir, avec éclairage par une lampe au néon dont le scintillement est tributaire de la fréquence secteur.

Le plateau de 30 cm en alliage d'aluminium coulé et rectifié, prend place sur un contre-plateau de 13 cm sur la périphérie duquel vient s'appliquer une courroie plate en néoprène (dont le constructeur signale dans sa notice que le côté brillant doit être vers l'extérieur), entraînée par une poulie solidaire d'un moteur synchrone à faible vitesse de rotation 250 tr/mn. Ledit moteur est logé dans un socle lourd en acier de 12 cm de diamètre, suspendu en trois points par des ressorts travaillant en extension et s'appuyant sur deux silent blocs en caoutchouc très souple. Les vibrations parasites sont ainsi bien filtrées par rapport au plateau et à la pointe lec-

*Vue de dessus du bras radial. On distingue sur le côté le système de relevage du bras.*





*L'entraînement s'effectue par courroie. La fourchette est fixe et ne sert qu'au bon guidage de la courroie. Le changement de vitesse s'effectue électroniquement.*

trice. Le blindage est très efficace par rapport aux cartes électroniques et naturellement à la cellule phonoelectrice.

Afin que sa vitesse de rotation soit très régulière et ne varie pas en fonction des « micro »-freinages entraînés par la pointe de lecture lisant les fortes modulations, ce moteur est tributaire d'un générateur R.C. dont l'amplitude des oscillations est régulée. Ce circuit est suivi d'un amplificateur qui, selon les versions, était soit à base de deux circuits intégrés, soit par la suite selon un montage de transistors en parallèle capable de fournir une puissance de 4 W via un transformateur adaptateur vers le moteur d'entraînement dont la tension d'alimentation est de l'ordre de 48 V. Pour obtenir un démarrage rapide, un deuxième circuit auxiliaire augmente la réaction à la mise sous tension. Le changement de vitesse 33-45 tr/mn s'effectue par modification de la fréquence du générateur R.C. Un potentiomètre assure l'ajustage fin de la vitesse sur une plage de  $\pm 2\%$ .

Mais le morceau de bravoure est, bien évidemment, le bras de lecture radial avec un système d'asservissement. Ce bras se présente sous la forme d'un tube droit articulé dans le plan vertical par un croisillon dont les quatre branches sont montées sur des micro-roulements à billes. Le croisillon est logé à l'intérieur d'un cylindre en aluminium qui le dissimule. L'ensemble de l'articulation est solidaire d'un portique en aluminium fixé au chariot de transport. Le centre de gravité coïncide pour ainsi dire avec l'intersection des axes du croisillon. On peut ainsi obtenir un équilibre indifférent.

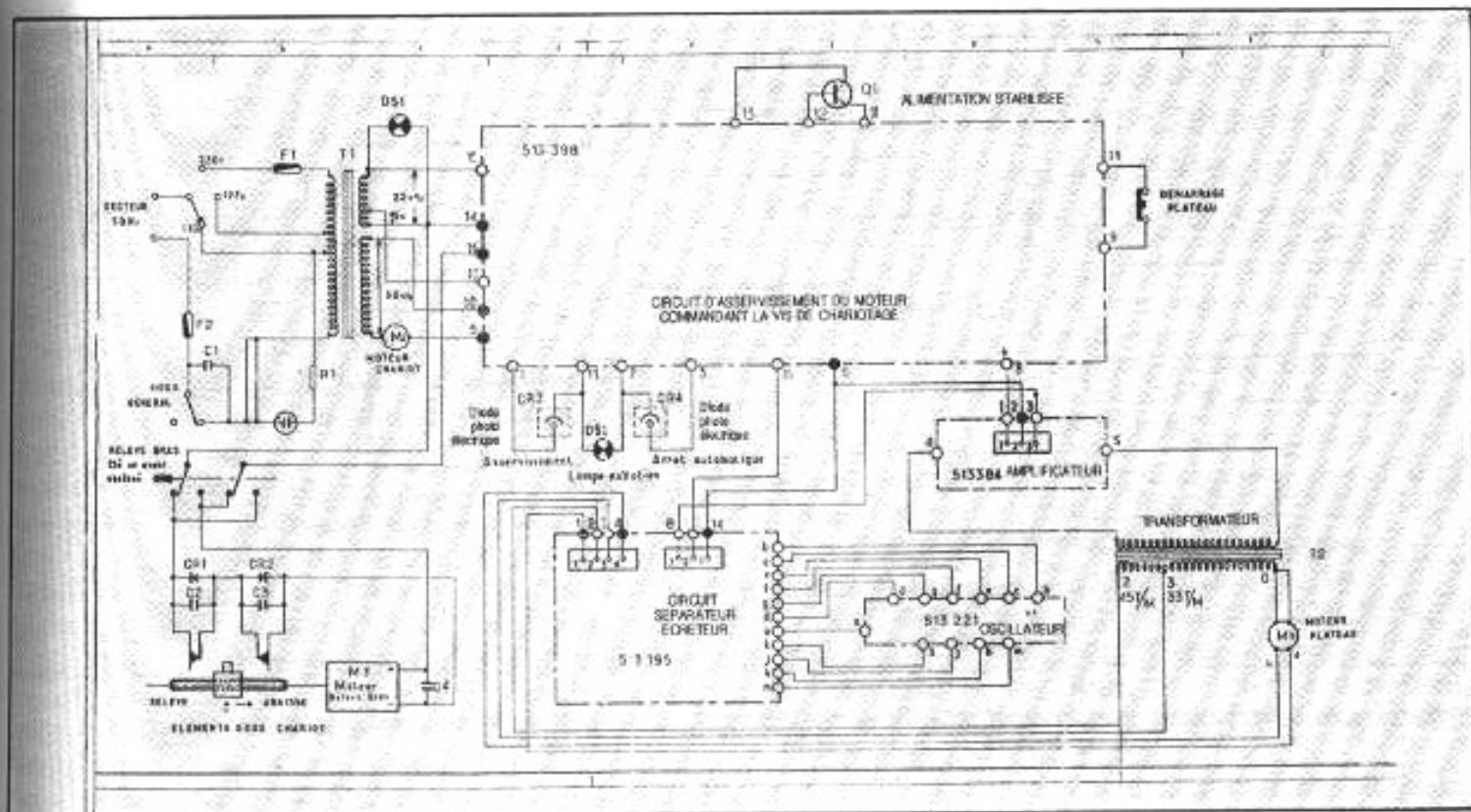
A l'extrémité antérieure du bras sont placés le connecteur et l'ergot vertical de centrage pour un petit tube rapporté muni d'une coquille creuse pouvant accepter toutes les cellules à écartement standard de fixation. L'équilibrage statique est obtenu par un contre-poids vissant de forme tronc conique, placé à l'arrière de l'articulation.

La force d'application est ajustable par l'intermédiaire

d'une masselotte circulant l'avant sur le corps même du bras où se trouve une échelle graduée en grammes (très pratique à l'usage). Sur le côté droit du bras, une petite pièce en forme de diabolo vient reposer en son centre sur un levier solidaire d'un système vertical qui monte ou descend de manière ingénieuse, via un petit moteur électrique entraînant une petite vis sans fin qui agit sur l'ouverture ou la fermeture d'un compas. Ce lève-bras électrique, assez sophistiqué, est en relation avec le système d'arrêt automatique et l'interrupteur de commande placé à côté du bouton de démarrage de rotation du plateau. Le moteur d'entraînement du lève-bras agit aussi sur le patin d'entraînement du chariot qui vient s'appliquer sur la vis-mère.

Tout l'ensemble potence support du bras est monté sur un chariot qui coulisse sur deux réglettes chromées parallèles écartées de 6 cm. Le guidage du chariot s'effectue latéralement par quatre galets montés sur roulements à billes qui sont placés de part et d'autre de l'une des réglettes et le roulage en appui sur des petites roulettes en nylon (trois au total). Entre les deux « rails » on peut découvrir la vis-mère de 14 cm sur laquelle vient prendre appui le patin fileté en forme de demi-lune, qui est solidaire du chariot porteur du bras. Ce patin s'abaisse sur la vis d'entraînement en même temps que le lève-bras électrique pose la pointe de lecture sur le disque et actionne tout le système d'entraînement de chariotage. La vis-mère est entraînée via une corde à piano solidaire d'un flector (pour amortir les vibrations) par un moteur d'origine Crouzet avec réducteur mécanique par engrenages.

Si le bras de lecture possède une totale liberté dans le plan vertical, par contre dans le plan horizontal l'amplitude des mouvements est limitée à quelques

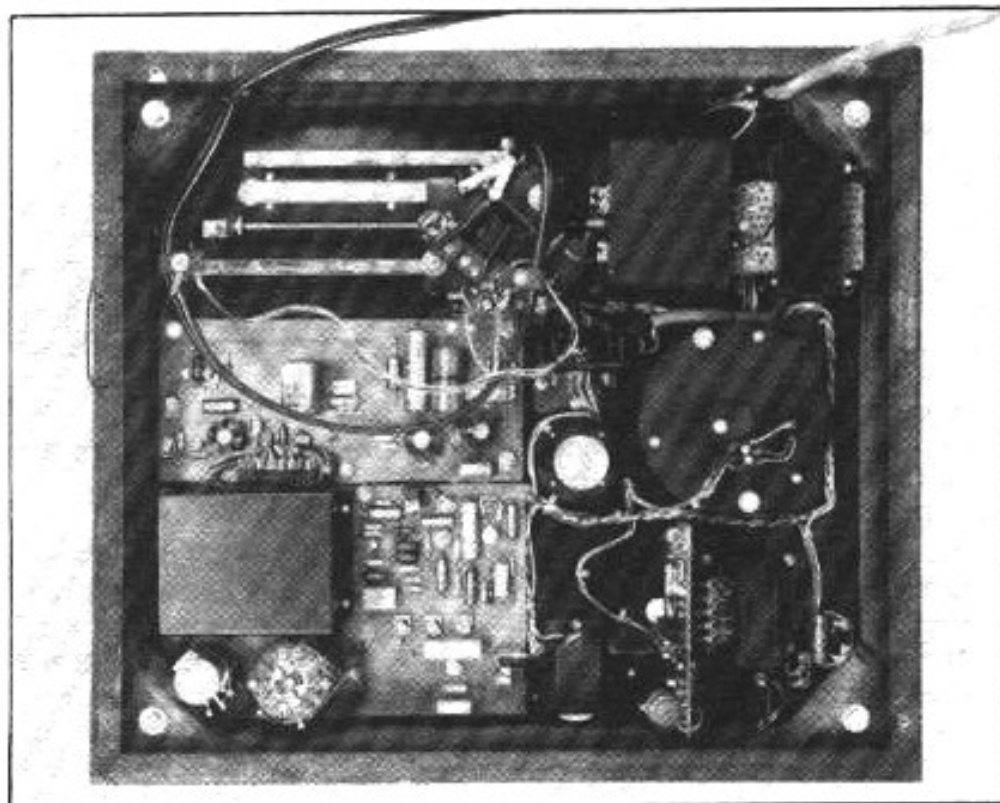


Synoptique des circuits de la Clément Schlumberger A. I. B.

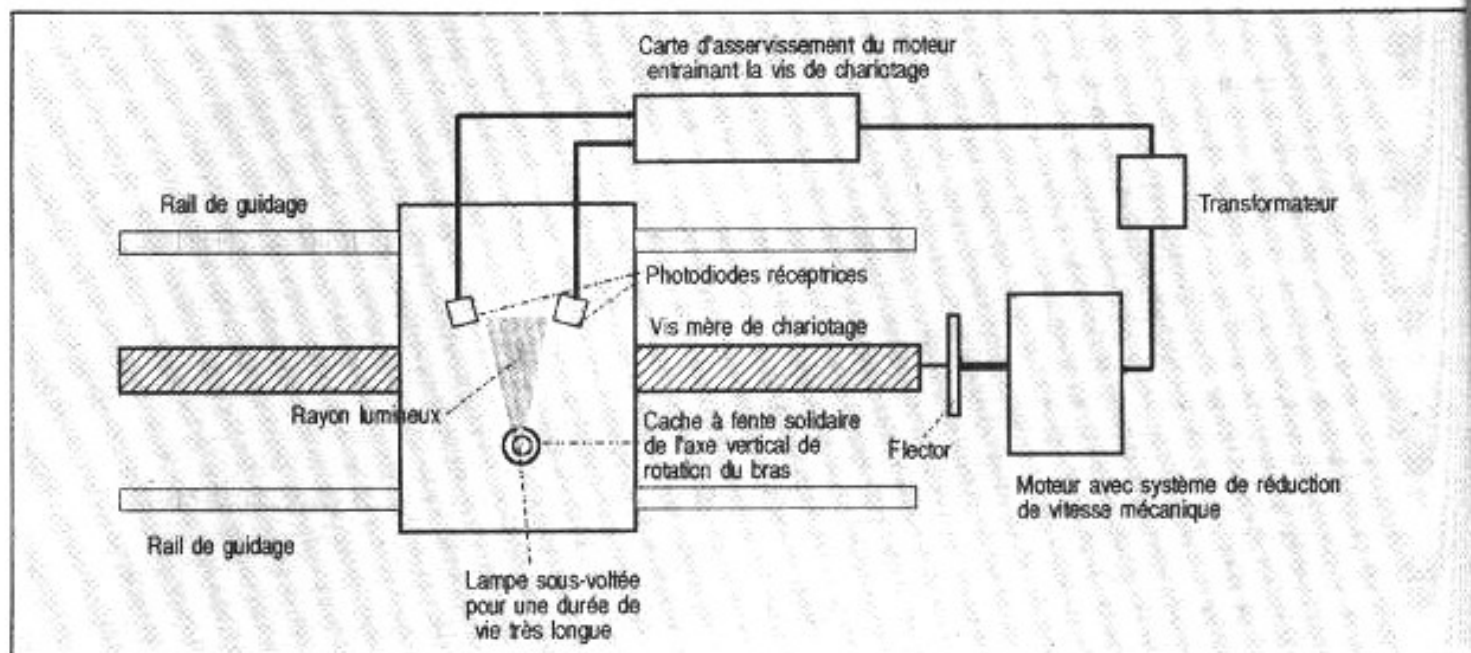
degrés. Ainsi, pour maintenir le bras aussi perpendiculairement que possible au rayon du disque, M. Pierre Clément a pensé un système d'auto-correction fort ingénieux qui n'impose pas de continuités mécaniques à l'extrémité de la pointe de lecture. Pour ce faire, l'axe vertical de rotation du bras est solidaire d'un cache à fente qui, selon ses mouvements latéraux, oriente les rayons lumineux d'une petite lampe (sous-alimentée pour une durée de vie très longue) vers l'une ou l'autre des photo-diodes placées de part et d'autre d'un axe médian et légèrement orienté vers la direction du cache fendu. Electriquement, ces deux photo-diodes au silicium sont placées sur deux boucles d'un pont qui est équilibré quand aucune des deux diodes n'est atteinte par le faisceau lumineux. Par contre, quand l'une des deux photo-diodes est « éclairée », le pont est déséquilibré, engendrant un signal d'erreur qui va agir sur la valeur d'intensité du courant continu qui va se superposer au courant alternatif alimentant le moteur

(vu plus haut) qui entraîne la vis-mère de chariotage. En pratique, c'est un transformateur séparateur qui délivre le courant alternatif au moteur, pour des raisons d'adaptation.

La vis-mère peut ainsi voir sa vitesse de rotation varier de 2,5 tr/mn pour la correction sur les sillons les plus proches les uns des autres à 50 tr/mn pour le balayage des différentes plages.



Vue interne de la Clément Schlumberger A. I. B. En haut, on remarquera les deux rails de guidages (brillant) et au centre la vis-mère de chariotage.



Principe très schématique d'asservissement du déplacement du chariot porteur du bras de lecture.

Il faut signaler que la correction s'effectue en fait dans une direction vers le centre du disque et que l'erreur de piste ne dépasse jamais  $10'$  d'arc. Ce système d'asservissement agit avec une rapidité extrême. Si l'amplitude angulaire dépasse  $1/2^\circ$  (sur les premières versions), la table de lecture s'arrête. Tel est le cas en fin de disque où le pas du sillon augmente considérablement : le système d'asservissement ne pouvant pas corriger une telle amplitude, il déclenche un relais qui coupe l'alimentation des deux moteurs. De même, si l'erreur, vers l'extérieur, par la faute d'un mauvais fonctionnement du système de correction, dépasse un peu moins de la moitié d'un degré, les deux moteurs (entraînement du plateau et celui de la vis de chariotage) sont coupés. Il faut se reporter plus de 20 ans en arrière pour mieux se rendre compte de toute l'ingéniosité du système d'asservissement, qui fut repris plus ou moins directement quelques années plus tard par Bang et Olufsen, Yamaha, Technics, Goldmund sur leurs tables de lecture à bras radial.

Sur la Clément A1, la lecture

des disques stéréophoniques devenait pratiquement idéale même sous une force d'application très faible, par annulation des contraintes imposées au levier porte-pointe par la poussée latérale et, par voie de conséquence, les formes de distorsions d'erreur de piste disparaissaient (20 fois inférieures à celles des meilleurs bras coudés). De plus, par rapport à certains systèmes à bras radial entraîné mécaniquement par la pointe de lecture, la Clément A1 n'imposait pas d'effort à l'équipage mobile (moins de 5 mg reportés à l'extrémité de la pointe). De plus, les frottements mécaniques étaient réduits au minimum par absence de torsion des fils de liaison (très faible amplitude des mouvements dans le plan latéral).

En résumé, les défauts importants des bras de lecture conventionnels étaient supprimés sans introduire théoriquement d'autres formes de contraintes : — élimination de l'erreur de piste, la pointe de lecture parcourant exactement le même chemin que celui du burin graveur (trajectoire rectiligne) ;

— suppression des effets de la force centripète qui attire la pointe de lecture vers le centre du disque, car aucune poussée latérale n'est exercée étant donné que le bras reste toujours perpendiculaire au rayon du disque ; — réduction de la masse du bras, celui-ci étant plus court qu'un bras classique, la masse dynamique est réduite d'autant ; — élimination du couple résistant au pivotement dû aux fils de sortie de modulation ; — enfin, même sur les disques excentrés, le système d'asservissement a le temps d'agir sans temps de réaction.

En pratique, avec une excellente cellule, à l'époque la prestigieuse lignée des Shure V15 débutait pour ainsi dire, les passionnés pouvaient particulièrement apprécier l'A1 sur les passages difficiles où la plupart des platines à bras conventionnel déclaraient forfait et cela avec une force d'application nettement inférieure. Ainsi, sur la redoutable « Ouverture 1812 », les coups de canon passaient sans coup férir, avec netteté, sans distorsion sur les crêtes violentes ni



sentiment que la pointe de lecture flottait dans le sillon. Mais en dehors de cet aspect spectaculaire, l'une des qualités dominantes de l'A1 à l'écoute résidait dans la notion de parfaite stabilité de l'image stéréo d'un bout à l'autre de la lecture d'une plage de disque. Pas de formation orchestrale qui dérape progressivement vers un canal, pas de soliste ne sachant où aller d'un canal à l'autre en fonction de la hauteur de la note jouée, tout restait dans un cadre bien fixé, comme à l'écoute d'une bande master. De plus, dans les fréquences élevées, nous pensons que l'absence d'erreur de piste conduisait aussi à un aigu plus propre, moins curieusement entâché de résonances, mais aussi beaucoup plus lisible, avec moins de distorsions et d'aspect granuleux. On avait l'impression d'une lecture qui se passait dans la « soie » au-delà de 5 kHz. Les voix féminines avaient ainsi moins tendance à « siffler » sur les fins de syllabes, avaient plus de « corps » et un sens mélodique beaucoup plus nuancé (plus grande capacité dynamique sur les petits signaux).

De plus, l'isolation envers les bruits mécaniques divers était remarquable : pas de ronronnement aux basses fréquences. Simplement la commande du

lève-bras électrique était un peu bruyante ainsi que le moteur d'entraînement de la vis de chariotage sur les sillons interplages.

Au début des années 70, Schlumberger a repris la fabrication des platines Clément A1 sous la version A1B avec lève-bras électrique, mais l'abandonna peu de temps après sans réaliser d'ailleurs de modèles adaptés aux exigences professionnelles avec un circuit de correction RIAA incorporé et une sortie ligne symétrique. Il faut dire que peu après, des grands constructeurs ont proposé des tables de lecture à bras radial s'inspirant du principe de détection d'erreur opto-électronique, ou plus simplement avec des micro-contacts placés de part et d'autre du bras mais infligeant quelques contraintes mécaniques à la pointe de lecture. Nous pensons que la descendance naturelle de l'A1 dans l'esprit audiophile est concrétisée par la Goldmund Studio avec bras radial T3F qui reprend l'idée du capteur photo-électrique en combinaison avec un circuit de correction programmé par une mémoire PROM. Pierre Clément avait montré la voie d'une lecture stéréophonique sans compromis.

## Caractéristiques technique des Clément A1 et Clément Schlumberger A1B

— Bras tangentiel asservi électroniquement par moteur sans collecteur avec système de détection d'erreur opto-électronique.  
— Entraînement du plateau par courroie à partir d'un moteur synchrone à vitesse lente 250 tr/mn commandé par oscilateur.

- Vitesses : 33/45 tours.
- Réglage fin :  $\pm 2\%$ .
- Pleurage et scintillement :  $\leq 0,01\%$  valeur crête.
- Rumble : -60 dB maximum.
- Erreur de piste maximum : 10' d'arc.
- Distorsion d'erreur de piste : 0,025°/cm.

## Bibliographie

Table de lecture phonographique avec bras radial électroniquement asservi : article de M. Rémy Lafaurie. Revue du Son n° 201, janvier 1970.

Nous tenons à remercier M. Gormezano pour les documents, plans, qu'il a pu nous fournir sur la Clément Schlumberger A1B, M. Louvet qui nous prêtée sa table de lecture, afin que nous puissions l'analyser et la photographier.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# LES TRANSISTORS EN ARSENIURE DE GALLIUM

**E**

*n électronique, on est passé des tubes à vide aux transistors. Ces derniers sont utilisés dans pratiquement tous les domaines sauf les télécommunications avec les tubes de puissance à haute fréquence et... à haute-fidélité. Nous avons vu, dans le n° 4 de L'Audiophile que des micro-triodes étaient maintenant en développement et pourraient avoir un avenir dans de nombreuses applications y compris, pourquoi pas, dans la Hi-Fi. Pourtant quand on parle transistors on ne pense qu'au silicium, mais ce n'est pas le seul matériau permettant de les fabriquer. En effet, depuis une quinzaine d'années, de nombreux laboratoires travaillent sur des transistors fabriqués à base d'autres éléments, en particulier l'arséniure de gallium.*

## Introduction

Les transistors ont été développés à partir de matériaux de type semi-conducteur ou semi-isolant qui ne laissent passer le courant que difficilement, mais lorsqu'ils sont « dopés » correctement permettent de le laisser circuler. Les premiers composants de ce type ont été élaborés à partir de germanium, puis de silicium. Ces deux éléments fai-

sant partie de la colonne IV dans le tableau périodique des éléments, ce qui signifie qu'ils ont quatre électrons périphériques. Chacun de ces électrons se lie à un électron d'un atome voisin pour former une liaison covalente. Chaque atome de silicium ou de germanium est donc relié à quatre atomes voisins. Cette structure est ce que l'on appelle également la structure diamant, car c'est ainsi que s'organisent les atomes de carbone pour cons-

tituer le diamant. La figure 1 donne une vue schématique de cette configuration (voir l'Audiophile numéro 5 pour plus de détails).

En réalité on pourrait fabriquer des transistors avec du germanium, du silicium ou du carbone sous forme diamant. On a utilisé le germanium, puis le silicium. Quant au diamant, le problème vient de la difficulté d'en fabriquer par synthèse. Mais cependant plusieurs laboratoires travaillent sur ce projet.

Une des caractéristiques des semi-conducteurs est la largeur du gap, ou de la bande interdite, c'est-à-dire de l'énergie qu'il faut donner à un électron de la bande de valence, pour l'amener dans la bande de conduction. La bande de valence est associée aux électrons liés aux atomes, tandis que ceux de la bande de conduction sont libres de se déplacer dans le matériau comme dans les métaux. Lorsque l'on passe du germanium, au silicium, puis au diamant, on a une largeur de bande interdite qui grandit. Cela permet de réaliser des applications très différentes. En particulier on pourrait imaginer en faisant un mélange carbone/silicium de fabriquer des matériaux à gap intermédiaire. C'est ce qui est réalisé avec les composés III - V.

Il est possible de réaliser des transistors avec d'autres matériaux semi-conducteurs. En particulier les composés de type III - V où un élément de la colonne III est associé à un élément de la colonne V. La colonne III est composée de: Bore, Aluminium, Gallium, Indium, et la colonne V d': Azote, Phosphore, Arsenic, Antimoine. On peut même réaliser des composants à partir des éléments des colonnes II et VI. Nous allons voir dans ce qui suit quels sont les avantages et inconvénients de ces matériaux, et nous verrons si les qualités uni-

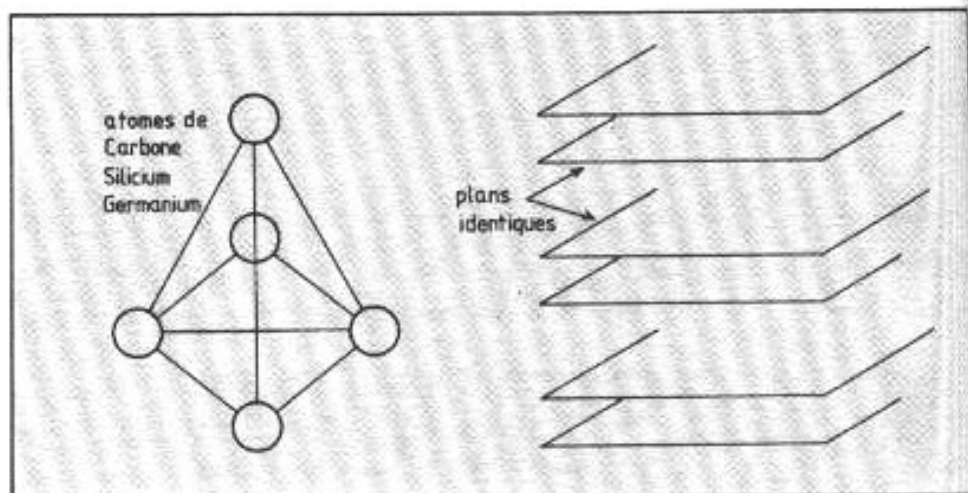


Fig. 1 : La structure diamant commune au diamant (carbone), au silicium et au germanium.

ques qui s'y rattachent permettent d'avoir des applications en haute-fidélité.

### Les composés III - V

Ils ont la même structure cristalline que le diamant, donc que le silicium. La seule différence est qu'un atome sur deux est de nature différente. Le cristal a une structure lamellaire ou un plan de composé III qui est suivi d'un plan de composé V, et ainsi de suite. La figure 2 donne une vue schématique d'un tel cristal.

Deux raisons principales ont poussé au développement des transistors à base de composés III - V.

### Les applications haute fréquence

Les électrons dans un matériau lorsqu'ils sont soumis à un

champ électrique atteignent une vitesse limite. C'est l'analogie de la vitesse des gouttes de pluie qui tombent et qui sont freinées par l'air. Quelle que soit la hauteur d'où tombent les gouttes d'eau, elles atteignent une vitesse limite imposée par le frottement de l'air. Les électrons sont moins freinés dans les III - V que dans le silicium.

Par exemple, la mobilité est sept fois plus grande dans le GaAs ou arséniure de gallium que dans le silicium, et 26 fois plus grande dans l'InP ou Phosphore d'indium que dans le silicium. La plus grande mobilité est évidemment dans le vide, c'est-à-dire dans les tubes à vide (voir l'Audiophile n°4 sur les microtriodes). Plus la mobilité des électrons est grande, plus les électrons se déplacent rapide-

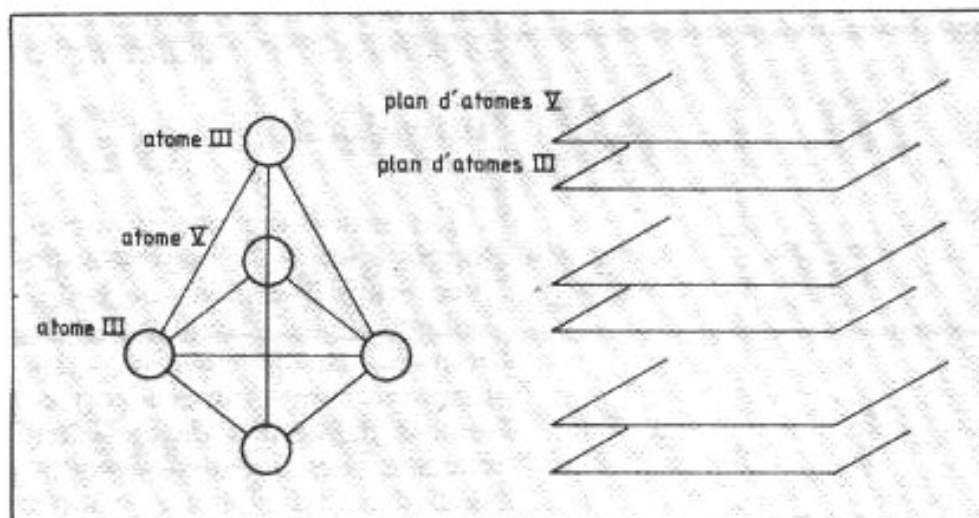


Fig. 2 : La structure cristalline des composés III-V.

ment et en conséquence la vitesse de commutation devient plus grande.

Un autre avantage des III - V est qu'ils sont plus isolants. Ceci se mesure par un gap plus élevé. Il est de 1,42 volt pour le GaAs contre 1,12 pour le silicium. Les transistors sont fabriqués localement à la surface du cristal de silicium ou de GaAs, sur une couche de quelques microns d'épaisseur. Si le substrat utilisé est isolant, il n'y a pas de perte d'électrons via le substrat. Dans le cas contraire il y a perte d'électrons.

### L'opto-électronique

A l'heure actuelle, les lasers solides sont fabriqués à partir de composés III - V, et il est intéressant pour des raisons de fiabilité, de vitesse et d'intégration de réaliser sur le même support à la fois la commande électronique, et l'émission ou la réception optique (voir l'Audiophile n°7 sur les fibres optiques).

### L'épitaxie par jet moléculaire

Les circuits intégrés au silicium sont fabriqués à partir de tranches de silicium extrêmement pures. Les motifs permettant de réaliser les divers transistors sont fabriqués par une série d'opérations de masquage, de gravure, de dépôt, de diffusion ou d'implantation, d'impuretés. Pour les composés III - V, les techniques sont différentes. En particulier, il n'existe pas d'oxyde isolant qui puisse assurer l'isolation électrique comme l'oxyde de silicium pour le silicium. On ne peut donc pas créer une couche isolante par oxydation directe du substrat. Par contre les autres techniques sont identiques.

Cependant pour obtenir des propriétés très particulières, il a été développé une nouvelle technique d'épitaxie par jets moléculaires. Dans un bâti à vide où

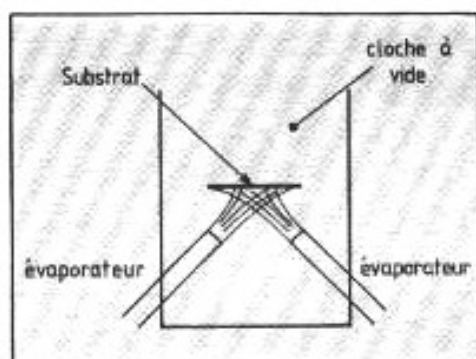


Fig. 3 : Vue schématique d'un bâti de croissance par épitaxie par jet moléculaire.

règne un vide très poussé, de l'ordre de quelques centièmes de milliardième de millibar, un substrat par exemple d'arséniure de gallium est utilisé comme support pour faire pousser des films minces avec une précision de la couche atomique, c'est-à-dire mieux que le millième de micron à la fois. Ces couches sont élaborées à partir de sources qui sont souvent des solides chauffés qui se subliment en vapeur, et en déposent sur la surface froide du substrat, à la manière de la vapeur d'eau sur le pare-brise froid. D'autres méthodes existent à partir de molécules organo-métalliques, comme l'arsine très toxique produite à partir de l'arsenic !

Ces molécules se décomposent au contact de la surface du substrat, et le métal se dépose. Ces techniques très sophistiquées, mais évidemment très chères permettent de fabriquer à la demande et d'une manière très souple, des couches avec des compositions très variées. La figure 3 donne une vue schématique d'un tel équipement.

### Les superstructures

Nous avons vu que la vitesse de commutation était liée à la mobilité des électrons dans le matériau. Pour avoir des amplificateurs avec une grande bande passante, on a donc intérêt à utiliser ce genre de matériau. Une autre option est de diminuer la longueur de parcours des électrons en diminuant les largeurs

de grille des transistors. En micro-électronique silicium, on en est actuellement en dessous du micron pour les circuits à haute intégration. Ces dimensions peuvent être encore diminuées, mais il y a forcément une limite physique. On prévoit sans trop de difficultés atteindre dans les prochaines années le quart de microns, mais pour aller plus vite, il faudra trouver autre chose. Les III - V ont là un rôle à jouer. Cependant un autre phénomène apparaît dans les III - V qui va dans le même sens. En effet lorsque le champ électrique atteint des valeurs très importantes, les électrons peuvent voyager en survitesse, 10 fois plus vite que la vitesse maximale admissible, mais cela uniquement pendant un temps très court, de l'ordre de la picoseconde, c'est-à-dire du millionième de seconde ! En associant les techniques de micro-électroniques aux effets de survitesse, on peut donc réaliser des dispositifs très rapides.

Un des problèmes rencontrés est que pour obtenir de forts courants, on est obligé d'augmenter le nombre d'atomes donneurs d'électrons, c'est-à-dire en réalité d'impuretés. Ceci a pour effet secondaire d'augmenter le nombre de pièges, et ainsi de baisser la mobilité.

Une solution intéressante a été trouvée avec le transistor à gaz d'électrons bi-dimensionnel. Dans un tel dispositif, on crée une hétéro jonction GaAlAs / GaAs. Sous certaines conditions, un champ électrique attire les électrons qui s'accumulent dans le GaAs, en couche très mince et très dense. La densité électronique est grande, alors que le nombre d'impuretés est faible.

Ce genre de transistors, est construit avec beaucoup de soins, car il s'agit de faire pousser des cristaux de paramètres cristallins, sensiblement différents les uns sur les autres sans

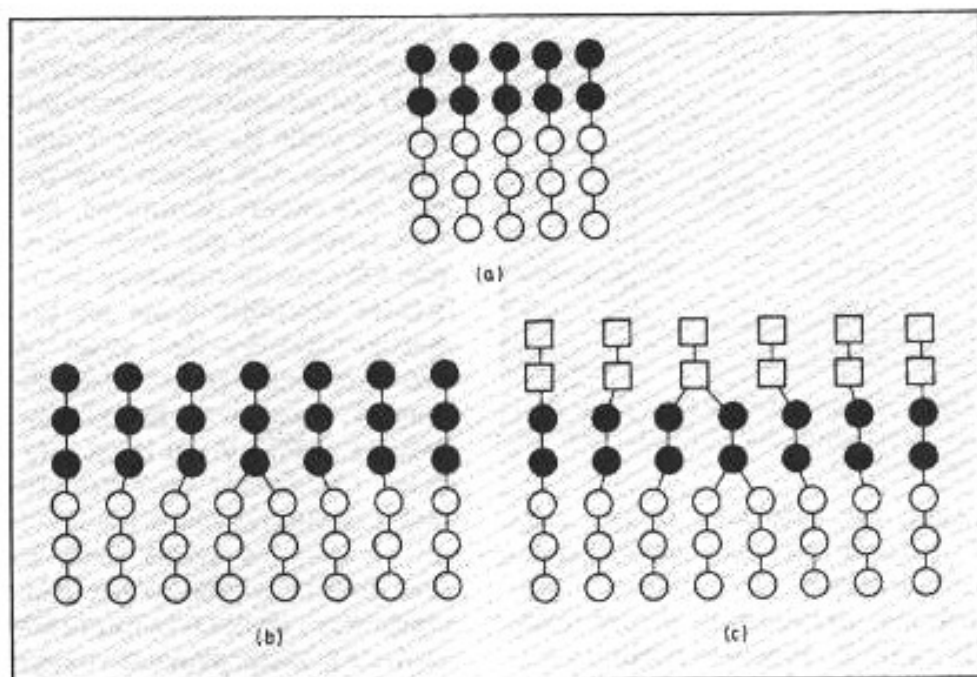


Fig. 4 : Différents modes de croissance cristalline.

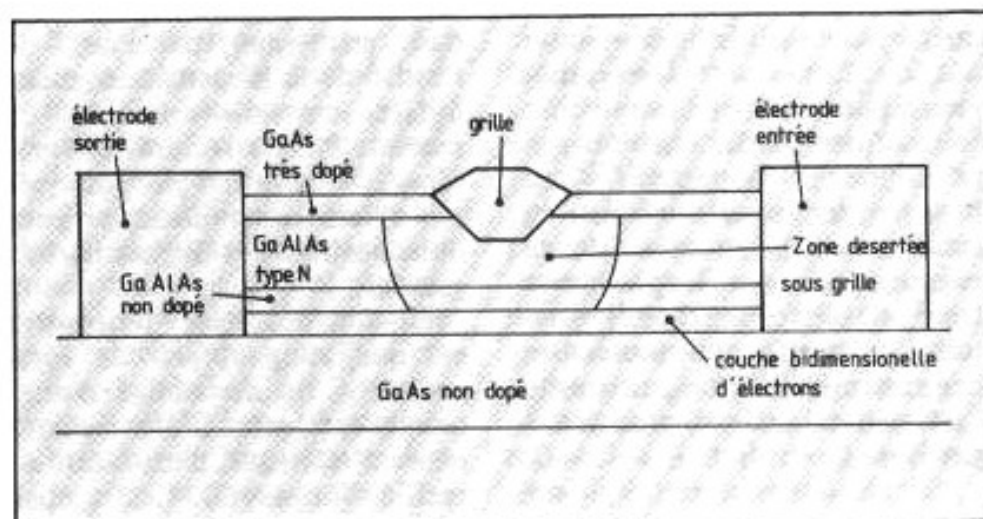


Fig. 5 : Transistor rapide en GaAs.

toutefois créer, de défauts propices à piéger les électrons. Si les paramètres cristallins entre deux matériaux sont identiques, il n'y a pas de problème à faire « pousser » un élément sur l'autre (figure 4 a). Si les matériaux ont des paramètres différents, on crée à l'interface des défauts réguliers (figure 4 b). Par contre si les paramètres ne sont que peu différents, on reste dans la limite élastique, et on peut déformer légèrement un des réseaux pour s'adapter à l'autre. En faisant un composé ternaire ou quaternaire à concentration variable, on peut passer continûment d'un réseau à un autre (figure 4 c).

## Les applications audio

A l'heure actuelle il n'est pas possible de faire des amplificateurs à transistors d'aussi bonne qualité qu'avec les tubes à vide. Un point a été fait dans le numéro 8 de l'Audiophile, et il apparaît que certains des paramètres jouant un rôle important sont :

- la bande passante, et la régularité de la réponse en amplitude
- la distorsion de phase
- les bruits
- l'impédance interne

Serait-il possible d'améliorer les amplificateurs à transistors en utilisant des composants en III -

V? Il semble que oui, les raisons seraient d'une part la plus grande rapidité de ces composants due à la plus grande mobilité des électrons, ce qui assure une bande passante élevée. D'autre part le fonctionnement d'un transistor à effet de champ balistique ressemble à celui des tubes à vide. Les électrons se déplacent dans le matériau, sans interaction, à grande vitesse. Ceci devrait diminuer le bruit créé par toutes les interactions entre électrons et matière. La figure 5 donne une vue schématisée d'un tel transistor.

Il se compose d'un substrat de GaAs non dopé — donc isolant — sur lequel est épitaxié un film mince de GaAlAs non dopé. Au-dessus une couche de GaAlAs dopé n, c'est-à-dire donneur d'électrons, et enfin une couche de GaAs très dopé. Les électrons provenant de la zone très dopée se retrouvent localisés dans une couche d'électrons bidimensionnelle. La densité d'électrons dans cette partie peut être très grande, mais n'interagit pas avec des défauts créés normalement par les impuretés sources d'électrons usuels, puisque ceux-ci sont produits dans une autre région. Ce dispositif se comporte comme un tube à vide.

## Conclusion

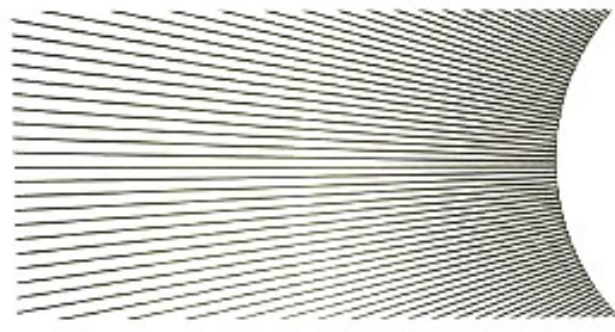
Il ne semble pas qu'il y ait à l'heure actuelle d'amplificateurs audio à partir de composants en III - V. Une des raisons est probablement que jusqu'à présent les circuits développés l'ont été surtout pour l'électronique digitale, c'est-à-dire rapide, mais ne donnant aucune puissance. Dans l'avenir le but est de remplacer les tubes à vide par des composants solides, mais de puissance. Il est donc nécessaire de rester vigilant, car dans les années qui viennent, de grands progrès pourront être accomplis, et des retombées intéressantes pour l'audio se produire.



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# QU

## **Le studio 4 de Jean Marie Reynaud**

*Un très intéressant procédé de charge est appliqué à la nouvelle enceinte Jean Marie Reynaud Studio 4. Il autorise une largeur de bande étendue dans le registre grave, cela malgré des haut-parleurs de petit diamètre et un volume de charge réduit. A noter que le piètement est fort astucieusement utilisé puisqu'il incorpore une ligne acoustique. De plus les caractéristiques d'impédance étonnamment linéaires facilitent grandement le couplage à l'amplificateur. Un boomer de 17 cm à facteur de surtension très bas (0,25) est placé à l'intérieur de l'enceinte sur un plan horizontal.*

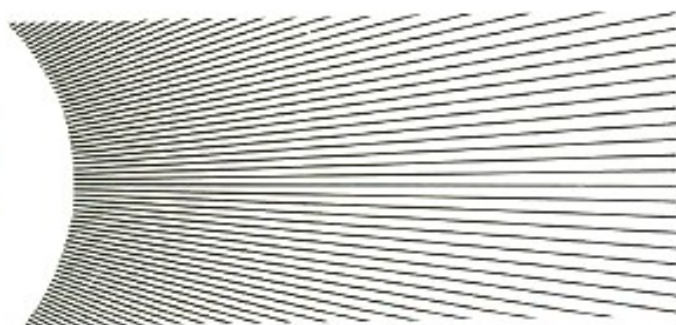
*L'une de ses faces est chargée par un volume faisant office de chambre de compression ; ce volume est associé à une ligne acoustique repliée de section croissante débouchant sur l'extérieur en haut du pied. L'intérêt de la chambre de compression est d'augmenter la vitesse du flux d'air est de contourner ainsi le problème de temps d'établissement de l'onde à l'intérieur de la ligne responsable de traînage.*

*Le profil à section croissante de cette ligne participe de plus à une très bonne adaptation de l'impédance acoustique (élevée à l'entrée et très basse à l'embouchure). L'autre face de ce haut-parleur interne voit deux cavités. Une première accordée à sa résonance avec le HP par un évent cylindrique communiquant sur l'extérieur. La seconde cavité couplée par évent à la première est équipée d'un autre 17 cm rayonnant à l'air libre (en haut de l'enceinte). Les deux 17 cm ont été choisis avec des résonances et des surtensions différentes. Ils ne fonctionnent en tandem qu'en*

*dessous de 150 Hz. Il y a désaccouplement mécanique au delà de cette fréquence. Le résultat de cette association pour le moins originale est une courbe d'impédance plate à l'ohm près dans la bande 20 Hz-300 Hz. Le résultat est d'autant plus remarquable qu'il est obtenu essentiellement par des solutions acoustiques. Les haut-parleurs ainsi chargés ne présentent plus aucune surtension, ils génèrent de cette façon un niveau constant jusque dans l'extrême grave bien en dessous de leur fréquence de résonance propre. Un médium de 12 cm prend le relais de 1450 à 7000 Hz suivi par un tweeter de 19 mm. Les premières écoutes nous ont révélé un très bel équilibre associé à une réponse en fréquence très étendue et une remarquable spatialisation. A écouter sans faute aux Journées de la Haute Fidélité.*



# LD



## Proac RESPONSE Two.

*Proac pour Professional Accoustic. Le ton est donné. En effet, si la marque anglaise était à ses débuts plus spécialisée dans la fabrication d'enceintes Monitoring de studio, elle propose aujourd'hui toute une gamme d'enceintes dont la plus connue est la Proac Super Tablette. La dernière née de la firme Britannique est la Response Two. Comme toujours chez Proac, la finition et les composants utilisés sont de très grande qualité. Enceinte peu volumineuse (46 × 23 × 26), elle est équipée d'un système de deux magnifiques transducteurs de la marque Celef audio. Le tweeter à dôme en polyamide a sa bobine mobile qui baigne dans du ferrofluide, le grave est transcrit par un superbe haut-parleur de 17 cm à membrane polypropylène. La charge de type bass-reflex a été optimisée afin d'éviter tout bruit parasite d'écoulement d'air et en assurant un excellent amortissement. Le filtre, avec des masses séparées pour les sections grave, médium et aigu autorise la bi-amplification ou le bi-câblage. Le coffret de la Response Two est réalisé dans de la médite de 25 mm d'épaisseur assurant une rigidité parfaite et aucune résonance parasite. L'écoute ne faillit pas à la tradition Proac. Une superbe image bien en place, un grave dont l'absence de traînage et la tenue étonnent pour une enceinte d'un volume aussi réduit. La pureté des voies et la finesse de reproduction des instruments à cordes font de la Proac Response Two une enceinte d'une rare élégance sonore.*

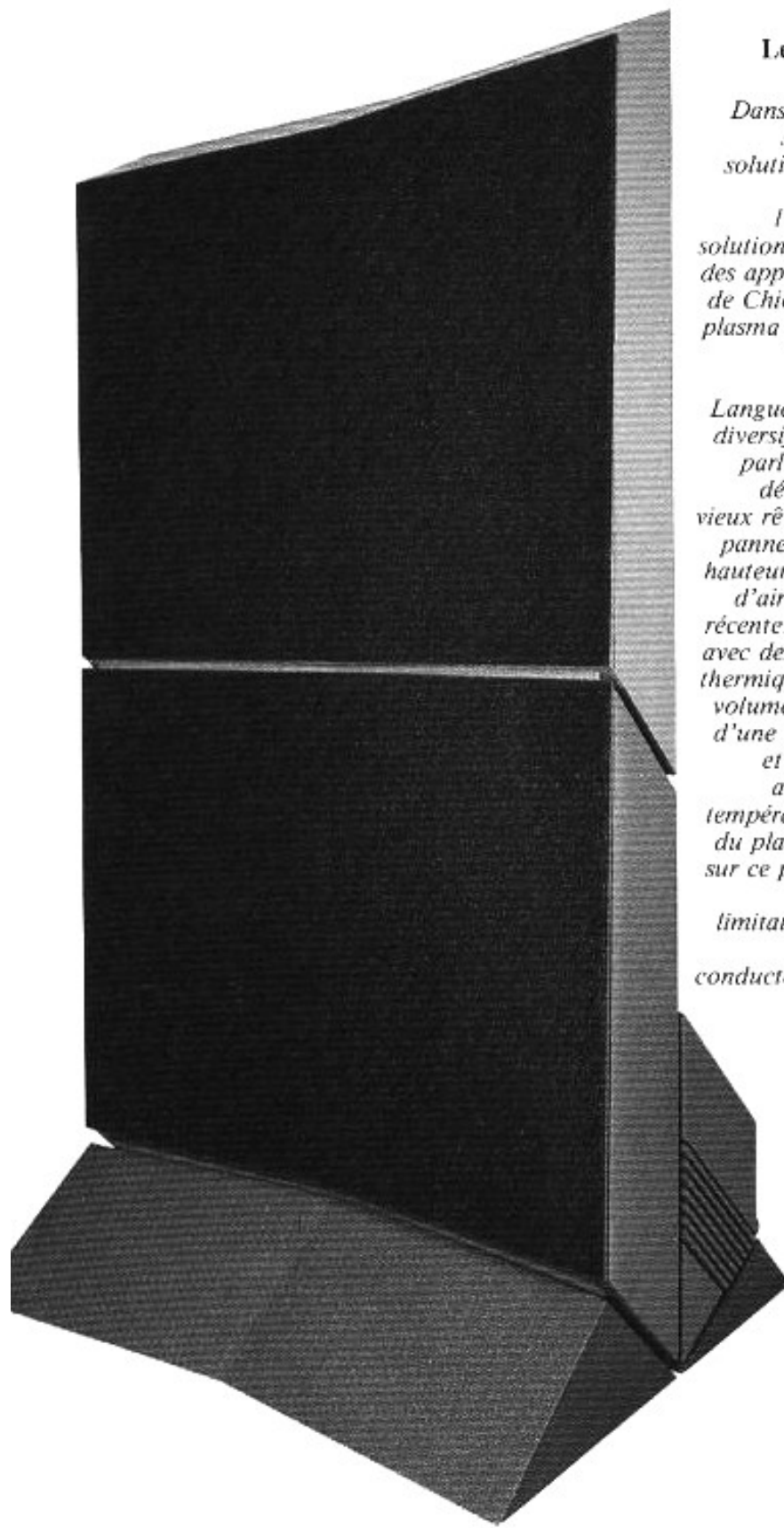


## Dynaudio Esotar-T330D.

*Dynaudio s'est fait une spécialité des haut-parleurs haute fidélité à très forte puissance admissible. Suite à une demande émanant d'un fabricant de monitoring américain, la firme danoise a lancé le développement d'un tweeter à dôme sans compromis, une sortie de D28AF pro, ce projet est concrétisé par la sortie du tout nouveau T330D Esotar. Il se caractérise par une tenue en puissance nominale de 300 W (2000 W en crête !) avec une étonnante linéarité dynamique en fonction de la puissance pour un tweeter à dôme (ce type de transducteur souffre habituellement d'un phénomène de compression de la dynamique). Pour ce faire, Dynaudio a mis en œuvre un circuit magnétique à plaque de champ en acier extra doux, autorisant un champ de 19000 gauss pour un noyau de 28 mm. La bobine est de type hexacoil, l'onde arrière est amortie par un résonateur. La courbe de réponse est très douce et autorise un filtrage à 6 dB. Cela a une fréquence basse de 2500 Hz. Son rendement est de 92 dB et son prix de 2 000 F environ... Autre nouveauté le 15 W-75, une sorte de mini boomer musclé destiné à la réalisation de*

*toutes petites enceintes voire de solution bas-médium. La membrane de diamètre 110 mm est mue par une énorme bobine de 75 mm pour un travail en piston quasi-idéal. Bien naturellement, compte tenu d'une telle configuration l'aimant est à structure centrale. Le robuste saladier moulé a un profil très dégagé pour l'évacuation de l'onde arrière. La fréquence de résonance est de 48 Hz. La réponse s'étend à 3 kHz, le rendement de l'ordre de 89 dB. Tout cela avec une surprenante tenue en puissance de 130 W maximal (1000 W en crête). Son prix : 720 F environ.*





## Le Toltèque. Transducteur à plasma froid large bande.

Dans les bouleversements technologiques de cette fin de siècle, le haut-parleur fait figure d'ancêtre. Aucune solution nouvelle n'a émergé depuis des décennies. Tous les grands principes datent des années 20-30. L'électrodynamique de Rice et Kellogg (1925) reste la solution incontournable en 90 pour la très grande majorité des applications. En janvier dernier l'un des clous du CES de Chicago était un transducteur français... large bande à plasma froid. Cette innovation de taille n'est pas issue des laboratoires d'une firme spécialisée dans l'électroacoustique. Il s'agit des Acières du Haut Languedoc lesquelles dans le cadre de leur programme de diversification ont misé sur les plasmas. Le père du haut-parleur est Jean-Claude Fourrière. Il travaille depuis le début des années 80 sur ce type de transduction. Son vieux rêve se matérialise enfin sous la forme d'un immense panneau Le Toltèque de 2,50 m de hauteur et 1,45 m de largeur, poids 250 kg ! Certes l'idée d'utiliser un volume d'air ionisé pour générer une onde acoustique n'est pas récente. Les premières tentatives remontent aux années 50 avec des tweeters à plasma chaud, l'air est ionisé par effet thermique par application de tensions haute-fréquence. Le volume d'air ionisé est modulé par le signal audio autour d'une température moyenne. Il en résulte des dilatations et des contractions de volume se traduisant en ondes acoustiques. Malheureusement, cette modulation en température est limitée en élongation par effet de dilution du plasma. Aussi est-il exclu d'envisager des applications sur ce principe pour des fréquences inférieures à plusieurs kilohertz. Le plasma froid ne souffre pas de ces limitations draconiennes, il est connu aussi sous le nom de décharge couronne. Lorsqu'une pointe ou un conducteur de faible rayon de courbure (fil) est porté à un potentiel élevé par rapport à une électrode de grand rayon de courbure (électrode plane) il y a ionisation de l'air. Des ions, de potentiel identique à celui de la pointe ou du fil sont repoussés vers l'électrode plane. Par collision avec des atomes sur leur passage, ils leur arrachent des électrons, lesquels ionisent d'autres atomes... Il y a ainsi création d'un courant électrique associé à un mouvement de l'air (vent ionique). De là à générer une onde acoustique par modulation avec un signal musical autour de la valeur moyenne de polarisation, il n'y a qu'un pas. Toutefois le rayon d'action d'une seule pointe est très petit (quelques millimètres) et le niveau sonore obtenu est très faible. Il faut donc un très grand nombre de cellules élémentaires pour parvenir à une transduction réaliste. Ceci explique la taille imposante des haut-parleurs Toltèque. Ceux-ci n'utilisent pas des pointes mais des fils.

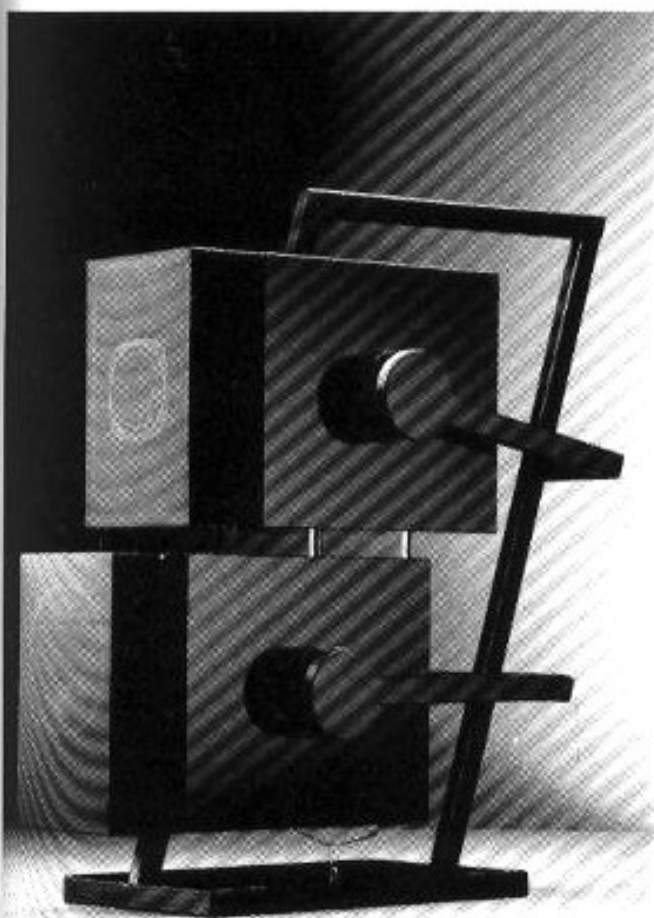
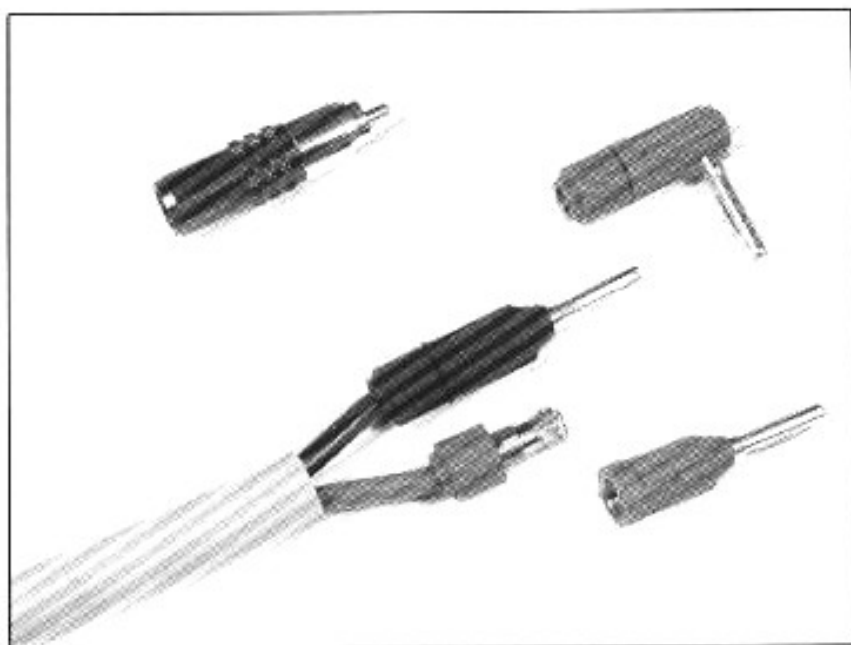
Cependant, nous n'avons pas encore obtenu de détails précis sur les solutions retenues et la réalisation. Tout l'intérêt réside dans la largeur de bande transmise qui peut s'étendre pratiquement jusqu'au continu dans le grave et à plus de 20 kHz dans l'aigu. Cela en large bande, sans recours à aucun filtrage. L'inertie, grand handicap de tous les transducteurs, est tout bonnement supprimé. La réponse transitoire frise la perfection, fini les problèmes de trainage, de suroscillations... Le rêve ! Nous suivons de très près la dernière phase d'industrialisation des Toltèques. Les versions définitives sont attendues dans le courant de l'année 90. Leur coût devrait se situer aux alentours de 500000 F la paire ! Tous nos vœux de réussite à cet ambitieux projet technologique français.

## Connexion Supershield

Connectique intéressante proposée par Supershield, firme française dont l'originalité réside dans le montage du câble sans soudure, ni retissage. Nombre d'amateurs, voir de professionnels sont freinés par le fait d'avoir recours à un fer à souder pour réaliser ou améliorer une connexion de qualité...

Supershield propose actuellement quatre types de connecteurs : une cinch mâle pour câble 5 mm, une cinch mâle pour câble 8 mm et deux fiches banane pour HP, l'une droite, l'autre à 90°. Pour les cinch, le raccord de point chaud s'effectue par pénétration d'une pointe dans l'âme du conducteur. Le maintien mécanique de la liaison est assuré par un système de presse étoupe garantissant une pression constante sur l'ensemble des brins du conducteur, indispensable à l'obtention d'une faible résistance de contact. La liaison tresse-masse est effectuée par une bague dont l'élasticité maintient en pression la tresse sur l'alésage du connecteur.

Pour les fiches banane, il suffit de replier les brins du câble sur le pourtour de la collerette et de visser l'embout. *Détail intéressant à préciser : l'étanchéité des prises et le maintien en pression confèrent une remarquable fiabilité du contact dans le temps. De même la tenue mécanique est remarquable (10000 manœuvres minimum !). Les prix sont très réalistes puisque les cinch sont proposées à 42 F (câble 5 mm) et 92 F (câble 7 mm) et les bananes à 57 F. Distribution : L'Audiodistribution 91 06 00 23.*



## Goldmund Analogue

Satisfait par le succès international rencontré avec son système Apologue — sélectionné par le musée d'Art moderne de New-York — Goldmund annonce une seconde enceinte conçue par la même équipe, l'Analogue. Son designer, l'Italien Claudio Rotta-Loria a retenu le même concept de structure. Sa fabrication est plus aisée par rapport à l'Apologue ; aussi son coût sera substantiellement inférieur (207 000 F la paire). Elle ne sera disponible qu'en quantité limitée : 900 paires sont planifiées pour le marché mondial. Le constructeur reste très discret sur les choix technologiques retenus, si ce n'est que le filtrage n'utilise pas moins de 400 composants ! L'Analogue autorise toutes formes de raccordement : standard, bi-câblage, bi-amplification...

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# DEFENSE ET ILLUSTRATION DE LA CONTRE-REACTION



*L'acte de naissance de la contre-réaction : quelques notes écrites par son inventeur (H.S. Black) sur le journal du jour, pendant la traversée de l'Hudson. (Doc. IEEE Spectrum, 12-77)*

## C

*'est vrai, la contre-réaction est une idée bien séduisante : depuis son apparition dans les années trente, elle a beaucoup séduit et ses succès ne se comptent plus. Trop séduisante, peut-être, certains lui vouent une passion aveugle, la croient parfaite et au dessous de tout soupçon. Une telle attitude est risquée : la perfection peut-elle exister ici-bas ? Devant la suspicion qui touche la contre-réaction dans le domaine audio, certains restent sourds à toute remise en cause de ses vertus ; d'autres au contraire, se sentent trompés, le dépit d'une déception excessive leur fait développer un syndrome "séduite et abandonnée" : la contre-réaction est le mal absolu, la source de tous les maux en audio, elle conduit au désastre les concepteurs qui lui font confiance. En fait, la contre-réaction est une idée fantastique, mais elle a ses limites et ses effets pervers. Elle n'est pas comme la langue d'Esopé la pire et la meilleure des choses, c'est un moyen très puissant mais non absolu de linéarisation des circuits électroniques, qui peut mettre en relief certains défauts des composants.*

Dans notre étude d'amplificateur, nous avons appliqué cette vision de la contre-réaction : cela nous a conduit à beaucoup utiliser la contre-réaction tout en surveillant bien son action. Dans les n° 2 et 4 (nouvelle série) de l'Audiophile, nous avons exposé en détail les avantages et les effets pervers de la contre-réaction. Cela nous a conduit à une politique d'utilisation de la

contre-réaction qui peut se définir par trois axes :  
— tout d'abord utilisation d'une contre-réaction globale importante ; cela va à l'encontre d'une mode actuelle qui cherche à réduire la contre-réaction globale. Nous pensons avoir identifié les phénomènes qui, dans les cas habituels d'utilisation d'une contre-réaction globale importante, conduisent à de graves

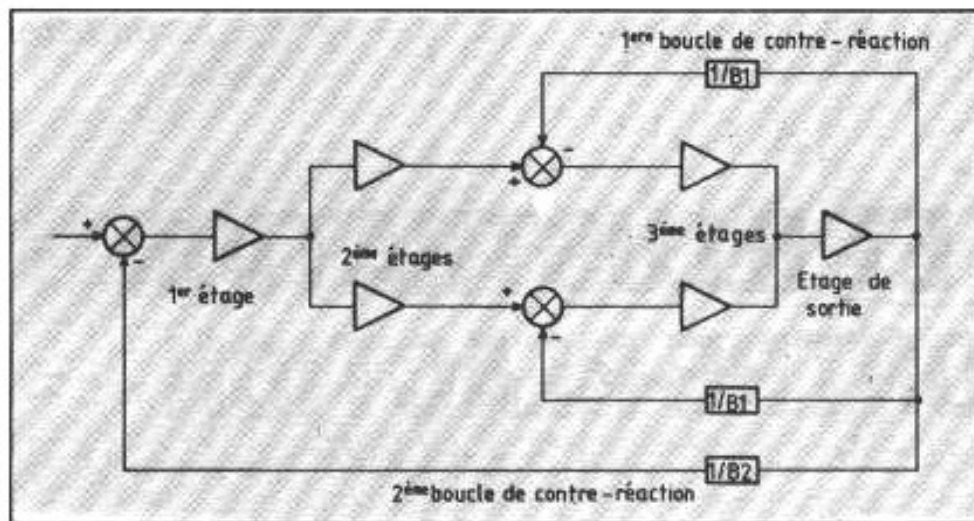


Fig. 1 : Synoptique de l'amplificateur.

défauts qui ne sont révélés que par des tests utilisant des signaux de niveau variable (uniquement par les tests subjectifs aujourd'hui). L'action de notre contre-réaction globale devrait être uniquement positive parce que nous choisissons une fréquence de coupure en boucle ouverte située au-delà de la limite supérieure de la bande audio et grâce aux deux autres axes de notre politique :

- utilisation de contre-réactions locales pour linéariser dès le départ chaque étage et préparer le travail de la contre-réaction globale. La mode ancienne favorisait la contre-réaction globale à laquelle il était souvent demandé la linéarisation d'un empilage de circuits très peu linéaires ; la mode nouvelle mise beaucoup sur la contre-réaction locale en rejetant la contre-réaction globale. Nous pensons qu'il faut jouer sur les deux tableaux, c'est ce que nous avons fait dans notre amplificateur ;

- enfin dernier axe : surveiller la composante continue et ses dérives. Non pas pour annuler celles-ci en sortie de l'amplificateur, cela ne sert à rien ; mais pour maîtriser les points de polarisation des transistors qui conditionnent le niveau et la nature des distorsions engendrées par ces transistors. Nous pensons que les dérives thermiques des transistors, liées aux signaux

amplifiés, et aggravées par un usage irréfléchi de la contre-réaction, expliquent les piètres performances subjectives des amplificateurs à transistors comparés à leurs homologues à tubes malgré des mesures souvent meilleures.

Dans le numéro 5 (nouvelle série) de l'Audiophile, nous avons décrit les circuits élémentaires utilisés dans notre amplificateur, ainsi que leurs performances objectives. Nous avons également montré leur agencement relatif. Dans notre exposé d'aujourd'hui, nous verrons la mise en œuvre de la contre-réaction globale, ou plus exactement la mise en œuvre de deux boucles de contre-réaction imbriquées l'une dans l'autre : pour chaque boucle nous analyserons le principe et les objectifs, ainsi que les calculs préliminaires de stabilité. Nous détaillerons les problèmes rencontrés et les solutions apportées. Enfin, nous ferons le bilan des performances objectives atteintes.

## Description des boucles

### Principe général

La figure n°1 nous montre la configuration générale des deux boucles de contre-réaction globale : la première englobe les étages driver du dernier étage et le dernier étage amplificateur de courant. La seconde boucle est

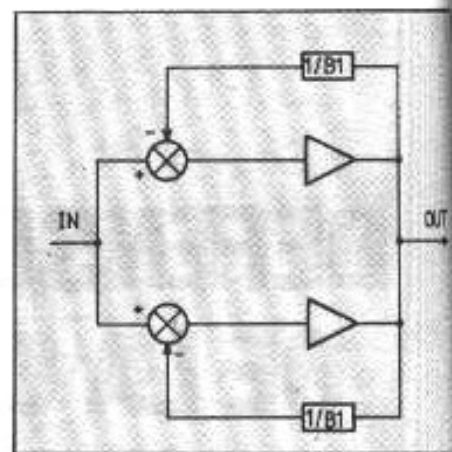


Fig. 2 : Principe des boucles de contre-réaction en parallèle de la première boucle.

une boucle globale classique qui regroupe tous les étages de l'amplificateur. Nous avons retenu cette configuration pour deux raisons : tout d'abord nous avons voulu maximiser la contre-réaction subie par les derniers étages qui sont le siège des distorsions les plus importantes : l'étage de sortie qui voit les courants importants délivrés par l'amplificateur et qui est confronté à la charge de l'amplificateur dont la valeur est souvent complexe ; et l'étage driver qui est chargé de fournir toute la dynamique de sortie de l'amplificateur.

Ensuite nous avons voulu offrir à la contre-réaction globale les meilleures conditions de fonctionnement possibles. Nous avons vu que les dérives des autres étages influent fortement (à cause de la contre-réaction globale) sur le fonctionnement du premier étage en déplaçant son point de polarisation. La première boucle de contre-réaction permet de réduire les effets des dérives continues des derniers étages. Les seconds étages étant soumis à des signaux de plus faible amplitude sont moins critiques.

### La première boucle

La première boucle de contre-réaction présente une configuration inhabituelle (voir la figure n°1). En fait, elle est constituée

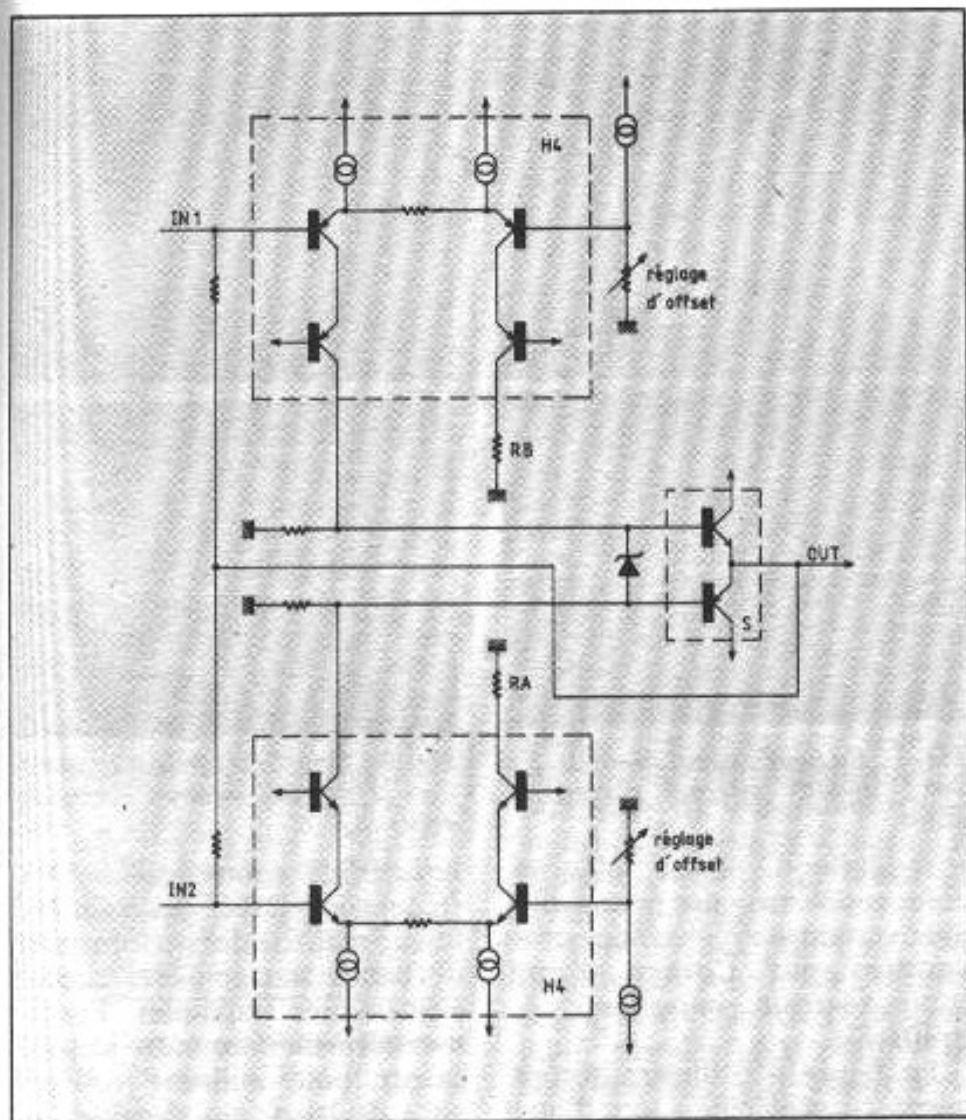


Fig. 3 : Schéma de principe détaillé de la première boucle (les blocs H4 et S symbolisent les circuits Héphaïstos n°4 et le circuit de sortie).  $R_A$  et  $R_B$  servent à observer le fonctionnement des deux circuits du troisième étage.

de deux boucles identiques en parallèle et cette configuration qui présente l'avantage d'une complémentarité parfaite, n'est pas sans poser de problèmes. La figure n°2 montre mieux les problèmes que posent cette configuration. Ils peuvent être de deux natures : la stabilité des deux boucles et donc les risques d'oscillation qui peuvent en résulter, et les conflits possibles entre les deux amplificateurs.

L'analyse théorique de la stabilité de cette configuration (trop longue pour être exposée ici) montre que, même si les amplificateurs ont des bandes passantes en boucle ouverte et en boucle fermée différentes, les critères classiques de stabilité et leur analyse restent valables ; cette

analyse pouvant toutefois se révéler un peu plus complexe. Ici, nous avons choisi de faire travailler les deux amplificateurs avec la même fréquence de coupure en boucle ouverte (nous verrons plus loin que cette coupure est la même puisqu'elle résulte de composants communs) et avec les mêmes gains en boucle ouverte et en boucle fermée. Cela conduira donc à la même fréquence de coupure en boucle fermée.

Plus difficile est la gestion d'un éventuel conflit entre les deux amplificateurs : s'ils sont d'accord sur la tension de sortie à obtenir, leur coopération sera harmonieuse ; s'ils sont en désaccord, ils vont se battre avec toute la puissance que leur con-

tiennent leurs gains de boucle ; Si les gains de boucle sont élevés, cela va conduire l'un des amplificateurs à la saturation de sortie et l'amplificateur vainqueur imposera la tension de sortie qu'il souhaite tout en étant affaibli de la vigueur qu'il doit consacrer pour obtenir la saturation de son rival.

Pour éviter un tel conflit fratricide et obtenir la coopération harmonieuse des deux amplificateurs, il faut que les gains en boucle fermée soient identiques et que les offsets soient égaux dans le cas de la figure n°2. Dans notre cas, il faut inclure la contribution des deux étages d'attaque (les seconds étages) dans le bilan des gains et des offsets. Nous avons obtenu ces égalités grâce à des gains de boucle modérés (50 dB) et grâce à des réglages précis. Nous avons trois réglages :

- un réglage de gain sur une des voies permet de rendre les gains identiques sur les deux voies,
- deux réglages d'offsets : un pour chacune des voies. Bien sûr, comme nous en avons déjà décrit la nécessité, il s'agit de réglage de l'offset de sortie ; le réglage de l'offset d'entrée ayant été réglé indépendamment pour minimiser la distorsion. Un seul réglage de l'offset de sortie aurait permis d'équilibrer les offsets des deux voies, mais il aurait pu conduire les deux amplificateurs à travailler avec des offsets identiques non-nuls et fait perdre le bénéfice de la séparation des réglages pour les offsets d'entrée et de sortie. Ici, un offset nul en entrée et en sortie permet de faire travailler les amplificateurs au point d'inversion de leurs caractéristiques avec une distorsion minimale.

Pour pouvoir effectuer ces réglages dont les effets sont difficiles à appréhender de l'extérieur, nous utilisons des résistances qui semblent inutiles sur le schéma (voir la figure n°3). Ces résistances qui sont parcourues

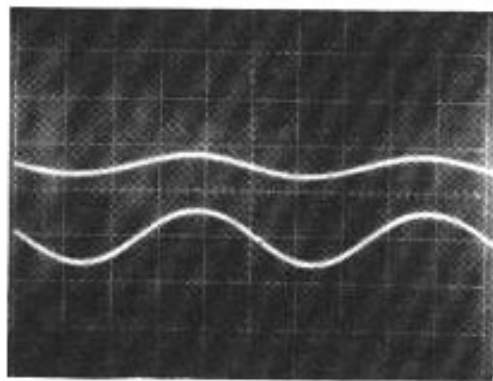


Fig. 4 : Visualisation sur les signaux internes lors d'un très léger déséquilibre entre les deux voies d'amplification.

par des courants complémentaires (sauf dans le cas de saturation) des courants de sortie utilisés permettent de surveiller le comportement exact de chacun des étages amplificateurs élémentaires. Les tensions recueillies aux bornes de  $R_A$  et  $R_B$  permettent de bien juger l'équilibre entre les gains et entre les offsets des deux voies : un conflit entre celles-ci se traduit en effet par une forte réaction des amplificateurs élémentaires.

La figure n°4 montre, par exemple, les effets d'un très léger déséquilibre entre les gains des deux voies. A l'équilibre, les signaux ont la même amplitude. De même, la figure n°5 montre les conséquences d'un déséquilibre d'offset. Le signal de sortie ne révèle rien des saturations des étages driver ; la puissance de la contre-réaction de la première boucle est telle que même dans la zone où les deux étages sont saturés sur les sorties inutilisées observées, le signal de sortie ne semble pas subir les conséquences de ces saturations. La contre-réaction est assez puissante pour masquer les problèmes internes des amplificateurs : c'est une force considérable, c'est aussi une faiblesse. Sans des « mouchards » internes comme dans le cas de notre amplificateur, il est très difficile de se rendre compte de ces problèmes internes : ils peuvent ainsi échapper aux analyses faites lors de la conception avec les mesures classiques

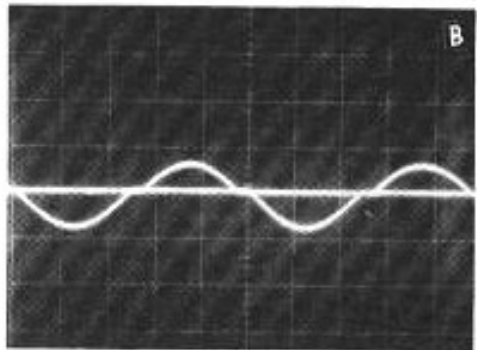
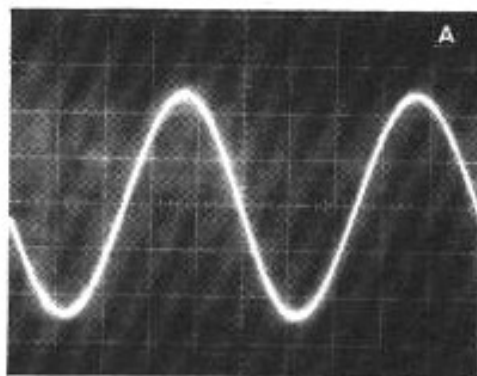


Fig. 5 : En haut : signal de sortie. En bas : signaux internes correspondants.

et se révéler à l'écoute ; c'est un point supplémentaire pour expliquer certaines déconvenues provoquées par l'usage d'une contre-réaction importante et irréfléchie.

La figure n°6 illustre encore mieux ce problème : lors d'une saturation qui semble se passer très gentiment en sortie, nos mouchards nous montrent qu'à l'intérieur de l'amplificateur (en coulisse), c'est la panique.

### La seconde boucle

La seconde boucle de contre-réaction, celle qui prend en compte l'ensemble de l'amplificateur, est plus simple et très classique dans son principe ; elle se distingue néanmoins par une fréquence de coupure en boucle ouverte élevée, par une gestion très sophistiquée du problème de l'offset (réglage séparé des offsets d'entrée et de sortie) et par les qualités des circuits avant rebouclage (linéarité élevée et très faible offset).

### Le comportement haute fréquence des circuits de base.

L'obtention de la stabilité des

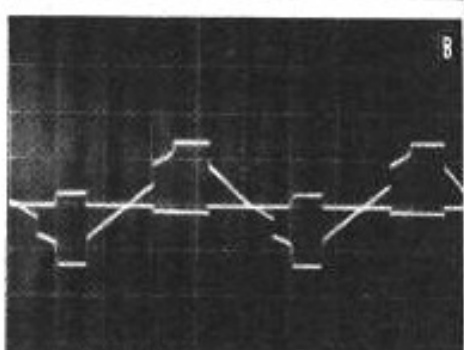
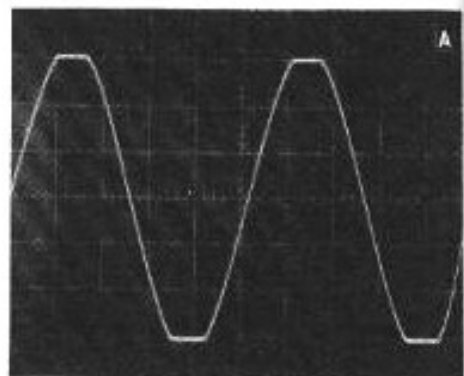


Fig. 6 : Signal de sortie à la saturation et signaux internes correspondants.

boucles de contre-réaction aux fréquences élevées passe par une bonne maîtrise des performances de bande passante des circuits élémentaires impliqués. Fondamentalement dans notre amplificateur, nous utilisons trois circuits de base : un circuit différentiel original développé dans le cadre de cette étude (que nous avons baptisé circuit Héphaïstos n°4), le miroir de courant et le circuit collecteur commun. Les comportements aux fréquences élevées de ces deux derniers circuits ont été étudiés depuis longtemps et sont bien connus. En revanche, le comportement du nouveau circuit demandait une étude approfondie.

Nous avons vu, lors de notre présentation de ce circuit et de ses performances, qu'il avait naturellement une fréquence de coupure vers 2 - 3 MHz. Il y a plusieurs causes à la limitation de bande de ce circuit. Nous avons identifié 3 coupures de bande, la coupure résultant de la boucle de contre-réaction interne (ce circuit utilise pour sa linéarisation, entre autres, la contre-réaction), la coupure de sortie résultant de la capacité para-



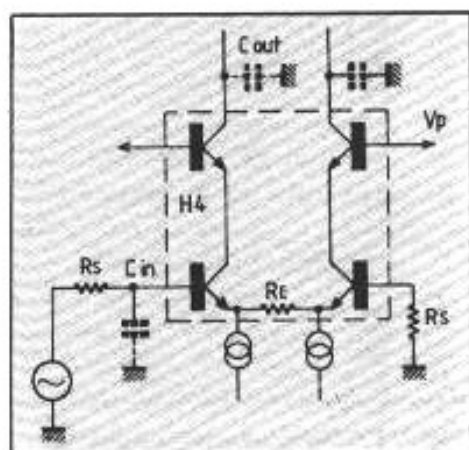


Fig. 7 : Capacités qui provoquent des coupures de bande dans le montage utilisé.

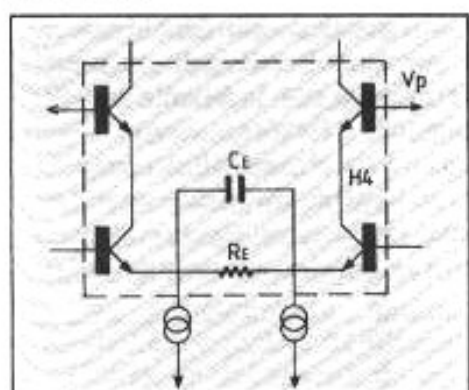


Fig. 8 : Compensation de la coupure interne.

site de sortie (voir la figure n°7) et la coupure d'entrée produite par la capacité d'entrée du circuit.

Des mesures faites avec des résistances de sortie et des résistances de générateur faibles permettent de bien appréhender la coupure interne : c'est elle qui s'était manifestée lors de nos premiers essais de ce montage. Sa valeur dépend de la valeur de  $R_E$ , c'est une coupure du premier ordre vers quelques MHz. Il était tentant de chercher à la compenser. Un condensateur aux bornes de  $R_E$  (voir la figure n°8) ne nuit pas à la stabilité interne du circuit tant que sa valeur est assez faible et permet de compenser la coupure interne. Avec des valeurs de capacité comprises entre 150pF et 1nF, on parvient pour toutes les valeurs de  $R_E$  et tous les transistors retenus pour les circuits élémentaires de notre amplificateur, à obtenir des fré-

quences de coupure supérieures à 10 MHz.

La coupure interne ne nous gêne plus guère. La coupure de sortie résulte de la capacité parasite de sortie ; la sortie se faisant à travers un montage base commune, c'est surtout la capacité  $C_{bc}$  des transistors de sortie (voir la figure n°9). En l'occurrence moins de 8 pF pour les transistors des familles 2N 2222 et 2N 2907 utilisés. Bien sûr, dans le bilan des capacités du montage dans son environnement réel, il faut tenir compte, en outre, des capacités parasites de câblage et de la capacité du circuit attaqué.

La coupure d'entrée est produite par la résistance du circuit amont et par la capacité d'entrée du montage. En augmentant la résistance du générateur, nous avons pu évaluer la valeur de la capacité d'entrée. Sa valeur est voisine de 10 pF.

Nous verrons plus loin comment nous avons pris en compte ces capacités d'entrée et de sortie pour calculer des circuits de compensation qui assurent la stabilité de nos boucles.

## Mise en œuvre de la première boucle

### Calcul de stabilité

Le schéma de la figure n°10 nous montre la structure de la boucle et nous permet son analyse. Quelles sont les coupures qui peuvent intervenir ? Recensons-les en suivant le parcours du signal :

- à l'entrée du troisième étage la capacité d'entrée avec l'impédance vue par l'entrée,
- la coupure interne du troisième étage,
- la coupure de sortie du troisième étage,
- la coupure interne du dernier étage,
- la coupure de sortie du dernier étage.

Parmi toutes ces coupures, il faut en choisir une qui deviendra

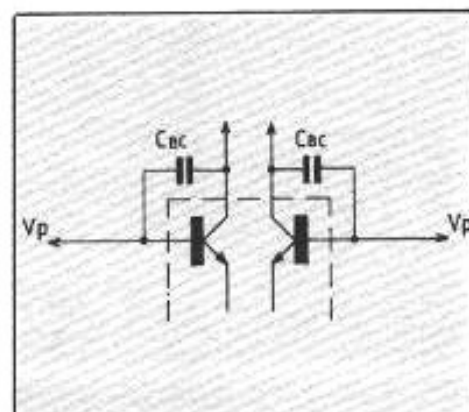


Fig. 9 : La capacité de sortie est due à  $C_{bc}$ .

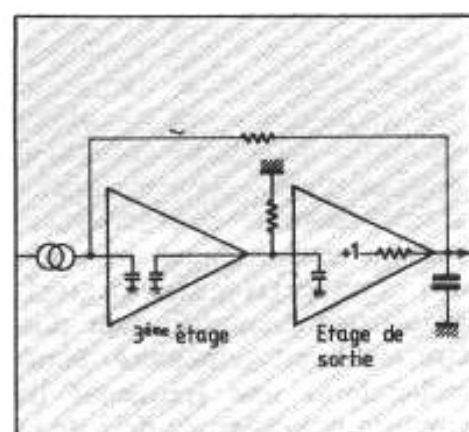


Fig. 10 : Analyse de la stabilité de la première boucle.

la coupure de la boucle et repousser les autres à des fréquences où la boucle n'a plus de gain. Il faut choisir une coupure à fréquence naturelle relativement basse, et qu'il est difficile de maîtriser ou de compenser. Nous avons retenu la coupure de sortie du troisième étage. Naturellement, elle résulte de la capacité de sortie du troisième étage et de la capacité d'entrée de l'étage de sortie ; leurs valeurs dépendent des dispersions des composants, de la valeur de la tension de sortie et de la valeur capacitive de la charge de l'amplificateur. Nous fixons la valeur de la fréquence de coupure par un condensateur d'une valeur assez forte pour masquer les variations des capacités naturelles. Cela ne fonctionne que pour des capacités de la charge de l'amplificateur inférieures à une certaine valeur, nous reviendrons sur ce problème.

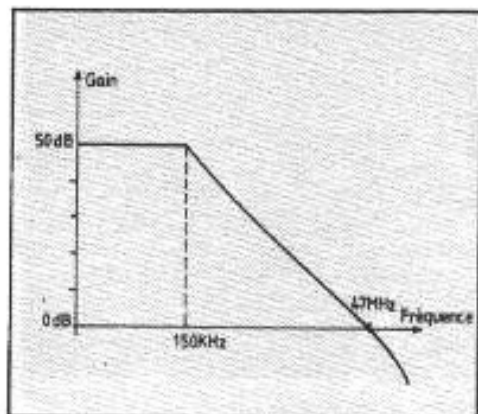


Fig. 11 : Diagramme de Bode initial de la première boucle.

Quel est le gain de boucle ? Nous voyons sur le schéma de la figure n°10, qu'à cause de l'impédance de sortie très élevée du miroir de courant, le rebouclage est total ; comme dans les amplificateurs convertisseurs courant-tension situés en sortie des convertisseurs digital-analogique, l'amplificateur doit être stable en gain unité. Nous recherchons une fréquence de coupure repoussée au-delà de la limite supérieure de la bande audio ; cela nous conduit au diagramme de Bode de la figure n°11. Le gain du montage et la fréquence de coupure en boucle ouverte conduisent à une fréquence de coupure en boucle fermée d'environ 50 MHz ! Malgré toutes mes compétences en circuits rapides, il ne me semble pas possible d'obtenir pour les autres coupures du montage des valeurs supérieures à cette valeur et suffisamment supérieures pour que la somme des déphasages cumulés en dessous de 50 MHz ne dépasse pas une quarantaine de degrés.

Nous avons rejeté les solutions habituelles : diminuer le gain en boucle ouverte ou baisser la fréquence de coupure en boucle ouverte. Nous avons préféré modifier le gain en boucle fermée vu par la boucle en dehors de la bande audio (voir la figure n°12). Cela présente deux avantages très intéressants : dans la bande audio, le gain de boucle qui contribue à réduire la distor-

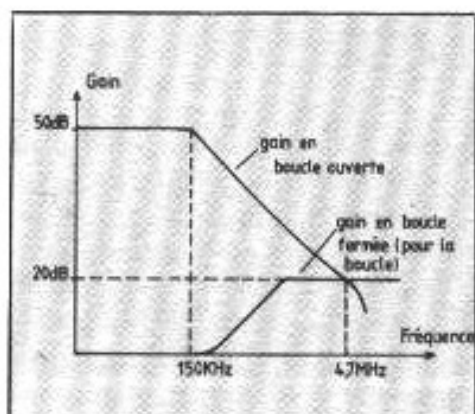


Fig. 12 : Modification du gain rebouclé.

sion est important (50 dB) et la fréquence de coupure en boucle fermée prend une valeur certes encore élevée pour un montage destiné à l'audio, mais plus raisonnable.

Voyons comment obtenir un tel gain de boucle et comment les autres coupures interviennent. Le schéma de principe de la

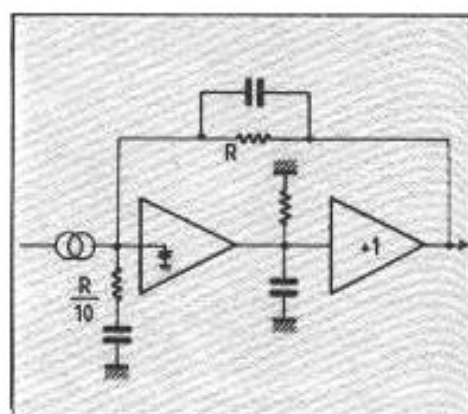


Fig. 13 : Rebouclage complet de la première boucle.

figure n°13 montre les composants qui nous permettent de maîtriser la stabilité de la boucle. Pour accroître le gain en boucle fermée vu par la boucle aux fréquences élevées, nous avons ajouté un circuit RC en parallèle avec l'entrée du troisième étage : aux fréquences élevées la capacité se conduit comme un court-

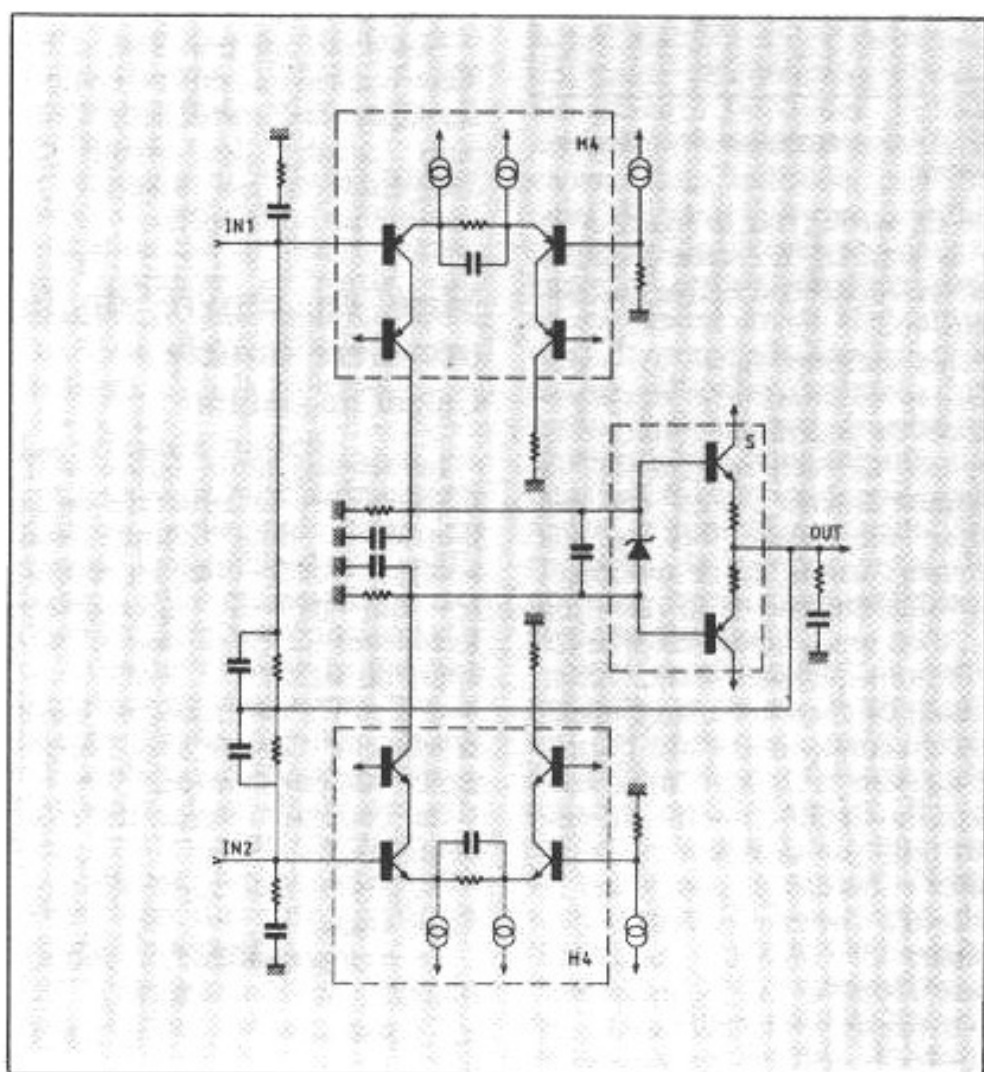


Fig. 14 : Schéma définitif avec toutes les compensations.

circuit, la résistance qui vaut un dixième de la résistance de rebouclage réduit le gain de boucle. Dans la bande audio, le rebouclage est total, la valeur du condensateur C est choisie pour cela.

La coupure d'entrée du troisième étage est compensée par un condensateur en parallèle avec la résistance de rebouclage : sa valeur est de 1/10 de la valeur de la capacité vue à l'entrée. On obtient aux fréquences élevées un réseau de rebouclage aperiodique constitué de ce condensateur, de la capacité d'entrée, de la résistance de rebouclage et de la résistance ajoutée à l'entrée. La coupure interne du troisième étage est assez haute ( $> 10$  MHz) pour ne pas intervenir.

La coupure interne du dernier étage, grâce au montage cascade et aux transistors très rapides utilisés, est suffisamment haute également. La coupure de sortie est fonction de la capacité de la charge, mais l'impédance de sortie du dernier étage (collecteur commun) est assez basse pour nous permettre d'accepter des valeurs relativement élevées. Le schéma de la figure n°14 permet de voir tous les condensateurs ajoutés au schéma initial (comparer à la figure n°3) pour obtenir une boucle performante et stable. L'application de ces calculs théoriques a confirmé la validité de notre analyse et nous avons obtenu une boucle stable, en revanche nous avons eu deux problèmes auxquels nous ne nous attendions pas : à la saturation et à cause de dérives du continu.

### Problème de saturation

Après avoir refermé la boucle des derniers étages, nous avons éprouvé une grande satisfaction en constatant sa stabilité, mais nous avons été fort surpris en découvrant ce qui se passait à la saturation (voir la figure n°15). Pourtant la saturation en boucle ouverte (voir la figure n°16 A)

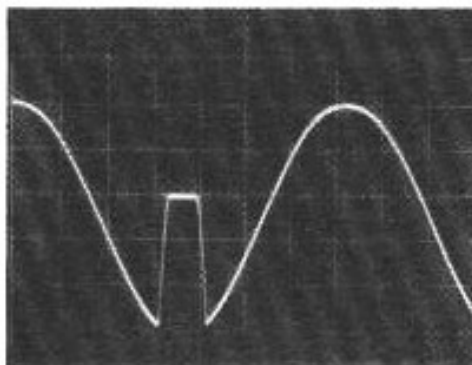


Fig. 15 : Une saturation surprenante.

semblait bien se passer et ne laissait pas prévoir un tel phénomène. A y regarder un peu mieux, et en saturant, toujours en boucle ouverte, avec des niveaux d'entrée invraisemblables, on pouvait constater un léger gain négatif lors de la saturation (voir la figure n°16 B). Dans une boucle de contre-réaction un tel retournement de gain ne se pardonne pas : tout le gain de la boucle est alors mis en œuvre dans le mauvais sens et on obtient des phénomènes comme celui observé lors de la saturation en boucle fermée.

Le retournement de gain s'explique en analysant la saturation dans le circuit Héphaïstos n°4 utilisé dans le troisième étage. Pour celui-ci la tension de polarisation des transistors base commune de sortie n'est pas fixe, elle est flottante de manière à obtenir des tensions très faibles dans le circuit (limitation de la distorsion thermique) compatibles avec la dynamique importante des signaux d'entrée. Elle est obtenue par une chaîne de transistors montés en suiveurs de tension à partir de la moyenne des tensions d'émetteur des transistors d'entrée (voir la figure n°17). Lors de la saturation du montage, le transistor  $T_3$  se sature mais il continue à fournir le courant demandé par le circuit, la jonction base-émetteur se comportant en diode.  $T_1$  peut donc continuer à fonctionner normalement et la tension de son émetteur peut donc suivre la tension d'entrée et continuer à mon-

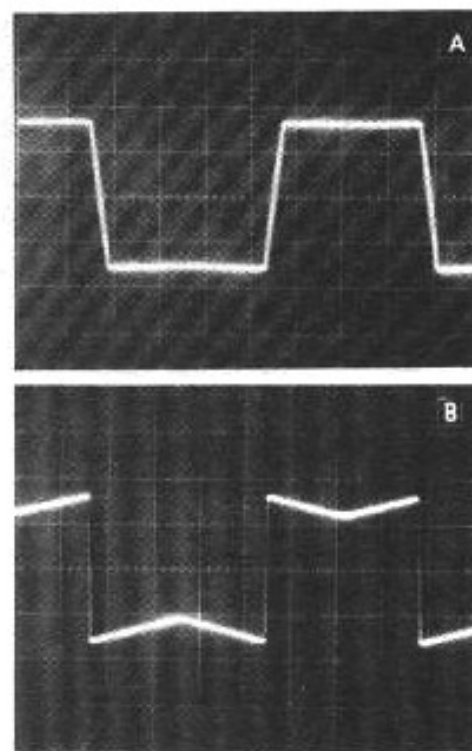


Fig. 16 : Saturation en boucle ouverte sur signaux triangulaires. En haut : forte saturation. En bas : saturation très forte (échelle verticale 20 V/div.).

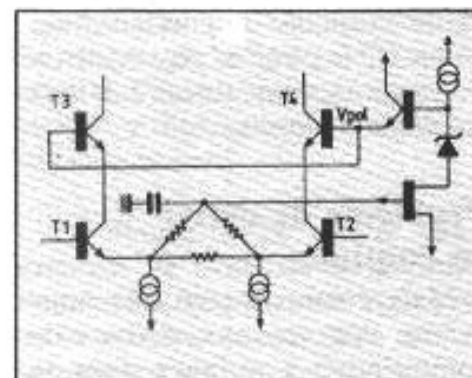


Fig. 17 : Principe de la génération de la tension de polarisation.

ter ; la tension de polarisation va donc monter également. Or la tension de sortie qui résulte de la saturation de  $T_3$  est voisine de sa tension de base, la différence est la tension collecteur-base de saturation qui peut être considérée comme constante. Tout cela fait que lors de la saturation de  $T_3$ , le gain n'est pas nul mais légèrement négatif ( $\approx -1/2$ ).

Une fois le diagnostic établi, le remède est simple : en insérant une résistance dans la base de  $T_3$ , la saturation de  $T_3$  va se traduire par une diminution de sa tension émetteur puisque le courant

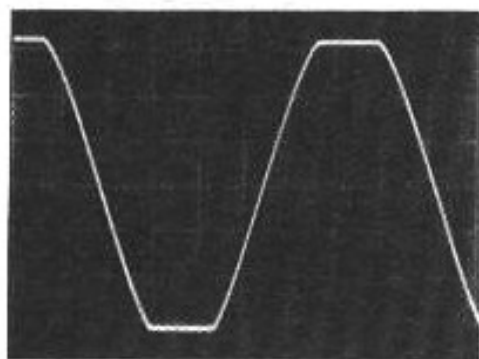


Fig. 18 : Une saturation en boucle fermée plus satisfaisante.

demandé à la base va faire baisser la tension de celle-ci. Ainsi la saturation de  $T_3$ , entraîne la saturation de  $T_1$ . La saturation du montage se traduit alors par un gain nul, et la saturation dans le cadre de la boucle fermée retrouve ainsi un aspect connu et bien plus sympathique (voir la figure n°18). La résistance ajoutée ne perturbe pas le fonctionnement hors saturation car le courant de base normal de  $T_3$  est très faible et parce que nous avons branché un condensateur en parallèle pour ne pas modifier le comportement du circuit aux fréquences élevées.

## Problème de dérive en continu

Malgré tout le soin que nous avons apporté aux dérives de composantes continues dans la conception de notre circuit Héphaïstos n°4 et des résultats de mesure apparemment satisfaisants, nous avons constaté lors des essais de la première boucle qu'il fallait souvent retoucher les réglages d'offset de sortie des troisièmes étages. La contre-réaction mettait impitoyablement en évidence, avec toute la puissance du gain rebouclé d'infimes dérives en continu. Une analyse poussée utilisant une étuve thermostatée nous a permis d'identifier l'origine de ces dérives (un générateur de courant interne au circuit) et d'y porter remède. La petite modification correspondante ne modifie pas les autres performances

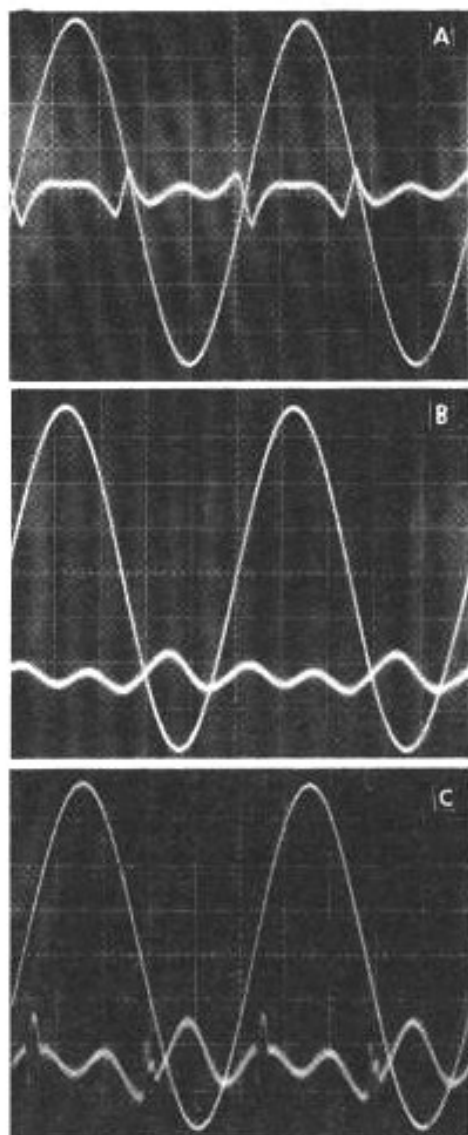


Fig. 19 : Signal de sortie (13 V<sub>eff</sub>) et distorsion de celui-ci (0,04%) pour un réglage en classe B(a), en classe AB(b) et en classe A(c).

du circuit et nous en avons fait bénéficier les autres étages.

## Performances de la première boucle

### Bande passante

Nous avons obtenu une fréquence de coupure en boucle ouverte légèrement supérieure à 5 MHz. La tolérance de la boucle vis-à-vis des capacités de la charge lui permet de rester stable pour des capacités jusqu'à 400 nF.

### Distorsion

Nous avons analysé l'influence du réglage de polarisation de l'étage de sortie sur la distorsion. Les distorsions visua-

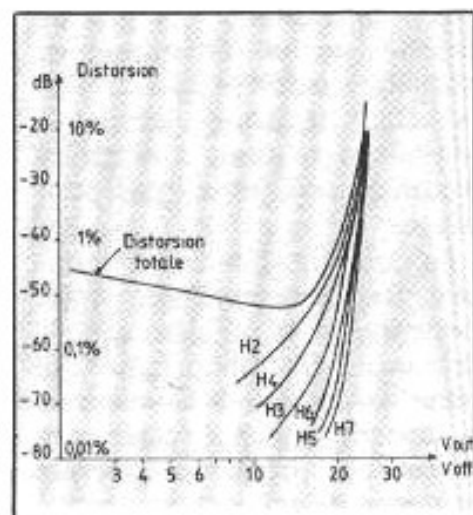


Fig. 20 : Distorsion de la première boucle fermée (troisième étage + étage de sortie).

lisées sur la figure n°19 pour des réglages en classe B, en classe AB, et en classe A montrent que même si la valeur de la distorsion reste la même grâce à l'action de la contre-réaction, celle-ci ne sait pas complètement absorber les accidents de commutation malgré l'utilisation de transistors de sortie extrêmement rapides ( $F_t > 70\text{MHz}$ ) et d'une boucle de contre-réaction à la fréquence de coupure en boucle ouverte inhabituellement élevée. C'est une pièce de plus à verser aux dossiers d'accusation de la contre-réaction, des classes AB et B, et des mesures traditionnelles.

Les résultats de mesure de distorsion sont présentés sur la figure n°20. Nous avons tracé la courbe de distorsion globale, mais celle-ci, qui correspond à tous les signaux présents en sortie après élimination du signal fondamental, n'est guère significative avant la saturation : elle traduit uniquement l'énergie du bruit et des ronflettes.

Nous avons donc aussi représenté les harmoniques significatifs qui sont plus représentatifs de la distorsion réelle. Ces courbes de distorsions représentent aussi la distorsion en boucle ouverte de la seconde boucle, c'est-à-dire de l'amplificateur en boucle ouverte. Notre politique

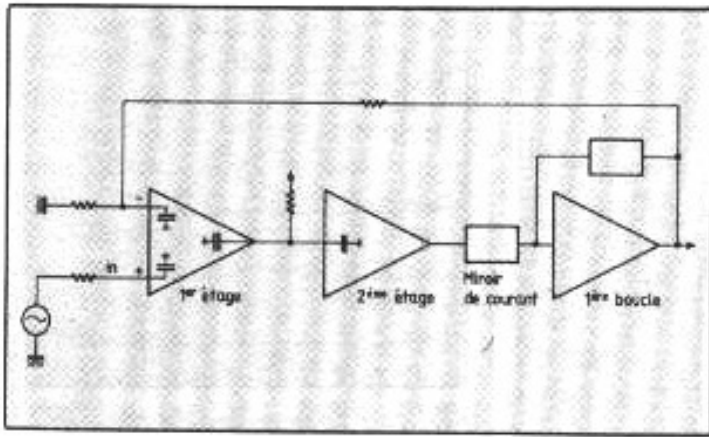


Fig. 21 : Analyse de la stabilité de la seconde boucle.

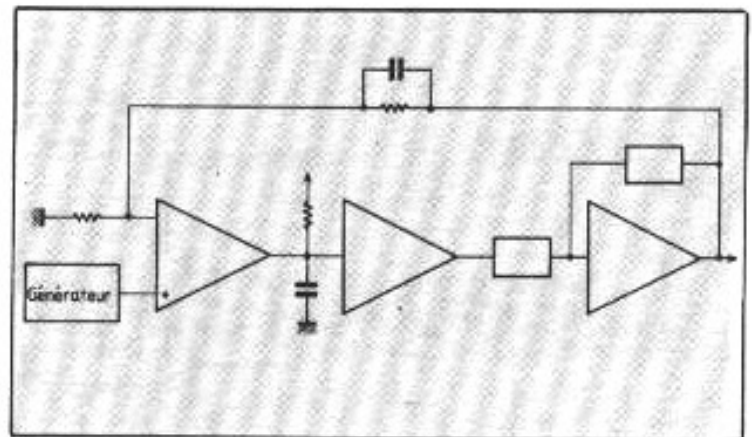


Fig. 22 : Rebouclage complet de la première boucle.

conduit à des chiffres de distorsion en boucle ouverte pour l'amplificateur, peu ordinaires.

## Mise en œuvre de la seconde boucle

### Calcul de stabilité

La figure n°21 nous montre la structure de la seconde boucle et nous permet d'analyser sa stabilité. Les coupures de bande sont :

- La coupure d'entrée du premier étage sur l'entrée négative.
- La coupure interne du premier étage.
- La coupure de sortie du premier étage qui se confond avec la coupure d'entrée du second étage.
- La coupure interne du second étage.
- La coupure de sortie du second étage.
- La coupure du miroir de courant.
- La coupure de sortie du miroir de courant qui est la coupure d'entrée de la première boucle.
- La coupure interne de la seconde boucle.
- La coupure de sortie de la première boucle.

Avec la première boucle nous avons déjà pris en compte la coupure de sortie du miroir de courant (nous en avons tenu compte pour la valeur de la capacité mise en parallèle avec la résistance de rebouclage) et la coupure de sortie de la première boucle.

La coupure retenue comme coupure principale est la très classique coupure de sortie du premier étage, les valeurs des résistances de charge (élevées pour obtenir un gain important) et des capacités parasites ne permettent pas de repousser cette coupure assez haut en fréquence pour pouvoir choisir une autre coupure. Nous avons donc placé un condensateur entre les deux sorties du premier étage pour fixer la valeur de la fréquence de coupure en boucle ouverte de la seconde boucle.

Voyons maintenant comment se comportent les autres coupures : la coupure d'entrée du premier étage est traitée comme dans la première boucle, elle est compensée par un condensateur en parallèle avec la résistance de rebouclage. La coupure interne du premier étage est à une fréquence assez élevée pour ne pas nous gêner. Il en va de même pour la coupure interne du second étage.

Le circuit miroir de courant est un circuit qui a naturellement une bande passante élevée ; nous avons soigneusement choisi les transistors des miroirs de courant pour concilier rapidité et précision. Les bandes passantes obtenues pour les deux miroirs de courant sont suffisamment élevées pour ne pas perturber le fonctionnement de la seconde boucle.

La coupure de sortie du second étage a été compensée par

un accroissement de la capacité placée en parallèle avec  $R_E$ . De même, la capacité située aux bornes de la résistance de rebouclage a été augmentée pour compenser la rotation de phase aux fréquences supérieures de la boucle : l'accumulation de nombreuses coupures, même ayant des fréquences situées au delà de la fréquence de coupure en boucle fermée que nous cherchons à obtenir, finissait par se faire sentir. Le schéma de la figure n°23 nous montre l'ensemble des compensations utilisées pour stabiliser la seconde boucle.

La figure n°24 est le diagramme de Bode de la seconde boucle. La fréquence de coupure en boucle ouverte est à la limite supérieure de la bande audio (20 KHz). Nous aurions aimé pouvoir choisir une valeur plus élevée, mais il aurait fallu réduire le gain de boucle. Cette valeur est toutefois suffisante pour nous prémunir contre la distorsion dite d'intermodulation transitoire.

## Performance de la seconde boucle

### Bande passante

Nous avons obtenu une fréquence de coupure en boucle ouverte légèrement inférieure à 2 MHz. Nous n'avons pas constaté de limitation du slew rate pour des signaux sinusoïdaux dans la bande audio, la stabilité

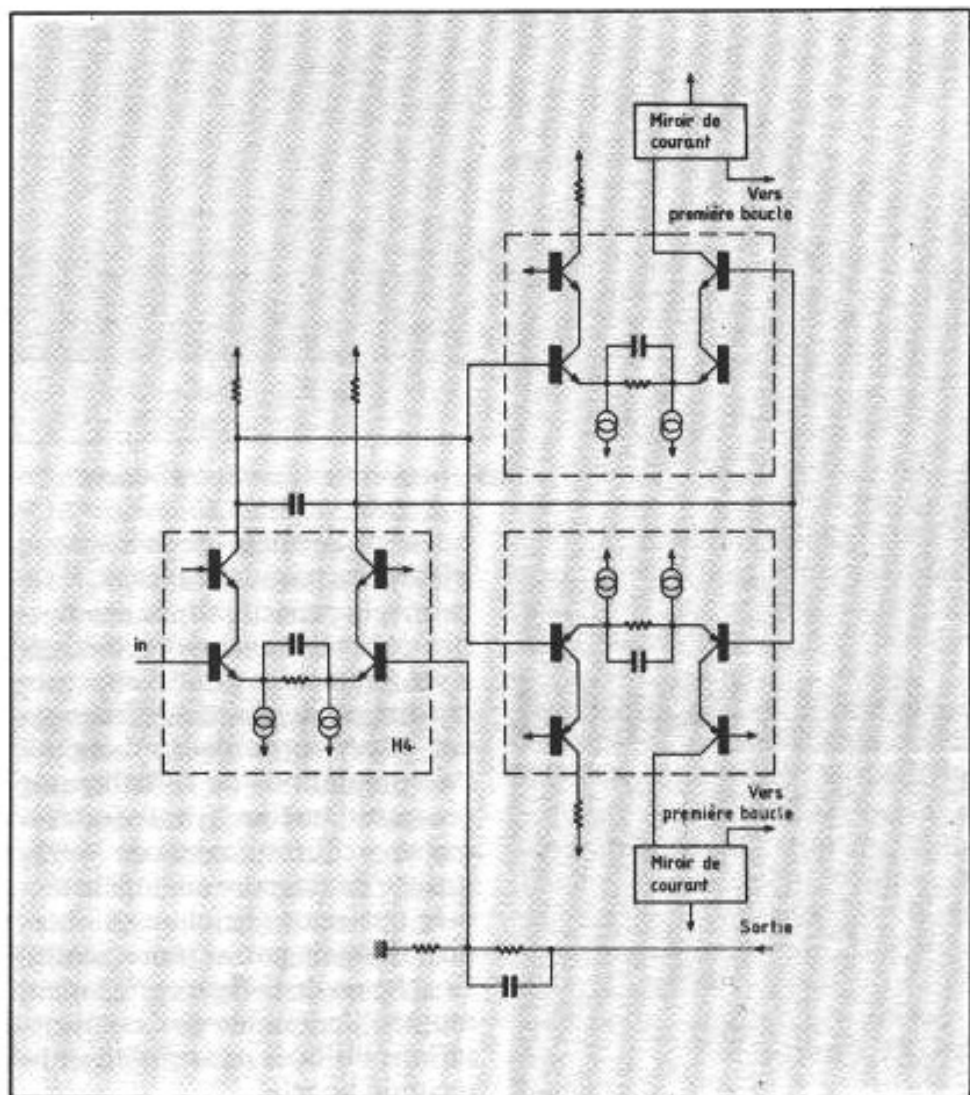


Fig. 23 : Schéma définitif d'entrée avec les compensations.

sur charge capacitive est voisine de celle de la première boucle.

### Distorsion

Avant rebouclage, nous avons déjà une distorsion très faible (voir la figure n°20). La figure n°25 montre cette distorsion. Une fois la boucle fermée, les mesures deviennent très difficiles, et impossibles sur les signaux faibles ou moyens avec les appareils de mesure à notre disposition. Les courbes de la figure n°26 qui correspondent aux mesures que nous avons réussi à faire ne sont guère significatives. En fait de distorsion totale, en dehors de la saturation nous mesurons surtout du bruit, des ronflettes d'alimentation et même des signaux audio induits par un émetteur onde moyenne qui émet à une dizaine de kilo-

mètres de notre laboratoire.

L'oscillogramme de la figure n°27, qui visualise la distorsion au seuil de la saturation, montre que le signal de distorsion fourni par le distorsiomètre se compose d'un petit peu d'harmonique 3, de la distorsion résultant d'une très légère saturation, et de beaucoup de bruit et de ronflette. Nous nous demandons quelle peut être la signification de telles mesures.

Nous voulions voir les effets d'un mauvais réglage d'offset sur la distorsion, mais nous avons été incapables d'en voir les effets. Nous espérons que les expérimentations subjectives sur ce sujet seront plus instructives.

### Conclusion

Avec la réalisation et la mise au point de notre maquette

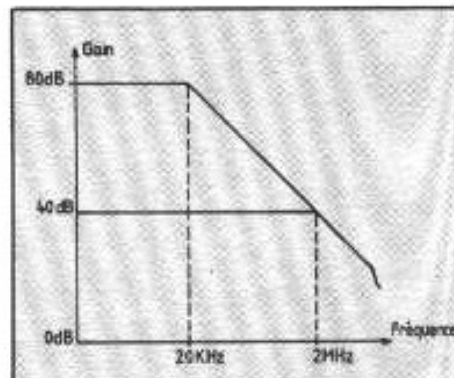


Fig. 24 : Diagramme de Bode de la seconde boucle.

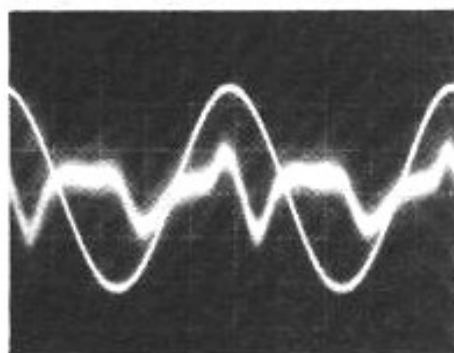


Fig. 25 : Signal de sortie en boucle ouverte (16 V<sub>eff</sub>) et distorsion correspondante (0,32%).

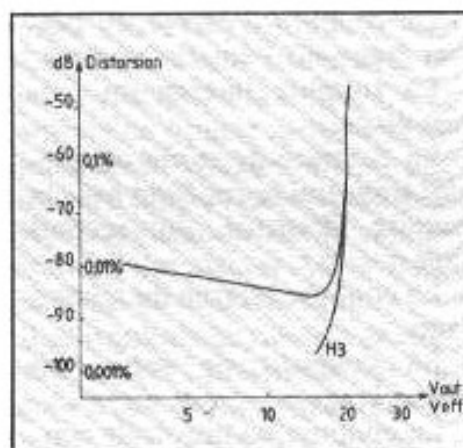


Fig. 26 : Distorsion totale de l'amplificateur.

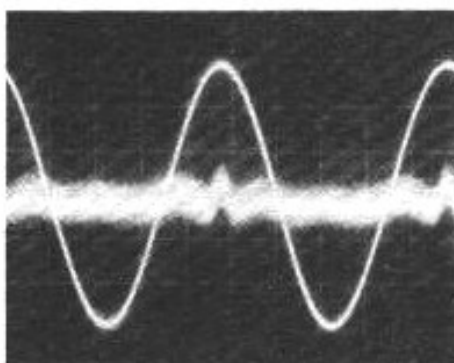


Fig. 27 : Signal de sortie en boucle fermée (19 V<sub>eff</sub>) et distorsion correspondante (0,003%).

d'amplificateur, nous avons atteint une étape importante. Même si nous avons placé la barre assez haut, nous n'avons pas trop de doute sur nos chances de succès. Malgré tout, cela nous a valu beaucoup de peines et d'émotions, comme par exemple, quand nous avons vu le signal vaciller sur l'écran de l'oscilloscope alors que le montage se mettait à émettre étincelles, crépitements, lueurs et fumée. Ou encore lors de la première mesure de distorsion sur la première boucle : nous avons trouvé la distorsion de la figure n°28 : l'entrée était encore branchée sur un générateur de fonction bien pratique pour analyser le fonctionnement d'une boucle, mais à la pureté spectrale bien limitée.

La véritable épreuve pour notre amplificateur et les théories qui ont guidé sa conception, sera le test subjectif. Un prototype avec deux voies est en cours de réalisation. Il présente deux différences par rapport à la maquette : elles correspondent aux deux interfaces de l'amplificateur : en sortie, un filtre protège l'amplificateur des charges capacitives sans introduire de filtrage dans la bande audio. En entrée, un circuit d'isolation prend en compte les problèmes d'interface avec le préamplificateur : impédance, composante continue, protection contre les signaux hors bande audio...

La prochaine étape, les essais subjectifs, sera décisive.

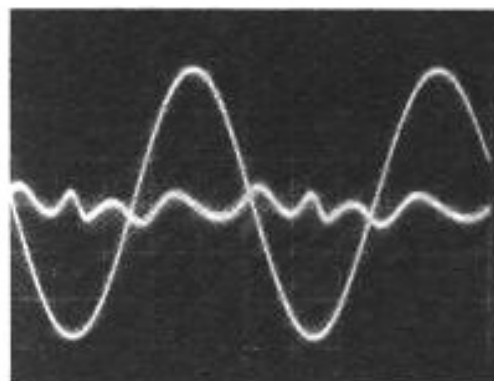


Fig. 28 : Une mauvaise surprise.

**Page non  
disponible**




**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# PANORAMA



**P**OUR LA SECONDE FOIS,  
VOICI UN PANORAMA  
CONSACRE AUX  
AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS.  
L'ENSEMBLE DES MODELES PRESENTES  
VOUS AIDERA  
A FAIRE LE POINT  
SUR LES NOUVELLES PRODUCTIONS  
DES PRINCIPALES FIRMES.  
RAPPELONS QUE L'OBJECTIF  
DE CES PANORAMAS  
N'EST PAS D'ETABLIR UN COMPARATIF.  
AU CONTRAIRE,  
POUR CHAQUE APPAREIL CHOISI,  
L'EQUIPE AYANT PARTICIPE  
A LA REALISATION DE CE DOSSIER  
A CHERCHE A DEGAGER  
LA PERSONNALITE,  
L'ESTHETIQUE SONORE PROPRE A CHACUN.

## NOTICE D'EMPLOI DE CE PANORAMA

• Les amplificateurs sont représentés tous à la même échelle, environ 1/5<sup>e</sup>, l'ordre alphabétique a été adopté. • Le prix est indicatif (mais il peut varier d'un lieu de vente à un autre). • C'est toujours la « personnalité » de l'appareil qui, d'une part a déterminé notre choix dans la gamme de la marque et d'autre part guider nos commentaires.



### ADCOM

Type : GFA-565

Prix indicatif : 25 000 F la paire

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 136

*Si vous possédez des enceintes difficiles à driver par la faute d'un module d'impédance plus proche des montagnes russes que de la ligne droite ; si, en plus, leur rendement écarte l'utilisation d'amplis de petite puissance, une réponse est toute trouvée : Adcom GFA 565. Les deux énormes blocs mono GFA-565 ont, en effet, été conçus pour fonctionner dans les pires conditions de charges réelles. Ainsi, ils peuvent attaquer*

*en toute sécurité n'importe quel type de haut-parleurs électrodynamiques, isodynamiques, électrostatiques, sans distorsion et avec une capacité dynamique surprenante. Il faut dire que la puissance de sortie est supérieure à 300 W et la capacité en courant instantané, démentielle, cela grâce en partie à une alimentation gigantesque. Tout paraît surdimensionné dans ces unités de puissance, capables de défier n'importe quel monstre d'électronique. A l'écoute, le GFA 565 est on ne peut plus enthousiasmant. A bas niveau et sur un système à haut rendement, on jurerait avoir affaire à un petit amplificateur ultra-performant tant les sonorités paraissent légères, veloutées et les timbres justes et précis. A la différence près qu'il nous a rarement été donné d'écouter un amplificateur poussant aussi fort dans le grave, avec autant d'assurance et de fermeté. A fort niveau ou sur des systèmes de rendement moyen, toutes ces qualités sont préservées et le GFA 565 s'impose comme une véritable révélation. Désireux d'en savoir plus, nous avons cherché à pousser plus loin nos investigations pour découvrir le pourquoi de cette aisance peu commune quelles que soient les conditions d'écoute. Peine perdue. Des « recettes » simples, mais parfaitement optimisées et maîtrisées ainsi que des composants au-dessus de tout soupçon. Non, décidément, la haute-fidélité ne se contente pas de l'«à-peu-près » de circuits « hirsutes » et inextricables. L'Adcom GFA 565 en administre une preuve flagrante.*

### ALN

Type : A 120 / B 120

Prix indicatif : 7 350 F

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 130

*L'ensemble amplificateur A 120 et préamplificateur B 120 est le fruit de plusieurs années de recherche et d'écoute dont le but ultime est la plus parfaite restitution possible de l'ambiance et de l'émotion musicale. Le préamplificateur B 120 autorise toutes les configurations classiques avec possibilités de liaison et de traitement des sources phono (aimant mobile), lecteur CD, tuner, auxiliaire. De plus, une touche Tape autorise l'accès au monitoring. Bien entendu, toutes les prises Cinch sont plaquées or. Le B 120 révèle une rigoureuse implantation des circuits utilisant des composants passifs de haute qualité. Parmi les originalités, le signal attaque directement le potentiomètre permettant d'obtenir un circuit d'entrée quasi insaturable. Le bloc de puissance A 120, de conception intégralement double mono, revendique une puissance de 2 x 70 W. Le châssis en tôle d'acier renferme deux transformateurs toriques. Comme sur le préampli, tous les composants sont de qualité professionnelle.*

*A l'écoute, l'ensemble A 120/B 120 apparaît remarquable. Cet ensemble se caractérise par une grande transparence, une très belle transcription des structures complexes de timbre avec un grave très ferme et bien soutenu qui ne donne pas l'impression de fluctuer en fonction des attaques. Par voie de conséquence, l'image stéréo est aussi très stable, ne dérapant pas d'un canal à l'autre. Cette société française propose à un prix abordable deux unités ultra-concurrentielles aussi bien à l'écoute qu'aux mesures ; à découvrir absolument, avec des enceintes de haute définition.*



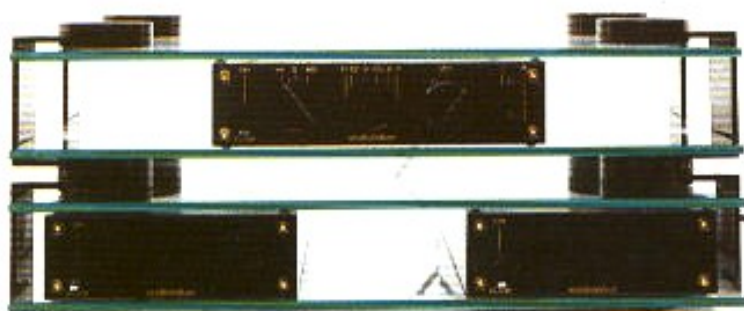
## AUDIOLABOR

Type : **FLINK**

Prix indicatif : 28 500 F

*Audiolabor est une marque allemande. Flink, le nom de cet ensemble singulier, signifie « agile », un terme qui lui va comme un gant. Une telle limpidité, une telle transparence, de telles nuances dans le phrasé de chaque instrument ou de chaque interprète avec une dynamique pareille, c'est « sidérant ». Mais comment ont-ils pu mettre une telle « vie » dans ces coffrets au design si réussi ?*

*Pourtant, les amplificateurs Flink, en deux blocs mono totalement séparés, ne délivrent « que » 32 W en sortie... mais quelle capacité dynamique, le type même d'électroniques qui vous font immédiatement penser que les inscriptions 100 W en gros et en lumineux sur les amplis concurrents X ou Y sont juste là pour « faire bien » car on cherche vainement une telle mise en valeur des écarts de niveau. L'explication : l'alimentation des Flink est digne de celle d'un ampli de 300 W et la surdimension des circuits aussi. Les composants sont sans compromis. Il n'a été retenu que ce qui se fait de mieux en la matière. Pas de contre-réaction. Une conception assistée par ordinateur. Un souci permanent du moindre détail parfaitement optimisé. L'ensemble Flink fait partie de ces électroniques enchanteuses fondamentalement douées pour la musique. Le préampli, les deux blocs monos sont insérés entre des plaques de verre, procurant à l'ensemble des lignes fort harmonieuses. Si vous recherchez un système d'amplification encore plus puissant, sachez que la gamme Audiolabor comprend d'autres merveilles du nom de Rein ou Schnell, aux caractéristiques hors du commun et toujours aussi dynamiques. Retenez bien ce nom, Audiolabor, une marque qu'il faut absolument découvrir : elle constitue une des plus grandes surprises de ces derniers mois.*



## AUDIOSTYLE

Type : **CARAT**

Prix indicatif : ampli : 8 500 F ; préampli : 7 500 F

*Le système Carat de la société Audiostyle se compose de trois petits coffrets très élégants d'une superbe finition : un module d'amplification avec son bloc d'alimentation et le préamplificateur qui ne figure pas sur la photographie mais en tous points identique à l'amplificateur. Un système parmi tant d'autres en quelque sorte ? Pas tout à fait. En fait, quel que soit le maillon constitutif d'un système haute-fidélité, câbles, subwoofers, enceintes et, très prochainement, lecteurs CD ou enceintes miniatures vraiment étonnantes, Audiostyle se singularise par une démarche résolument avant-gardiste et le système Carat n'échappe pas à cette règle. Voyez plutôt : le préamplificateur est pourvu d'une connectique couvrant tous les standards, Cinch, XLR mais aussi les prises optiques et péritel ou encore des prises Canon au standard IBM pour l'exploitation d'un programme de synthèse vocale par exemple. Côté amplificateur : l'utilisateur dispose de plus de 2x100 W en sortie, bridgeable en mono pour atteindre alors une puissance de plus de 200 W. En outre, l'ensemble Carat sera doté très prochainement d'un système anti-vibratoire actif électronique breveté, ce qui devrait réduire notablement toutes les interférences d'origine mécanique. Après une heure de chauffe environ, l'amplificateur Carat nous a fourni une image stéréophonique grandiose. Il possède de plus un sens du suivi mélodique liée à une capacité dynamique dans le grave tout à fait exceptionnel. L'articulation entre les notes, le pouvoir de séparation des informations font de l'amplificateur Carat un « must » sans contestation possible.*



## AURA

Type : VA 40

Prix indicatif : 3 350 F

*L'intégré VA 40 sous une apparente simplicité renferme des circuits d'une grande rigueur qui se caractérise par l'utilisation en sortie de transistors MOS-FET dont les vertus musicales ne sont plus à démontrer. Si vous adjoignez à ces circuits une alimentation largement dimensionnée à partir d'un grand transformateur toroidal et un filtrage suffisant de 6800  $\mu$ F/50 V, vous obtenez*

*un cocktail plutôt explosif quant à la dynamique, tout en sachant très bien respecter la couleur tonale des instruments. De plus la section préampli n'est pas en reste avec une excellente entrée phono, très silencieuse (rapport signal/bruit 84 dB en pondéré A) et une entrée CD insaturable qui ne remonte pas dans le haut-médium aigu, bien au contraire. En effet, l'écoute se caractérise par une superbe image sans pour autant favoriser le bas-médium, avec un aigu qui penche du côté « soyeux » très délicat, mais qui a de la matière.*

*Le grave, contrairement à bien des réalisations MosFets, n'apparaît pas rond et manquant de définition mais au contraire très nerveux avec une belle différenciation des niveaux. Cela « chante » en permanence et reste extrêmement vivant. Vous ne risquez pas de vous ennuyer à l'écoute de l'Aura VA 40 qui sait « réveiller » votre sensibilité et vous faire apprécier tous les genres musicaux, sans pour autant entraîner de fatigue auditive. La simplicité au niveau des schémas et la technologie de pointe en matière de composants produisent souvent une écoute hautement musicale ; le VA 40 en est le témoin.*



## BARTOLOMEO

Type : REFERENZA

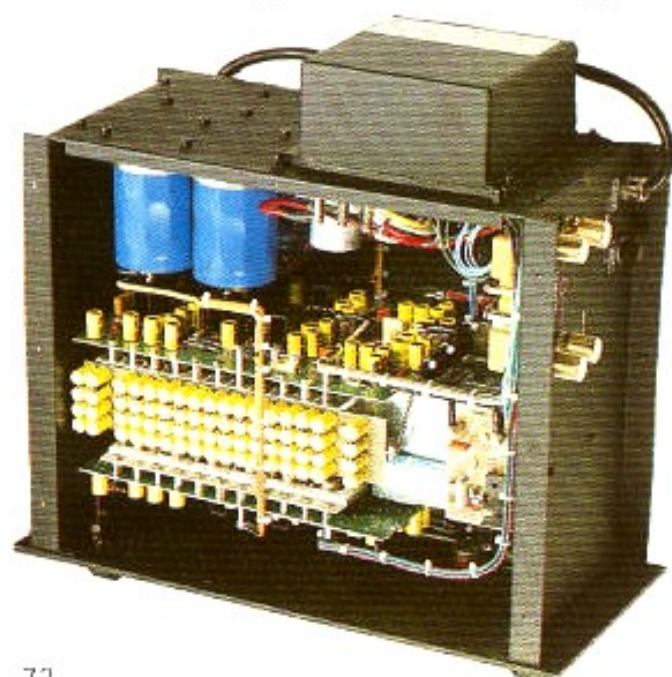
Prix indicatif : 34 900 F.

*Les circuits très particuliers de l'amplificateur Referenza sont dus à l'ingénieur italien Bartolomeo Aloia qui a observé avec attention le comportement de divers étages de puissance sur des impédances variées et les changements dans leurs possibilités de délivrer de forts courants. Bien que la configuration soit relativement classique : circuits d'entrée de type cascode parfaitement symétrique suivi d'un second étage selon une*

*configuration identique attaquant un circuit de puissance de type purement complémentaire avec au total transistors de puissance capables de fournir chacun plus de 150 W ! Le concepteur a soigné tout particulièrement les lignes de masse. L'alimentation surdimensionnée comprend un filtrage assuré par quatre capacités de 22 000 microfarads sous 63 V avec un découplage par 68 (!) petites capacités de 220  $\mu$ F/63 V chacune. La puissance disponible s'élève à 350 W et le temps de montée ultra-rapide est de 1,2  $\mu$ s. Par ses possibilités en courant, l'amplificateur Bartolomeo est capable d'attaquer n'importe quel type de charge même à impédance très basse.*

*Il donne à l'écoute toujours l'impression de bien tenir les haut-parleurs en « poussant » très fort dans le grave et l'extrême-grave, tout en gardant la fluidité et la rapidité des électroniques de faible puissance. L'image stéréo prend forme en trois dimensions sans laisser de zone dans l'ombre. Il sait conserver un caractère mélodieux, très vivant et ne modifie pas la structure des timbres en fonction du niveau sonore.*

*Une conception intelligente, une écoute raffinée et très dynamique caractérisent cet amplificateur dont les circuits sortent des sentiers battus.*





## CELLO

Type : **ENCORE**

Prix indicatif : 56 000 F.

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 136.

*La société américaine Cello fondée par Mark Levinson et ayant à la tête des études Tomas Colangelo, propose des électroniques absolument sans compromis et sans aucune considération économique. Tout est axé sur la performance absolue et l'écoute la plus précise possible.*

*L'amplificateur Encore, petit frère du fabuleux Performance, est une unité de puissance stéréophonique qui regroupe en fait, derrière une façade unique, deux blocs mono complètement distincts jusqu'aux châssis. L'alimentation, très soignée, fait appel à un filtrage par selfs après le transformateur d'alimentation pour procurer une tension très pure aux circuits. En fait, l'étage d'amplification n'est ni plus ni moins que celui « driver » du Cello Performance. La puissance disponible est largement supérieure à 70 W avec une stabilité de fonctionnement inconditionnelle très favorable avec l'utilisation de grands panneaux électrostatiques. L'écoute est tout simplement sublime avec un degré de transparence sonore, inimaginable*

*auparavant, qui dégage une somme de micro-informations insoupçonnée. La capacité dynamique extraordinaire du Cello Encore, son pouvoir d'analyse permanent, dégagent parfaitement le suivi mélodique et facilitent la compréhension de l'interprétation musicale. Les moindres nuances sont transcrites avec une extrême limpidité, tout en gardant une cohérence sonore parfaite d'un bout à l'autre du spectre reproduit. Le grave possède une rapidité et une fermeté qui ne varient pas en fonction des enceintes utilisées, électrodynamiques ou électrostatiques. Le complément idéal de cet amplificateur est le préamplificateur Cello Encore qui comprend une entrée et une sortie symétriques plus 8 entrées asymétriques et dont la transparence sonore est l'égale de celle de l'amplificateur !*



## CLASSE AUDIO

Type : **DR 8**

Prix indicatif : 26 000 F.

*Les amplificateurs Classé Audio sont reconnus pour leur extrême délicatesse de restitution, due à un grand respect de la structure des timbres, ainsi qu'à l'exactitude de l'évolution des niveaux dans le temps. Grand partisan de la classe A, Classé Audio avec le DR 8, a réalisé un amplificateur dont les étages de puissance travaillent en AB pour avoir plus de rendement et obtenir une plus grande puissance (2 x 70 W en stéréo ; 280 W en mono sur charge de 8 ohms) afin de faire face aux enceintes à bas rendement sans les classiques problèmes d'écrêtage. Afin d'obtenir une très grande capacité en courant, l'alimentation est largement surdimensionnée à partir d'un énorme transformateur toroidal, avec double enroulement secondaire (un par canal) et banc de filtrage totalisant 80 000 microfarads ! Les étages d'entrée sont d'une configuration très simple suivi des drivers qui attaquent une section de puissance capable en théorie de délivrer 2 000 W (!) et un courant de 128 A. Il bénéficie de protections contre les court-circuits et le passage de courant continu. L'écoute, hyper-fine, de grande distinction, est dans la ligne des autres amplis Classé Audio, avec une très grande réserve de puissance qui permet de faire face aux enceintes à bas rendement avec une large marge contre les risques de saturation. Sur les grandes masses orchestrales, le pouvoir analytique est très poussé, avec de surcroît, une excellente notion de l'acoustique de la salle de concert. Le grave est superbe avec une tenue hors du commun et beaucoup d'énergie. L'équilibre tonal, très régulier, évite toute mise en avant d'un secteur de fréquences particulier. L'ampli DR 8 séduira incontestablement l'audiophile raffiné épris de justesse tonale.*



## CYRUS

Type : ONE

Prix indicatif : 3 270 F.



*Le Cyrus One, sous son nouveau design, vient de subir une petite cure de jouvence, avec une nouvelle alimentation pour les étages de gain et d'amplification. On ne change pas une équipe qui gagne, aussi les concepteurs n'ont-ils pas touché aux étages de puissance. On peut tabler sur une puissance légèrement supérieure à 30 W et sur l'inconditionnelle stabilité de ce « petit » intégré qui se permet d'attaquer des panneaux électrostatiques sans l'ombre d'une hésitation de suroscillation. C'est le « best-seller » dans sa catégorie et tous les auditoriums sérieux de haut de gamme le préconise à juste raison. En effet, à l'écoute, il apparaît toujours aussi terriblement séduisant avec un sens*

*du phrasé, un suivi rythmique qui donnent envie de claquer des doigts pour accompagner la musique. Cela « chante » en permanence et en toute liberté d'expression sonore, avec une présence sur les voix qui vous fait passer un véritable « frisson ». Tous les timbres sont justes et ne dérapent pas vers le haut-médium aigu. Toujours ample et bien dégagé, les sonorités apparaissent toujours belles sans agressivité ou dureté parasites, et avec une « chaleur » communicative. Décidément les concurrents auront du fil à retordre avec Cyrus One.*

## DENON

Type : PMA 260

Prix indicatif : 1 700 F

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 135

*Le PMA 260 est le digne successeur de l'intégré Denon PMA 250 qui, durant près de trois ans fut, dans la gamme des petites électroniques, le cheval de bataille de la marque. Tout en conservant les idées de base du PMA 250 telles que simplicité des circuits, qualité de fabrication et prix toujours aussi compétitif (moins de 2 000 F), le*

*PMA 260 en plus a gagné en puissance ainsi qu'en facilité d'utilisation. D'un point de vue pratique, sont présents : réglage de volume et de niveau grave/aigu, sélecteur d'entrées dont 4 haut niveau et un bas niveau phono (aimant mobile). Une touche permet de passer directement des prises d'entrée aux étages lignes en évitant les circuits correcteurs pour un pouvoir de définition accru. Sa grande capacité dynamique s'explique par une alimentation volumineuse pour un ampli de ce type. Une autre bonne surprise est la présence de circuits de protection : temporisation à la mise sous tension, détection des pointes de surmodulation commandant directement*

*un relais coupant le signal vers les sorties haut-parleurs. Une capacité dynamique phénoménale est certainement l'un des traits de caractère majeurs du PMA 260 dont la puissance mesurée s'élève à 46 W par canal. L'équilibre tonal toujours régulier, le bon respect des timbres concourent à donner beaucoup de vie et de nuances à la transcription. Le PMA 260, un petit intégré surdoué dans sa catégorie qui permet à tous d'accéder à une écoute hautement musicale.*



## GOLDMUND

Type : **MIMESIS 9**

Prix indicatif : 82 000 F

B.E. dans La Nouvelle Revue Du Son n°137.

*L'amplificateur Goldmund Mimesis 9 d'un poids de 65 kg (!) est capable de fournir une puissance continue de  $2 \times 175$  W sur des charges allant de 2 à 8 ohms. Avec une capacité maximale en courant de 35 A en pointe, il peut attaquer n'importe quel type de haut-parleurs (électrodynamique, isodynamique, électrostatique) sans aucun problème de tassement de la dynamique et avec une large marge de sécurité. Extrêmement rapide avec un temps de montée de 500 n/s ! Et une vitesse d'établissement en tension de 100 V/ $\mu$ s, il reste cependant hyper-*

*stable. Sa construction double mono évite tout effet de diaphonie instantanée. On obtient ainsi un extraordinaire étagement des plans sonores non seulement droite-gauche mais aussi en profondeur, lié à une extrême définition entre chaque instrument. En effet, le Mimesis 9 se caractérise par un sens « spatial » de la transcription avec beaucoup d'aération et une tenue, une vigueur, une rapidité dans le grave tout à fait uniques. Même avec des enceintes à faible rendement, le Mimesis 9 dégage une impression de « santé » permanente, de dynamique exacerbée, tout en conservant une bonne structure harmonique aux timbres, avec détournage très précis des notes, sans aucune ombre. A signaler qu'il dispose d'une entrée symétrique et qu'avec ce principe de liaison avec le préamplificateur, on gagne encore en analyse sur les petits signaux de faible amplitude, qui caractérisent les ambiances du lieu de la prise de son. Le Goldmund Mimesis 9, un monument d'électronique au service de la sensibilité musicale.*



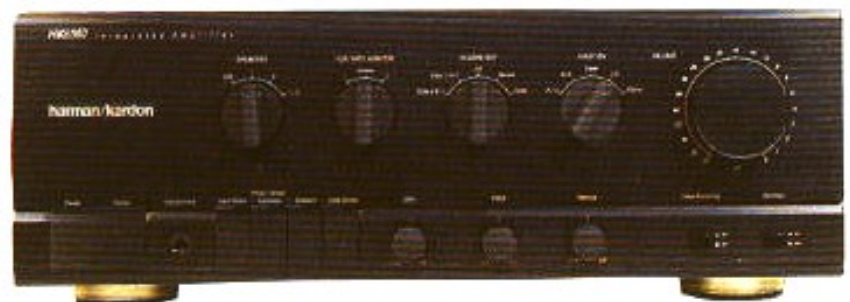
## HARMAN KARDON

Type : **HK 6900**

Prix indicatif : 11 500 F

B.E. dans la Son Mag n° 1

*Harman-Kardon, avec cet ampli-préampli intégré HK 6900, crée la surprise. En effet, peu d'intégrés dans cette catégorie de prix peuvent se targuer d'une telle précision dans l'analyse des messages sonores les plus complexes. Le haut pouvoir de définition procure une intelligibilité peu courante même à fort niveau. Il faut souligner que, si la puissance continue est déjà très confortable (plus de 170 W par canal en instantané), elle peut s'élever à 400 W sous 4 ohms ! Chaque circuit d'amplification est alimenté séparément, à partir du double enroulement du double secondaire du transformateur toroïdal surdimensionné suivi de tout un banc de filtrage conséquent. Les circuits de puissance sont très peu contre-réactionnés pour éviter toutes formes de distorsion par intermodulation transitoire. Les possibilités d'exploitation sont multiples avec deux entrées phono MM et MC, six entrées haut niveau dont deux sont réservées pour l'enregistrement avec fonction monitor et trois autres sont doublées en vidéo et une sortie « Pré-out » pour attaquer des blocs de puissance indépendants. A l'écoute, les termes les plus adéquats pour exprimer les impressions ressenties sont : finesse de reproduction des ambiances, grande richesse des timbres, image vaste et bien en place, grande transparence, un grave bien tenu et surtout ce haut pouvoir d'analyse indiqué dans notre introduction ; il se dégage ainsi de l'intégré HK 6900 une très grande homogénéité. Le HK 6900 propose un rapport qualité d'écoute/prix exceptionnel qui ne manquera pas d'attirer les amateurs de haute définition musicale.*

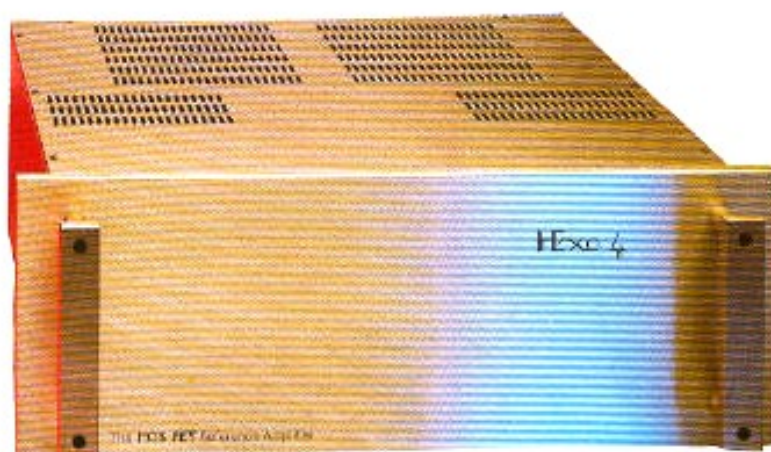


## HEXO

Type : 4

Prix indicatif : 18 000 F

*Sous des apparences très classiques, l'amplificateur Hexo 4, distribué par Selectronic, n'en est pas moins une merveille de technologie très évoluée. Son concepteur, Dominique Jacouopoulos, bien connu pour ses travaux publiés dans la presse spécialisée en électronique, n'a en effet pas lésiné sur les moyens. Pris par le « démon » de la haute-fidélité très haut de gamme, il a longtemps « tourné » autour de schémas classiques mais optimisés, pour aboutir finalement à une configuration de circuit très personnelle. Il a ainsi créé une unité de puissance sans compromis à partir de composants de dernière technologie. Ainsi, l'amplificateur Hexo 4 est capable de délivrer un peu plus de 110 W sur n'importe quel type de charge, en raison d'une alimentation*



*surdimensionnée gigantesque, régulée en puissance ! Mais les autres caractéristiques ne manquent pas d'intérêt et sauront éveiller l'intérêt de l'audiophile : faible taux de contre-réaction, étage de sortie HexFet, dernière génération de transistor MosFet issue de chez International Rectifier et des composants que l'on trouve souvent que dans les applications professionnelles. Aux mesures, l'Hexo 4 fournit des prestations hors du commun marquant le bien-fondé du schéma particulier. A l'écoute, il se caractérise par une somme de qualités difficiles à obtenir ensemble car contradictoires : une énergie et une dynamique subjectives superbes sur tout l'ensemble du spectre, absence de dureté et de froideur, beaucoup de nuances, superbe clarté et transparence mais avec des timbres d'une grande douceur, neutralité exemplaire tout en restant plein de vie et donnant envie d'écouter tous les genres musicaux. Une superbe réussite 100 % française, une haute technologie au service d'une musicalité de grande sensibilité.*

## ISEM

Type : AP 70 D Quasar

Prix indicatif : 49 700 F

*Déjà présentes l'an dernier dans notre panorama, les électroniques Isem nous offrent cette année leur dernier-né : l'amplificateur de puissance double monaural AP 70 D Quasar. Cette unité de puissance a été conçue dans le but, toujours présent chez Isem, de transcrire « l'art musical » de la manière la plus réaliste qui soit. C'est un cahier des charges sans compromis qui est à l'origine de la structure générale de l'amplificateur AP 70 D. Un fonctionnement parfaitement linéaire de tous les étages, une stabilité sans équivoque sur des charges complexes, un comportement en boucle ouverte sans trace de suroscillations, toutes ces caractéristiques ne sont qu'un faible aperçu des nombreux points sur lesquels se sont penchés les concepteurs. Le Quasar fonctionnant en classe A, des transistors bipolaires à forte capacité en courant ont été utilisés (pour la section d'amplification), permettant par là même d'éviter la mise en parallèle d'un grand nombre de transistors toujours néfastes à la définition. L'alimentation est, quant à elle, munie de deux transformateurs toriques de 525 VA (un par canal). L'alimentation de chaque bloc monaural est scindée en deux circuits. L'un pour les étages d'amplification en tension, l'autre procurant l'énergie nécessaire à l'étage de puissance.*



*D'un point de vue pratique, les 80 W sous 8 ohms (160 W sous 4 ohms), de l'AP 70 D Quasar s'avèrent aptes à « driver » la plupart des systèmes de haut-parleurs de rendements divers et aux modules complexes d'impédance. L'AP 70 D est très musicale et on retrouve avec plaisir un fort pouvoir de résolution, une grande transparence et finesse de timbre et un grave ultra-délié et très dynamique, facilitant le suivi rythmique. Le AP 70 D Quasar, une électronique française à découvrir car elle peut rivaliser sans complexe avec les meilleures réalisations étrangères.*

## Jeff ROWLAND DESIGN GROUP

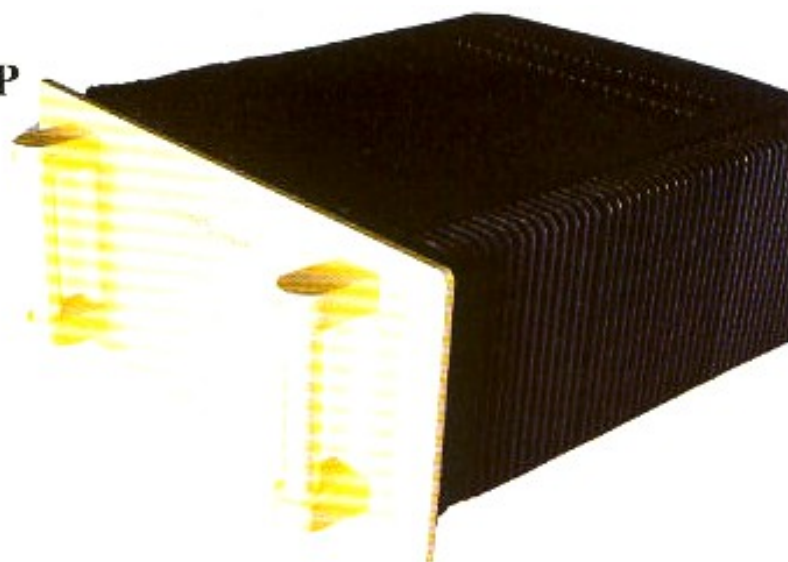
Type : **MODEL 7**

Prix indicatif : 132 120 F la paire

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 129

*Jeff Rowland Design Group est la nouvelle dénomination de ces exceptionnels amplificateurs américains. Nous vous avons déjà présenté l'an dernier au travers du Model 5 stéréophonique les caractéristiques peu communes des circuits d'amplification. Pour le panorama de cette année, ce sont les deux monstrueux blocs mono Model 7 qui ont retenu notre attention. Ce sont réellement deux électroniques sans compromis que ces Model 7. Avec une puissance de 1 100 W (!) sous 2 ohms et 700 W sous 4 ohms, ces deux blocs mono peuvent sans problème aucun driver tous types*

*d'enceintes même les plus difficiles, sans écrêtage ni distorsion. Chaque bloc renferme l'un des plus volumineux transformateur d'alimentation que nous ayons pu découvrir. Tous les circuits de puissance sont symétriques, protégés électroniquement sans pour autant que les protections n'interviennent sur le trajet de la modulation. Une liaison symétrique (prise XLR) permettra de relier les deux blocs Model 7 au préampli (Coherence One), avec une absence totale de bruit de fond et une très grande clarté. Bien entendu, cette même liaison pourra aussi s'effectuer en asymétrique par prises Cinch, les borniers de sortie haut-parleurs acceptent des câbles de très fortes sections avec un minimum de résistance de contact. La finition extérieure de ces mastodontes, pesant 70 kg chacun, est absolument superbe avec un châssis d'une extraordinaire rigidité. L'écoute est plus que surprenante pour des unités d'une telle puissance. En effet, neutralité, absence de souffle, hyper-capacité dynamique, sens des nuances sans dureté sur les timbres, sont les points forts de ces énormes blocs monos. Même à bas niveau, ils sont capables de reproduire les petits signaux avec délicatesse, caractéristique assez rare sur les amplis surpuissants. Dans tous les cas difficiles, les Model 7 extraient le maximum d'informations sur les systèmes de haut-parleurs de charge complexe à très bas rendement, tout en procurant un niveau réaliste sans tassement de la dynamique.*



## KENWOOD

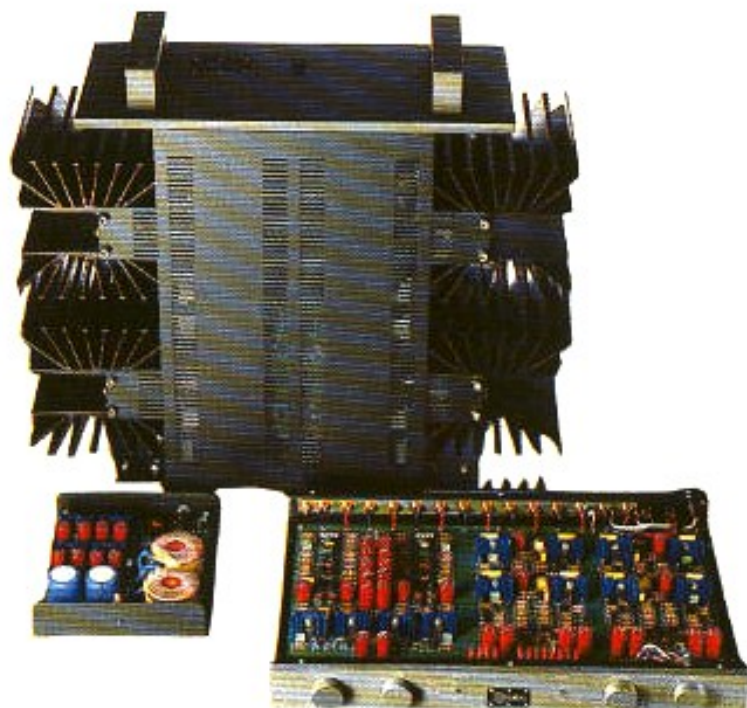
Type : **L 1000 M / L 1000 C**

Prix indicatifs : L 1000 M : 10 000 F ; L 1000 C : 8 000 F

*Avec l'ensemble ampli-préampli L 1000 M/L 1000 C, Kenwood fait un pas supplémentaire vers la quête d'une certaine perfection sonore.*

*Ainsi, avec ses 200 W par canal sous 4 ohms, cet ensemble permet d'accéder à une qualité de reproduction remarquable. Une grande transparence ajoutée à une reproduction très fine et détaillée du signal marque tous les efforts consentis par Kenwood dans la mise au point d'électroniques de plus en plus musicales. Techniquement, le préamplificateur L 1000 C comme l'amplificateur L 1000 M adoptent un schéma de circuit totalement symétrique et totalement flottant par rapport à la masse. Cette référence de masse étant absente au sein du préampli, les ingénieurs de chez Kenwood ont donc utilisé un potentiomètre spécial pour le volume comportant pas moins de 6 pistes. La liaison ampli-préampli est de type symétrique évitant ainsi tous les phénomènes de bruits induits parasites. Sur l'ampli L 1000 M, chaque canal met en œuvre un double ampli en pont (BTL) de manière à, là encore, effacer toute référence de masse et obtenir une quasi annulation du bruit de fond. A noter qu'un lecteur laser L 1000 D viendra compléter cette série dont le rapport qualité-prix est tout à fait exceptionnel. La commercialisation de cette nouvelle série ne débutera que début avril 90. Alors, soyez patient, cela vaudra la peine d'attendre un peu.*





## KRELL

Type : KSP-7B/KSA-80B

Prix indicatifs :

KSP-7B : 28 950 F ; KSA-80B : 40 950 F

*Le préamplificateur KSP-7B et l'amplificateur KSA-80B représentent une synthèse de la plus haute technologie actuellement disponible en matière de circuits de traitement du signal audio et d'amplification, pour une transcription d'une rare finesse ne laissant aucun détail dans l'ombre. Le préampli KSP-7B possède des entrées symétriques, un inverseur de phase absolu, un commutateur de gain ajustable, une section phono universelle avec possibilité d'ajuster la charge. L'amplificateur KSA-80B fonctionne en pure classe A (absence de distorsion de croisement) et dispose d'une fantastique réserve en courant. Ainsi, il est capable d'attaquer des charges aussi basses qu'1 ohm sans aucun problème de surcharge. L'écoute sur de*

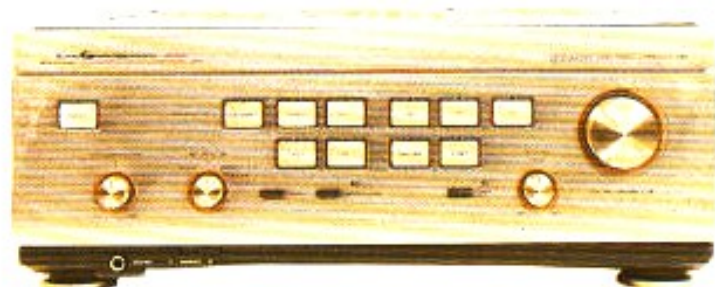
*grands panneaux électrostatiques révèle une tenue étonnante dans le grave, superbe et sec, avec un bas médium très ouvert et défini, un médium plein de chaudes nuances et un aigu d'une rare pureté, dégagée de tout souffle parasite. La qualité des silences, l'articulation entre chaque note, assurent une rare intelligibilité sur les grandes formations. On a toujours le sentiment d'une large ouverture associée à une définition qui ne varient pas en fonction du niveau d'écoute. Deux électroniques, sans concession quant à la qualité de fabrication, capables d'attaquer les enceintes les plus difficiles avec une souveraine élégance.*

## LUXMAN

Type : L 540

Prix indicatif : 27 000 F

*Avec l'amplificateur L 540, Luxman présente le premier intégré de la gamme Gold. Comme à leur habitude, les ingénieurs japonais ont poussé leurs recherches très loin afin de présenter un ampli-préampli intégré qui, s'il ne sera sur le marché qu'à partir du 1<sup>er</sup> septembre 1990, ne manquera pas d'être l'une des vedettes de l'année. Techniquement, on retrouve le « savoir-faire » Luxman avec, entre autres, une alimentation surdimensionnée, des étages de puissance fonctionnant en classe A jusqu'à 20 W et une commutation qui se fera naturellement en classe AB au-delà de cette puissance jusqu'à 100 W. Les entrées sont au nombre de 10 (dont 5 entrées ligne). Les entrées phono sont prévues pour les deux sensibilités aimant-mobile (MM) et bobine-mobile (MC). Dans ce dernier cas, on notera la présence d'un préampli MC utilisant des transistors Fet. Le coffret du L 540 a fait l'objet d'une recherche approfondie afin de remédier à tous phénomènes vibratoires. Pour cette raison, le châssis est en céramique synthétique de haute densité. Le but recherché par Luxman est présent dès les premières minutes de l'écoute. Une transparence et une image bien en place et très détaillée caractérise le L 540 avec une excellente évolution des notes dans le temps. Mélange de douceur et de fermeté, le L 540 s'inscrit véritablement au sein du très haut de gamme avec des arguments de poids sous une esthétique d'un rare raffinement. A découvrir en avant-première aux Journées de la Haute-Fidélité.*



## MC INTOSH

Type : 7270

Prix indicatif : 41 250 F.

*Mc Intosh on ne le présente plus, un monument inahérable de la haute fidélité. Ses électroniques en témoignent, elles défient le temps par leurs performances et leurs fiabilité, avec une esthétique qui a fait se pâmer plusieurs générations d'audiophiles. Le 7270 pèse près de 47 kg! et nous avons mesuré  $2 \times 360 W$ ! pour une puissance annoncée modestement pour  $2 \times 270 W$ ,*

*et cela sur les charges allant de 1 à 8 ohms grâce aux auto-transformateurs de sortie qui assurent ainsi une parfaite interface avec les enceintes acoustiques, grâce à une isolation contre de nombreux phénomènes parasites de courant induit créé par la force contre électro-motrice des haut-parleurs. Il est naturellement équipé des fameux circuits « Power Guard » et « Digital Sonic Overload » qui permettent aux circuits de puissance d'atteindre 2500 W (!) pendant quelques millisecondes sans risque de surcharge. Il peut aussi fonctionner en mode bridgé auquel cas on peut compter sur une puissance continue de 540 W. La restitution sonore se caractérise par une musicalité « naturelle » où tout se passe comme s'il n'y avait pas de frein entre la source et les enceintes. Mais une des caractéristiques fondamentales du 7270 réside dans sa faculté de parfaitement intégrer les ambiances sonores avec le message musical principal. Tout se passe avec une superbe homogénéité, avec cette impression d'énorme réserve de puissance associée à une stabilité pratiquement inconditionnelle qui se traduit par une grande fluidité sans rondeur artificielle. Les interprétations prennent ainsi un caractère chargé d'une plus grande émotion. Arrivé à ce stade de réalisme on est pratiquement transporté sur les lieux de l'enregistrement.*



## MARK LEVINSON

Type : N° 29

Prix indicatif : N.C. en nouveauté.

*L'amplificateur stéréophonique Mark Levinson N° 29 est le dernier né de cette prestigieuse firme américaine. Il reprend la configuration double mono mais en coffret unique. Aussi trouve-t-on deux alimentations à partir de deux transformateurs toroïdaux, entièrement blindés puis filtrage par capacités de 15 000  $\mu F$  chacune (4 au total) et circuits de régulation pour les sections d'entrée. Les étages de gain et d'amplification sont montés sur deux circuits indépendants en verre époxy de qualité militaire avec pistes très épaisses. Les étages de puissance font appel, pour chaque canal à un montage de 6 transistors de puissance (d'origine Motorola), capable de délivrer un courant très fort. Les étages de gain travaillent en pure classe A avec très faible taux de contre-réaction. La puissance mesurée a dépassé les 65 W par canal. Les taux de distorsion sont à la limite de nos générateurs. Le spectre de distorsion, au dégradé très régulier ainsi que l'extraordinaire rapport signal/bruit de 118 dB (!) en linéaire sont d'excellents augures. En effet, à l'écoute, le N° 29 se distingue par une extrême définition sur les petits signaux musicaux à la limite de la perception, avec une lisibilité exceptionnelle sur les passages complexes faisant intervenir de nombreux instruments. Sa fantastique tenue dans le grave, sa capacité dynamique bien répartie sur l'ensemble du spectre reproduit, en font une véritable référence dans cette catégorie de puissance. Côté exploitation, il dispose en plus des entrées asymétriques sur fiches Cinch et Camac, d'entrées symétriques sur prises XLR professionnelles particulièrement intéressantes pour obtenir le maximum de définition et d'un double bornier de sortie haut-parleurs qui facilitera le bicâblage vers les enceintes autorisant ce principe.*



## NAD

Type : 3020 I

Prix indicatif : 1 950 F.

*Digne descendant du légendaire 3020 qui avait tracé la voie des petits ampli-préamplis intégrés hautement musicaux, le 3020 I est certainement la version qui apporte le plus de changements dans le sens d'une précision d'analyse encore accrue, un grave plus rapide et plus ferme, sans perdre la superbe ouverture et la fascinante qualité du médium des précédents modèles. On observe en effet au cœur du 3020 I de profonds changements. Tout d'abord, l'alimentation s'effectue à partir d'un transformateur qui est le double en taille de celui des modèles précédents. Naturellement,*

*les capacités de filtrage ont vu, elles aussi, leurs valeurs doubler. Cependant, les étages de puissance font toujours appel au célèbre couple de transistors de puissance Motorola 2055/3055 qui est à la base de l'incontestable musicalité du 3020. On peut aussi désormais séparer la section préamplificatrice de celle amplificatrice. Côté détails qui ont toujours de l'importance, les fiches Cinch sont dorées pour les entrées phono et les bornes de sorties haut-parleurs, gigantesques pour accepter sans problèmes les câbles haute-définition de fort diamètre. Il en résulte une amélioration assez spectaculaire de la définition, en particulier sur les harmoniques supérieurs et un équilibre subjectif encore plus linéaire. Cet extraordinaire intégré 3020 I peut vraiment, pour un prix ultra-abordable, être au cœur d'un système qui donne envie de découvrir tous les genres musicaux.*



## NAKAMICHI

Type : TA2

Prix indicatif: 7 450 F

*Cet ampli-tuner extrêmement bien conçu dispose de circuits de puissance travaillant selon le principe Stasis qui garantit une stabilité inconditionnelle et une parfaite adaptation à tout type de charge. En effet, ces circuits présentent en sortie une impédance uniforme et aucun risque de suroscillation vis à vis de la charge réactive que représente le haut-parleur. La structure Stasis fait appel à un amplificateur en pont référencé à une masse flottante. Du fait que cette masse virtuelle ne s'applique qu'aux étages audio, le signal ne peut être pollué par les circuits annexes et l'alimentation. Le signal est ainsi d'une grande pureté sans pour autant que l'image stéréo soit instable. Cela se traduit par une recherche des moindres petits détails très importants dans la reconstitution de l'environnement sonore, une sensation d'espace et d'ampleur, un recul très net du bruit de fond. Côté pratique, cet ampli-tuner offre pour la section tuner une excellente sélectivité (indispensable en milieu urbain encombré d'émetteurs) la mise en mémoire de dix stations en FM et en AM, la possibilité de télécommande à distance de toutes les fonctions (entraînement par micro-moteur du bouton de volume). En plus des corrections habituelles de grave et d'aigu, on trouve un correcteur physiologique à action variable, très agréable pour l'écoute à bas niveau sans pour autant mettre à mal la définition sonore. Le double sélecteur d'entrée permet d'enregistrer une source tout en en écoutant une autre. La finition est à la hauteur des « machines tournantes » Nakamichi : irréprochable.*





## NIKKO

Type : **ALPHA 800**

Prix indicatif : 11 930 F.

*L'amplificateur de puissance Alpha 2000, par ses qualités évidentes de musicalité par rapport à son prix, a fait l'effet d'une véritable bombe au sein des matériels de haute de gamme. En effet, rarement un ampli d'une telle puissance n'avait pu fournir une telle délicatesse, une telle beauté sur l'évolution des notes dans le temps. Or, l'Alpha 800 s'est, lui aussi, révélé surpuissant avec 340 W*

*mesurés par canal, ultra-rapide avec un temps de montée de 0,6  $\mu$ s. Quant à l'écoute, elle offre ce sentiment permanent d'intense plaisir musical sur tous les types d'enceintes. L'Alpha 800 fait partie*

*de ces trop rares électroniques qui donnent envie d'écouter de la musique, car il sait parfaitement traduire toute l'émotion d'une interprétation grâce à une capacité dynamique remarquable même sur les tous petits signaux et une lisibilité des messages les plus complexes qui paraissent souvent touffus avec d'autres amplis dans cette catégorie de puissance. Bien construit, avec une alimentation « colossale » et des circuits de puissance utilisant par canal six transistors complémentaires capables de dissiper jusqu'à 200 W chacun (!). L'Alpha 800 ne doit pas poser de problèmes quant à la fiabilité. Un ampli remarquable qui fait d'ailleurs l'unanimité de très nombreux critiques dans les revues spécialisées du monde entier, qui mérite d'être découvert sans a priori.*



## ONKYO

Type : **AG 10**

Prix indicatif : 26 000 F.

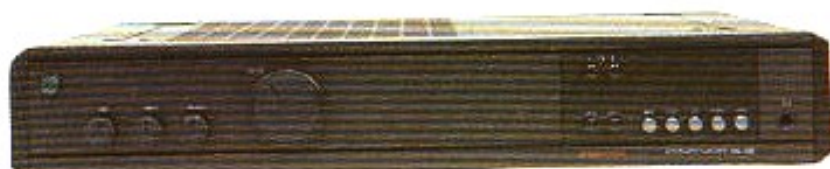
*L'AG 10 fait partie de la série Grand Integra d'Onkyo qui symbolise tout le savoir-faire des ingénieurs de cette firme en matière de traitement des signaux analogiques et digitaux. Ce monstre d'électronique — il pèse 30 kg — renferme en effet, en plus d'une section préamplificatrice avec 11 entrées analogiques, un convertisseur numérique/analogique identique à celui du fabuleux lecteur D-X G10 au format 18 bits 8 fois suréchantillonnés pouvant décoder les sources C.D./DAT/tuner satellite. Le convertisseur dispose du fameux système opto-drive mais aussi d'un réglage individuel effectué en usine de la linéarité appliquée sur les quatre bits les plus significatifs, apportant une plus grande précision et définition. La section amplificatrice n'est pas en reste avec une puissance disponible de 140 W par canal et un temps de montée ultra-court de 0,9  $\mu$ s. Mais la puissance instantanée peut s'élever à plus de 400 W sur 2 ohms laissant ainsi supposer une belle indifférence aux variations de l'impédance de charge d'enceintes acoustiques réputées difficiles. Cela se confirme à l'écoute avec, pour le convertisseur, une mention particulière, surtout si on utilise la superbe liaison fibre optique PC-121 mise au point par Onkyo par une beauté fascinante des timbres qui retrouvent une hauteur tonale juste et par cette notion de fluidité qui fait encore trop souvent défaut à de nombreuses sources audio-numériques. L'AG-10 peut ainsi attaquer de grands panneaux électrostatiques sans procurer de dureté dans le haut du spectre, et avec une confortable aisance sur les pointes de modulation tout en gardant une ouverture étonnante et beaucoup de nuances. Une sublime électronique dont la finition de fabrication est à tomber à la renverse.*



## PROTON

Type : AM 455

Prix indicatif : 2 980 F.



Toute la gamme des produits de la marque Proton est reconnue pour sa grande qualité musicale. Le

AM 455, ampli-préampli intégré ne faillit pas à cette règle. Pour un prix fort abordable (moins de 3 000 F), le Proton AM 455 propose des prestations auditives de haut niveau, grâce en particulier à la facilité du suivi mélodique et à un équilibre subjectif très linéaire qui ne varie pas en fonction

des enceintes acoustiques. En effet, avec une puissance instantanée qui peut atteindre 120 W par canal sur 4 ohms, l'AM 455 peut faire face à une grande variété d'enceintes à bas ou haut rendement sans problèmes de surcharge. La section préampli couvre un grand nombre de possibilités. On note ainsi la présence entre autres de correcteurs de tonalités (grave/aigu), d'un sélecteur de deux paires d'enceintes, d'un commutateur de cinq sources dont une bas niveau phono aimant-mobile (MM). Si son aspect extérieur demeure classique, la configuration des circuits est bien pensée avec des composants de qualité. Et cela se traduit à l'écoute dès les premières notes par une image parfaitement en place donnant à la transcription émotion et vivacité. La réserve dynamique importante procure à l'ensemble de la restitution beaucoup de relief. Transparence, délié et superbe équilibre tonal sont les atouts majeurs du AM 455 qui ne manquera pas d'attirer l'attention des audiophiles par son excellent rapport qualité d'écoute/prix sans pour autant être limité dans les possibilités d'exploitation.

## REVOX

Type : B 242

Prix indicatif : 17 340 F.

L'amplificateur B 242 est conçu et réalisé comme un matériel professionnel de studio avec la même rigueur d'implantation des composants, la même qualité de composants. La fiabilité est aussi un souci majeur chez Revox. Un ventilateur assure un refroidissement actif et variable en fonction de la température des transistors de puissance montés en parallèle (deux fois trois). Le circuit de protection, très efficace, assure en cas de surcharge une

limitation de la modulation en entrée. Le circuit d'entrée est un amplificateur différentiel cascade qui attaque un second étage qui se compose de deux sources de courant en cascade en push-pull. L'étage final travaille en classe

AB et procure 200 W sur 8 ou 4 ohms (commutable) 200 W. Les entrées peuvent s'effectuer soit sur prise symétrique XLR, soit asymétrique sur prise Cinch. L'écoute est à la hauteur de la qualité des composants utilisés et de la taille de l'alimentation (filtrage par 4 capacités de 22 000  $\mu$ F) avec une tenue impressionnante dans le grave, une grande netteté des sons, une absence de bruit de fond parasite et une excellente stabilité de l'image

stéréophonique. La grande réserve de puissance disponible fait face aux écarts dynamiques les plus violents sans trace de dureté fugace ou sentiment de flottement. La définition, la netteté de transcription du B 742 s'inscrivent dans la ligne de neutralité des électroniques et magnétophones de cette marque légendaire. En dehors de l'utilisation « audiophile », les professionnels apprécieront sa fiabilité et ses possibilités d'exploitation en symétrique.



## SONY

Type : TAF 530 ES

Prix indicatif : 2 990 F

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 131.

*Sony est décidément présent sur tous les fronts.*

*Avec l'ampli-préampli intégré TAF 530 ES, la*

*célèbre marque japonaise présente pour un prix*

*exceptionnel, un appareil exceptionnel. Celui-ci,*

*comme bon nombre de ses concurrents, délaisse les*

*circuits d'amplification hybrides intégrés pour des*

*composants discrets à base de transistors et de composants passifs triés sur le volet. Le TAF 530 ES annoncé pour*

*2x90 W sous 8 ohms renferme des alimentations surdimensionnées utilisant un schéma particulier nommé*

*« Spontaneous Twin Drive » offrant une très importante capacité dynamique. Ses possibilités d'utilisation sont*

*plus que suffisantes avec deux entrées haut niveau, deux entrées/sorties réservées à l'enregistrement et une entrée*

*phono commutable bobine mobile/aimant mobile. En face avant, on trouve les divers potentiomètres rotatifs et*

*l'on observe l'absence de tout voyant lumineux superflu, cela afin de ne pas nuire inutilement à la qualité du*

*signal. La véritable grande émotion fut ressentie dès les premières minutes d'écoute. Quel plaisir ressenti par*

*exemple sur de l'opéra : les voix sont chaleureuses, les timbres justes et précis, autant de caractéristiques que l'on*

*trouve rarement dans cette gamme de prix. De plus, la spatialisation est tout à fait remarquable. La transcription*

*d'un grand orchestre permet d'apprécier la grande homogénéité et l'analyse sans confusion du TAF 530 ES. Une*

*superbe somme de qualités pour une transcription hautement musicale et cela pour un prix ultra-compétitif. Sony*

*a frappé très fort avec cet intégré de grande classe.*



## TECHNICS

Type : SE-M100

Prix indicatif : 10 000 F

*La dernière idée réellement novatrice en termes d'amplification nous vient du géant japonais Matsushita, mieux*

*connu sous le sigle Technics. Rien d'étonnant à cela si l'on songe aux fantastiques laboratoires d'études et aux*

*moyens vertigineux mis en œuvre depuis la conception des composants jusqu'à la réalisation des différentes*

*électroniques. L'amplificateur de puissance SE-M100 révèle la toute nouvelle orientation de cette société où*

*sophistication et technologie « up-to-date » sont au rendez-vous. Mais une sophistication qui, paradoxalement, est*

*au service d'une simplification extrême de la chaîne d'amplification. En effet, les concepteurs du SE-M100 sont*

*partis de ce simple postulat : beaucoup trop de « monde » entre la source audionumérique et les enceintes ! Le*

*convertisseur numérique-analogique tout d'abord, suivi de l'étage de sortie de la platine, de ceux d'entrée et sortie*

*du préamplificateur, auquel il faut encore ajouter l'entrée ligne de l'amplificateur de puissance, ceux driver et*

*prédriver et enfin l'amplificateur de courant. Beaucoup trop d'intermédiaires qui apportent leur quota de*

*distorsions et de déformations au signal originel. Et l'idée de Technics découle tout naturellement de cette*

*observation. Pourquoi ne pas coupler directement un convertisseur avec gain en tension variable pour garder*

*l'usage du réglage de volume à un amplificateur de courant à gain unitaire ? Avec le SE-M100, c'est chose faite et*

*le bilan est clair de ce point de vue : une transparence sonore fantastique à l'écoute et un recul du bruit de fond*

*fulgurant, relégué aux alentours de -120 dB (!) quel que soit le niveau de sortie ! Il suffisait d'y penser. Mais le*

*SE-M100 ne se contente pas d'être un condensé de technologie : conception double mono des étages*

*d'amplification pour une image stéréophonique cohérente et précise, utilisation de 4 convertisseurs*

*20 bits 8 fois suréchantillonnés, capables de se*

*verrouiller sur les trois fréquences d'échantillonnage*

*standard (CD, DAT, futur tuner numérique) sans*

*oublier des composants passifs de très haute*

*précision. En outre, pour qui voudrait utiliser une*

*source analogique, on peut lui adjoindre le*

*préamplificateur SU-A40 pour réaliser un système*

*très complet et ultra-performant. Technics vient*

*d'imposer un nouveau concept fort intéressant très*

*actuel et parfaitement adapté à l'ère de*

*l'audionumérique. Gageons qu'il fera de nombreux*

*émules.*





## YBA

Type : 1

Prix indicatif : 33 000 F

B.E. dans la Nouvelle Revue du Son n° 110  
Pour Yves Bernard André, ingénieur français, une configuration simple des circuits est une des données essentielles de la mise au point d'une électronique de qualité. C'est dans cette optique que l'ampli YBA 1 a été réalisé. On y trouve bon nombre de solutions originales telles l'utilisation d'un schéma symétrique pour les circuits, et cela en classe Alpha, le principe double monaural en un seul châssis, avec des alimentations totalement séparées. De même, le trajet de modulation est réduit au minimum et la qualité des composants est exceptionnelle. On peut aussi remarquer le montage

des transistors de sortie avec intercalaires en mica-cuivre afin de limiter les effets capacitifs, des résistances de très faible tolérance, des connecteurs dorés, une structure de châssis non magnétique fabriquée sur mesure. Enfin, le câblage (réduit au minimum) est réalisé en cuivre pur sans oxygène. Une protection électronique est prévue sans incidence sur la qualité d'écoute. L'ampli YBA 1 est une électronique sans compromis où chaque détail contribue à une écoute exceptionnelle de clarté et de définition avec une image sonore de grande profondeur. Il est important de noter que l'ampli YBA 1 a reçu en 1989 un grand nombre de distinctions dans sa catégorie et a été sélectionné par la revue américaine « Best of Audio », connue pour son intransigeance. A signaler qu'une version de l'ampli YBA 1, dénommée YBA 1 « Haut Courant », sera présentée aux Journées de la Haute-Fidélité, cette nouvelle version ayant une alimentation en courant de 50 % plus importante que sur la version de base qui est toujours disponible. Une écoute qu'il ne faudra manquer sous aucun prétexte, le YBA 1 de base étant déjà sublime au point de vue qualité des timbres et capacité dynamique.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# LE SON DES CÂBLES

ET SI L'EXPLICATION  
NE TENAIT PLUS  
QU'À UN FIL...

**L**

*a question de la sonorité des câbles de raccordement dans les installations haute-fidélité fait partie des problèmes irritants qu'on aimerait bien voir résoudre. En effet, rien n'est plus simple qu'un câble de raccordement : deux conducteurs isolés — et c'est pratiquement tout — pour relier une source à un récepteur. Comme la théorie de propagation du signal est parfaitement au point depuis près d'un siècle, on est en droit de se poser des questions sur toutes les réflexions émises concernant la sonorité propre des câbles...*

Une première réaction consiste à réfuter en bloc ces remarques comme dénuées de fondement, mais les faits sont têtus :

- Depuis le milieu des années 70, où les premiers articles sur le sujet sont parus dans la presse spécialisée ([1] à [3]), une quantité proprement ahurissante de câbles de différentes marques sont apparus sur le marché dont certaines fabrications en argent pur atteignent des prix effarants (7 500 F/m!).

- L'expérience est très facile à faire avec une source, un amplificateur et des enceintes de bonne qualité ; avec différents câbles, les différences de qualité perçues sont généralement incontestables.

Ce phénomène troublant reste donc à expliquer.

Dans la suite du texte, nous considérerons surtout le problème du câble de liaison amplificateur, bien que les analyses et hypothèses proposées s'appli-

quent également aux raccordements sources-amplificateurs ; par ailleurs, dans ce cas, des solutions radicales telles que les liaisons par fibres optiques peuvent être envisagées et sont déjà en application.

## Les hypothèses classiques

Elles présentent principalement deux aspects :

- les problèmes de propagation du signal dans les conducteurs ;
- les phénomènes électrodynamiques qui se traduisent par des contraintes vibratoires sur les conducteurs.

Examinons ces deux hypothèses.

## Les phénomènes de propagation du signal

Ce sont des phénomènes classiques connus depuis bien longtemps, en l'occurrence les équations de Maxwell et les premiers temps de la télégraphie.

Le système de deux conducteurs (conducteur « d'aller » et conducteur « de retour ») peut se ramener par considération de symétrie à un système de conducteur unique au dessus d'un plan de référence parfaitement conducteur (fig. 1).

Ce conducteur présente un certain nombre de constantes réparties, qui sont classiquement :

- sa résistance ( $\Omega/m$ )
- son inductance ( $H/m$ )
- sa capacité ( $F/m$ )
- sa perditance ( $S/m$ ), ce dernier terme exprimant les pertes entre le conducteur et le conducteur de référence est généralement nul sauf en très hautes fréquences (le GHz) qui ne sont pas mises en jeu ici.

Le schéma équivalent est montré en figure 2.

La mise en équations est très classique ; on définit :

- la constante de propagation  $\gamma$

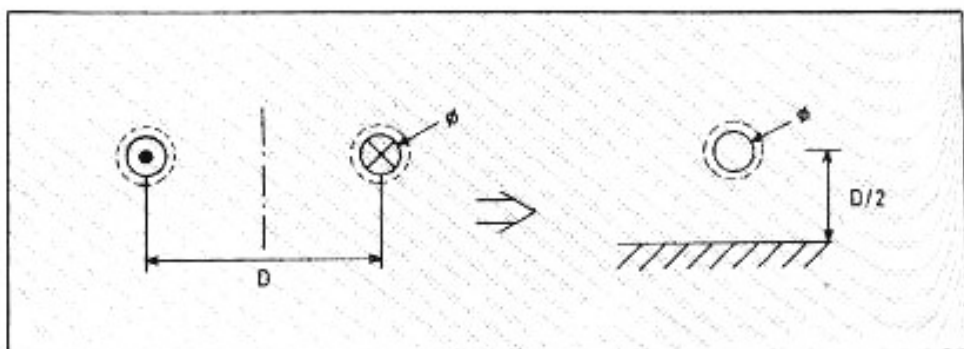


Fig. 1 : Paramètres géométriques du câble.

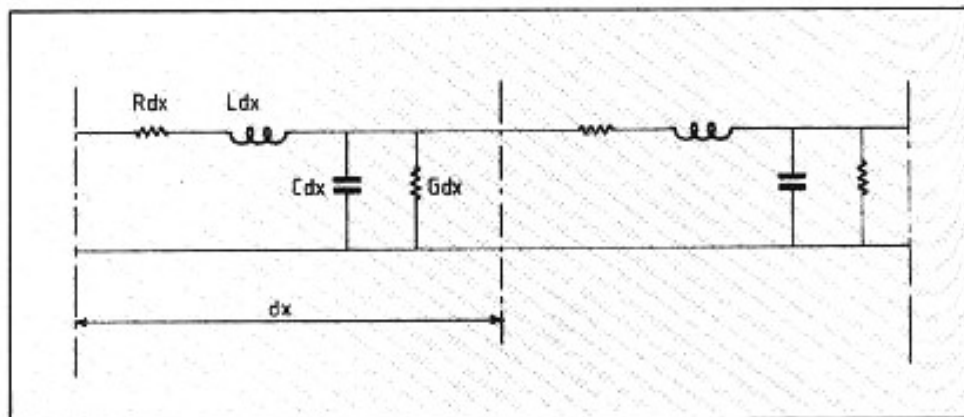


Fig. 2 : Circuit équivalent en constantes réparties.

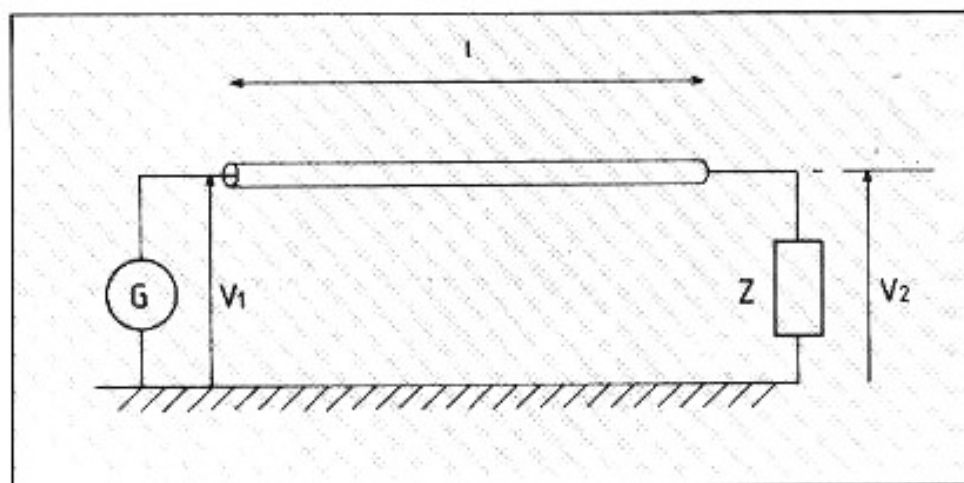


Fig. 3 : Transmittance d'un câble.

$$\gamma = \sqrt{(R + Lp)(G + Cp)}$$

$$(p = j\omega = j2\pi f)$$

$\omega$  : pulsation  
 $f$  : fréquence (Hz).

— l'impédance caractéristique  $Z_c$  :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + Lp}{G + Cp}}$$

auxquelles on ajoute la vitesse de propagation  $v$  :

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

A partir de ces paramètres, la tension apparaissant à l'extrémité d'un câble de longueur  $l$  raccordé à une impédance  $Z$  s'écrit (figure 3) :

$$V_2 = \frac{V_1}{\cosh \gamma l + \frac{Z}{Z_c} \sinh \gamma l}$$

On a donc ainsi le signal  $V_2$  reçu par un haut-parleur d'impédance  $Z$  et émis par un amplificateur d'impédance interne généralement négligeable.

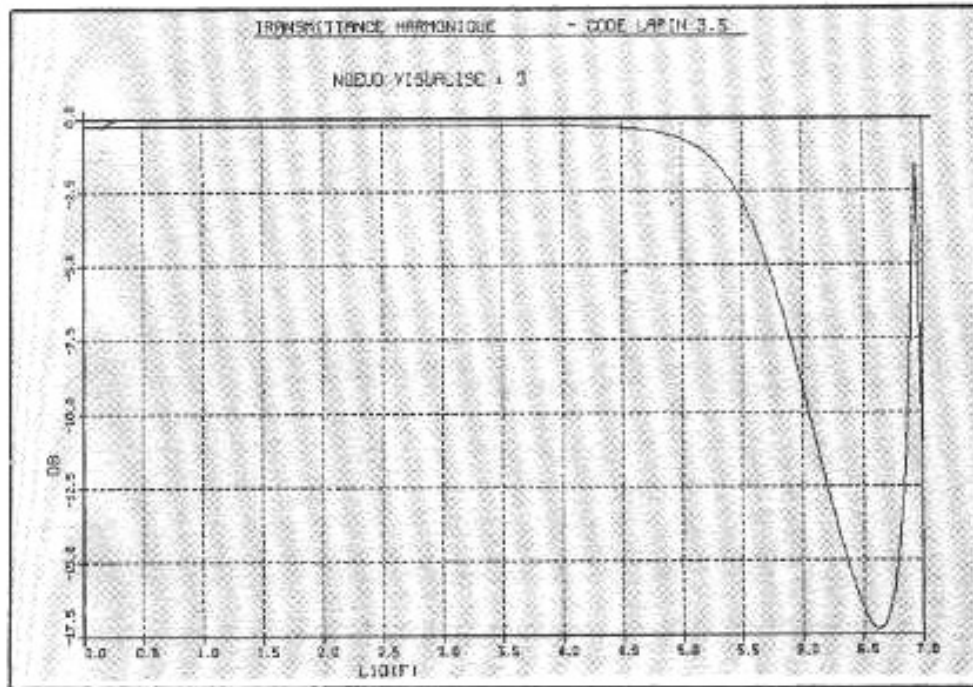


Fig. 4 : Transmittance d'un câble scindex de 10 m, 0,75 mm<sup>2</sup> chargé sur Z = 8Ω. La fréquence de coupure à -3 dB est de 300 kHz.

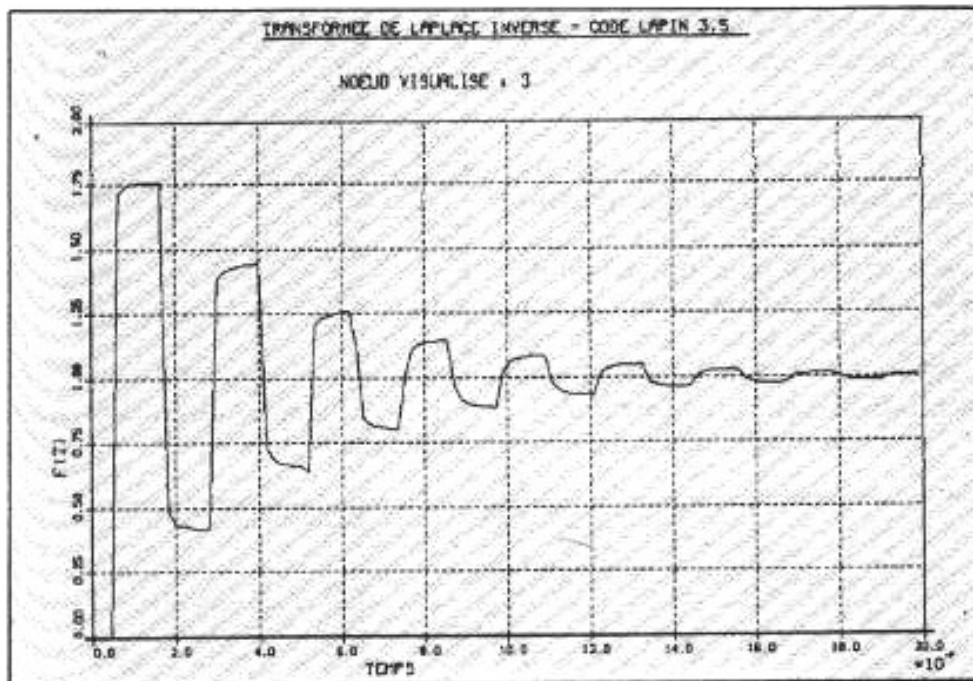


Fig. 5 : Réponse à un échelon de 1 V injecté en début de câble de 10 m. Onde reçue sur Z = 300 Ω.

On voit déjà que le câble — au moins de manière théorique — est loin de se comporter comme une simple impédance.

Pour apprécier l'effet obtenu, il est nécessaire de calculer les différentes constantes mises en jeu ;

— la résistance R comporte en fait :

• Un terme représentant la résistance ohmique en continu du

conducteur, modifiée par un coefficient d'effet de peau (effet Kelvin) qui tend à concentrer les filets de courant à la périphérie du conducteur pour les hautes fréquences.

• Un terme représentant l'inductance interne, correspondant à l'énergie magnétique emmagasinée dans le conducteur lui-même.

Une formule proposée par

l'auteur [5] englobe ces deux termes sous la forme d'une **impédance interne**

$$Z_i = \frac{\rho}{S} \sqrt{1 + \frac{\phi^2 \mu}{16g} \cdot p}$$

avec :

ρ : résistivité du métal (1,8 · 10<sup>-8</sup> Ωm pour le cuivre)

S : section (m<sup>2</sup>)

φ : diamètre (m). S'il est inconnu, on peut adopter φ = 1,3√S pour les conducteurs multibrins

μ = μ<sub>0</sub> = 4π · 10<sup>-7</sup> H/m, perméabilité du vide

p : jω = j2πf, variable de Laplace ; f = fréquence (Hz).

La résistance en fonction de la fréquence n'est autre que la partie réelle de Z<sub>i</sub>

— l'inductance L est donnée par la formule classique :

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \text{Log} \frac{2D}{\phi}$$

D : entr'axe des conducteurs (m)

— la capacité s'exprime par :

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\text{Log} \frac{2D}{\phi}}$$

ε<sub>0</sub> : permittivité du vide

$$\approx \frac{1}{36\pi 10^9}$$

ε : permittivité relative de l'isolant, souvent comprise entre 2 et 4.

On calcule ensuite les paramètres γ et Z<sub>c</sub> en remplaçant R par Z<sub>i</sub> pour tenir compte de l'effet de peau.

Il est alors possible de calculer la tension V<sub>2</sub> obtenue à l'extrémité d'un câble en fonction de la tension V<sub>1</sub> injectée :

$$V_2 = \frac{V_1}{\text{ch}\gamma l + \frac{Z_c}{Z} \text{sh}\gamma l}$$

#### • Cas d'une charge résistive

La figure 4 donne la transmittance d'un câble de 10 m, 0,75 mm<sup>2</sup> cuivre (scindex) avec Z = 8 Ω ; on retrouve bien les résultats des mesures [3].

Dans le cas simple où l'on a Z = Z<sub>c</sub>, on obtient :

$$V_2 = V_1 e^{-\gamma l}$$

il y a propagation avec affaiblissement (en décibels) proportionnel à la longueur du conducteur.

Lorsque l'on injecte un échelon de tension à l'extrémité du câble, le signal reçu à l'autre extrémité subit une altération transitoire dont la forme dépend du rapport  $\frac{Z_c}{Z}$ .

Les figures 5 et 6 donnent la forme d'onde reçue à l'extrémité d'un câble de 10 m d'impédance caractéristique voisine de 50  $\Omega$ :

— fig. 5 ;  $Z_c = 50 \Omega$ ,  $Z = 300 \Omega$  ; on observe une surtension transitoire qui s'amortit en 1,6  $\mu s$  environ.

— fig. 6 ;  $Z_c = 50 \Omega$ ,  $Z = 8 \Omega$  ; la tension finale de 1V est obtenue par paliers successifs au bout de 1 $\mu s$ . Les simulations ont été effectuées par le logiciel LAPIN qui est un analyseur de réseau à constantes réparties utilisant l'inversion numérique de la Transformée de Laplace [4]. La fréquence des oscillations transitoires observées est donnée par la relation :

$$f = \frac{c}{4l\sqrt{\epsilon}}$$

avec :

$c$  : vitesse de la lumière = 3  $10^8$  m/s

$l$  : longueur du câble (m)

$\epsilon$  : permittivité relative du câble, habituellement comprise entre 2 et 4 pour les isolants courants.

Avec  $\epsilon = 3$ , on retrouve bien  $f = 4,3$  MHz.

#### • Cas d'une charge équivalant à un haut-parleur.

Un haut-parleur réel peut être modélisé par une impédance en série avec un circuit bouchon représentant le comportement du HP à la résonance. Par exemple, au schéma de la figure 7 correspond la courbe d'impédance donnée fig. 8. Dans ce cas, l'injection d'un échelon sur un câble de 10 m alimentant ce HP va conduire à une surtension transitoire qui ne s'amortira qu'au bout de 18  $\mu s$  environ

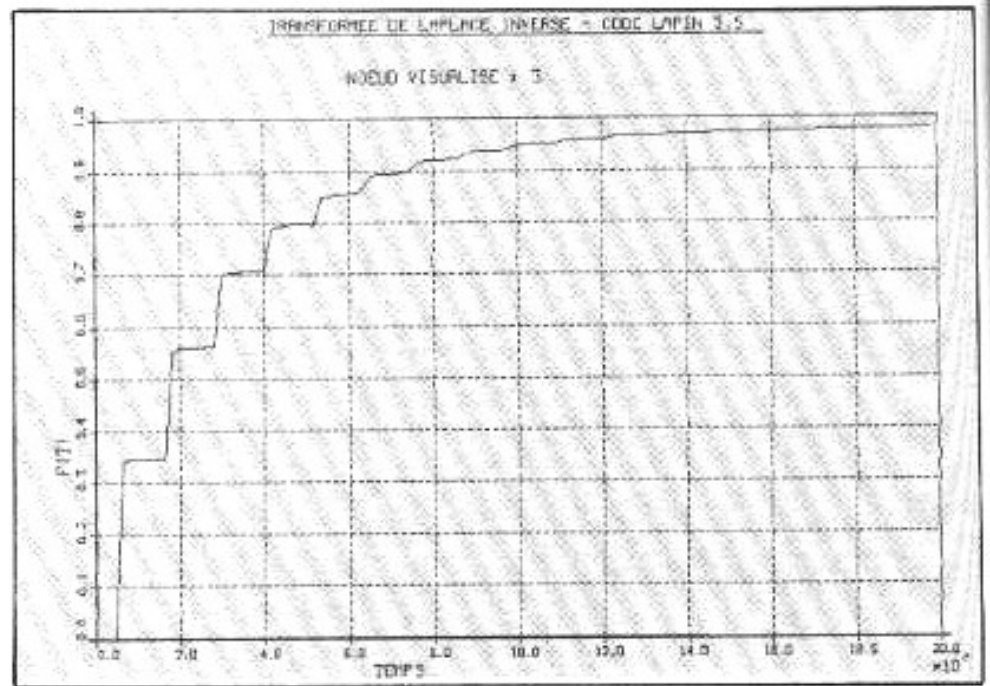


Fig. 6 : Réponse à l'échelon ;  $l = 10$  m,  $Z = 8 \Omega$ .

(fig. 9), ce qui commence à être appréciable vis-à-vis des temps de montée des amplificateurs courants.

La solution en pareil cas consiste à shunter l'extrémité du câble aux bornes du haut-parleur par une résistance d'une soixantaine d'ohms (une puissance de 2W s'avère suffisante en écoute domestique) pour amortir le câble, c'est-à-dire l'adapter sur son impédance caractéristique.

On voit que dans ce cas

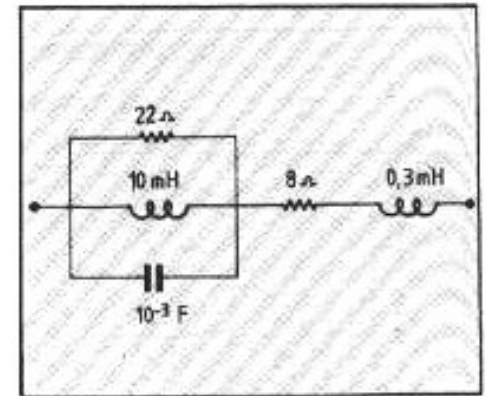


Fig. 7 : Schéma équivalent d'un haut-parleur.

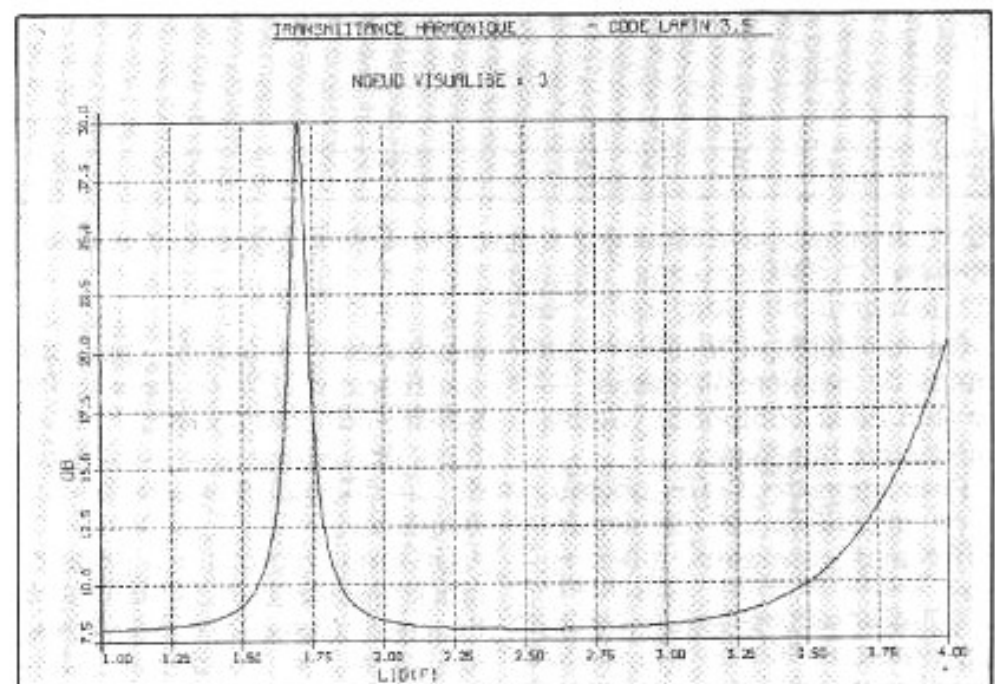


Fig. 8 : Courbe d'impédance d'un haut-parleur en fonction de la fréquence.

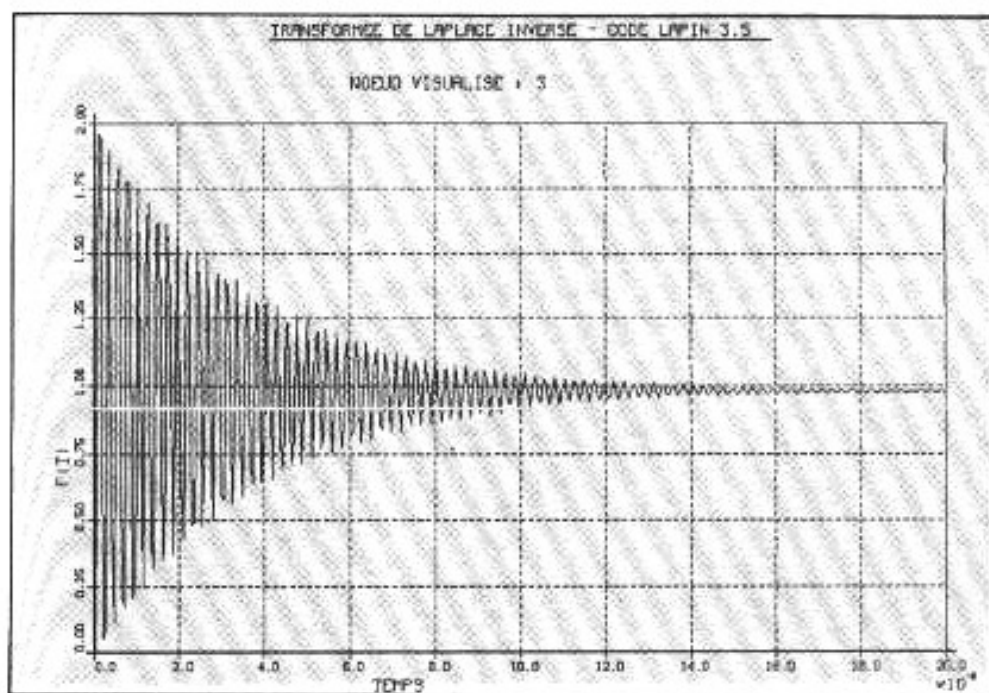


Fig. 9 : Oscillations observées à l'extrémité d'un câble de 10 m chargé sur haut-parleur lorsqu'on injecte un échelon à l'entrée.

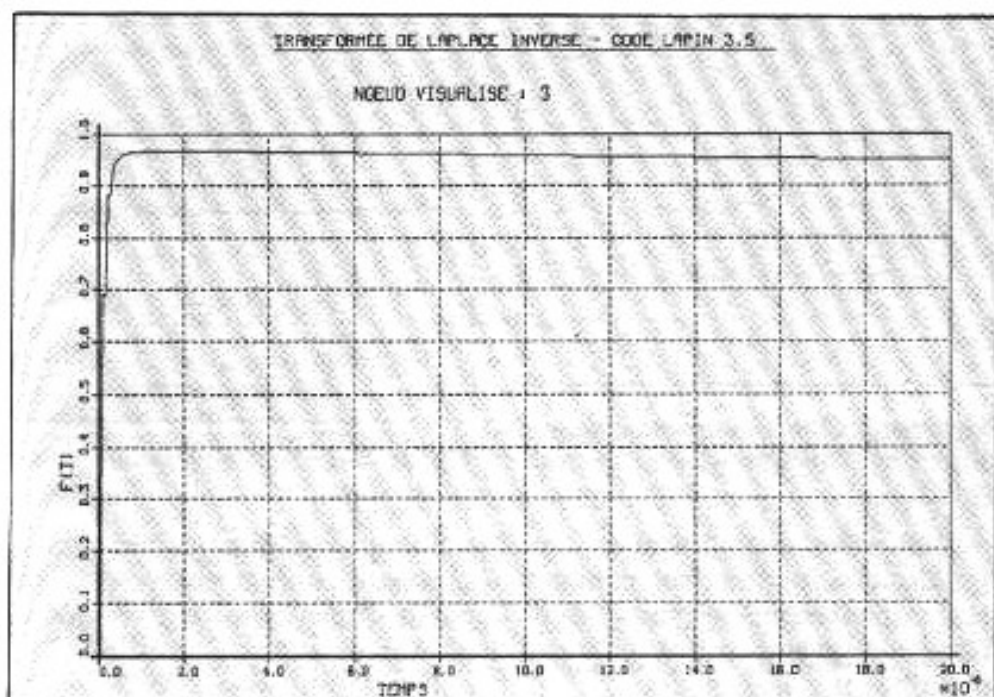


Fig. 10 : Echelon observé en extrémité d'un câble de 10 m adapté sur son impédance caractéristique (60 Ω) et chargé sur un haut-parleur.

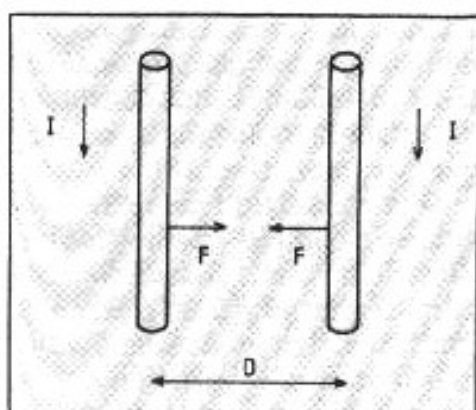


Fig. 11 : Efforts électrodynamiques.

(fig. 10), les oscillations ont totalement disparu.

D'une manière générale, on constate que les perturbations du signal dues aux phénomènes de propagation sur les câbles sont trop en dehors de la gamme audible pour pouvoir être mises en cause de manière raisonnable :

— d'une part elles n'expliquent pas du tout les différences de sonorité ressenties entre deux

câbles de nature différente mais de même géométrie,

— d'autre part, comme on vient de le voir, il est très facile d'adapter le câble sur son impédance caractéristique, (60 Ω) et de constater la relativement faible influence de cette modification sur la sonorité dudit câble.

## Les effets électrodynamiques

Ils sont connus depuis l'aube de l'Electricité : lorsque deux conducteurs parallèles à une distance D sont parcourus par deux courants I, l'attraction qui s'exerce entre eux est donnée par la relation (fig. 11).

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{I^2}{D} \text{ (N/m)}$$

avec :

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m.}$$

Il s'agit d'une force d'attraction si les courants sont de même sens, de répulsion s'ils sont de sens contraire.

On voit que, dans le cas d'un conducteur multibrins, les brins ont tendance à s'attirer mutuellement, par contre, les deux conducteurs d'un câble HP vont avoir tendance à se repousser.

Cet effet est très faible et peut être considéré comme négligeable ; en effet, en prenant  $I = 10\text{A}$ ,  $D = 2\text{mm}$ , on obtient  $F = 0,01\text{N}$ , soit environ 1 gramme par mètre de conducteur pour les plus fortes intensités habituellement rencontrées. Dans le cas d'attraction entre brins d'un même câble, les valeurs obtenues sont encore plus faibles et on ne voit pas raisonnablement comment un effet audible quelconque pourrait en découler...

## Autres hypothèses Introduction

Puisque les phénomènes de propagation ou les efforts électrodynamiques ne semblent pas donner d'explication convaincante des différences de sonorités ressenties entre câbles (ce qui

n'est pas surprenant, sinon, on peut croire que l'explication aurait été trouvée depuis longtemps...), il faut envisager d'autres hypothèses et voir dans quelle mesure elles correspondent aux phénomènes observés. Parmi les effets envisageables, on peut citer :

- les effets de mémoire des isolants
- les phénomènes de conduction non linéaire dans les conducteurs.

En fait, si on reprend le schéma du câble considéré comme une ligne de transmission à constantes réparties (fig. 12), les deux effets précédemment cités vont se traduire par l'insertion d'éléments non-linéaires soit en série avec les éléments  $R$ ,  $L$  (phénomènes de conduction) ou en série avec les éléments  $G$ ,  $C$  (mémoires des isolants).

On aboutit ainsi au schéma de la figure 13 où les éléments  $D$  et  $D'$  se comportent comme des résistances non-linéaires fonction du courant (pour  $D$ ) ou de la tension (pour  $D'$ ).

Bien que le phénomène de mémoire des isolants soit assez bien connu, en particulier par l'effet Electret utilisé dans les microphones ou à la suite des travaux du Laboratoire Central des Industries Electriques (LCIE), nous ne l'aborderons pas ici. En effet, bien que son influence ne fasse pas de doute, il reste toujours possible de s'en affranchir en utilisant des conducteurs nus ; or on sait que dans ce cas les différences de sonorités persistent.

Quant à l'influence des perturbations électromagnétiques, nous verrons dans la suite comment elles entrent en ligne de compte.

## Hypothèses

Parmi les effets non linéaires apparaissant dans les conducteurs (ou semi-conducteurs...) électriques, on peut en retenir trois .

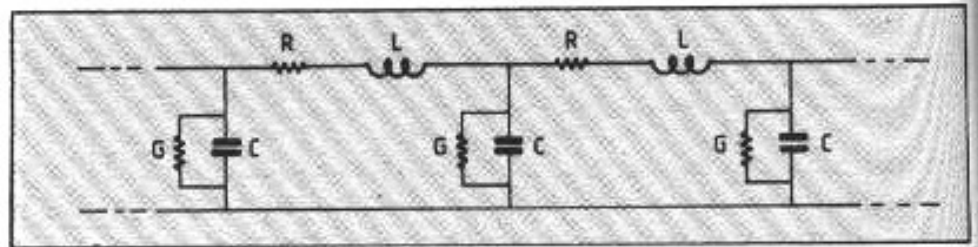


Fig. 12 : Modèle de ligne à constantes réparties.

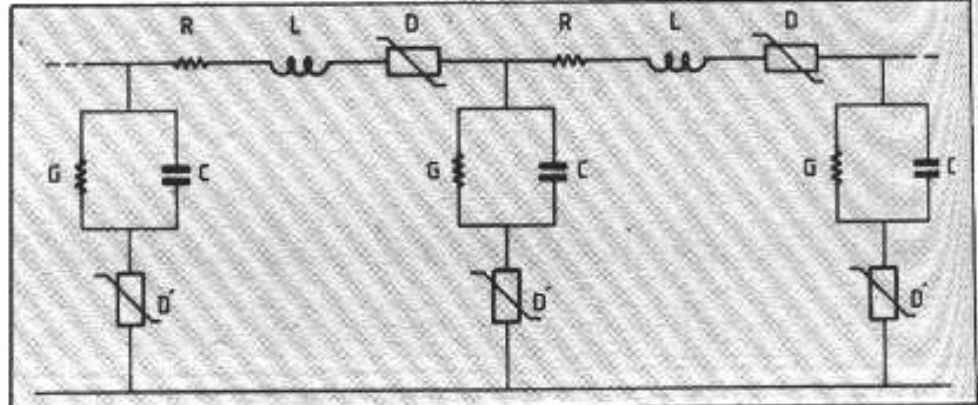


Fig. 13 : Incorporation d'éléments non-linéaires.

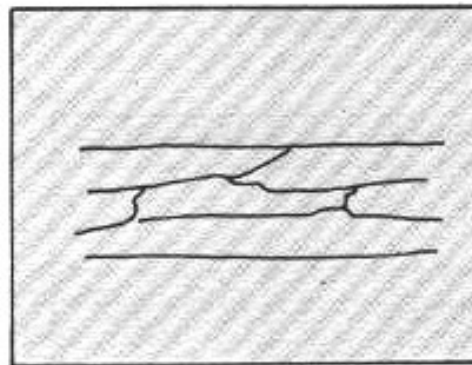


Fig. 14 : Conducteur métallique : structure cristalline séparée par des joints.

— Les effets non linéaires aux jonctions soit entre deux conducteurs (contacts), soit aux jonctions de grains entre cristaux métalliques conducteurs.

— Les effets de type Zener qui sont mis en application dans les parasurtenseurs (oxyde de zinc ou autres) dans lesquels la résistance chute brusquement lorsque la tension aux bornes de l'élément dépasse une certaine valeur.

— On peut associer à ces phénomènes l'effet Branly, dans lequel un mélange de poudres métalliques oxydées devient brusquement conducteur sous l'effet d'un champ électrique.

Notre but n'est pas ici d'imposer tels ou tels phénomènes qui

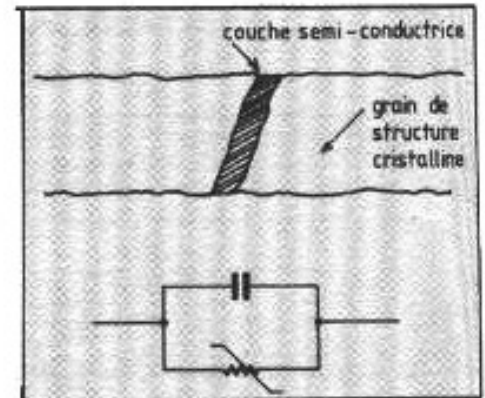


Fig. 15 : Joint entre grains et schéma équivalent.

d'ailleurs ne sont pas tous suffisamment connus, mais de voir, à partir d'une hypothèse raisonnable sur un type de non-linéarité, quelles pourraient en être les conséquences audibles, sinon mesurables.

Quelles hypothèses prendre ? Parmi les faits reconnus et admis, on sait que les conducteurs métalliques sont constitués de cristaux homogènes séparés par des joints (fig. 14).

Si la conduction peut être considérée comme homogène à l'intérieur d'un cristal élémentaire, il n'en va pas de même aux jonctions. Ces joints sont constitués d'atomes oxygène ou autres impuretés ainsi que de traces d'oxyde assimilées au matériau

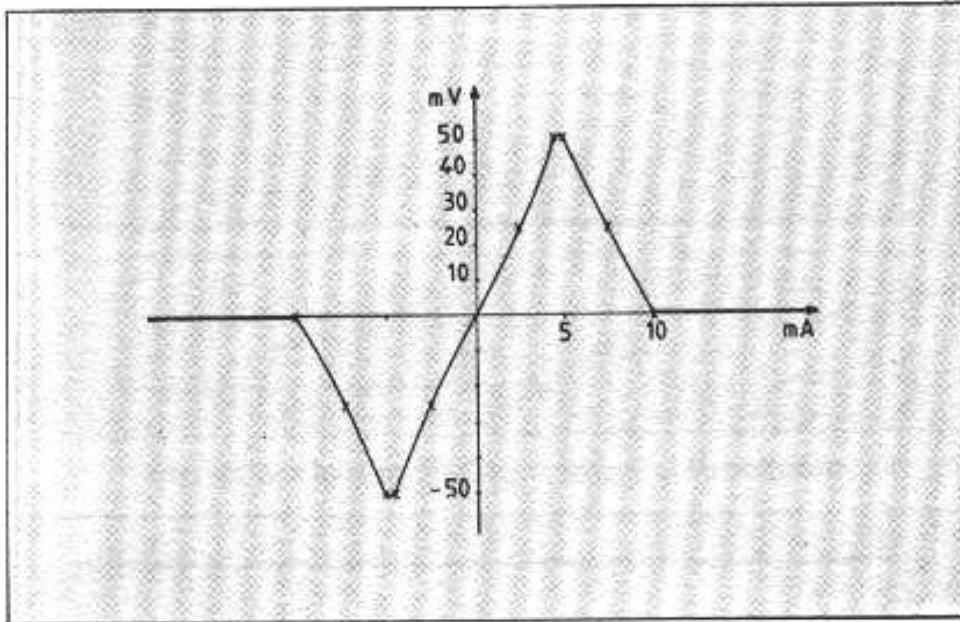


Fig. 16 : Caractéristique courant-tension adoptée pour la non-linéarité  $D$  étudiée.

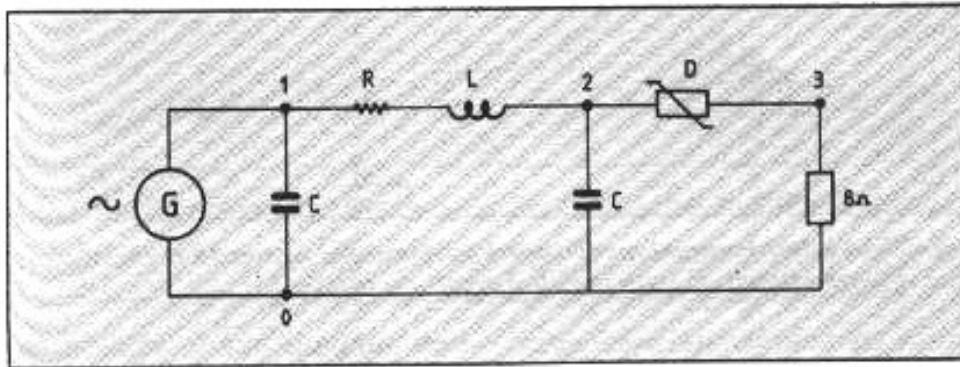


Fig. 17 : Câble de transmission  $C = 5 \text{ pF}$ ,  $R = 10^{-2} \text{ } \Omega$ ,  $L = 1 \text{ } \mu\text{H}$ ,  $D = \text{non-linéarité définie fig. 16}$ .

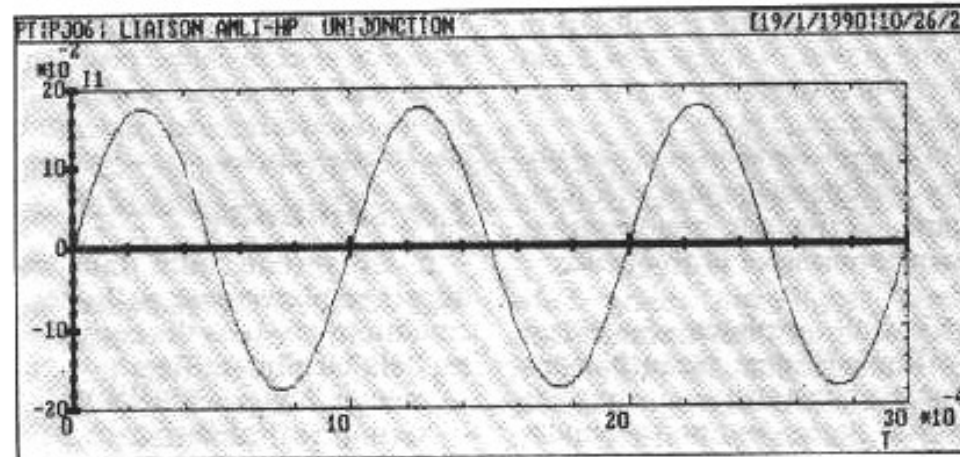


Fig. 18 : Courant dans la charge  $Z = 8 \text{ } \Omega$ .

lors des traitements métallurgiques reçus. Le joint entre grains peut être considéré comme assez proche d'un (bon) contact électrique (fig. 15). Cette couche semi-conductrice (ou semi-insulante...) est très mal connue et dépend totalement de l'histoire

métallurgique du produit, et donc va différer en fonction de chaque métal et de chaque mise en œuvre.

Un schéma électrique équivalent à cette jonction est constitué par une capacité en parallèle avec une résistance non-linéaire

représentant l'aspect semi-conducteur de la jonction.

On peut admettre que, pour les très faibles intensités, cette couche oppose une résistance plus élevée que la résistance ohmique pure que l'on pourrait calculer à partir de la loi d'Ohm  $q/s$  ; par contre, lorsque le courant (ou la tension aux extrémités de la couche) dépasse une certaine valeur, il y a « claquage » de la jonction et retour à une très faible valeur.

Ce mécanisme se voit, de plus, perturbé par l'effet de peau qui tend à repousser les courants de plus haute fréquence à la périphérie des conducteurs.

Pour amorcer le débat par un début de quantification, nous allons supposer que la non-linéarité présente l'allure montrée en figure 16.

— Pour les intensités faibles jusqu'à 5mA, la résistance est voisine de  $10 \text{ } \Omega$ .

— Elle décroît ensuite en fonction du courant jusqu'à 10 mA où elle demeure négligeable ( $10 \text{ } \mu\Omega$ ). Il est évident que la forme adoptée est tout à fait arbitraire et ne constitue au plus qu'une grosse exagération des phénomènes réels, s'ils existent...

Cette non-linéarité est introduite dans la modélisation du câble HP représenté par une cellule de transmission unique (fig. 17).

Le générateur  $G$  d'impédance nulle injecte un signal sinusoïdal de  $1 \text{ V}_{\text{eff}}$  et de fréquence 1 kHz.

L'ensemble des simulations a été effectué à l'aide du logiciel RESEL [6] qui permet l'analyse temporelle ou harmonique de réseaux électriques non linéaires.

Le courant observé entre les nœuds 3 et 0 (dans la charge de  $8 \text{ } \Omega$ ) est donné figure 18.

Première constatation : la forme d'onde est très peu modifiée, seul un agrandissement au voisinage du zéro, dans la zone  $\pm 0,2 \text{ mV}$  permet de voir l'alté-

ration de la courbe (fig. 19). Une analyse de Fourier (fig. 20) sur le signal reçu met par contre parfaitement en évidence la distorsion générée, qui ne devient vraiment sensible qu'à partir des harmoniques 5 et 7 du signal. On remarquera en passant que seuls les harmoniques impairs (les plus gênants à l'oreille...) sont concernés.

### Influence des paramètres

Au vu du spectre harmonique généré, il semble évident que l'augmentation de l'inductance  $L$  du câble devrait atténuer ce flot d'harmoniques indésirables ; c'est bien ce que l'on vérifie fig. 21 et 22 où l'inductance  $L$  est passée de  $1\mu\text{H}$  à  $100\mu\text{H}$  : on constate que la déformation de l'onde reçue est devenue inappréciable, ce que confirme bien l'analyse harmonique.

Par ailleurs, compte tenu de la forme de la non linéarité adoptée, le signal altéré au début du câble (quelques dizaines de cm) ne sera pas très sensiblement modifié par la suite, ce que l'on peut vérifier en mettant plusieurs cellules en série.

### Premières analyses

Les phénomènes observés sont en bon accord avec deux observations a priori assez troublantes concernant le son des câbles :

- la faible influence de la longueur du câble (en restant dans les limites raisonnables bien sûr) vis-à-vis de la **nature** du câble ;
- le fait tout à fait curieux que les grandes longueurs de fils (a priori de cuivre standard) utilisées sur les transformateurs de sortie des amplificateurs à tubes les plus prestigieux aient moins d'influence sur la sonorité que quelques mètres de câble entre ce même ampli et l'enceinte, ce qui s'explique facilement à partir de l'hypothèse proposée par l'influence considérable du terme inductif sur l'atténuation des harmoniques indésirables.

L'hypothèse émise est égale-

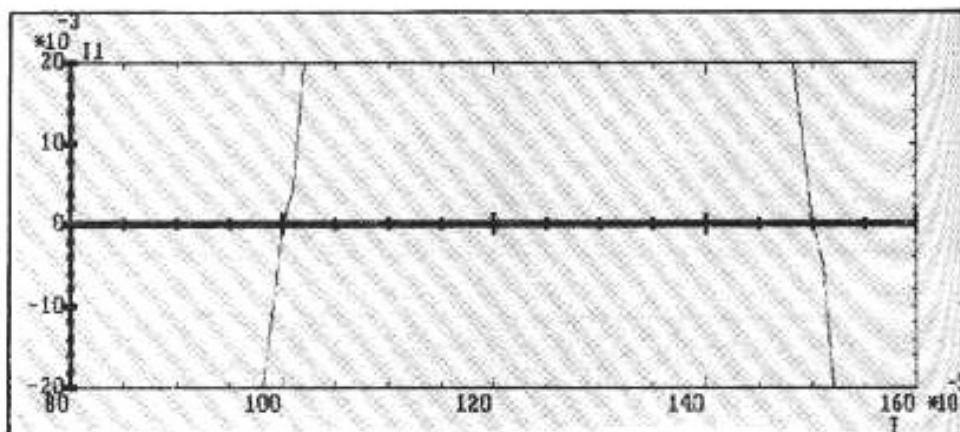


Fig. 19 : Altération de la courbe précédente au voisinage du zéro.

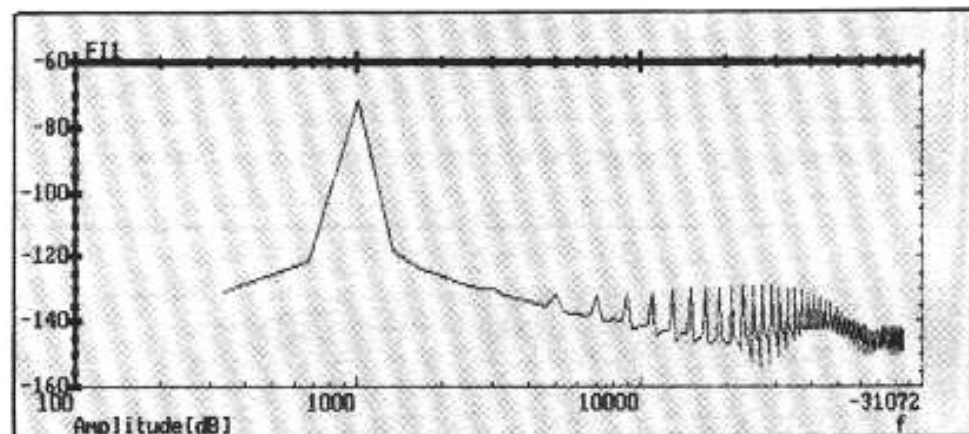


Fig. 20 : Analyse harmonique (Fourier) du signal des figures 18 et 19. Apparition d'harmoniques de rang impair à partir du niveau 5.

ment en conformité avec deux observations courantes :

- le bi- (ou tri-) câblage des enceintes qui permet de diminuer les effets d'intermodulation entre graves et aigus dûs à ces micro-non-linéarités internes aux conducteurs ;
- l'intérêt de mettre le « meilleur » câble sur la voie médium-aigue, l'effet des non-linéarités augmentant avec la fréquence.

Ce fait explique également l'influence des perturbations électromagnétiques sur les câbles, jugée comme prépondérante entre autres par un fabricant (Kimber Kable).

En effet, si l'on écarte les rayonnements à 50 Hz ou BF qui sont audibles directement et que l'on peut chercher à éliminer à la source, les rayonnements électromagnétiques de toute nature captés par le câble en dehors de la bande audible ne devraient apporter **aucune** perturbation si

l'on suppose que le câble a un comportement *linéaire*. Si l'on entend quelque chose, c'est qu'il y a intermodulation entre le signal rayonné et le signal BF transmis dans le câble, peut-être justement à cause de l'excitation des non-linéarités des jonctions par l'onde captée.

### Les solutions

Il est certain qu'il faut au départ se placer dans de bonnes conditions vis-à-vis des contraintes déjà bien quantifiées :

- métaux bons conducteurs ;
- section suffisante ;
- forme minimisant l'effet de peau (tube peu épais) ;
- isolants de bonne qualité, sans effet de mémoire ni pertes internes ;
- qualité des contacts sur l'ampli et l'enceinte ;
- multicâblage ;
- adaptation éventuelle des câbles à leur arrivée sur l'enceinte avec une résistance



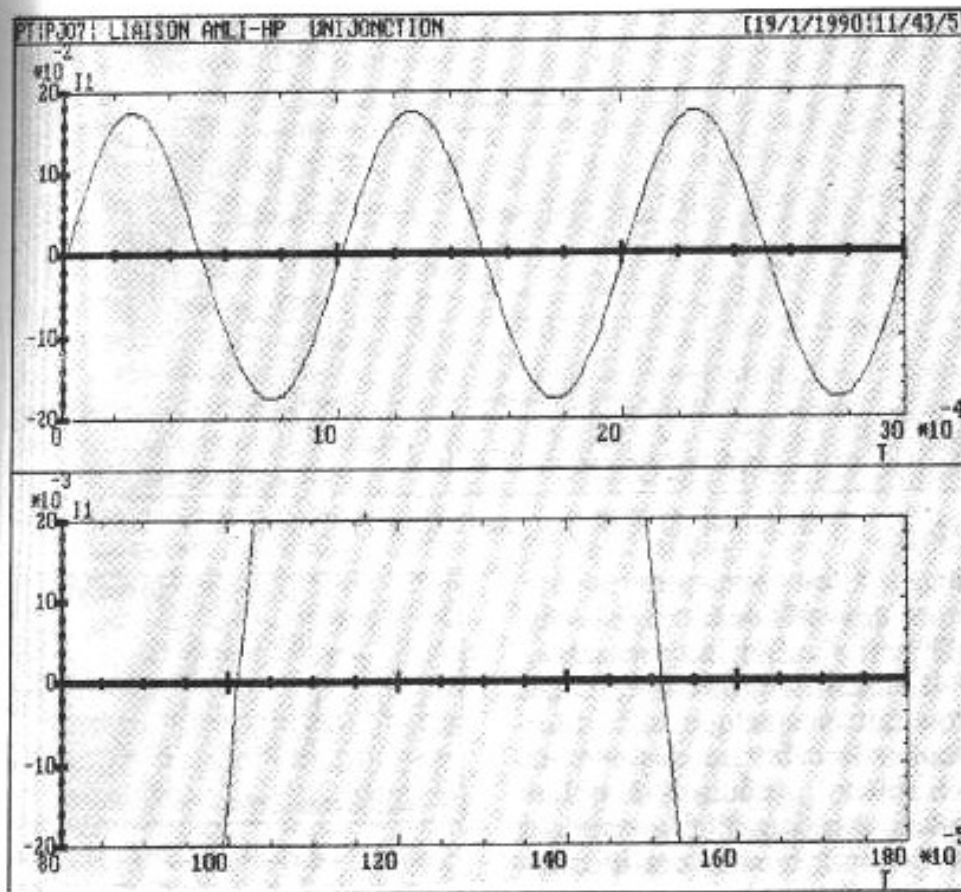


Fig. 21 : Même signal que figures 18 et 19,  $L$  est passée de 1 à 100  $\mu\text{H}$ .

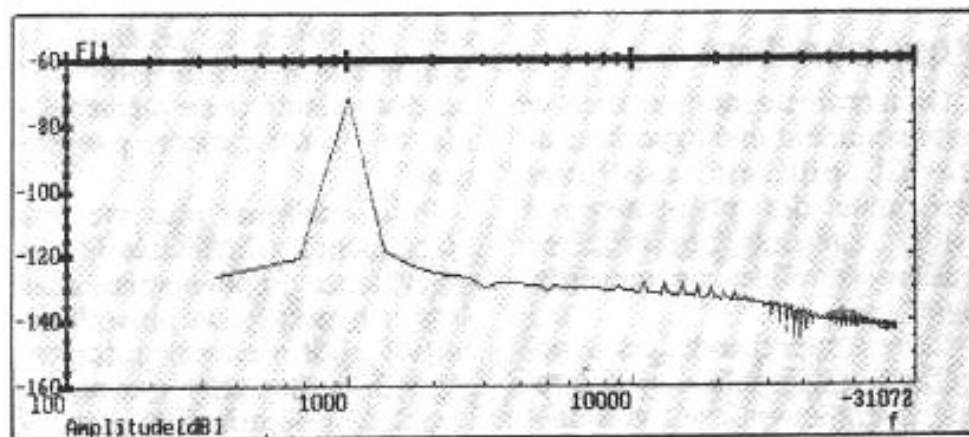


Fig. 22 : Analyse de Fourier du signal de la figure 21.

non inductive (57  $\Omega$ , 2 W par exemple).

### Les solutions déjà disponibles

Reste le problème des non-linéarités internes. Diverses solutions ont déjà été proposées par l'industrie.

Le câble en cuivre OFHC, purifié électrolytiquement et à cristaux longs est certainement une approche en conformité avec la théorie émise. Malheureusement, il est probable que subsistent encore trop de jonctions

entre grains métalliques pour que ce procédé soit décisif. L'obtention de monocristaux de grande longueur devrait permettre de trancher la question, à longue échéance...

Le câble Isoda qui est, lui, constitué d'un assemblage serré de plusieurs métaux et alliages à base de cuivre et d'aluminium.

Cette technique est également tout à fait en accord avec l'hypothèse émise :

— chaque constituant métallique présentant un (ou plusieurs) type de micro-linéarité qui lui est

propre, le fait d'en assembler plusieurs en parallèle va avoir tendance à en moyenniser les effets. En passant, on explique ainsi le « son » propre à chaque métal (cuivre, argent, plomb, étain, aluminium,...) qui avait été constaté par Isoda. En effet, il est certain que les micro-non-linéarités sont caractéristiques de chaque métal et dépendent des traitements métallurgiques subis, comme dit précédemment :

— le fait d'avoir associé différents métaux crée une multitude de contacts bi-métalliques qui vont créer localement des micro-courants permettant de polariser les jonctions entre grains, sources des micro-non-linéarités évoquées ici, et donc d'en réduire notablement l'influence.

Les autres câbles proposés par l'industrie relèvent de démarches plus empiriques, ce qui n'exclut pas que d'excellents résultats puissent être obtenus...

### Autres propositions

La première solution qui vient à l'esprit est d'augmenter l'inductance linéique du câble. Pour de toutes autres raisons (propagation sans distorsion sur câbles téléphoniques de très grandes longueurs), ceci avait été fait il y a fort longtemps sous forme de bobines régulièrement disposées en série avec le câble (Pupin) ou sous forme d'une gaine ferromagnétique (Krarup).

Le dosage de cette augmentation d'inductance est toutefois délicat : car il est très possible que l'on commence ainsi à atténuer les aigus (ce que l'on ne souhaite pas!) avant d'avoir eu un quelconque effet audible sur les micro-non-linéarités...

Par ailleurs, l'utilisation d'une self localisée sur le câble présente les mêmes risques, sauf évidemment sur la voie grave où cette inductance existe implicitement dans le filtre de séparation ; ceci renforce le fait de la moindre importance de la nature du câble sur la voie grave.

Dans ce sens, il est intéressant de constater qu'un certain nombre de câbles réputés incorporent une âme d'acier aux conducteurs, comme le câble L'Espace.

Si l'hypothèse est confirmée, une des solutions possibles consisterait à effectuer une « polarisation » préalable du câble en le faisant parcourir par un certain courant permanent, permettant d'annuler l'effet des non-linéarités évoquées ici (fig. 23). Quant à polariser les câbles avec un faible courant de haute fréquence (comme pour les magnétophones...), l'étude est trop complexe pour n'être qu'évoquée ici !

Bien que simple, cette solution n'est pas tout à fait évidente car les deux câbles principaux, les deux conducteurs auxiliaires et les sources continues ainsi que leurs résistances de limitation doivent être parfaitement identiques pour maintenir

$$V_1 - V_2 = V_3 - V_4$$

et ne pas réinjecter une tension continue sur le haut-parleur ou sur l'amplificateur.

Dans ce cas, le remplacement de R par des sources de courant appairées apporterait une bonne sécurité (au bruit propre des sources de courant près, bien sûr !).

Par ailleurs, le choix du courant à adopter n'est pas évident : peut-on se contenter de quelques milliampères en se disant que le signal musical est voisin de quelques milliwatts à 90% du temps d'utilisation, ou est-il nécessaire d'atteindre l'ampère pour être sûr que nos hypothétiques micro-non-linéarités seront toutes correctement polarisées ? C'est ici que des manipulations soignées sur des systèmes de haut niveau seraient souhaitables. De même, le bruit propre de la source de tension E intervient-il dans le circuit et les intermodulations, mêmes faibles, entre ce bruit et le signal utile risquent de conduire à un remède pire que le

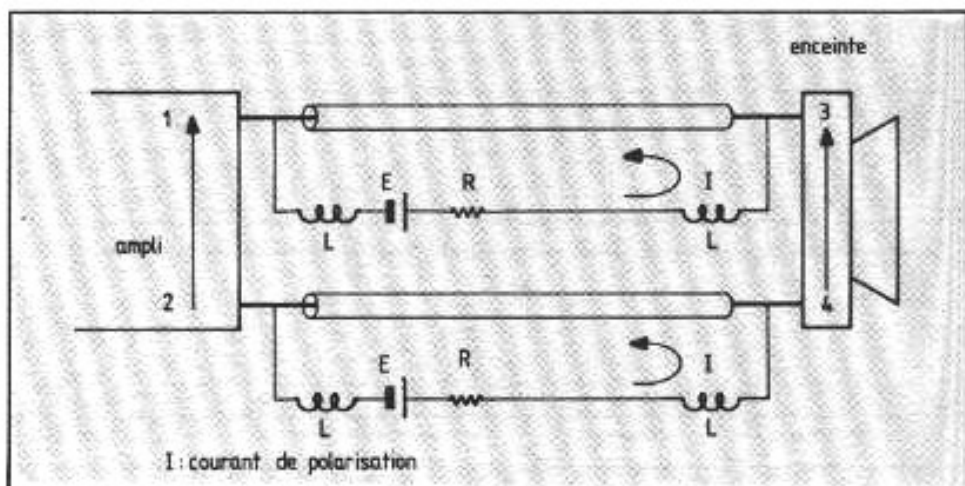


Fig. 23 : Polarisation du câble par une source continue.

mal... C'est pourquoi la présence des selfs de blocage L (fig. 23) peut s'avérer indispensable.

Il est amusant de constater que l'on fait en quelque sorte fonctionner le câble en classe A (ou AB suivant le courant de polarisation choisi) ; d'ici à apporter de l'eau au moulin des inconditionnels de la classe A, il y a le fleuve des preuves expérimentales à maîtriser !

## Pour conclure

On a tenté de montrer dans ce texte comment une hypothèse de travail pouvait expliquer l'ensemble des phénomènes a priori curieux observés en matière de câbles de raccordement.

Reste à appréhender cet hypothétique phénomène. On peut dire d'emblée qu'il est certainement très difficile à mettre en évidence ; bien sûr, l'oreille le fait. Mais qu'est-ce que l'oreille, sinon un analyseur en temps réel avec une bande passante de 20 Hz-20 kHz et une dynamique de 120 dB ?

D'autre part, s'il était un tant soit peu possible de l'appréhender, on peut penser que cela aurait été déjà fait... Si l'on reprend les spectres des figures 20 et 22, on voit que les harmoniques à mettre en évidence sont d'un ordre élevé de très faible amplitude : ils ne sont donc probablement détectables qu'avec des méthodes différentielles (un

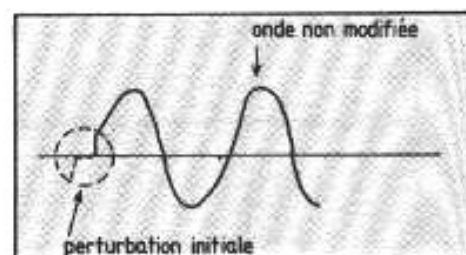


Fig. 24 : Le claquage de la jonction obtenu une fois se maintient un certain temps.

« bon » câble, un câble « mauvais ») utilisant un générateur à très faible distorsion ( $10^{-6}$ ) et un distorsiomètre de même qualité, ce qui n'est encore pas courant.

Pour expliquer plus vraisemblablement les difficultés de mise en évidence du phénomène envisagé, l'hypothèse la plus plausible est qu'il n'est pas automatiquement reproductible en régime permanent continu. En effet, le « claquage » des jonctions de grains évoqué fig. 15 et 17 ne doit pas se produire systématiquement à chaque passage à zéro du signal ; il est vraisemblable que la jonction demeure conductrice « un certain temps » après le passage du signal, ce qui fait que si la première onde est perturbée au voisinage de zéro, les autres ne le sont plus ou très peu (fig. 24).

Ce fait rend très difficile la détection par un distorsiomètre continu. Seul un analyseur de spectre à FFT avec acquisition numérique ultra-rapide serait susceptible de montrer le phéno-

mène. Ce temps de relaxation associé au claquage des jonctions est, là aussi, certainement propre à chaque métal, chaque traitement métallurgique et chaque mise en œuvre sous forme de câble.

De plus, il faut avoir éliminé toutes les sources parasites propres à perturber la mesure : chaleur, perturbations électromagnétiques, vibrations, etc. Ce qui ne simplifie pas le problème. En attendant les résultats des recherches, on pourra toujours continuer nos essais de câbles, ou des différentes solutions proposées ici, en se fiant à l'instrument qui reste en définitive le seul juge : notre oreille...

Il serait bien sûr tentant de transposer l'hypothèse proposée ici des câbles aux transistors de manière à contribuer à la fameuse querelle tubes-transistors, mais le problème est

trop complexe pour être abordé ici ; les deux seuls points indubitables sont :

- l'absence de conducteur dans les tubes à vide (et pour cause!)
- l'effet bénéfique des transformateurs de sortie, au moins en ce qui concerne l'effet proposé ici.

### Bibliographie sommaire

- [1] **Jean Engelking.** « Le raccordement amplificateur -haut-parleur ». *Revue du Son*. (Revue de la presse spécialisée étrangère).
- [2] **Jean Hiraga.** « Un maillon souvent négligé : les câbles de liaison ». *La Nouvelle Revue du Son*, n° 281, 21-10-1976.
- [3] « L'affaire des câbles (suite et fin...). La mesure tranche ! ». *La Nouvelle Revue du Son*, n° 294, 2-1978.
- [4] **Pierre Johannet.** « La Transformée de Laplace inverse : un algorithme performant ».

EDF. Bulletin de la DER, série B n° 4, 1986.

- [5] **Pierre Johannet.** « Propagation des surtensions sur les réseaux électriques : application du code de calcul LAPIN 3.5 ». EDF. Bulletin de la DER, série B n° 2, 1987.
- [6] **César Fluerasu.** « Description du programme RESEL ». Note interne EDF HM/15-937, 15-12-1983.
- [7] **J.-P. Biberian.** « Matériaux et Haute-Fidélité ». *L'Audiophile* n° 5, juin/juillet 1989.
- [8] **J.-P. Biberian.** « Les nouveaux matériaux appliqués à l'audio ». *L'Audiophile* n° 6, septembre 1989.
- [9] **Vincent Cousin, Héphaïstos.** « Accessoires et tendances : câbles et connectique ». *L'Audiophile* n° 6, septembre 1989.

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

- Réalisation personnelle -

## Une unité de contrôle volume / balance télécommandable

J -M. Didden



*L'agrément d'utilisation d'un système est souvent relégué au second plan lors de l'élaboration de maillons de haut niveau.*

*Ceci pour des impératifs de qualité,*

*voire de coût compte tenu des exigences à satisfaire.*

*Pourtant un système de contrôle de volume et de la balance par télécommande peut apporter un plus indéniable au confort, mais aussi à la qualité de restitution. Cela par un calage parfait de son installation tant du volume que de l'équilibre de l'image sonore perçue de la position d'écoute.*

*Encore faut-il que les choix techniques retenus n'altèrent en rien le signal.*

*La réalisation proposée par J.M Didden est à cet égard en tout point remarquable.*

J'ai conçu et réalisé de nombreux montages et circuits audio depuis bon nombre d'années. J'ai toujours été irrité d'avoir à me lever de mon fauteuil d'écoute pour aller ajuster précisément le volume ou la balance. Meilleur est le matériel et plus l'ajustement de la balance devient délicat et requiert une grande précision. Je suis persuadé que mon cas n'est pas isolé et que la plupart des audiophiles ont fait ce constat : devoir se déplacer à plusieurs reprises vers les boutons de contrôle avant

que le réglage ne soit parfait. Bien sûr, il y a la solution de placer le préamplificateur à proximité directe de la place d'écoute. Toutefois cette solution n'est guère pratique ne serait-ce que pour l'acheminement des différents câbles... La seule solution reste la télécommande. Malheureusement les équipements de haut de gamme qui séduisent tant d'audiophiles ne sont pas équipés de télécommande. Et les équipements livrés avec ce « plus » indéniable au niveau du confort ne correspondent pas

aux attentes, au plan qualitatif, des exigences des audiophiles sérieux.

Il ne reste guère qu'une solution : se débrouiller soi-même. Personnellement, j'ai expérimenté de nombreuses solutions telles que des amplificateurs contrôlés en tension, des photorésistances, des atténuateurs à effet de champ ainsi que des atténuateurs commutés... Dans un montage contre-réactionné, l'emploi d'une résistance dont la valeur dépend de la tension constitue une solution ingénieuse

pour obtenir une courbe de contrôle de gain parfaitement logarithmique. Cependant, bien que ce soit un choix élégant, il comporte un niveau de bruit trop élevé à mon sens pour une application sérieuse. Le meilleur résultat que j'ai pu obtenir à cette époque fut un atténuateur commuté par bonds de 1 dB, cela sur une plage de 60 dB. Il était commandé par une paire de compteurs intégrés et le réglage se faisait à distance via un unique câble blindé. Cette réalisation a d'ailleurs été publiée en 1980 [1]. Cette unité de contrôle m'a rendu de bons et loyaux services pendant près de dix ans. Pourtant, elle intégrait deux amplificateurs opérationnels et de nombreux commutateurs numériques sur le parcours du signal.

Durant les années suivantes, j'ai pris conscience qu'il était extrêmement important de limiter autant que faire se peut le nombre de circuits actifs, de commutateurs, de contacts et de soudures sur le chemin du signal [2]. Diverses expériences me l'ont prouvé. A titre d'exemple, j'ai fait l'essai de supprimer les connecteurs Cinch sur un câble d'interconnexion en les remplaçant simplement par des soudures (ce qui revient à supprimer 8 soudures et 4 connexions par fiche Cinch). Un seul canal fut modifié et je procédai aux comparaisons avec l'autre canal sur un signal musical enregistré en mono. Certes, la différence n'était pas toujours audible mais avec un message riche en signaux dans le bas du spectre, l'écart ne laissait aucun doute. Certes, la qualité, l'état de propreté des connecteurs interviennent. Cependant, le meilleur connecteur reste l'absence de contacts. Bien que mon atténuateur numérique soit d'excellente qualité, il dégradait inévitablement le signal, beaucoup plus que ne l'aurait fait un bon potentiomètre développé pour l'audio.

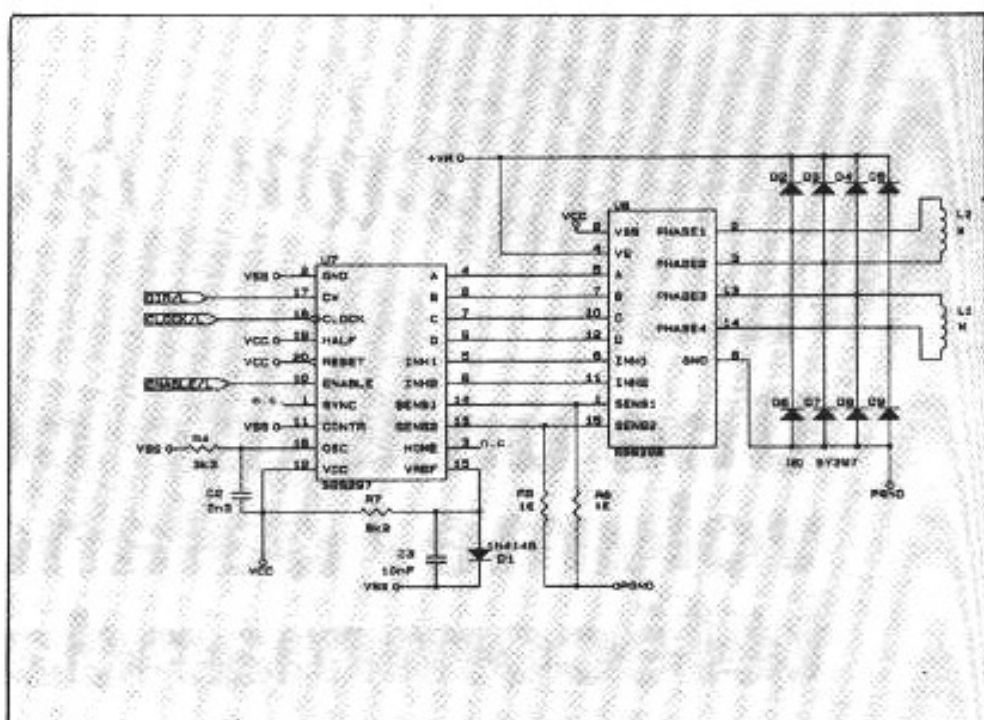


Fig. 1 : Circuit de commande moteur ; seul celui du canal gauche est représenté.

Aussi, je réalisai moi-même un système télécommandable avec des potentiomètres Alps motorisés pour le contrôle du volume et de la balance.

## Le principe

Le concept que j'ai utilisé dans l'atténuateur numérique avait fait ses preuves. Il me permettait de régler le volume sans que la balance ne s'en trouve modifiée et d'ajuster la balance sans modifier le volume général. Cela, il faut le noter, est délicat à obtenir avec un système conventionnel par potentiomètres. La seule façon d'y parvenir est d'utiliser un réglage de volume indépendant pour chacun des canaux. Cela offre en outre l'avantage de supprimer les soudures sur le signal et le curseur associé au potentiomètre de balance. Pour régler la balance, il suffit d'ajuster chacun des réglages de volume simultanément et dans des directions opposées. Un tel réglage manuel est pour le moins compliqué. Mais avec des potentiomètres motorisés et quelques circuits logiques, cela devient très simple.

Pour ma réalisation, j'ai retenu des moteurs pas à pas ayant 200 pas par révolution, ce qui fait environ 167 pas pour une rotation complète du potentiomètre (qui ne couvre pas 360°). Le réglage est ainsi incroyablement précis pour caler parfaitement la balance. En mode réglage de volume, les deux moteurs commandent simultanément les potentiomètres des canaux gauche et droit dans le même sens. Comme les deux moteurs sont en synchronisme, l'alignement entre canaux est uniquement dépendant de celui des potentiomètres. En mode balance, le sens de rotation n'est pas le même pour chacun des moteurs, l'un dans le sens des aiguilles d'une montre, l'autre en sens inverse. De plus, dans ce mode, la fréquence de commande des moteurs est réduite afin d'augmenter encore la précision du réglage. La résolution dépend du positionnement du curseur du potentiomètre, qui est de loi logarithmique ; elle ne dépasse cependant pas une fraction de décibel. Ainsi, lors d'écoutes d'un enregistrement offrant une excellente localisation des instruments, ce système



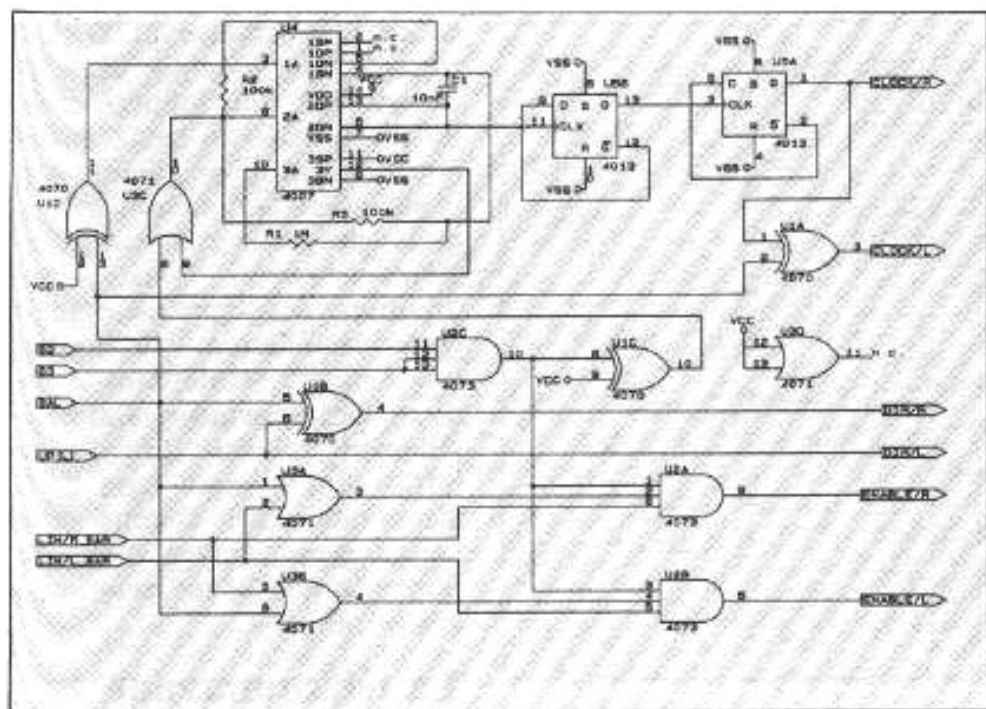


Fig. 2 : Logique de commande du système de contrôle volume/balance.

de réglage de la balance permet de conserver le positionnement des sources au centimètre près sans qu'il soit affecté par le réglage du volume.

## Les circuits de commande

La figure 1 représente le circuit de commande du moteur pour un canal. Il utilise deux circuits intégrés spéciaux fabriqués par SGS [4]. Ces circuits intègrent toute la logique et les étages de commande pour ce type d'application. A noter les trois signaux d'entrée :

- « Enable » déclenche et démarre le moteur ;
- « Clock » fixe la fréquence de commande ;
- « Dir » détermine le sens de rotation.

Le synoptique des commandes logiques de volume et de balance est donné en figure 2. Le circuit génère les trois signaux de contrôle pour les circuits de moteur donnés en figure 1. C'est en fait plus simple qu'il n'y paraît. U4 délivre les impulsions d'horloge, lesquelles au travers de U5A et U5B fournissent un signal très propre de commande de rapport

cyclique 50 %. La fréquence de commande est réduite en mode balance, la ligne « BAL » est alors au niveau logique 1, au travers de UID monté en inverseur. Ce générateur d'horloge à commande variable est issu de la publication [3], le lecteur pourra éventuellement s'y reporter pour une compréhension plus approfondie. Les signaux B2 et B3 doivent tous deux être à l'état 1 pour que le circuit réponde aux signaux de balance et de niveau (« BAL » et « UP/L »). Ceux-ci sont utilisés dans la télécommande et nous les aborderons plus loin. La commande « BAL » détermine également si U1B transmet le signal « UP/L » directement à « DIR/R » (« BAL » est égal au niveau logique 0) ou l'inverse (« BAL » est égal au niveau logique 1). On obtient ceci : si « BAL » est au niveau 1, « DIR/R » et « DIR/L » sont de polarité opposée. Nous avons là le mode balance, les moteurs tournent en sens contraire.

« UP/L » détermine lequel des moteurs tourne et dans quel sens. Il contrôle si la balance va vers la gauche ou vers la droite. Comme cette dénomination

l'indique, la balance va vers la gauche si ce signal est à l'état 1. Un perfectionnement est ajouté par U1A. Si « BAL » est égal à 1, U1A inverse le signal « Clock/L ». Les deux signaux d'horloge sont de polarité opposée, ce qui a pour effet d'entraîner les moteurs alternativement, affinant ainsi encore le réglage. Quand « BAL » est égal à 0, « Clock/L » est identique à « Clock/R » et « DIR/R » est identique à « DIR/L ». Nous sommes en mode contrôle de volume et « UP/L » détermine la direction. Le volume s'accroît si « UP/L » est égal à 1. Tout cela est relativement simple même si l'explication sur le papier l'est moins...

## Le circuit limiteur

Abordons à présent la commande « LIM ». Il est en effet nécessaire d'arrêter les moteurs en fin de course. Les potentiomètres utilisés sont des potentiomètres stéréo. Une piste est utilisée pour le réglage de l'amplitude du signal audio, l'autre délivre l'information de position pour commander le circuit limiteur. C'est le potentiomètre P2 de la figure 3. Ce schéma détaille le circuit d'asservissement. Le double comparateur U12 compare la tension du curseur à la tension des points entre R19 et R20 d'une part et R20 et R21 d'autre part. Si la limite est dépassée, un niveau 0 est appliqué sur le circuit U13. Il est combiné avec un signal de direction pour générer le signal limite « LIM/L-BAR » que l'on trouve sur la figure 2 (le terme BAR signifie que la logique est inversée : si « LIM/L-BAR » est au niveau 1, la limitation n'intervient pas sur le canal gauche). Pourquoi avons-nous besoin du signal de direction ? Simplement, supposez que le moteur s'arrête parce que nous avons atteint la limite la plus basse. Nous ne pourrions jamais y revenir : nous sommes en mode limite et la commande

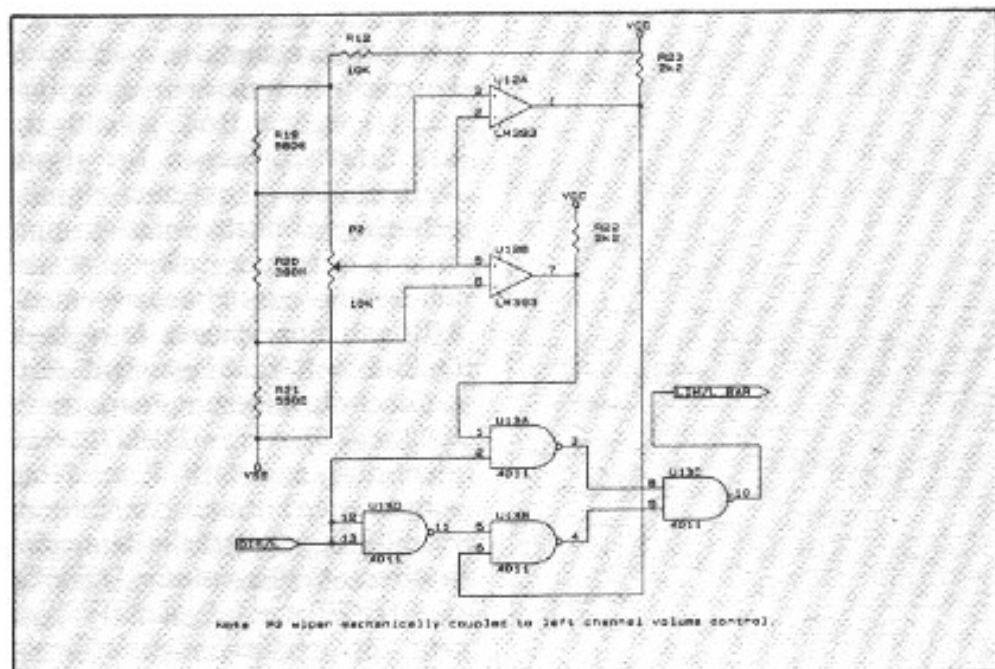


Fig. 3 : Le circuit détecteur de limite de course des potentiomètres de volume. Ce sont des modèles doubles, la seconde piste servant à la commande de ce circuit. Ici, seul celui de la voie gauche est représenté.

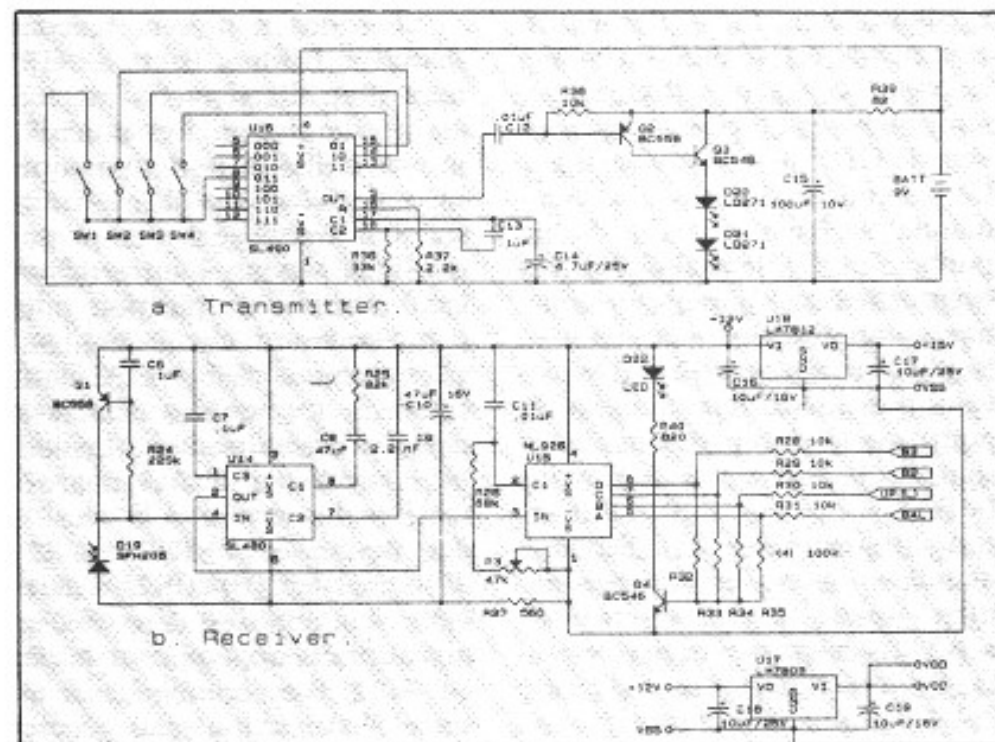


Fig. 4 : Le circuit de télécommande ; en a, l'émetteur ; en b, le récepteur.

« Enable » de la figure 1 est bloquée ! Cependant, nous voudrions augmenter le niveau. Un signal « DIR/L » inversé combiné avec le signal I de l'autre comparateur qui n'est pas limité, U12A dans ce cas, rend l'opération possible. La même remarque est valable pour une limitation au niveau maximum. Continuons à présent : en mode

balance, si un potentiomètre est limité, l'autre réagira tout de même, vous donnant un maximum de course pour la balance ; cela signifie que vous pouvez atténuer totalement un canal alors que l'autre est « à fond ». En mode volume, si un des canaux est limité car arrivant en butée, les deux potentiomètres s'arrêtent et ainsi le réglage de

balance est préservé (cf. U3A en figure 2). Le montage décrit ci-dessus peut fonctionner comme un réglage de très haute qualité pour le contrôle du volume et de la balance. L'adjonction de commutateurs pour commander les diverses entrées vous permet d'utiliser ce système incorporé à votre installation. Cependant, tout l'intérêt réside dans le fait de le télécommander. J'ai naturellement choisi un système infra-rouge compte tenu de la disponibilité des circuits développés pour ce type d'application ainsi que les informations y ayant trait.

## La télécommande

Le montage que j'ai retenu découle d'une note d'application de Plessey Semiconductors Great-Britain. Je n'y ai apporté que quelques légères modifications. Le schéma est donné en figure 4. La figure 4a représente l'émetteur, il est alimenté par une pile standard de 9 V. Le circuit qu'il emploie, le SL 490, est prévu pour 16 commandes avec 16 contacts. Dans ma réalisation, je n'en utilise que quatre : balance à droite, balance à gauche, augmentation de volume et diminution de volume. Les diodes infra-rouges sont notées D20 et D21.

Le signal modulé émis par ces diodes est reçu par la diode D19 et par le circuit SL 480 et décodé ensuite par le ML 926. Pour fonctionner correctement, l'oscillateur interne du ML 926 doit être synchronisé sur l'oscillateur de l'émetteur. Cela est réalisé par le potentiomètre P3. La procédure est simple : alors que vous tenez enfoncée l'une des touches de la télécommande, le potentiomètre P3 est ajusté très progressivement jusqu'à ce que la LED D22 s'illumine. En fait, les connexions des quatre contacts de l'émetteur n'ont pas été choisis arbitrairement. Il faut noter que le ML 926 a un bus de sortie en 4 bits pour autoriser le décodage de 16 possibilités. Ces

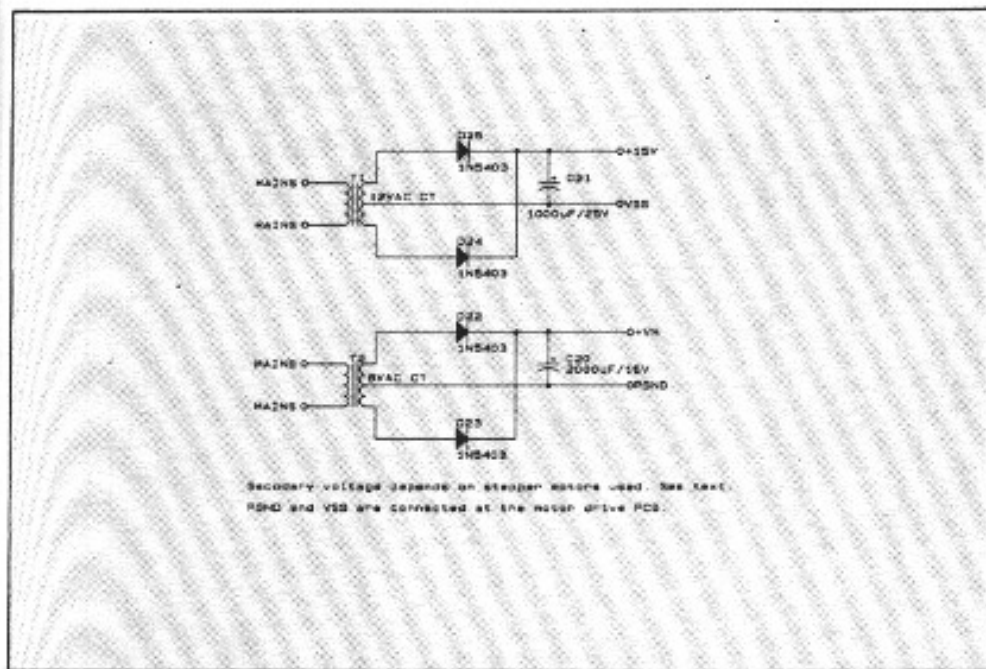


Fig. 5 : Les alimentations, la tension VM dépend du choix des moteurs (voir texte). PGND et VSS sont toutes deux reliées au circuit imprimé de commande moteur.

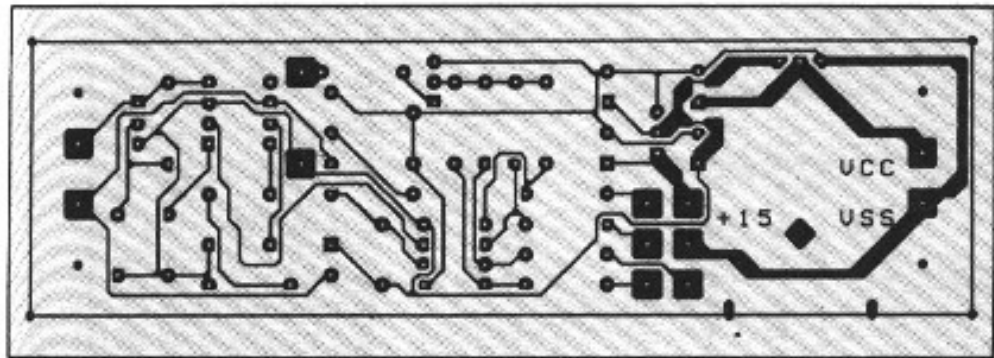


Fig. 6a : Circuit imprimé du module récepteur de la télécommande, côté soudures.

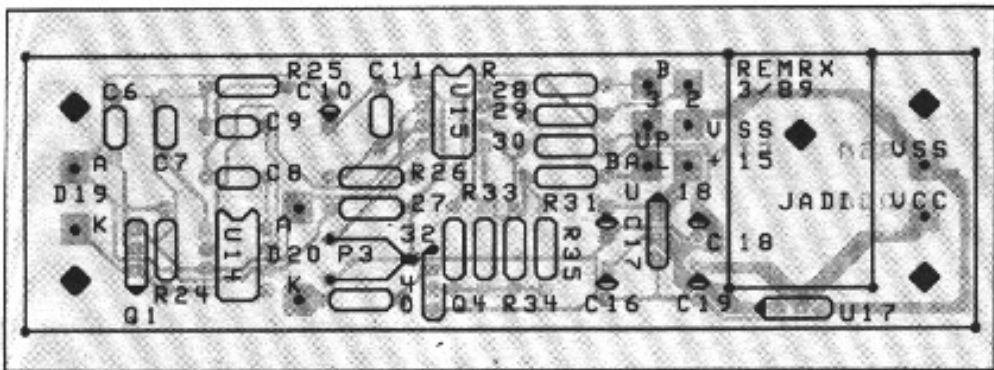


Fig. 6b : Implantation des composants sur le circuit du module récepteur de la télécommande.

4 bits sont désignés par A, B, C et D. En procédant aux connexions comme indiqué sur le schéma, je suis parvenu à me passer d'un décodage sur la sortie. A chaque fois que l'une des touches est actionnée, B2 et B3 sont tous deux à l'état 1. Ce qui laisse quatre combinaisons pour

les sorties « UP/L » et « BAL » décrites ci-dessus. D'autre part, les autres combinaisons peuvent être utilisées pour d'autres commandes. Rien n'exclut la sélection des sources, le monitoring... Je réserve cela pour un futur projet. Le récepteur est monté sur un circuit imprimé séparé.

Son dessin et son implantation sont donnés en figure 6. L'émetteur est si simple qu'il n'est pas nécessaire d'avoir recours à un circuit imprimé. La meilleure solution étant d'utiliser l'un de ces petits circuits imprimés universels et de le monter dans un boîtier de télécommande standard couramment disponible.

## Les alimentations

L'ensemble de nos circuits nécessitent plusieurs alimentations. Naturellement, les circuits logiques ont besoin d'alimentations 5 V. Le récepteur infra-rouge est, lui, alimenté en 12 V. Les moteurs pas à pas, quant à eux, requièrent des tensions variables comprises entre 5 et 24 V pour des courants compris entre 100 mA et 1 A. Nous verrons ce dernier point plus en détails lorsque sera abordée la sélection du moteur. L'émetteur de la télécommande a, comme nous l'avons vu, une alimentation délivrée par une simple pile de 9 V. A noter que le circuit du récepteur infra-rouge incorpore les régulateurs de tension pour les alimentations de 12 V et 5 V, ce qui signifie que l'on a besoin d'une seule alimentation de 15 V non régulée capable de délivrer environ 400 mA et d'une alimentation moteurs qui n'a pas besoin, elle non plus, d'être régulée. La figure 5 donne les schémas de ces deux alimentations qui peuvent difficilement être plus simples. Dernière précision : VSS et PGMD sont reliées toutes deux aux circuits moteurs.

## La réalisation

Nous vous recommandons de soigner la construction mécanique de ce système. Les moteurs pas à pas engendrent des vibrations. Bien que ces moteurs soient en position d'attente lorsqu'ils sont au repos, ceci la plupart du temps, leur fonctionnement peut être audible. Vous pouvez utiliser un assemblage mécanique tel

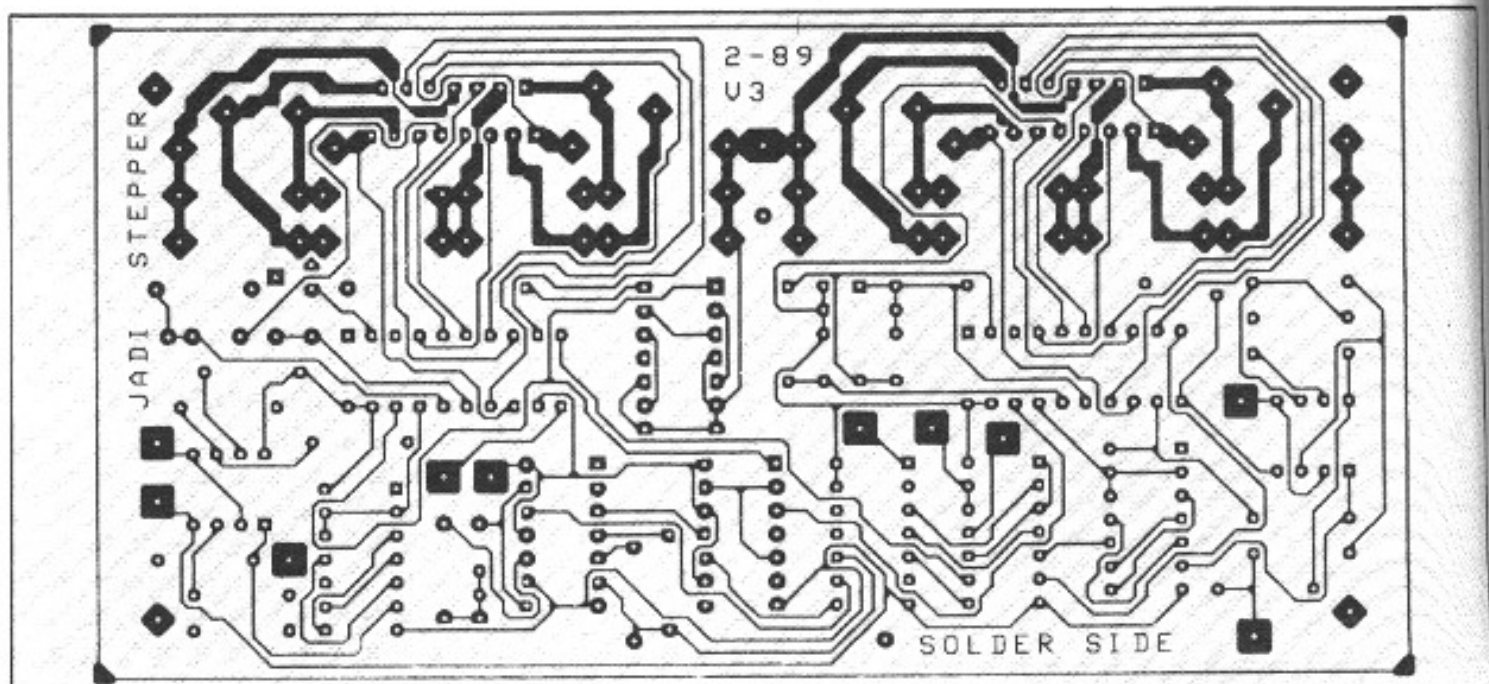


Fig. 7a : Circuit imprimé de la logique et des commandes moteurs pour les deux canaux, côté soudure (échelle 1).

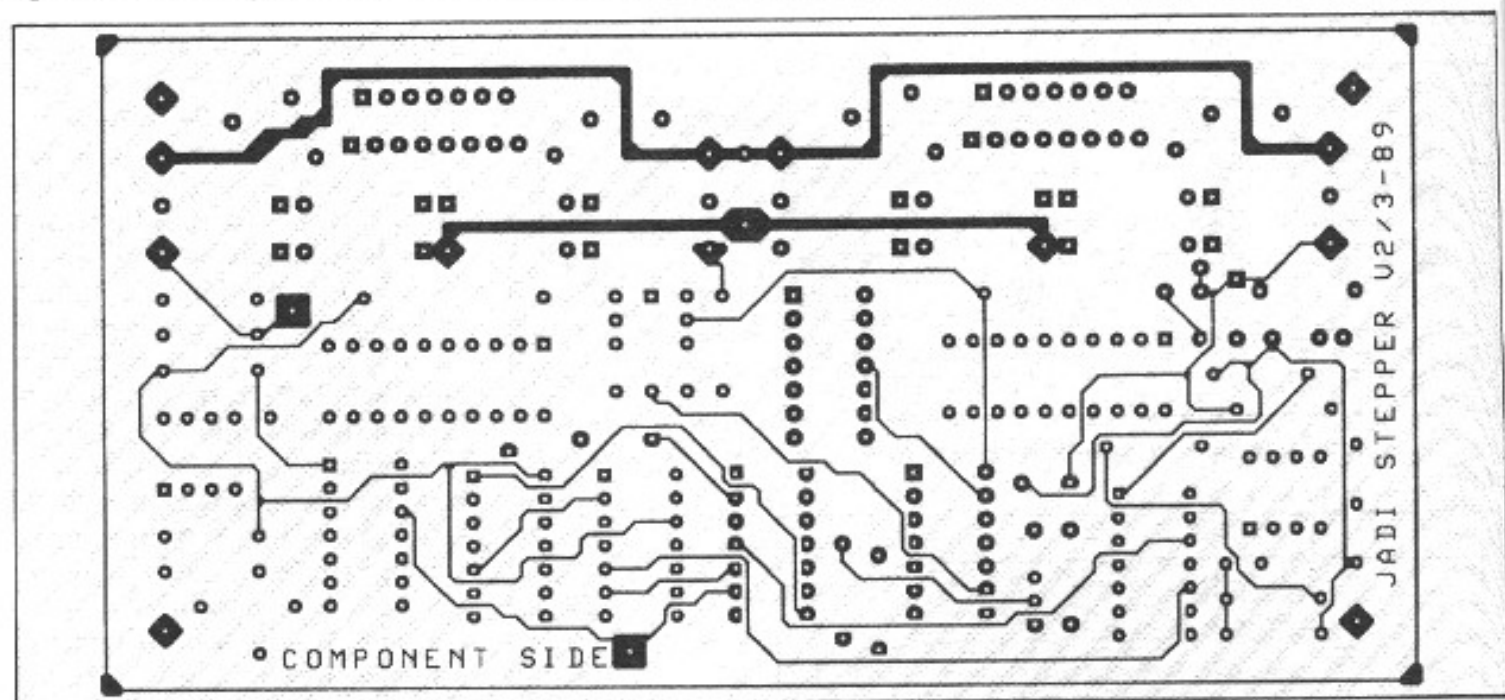


Fig. 7b : Circuit imprimé de la logique et des commandes moteurs, côté composants (c'est un circuit double face) (échelle 1).

celui indiqué en figure 8. Dans ce cas, les moteurs ne s'entendent pas à moins d'un mètre du boîtier dans lequel ils se trouvent. La construction donne également l'idée du blindage à effectuer entre le moteur, les circuits logiques et les potentiomètres. Les vibrations peuvent être atténuées davantage si le besoin s'en fait sentir par une sélection appropriée de la tension d'alimentation et des résistances limiteuses de courant (R5 et R6 en

figure 1) ; davantage encore en jouant sur la dernière.

La vitesse de rotation des moteurs dépend de la fréquence de commande (dans un moteur pas à pas un nombre déterminé d'impulsions entraîne l'avance d'un nombre correspondant de pas). Cette fréquence est fixée par les composants discrets sur le circuit intégré U4 de la figure 2. En particulier, le condensateur C1. Plus sa valeur est élevée et plus la vitesse du moteur sera fai-

ble. Le rapport des vitesses entre le mode réglage de volume et le mode balance est fixé par le rapport de R2 à R3. Plus R2 est faible et plus le rapport est élevé.

La diode détectrice D19 doit être montée derrière une ouverture pratiquée sur la face avant. Celle-ci peut être recouverte par une feuille rouge transparente pour une meilleure finition. Utilisez également un câble blindé pour les connexions de la diode.

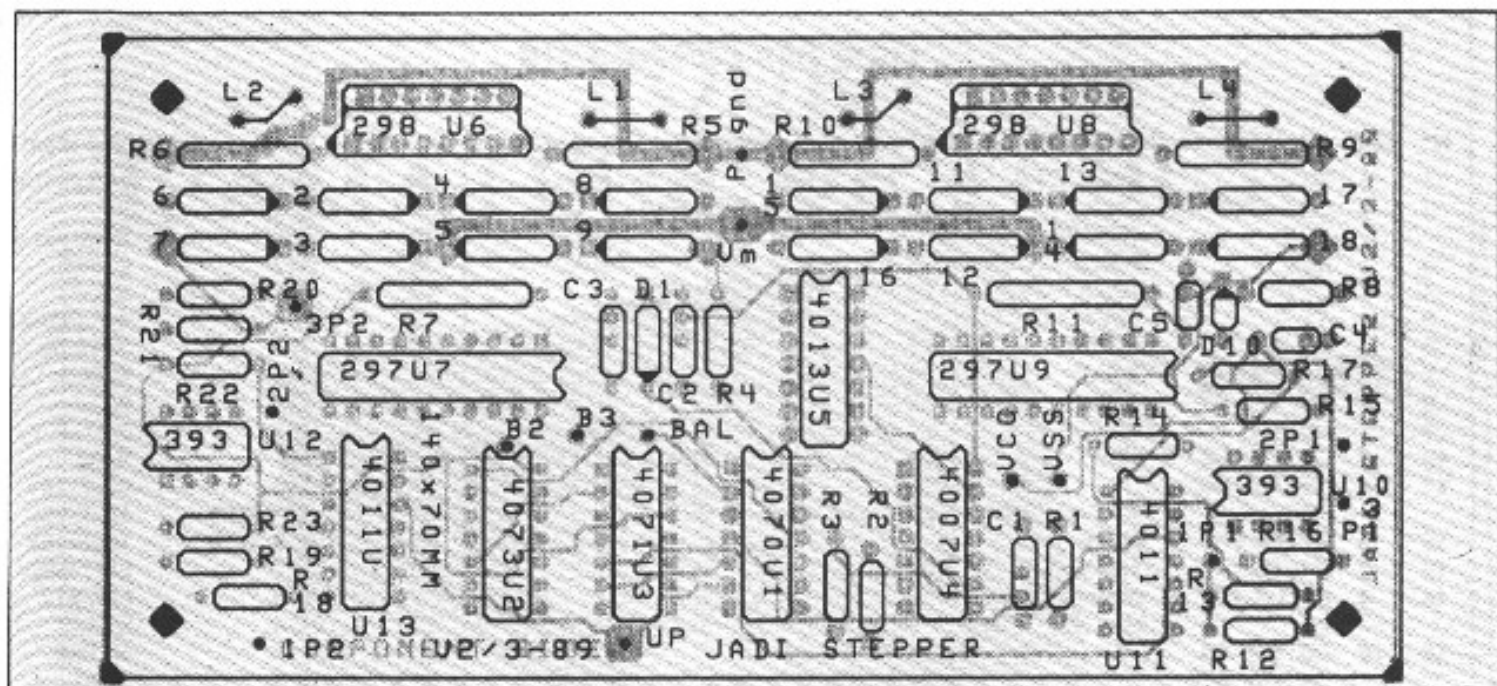


Fig. 7c : Implantation des composants sur le circuit principal logique et commandes moteurs.

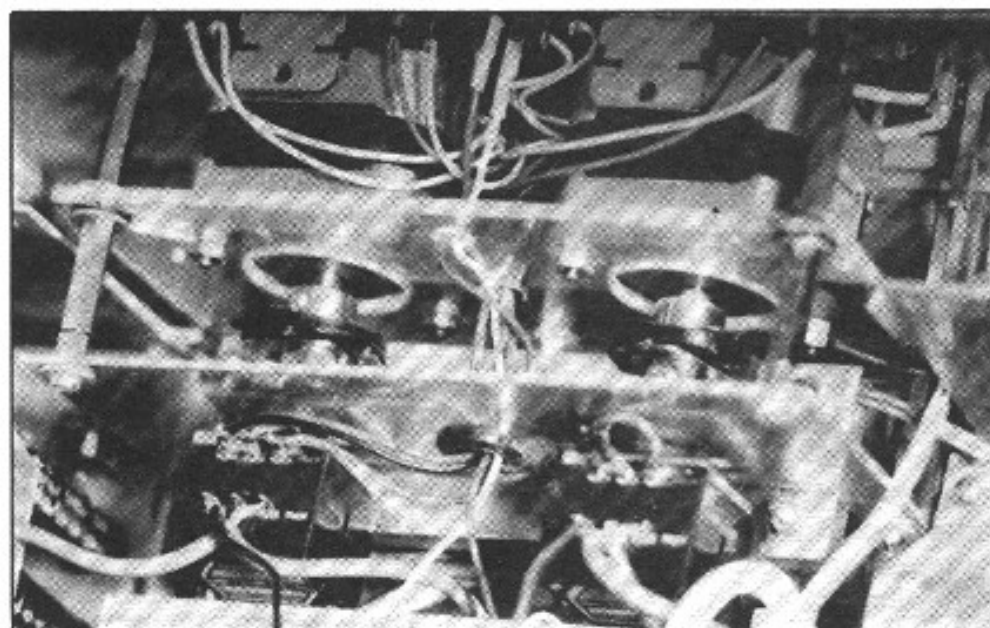
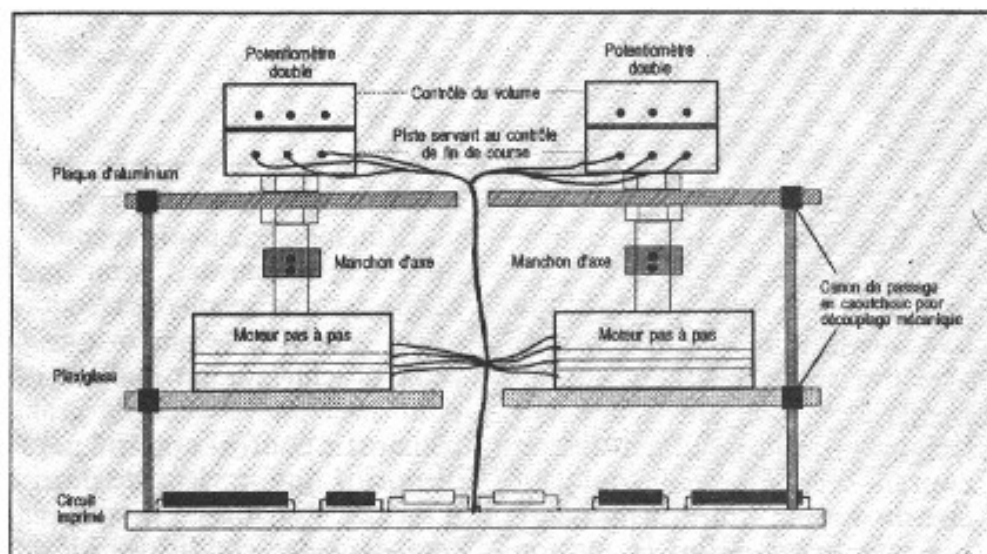


Fig. 8 : Vue schématique de l'assemblage mécanique.

La plupart des composants utilisés sont standards et facilement disponibles, les seuls points critiques pouvant être les diodes infra-rouges émettrices et réceptrices D19, D20 et D21 ainsi que les circuits intégrés utilisés dans la télécommande, les circuits de contrôle moteurs SGS 297, 298 et le moteur pas à pas lui-même.

## Le choix du moteur

Nombre de types différents de moteurs peuvent être trouvés, éventuellement sur le marché des surplus. Pour être parfaitement adapté à ce projet, vous avez besoin de moteurs à 4 fils de connexion (2 enroulements) appelés moteurs bipolaires. Les moteurs à 2 enroulements fractionnés (unipolaires, 5 ou 6 fils) ne peuvent être utilisés sans modification sur le circuit. La taille des pas varie très largement de  $30^\circ$  (12 pas par révolution) à  $0,9^\circ$  (400 pas par révolution), voire moins. L'un des meilleurs choix réside dans les moteurs pas à pas utilisés dans les « drive » de disquettes informatiques. Ils ont entre 100 et 400 pas par révolution et une consommation inférieure à 1 A à 5 ou 12 V. J'ai utilisé, pour ma part, une paire de moteurs Tandon d'une taille de

## LISTE DES COMPOSANTS

N°	Qté	Références	Composants	N°	Qté	Références	Composants	N°	Qté	Références	Composants
1	1	T2	5VAC CT			P2	10kΩ	36	1	C15	100μF/10V
2	4	D23, D22, D24, D25	1N5403	18	4	R13, R15, R19, R21	560Ω	37	1	BATT	9V
3	1	C20	2000μF/16V	19	2	R14, R20	390kΩ	38	1	R36	33kΩ
4	1	C21	1000μF/25V	20	4	R16, R17, R22, R23	2,2kΩ	39	1	R37	2,2kΩ
5	1	T1	12VAC CT	21	2	U10, U12	LM393	40	3	C6, C7, C13	0,1μF
6	2	U6, U8	SGS298	22	1	U1	4070	41	1	C14	4,7μF/25V
7	2	C2, C4	3,3nF	23	1	U2	4073	42	1	D19	SFH205
8	2	R4, R8	3,3kΩ	24	1	U3	4071	43	1	R24	220kΩ
9	2	U7, U9	SGS297	25	1	U4	4007	44	1	R25	82kΩ
10	3	C1, C3, C5	10nF	26	1	R1	1MΩ	45	1	C8	0,47μF
11	4	R5, R6, R9, R10	1Ω (voir texte)	27	6	R2, R3, R32, R33, R34, R35	100kΩ	46	1	C9	2,2nF
12	2	R7, R11	8,2kΩ	28	1	U5	4013	47	1	C10	47μF/16V
13	2	D1, D10	1N4148	29	4	SW1, SW2, SW3, SW4	SW SPST	48	2	C17, C18	10μF/25V
14	4	L1, L2, L3, L4	moteur pas à pas (voir texte)	30	2	Q1, Q2	BC556	49	2	C16, C19	10μF/16V
15	16	D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D11, D12, D14, D15, D16, D17, D18	BY297	31	2	Q3, Q4	BC546	50	1	U17	LM7805
16	2	U11, U13	4011	32	2	D20, D21	LD271	51	1	U18	LM7812
17	4	R12, R18, P1,		33	2	C11, C12	0,01μF	52	1	U14	SL480
				34	5	R28, R29, R30, R31, R38	10kΩ	53	1	U15	ML926
				35	1	R39	82Ω	54	1	R26	68kΩ
								55	1	R27	560Ω
								56	1	P3	47kΩ
								57	1	R40	820Ω
								58	1	D22	LED
								59	1	U16	SL490

3,8 × 3,8 cm. Leurs spécifications étant de 12 V/800 mA, je les ai alimenté sous 8 V afin de limiter les vibrations et leur niveau de bruit. Sous cette tension, la consommation est de l'ordre de 0,5 A. Le couple, pour entraîner le potentiomètre, est relativement faible. Cependant, l'idéal est de déterminer celui-ci avec une alimentation variable. Pour cela, il suffit de trouver la tension pour laquelle l'entraînement du potentiomètre est régulier. Vous pouvez le trouver avec vos doigts. Il est ainsi aisé de trouver, de sentir, quel est le couple nécessaire pour entraîner correctement le potentiomètre. Les résistances limitant le courant offrent une autre latitude de réglage (R5 et R6 en figure 1).

La tension de référence générée au travers de D1 est comparée à la tension aux bornes de R5 et R6 qui sont traversées par le courant moteur. Le moteur est inductif, ainsi la forme du courant est en dents de scie. Quand la tension sur R5 (R6) atteint la

tension de référence fixée par D1, le courant moteur revient à zéro et augmente ensuite. Ceci produit le courant en dents de scie mentionné précédemment, avec une valeur moyenne correspondant au courant débité par l'alimentation avec, bien sûr, un courant crête supérieur (qui peut être du double, voire davantage).

Après avoir défini la tension d'alimentation la mieux adaptée, vous pouvez jouer sur les valeurs de R5 et R6 pour, éventuellement, réduire les vibrations de moteur. Vous pouvez les ajuster entre 0,5 et 2 fois la valeur pour le courant maximal du moteur.

La tension de référence fixée par D1 est d'environ 0,7 V. Vous pouvez penser que ces ajustages empiriques sont fastidieux. Il n'en est rien. Vous pouvez cependant commander les moteurs avec l'alimentation qui leur est spécifique sans le moindre problème. Vous aurez ainsi ce que je considère comme l'ultime solution : un contrôle volume/balance en termes de qualité, facile à utiliser et d'une

remarquable résolution. Ceci est vrai, même sans avoir recours à une télécommande. Mon problème est que je suis perfectionniste. Aussi, le « plus » que je peux obtenir sur un maillon est pour moi une source de grand plaisir. Le confort apporté par le dispositif que je viens de décrire n'est pas à négliger : il vous placera dans des conditions idéales d'écoute, a fortiori avec la télécommande.

### Bibliographie

- [1] **J.M. Didden.** Programmable audio attenuator. *Wireless world*, may-june 1980.
- [2] **J.M. Didden.** Audio Components design : A systems approach. *Audio Amateur*. 2/88.
- [3] **Roger Melen, Harry Garland.** Understanding CMOS integrated circuits, 1975. Howard Sams Co., ISBN 0-672-21129-7.
- [4] **SGS Semiconductor Corp.** Data Book « Power Linear Actuators ».

**Page non  
disponible**

# LE MUSEE IMAGINAIRE

## DYNACO

### Mark III

# G

*rand passionné de musique,  
de restitution sonore,  
mais également excellent gestionnaire,  
David Hafler fut le créateur  
de la marque américaine Dynaco.*

*Aucune firme ou presque n'a obtenu un tel succès  
sur le marché international du kit audio de qualité.  
Au prix proposé, les amplificateurs Stereo 70 et Mark III  
étaient, et restent aujourd'hui encore,  
des affaires exceptionnelles.*

En 1962, et pour des sommes respectives de 70 et 100 dollars seulement, Dynaco offrait des kits de qualité imbattable, compacts et bien présentés, le préamplificateur PAS-3 et l'amplificateur Stereo 70, tous deux stéréophoniques. Du monde entier, les commandes affluèrent par milliers. Cet ensemble resta longtemps l'une des meilleures références, sans distinction de prix. La même année, Dynaco décidait de frapper encore plus fort en commercialisant un amplifi-

icateur monaural de grande puissance, le MKIII.

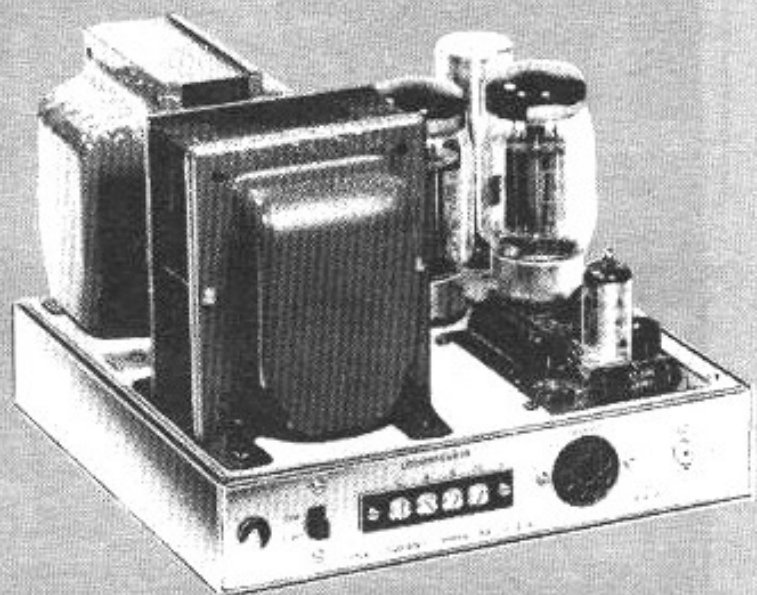
Par son prix, sa musicalité, sa puissance très élevée pour l'époque (elle n'excédait guère 75 W par canal), le Mark III obtint un succès encore plus marqué qui dura jusqu'à la disparition progressive du tube et incita notamment Dynaco à lancer son célèbre amplificateur transistorisé Dynaco Stereo 120.

Mais revenons un peu au début de cette histoire, ce qui permettra de mieux comprendre

pourquoi Dynaco et son créateur David Hafler finirent par disposer des meilleurs atouts pour conquérir le marché des amplificateurs à tubes au début des années 60.

Né en 1919, l'Américain David Hafler s'intéressa rapidement à la musique, puis à la reproduction sonore dès 1935. Il fut l'un des premiers à mettre au point, en 1938, une enceinte haute-fidélité deux voies équipée d'un tweeter et d'un haut-parleur grave monté sur charge





**DYNACO  
DYNAKIT**

*Mark III*

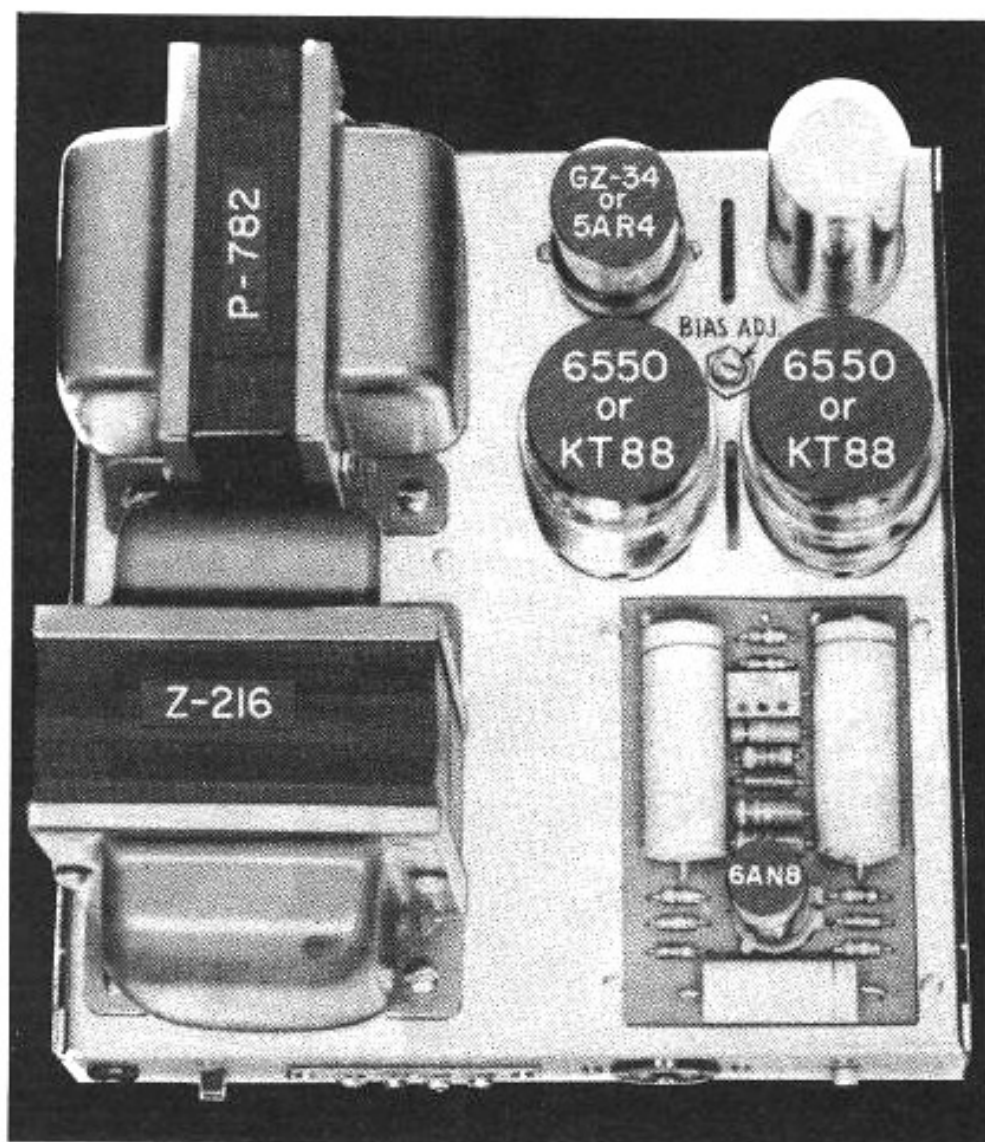
bass-reflex. Diplômé en mathématiques, il exerça plusieurs activités dans les télécommunications, le radar, puis dans un autre domaine qui lui fut très profitable par la suite : celui de la recherche en marketing.

L'une de ses nombreuses activités fut la création de la société Acro Products et des transformateurs de sortie basse-fréquence Acro Sound. Son partenaire, Herb Keroes, souhaitait voir cette petite affaire de trans-

formateurs (dont la renommée s'étendit en Europe et même au Japon) à la fabrication en moyenne série d'amplificateurs. Après plusieurs tentatives de percée dans le marché professionnel et audio de qualité, cette affaire finit par disparaître après six années d'existence. Malgré cet échec, David Hafler n'abandonna pas pour autant la haute-fidélité et fonda en 1955 la firme Dyna Company.

Co-inventeur, avec son ancien partenaire Herb Keroes du célè-

bre montage Ultra-linéaire (qui fut publié en fin 1951 dans la revue américaine *Audio Engineering*), il reprit cet amplificateur de puissance 50 W, composé des tubes 6SL7, 6SN7 et push-pull ultra-linéaire de tétrodes 6L6, pour en faire un kit, le Dynaco MK II, que David Hafler vantaient en tant que meilleure affaire en dollars par watt. Le Dynaco MK III, lui, ne parut qu'en 1963, complétant la gamme déjà célèbre, constituée du Stereo 70, des préamplifica-



teurs PAS-2, PAS-3 et du tuner FMX-3.

L'énorme succès des kits Dynaco s'explique tout d'abord par la très grande compétence de David Hafler en matière de circuits haute-fidélité. On était, à cette époque, très attaché aux performances de mesure et Dynaco fut l'un des rares, avec Mac Intosh, Marantz et quelques autres marques européennes, à offrir une bande passante aussi large, des chiffres de distorsion aussi faibles ainsi qu'une grande puissance de sortie, mais avec l'avantage d'un prix défiant toute concurrence.

En lançant Dynaco, David Hafler dut affronter la concurrence que l'on connaissait en version kit sous les marques Harman Kardon, Fairchild, Eico, Knight Kit, Paco Kits, Lafayette

Criterion, auxquelles il fallait ajouter quelques marques européennes et japonaises. Son concurrent le plus redoutable était certainement Harman Kardon, lequel n'hésitait pas à se lancer non seulement dans les produits finis mais également dans les kits de luxe (manuel de montage très détaillé, fils et torons de fils déjà préparés, coupés à la bonne longueur, pré-étamés, repérés par des chiffres et des codes de couleurs).

Dynaco, quant à lui, avait trouvé le moyen d'attirer la clientèle en jouant sa carte principale, celle de la haute qualité garantissant à l'acheteur des performances égales ou supérieures à celles des meilleurs produits finis et celle du prix très compétitif. David Hafler y ajoutait encore d'autres cartes de façon à

rendre ses kits encore plus attrayants, à savoir :

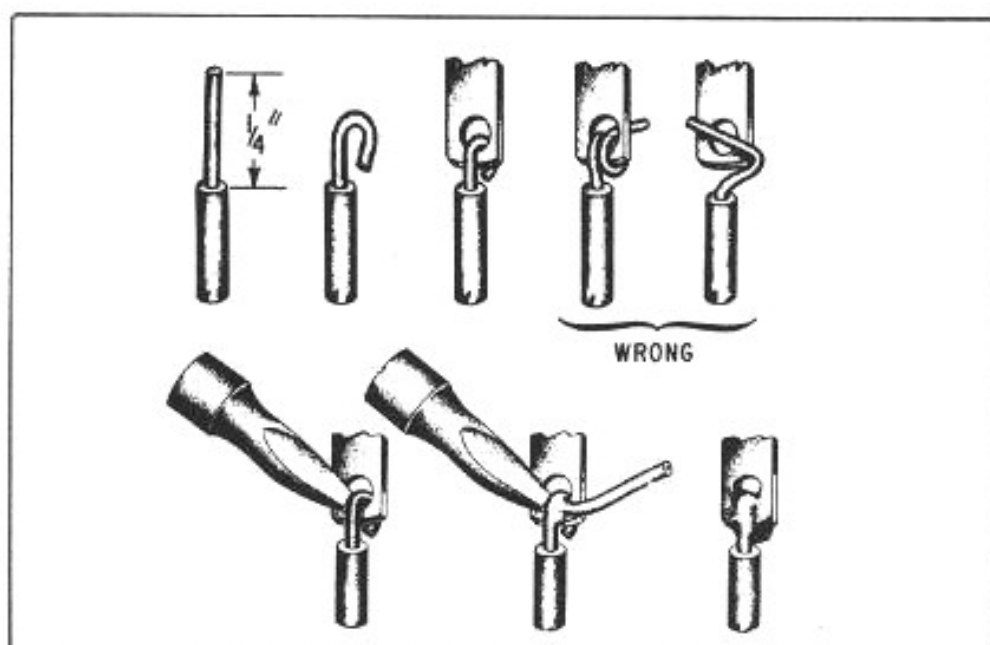
- montages simples, très performants, ne comportant qu'un minimum de réglages ;
- vente des kits avec circuits imprimés précâblés, réduisant ainsi considérablement les risques d'erreurs et d'échecs ;
- kit vendu avec un manuel de montage très détaillé.

Sur ce dernier, que l'on pouvait se procurer au prix de 1 dollar, figuraient plusieurs photos de l'amplificateur, une description du circuit et de ses performances. Les instructions concernant l'assemblage étaient précédées de nombreux conseils tels que le choix de la soudure, la manière de réaliser une bonne soudure (cf. figure), ceci avec beaucoup de détails. Dynaco profitait des manifestations hi-fi, audio-fairs et autres pour que le public intéressé puisse câbler, tester puis écouter « son » amplificateur sur le stand Dynaco. Sur les notices courantes de kits, les constructeurs se contentaient le plus souvent de n'inscrire que le strict nécessaire. Sur la notice Dynaco, chaque opération à effectuer était repérée par un numéro, suivie d'une parenthèse qui servait à y apposer une marque une fois l'opération terminée. Très souvent, Dynaco y ajoutait des conseils du genre : « Utiliser de préférence une pince plate à becs assez longs, la tenir d'une main en maintenant l'écrou préalablement mis en place à la main sur quelques tours ; visser de l'autre main avec un tournevis jusqu'à obtention d'un serrage modéré. Les outils doivent être bien tenus en main afin qu'ils ne puissent glisser. Un serrage trop fort est à éviter, il risquerait de casser les vis. Ne cocher la case relative à cette opération à effectuer qu'après l'avoir vérifiée et terminée complètement. »

Toutes les opérations de câblage étaient assistées, non pas par un, mais par deux plans de

câblage, de façon à le rendre plus clair. « Pour les différentes connexions à effectuer sur le circuit imprimé, ne pas utiliser un fer à souder de puissance supérieure à 60 W ; éviter de surchauffer les œillets à souder du circuit imprimé. Pré-étamer tous les fils à souder sur celui-ci et éviter surtout de brûler la gaine isolante des fils avec la panne ou le corps du fer à souder. » En résumé, il s'agissait non seulement d'un kit mais d'un véritable cours de câblage dont aucun utilisateur ne semble avoir jamais eu à se plaindre.

Venaient ensuite de nombreux détails sur les précautions à prendre avant et pendant la mise en route du MK III. Il restait à résoudre le problème du réglage de polarisation (de -55 V en moyenne), des tubes de puissance, un réglage, facile en soi, mais nécessitant un voltmètre à impédance d'entrée élevée. Sur le Mark III, David Hafler a résolu ce problème en faisant réaliser sur commande spéciale une résistance de 11,2  $\Omega$ /1 W. La description du schéma montrera plus loin que l'on obtient aux bornes de cette résistance une tension de 1,56 V, similaire à celle d'une pile 1,5 V neuve (la valeur exacte se situe en effet selon les marques entre 1,55 V et 1,62 V environ). Une petite ampoule de lampe de poche permet ainsi d'effectuer un réglage précis de la polarisation par simple comparaison de brillance de l'ampoule par rapport à une pile 1,5 V (1,57 V pour être précis). D'autre part, l'utilisation d'un petit contrôleur universel, y compris ceux dont la résistance interne est basse (5 000  $\Omega$ /V par exemple) ne peut altérer la précision de la mesure qui s'effectue aux bornes d'une résistance de 11,2  $\Omega$  seulement. Simple, précise, cette méthode basée sur la mesure d'une tension de 1,5 V a été brevetée par Dynaco sous l'appellation « Biaset ».



*Les manuels de montage des kits Dynaco étaient précédés d'un véritable cours de câblage, de très nombreux conseils, et suivis d'instructions de montage particulièrement détaillées. Les « Dynakits » faisaient partie de ces rares appareils vendus en kit qui, une fois montés, fonctionnaient à coup sûr. La réussite commerciale de Dynaco dans ce domaine a pour origine une étude minutieuse de chaque détail, la garantie de performances poussées, la fourniture de circuits imprimés pré-câblés, une notice de montage très détaillée ainsi qu'un prix très compétitif.*

Dans sa notice de montage, Dynaco donne une liste des tensions à mesurer en ne retenant que celles pouvant l'être à partir de n'importe quel type de voltmètre. Tous les composants inclus dans le kit sont indiqués et portent chacun une référence à 7 chiffres (pour le service après-vente, la commande éventuelle d'une pièce de rechange). Dynaco vendait séparément ses transformateurs, bien que le succès commercial en fut modéré ; sans doute en raison de la présence active de concurrents américains et étrangers comme Peerless, UTC ou Partridge. Le transformateur de sortie du MK III, de référence Z 216 était vendu au tiers du prix du kit, soit 30 dollars environ.

Rappelons que la gamme Dynaco se présentait sous une esthétique très moderne pour l'époque (on copie aujourd'hui encore ses châssis chromés ou nickelés) avec une recherche permanente au niveau de la diminution de l'encombrement et de la facilité d'utilisation. Comme la

plupart des produits concurrents vendus en kit ou montés, le MK III était équipé d'un connecteur octal (prise femelle de châssis) assurant la liaison d'alimentation au préamplificateur PAM-1, version monaurale, dépourvue d'alimentation, dont le circuit de base fut repris sur les PAS-2 (préampli monaural) et PAS-3 (préamplificateur stéréo).

## Description du circuit

Dynaco décrit le circuit du MK III comme « un amplificateur qui offre la plus haute fidélité possible à un prix compétitif sous la forme d'un kit compact. Il utilise des composants de premier choix, notamment le transformateur de sortie Z216, le plus performant de la gamme Dynaco. » Le Mark III a été apprécié dans le monde entier pour ses capacités dynamiques, pour sa grande marge de stabilité avec pour preuve un signal carré très peu déformé à 15 kHz sur charge réelle. Dynaco vantait sur ce modèle une réponse en puis-

sance uniformément répartie sur toute la bande audio, ce qui n'était pas toujours le cas des produits concurrents de l'époque.

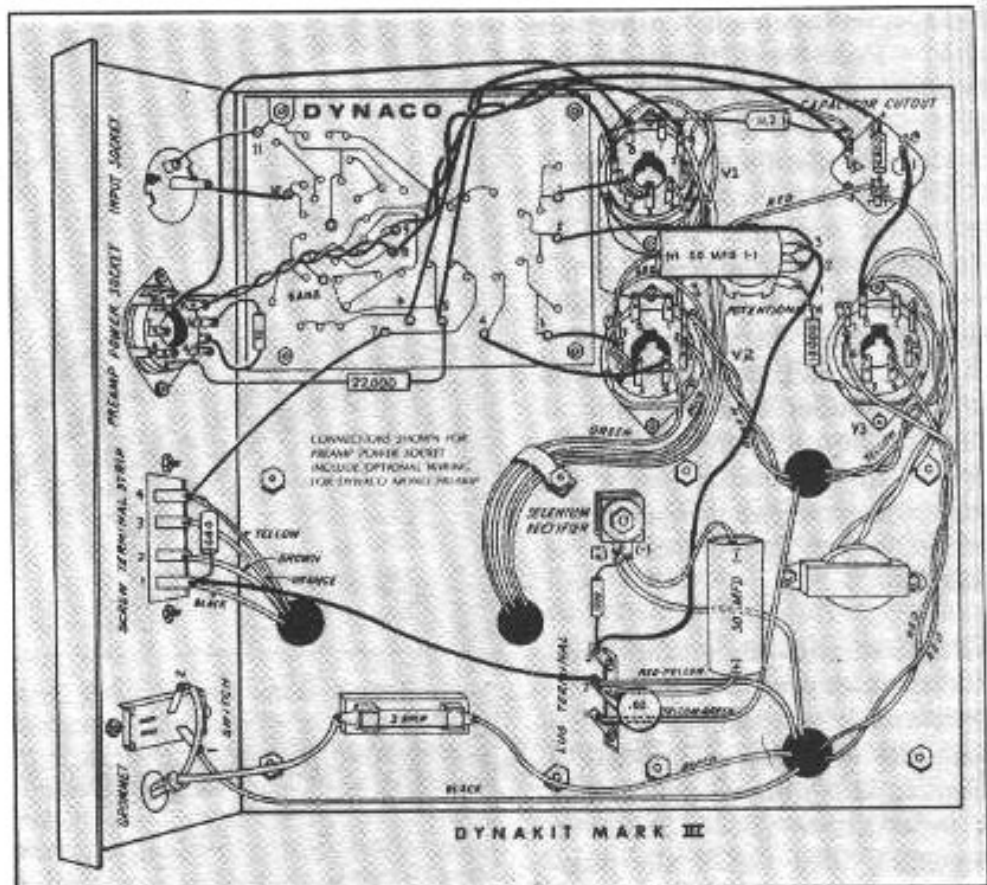
Ceux qui ont connu cet amplificateur se souviennent certainement de sa transcription sonore solide, charpentée, assurée, dont les envolées dynamiques étaient souvent très mal supportées par les tweeters de l'époque.

Simple, très performant, le circuit du MK III ne comprend que trois tubes et une valve redresseuse biplaque. Le circuit amplificateur proprement dit ne comporte que 16 résistances.

Dynaco fut, pour ainsi dire, le premier constructeur d'amplificateurs haute-fidélité qui vulgarisa (avec Mac Intosh) les tubes KT 88 et 6550. Jusqu'ici, les Américains, les Européens se contentaient de tubes de puissance plus modestes, les KT 66, 6L6, 7591, 7868, 7408, 7027A, EL 84, 7189A, EL 34, pour ne citer que les principaux.

Le circuit comporte trois étages, avec liaison directe entre le premier et le second. Une structure identique se retrouve, mais avec des tubes différents, sur le Stereo 70 (2 x 35 W, tubes EL 34 en sortie) et le petit intégré SCA-3S (tubes de sortie 6BQ5/EL 84). Sur ces trois amplificateurs, le premier et le second étage, couplés en direct sont constitués d'une pentode amplificatrice de tension et d'une triode montée en déphaseur cathodyne, le tout faisant partie d'un tube noval combiné pentode/triode. Sur le MK III, ce tube porte la référence 6AN8, tandis que sur les deux autres montages, Dynaco a choisi la 7199. Ces deux tubes américains, proches des versions européennes ECF 80 et ECF 82 n'ont pas d'équivalent exact en Europe.

Sur la 6AN8, la pentode est montée en entrée, en amplificateur de tension avec une charge de plaque de 270 k $\Omega$ , une tension de plaque de l'ordre de 110 V,



Un des plans de câblage (l'original est à l'échelle 1) de la notice de montage du Mark III. L'échelle graduée, en pouces, à droite, sert à couper les fils à la longueur exacte indiquée.

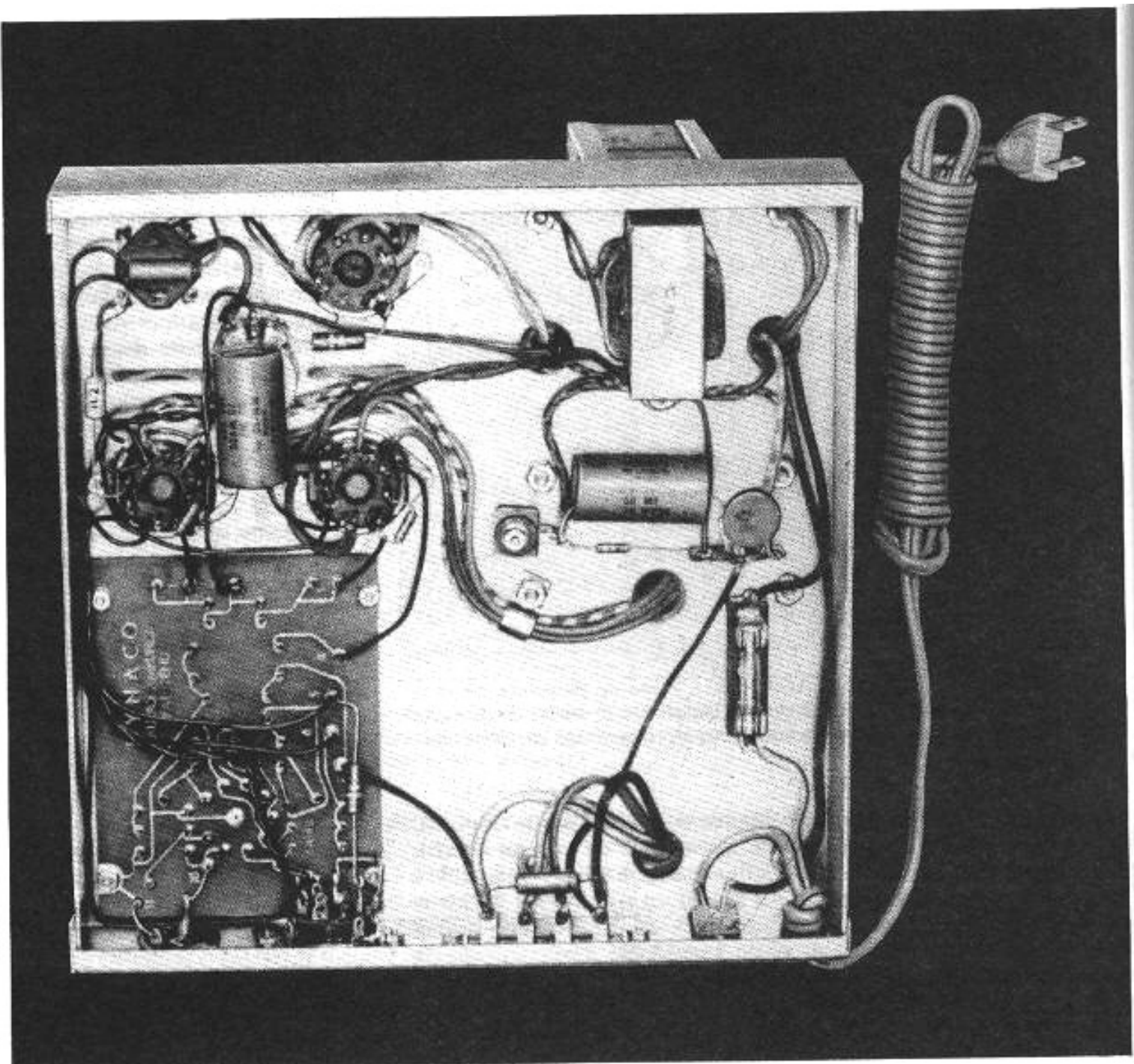
une grille écran alimentée sous 75 V à travers une résistance de 1,5 M $\Omega$  et stabilisée par un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

La polarisation grille de -1 V est obtenue par deux résistances de cathode, 680  $\Omega$  et 47  $\Omega$ , montées en série, la connexion intermédiaire entre ces deux résistances servant au retour de la contre-réaction (1 k $\Omega$  + 750 pF) issue de l'enroulement 16  $\Omega$  du transformateur de sortie. La grille-écran et la plaque sont alimentées par une tension commune de 380 V (valeur moyenne, car variant de  $\pm 10\%$  en raison de la dispersion des caractéristiques des tubes). Cette tension est obtenue par deux filtrages successifs à partir de la haute tension principale (480 V après la self de filtrage), soit 435 V après passage par une cellule de filtrage 6 800  $\Omega$ /20  $\mu$ F puis 380 V obtenus après une seconde cellule (47 k $\Omega$ /20  $\mu$ F). Le couplage en direct porte la grille de la sec-

tion triode de la 6AN8 au même potentiel que celui de la plaque, soit 110 V environ. La cathode du déphaseur cathodyne est portée de la sorte à une tension positive de 115 V permettant d'obtenir la polarisation grille souhaitée, soit -5 V. Le courant plaque est de 2,4 mA ( $\pm 10\%$ ) et les charges réparties entre la plaque et la cathode sont chacune de 47 k $\Omega$  2 %.

Les grilles des tubes de puissance KT 88 sont reliées à l'étage déphaseur/driver par l'intermédiaire de deux résistances stabilisatrices de 1 k $\Omega$  et de deux condensateurs de liaison de 0,25  $\mu$ F. Les cathodes des KT 88 sont reliées à la résistance commune de 11,2  $\Omega$  citée plus haut. Les plaques et les écrans de cet étage monté en push-pull ultra-linéaire (avec charge plaque à plaque de 4,5 k $\Omega$  et prises écran à 40 %) sont reliés au transformateur de sortie Dynaco Z216.





Mark III, son prix, même en version montée restant très inférieur aux produits concurrents qui étaient de plus des versions stéréophoniques à alimentation commune. Le Mark III se caractérise à l'écoute par une restitution très dynamique, charpentée, assortie d'un médium précis, expressif et d'un aigu consistant et détaillé. Comparé aux meilleures électroniques actuelles, le Mark III reste d'un très bon niveau, en particulier sur les critères de dynamique et de sensation de « matière sonore ».

### Remise en état et améliorations possibles du Dynaco Mark III

La remise en état doit commencer par le remplacement des tubes sauf s'ils sont vraiment neufs. Sur le Mark III, la 6AN8 est utilisée près de ses limites maximales de dissipation, ce qui explique une durée de vie légèrement plus courte et revient à dire qu'en cas de remplacement, les 3 tubes, soit 6 en stéréo, doivent être changés en même temps. Les

KT 88 ou 6550 doivent être des paires de préférence. Dans le cas contraire, il se produit une augmentation plus ou moins sensible de la distorsion par harmoniques paires. Précisons que, sur le Mark III, le réglage de polarisation-grille s'effectue simultanément sur les deux tubes et qu'un réglage d'équilibrage des courants nécessiterait une modification du circuit.

Le remplacement de la prise d'entrée par une prise Cinch de qualité (Switchcraft, WBT, etc.) est conseillé, de même que celui

du bornier de sortie. Les plus exigeants pourront remplacer les supports de tubes par des modèles en stéatite (malheureusement difficiles à trouver). Toutes les résistances doivent être vérifiées, en particulier celles de 47 k $\Omega$ , de 100 k $\Omega$ , de 270 k $\Omega$  et de 1,5 M $\Omega$ .

Les condensateurs de liaison de valeur 0,25  $\mu$ F sont à remplacer de préférence par la combinaison de deux valeurs 0,22  $\mu$ F + 0,033  $\mu$ F/400 V du genre Wima MKS-4 + Ero MKP. À noter que sur un système performant, le remplacement des condensateurs de liaison par les versions citées est facilement audible et procure un gain en pouvoir d'analyse. Le remplacement des condensateurs de filtrage par des versions de plus forte valeur est possible mais doit être fait sous deux conditions : il ne faut pas dépasser 50  $\mu$ F avant la self de filtrage et 100  $\mu$ F après celle-ci. On peut découpler ces condensateurs par

des petites valeurs (2,2  $\mu$ F par exemple) genre MKP, tension de service 630 V. D'autre part, le modèle d'origine, monté sur le châssis, est une version quadruple que l'on ne pourra remplacer que par des versions simples ou doubles qu'il faudra fixer en partie à l'intérieur du châssis. Des versions au polypropylène (genre 47 et 100  $\mu$ F/630 V proposées par la Maison de L'Audiophile à Paris) apporteraient des améliorations subjectives très marquées, mais leur encombrement (diamètre respectif 55 et 65 mm) pose un problème de mise en place sur le châssis du Mark III.

Il est à remarquer que l'entrée de l'amplificateur est reliée directement à la grille de la pentode du tube combiné 6AN8. Le préamplificateur qui précèdera le Mark III ne devrait donc pas générer, en plus du signal audio, de dérive en courant continu. Un des points forts du Dynaco Mark III par rapport à une bonne

majorité d'amplificateurs commercialisés aujourd'hui, est la présence d'une valve suivie d'un self de filtrage, ce qui lui confère une source de haute tension exempte de bruits de commutation et se traduit à l'écoute par un son plus soyeux, moins dur que celui obtenu à l'aide de redresseurs au silicium non suivis de selfs de filtrage.

Le Mark III a été vendu à des milliers d'exemplaires et se trouve d'occasion sans trop de difficulté à des prix variant entre 2 000 et 4 000 F environ. Ne pas oublier qu'au prix fort 6 tubes de remplacement (en stéréo) peuvent revenir à plus de 1 500 F, ce dont il faudra tenir compte dans le prix de revient d'une paire de Mark III remis en état. En estimant à 6 000 F une paire de Mark III, ces amplificateurs restent, plus de 25 ans après leur parution, fidèles au slogan Dynaco : *les plus compétitifs en prix par watt.*

**Page non  
disponible**



# ACCOUSOIRS

## ... ET TENDANCES

**S**il est un « maillon » dont on aborde peu souvent la question dans les revues spécialisées de hi-fi, c'est bien celui de la source d'énergie principale, à savoir le courant secteur fourni par l'EDF aux usagers. Théoriquement pourtant, le problème est simple : il s'agit d'une tension alternative, d'une fréquence de 50 Hz dont la valeur efficace est de 220 V. Théoriquement, car en pratique, si l'on effectue quelques relevés au hasard, on s'aperçoit bien vite que cette tension subit quelques fluctuations et que d'autres signaux non prévus dans le cahier des charges de l'EDF parcourent le réseau qui alimente un appartement ou une maison. Appelons ces signaux clandestins des parasites ou des interférences. Toutes ces « variations », si infimes soient-elles, ont une influence sur la reproduction d'un système audio, si parfait soit-il. Les plus gênantes sont certainement les parasites générés par les autres équipements électriques connectés au réseau domestique. Nous allons voir qu'il existe différents équipements et méthodes pour s'en protéger. Les supprimer est une autre affaire !...

Vincent Cousin

### Quelques petits rappels parfois salutaires

Le sujet que nous abordons dans ces lignes avait déjà fait l'objet d'un article de Gérard Chrétien et William Walther dans l'Audiophile 1ère série n°27. Nous n'allons pas rentrer dans tous les détails abordés alors et nous conseillons plutôt la relecture de cet article dans son intégralité. Nous allons tout de même redonner ici de manière succincte la théorie des phénomènes

qui peuvent perturber le fonctionnement d'un système audio de manière parfois très gênante pour l'auditeur : claquements, friture, bruits d'étincelles perçus dans les haut-parleurs en surimpression du message musical, etc.

Il existe plusieurs causes de génération d'interférences dont les plus gênantes sont certainement celles produites par un équipement relié au réseau électrique dont le fonctionnement produit un ou une série de parasites. Citons parmi les princi-

paux incriminés, en premier le réfrigérateur mais aussi le lave-vaisselle et le lave-linge ainsi que tout autre moteur électrique ou gros consommateur d'énergie. Un simple interrupteur peut également constituer à lui seul un générateur de parasites très efficace. En effet, il se produit souvent un arc ou étincelle lors de la fermeture des contacts de celui-ci. Cet arc produit un certain nombre de signaux polluants se transmettant soit directement par le réseau électrique, soit à la manière d'une onde radio-

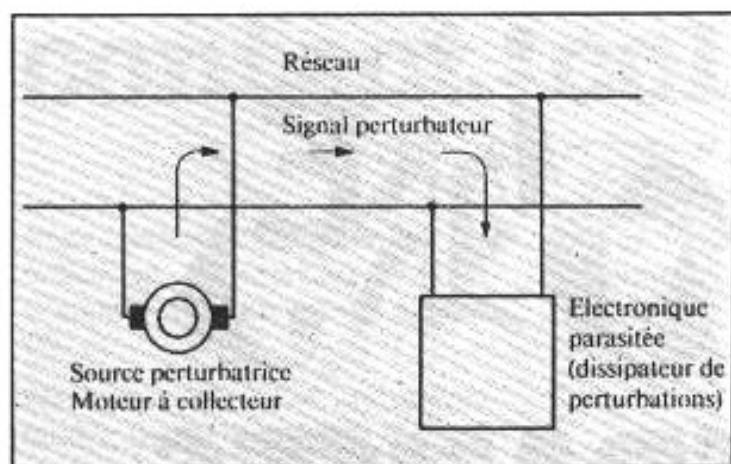


Fig.1 : Interférence couplée galvaniquement.

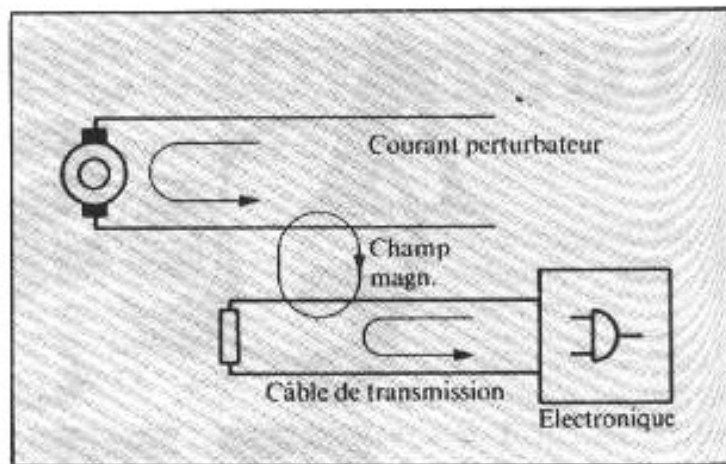


Fig.2 : Couplage inductif.

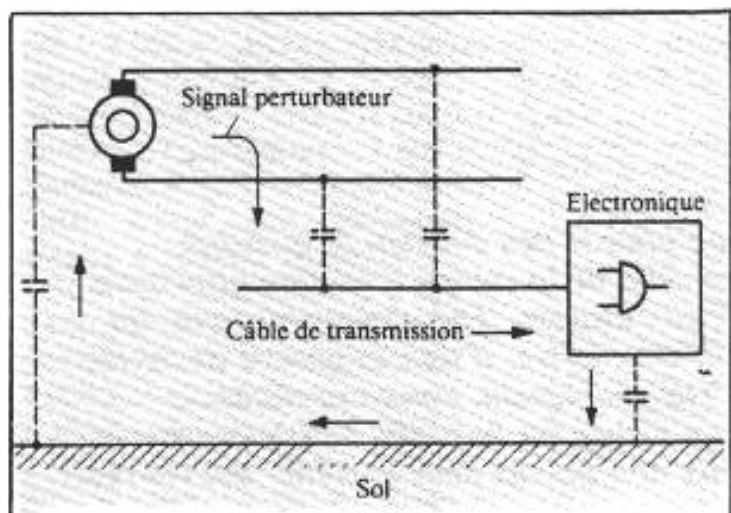


Fig.3 : Couplage capacitif.

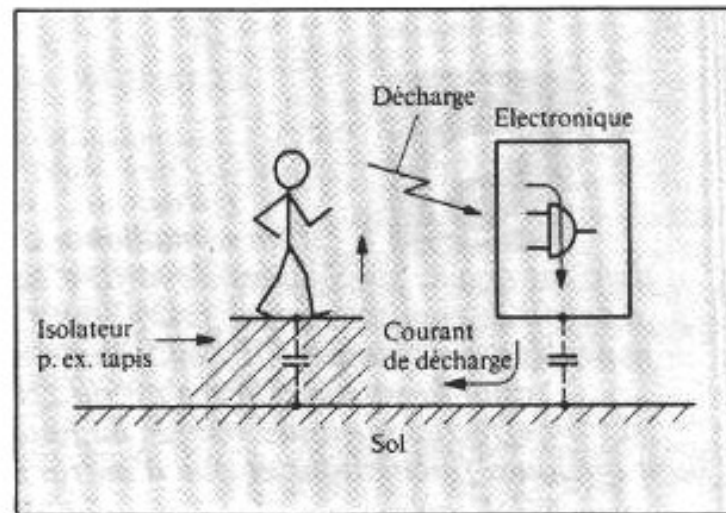


Fig.4 : Interférence due à une décharge statique.

électrique pouvant être captée par un quelconque « récepteur », un des maillons de la chaîne ou tout simplement un câble de liaison. Un autre facteur de parasitage possible est l'électricité statique que l'on transporte sur soi et qui se décharge au contact d'une surface métallique hautement conductrice (fig. 1 à 4). Il est intéressant de connaître que ce type de décharge s'accompagne de la présence de tensions atteignant plusieurs centaines de volts par nanoseconde et de courants crêtes de plusieurs ampères, d'où la « châtaigne » parfois physique durement ressentie lors de violentes décharges. Cette décharge provoque également des champs magnétiques et électriques très élevés avec des temps de montée ultra rapides (quelques nanosecon-

des). Ces décharges peuvent perturber gravement le fonctionnement de certains composants numériques notamment, l'effet pouvant même aller jusqu'à la destruction partielle ou totale d'un circuit. En audio heureusement, on est peu confronté à ce type de problème, sauf peut-être avec quelques rares appareils possédant encore des touches sensibles ou équivalent.

Les parasites de tous ordres véhiculés par le secteur ne doivent pas être sous-estimés même s'ils ne sont pas directement audibles. Leur influence pernicieuse peut affecter la qualité de reproduction par intermodulation dans les étages analogiques voire par dégradation d'information dans les circuits numériques.

## La lutte contre les parasites

Comme on l'aura compris au vu de ce qui précède, les problèmes sont délicats, les causes multiples et les solutions... pas évidentes. Parmi les principaux agents domestiques perturbateurs, on peut répertorier les suivants :

- coupe-circuits électromécaniques (relais, thermostats, interrupteurs, etc) ;
- triacs et thyristors présents dans les variateurs lumineux notamment ;
- moteurs (frigidaires, machines à laver, ascenseurs, perceuses, etc .) ;
- fours micro-ondes ;
- décharges statiques.

Et parmi les non-domestiques :

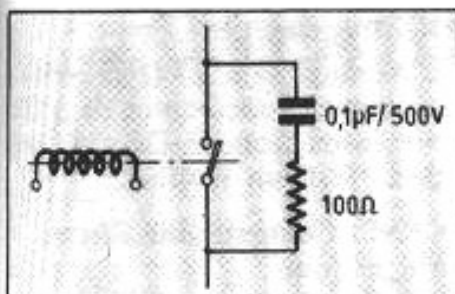


Fig.5 : Dispositif supprimeur de parasites pour coupe-circuit peu onéreux et donnant de bons résultats. On le placera sur l'appareil responsable du phénomène.

— stations de radiodiffusion et de télédiffusion, réémetteurs, etc ;

— stations radar ;

— lignes haute-tension ;

— bombe atomique (cas rare !)

La source perturbatrice la plus courante et la plus redoutée étant le pic de commutation qui accompagne la manœuvre automatique ou manuelle d'un coupe-circuit.

Pour s'en protéger, une manœuvre de bon sens consiste à éviter la présence de tels équipements sur la branche de réseau alimentant le système audio. C'est pourquoi il est toujours préférable de tirer directement une ligne spéciale depuis le compteur pour alimenter sa chaîne hi-fi. Mais si cela ne suffit pas, il reste le recours aux supprimeurs de parasites et autres filtres secteur commercialisés sous différentes marques.

Partant du bon principe qu'il vaut toujours mieux remonter à la source du problème plutôt qu'à ses conséquences, on tentera tout d'abord d'isoler le phénomène et de le traiter isolément.

Par exemple, si le responsable n°1 est le réfrigérateur, essayer le montage de la figure 5 qui consiste à mettre en parallèle sur les contacts du coupe-circuit (thermostat) un condensateur et une résistance en série pour absorber l'énergie produite au moment de la commutation. Généralement, cette intervention, à la fois simple et peu onéreuse, suffira à

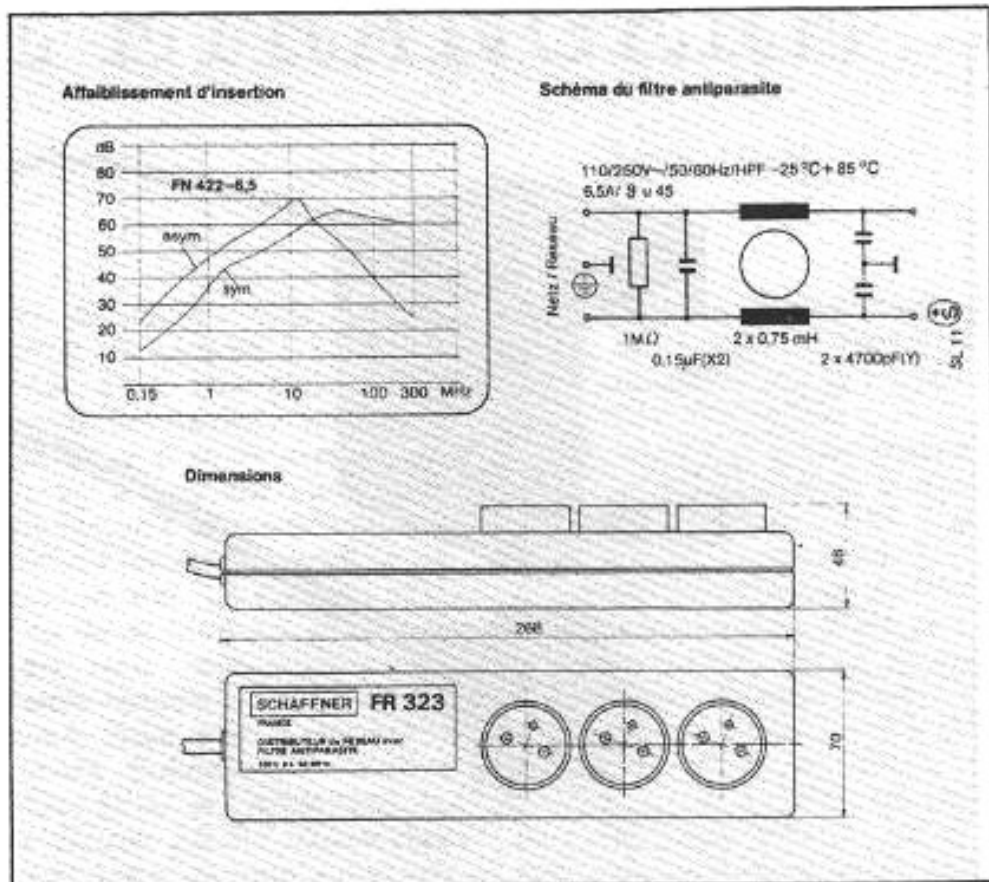


Fig. 6 : Courbes d'affaiblissement, schéma technique et côtes physiques du filtre Schaffner FR 323.

Les courbes d'affaiblissement sont différentes selon que la perturbation est symétrique ou non.

supprimer la cause du problème.

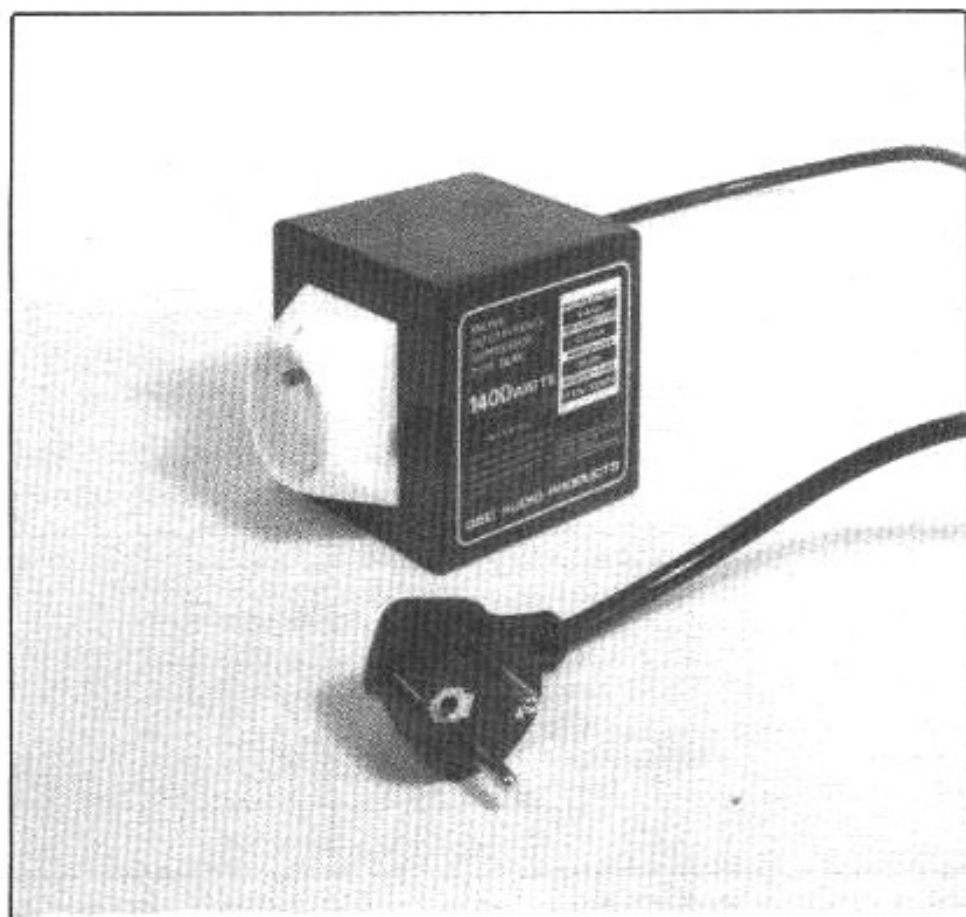
Si celui-ci persiste ou si les causes en sont multiples, on pourra essayer de protéger son équipement hi-fi au moyen d'un ou plusieurs filtres secteur. Il en existe de différentes puissances et complexités et il est difficile de conseiller tel modèle plutôt que tel autre car, la science de l'anti-parasitage n'ayant rien d'une science exacte, il est impératif de procéder par essais et approches successives. Commencer alors avec un équipement simple et compliquer jusqu'à disparition du problème. C'est maigre comme conseil, mais honnêtement, il est difficile d'être affirmatif à cet égard.

Il est très important de disposer d'une bonne terre, les mailons connectés au filtre secteur devant eux aussi de préférence y être reliés. Si une telle liaison est inexistante, la faire soi-même au moyen d'un simple conducteur

relié au châssis de l'appareil à protéger. Prendre garde au « plat de spaghettis » des câbles de liaison secteur pouvant se rendre responsables d'une perte d'efficacité, voire de la ruine totale de l'action du filtre, les parasites se transmettant par simple induction électromagnétique entre le primaire et le secondaire du filtre. Enfin, il est bon de savoir que le filtre assure un rôle de protection dans les deux sens, c'est-à-dire qu'on pourra également l'essayer sur l'appareil polluant s'il y a lieu.

## Quelques filtres secteur du commerce

A titre d'exemple, on trouvera la reproduction de la fiche technique d'un filtre Schaffner référence FR323 d'une puissance maxi de 1200 W, muni de trois prises au secondaire et coûtant environ 500 F prix public (fig. 6). Les courbes sont celles



*Filtre QED MIS 1400 procurant un affaiblissement de 55 dB max entre 15 KHz et 100 MHz.*

d'affaiblissement pour des interférences symétriques ou asymétriques (moins grande efficacité aux HF). L'intervention se situe dans une gamme allant de 150 kHz à 300 MHz avec une atténuation de 70 dB max.

Le filtre Schaffner FR113 comporte une self de terre avec disjoncteur automatique et interrupteur lumineux, fonctionne de 0 à 300 MHz avec une efficacité proche de 80 dB à 10 MHz. Il est donné pour 1500 W max et son prix public est de l'ordre de 1 250 F.

La firme QED commercialise deux modèles de filtres MIS 750 (750 W) et MIS 1400 (1400 W). Ils fonctionnent entre 15 KHz et 100 MHz avec une efficacité de 55 dB.

Egalement chez QED, un supprimeur de parasites pour interrupteur LSS et des bagues en ferrite FR2 autour desquelles on peut enrouler les cordons de liaison si ceux-ci captent la radio.

Acar fabrique des filtres plus spécialement destinés à la protection des équipements de micro-informatique mais qui peuvent sans problème trouver une application en hi-fi. Le modèle A220 est présenté sur une réglette avec coupe-circuit et 5 prises au secondaire (environ 1 200 F prix public).

## Conclusion

Inutile donc de se lamenter ou de faire les pieds au mur si des craquements sinistres se propagent dans les enceintes via la chaîne et le secteur. Il faut d'abord isoler la cause du phénomène et essayer l'un des moyens de protection dont nous avons parlé dans ces lignes. Ne pas hésiter à essayer diverses combinaisons de branchements pour les maillons et le filtre, le silence est à la clé et cela vaut bien un petit effort d'investigation.

## Bibliographie

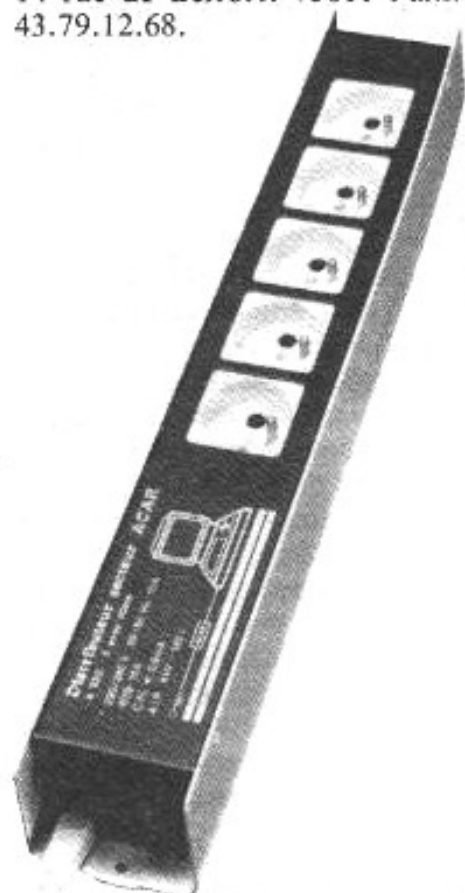
**L'Audiophile n°27 (1ère série)**  
Le secteur, une source de pollution insoupçonnée. Gérard Chrétien - William Walther.

## CEM : Compatibilité Electro Magnétique

Suppression et simulation des parasites : relatives à la protection de l'équipement électronique. Un guide Schaffner duquel sont tirées la plupart des illustrations de cet article. Avec nos remerciements.

## Adresses utiles :

- Schaffner S.A. : 5 rue Michel Carré. 95100 Argenteuil. Tel : 39.47.86.36.
- Audio Contacts (QED) : 26 bis rue de le Nostre. 76000 Rouen. Tel : 35.71.69.09.
- Axon (Acar) : 68 rue Lecourbe. 75015 Paris. Tel : 45.67.60.68.
- La Maison de l'Audiophile : 14 rue de Belfort. 75011 Paris. 43.79.12.68.



*Filtre Acar A220 monté sur réglette de distribution présentant une efficacité minimale de 34 dB dans la gamme 1-30 MHz et prévu pour supporter un courant nominal de 10 A.*

# PRESSE ETRANGERE

Jean Hiraga

**« Monitor Speakers ».**  
**Extrait d'un article**  
**concernant la**  
**réalisation d'une**  
**enceinte de monitoring**  
**par M. Morita.**  
**Seibundo Publishing**  
**Group 1979. Japon.**

## **Enceinte 2 voies** **Mini-Monitor.**

Cet ouvrage n'est pas récent. Il date de 1979 et regroupe, sur quelques 320 pages une trentaine d'articles, la plupart étant des réalisations personnelles d'enceintes dites de monitoring. Pour ce numéro, il a été retenu celle de M. Morita. Son enceinte baptisée Mini-Monitor est une version deux voies de type bass-reflex. M. Morita rappelle que les enceintes de monitoring de peti-

tes dimensions sont généralement des versions 2 voies équipées d'un haut-parleur large bande de diamètre 16 à 25 cm ainsi que d'un tweeter, le tout devant assurer une bonne intelligibilité, une bonne définition de façon à faciliter le travail du preneur de son. La première sélection de M. Morita s'est orientée vers trois haut-parleurs large bande renommés, de rendement plutôt élevé, c'est-à-dire le Mitsubishi Diatone 610, l'Electro-Voice SP-8C et l'Altec 755E. Sur la version décrite ici, le choix s'est porté sur une autre référence connue, le JBL 2115.

Ce haut-parleur est monté en bass-reflex en association avec le célèbre tweeter à chambre de compression 2405. Bien qu'il s'agisse d'une paire d'enceintes de faible encombrement, les haut-parleurs choisis sont des modèles de prix élevé, les tweeters seuls (2405, ancienne version à aimant alnico ou nouvelle ver-

sion 2405H à aimant ferrite) valant entre 4000 et 7000 F la paire selon que l'on se les procure neufs ou d'occasion.

Rappelons que le haut-parleur JBL 2115 est la version professionnelle du célèbre LE-8T. Ces deux modèles se présentent sous des dimensions identiques, mais avec des membranes différentes. Celle du LE-8T est en papier enduit d'un traitement poreux de couleur pierre tandis que celle du 2115 est en papier, de teinte gris sombre. Cette dernière, un peu plus légère que celle du LE-8T assure un rendement de 92 dB/m/W.

Les deux versions de diamètre 20 cm sont équipées d'une bobine mobile de diamètre 51 mm, en fil d'aluminium. Pour ces deux modèles, le constructeur annonçait une bande passante utile comprise entre 40 Hz et 15 kHz et une puissance admissible de 40 W.

Quant au tweeter JBL 2405,

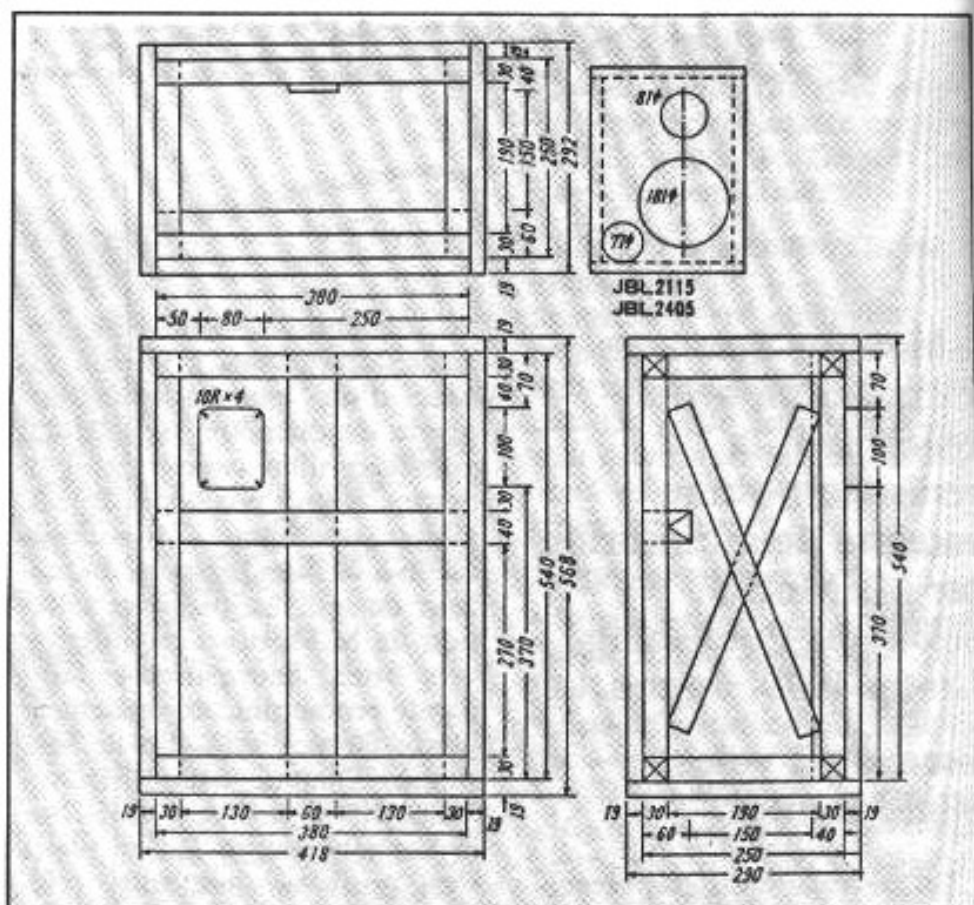
ses caractéristiques sont les suivantes :

- embouchure rectangulaire 18 × 79 mm ;
- impédance 16Ω (8Ω sur le 2405H) ;
- rendement 105 dB/m/W ;
- diamètre bobine mobile 44 mm ;
- induction dans l'entrefer 1,65T (16500 gauss) ;
- fréquence de coupure recommandée 7 kHz.

L'enceinte est réalisée en contreplaqué canadien de qualité marine (collages plus résistants) d'épaisseur 19 mm. On pourra remplacer celui-ci par des parois de Médite de même épaisseur. Les dimensions externes de l'enceinte sont de 418 × 568 × 290 mm. La face avant est percée de 2 trous de diamètre 81 mm et 181 mm pour la fixation des haut-parleurs.

L'évent, situé en bas et à gauche possède un diamètre interne de 77 mm et une longueur de 110 mm.

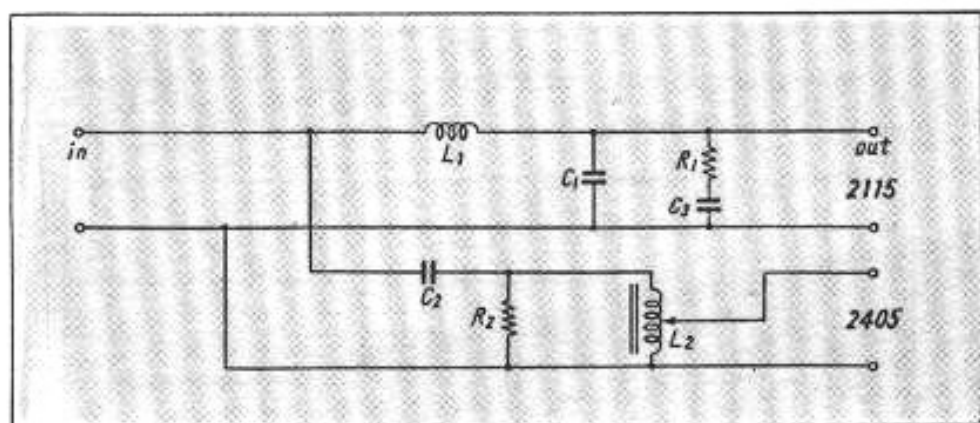
Le filtre passif est de type 12 dB/oct, avec coupure fixée à 7,5 kHz. Un circuit RC série, placé aux bornes de la bobine mobile du 2115 corrige le relevé d'impédance avant la fréquence de coupure. Dans l'aigu, une résistance référencée R<sub>2</sub> (de valeur 17Ω) procure une atténu-



Parois de 19 mm d'épaisseur en Médite ou en contreplaqué qualité marine. Parois vissées et collées. Tasseaux de renforcement de section 30×30 mm. Face avant amovible vissée, avec joint d'étanchéité de 1 mm d'épaisseur. Parois internes recouvertes de laine de roche de 25 mm. Noter que le concepteur n'indique pas la position exacte des perçages sur la face avant.

tion de 13 dB de façon à assurer une égalisation de niveau par rapport à celui assuré par le 2115. A noter que M. Morita n'a pas effectué de correction complémentaire destinée à lisser la

courbe de réponse. Le 2115 (comme le LE-8T) présente un relevé de niveau, en forme de plateau, de valeur moyenne + 5 dB entre 350 et 2,5 kHz. Au dessus apparaissent quelques



- $L_1 = 0,34 \text{ mH}$
- $L_2 = 0,32 \text{ mH}$  à prises médianes
- $C_1 = 1,32 \mu\text{F}$  PMT ou PMC
- $C_2 = 1,5 \mu\text{F}$  PMT ou PMC
- $C_3 = 14,7 \mu\text{F}$
- $R_1 = 8 \Omega / 20 \text{ W}$
- $R_2 = 17 \Omega$  (soit  $-13 \text{ dB}$  d'atténuation)

Schéma du filtre passif 2 voies, avec fréquence de coupure 7,5 kHz, pente d'atténuation 12 dB/octave pour les haut-parleurs JBL 2115 et 2405 (tous deux d'impédance 16  $\Omega$ ). Les valeurs du filtre sont à modifier dans le cas de l'utilisation de versions 8  $\Omega$ .

irrégularités, dont un creux vers 3,2 kHz et une bosse à 5 kHz, le tout produisant une personnalité sonore typée que l'on ne rencontre guère que sur ces deux haut-parleurs. Un lissage éventuel de la zone 350-2500 Hz pourrait être réalisé en remplaçant  $L_1$ , de valeur 0,34 mH par une valeur plus grande (7 mH par exemple, s'il s'agit du 2115 A ou 15 mH pour le 2115 B, leur impédance

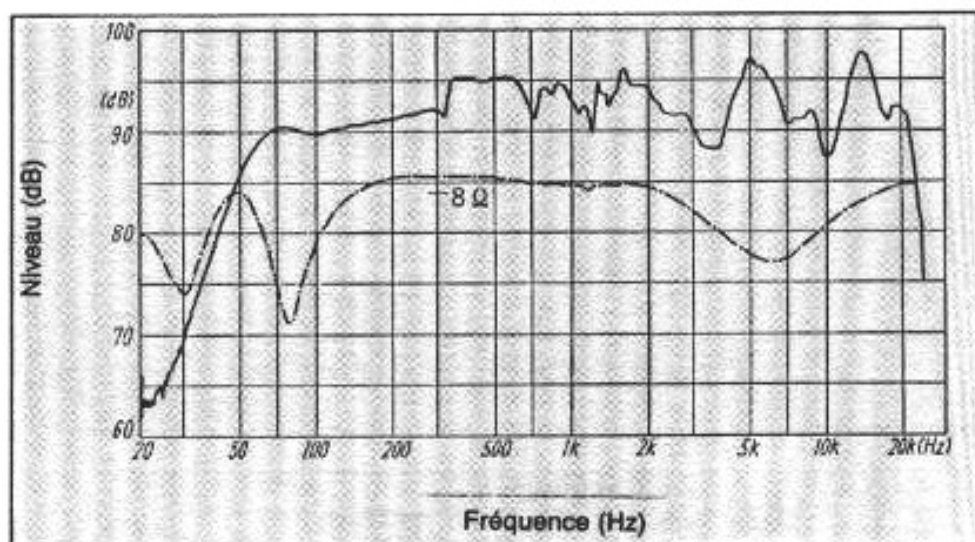
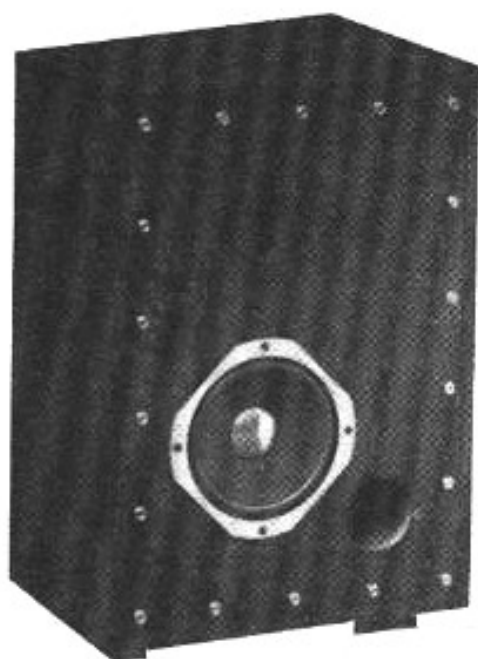
nominale respective étant de 8 et 16  $\Omega$ ) avec en parallèle une résistance réglable (30  $\Omega$ /10 W par exemple) et un condensateur de 3 à 4  $\mu\text{F}$  (polycarbonate ou polypropylène) ces valeurs étant données pour une impédance de 16  $\Omega$ .

La self montée en parallèle aux bornes du tweeter est un modèle à air qui comporte des prises médianes, ce qui procure

des atténuations par bonds de 1 dB. Bien entendu, il est possible de faire usage d'une self classique suivie d'un atténuateur à impédance constante, l'inconvénient étant que les atténuateurs 16  $\Omega$  sont très rares. D'autre part, il est avantageux de ne pas avoir à insérer de résistances en série dans le filtre dans le but d'une compensation des écarts d'efficacité.

Ces "self-atténuateurs" vendues principalement au Japon sont appréciées en raison du gain en définition qu'elles procurent par rapport à la solution classique de l'atténuateur en L à résistances. Le remplacement par une self classique doit être suivi, dans le cas du 2405 (16  $\Omega$ ) d'une résistance série de 12,4  $\Omega$  suivie d'une résistance parallèle de 4,6  $\Omega$ . Les composants du filtre sont bien entendu de très bonne qualité : self à air avec fil émaillé de diamètre 2 mm, condensateurs au polycarbonate ou au polypropylène, câblage en fil de section généreuse, genre Mogami.

Les parois sont vissées et collées, les amateurs équipés pouvant faire usage de feuilures ou de languettes pour l'assemblage des parois. La face avant est vissée sur des tasseaux formant un cadre solidaire du coffret. Un joint souple d'épaisseur 1 mm



*Courbe de réponse niveau/fréquence, dans l'axe, mesurée en chambre sourde, de l'enceinte Mini-Monitor. La courbe d'admittance figure en pointillés. Bien que les deux haut-parleurs soient des références 16 Ω, la valeur moyenne de l'impédance se situe aux alentours de 9 Ω.*

(feuille de caoutchouc) assure l'étanchéité et évite les risques de vibrations parasites. Les parois internes de l'enceinte sont renforcées par endroits (tasseaux de 30 × 30 mm) et recouvertes de laine de roche de 25 mm d'épaisseur.

Le rendement moyen de cette enceinte est de 93 dB/m/W, ce qui est intéressant compte tenu du faible encombrement. La fréquence de coupure basse se situe vers 50 Hz. La réponse en fréquence est très linéaire jusqu'à 350 Hz environ. Au delà, la courbe obtenue est linéaire à

± 3,5 dB près (dans l'axe) jusqu'à 20 kHz.

Cette enceinte doit être positionnée de préférence à 70 cm du sol, sur des pieds rigides. Le niveau du tweeter est à affiner selon les conditions d'écoute.

Sous un volume restreint, soit 45 litres environ, cette enceinte conçue à partir de haut-parleurs de qualité très connus serait, selon son concepteur, conforme à l'appellation « monitoring ». On appréciera la qualité du grave, l'excellente réponse transitoire, le pouvoir d'analyse

poussé et le rendement plutôt élevé. Il ne fallait pas oublier de mentionner que le JBL 2115 doit fonctionner un certain temps avant d'être dans ses conditions optimales. Neuf, il pourra de ce fait paraître un peu « court » dans le grave ou un peu trop présent dans le médium.

Cette réalisation met en valeur deux haut-parleurs de qualité exceptionnelle, deux best-sellers qui ont vu le jour au début de la stéréophonie mais qui figurent encore parmi les meilleurs disponibles actuellement.



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

La  
Création  
musicale

CLASSIQUE

DE LA MUSIQUE DESCRIPTIVE  
AU POÈME SYMPHONIQUE  
OU LA CONFUSION DES SENS

*“Les parfums, les couleurs  
et les sons se répondent”*  
Baudelaire



*On a coutume de considérer qu'il y a deux grands « genres » musicaux fondamentaux. L'un abstrait, où l'œuvre n'a d'autre but qu'elle-même, l'autre concret — figuratif — où la musique « raconte », suggère une image ou une pensée. On classe parfois abusivement la musique abstraite dans la période antérieure au XIX<sup>e</sup> siècle, alors que la musique narrative serait l'apanage du romantisme. Nous verrons que cela mérite réflexion... Aussi tenterons-nous en premier lieu une définition du Poème Symphonique, le genre suggestif par excellence.*

## Qu'est-ce qu'un Poème Symphonique ?

Il est clair que cette forme fait appel à différentes expressions artistiques. La littérature (poème), la musique (symphonique) mais aussi la peinture, la danse, voire l'architecture (La Grande Porte de Kiev de Moussorgski) s'y mêlent harmonieusement. Il s'agit, en fait, d'une peinture musicale organisée autour d'un scénario évolutif, où les sons de l'orchestre traduisent, à eux seuls, les intentions du texte littéraire original. Comme son nom le laisse supposer, le Poème Symphonique a recours au grand orchestre qui, par sa variété de couleurs, par ses possibilités dynamiques, est à même de traduire toutes les péripéties du drame. Cela dit, il convient de préciser que le Poème Symphonique peut être dévolu à un instrument soliste ou à une formation de musique de chambre. Ainsi, les « Tableaux » de Moussorgski ou les deux « Légendes de Saint-François » de Liszt, ou encore la version pianistique de « Petrouchka » de Stravinski... On pourrait également inclure dans le genre certaines pages de Messiaen comme la « Nativité du Seigneur », vaste poème articulé en neuf tableaux, à la manière d'un polyptyque.

### Les composantes du Poème Symphonique

Nous voyons la nécessité que soient réunies deux notions essentielles pour qu'une œuvre musicale réponde à la définition et à l'esprit du Poème Symphonique. Il faut tout d'abord — c'est une évidence — que la musique soit descriptive. Cela suppose que les cellules mélodiques, les timbres, les rythmes, les contrastes dynamiques soient en rapport étroit avec une image, un objet, une idée, que l'on se propose de transposer dans le monde sonore.

Mais cela ne suffit pas à traduire l'esprit du Poème Symphonique, tel qu'on le conçoit au XIX<sup>e</sup> siècle. Il faut que cette « image » ne soit pas statique. Elle suppose une évolution, une transmutation, donc un scénario qui lui permette de progresser dans le temps. C'est là toute la différence entre le « Chant des Oiseaux » de Janequin, peinture immédiate de la Nature printanière et « Mazeppa » de Liszt, où la vie du héros est évo-



*La course folle de Mazeppa, expiant son crime : celui d'avoir aimé la femme d'un magnat. « Mazeppa aux Loups » d'Horace Vernet.*

quée dans toutes ses phases successives. A l'imédiateté de la « peinture » de Janequin s'oppose la médiation de l'œuvre romantique. On pourrait en conclure que, par nécessité — ou par essence — le Poème Symphonique est à l'opposé de la règle des Trois Unités de l'ère classique. « Hernani », « Till Eulenspiegel » ou « Harold » se déroulent sur une longue période de la vie des héros. C'est donc bien une forme propre au siècle romantique.

Toutefois, certains Poèmes Symphoniques font abstraction des éléments dramatiques et s'emploient à philosopher sur quelque idée métaphysique d'où l'espace et le temps sont exclus. Richard Strauss obéit à cette intellectualisation de la forme dans « Mort et Transfiguration » ou « Ainsi parlait Zarathoustra », encore que le Temps ne soit pas totalement exclu... Cependant, la suggestion demeure, mais l'idée de « programme » s'estompe.

Il arrive également que ce programme soit actualisé, non par le scénario évolutif d'un seul mouvement mais par la succession de divers tableaux ou mouvements, totalement séparés les uns des autres. « Schéhérazade » séduit le terrible Sharhiar au long de quatre histoires successives qui, dans leur ensemble, obéissent à l'idée de programme.

Pour ce faire, Rimski-Korsakov use de deux leitmotivs personnalisant les protagonistes, afin de donner à ce vaste poème composé une solide unité. Berlioz ne procède pas autrement dans la « Symphonie Fantastique ». Chez Messiaen, (« La Nativité », les « Corps Glorieux ») le leitmotiv est remplacé par le jeu des modes, des rythmes, des couleurs qui unifient magnifiquement les mouvements successifs. Mais il est certain que nous ne sommes plus, ici, dans le Poème Symphonique stricto sensu.

### « L'esprit et la lettre » ou le langage narratif de la musique

C'est une grande question... En effet, où classer les « Saisons » de Vivaldi, le « Petit Livre d'Orgue » et les Cantates de Bach ? Plus généralement, où situer la production instrumentale — souvent dramatique — de l'ère baroque ?

Personne ne songerait à classer le Choral de Bach « O Mensch, Bewein' dein' Sünde gross » parmi les Poèmes Symphoniques. Et pourtant !... Avant de discuter ce point de vue, voyons les moyens mis en œuvre par les romantiques pour réaliser leurs peintures musicales.

L'instrumentation occupe une place majeure. Il suffit, pour s'en convaincre, de lire le *Traité d'orchestration* de Berlioz !

Le violon et la harpe dessinent les charmes de Schéhérazade, le cor suggère les épaisses forêts que traverse la Moldau, l'orgue, la religiosité dans « Zarathoustra », etc.

Le rythme reprend, au XIX<sup>e</sup> siècle les grands principes des époques précédentes : chevauchée frénétique de Mazeppa, marche obsédante dans les « Steppes de l'Asie Centrale », danse burlesque d'une « Nuit sur le Mont Chauve ».

Mais c'est certainement le leitmotiv qui caractérise le plus sûrement le Poème Symphonique. Il n'est guère de génies romantiques qui n'aient recours à lui. Beethoven l'emploie dans les ouvertures d'« Egmont » et de « Coriolan ». Liszt, bien sûr, dans les « Préludes » mais aussi dans « Tasso », « Orpheus » ; Berlioz dans la « Fantastique » et « Harold », Strauss dans « Don Juan » et « Till ». Le leitmotiv incarne souvent un personnage, voire une idée. Il est dessiné de telle sorte qu'il doit le rappeler au mieux. Il est le fruit d'une sorte de convention abstraite entre l'auteur et l'audi-

teur. Mais, rien de symbolique, de numérique — de viscéral — ne lie la mélodie à son idée génératrice. (Il en allait différemment aux siècles précédents.)

L'harmonie joue également un rôle pictural. Il faut se souvenir qu'au XIX<sup>e</sup> siècle, le majeur et le mineur se partagent les sensations heureuses ou maléfiques. Un agrégat harmonique peut aussi traduire une sensation. Ainsi de l'interrogation de Zarathoustra (do-sol-do) sur l'origine du monde.

On pourrait reprocher à ce langage musico-pictural de n'être pas intrinsèquement en rapport avec la narration et de se contenter de l'évoquer superficiellement.

Bien que n'ayant pas droit au label Poème Symphonique, bon nombre d'œuvres du XVIII<sup>e</sup> siècle sont infiniment plus « descriptives ». Du moins sont-elles plus évocatrices, non seulement dans leur forme ou leur apparence sensible, mais également dans leur essence. Voulons-nous un exemple ? Dans le « Qui sedes » du Credo de la Messe en si de Bach, le hautbois d'amour et la voix d'alto évoluent en un canon rigoureux. Rien de bien étonnant, à première vue, de la part du plus

grand des contrapuntistes ! Mais, le texte dit « Il (Jésus) est assis à la droite du Père ». La voix d'alto (Jésus) contrefait donc en tout point celle du hautbois (le Père), à distance d'une demi-mesure. L'identité entre les deux Personnes est traduite par le monothématisme du canon. Il ne s'agit point ici de narration ou de programme, mais de symbolisme, à la manière des sculpteurs et architectes du Moyen-Age, où le fond et la forme — la décoration et l'architecture — participent au même élan suggestif. Chez Bach, la dynamique des Nombres joue aussi un rôle clé. Le motif musical évoquant Dieu le Père apparaît 21 fois dans la Triple Fugue en mi bémol BWV 552. Or 21 est le produit de 7×3, le nombre de la perfection, celui de la Bible et celui de la Trinité. Cette fugue conclut les 21 Chorals du Dogme qui illustrent les grands thèmes de la foi. Les rythmes ternaire, les trois bémols, à la clé, les trois sujets de la Fugue sont autant d'éléments symboliques qui renforcent l'effet descriptif. Bien des œuvres de Vivaldi, Haendel, Couperin « illustrent » de manière semblable, c'est-à-dire de l'intérieur, même si elles ne se fondent sur aucun texte précis, même si elles ne possèdent pas de titre... Les tonalités, les rythmes, souvent issus des danses, les chromatismes ont un rôle déterminant dans les descriptions musicales — religieuses ou profanes — de ce temps. En fait, les œuvres baroques s'adressent, aussi, au corps et, de ce fait, elles peignent de manière plus quotidienne, plus instinctive. Le Poème Symphonique est davantage abstrait et surtout, intellectuel. Il « peint », par exemple, la solitude de Faust (Berlioz), il « n'est pas » la solitude du Christ au Mont des Oliviers (Saint Matthieu, Bach).

Mais, ne troublons pas davantage les usages et continuons à voir dans le XIX<sup>e</sup> siècle l'âge d'or du poème musical...

## Les formes du Poème Symphonique

Elles ne sont pas définies. L'argument littéraire impose sa forme. « Till », « Mazeppa », « Les Tableaux », « La Danse macabre » obéissent à la structure du texte ou de l'idée. Certains poèmes déguisés, tels l'Ouverture de Coriolan, adoptent tout simplement une forme



*Les paysans viennent au secours du supplicié « Mazeppa » de Th. Chassériau.*

sonate bi-thématique. Certains, tels « L'Apprenti-Sorcier » de Dukas, se réfèrent au scherzo, d'autres « Les Préludes » de Liszt, à la variation. La « Symphonie Fantastique » et « Harold en Italie » sont à la fois des Poèmes Symphoniques articulés et des danses, des rondos, des formes sonate, etc.

### Approche historique

Si l'on se réfère à ce qui a été dit plus haut concernant les siècles précédents, toute musique est plus ou moins descriptive. Jubilation du « Gaudeamus » grégorien de la fête de la Toussaint, mélismes des motets de Machaut, figuralisme de Josquin, *stile rappresentativo* de Monteverdi...

On admet communément que Janequin fut le premier compositeur à avoir imité la Nature. On cite ses grandes chansons descriptives comme « les Cris de Paris », « la Guerre » ou le « Caquet des femmes »... Passereau, Mauduit, Lejeune, puis Lully et Couperin ont largement contribué à l'élaboration du langage figuré. Dans le domaine instrumental, Vivaldi est le grand novateur. Aux Saisons, il faudrait ajouter « la Tempête en mer », « le Soupir », « le Chardonneret » mais aussi une quantité stupéfiante de concertos « sine nomine » qui répondent à un scénario, avoué ou non.

En Allemagne, Johan Kuhnau (le prédécesseur de Bach à Saint-Thomas) a tenté les premiers essais du genre narratif dans sa série de Sonates Bibliques. On pourrait leur rapprocher les célèbres Sonates sur les Mystères du Rosaire de Biber.

Beethoven, outre ses Ouvertures, a largement recouru à l'image dans la Symphonie Pastorale. Qui n'a à l'esprit les visions agrestes de la tendre « scène au bord du ruisseau » ?

Arrive ensuite le XIX<sup>e</sup> siècle avec son musée d'images symphoniques, dont Berlioz et Liszt sont, avec les musiciens russes du Groupe des Cinq, les grands propagateurs.

Dans son ouverture du « Vaisseau Fantôme », Wagner ne fera rien d'autre que de peindre, de manière cursive, les principales étapes de son drame lyrique. De Wagner à Strauss, de Saint-Saëns à Honegger, de Sibelius à Prokofiev, le Poème Symphonique n'a cessé d'inspirer les compo-

siteurs dont la palette sonore était avide de sensations, d'effusions, de couleurs. Rien d'étonnant à ce que des maîtres plus abstraits — plus classiques — comme Bartók ou Ravel, l'aient sagement évité !

Il ne serait pas insensé de considérer les ballets de Stravinski comme des œuvres à programme, apparentées au Poème Symphonique.

Le cas Debussy est plus complexe. « La Mer » n'est pas une page descriptive. Foncièrement impressionniste, elle se borne à sussurer quelques sensations qui rappellent la fluidité de l'Océan. D'ailleurs l'auteur de « Pelléas » ne croyait pas au pouvoir d'évocation de la musique.

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# POINT DE VUE

## Tubes et musicalité

**A**

*près un rappel des paramètres de qualité à prendre en considération dans une confrontation Transistors-Tubes, la première partie de cet article a montré quelques différences de comportement en fréquence et en phase :*

- risque de distorsion de phase différentielle dans le cas de transistors à fréquence de coupure trop basse et avec des transformateurs de sortie mal réalisés pour les tubes,*
- plus grande largeur de bande en théorie avec les transistors, mais d'excellents résultats avec des tubes associés à des transformateurs de sortie bien conçus, comme en témoignent les résultats consignés en figure 1 (laquelle montre bien l'influence du transformateur sur la partie haute du spectre) ;*
- meilleure protection contre les produits d'intermodulation dans la formule à tubes, grâce à un filtrage, aussi bien en entrée qu'en sortie.*

### Course à la linéarité

La grande bataille technologique des années 50 s'est déroulée autour du concept de ZERO DISTORSION par une double approche :

— application de forts taux de contre-réaction appliqués à l'ensemble du montage, avec

comme bénéfice attendu diminution des distorsions de toute nature (cf. encadré n°1).

— appairage soigneusement étudié de l'ensemble tubes de puissance-transformateur de sortie.

Aujourd'hui, les concepteurs en sont revenus à une application plus raisonnable de la contre-

réaction (10 à 15 dB au lieu de 20 à 30 dB), pour une stabilité inconditionnelle quelle que soit la charge.

Dans le cas des transistors, les limitations en fréquence étant moins grandes, on continue à appliquer des taux importants, nécessairement en vue de masquer les imperfections d'équili-

brage ; il est en effet toujours difficile sauf en recourant à des tris draconiens, d'appairer correctement en gain et en linéarité de fréquence des semi-conducteurs physiquement disparates (NPN/PNP).

La sensibilité du transistor à la température est un autre argument en faveur d'un taux de régulation élevé, alors que pour le tube la question ne se pose pratiquement pas (la cathode d'un tube fonctionne aux alentours de 800°C).

Ainsi, des taux de contre-réaction d'inégale importance selon que le réalisateur adopte tubes ou transistors doivent logiquement nous conduire à s'interroger à la fois sur le niveau de distorsion et sur son évolution en fonction de la puissance, avec :

— pour les *tubes* : influence du transformateur de sortie (distorsion aux fréquences basses par effet d'hystérésis),

— pour les *transistors* : distorsion aux bas niveaux et écrêtage brutal au delà de l'excursion nominale du signal d'entrée,

— pour les deux technologies : sensibilité au taux de contre-réaction appliqué (cf. encadré n°2).

D'où l'intérêt de la figure 2 qui montre le comportement d'un échantillon de 15 amplificateurs récents (en réalité 2 modèles ne figurent pas dans l'épure parce que dotés de taux de distorsion inférieurs à 0,01% à toutes puissances).

L'examen de cette figure amène à faire les constatations suivantes :

1. L'évolution générale révèle une *typologie de comportement différente selon qu'il s'agit de réalisations à tubes ou à transistors, avec décroissance de la distorsion en fonction de la puissance majoritairement pour les transistors — c'est l'inverse pour les tubes.*

2. *La dispersion est plus grande aux bas niveaux pour les transistors (la distorsion de croisement*

## Amplificateur de puissance et contre-réaction

Le gain d'un montage amplificateur n'est jamais constant dans une très large plage de fréquence : capacités de liaisons, capacités parasites comme inductances de fuite ainsi qu'une inductance primaire du transformateur de sortie trop faible sont là pour transformer un amplificateur en filtre passe-bande.

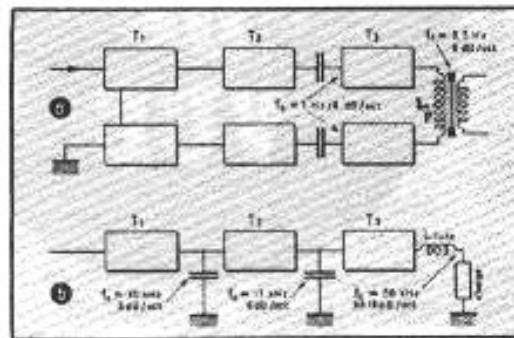


Schéma équivalent de l'amplificateur pour étude de la stabilité ; a) fréquences basses, b) fréquences élevées.

$L_p$  représente l'inductance primaire du transformateur de sortie.

$T$  représente les différents étages.

$F_c$  désigne une fréquence de coupure.

D'où la nécessité d'englober tout le montage dans une boucle d'asservissement en tension qui a pour propriété essentielle de réduire la sensibilité à des variations de toute nature : température, tension d'alimentation, gain/fréquence, etc., avec :

$$\frac{\Delta G'}{G'} = \frac{\Delta G}{G} \times \frac{1}{1 + kG}$$

$G'$  désigne le gain avec CR

$G$  désigne le gain sans CR

$k$  est le taux de contre-réaction

Le terme  $1 + kG$  peut s'exprimer en décibels. Il peut se matérialiser dans différentes boucles d'asservissement comme indiqué ci-dessous :

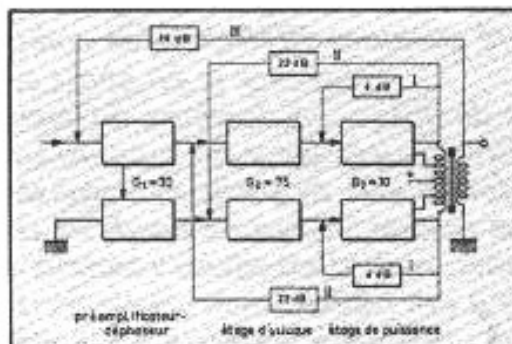


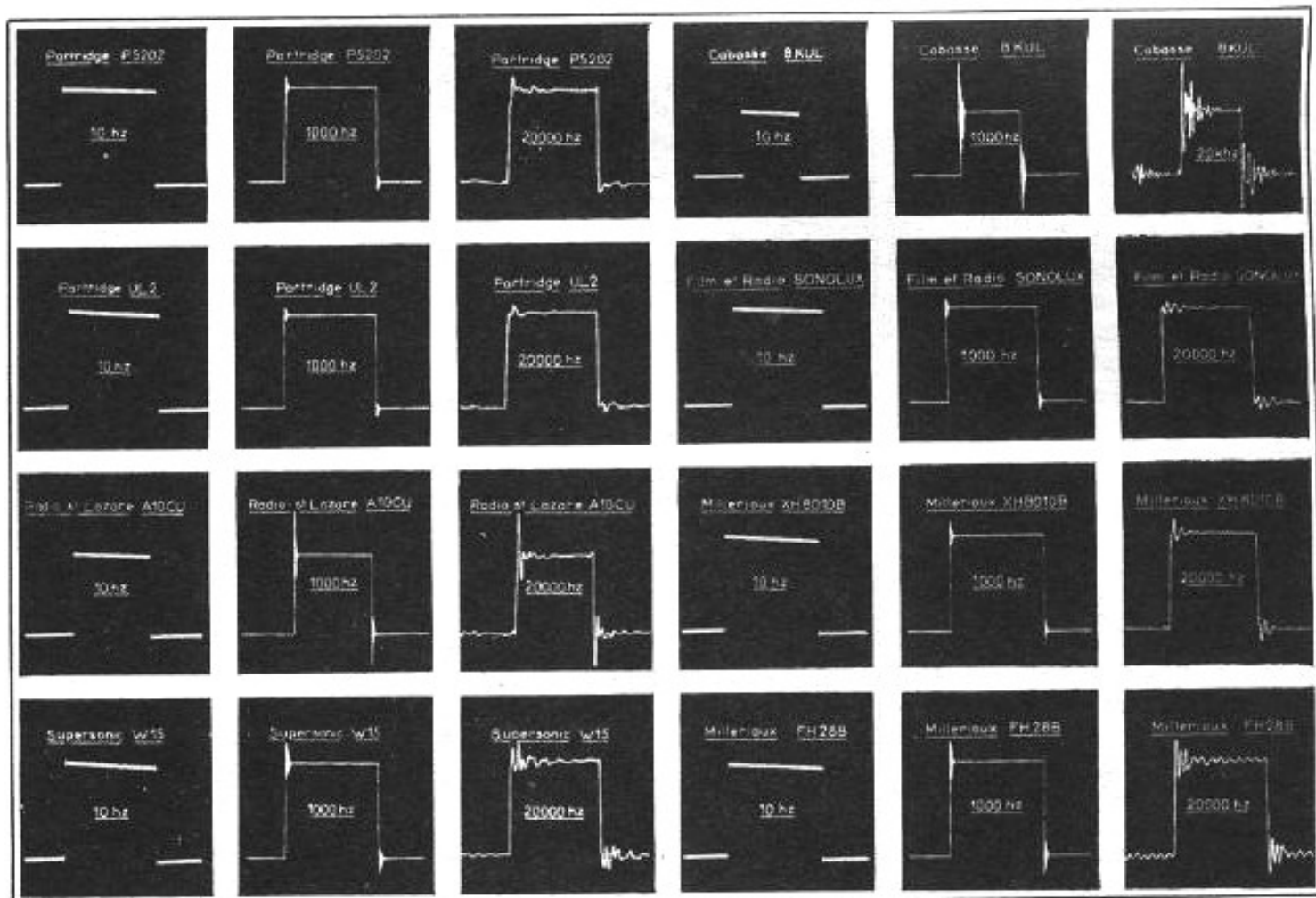
Schéma de principe d'amplificateur soumis à différentes boucles de CR.

## Contre-réaction et instabilité

La formule de réduction des distorsions et bruits mentionnée dans l'encadré n°1 est toute théorique, car elle suppose que le terme  $1 + kG$  est toujours positif et supérieur à 1.

En pratique, le déphasage sortie/entrée des étages amplificateurs, ainsi que la réduction de gain liée aux éléments parasites, font que la réaction négative peut se transformer en réaction positive, laquelle peut être à l'origine de produits harmoniques et d'intermodulations bien plus conséquents que ceux engendrés par le seul amplificateur.

Le risque d'amorçage est aggravé lorsque la charge est réactive (comportement en fréquence similaire à une inductance ou à une capacité). Tel est le cas de certains filtres d'aiguillage et des hauts-parleurs électroacoustiques. Il faut en déduire que le couplage amplificateur-haut-parleurs n'est pas neutre vis-à-vis des performances de l'amplificateur associé aux enceintes acoustiques.



Oscillogrammes de signaux carrés à 10 Hz, 1000 Hz et 20 000 Hz.

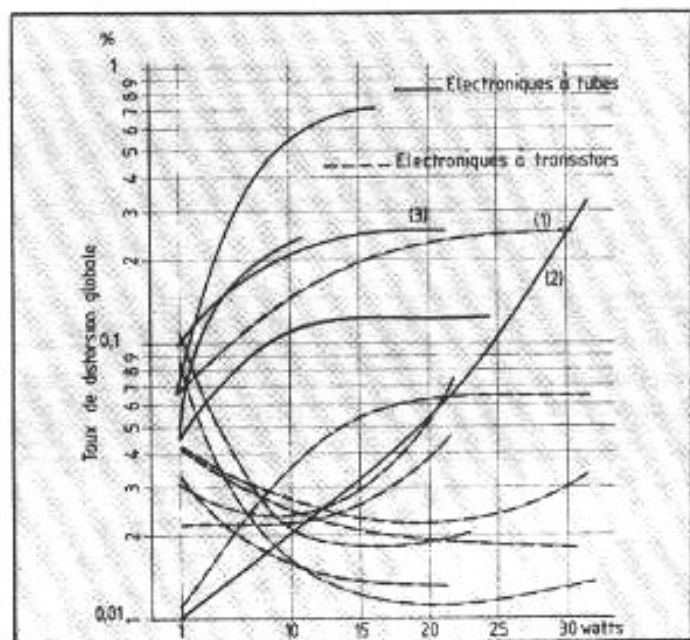


Fig. 2 : Caractéristiques de distorsion globale à 1 KHz pour amplificateurs de fabrication récente (sauf 2)(d'après résultats de bancs d'essais de la Nouvelle Revue du Son).

- (1) Technologie hybride tubes-transistors à faible taux de contre-réaction.
- (2) Montage ultralinéaire (réalisation de l'auteur, 1958).
- (3) Technologie hybride transistors-tubes.

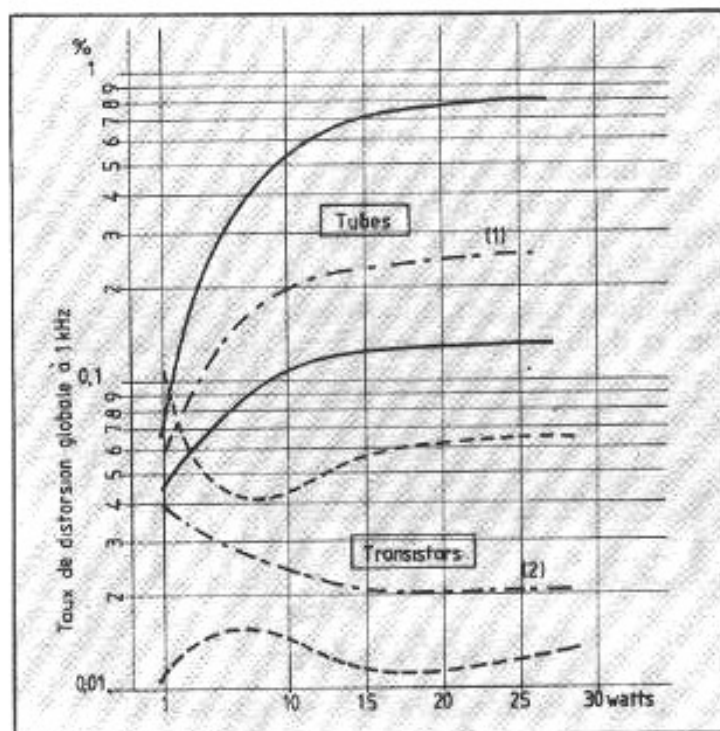


Fig. 3 : Typologie et dispersion des caractéristiques de distorsion en fonction de la puissance pour une production récente d'électroniques hi-fi. (1) et (2) sont des courbes représentatives d'une moyenne. Nota : le cas (1) de la figure 1 n'a pas été pris en compte.

en classe AB y est évidemment pour quelque chose).

3. Les tubes "fabriquent" relativement plus de distorsion.

Le point 1 est mieux mis en lumière par la figure 3 qui montre l'existence de 2 familles de courbes.

L'évolution progressive du taux de distorsion avec la formule à tubes est bien corroborée par la figure 4 montrant à la fois l'incidence du niveau de l'impédance de charge et de la fréquence.

L'influence de la qualité du transformateur de sortie apparaît sur la figure 5 qui révèle une notable dispersion à la fréquence de 30 Hz, là où la qualité des tôles est primordiale, mais cette dispersion n'affecte que la zone de puissance proche du maximum alors que la dispersion constatée pour la formule à transistors affecte les bas niveaux.

C'est là certainement un motif de satisfaction sur le niveau de garantie qu'offre la technologie à tubes :

- quant à la dispersion des caractéristiques dans une fabrication donnée,
- quant à la tenue dans le temps et en fonction des conditions thermiques de fonctionnement.

Mais la vraie question touchant à la musicalité n'est-elle pas liée au contenu même de la distorsion en termes d'harmoniques et d'intermodulations ?

C'est ce que montrera la 3<sup>e</sup> partie.

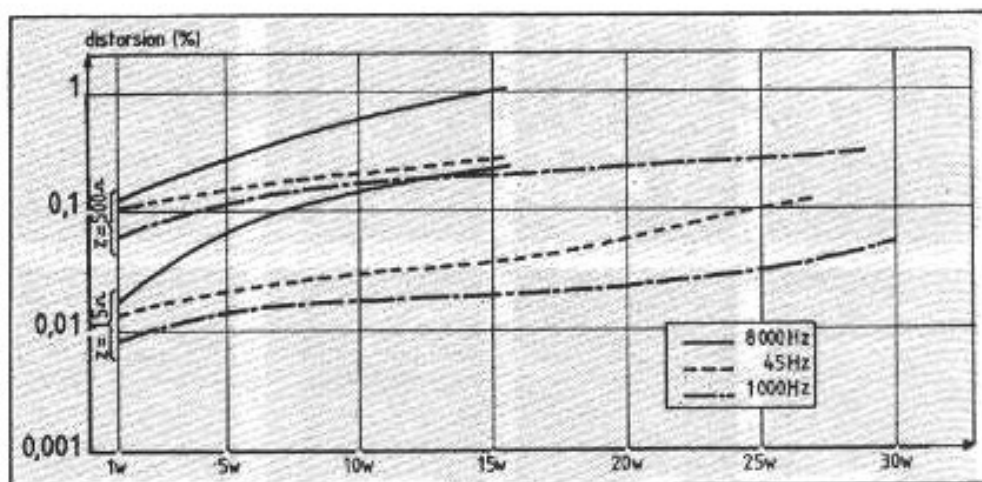


Fig. 4 : Caractéristiques d'une électronique à tubes (1963) (on notera l'augmentation progressive avec la puissance).

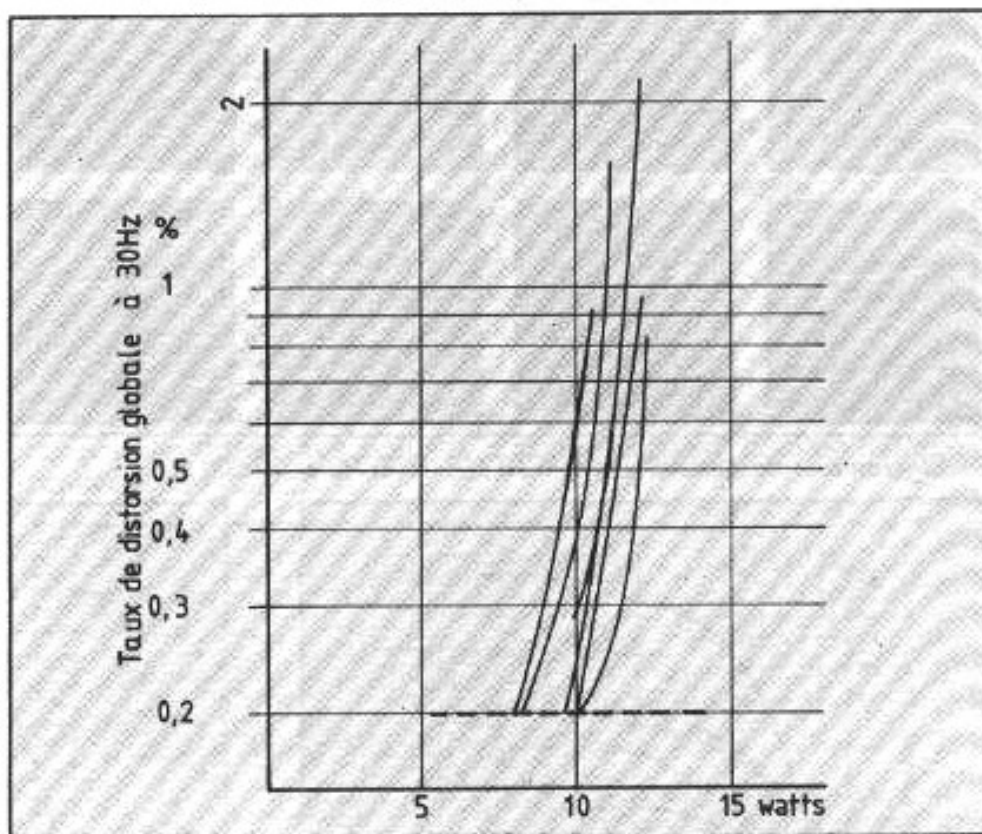


Fig. 5 : Influence du transformateur de sortie sur une électronique à tubes (version 10 W. 1958) (la distorsion propre du générateur est ici de 0,2 %).