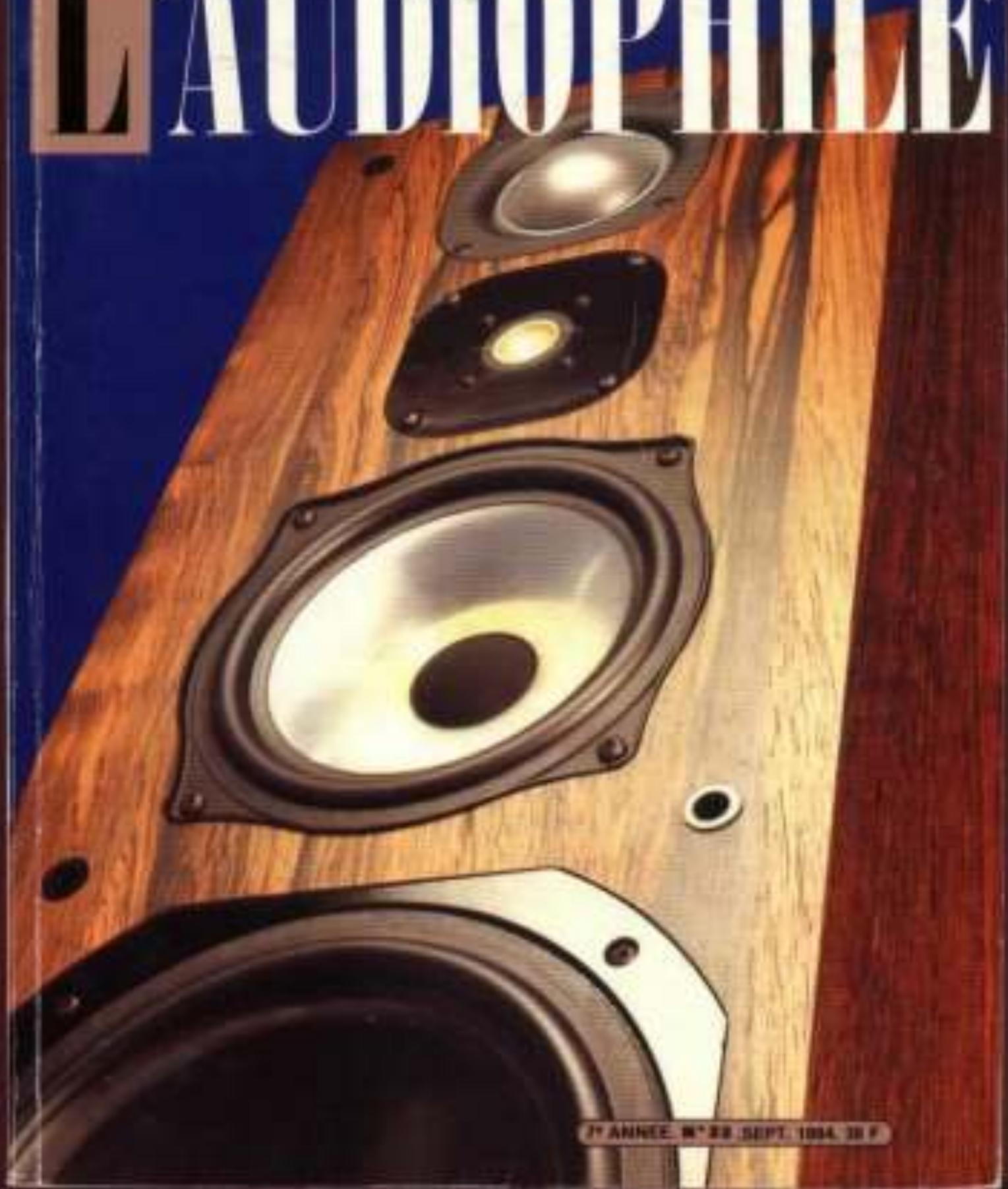


# L'AUDIOPHILE



7<sup>e</sup> ANNÉE - N° 23 - SEPT. 1984 - 30 F

**Page non  
disponible**

# L'amplificateur Kanéda

## (suite)

### L'aspect subjectif

Jean Hiraga

*Si l'on pouvait définir la musique comme une sorte de décoration artistique du silence, la haute-fidélité, elle, pourrait être définie comme un voyage dans le passé, dans lequel il ne manquerait plus que l'image et la matière pour reconstituer la réalité sonore d'origine. Depuis ses origines, la haute-fidélité a toujours buté sur deux problèmes. Le premier concerne la partie technique, électroacoustique, le second concernant le jugement final, qui dépend des performances objectives, vérifiables et mesurables, mais aussi de nous-mêmes. En effet, la véritable haute-fidélité ne devrait dépendre ni de la mode, passagère ou non, ni de nos goûts ou de nos affinités personnelles. Il n'existe qu'une seule réalité sonore, la haute-fidélité devant être sa réplique parfaite, le degré d'appréciation personnel de cette réalité ne pouvant altérer ni le jugement, ni la cote à donner à ce degré de fidélité, surtout lorsque celui-ci atteint le maximum.*

Dans la réalité, il en est bien autrement. Nos oreilles, sont, certes, le juge final, le problème étant qu'elles peuvent se trouver dans une situation de désaccord les unes avec les autres. Tout se passe comme si nous devions être les juges vis-à-vis d'une performance non pas technique ou électro-acoustique, mais également *artistique*, ce qui serait un non-sens.

Sans ce paradoxe, et en faisant abstraction des influences indirectes telles que la publicité, le

prix, l'esthétique, le goût personnel, notre choix devrait se porter sur le *même type de maillon*, la même table de lecture, le même amplificateur, le même haut-parleur, bref vers des maillons qui, dans l'absolu, procure les résultats *les plus proches de la réalité sonore*. Dans la réalité, là aussi, «rien ne vas plus», l'important étant de souligner que, vis-à-vis d'une *même performance électro-acoustique* les jugements peuvent varier dans des proportions *non négligeables*

d'un auditeur à un autre. Au cours des Jeux Olympiques, la cote à donner à une performance de saut en hauteur, de marathon ou de natation ne pose pas trop de problèmes du côté du jury, la mesure du temps étant un argument décisif. Si l'on passe par contre à une performance technico-artistique, comme le plongeon, la danse sur glace, le jugement devient plus délicat : la moyenne des cotes varie entre la matinée et la soirée (les cotes en soirée ayant la curieuse tendance

à être plus élevées que celles du matin) ; la cote peut varier sensiblement d'un membre à un autre, la méthode consistant à supprimer les extrêmes et à faire la moyenne du reste. D'autre part, la difficulté du jugement provient du fait que chaque membre du jury doit donner son appréciation non pas sur un « cliché » fixe, telle qu'une photographie, tel que le temps indiqué sur un chronomètre, mais plus exactement à partir de la succession de plusieurs centaines, voire même de plusieurs milliers de clichés reconstituant une performance technico-artistique de quelques minutes. La difficulté résidant dans l'analyse de l'ensemble et dans celle des « détails », lesquels ne représentent parfois que des successions de fractions de seconde. Si, pour un triple saut périlleux avec rotation du corps sur lui-même, l'analyse d'un film au ralenti permette de mieux analyser en dix ou quinze secondes un « cliché » qui n'a duré qu'une seconde, l'analyse précise d'un phénomène électro-acoustique par nos oreilles ne pourrait être possible à l'aide du même ralenti. De plus, l'écoute se partage entre l'analyse attentive des sons, des phénomènes acoustiques mais aussi, à partir de la combinaison artistique de ces sons. Du même coup, l'analyse, le jugement prennent pour base non seulement la *raison* mais aussi le *sentiment*, toute *altération* dans la combinaison artistique des sons reproduits altérant de façon *non homogène* l'avis de chaque auditeur. Ce qui est paradoxal, un amplificateur ne devant être considéré ni comme un « artiste » jouant un morceau de musique, ni comme un « cerveau » interprétant la musique à sa façon. Il ne s'agit que d'un appareil électro-acoustique qui reproduit les sons selon un certain « style », la décomposition de ce « style » n'étant en fait que l'assemblage de nombreux para-

mètres réunis, de qualités et de défauts formant une sorte de « clé sonore », clé dont la dentelure pourra correspondre bien, assez bien ou très mal avec celle de l'auditeur, avec le goût et le jugement portés par celui-ci.

S'il s'agit d'une incapacité technique, telle qu'une fausse note pour un artiste, un grave tronqué pour une enceinte acoustique, le jugement est objectif, basé sur la raison, sur un phénomène perçu indiscutable. L'écoute d'un maillon tel qu'un amplificateur permet, grâce à l'expérience et à la loi d'entropie de classer les appareils en termes de linéarité subjective, de taux de distorsion subjective, de dynamique, d'effet de profondeur ou de largeur stéréophonique, ainsi que sur de nombreux phénomènes facilement perceptibles. A partir d'un certain niveau de qualité, les choses se compliquent. Il serait trop facile, comme le conseillent certains constructeurs d'outre-Manche, de conseiller aux utilisateurs « de se laisser transporter par la musique », sans chercher à comprendre pourquoi, en détournant leur attention vers un style d'écoute beaucoup plus émotif que critique. Un spectateur, un auditeur ont parfaitement le droit de rester « béats » devant le talent extraordinaire d'un artiste, de l'applaudir sans fin sans se poser de question. N'oublions pas cependant, que le rôle du critique, du jury est de rester sensible à cet aspect émotif, de pardonner une faute technique à condition d'être en mesure d'expliquer clairement pourquoi tel artiste, tel amplificateur mérite d'être classé en troisième et non en cinquième position, pourquoi un autre amplificateur, de supériorité pourtant écrasante sur le plan des mesures ne doit être classé qu'en septième position. A un échelon de qualité encore supérieur les avis pourront être partagés vis-à-vis du même

artiste. En « très haute fidélité », ceux-ci devraient pourtant se regrouper, ce qui n'est pas toujours le cas. Ce qui est donc très grave, car cela signifie du même coup que nous sommes incapables de reconnaître à l'unanimité ce qui est le plus proche de la réalité sonore. Citons à ce propos l'anecdote concernant Zeiss et Leica, optiques et appareils photos copiés par les japonais, améliorés puis perfectionnés jusqu'au jour où des paramètres de définition en lignes par millimètre, de distorsion géométrique sur les bords de l'image prouvent la supériorité des optiques japonaises par rapport aux optiques Zeiss, pourtant très prisées des photographes japonais. Situation tout à fait similaire aux débats propos du haut de gamme : on parlait « d'image plate » (Nikon), de « flou artistique » (Zeiss), de « meilleur rendu des tons dégradés » (Zeiss), d'image plus « piquée » (Nikon), de « léger voile » (Nikon), de meilleur rendu « artistique » (Zeiss), etc... que de divergences technico-subjectives tout à fait similaires à celles qu'on peut rencontrer en haute fidélité.

D'où l'importance qu'il faut attacher à ce sujet. Le progrès vers une haute fidélité de plus en plus poussée ne dépend pas que des mesures, des choses matérielles mais aussi de notre esprit, de la valeur réelle de notre jugement. Sans cet obstacle, le haut de gamme international permettrait de reproduire les sons avec la même acuité, le même degré de réalisme, les sons et les timbres musicaux seraient les mêmes et « l'émotion » qui s'en dégagerait aussi. Dans l'avenir, le progrès consistera donc à améliorer les techniques de l'électro-acoustique mais aussi nos méthodes de jugement. Une trop grande confiance accordée aux mesures conduit aux erreurs et même aux « horreurs » de certains produits qui, tout en se vantant appartenir à la « technologie de

l'an 2000» oublie totalement la musique et notre jugement auditif. D'autres «tournent en rond» tandis que certains autres s'aperçoivent que quelques maillons conçus en 1960 sont indiscutablement supérieurs à d'autres conçus en 1984. L'apport de nouvelles technologies encore mal connues ou susceptibles d'être améliorées dans le futur représentent un certain danger, notamment lorsque sur certains critères celles-ci semblent très performantes, plus «modernes» ou mieux adaptées à une fabrication en série. Le transistor, le circuit imprimé, les fibres de carbone, le «nid d'abeille», le bore pourraient figurer parmi ces «dangers». Cependant, tout en reconnaissant la valeur de certains maillons conçus il y a plusieurs dizaines d'années, il convient aussi de ne pas se transformer en «passéiste» convaincu, de savoir vivre avec son temps, avec les normes actuelles, avec les composants et maillons disponibles aujourd'hui.

Pour l'amplificateur Kanéda classe A 50 W + 50 W, cette entrée en matière a été jugée indispensable. Elle permettra sans doute de mieux comprendre le mécanisme de l'écoute qualitative, les risques d'erreurs que chacun d'entre nous peut rencontrer.

L'écoute comparative doit commencer sans «a priori», sans conclusion hâtive ou trop vague. Ici, le «je n'aime pas cet amplificateur, il n'est pas bon» devrait être une conclusion découlant de la balance de deux longues colonnes, le positif et le négatif. Encore faut-il savoir que chacun des tests doit concerner des faits indiscutables, excluant donc toute considération de goût personnel ou de préférence.

### L'équilibre tonal

Equilibre tonal (ou balance tonale) est un critère important dans tout maillon. Cet équilibre, plat, montant ou descendant

peut provenir d'une courbe de réponse subjectivement plate ou non, d'une bande passante large ou étroite. La fameuse loi des 400 000, bien qu'empirique donne une perte subjective de 0 % pour une bande passante comprise entre 20 et 20 000 Hz, à condition, bien sûr, que celle-ci donne l'impression de l'être sur le plan subjectif et non seulement du côté mesures. Bien entendu, une certaine marge d'erreur peut être induite par effet de compensation de linéarité subjective entre maillons. Cet équilibre de même que la largeur de bande subjective influencent la nature des timbres musicaux. A ce titre, il est important d'apprendre à dissocier certains défauts d'autres défauts, un appareil pouvant être qualitativement meilleur qu'un autre, mais sur une largeur de bande subjective plus étroite. Ce qui pourrait être le cas d'un petit haut-parleur solo ne reproduisant que la bande 120-8 000 Hz qui pourrait s'avérer être supérieur, sur le plan qualitatif, à un système quadri-amplifié reproduisant la bande 35-18 000 Hz. Quantité, étendue et contenu ne devant pas être confondus. Assez généralement, on attribue aux appareils à tubes une balance tonale légèrement descendante, alors qu'assez généralement aussi les appareils transistorisés ont une balance tonale plutôt «montante», favorisant les fréquences élevées. Toutefois, les progrès dans ces deux technologies peuvent démentir des constatations de ce genre. Il existe effectivement plusieurs cas typiques les confirmant.

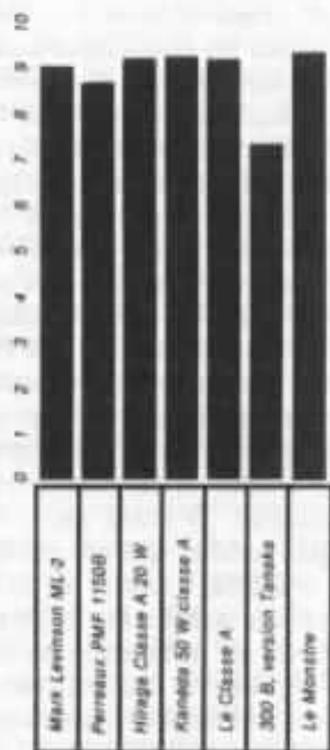
L'amplificateur Mark Levinson ML-2, par exemple, présente un équilibre légèrement descendant, de même que le «Prépré» dans (sa version commerciale), que le Perreaux 1150B ou que le préamplificateur Accuphase E 303X. Le Kanéda 50 W + 50 W classe A possède lui aussi ce caractère «descendant», faible-

ment mais régulièrement. Ajoutons que, même si cette constatation est relative, les écarts restent les mêmes, les considérer comme étant «plats» revenant à dire que ce qui était «plat» devient cette fois légèrement «ascendant». Ce caractère favorise la reproduction des sons graves et bas-médium. La zone 200-500 Hz étant quantitativement très riche en informations, il en résulte un côté «chaud» (en général), favorisant l'impression d'espace, l'effet acoustique du local dans lequel a été effectué l'enregistrement, l'effet d'ambiance et de profondeur. D'autre part, il ne faut pas oublier que cet équilibre peut s'altérer selon le niveau sonore, qu'il soit transitoire (fortissimo d'un orchestre) ou constant (écoute à faible, moyen, haut ou très haut niveau sonore). Constatation que l'on peut faire souvent sur les enceintes acoustiques. Sur ce point le Mark Levinson ML-2, le Kanéda sont très proches.

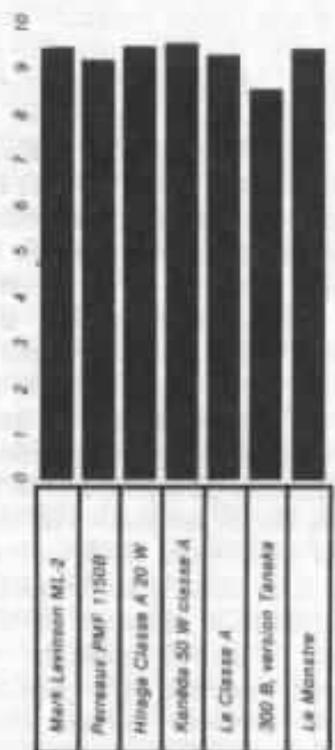
### La dynamique

La capacité dynamique, très importante, doit faire intervenir la notion de linéarité, de répartition de la dynamique dans la bande reproduite et selon le niveau sonore moyen. Ce paramètre peut donc avoir un certain rapport avec celui des variations d'équilibre tonal, transitoire ou continu remarqué lors d'écoutes à différents niveaux sonores. Sur ce point, le Mark Levinson ML-2 est exceptionnel. Il s'avère nettement supérieur au Kanéda, de même que l'Audio Research D-76C, que le Mac Intosh MC 2500, que l'Accuphase M-100. Cette constatation donne au Kanéda un caractère réservé, «introverti», qui est cependant compensé par une caractéristique dynamique remarquablement égale sur toute l'étendue du spectre et ceci quel que soit le niveau d'écoute.

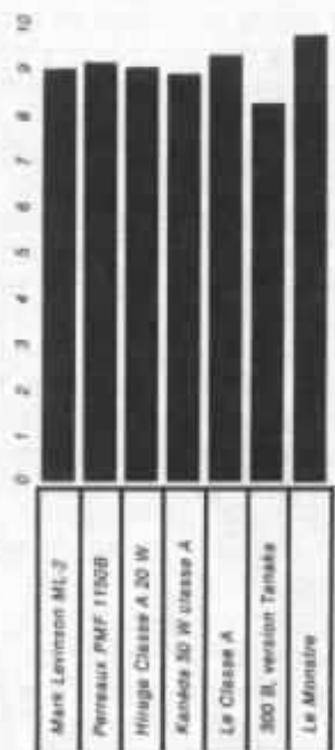
Toutefois, il est à remarquer que certains amplificateurs, tout



Largeur de bande



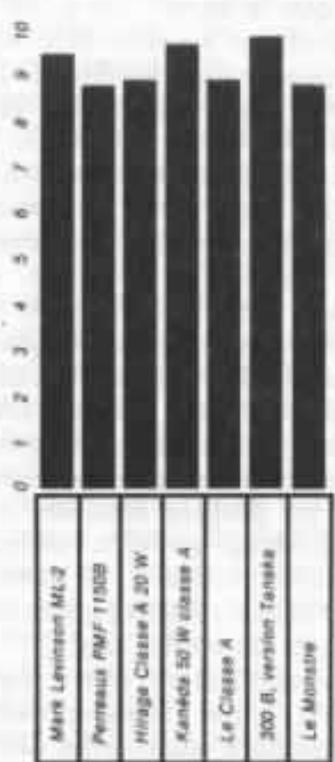
Equilibre tonal



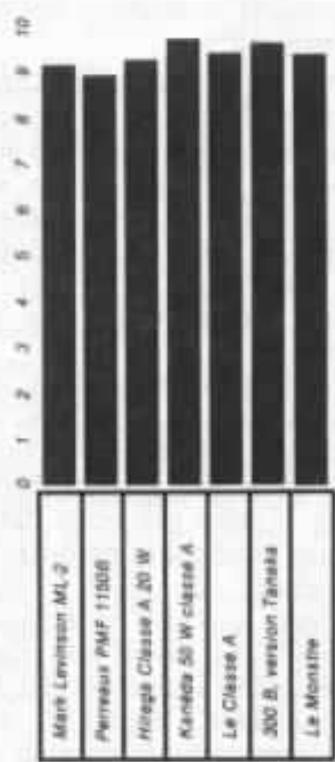
Absence de distorsion



Réponse transitoire

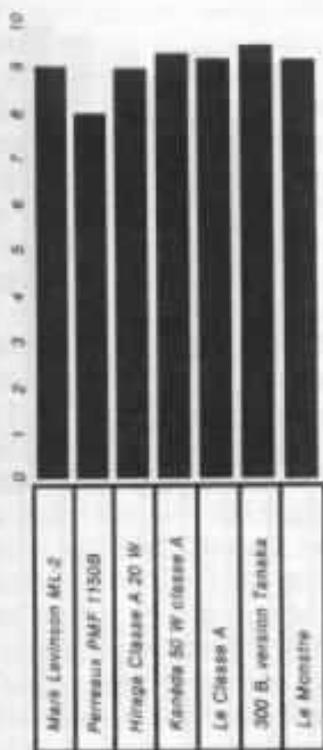


Profondeur, plans sonores

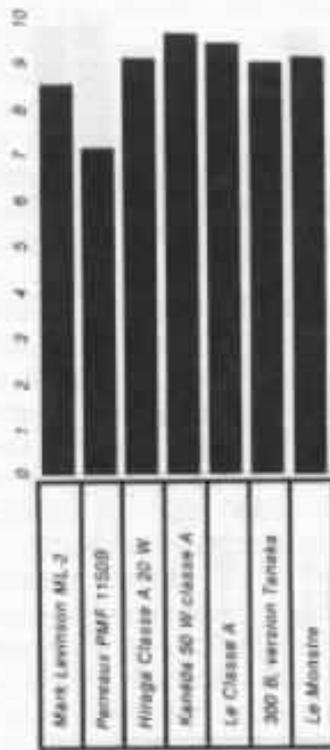


Fidélité des timbres

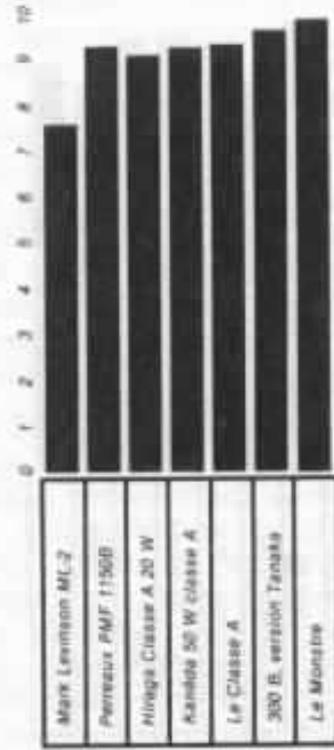
Cotes subjectives pour les paramètres de largeur de bande, d'équilibre tonal, d'absence de distorsion, de réponse transitoire, de profondeur et de fidélité des timbres. Attention, il ne s'agit que d'avis personnels de l'auteur de l'article.



Linéarité dynamique



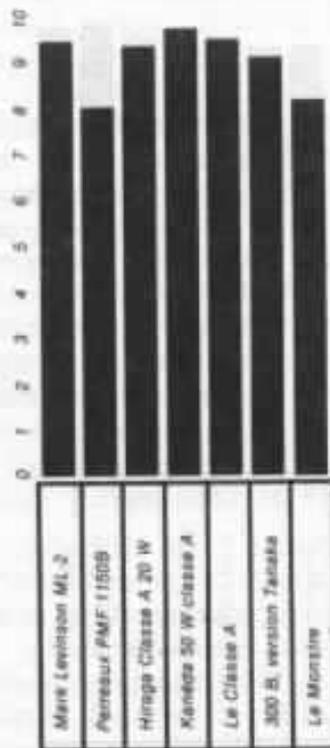
Pouvoir de localisation



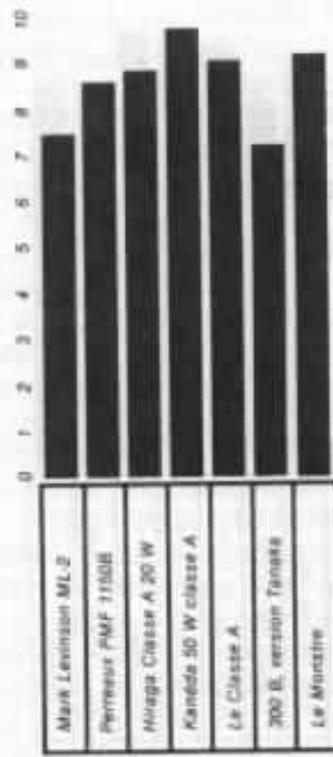
Transparence sonore



Rapport puissance subjective/  
puissance mesurée

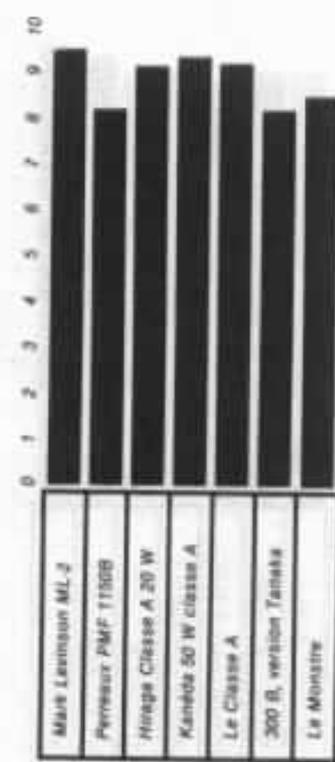


Degré de stabilité des sons

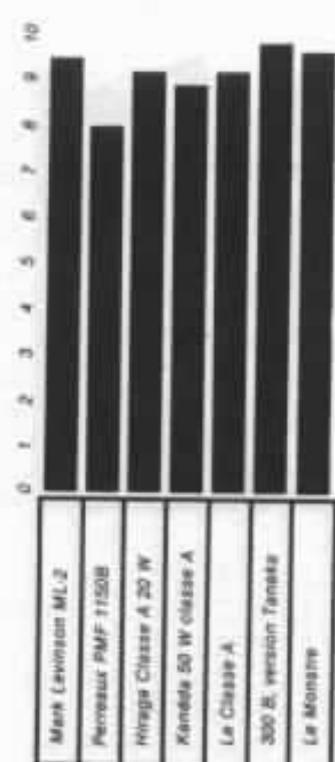


Absence de coloration

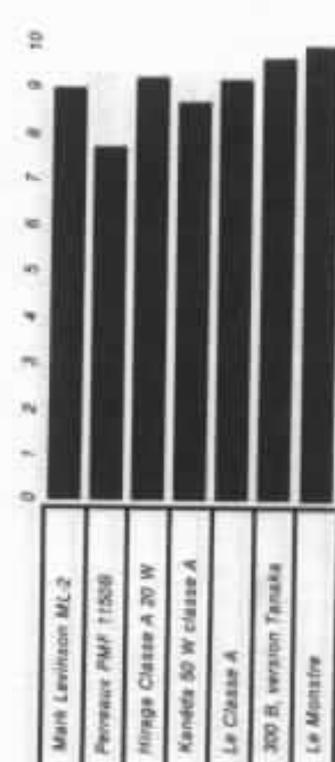
Cotes subjectives attribuées par l'auteur pour les paramètres de linéarité dynamique, de pouvoir de localisation, de transparence sonore, de rapport puissance subjective/ puissance mesurée, de degré de stabilité des sons et d'absence de coloration.



Grave

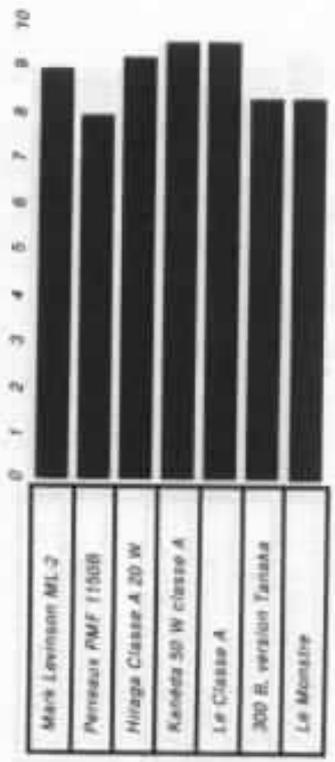


Médium

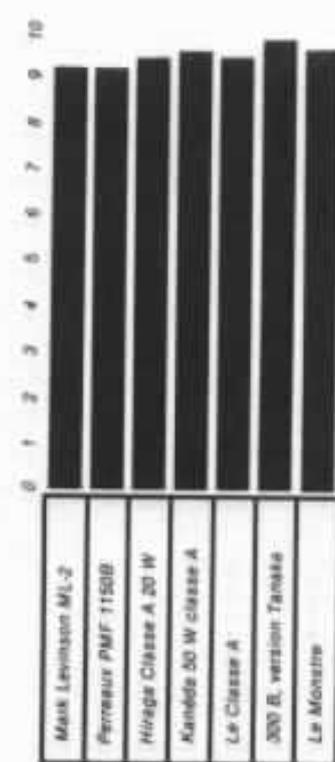


Aigu

**Dynamique**



Grave



Médium



Aigu

**Pouvoir analytique**

Cotes subjectives attribuées par l'auteur pour les paramètres de dynamique et de pouvoir analytique, répartis ici sur les secteurs grave, médium et aigu.

en étant plus «dynamiques» que d'autres, tout en offrant un rapport puissance subjective/puissance mesurée remarquable, peuvent prendre une position qualitative beaucoup moins favorable sur d'autres critères, tels que ceux de réponse transitoire, de transparence sonore. Un amplificateur à tubes, par exemple, peut donner l'impression de «monter très haut» en dynamique tout en montant «moins vite», le contraire pouvant être constaté sur un appareil transistorisé. Sur le plan de la rapidité des attaques, des extinctions (absence de traînage), le Monstre et le Kanéda sont exceptionnels, suivis de près par Le Classe A. Par contre, sur le plan du rapport puissance subjective/puissance réelle, le ML-2 surclasse tous ses concurrents (ce qui doit être reconnu en toute sincérité). Sur les diverses échelles qualitatives, au nombre de 18, on pourra constater que certains amplificateurs, tout en n'atteignant pas l'exceptionnel sur certains critères, restent cependant haut placés, ceci de façon homogène. C'est le cas de l'amplificateur Hiraga Classe A qui, tout en prenant une position qualitative moyenne, reste remarquablement constant sur tous les tests. Le Monstre, lui, est exceptionnel du côté dynamique et pouvoir analytique, mais seulement dans les secteurs médium et aigu.

### **Le facteur d'amortissement subjectif**

Il convient en effet de parler de «facteur d'amortissement subjectif», la corrélation avec le facteur d'amortissement réel étant souvent très mauvaise. Sur ce critère, le Kanéda se défend remarquablement bien, en particulier lorsqu'il est associé à des enceintes à haut rendement comme l'enceinte Onken. Ce «facteur d'amortissement subjectif» concerne l'aptitude, le temps, la vitesse avec lesquels

l'amplificateur peut contrôler le haut-parleur. Sur certains disques de percussion, des transitoires d'attaques, très violents sont parfois suivis d'un silence brutal et presque total, terrain idéal pour ce genre de test. De toute évidence, le Kanéda, lorsqu'il est couplé à l'enceinte Onken, est exceptionnel, l'effet de profondeur, superbe. C'est une sorte d'état de «matité» impressionnante, de «main d'acier dans un gant de soie». Sur ce point, il surclasse les appareils cités ci-dessus, ce qui a par contre été contredit lors d'essais avec des enceintes de plus faible rendement, du genre Magneplanar. La puissance limitée à 50 W par canal pourrait en être la raison, à moins qu'il ne s'agisse de la difficulté de «driver» des haut-parleurs dont l'impédance chute fortement à certaines fréquences, influençant les circuits limiteurs de puissance. Sur ce point, une chose est sûre : un certain manque de puissance, objectif et subjectif existe. D'autre part, l'amplificateur Kanéda ne semble s'adapter parfaitement qu'aux enceintes de haut rendement dont la caractéristique d'impédance ne chute pas à des valeurs trop basses (1  $\Omega$  par exemple). Du côté facteur d'amortissement subjectif, il ne semble pas impossible que le temps de montée du signal puisse influencer ce paramètre : il est en effet extrêmement rapide dans le cas du Kanéda : 0,4  $\mu$ s seulement (contre 3,2  $\mu$ s pour le ML-2).

L'association des possibilités de l'amplificateur Kanéda sur les critères de dynamique et de facteur d'amortissement subjectif en font un appareil qui produit plusieurs impressions subjectives rarement associées sur le même appareil : le son peut transiter entre l'infiniment doux et la fermeté extrême, la poigne «coup de fusil» et le «laisser aller», constatations qui avaient déjà été faites dès les débuts et dont

les lecteurs ont été informés depuis les premiers numéros de l'Audiophile. Comme on le voit, un appareil concurrent peut s'avérer être plus dynamique tout en donnant l'impression d'être moins «rapide», de moins bien contrôler le haut-parleur. Sur l'amplificateur Kanéda, un certain manque de dynamique doit cependant être considéré comme un défaut, même si celui-ci est masqué par des «circonstances atténuantes».

### **La définition**

Ou aptitude à reproduire les détails, concerne non seulement la différenciation de détails, petits détails ou micro-détails contenus dans la musique et dans son environnement acoustique mais aussi l'aptitude à pouvoir différencier des sons «flous» d'autres «sons flous». Sur une belle peinture à l'huile le ciel peut donner l'impression de se détacher du reste, de procurer une impression de profondeur, ceci malgré une tonalité bleue d'apparence unie. Il s'agit en fait d'un changement imperceptible de couleur d'un point à un autre, millimètre par millimètre, micron par micron. A l'opposé, une couleur vraiment unie produira un ciel «plat», réduit à l'épaisseur du canevas. Il n'est pas rare de rencontrer un amplificateur qui, tout en analysant «à la loupe» le signal musical, produit un son plat, ceci en raison de l'incapacité de reproduire les sons flous, les dégradés sonores, les notes imperceptiblement montantes ou descendantes. La notion de définition sonore doit encore concerner le degré de stabilité de la définition sonore, la définition pouvant être excellente et la stabilité de celle-ci beaucoup moins. En photographie, ce serait la différence existant entre une image fixe, une diapositive projetée sur un écran, donc nette et stable et un film défilant à un rythme de 20 images/seconde, réalisé à partir

de la même diapositive. Là aussi, une confusion est souvent faite entre netteté et stabilité de l'image sonore. Sur ce point le ML-2 est remarquable, le Kanéda aussi et d'autres bons exemples ne manquent pas, même s'ils n'existent pas par centaines.

### **Profondeur, largeur, localisation**

Pour un même angle d'écoute auditeur/enceintes, une écoute attentive permet de constater que la «largeur de l'image stéréophonique» peut varier notablement d'un appareil à un autre, ceci étant valable pour tous les maillons constituant le système d'écoute. Sur certains amplificateurs comme le Perreaux PMF 1150B on atteint presque le format «cinemascope» tant le son donne l'impression de sortir des côtés latéraux des enceintes. Là aussi, le ML-2 (décidément !) est remarquable. Le Kanéda ne l'est pas moins mais ce dernier l'est encore plus en termes d'effet de profondeur. L'écoute d'un vieux disque stéréo des années 60, enregistré à l'aide d'une paire de microphones restitue en effet les timbres très loin derrière les enceintes tandis que le violon, sans être suramplifié se place devant celles-ci. On remarque aussi, comme sur une photo ou sur une belle peinture une perte régulièrement décroissante de la définition avec l'augmentation de la distance. En effet, une cymbale, qui se positionne correctement derrière les instruments à vent, à faible niveau, ne doit pas se positionner brutalement en avant sous prétexte que le niveau sonore a brusquement augmenté. Là aussi, on peut constater que le résultat le plus spectaculaire n'est pas toujours le plus proche de la réalité.

Vu qu'une déformation, tant en perspective sonore qu'en qualité, a lieu dès que le son est capté par les microphones, seuls des

tests comparatifs intensifs permettent, par loi de réciprocité, de dissocier le «normal» du «déformé», le «plat» du «moins plat», le «profond» du «très profond» et le «large» du «très large». Il en est de même pour l'échelle d'amplitude du goût, de l'odorat ou de la vue lorsqu'il s'agit d'établir une «échelle subjective graduée», dissociant le salé du moins salé, le fort du très fort ou le rouge du «moins rouge».

Sur un concerto pour piano et sur ce critère, l'amplificateur Kanéda se comporte d'une curieuse façon. Le piano semble plus loin tout en restant concis, avec des contours bien nets. Sur un concert enregistré en direct, l'immensité de la salle est perçue, mais sans effet de lourdeur. Au contraire, l'acoustique du local, remarquablement stable dans sa reproduction simultanée avec la musique devient très rapidement un élément auquel on s'habitue si rapidement qu'on l'oublie. Ce n'est qu'en passant à un autre disque que l'on peut constater le changement brutal «d'atmosphère».

### **Distorsion subjective**

Sur ce critère, auquel est également lié l'impression de «propreté sonore», de «finesse», de «transparence» l'amplificateur Kanéda ne semble pas figurer parmi ce que l'on peut trouver de mieux. Du côté transparence, finesse, la version modifiée du «Monstre», amplificateur classe A de puissance  $2 \times 8$  watts le surclasse très nettement. De même, du côté richesse harmonique certains amplificateurs à tubes (Audio Research D-76C, Conrad Johnson MV 45a) sont supérieurs. Certaines réalisations d'amateur telles que l'amplificateur à tubes 300B (dans sa version d'origine réalisée au Japon) sont encore plus performants. A ajouter à ce propos que ce genre d'appareil ne «rajoute pas»,

«n'enrichit pas» le son de «beaux harmoniques» et qu'il est plutôt navrant d'entendre ce genre de critique de la part de personnes ne l'ayant jamais écouté. En effet les informations perçues sont là, en quantité comme en qualité et ne relèvent ni de l'invention, ni de l'imagination. Mais attention, il ne s'agit, pour cet amplificateur 300B, que d'un point, positif, parmi d'autres qui peuvent l'être un peu moins ou même beaucoup moins.

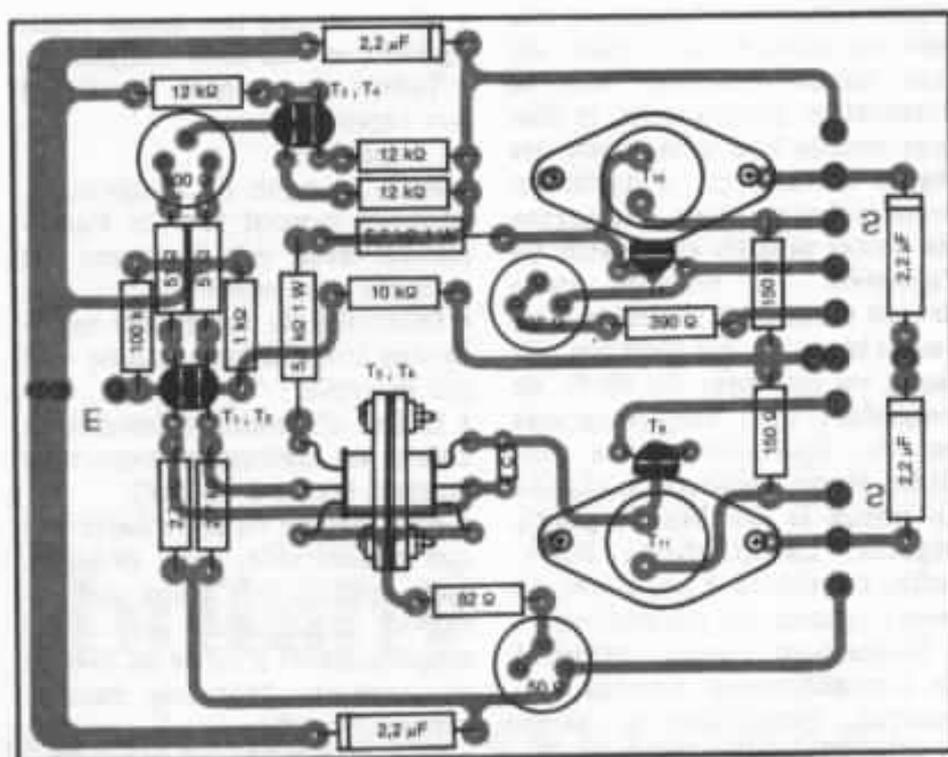
Pour ce qui est des critères énoncés ci-dessus (car il y en a d'autres) on pourra se rendre compte que ceux-ci ne font intervenir que des constatations qui, tout en n'étant que relatives, ne font pas intervenir le goût personnel ou le sentiment. En effet, la haute fidélité n'est pas «une affaire de cœur», le choix d'un maillon, forcément imparfait pouvant par contre en être un. Tout se passe, lors du choix à faire à propos d'un maillon et par rapport à la vraie haute fidélité devant être incolore, comme si on demandait : «Il y a seulement du vert, du bleu et du gris, quelle couleur prenez-vous ?»

La seule voie menant à la haute fidélité est celle de la recherche de l'imitation parfaite. Pour y arriver, la méthode la plus connue en peinture est celle des «quadrillages», l'un étant posé sur l'original, l'autre sur la copie. Plus ce quadrillage sera serré et plus les rapports géométriques seront fidèles. Viennent ensuite la copie des traits, des lignes, ce qui n'est pas trop difficile. Arrivent ensuite la copie des couleurs. Cette fois, les difficultés deviennent considérables. Il suffit pour cela de regarder de près, de très près, le fameux «sourire de Mona Lisa» pour se rendre compte qu'en peinture comme en photographie la copie, l'imitation parfaite devient un véritable tour de force. C'est sous cette condition qu'on peut se rendre compte à

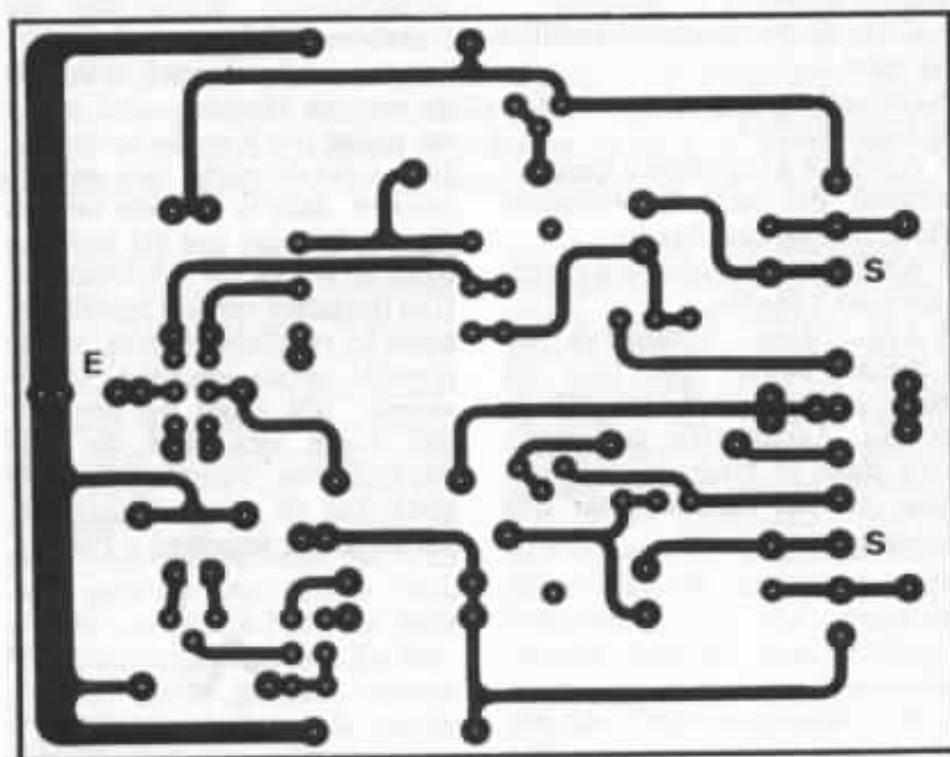
quel point la copie du «flou», des tons «dégradés» surpasse en difficulté la copie des lignes, des contours nets, aussi ciselés soient-ils... En haute fidélité, plus le système est performant et plus il sera sensible à ces aspects. De là découle «automatiquement» un respect de plus en plus fidèle des timbres, de l'émotion contenue dans la musique, constatation qui ne concerne ni la magie, ni l'imagination ou le sentiment, mais des performances réelles. Cela montre, pour la vue comme pour l'ouïe, combien ces deux sens sont difficiles à tromper. Pour le son comme pour l'image, la «reconstitution parfaite de la réalité» exige de percer le plafond de la «définition», de dépasser ceux de la «haute» et de la «très haute définition» pour atteindre celui correspondant à un degré de définition «quasi démentiel», inimaginablement élevé.

Lors du Congrès International sur l'holographie, sur le cinéma en relief qui s'est tenu dernièrement à Cambridge, en Grande Bretagne, les experts ont estimé que, pour atteindre ou dépasser le degré de définition de la vue et en s'en tenant à la technologie des pellicules actuelles, le film devrait défiler à près de 200 images/seconde, afin de dépasser le phénomène de persistance rétinienne et que le format du film, le 18 x 24, devrait passer à un format au moins 200 fois supérieur, soit 3,60 m x 4,80 m. Si, pour le cinéma ou pour la vidéo on est encore très loin de cet idéal, la firme Fuji, au Japon, s'est déjà «amusée» à réaliser «pour voir», des diapositives géantes, mesurant trois mètres sur sept, illustrant le mont Fuji. Inutile de dire qu'à part le mouvement et le relief «on s'y croyait presque», la luminosité étant un autre écueil.

Pour en revenir à notre amplificateur Kanéda comme pour tous les autres maillons, nous



Circuit imprimé expérimental de l'amplificateur Kanéda, vu côté composants.



Circuit imprimé expérimental de l'amplificateur Kanéda, vu côté circuit imprimé.

sommes encore certainement très loin du compte, ceci étant dit sans fausse modestie. Sans se démoraliser pour autant, le plus sage semble être la méthode des étapes successives, d'établir en premier lieu un bilan, énumérant les points positifs et négatifs de l'appareil. La seconde étape devrait consister à tenter de faire «aussi bien», ce qui n'est pas très facile vu que près de 80 % de transistors vont être remplacés par des équivalents... La troisième étape consistera à réduire au mieux le nombre de points négatifs. La quatrième étape, enfin, consistera à améliorer au mieux chacun des paramètres.

Concernant l'aspect subjectif de l'amplificateur Kanéda, on pourrait récapituler les points positifs et négatifs comme suit :

— *Positifs* :

- Comportement remarquable lors de l'association avec une enceinte de haut rendement, notamment avec l'enceinte Onken.
- Tenue remarquable, surtout dans le grave.
- Effet de profondeur, stabilité de celui-ci.
- Naturel «non spectaculaire» de la reproduction.
- Aptitude à reproduire simultanément des sons extrêmement flous ou très consistants.
- Aptitude remarquable à reproduire les nuances.
- Répartition homogène de l'énergie sonore sur tous les registres, ceci quel que soit le niveau. Aucun effet de projection dans le médium, même à haut niveau, sur des sons très complexes.

- Conserve une très bonne intelligibilité sur les sons complexes.
- Temps de montée du signal très rapide.

— *Négatifs* :

- Petit manque de dynamique, constaté surtout lors de l'association avec des enceintes de mauvais rendement.
- Difficulté de driver des impédances trop basses, comme 1  $\Omega$  par exemple.
- Début d'instabilité lorsque la charge est légèrement capacitive (entre 2 000 et 5 000 pF).
- Plus grande richesse harmonique souhaitable, peut gêner, mais sensible lors d'une comparaison instantanée avec des amplificateurs à tubes ou avec le montage «Le Monstre» dans sa version modifiée.
- Plus grande absence de distorsion subjective souhaitable, peu gênante, mais sensible lors de comparaisons immédiates.

### La première étape

Elle va se limiter à la construction du circuit imprimé de l'étage amplificateur, réalisé avec les transistors d'origine sur un circuit imprimé universel, le AT-20 de marque Hayato, celui qui a été utilisé par Kanéda lui-même. Une seconde carte sera ensuite montée, dans la seconde version dont les photos ont été publiées dans le n° 32 de l'Audiophile. Une troisième version reprendra, selon les résultats obtenus, soit le premier circuit imprimé, soit le second. S'il s'agit du premier, une étude sera faite du côté implantation comme du côté matériaux (le premier étant réalisé en papier imprégné à l'époxy,

le second étant du verre époxy). Viendront ensuite le remplacement, les comparaisons mesures/écoutes entre les transistors d'origine et les modèles de remplacement. A ce sujet, une autre étude sera faite, énumérant les caractéristiques des différents transistors de remplacement proposés.

Le plus gros du travail sera toutefois sans doute celui de l'alimentation. En effet, même la marque, l'origine du transformateur semblent intervenir sur le résultat subjectif, raison pour laquelle des centaines de «Crab-Transformers» (réalisation semi-artisanale de petite série, dont les pattes de sortie, de forte section, donnaient à ce transformateur un aspect de crabe) ont été réalisés pour les amateurs japonais. Ce sujet, qui ne peut être laissé de côté, car vérifiable mais inexplicable pour le moment, pourrait être traité séparément dans le cadre d'un article sur les transformateurs d'alimentation, sur les influences du redressement, sur son rayonnement magnétique et sur la génération éventuelle de pics parasites.

Une première implantation des étages d'entrée, pré-driver et driver a été réalisée et basée sur la seconde version Kanéda, dont les photos ont été publiées dans le n° 32. Celle-ci sera comparée au circuit d'origine, câblé sur le circuit imprimé universel Hayato. La façon de procéder dans l'avance des travaux sera décrite sur un synoptique, sorte de plan de travail, façon d'avancer (ou de reculer), selon le résultat obtenu.



# Infinity

## 15 années de gros systèmes à l'américaine

Gérard Chrétien

*En mars dernier, nous avons rencontré Arnold Nudell, président d'Infinity, firme californienne de réputation internationale et bien connue pour ses énormes systèmes qui défraient la chronique dans la presse underground américaine. Nous vous proposons là un condensé du très long entretien que nous avons eu avec Arnold Nudell, plus particulièrement orienté sur les choix technologiques qui ont été faits depuis la création de la firme et qui lui ont donné un profil tout à fait original dans le monde de la restitution sonore de très haut niveau.*

**Gérard Chrétien :** Infinity s'est fait connaître en Europe dans le milieu des années 70, par le désormais légendaire système Servo Statik. Est-ce le produit par lequel vous avez démarré l'activité de votre firme ?

**Arnold Nudell :** Le Servo Statik fut véritablement le premier système Infinity. Il fut conçu par quelques personnes travaillant dans l'aérospatiale en tant qu'ingénieur et physicien et passionné de haute-fidélité. Personnellement, avant de fonder Infinity, j'étais employé par une très grande firme spécialisée dans les systèmes de navigation à inertie pour l'aviation, tels ceux utilisés sur le Boeing 747. Cette firme,

très importante comme je vous l'ai dit, possède de nombreux laboratoires de recherche fondamentale. Je travaillais dans l'un d'eux dont l'activité était orientée essentiellement sur les lasers. A la sortie de l'université, — ma formation est la physique nucléaire — je me suis tout de suite intéressé au laser qui n'en était qu'à ses tout débuts. Oui, c'était très neuf à l'époque dans le milieu des années 60. En fait, j'avais deux grands centres d'intérêt, les lasers et la haute-fidélité, plus particulièrement les haut-parleurs.

Parallèlement à mon activité pour cette grande firme, j'ai fait de nombreuses expérimentations

sur des types très différents de haut-parleurs dont les électrostatiques. Mais je dois dire que ce sont surtout les systèmes asservis qui occupaient, dans ces années-là, mon esprit. Pour la restitution du grave, c'était la grande époque de la suspension acoustique. Si elle permettait d'obtenir une réponse en fréquence excellente vis-à-vis du volume de l'enceinte, elle n'a toutefois jamais suscité mon enthousiasme. Pour moi, en dessous de 100 Hz j'étais persuadé et je le suis toujours vingt ans après qu'un système asservi est la meilleure solution.

**G.C. :** Dans votre premier système, vous n'utilisiez qu'un

seul caisson de grave ?

**A.N. :** C'est juste. Sur le Servo Statik, il y avait deux panneaux électrostatiques avec un caisson de grave commun. Les deux canaux étaient sommés par un réseau résistif en dessous de 90 Hz. A l'époque, je pensais qu'à de telles fréquences, il n'y avait aucun problème de directivité. Dans une approche très générale on peut considérer cela comme exact, pourtant pour des applications de haut niveau, ce n'est malheureusement pas vrai, on l'a réalisé depuis. Cependant, ce système marchait très bien. Il avait des qualités remarquables. En particulier, le mariage entre le grave asservi et les électrostatiques était particulièrement réussi et offrait une excellente homogénéité.

Depuis, nombreux sont ceux qui ont tenté de réaliser des électrostatiques large bande. Malheureusement de tels systèmes sont limités et ne peuvent passer des messages à large dynamique comme la musique symphonique, car ils ne peuvent délivrer suffisamment de niveau vu l'excursion limitée intrinsèque au système. De plus, le grave ne descend pas suffisamment bas pour donner une bonne assise à la restitution.

D'autres ont essayé de coupler des statiques avec des caissons de grave montés en suspension acoustique. Mais lorsque vous écoutez de tels systèmes sur un message de piano par exemple, la main gauche et la main droite donnent l'impression de jouer de deux pianos différents. Il y a un manque évident d'homogénéité. Le Servo Statik, je le pense maintenant, même s'il n'était pas parfait, avait pour grande qualité une très belle homogénéité sur tout le spectre. En outre, en coupant vers 100 Hz les électrostatiques cela autorisait des niveaux sonores très élevés. Ce fut réellement le premier système de ce type qui permit de



*Infinity, comme toute société californienne à caractère innovant, a démarré dans un garage...*

restituer la dynamique d'un orchestre symphonique.

**G.C. :** Quand avez-vous conçu le Servo Statik ?

**A.N. :** Je crois que c'était en 65-66. Infinity fut créée en 68. Nous avons commencé avec les premiers Servo Statik en 67 sous un autre nom, celui d'une petite compagnie qui devint Infinity en 68. C'était le seul produit que nous ayons au démarrage de l'activité.

**G.C. :** Quand vous avez développé le Servo Statik vous travailliez encore dans le domaine du laser. La haute-fidélité n'était pour vous alors qu'un hobby ?

**A.N. :** Ce n'était qu'un hobby. Ce qui s'est passé, c'est que lorsque nous avons assemblé notre premier Servo Statik après avoir développé chacun des divers éléments le constituant, les électrostatiques, le grave, le filtrage, nous avons commencé par le faire écouter à différentes personnes. Pas des journalistes ni des professionnels, mais simplement des gens intéressés par la

haute-fidélité dans notre entourage. Le Servo Statik n'avait pas été conçu pour être réellement commercialisé. Mais nous reçûmes de tels encouragements que nous nous lançâmes dans l'aventure. Il faut souligner que lorsque ce haut-parleur arriva sur le marché, il était terriblement onéreux, \$ 1 800 en 1968. Vous imaginez...

**G.C. :** Les éléments électrostatiques étaient des modèles spéciaux ?

**A.N. :** A l'origine, ils étaient réalisés d'après notre conception par RTR. Ensuite ce fut Jantzen pendant deux ans. Après quoi, nous avons commencé à réaliser nos propres éléments.

**G.C. :** Comment vous êtes-vous faits connaître ?

**A.N. :** A l'époque il n'y avait aux Etats-Unis qu'une seule revue underground si je puis dire, elle s'appelait «Stereo-ophile». C'était la bible pour le haut de gamme. Ils avaient entendu parler de notre enceinte. Nous prîmes contact. Ils publièrent un test tout à fait élogieux



Le légendaire Servo Statik 1A.

dans le genre : «C'est le meilleur système au monde, nous n'avons jamais rien entendu de pareil...». Bien évidemment, cela nous a beaucoup aidé.

G.C. : A cette période les références étaient AR, KLH... ?

A.N. : Oui. C'était surtout la KLH 9 qui utilisait également des transducteurs statiques. Les électrostatiques étaient vraiment très prisés. Utilisées par quatre, elles constituaient une référence mais il y avait quelques problèmes dans le grave et dans l'aigu

avec de graves accidents de dispersion. Vous savez, la réponse en fréquence en pression dans l'axe n'est pas un critère décisif, surtout pour des surfaces émissives assez importantes. Il est prépondérant d'avoir une réponse en énergie constante en fonction de la fréquence, c'est essentiel pour avoir une bonne restitution de l'image sonore. En outre, la KLH était un statique large bande, aussi sa puissance admissible était-elle limitée pour des raisons bien évidentes d'excursion de la membrane.

G.C. : En 68, au début d'Infinity, vous n'aviez donc qu'un seul produit : le Servo Statik ? Produit très onéreux et très encombrant. Malgré cela, le succès a été très rapide. Il y avait donc déjà aux Etats-Unis un public pour des gros systèmes ?

A.N. : Après le test en or dans «Stereophile», la demande fut telle que très vite, nous fûmes submergés. Très vite, nous eûmes des appels des meilleurs revendeurs américains de New York, Chicago, San Francisco. L'un d'entre eux, très réputé, Harmony House à New York, commença à mettre les Servo Statik en démonstration avec un amplificateur Crown DC 300, elles pouvaient encaisser énormément de puissance et délivrer un niveau sonore très élevé. Ce fut le début. J'étais personnellement très intéressé par les amplificateurs à tubes avec lesquels nous obtenions de très bons résultats car même avec des amplificateurs de puissance modeste, en utilisant la sortie 16Ω, on arrivait à des niveaux sonores très élevés. Ainsi, les amplis de Bill Johnson, qui ne s'appelaient pas encore Audio Research — Bill Johnson avait alors un petit magasin où il vendait ses propres réalisations — après essais, nous plurent beaucoup. Nous en avons achetés pour nos propres utilisations et très vite nous les avons recommandés aux acquéreurs du Servo Statik.

Ce qui s'est passé à cette période était vraiment très intéressant. Vous savez, nous étions une toute petite société, six personnes à l'époque et six ou huit mois après le test de «Stereophile», nous avons eu énormément de commandes. Nous ne pouvions croire qu'autant de personnes puissent dépenser \$ 1 800 dans un système acoustique sans compter les amplis et tout le reste qui, bien évidemment, devaient être au niveau.

L'influence des revues était alors incroyable. Principale-

ment deux : «High Fidelity Magazine» et «Stereo Review », elles faisaient la pluie et le beau temps. Pour vous citer un exemple : Bose, quoi que vous puissiez en penser a été véritablement *fait* par ces revues. Vous vous souvenez peut-être des haut-parleurs Rectilinear, Julian Hirsh dans «Stereo Review» a *fait* Rectilinear. Les revues avaient tout pouvoir. Aujourd'hui, de telles revues ont largement perdu de leur crédibilité, spécialement «Stereo Review». Malgré un nombre de lecteurs importants, elles ont perdu le contact avec le marché en disant qu'en achetant un ampli à \$ 800 ou un autre à \$ 4 000 pour la même puissance, il n'y avait pas de différence, qu'ils *sonnaient* pareil. Les amateurs n'ont pas suivi.

G.C. : Vous savez en Europe, ce fut la même chose. Beaucoup de choses qui nous semblent évidentes aujourd'hui ont fait sourire à l'époque. Ainsi, lorsque dans le n° 1 de l'Audiophile, Jean Hiraga parlait du «son des composants passifs», nous nous sommes faits traiter de fous... Depuis les choses ont changé...

A.N. : C'est vrai, je me souviens, vous avez été les premiers à aborder ces problèmes ! Maintenant, tout le monde écoute différentes sortes de capacités, de résistances... Cela a pris une très grande importance.

G.C. : C'est juste mais les concepts n'ont réellement commencé à changer que vers les années 80. Avant, pour la quasi-totalité, deux amplis aux mesures similaires avaient le même son...

A.N. : Oui, mais pour «Stereo Review», ça n'a pas beaucoup changé... Tous les amplis ont le même son, la plupart des haut-parleurs ou des cellules ont pratiquement le même son !

G.C. : Après le Servo Statik, quel produit avez-vous développé ?

A.N. : Nous avons réalisé une autre enceinte utilisant également un transducteur électrostatique pour l'aigu fonctionnant en dipôle. C'était le modèle 2000 A. Il fut très populaire. Il utilisait un boomer de 30 cm et un médium traité, c'était très neuf à l'époque, de 12 cm. La charge du grave était particulière. Nous l'avons appelée «Transmission Line». Ce système de charge était différent du labyrinthe classique. Le matériau absorbant utilisé dans l'enceinte était du Dacron, je crois que nous fumes les premiers à utiliser ce matériau. Les caractéristiques d'absorption d'une telle matière sont très supérieures à celles de la laine de verre couramment utilisée. Les gens pensaient, à cette époque, que le fonctionnement d'un haut-parleur dans une enceinte était adiabatique, c'est-à-dire sans transmission d'énergie à l'extérieur. C'est loin d'être vrai. Suivant le matériau absorbant utilisé on peut trouver des associations plus ou moins bonnes avec le haut-parleur de grave et ainsi optimiser sa réponse. Dans la «Transmission Line», la densité de l'absorbant croît du haut-parleur à l'embouchure de la ligne acoustique chargeant le transducteur.

L'extrême-grave était très propre. Le problème se situait au niveau du rendement qui était terriblement faible. Ceci étant, en couplage avec un électrostatique, ce n'était pas trop critique, vu leur faible sensibilité.

La 2000 A fut très bien acceptée, l'homogénéité était très bonne avec les avantages de précision de l'électrostatique qui était coupé très bas, vers 1 500 Hz.

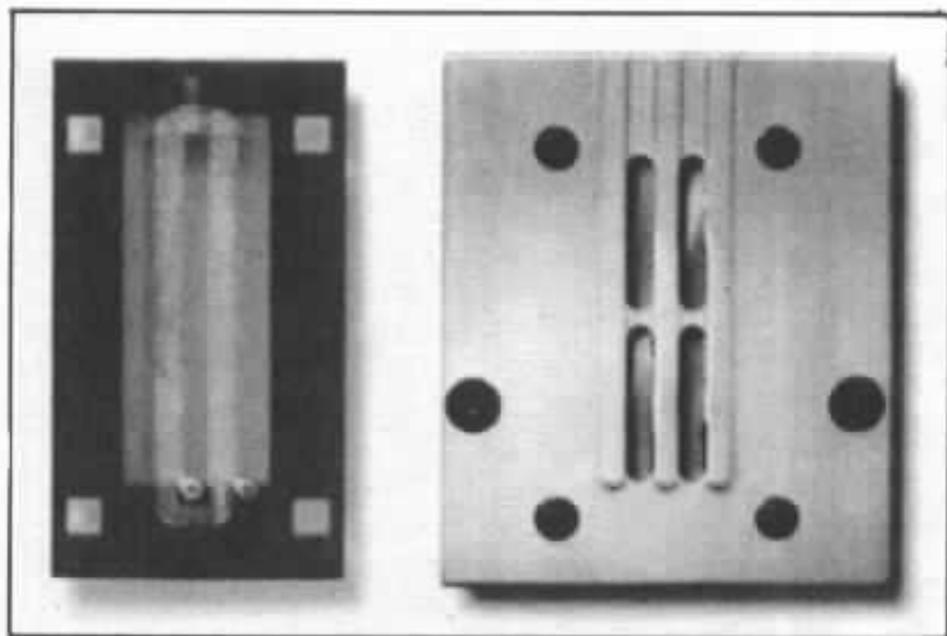
Le test de Julian Hirsch dans «Stereo Review» en 72-73 a contribué à asseoir la firme. Avoir un seul produit à \$ 1 800 n'était pas suffisant. Cette nouvelle enceinte, de l'ordre de \$ 300,

nous a beaucoup aidé à devenir populaires.

G.C. : Ensuite vous avez abandonné les transducteurs électrostatiques, pourquoi ?

A.N. : On s'est orienté vers d'autres transducteurs. Nous connaissons tous les limitations des électrostatiques. Certains les ont perfectionnés depuis, mais les limites restent les mêmes. La structure intrinsèque n'est pas aussi bonne qu'elle devrait l'être, l'excursion dynamique reste limitée — elle est liée à la haute tension qui est déjà très élevée et qu'il est difficile d'accroître —, la sensibilité est médiocre. Bref, nous voulions nous orienter vers d'autres solutions. Nous savions exactement à l'époque ce que nous désirions, nous voulions un transducteur électromagnétique qui soit l'analogue d'un électrostatique. C'est ce qu'on appelle un isodynamique, c'est-à-dire une membrane plane très fine et très légère fonctionnant en push-pull, placée dans un champ magnétique. C'est ce que Gego a fait en France avec les Orthophase entre autres. Le gros problème se situe au niveau des aimants qui n'étaient pas suffisamment puissants. Dans cette conception, il est nécessaire d'avoir des aimants les plus fins possible afin de ne pas avoir d'«effet de pavillon» dû au conduit créé par des aimants trop épais, tout en ayant un champ magnétique le plus intense possible. C'était le gros problème.

Nous nous sommes alors documentés sur ce que la technologie de l'époque offrait de mieux dans ce domaine. On commençait à parler d'aimants utilisant des terres rares, genre samarium-cobalt. C'était très excitant. Malheureusement, de tels aimants n'existaient qu'au stade expérimental. J'ai rencontré par la suite un docteur allemand, un médecin, qui, lui aussi, recherchait des aimants superpuissants et très petits susceptibles d'être implantés chez les



Le tweeter «Emit», de type isodynamique. La bobine est gravée par un procédé de photogravure sur une membrane plane, les aimants sont de type samarium-cobalt et sont groupés trois par trois de part et d'autre de la bobine.

personnes atteintes de ptosis des paupières, c'est un relâchement des muscles des paupières, afin de maintenir les yeux ouverts des patients handicapés. Les applications étaient différentes mais ce médecin avait les mêmes exigences que moi. Ensemble, nous avons pris contact avec des entreprises susceptibles de fabriquer des aimants au samarium-cobalt. Nous avons fini par trouver. Ayant les aimants très compacts que nous recherchions pour un champ extraordinairement élevé, nous avons développé un prototype de tweeter que nous avons appelé «Emit».

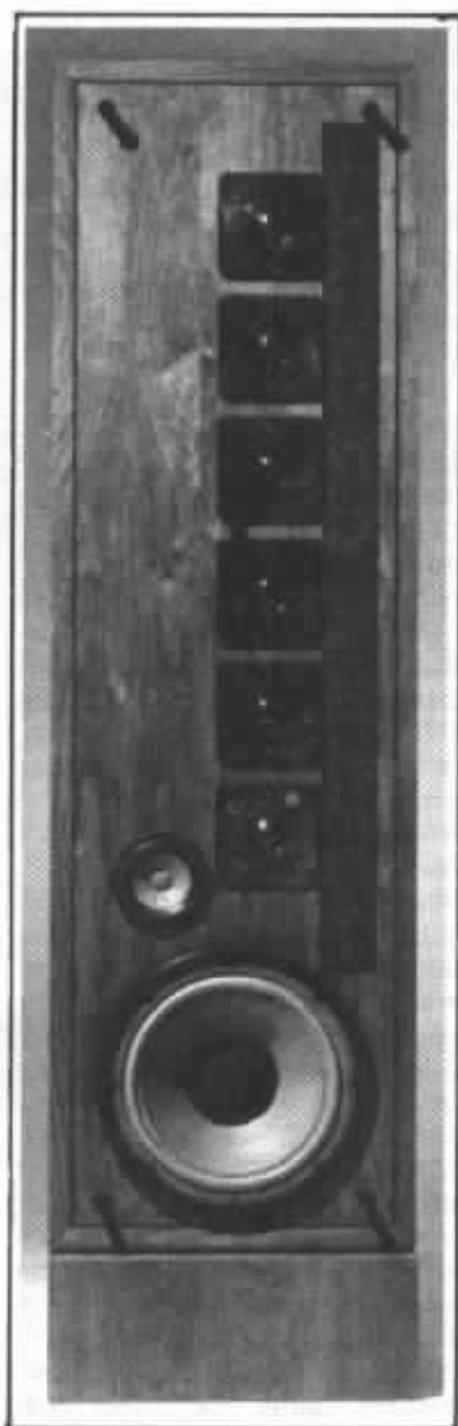
La membrane de ce tweeter nous a posé, elle aussi, de sérieux problèmes, elle n'était pas facile à réaliser car elle devait être très mince et les pistes constituant la bobine extrêmement fines et régulières pour garantir une répartition très uniforme des forces. Nous y sommes parvenus en ayant recours à des procédés de photogravure.

G.C. : Quand avez-vous commencé à fabriquer les tweeters «Emit» ?

A.N. : En 75-76.

G.C. : Vous ne pouviez pas reproduire le médium avec ce tweeter. C'était un problème...

A.N. : Effectivement. Nous avons utilisé pendant une courte période des médiums à dôme tout en recherchant une solution isodynamique. Nous avons commencé par utiliser un ruban fabriqué par une firme anglaise «Strathern». Nous avons des problèmes pour réaliser la membrane, pour le tweeter cela avait été déjà difficile mais pour le médium ça l'était encore plus. Les caractéristiques d'amortissement doivent être parfaitement adaptées car on utilise différents matériaux, pour la membrane d'une part et pour la bobine d'autre part. Nous avons essayé de nombreux produits : le Capton, par exemple, dont le son était tout à fait particulier et qui était dû à son mode de fractionnement. Bon, nous avons trouvé ce ruban, il n'était pas extraordinaire mais il était étroit, c'est ce qui nous fallait. Par ailleurs, nous utilisions des aimants céramiques trop épais qui créaient une sorte de tunnel qui avait pour effet d'entacher la bonne propagation de l'onde émise par

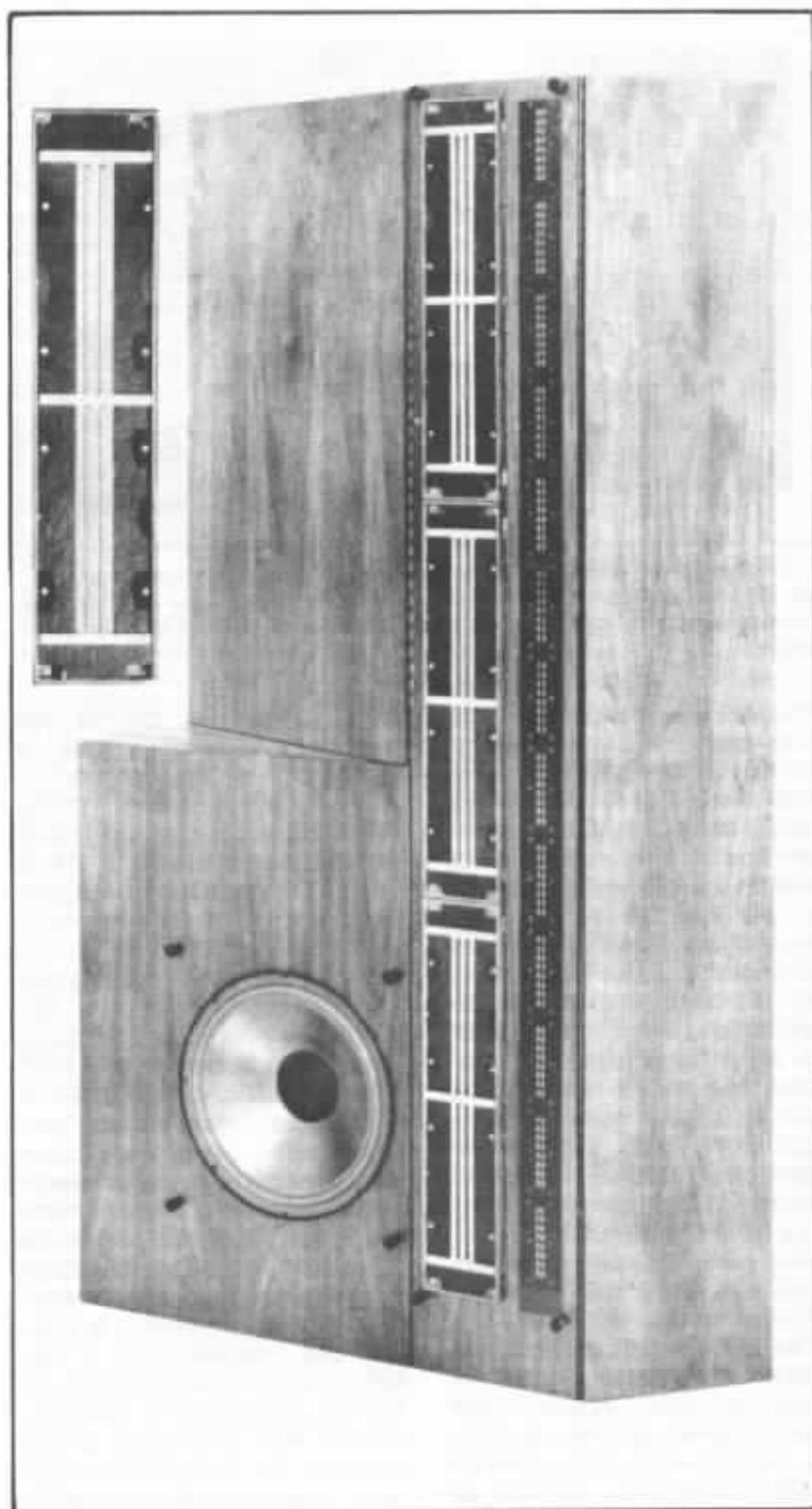


La QLS, Quantum Line Source. En 76, Infinity s'oriente, après les statiques, vers des transducteurs de type ligne acoustique pour tenter de s'approcher d'une source linéaire générant une onde cylindrique. A l'époque, seuls les tweeters sont de type isodynamique «Emit». Infinity n'a pu encore développer un médium de technologie similaire, aussi ce sont des médiums dôme de 3,8 cm montés en ligne qui restituent le spectre de 600 à 4 000 Hz. Un haut-parleur de 10 cm assure le relais entre le grave Watkins de 30 cm et la ligne acoustique.

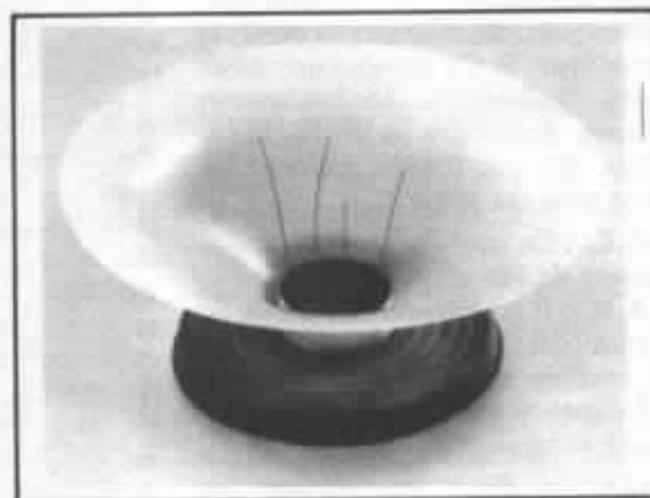
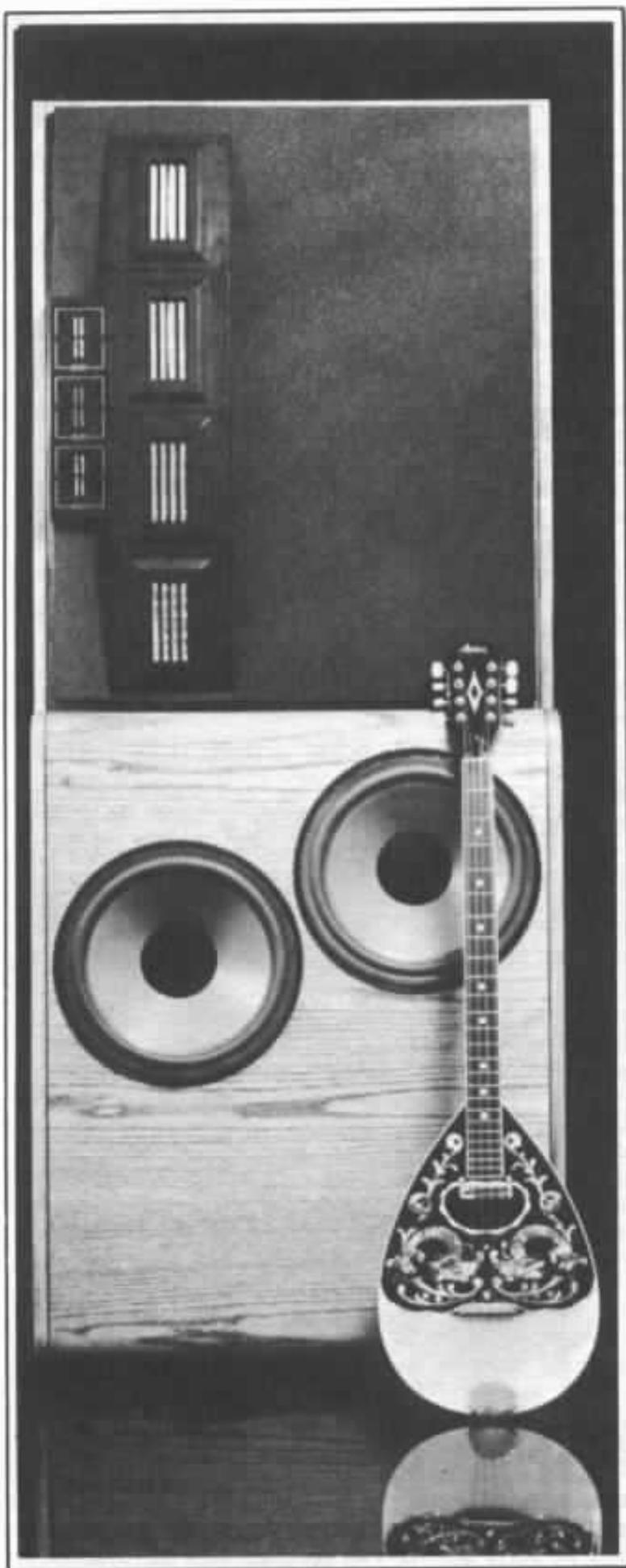
la membrane. Ce fut une solution temporaire en combinaison avec les tweeters «Emit» et un boomer de type «Watkins». Ce n'était pas notre propre fabrication et, compte tenu des limites dont nous étions conscients, nous avons tout de suite essayé de trouver le secret de cette membrane pour parvenir à la fabriquer et éventuellement l'améliorer.

**G.C. :** Pour les haut-parleurs de grave, je crois que vous êtes l'un des premiers à vous être intéressé au polypropylène pour la réalisation des membranes ?

**A.N. :** Oui, en 77, nous avons commencé à expérimenter divers matériaux pour la réalisation de membranes de boomers afin d'éliminer les problèmes de coloration que nous rencontrions avec les cônes en papier. En Angleterre, plusieurs constructeurs utilisaient le bextrène. Personnellement, c'est un matériau que je n'ai jamais aimé, car réalisées en deux couches, les membranes ont une masse trop élevée, ce qui limite l'efficacité. D'autre part, le bextrène procure un son très typé que je ne supporte pas. D'autres personnes, en Angleterre, à la BBC entre autres, commencèrent à expérimenter le polypropylène. Je m'y suis tout de suite intéressé car les caractéristiques physiques de ce matériau sont excellentes, le Q mécanique entre autres est extrêmement faible. Le grand problème était qu'à l'époque on ne savait comment le coller pour le fixer à la suspension et raccorder la bobine. Nous avons travaillé et fini par trouver la solution qui consiste à rendre la surface à coller rugueuse. Ainsi, avec de nouvelles sortes de colles comme la cyano-acrylate nous avons pu obtenir un collage très solide, toutefois dans une direction essentiellement. Heureusement, c'est dans le sens du déplacement de la membrane. Aujourd'hui nous continuons à utiliser la même méthode.



La QRS, Quantum Reference Standard, en 77, reprend le principe de la source linéaire de la QLS mais avec un transducteur médium de type isodynamique, l'«Emirm». Il est constitué d'un ruban d'aluminium de 8 mm de largeur fixé sur une très fine membrane de plastique. Les coupures à 100 Hz et 4 000 Hz sont effectuées en filtrage actif. Le boomer, de type Watkins, est un 38 cm.



*La Reference Standard 4.5, en 78, regroupe deux innovations : la membrane polypropylène des boomers de 30 cm et le médium «Emit». Lequel reprend un principe identique à celui du tweeter «Emit», bobine gravée sur une membrane plastique très légère et aimant au samarium-cobalt. La fréquence de raccordement grave-médium peut être ajustée de 75 Hz à 300 Hz, la valeur nominale est de 150 Hz. La coupure médium-aigu est portée à 5 kHz.*

**G.C.** : Le transfert de la chaleur de la bobine au cône pose également des problèmes avec les membranes en polypropylène ?

**A.N.** : Vous avez raison. Toutefois, en utilisant des colles particulières, en quantité suffisante, on arrive à transférer la chaleur. Nous avons essayé également de doper le polypropylène pour améliorer ces performances.

L'utilisation du polypropylène nous a permis de solutionner la plupart des problèmes du grave et même du médium pour les haut-parleurs électrodynamiques conventionnels. Personnellement, je suis persuadé qu'actuellement il n'y a pas de matériau supérieur au polypropylène pour la réalisation de membranes coniques. Je n'ai rien trouvé de meilleur. Il n'y a guère que pour des réalisations de rendement élevé, de l'ordre de 93 dB/W/m que nous utilisons encore des membranes papier.

**G.C.** : De quel ordre est le rendement de vos enceintes ?

**A.N.** : Il est moyen, de l'ordre de 86-88 dB/W/m. Il est difficile de concilier une large réponse en fréquence avec une bonne linéarité et rendement.

**G.C.** : Pour en revenir au médium, quand avez-vous résolu le problème de la membrane pour réaliser votre propre médium isodynamique ?

**A.N.** : C'était en 78, la première réalisation utilisant de nouveaux médiums de ce type que nous avons appelé «Emim», fut la référence standard 4.5. L'«Emim» utilise comme l'«Emit» des aimants au samarium-cobalt mais de taille plus importante. Nous finîmes par trouver la solution pour fabriquer la membrane dont la dimension qui doit être plus importante que celle du tweeter posait des problèmes. Nous utilisons une membrane feuilletée constituée de divers matériaux, laquelle est gravée pour former la bobine. Nous avons amélioré

ce médium à plusieurs reprises. Encore récemment, nous avons trouvé une nouvelle sorte d'aimant, toujours au samarium-cobalt qui, pour une même dimension, procure un champ magnétique encore plus important. Cela nous a permis d'améliorer l'efficacité de 3 dB. Nous sommes sur le point d'utiliser ce type d'aimant pour les tweeters afin d'obtenir encore une meilleure réponse transitoire.

**G.C.** : Abordons maintenant le problème de la propagation. Après le Servo Statik, en 76 je crois, vous vous êtes orientés pour vos systèmes de référence vers des systèmes en ligne avec la QLS qui utilisait une ligne de médiums à dôme et une ligne de tweeters «Emit»...

**A.N.** : Vous savez, il n'y a guère que deux principes de propagation : une source ponctuelle qui propage une onde sphérique et une source linéaire qui propage une onde cylindrique. Bien sûr, ce sont là des principes théoriques. Ainsi, une source linéaire devrait-elle être infinie pour être parfaite. Toutefois, si sa hauteur est en relation avec les dimensions de votre salle, vous avez une très bonne approximation d'une source linéaire. La Quantum Line Source était une bonne approximation, elle mesurait 2 m environ avec, dans le grave, un haut-parleur à double bobine de type «Watkins».

Avec l'IRS, notre référence actuelle, qui mesure 2,30 m, c'est la hauteur maximale envisageable pour un local domestique, nous avons une très bonne source linéaire.

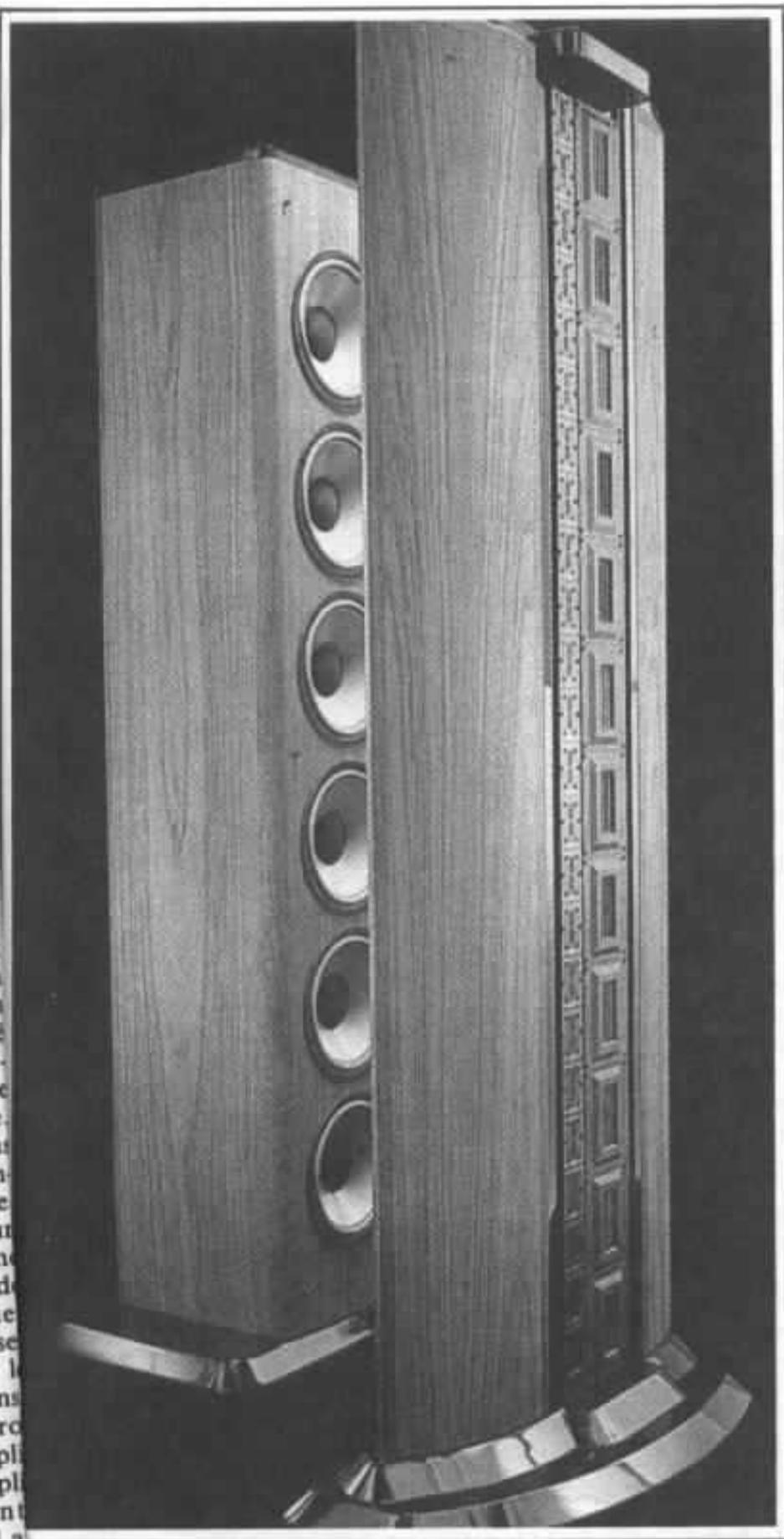
Nous employons par ailleurs des configurations de sources ponctuelles. Ainsi, avec la référence Standard 1, qui est moins haute que l'IRS, nous avons retenu le principe de la source ponctuelle. Aussi, pour parvenir à cela, nous avons dû réaliser un système 5 voies de sorte que la

surface d'émission en regard de la fréquence transmise puisse être considérée comme ponctuelle. Plus la fréquence est élevée et plus la surface d'émission doit être faible dans le concept de la source ponctuelle.

**G.C.** : Parlons maintenant de l'IRS qui constitue votre référence actuelle...

**A.N.** : Nous avons conçu le meilleur servo-système que nous puissions faire pour le grave avec, bien sûr, des transducteurs utilisant des cônes en polypropylène. Préalablement, comme dans le servo-statique, nous contrôlions uniquement la bobine mobile dans notre système d'asservissement. Depuis, avec l'utilisation du polypropylène dont la rigidité est excellente et qui ne présente donc pas les mêmes problèmes de fractionnement que les membranes habituelles — d'ailleurs s'il se fractionne il s'amortit très vite —, on peut considérer que le cône a un comportement très proche de celui de la bobine.

C'est un point important. Pour l'asservissement, nous ne voulions pas uniquement nous en tenir à prélever la vitesse de la bobine car le signal que l'on recueille sur celle-ci est entaché de distorsions telles celles provenant d'un champ magnétique non parfaitement uniforme. Aussi, la solution que nous avons finalement retenue consiste en un petit accéléromètre. Non pas un cristal piezo mais un véritable accéléromètre comme ceux utilisés dans les systèmes de navigation en aéronautique. C'est une solution très onéreuse. Cet accéléromètre est fixé sur le cône et mesure l'accélération instantanée de la membrane et procure ainsi un signal qui est appliqué en contre-réaction à l'amplificateur d'asservissement. Lorsqu'on compare ce signal au signal fourni par un petit micro étalon placé au centre du cône, les résultats sont incroyablement



proche. C'est la meilleure solution, malheureusement très onéreuse, pour prélever un signal représentatif du fonctionnement de la membrane. Six boomers de 30 cm sont montés en ligne selon ce principe et alimentés par un amplificateurs incorporés de 1 500 W. Celui-ci fonctionne sur une impédance qui ne dépasse guère 1  $\Omega$ .

**G.C.** : Vous construisez vous-même les amplificateurs ?

**A.N.** : Bien sûr. Ils ne sont pas très difficiles à réaliser puisqu'il ne s'agit que d'amplificateurs de grave. Un très gros transformateur, 50 transistors de puissance... On n'a pas besoin de beaucoup de tension, c'est plus un problème de courant vu la faible impédance avec laquelle ils sont chargés.

**G.C.** : Combien coûte l'IRS aux Etats-Unis ?

**A.N.** : \$ 30 000... Ce qui fait rendu en France aux environs de 400 000 F.

**G.C.** : Pour les panneaux médium-aigu, s'agit-il de dipôles parfaits, l'onde arrière est-elle amortie ?

**A.N.** : Absolument pas. Il n'y a aucun amortissement sur l'onde arrière. Celle-ci a une importance cruciale pour recréer une image sonore réaliste.

**G.C.** : Mais leur fonctionnement est tributaire des caractéristiques de la pièce.

**A.N.** : C'est vrai, mais vous seriez surpris d'entendre que ce paramètre n'a pas une importance aussi grande qu'on pourrait le penser. Bien sûr, il convient de placer les panneaux à une distance convenable du mur arrière et cette distance est liée aux caractéristiques de votre pièce d'écoute. Il n'y a aucun doute, l'équilibre tonal dépend de ce placement.

L'avantage avec l'IRS, et la RSI également, est qu'il est possible de placer les panneaux médium-aigu en un endroit de la

IRS, Infinity Reference Standard. Six boomers de 30 cm cône polypropylène, 36 tweeters «Emit» dont 12 sur l'arrière, 12 médiums «Emim» et un amplificateur d'asservissement pour le grave de 1 500 W. L'artillerie lourde...

pièce qui ne serait pas parfait pour le grave. Vous avez la liberté de placer les colonnes de grave à des endroits optimaux. Cela offre une bonne flexibilité.

**G.C.** : Les personnes qui acquièrent de tels systèmes très onéreux font-elles un traitement acoustique ?

**A.N.** : Oui, ils essaient... A mon sens, il y a des règles de base à respecter, il convient d'aménager la pièce d'écoute de sorte que la surface se trouvant à l'arrière du haut-parleur soit assez réfléchissante et que celle située à l'arrière de l'auditeur soit très absorbante. Cela est vrai pour des systèmes fonctionnant en dipôle mais également pour les haut-parleurs conventionnels. N'est-ce pas votre avis ?

**G.C.** : Si, cela semble une évidence. Une règle de base qui, je le pense, est en France très largement appliquée par les amateurs intéressés par la restitution sonore.

**A.N.** : C'est incroyable, aux Etats-Unis et surtout en Angleterre, nombreux sont ceux qui recommandent exactement l'inverse, à savoir absorber derrière les enceintes et réfléchir derrière l'auditeur. C'est un non-sens. Je me souviens d'un auditorium d'un très grand constructeur anglais d'enceintes acoustiques qui était complètement amorti sur l'arrière des enceintes. On se croyait dans une chambre sourde. Le son était épouvantable.

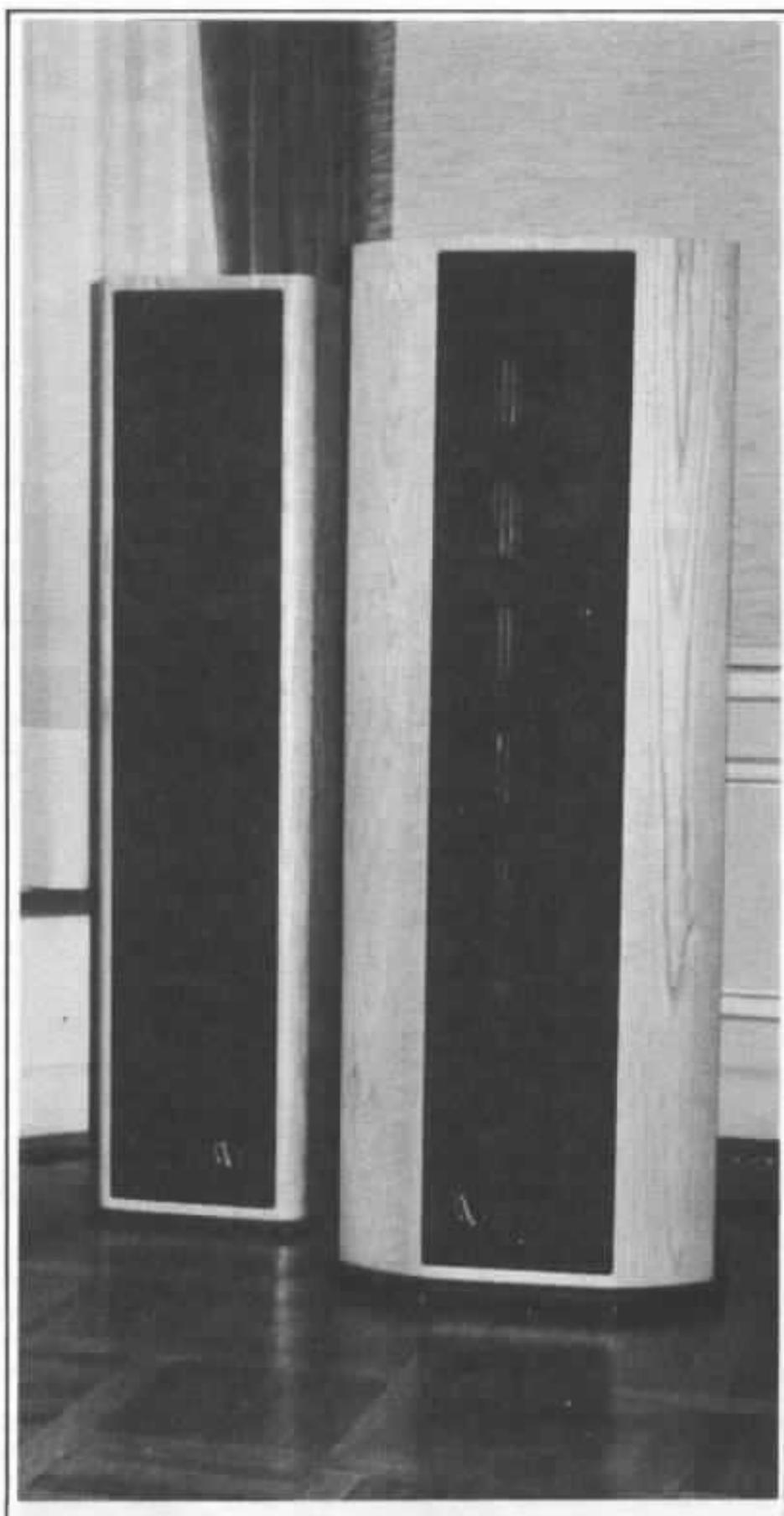
**G.C.** : Pour les mesures, il est réconfortant de retrouver les valeurs relevées en chambre sourde dans la salle d'écoute. Ceci explique peut-être cela...

Combien de personnes ont acheté à ce jour des IRS ?

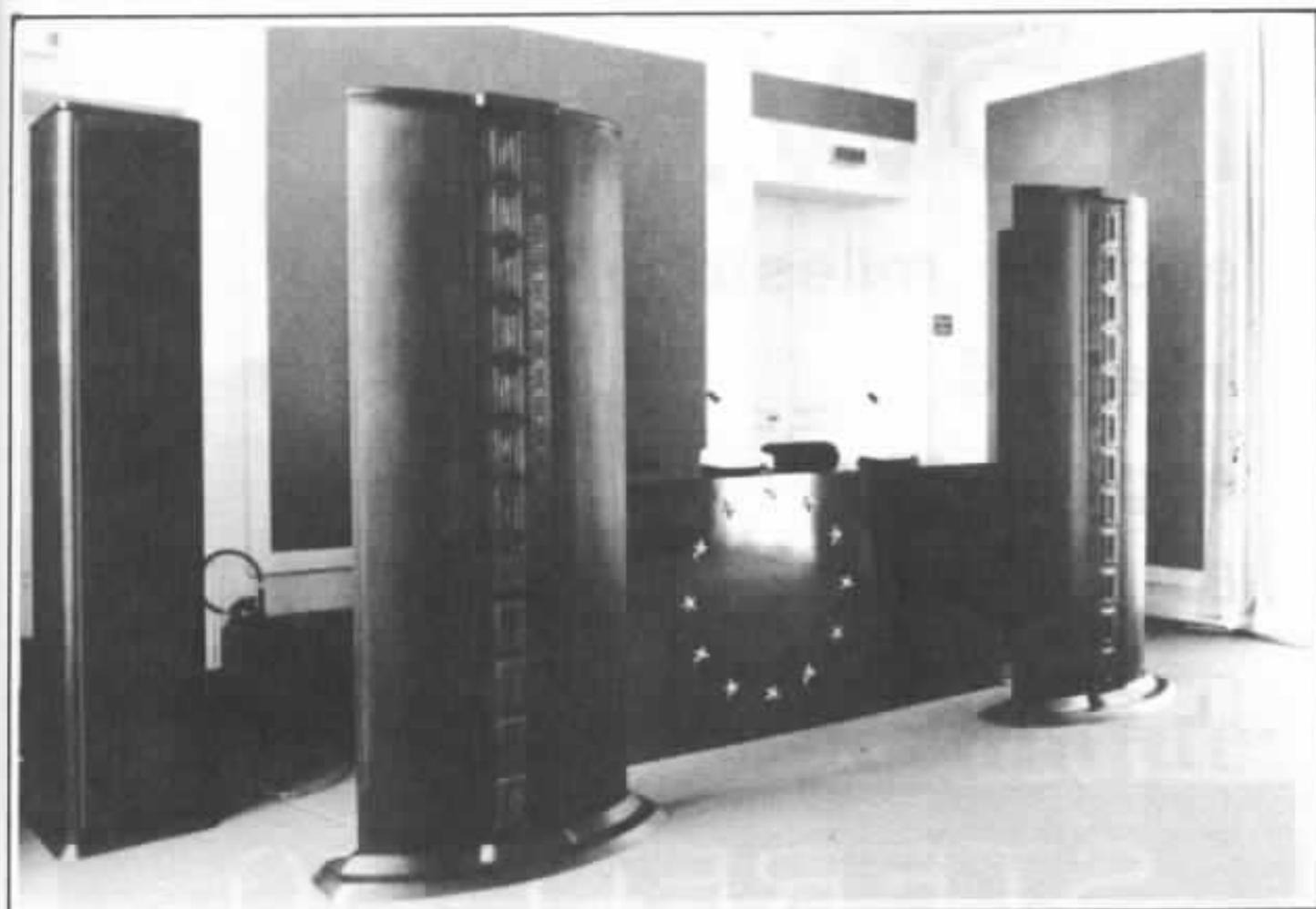
**A.N.** : Environ une cinquantaine en trois ans.

**G.C.** : Dans quels pays, U.S.A., Japon... ?

**A.N.** : Oui, aux Etats-Unis bien évidemment, un peu au Japon,



*La Reference Standard 1 lors de la présentation à «Musique dans le Marais». C'est un système cinq voies avec pour fréquences de coupure : 250, 1 000, 5 000 et 10 000 Hz. Malgré son apparence, ce système a été conçu pour fonctionner selon le principe de la source ponctuelle.*



*L'une des très rares démonstrations de l'IRS en France à «Musique dans le Marais» organisée par David Blecher de Présence Audio Conseil.*

beaucoup en Thaïlande (!), Indonésie, quelques-uns en Allemagne et en Suède.

**G.C.** : La Thaïlande et l'Indonésie, c'est surprenant ?

**A.N.** : Oui, c'est incroyable. Par exemple, en Thaïlande, il nous est arrivé de vendre 4 systèmes en une seule fois !

**G.C.** : Un système comme l'IRS n'est certainement pas sur le plan commercial un produit très rentable. Quelles motivations ont présidé à son développement ?

**A.N.** : C'est vrai, cinquante systèmes en trois ans, c'est ridicule. En fait, ce produit n'a pas été conçu pour être vendu. Nous avons voulu réaliser le meilleur système possible en appliquant toutes les idées que nous avions sur la question et sans réellement

se fixer de limites. Bon, ce système existe. Ceux qui veulent l'acquérir le peuvent. Et puis, j'ai personnellement une paire d'IRS dans ma salle d'écoute. Pour moi, ma musique est une chose importante. C'est vrai que ce n'est un système fait pour être vendu, rien que l'emballage prend une journée à trois personnes et il coûte près de \$ 1 000.

Par ailleurs, c'est une réalisation qui, lorsque nous l'avons présentée pour la première fois à Chicago, a eu un très gros succès, cela nous a valu des commentaires dans la quasi-totalité des revues spécialisées du monde entier. Pour l'image de marque, cela est loin d'être négligeable, c'est même très important.

d'IRS dans une salle d'écoute.  
**G.C.** : Votre système personnel

utilise bien sûr des IRS. Quels autres maillons utilisez-vous pour les alimenter ?

**A.N.** : Je n'aime pas les électroniques à transistors. Désolé ! J'utilise un amplificateur à tubes, le D250 d'Audio Research, de 250 W par canal. Le préampli est un SP10. Toutefois je l'utilise peu car j'écoute beaucoup de bandes. J'ai environ 1 500 bandes mères en Dolby A. Aussi je connecte directement mon magnétophone sur l'amplificateur sans passer par le préampli. Sinon, en lecture disques j'ai deux platines, une vieille Mitchell et une Goldmund sur laquelle est monté un bras Goldmund avec une cellule Koetsu Saphir directement reliée au SP10 sans préampli, ni transfo.

**Page non  
disponible**

# La distorsion thermique

## Tube contre transistor

*Héphaïstos*

*C'est le second article que nous consacrons à cette forme de distorsion mal connue, voire le plus souvent complètement ignorée. Nous avons poursuivi nos investigations par l'expérimentation de quelques transistors à effet de champ et d'un tube électronique. Les résultats obtenus sont très intéressants car leur confrontation avec les expériences subjectives des audiophiles éclaire d'un jour nouveau la querelle entre ceux qui prônent les tests subjectifs et ceux qui ne jurent que par les mesures. C'est pourquoi, après avoir défini et expérimenté quelques remèdes aux bouffées de chaleur des transistors, nous tenterons de rapprocher ces deux points de vue en recherchant un test objectif qui mette en évidence dans des montages complets les phénomènes observés dans les transistors testés individuellement, et qui devrait expliquer certaines préférences subjectives.*

Dans le premier article que nous avons consacré à la distorsion thermique (l'Audiophile n° 32) nous avons vu, au terme d'une recherche bibliographique assez poussée, que ce n'était pas un sujet qui passionnait beaucoup de personnes et que les deux seuls articles consacrés à la distorsion thermique que nous avons trouvés étaient loin d'être satisfaisants. C'est pourquoi nous avons défini une méthode expérimentale destinée à mettre en évidence les dérives thermi-

ques à court terme dans les transistors : Celle-ci consiste à faire varier rapidement la tension de commande de ceux-ci, entre deux valeurs maintenues stables avec une grande précision et à observer finement au moyen d'une loupe électronique les évolutions des tensions d'électrodes.

Nous avons alors fait deux séries de mesures sur un échantillonnage de transistors bipolaires faible et moyenne puissance. Dans la première expérimentation, nous nous sommes inspiré

du fonctionnement d'un transistor avec une tension de 20 V et une résistance de collecteur de 2 k $\Omega$ , et avons fait varier la puissance dissipée dans les transistors testés entre 25 et 50 mW (toutes les 45 ms). Pour la seconde série de mesures la puissance dissipée variait entre 200 mW (pendant 20 ms) et 35 mW (pendant 80 ms) et correspondait ainsi à une puissance moyenne de 68 mW.

Cela nous avait permis de constater deux phénomènes hau-

tement non linéaires : L'évolution de la loi  $I_c = f(V_{be})$  sous l'effet des variations de température des jonctions ainsi que celle de la loi  $I_b = f(V_{be})$ . Les constantes de temps associées à ces variations, rendent celles-ci particulièrement redoutables pour une amplification de précision dans la bande audio.

Nous avons aussi testé deux transistors à effet de champ, mais le montage réalisé pour faire nos expériences était assez mal adapté aux transistors à effet de champ. Depuis ce montage a évolué et il est maintenant possible de tester avec lui les transistors à effet de champ canal N sans restriction : en effet il y a deux différences entre transistors bipolaires et transistors à effet de champ, qui jouent dans notre montage de test :

Tout d'abord, alors que pour les transistors bipolaires la tension de commande (sur la base) est supérieure d'environ 0,6 V à la tension sur la résistance de contre-réaction (dans le retour de l'émetteur) et donc nécessairement positive pour les transistors NPN, pour les transistors à effet de champ canal N la tension de commande (sur la grille) est inférieure à la tension de source sur la résistance de contre-réaction, et peut donc être négative (voir figure n° 1). Il a donc fallu faire en sorte que notre montage de test puisse délivrer des tensions négatives avec la même stabilité.

Ensuite le courant dans un transistor à effet de champ est limité à  $I_{DSS}$ . Au contraire dans un transistor bipolaire, en étant assez généreux sur la tension de base on peut obtenir le courant souhaité quitte à tuer le transistor si ce courant conduit à des conditions de fonctionnement excédant les capacités du transistor. C'est là une des raisons de la fragilité des transistors bipolaires. C'est une propriété que nous avons utilisé dans nos deux séries de mesures sur les transistors bipolaires (où pour obtenir

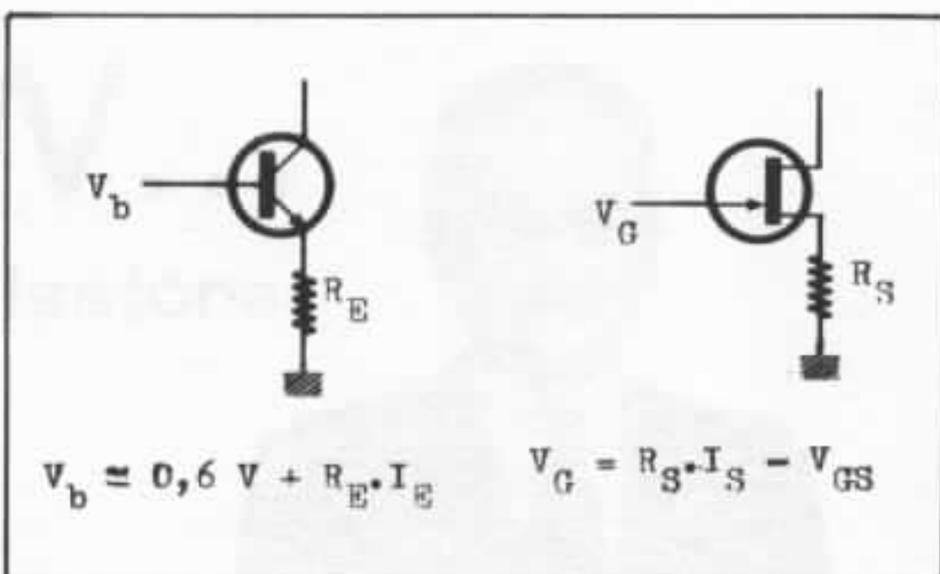


Fig. 1 : Commande des transistors dans nos expériences.

les puissances souhaitées, nous avons préféré travailler avec des tensions collecteur-émetteur plutôt faibles donc avec des courants collecteur plutôt élevés) et qui nous avait même permis dans certains cas de dépasser la puissance instantanée admissible donnée par les constructeurs (dans la seconde série de mesures). Avec un transistor à effet de champ ayant un courant de saturation faible ( $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$  par exemple) il n'est plus possible d'obtenir les puissances de nos expériences avec des tensions  $V_{DS}$  faibles. C'est pourquoi pour les transistors à effet de champ, nos expériences ont mis en œuvre des courants plus faibles et la valeur de la résistance de source utilisée a été de  $100 \Omega$  (contre  $10 \Omega$  pour la résistance d'émetteur retenue pour nos expériences sur les transistors bipolaires).

Pour nos expériences sur les transistors à effet de champ, nous avons retenu un échantillonnage de 11 transistors comprenant des transistors à jonction et des transistors MOS de différentes technologies :

- 2N 4393 ( $I_{DSS} = 5$  à  $30 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 40 \text{ V}$ , boîtier TO 18) un transistor d'usage général
- NF 5102 ( $I_{DSS} = 4$  à  $20 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 40 \text{ V}$ , boîtier TO 18) la même puce que le transistor pré-

cèdent mais soigné pour le bruit — J 308 ( $I_{DSS} = 12$  à  $60 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 25 \text{ V}$ , boîtier TO 92) en principe un transistor destiné aux applications UHF mais que j'ai déjà utilisé dans des montages cascode avec des transistors bipolaires

— U 310 ( $I_{DSS} = 24$  à  $60 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 25 \text{ V}$ , boîtier TO 18) la même puce que le transistor précédent mais sélectionné pour un courant supérieur et dans un boîtier métallique au lieu d'un boîtier plastique

— 2N 4416 ( $I_{DSS} = 5$  à  $15 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 35 \text{ V}$ , boîtier de type TO 18) un transistor lui aussi destiné à des circuits VHF mais avec une puce plus petite

— 2 SK 30 A ( $I_{DSS} = 6,5 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 50 \text{ V}$ , boîtier TO 92) un transistor bien connu des audiophiles utilisé dans le premier étage du préamplificateur original Kanéda où sa « musicalité » est appréciée (voir l'Audiophile n° 3)

— 2 SK 243-2 ( $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 40 \text{ V}$ , boîtier DIL plastique) un transistor double retenu pour la version définitive du préamplificateur Kanéda (voir l'Audiophile n° 23) à cause des problèmes d'approvisionnement pour le 2 SK 30 A

— 2N 3954 ( $I_{DSS} = 0,5$  à  $5 \text{ mA}$ ,  $V_{DS \text{ max}} = 50 \text{ V}$ , boîtier de type

TO 18) un transistor double aussi utilisé par les audiophiles dans les montages de M. Kanéda

— 3N 171 ( $I_{max} = 30$  mA,  $V_{DSmax} = 25$  V, boîtier de type TO 18) un transistor de technologie MOS très classique tel qu'on les utilise de moins en moins

— SD 210 ( $I_{max} = 50$  mA,  $V_{DSmax} = 30$  V, boîtier de type TO 18) un transistor MOS de nouvelle technologie (la technologie DMOS maintenant beaucoup utilisée dans certains MOS de puissance)

— VN 1306 ( $I_{max} = 500$  mA,  $V_{DSmax} = 60$  V, boîtier TO 92) un transistor MOS vertical de puissance.

Nous avons commencé nos expériences par le VN 1306 parce qu'étant le seul transistor de moyenne puissance de notre échantillonnage, nous avons pu le tester dans les mêmes conditions que les transistors bipolaires déjà testés ( $R_s = 10 \Omega$ ,  $V_{DS}$  faible). La figure n° 2 montre les résultats pour la première expérience (25 mW-50 mW) et la figure n° 3 ceux de la seconde expérience. On peut constater que si les variations (de sens inverse) sont plus faibles que pour les bipolaires dans le cas de la première expérience, elles sont par contre plus importantes dans le cas de la seconde expérience.

Pour les autres transistors, nous nous sommes limité à la première expérience, à cause des problèmes décrits ci-dessus pour obtenir les puissances nécessaires à la seconde expérience. Nous avons ensuite testé les deux autres transistors MOS retenus : La figure n° 4 montre ce que donne le SD 210 dans la première expérience et la figure n° 5 ce que donne le 3N 171. Les résultats sont semblables et pas très différents de ceux des transistors bipolaires.

Pour les transistors à effet de champ à jonction (jfet en anglais) on obtient le classement suivant, si on retient comme cri-

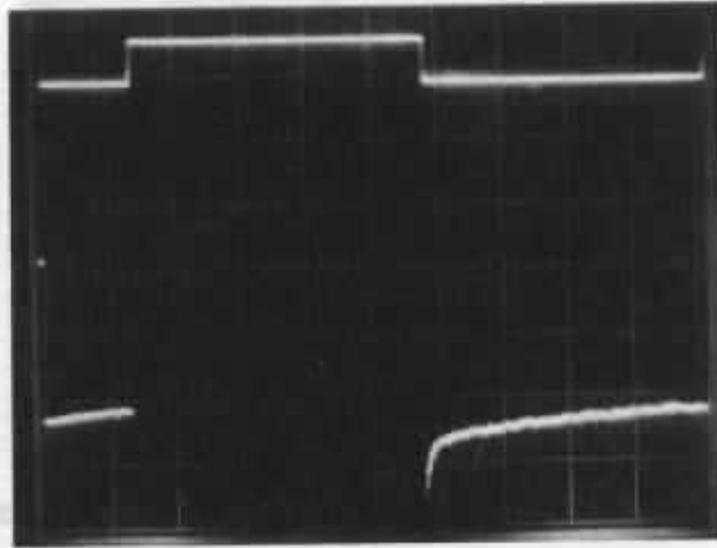
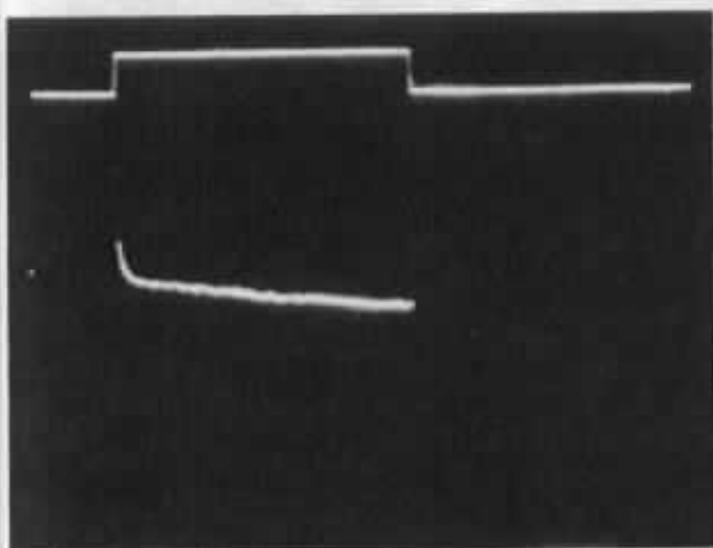


Fig. 2 : VN 1306 dans la première expérience (200 mV et 400  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).

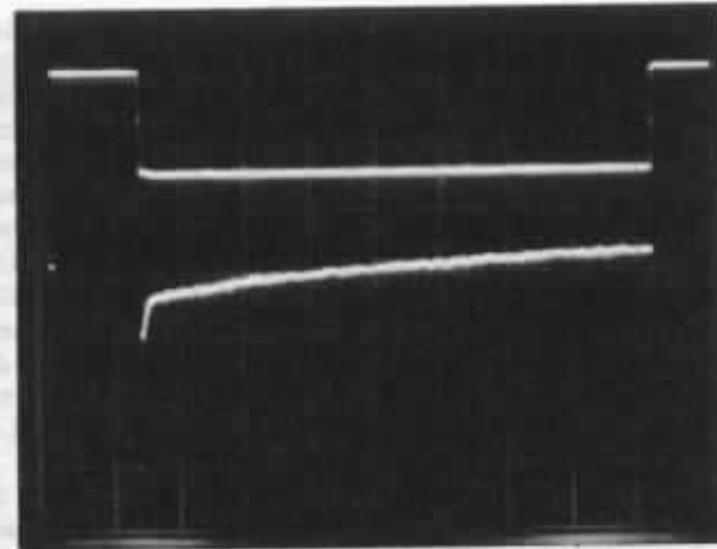
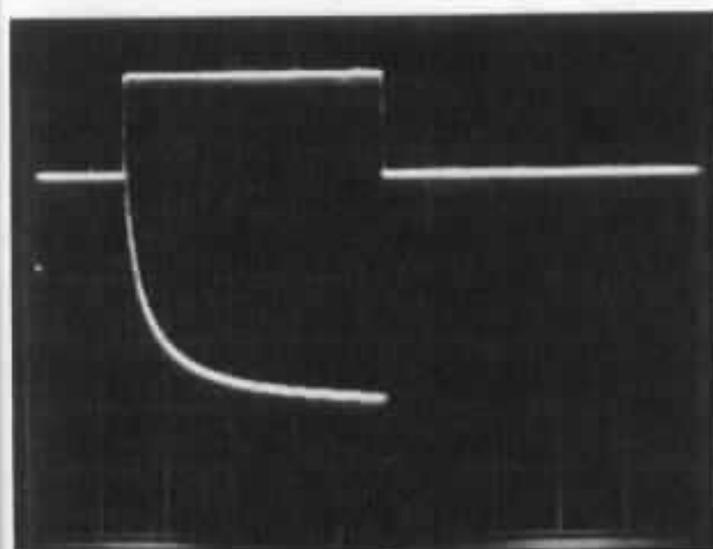


Fig. 3 : VN 1306 dans la seconde expérience (500 mV et 4 mV/div., 5 ms/div.), (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).

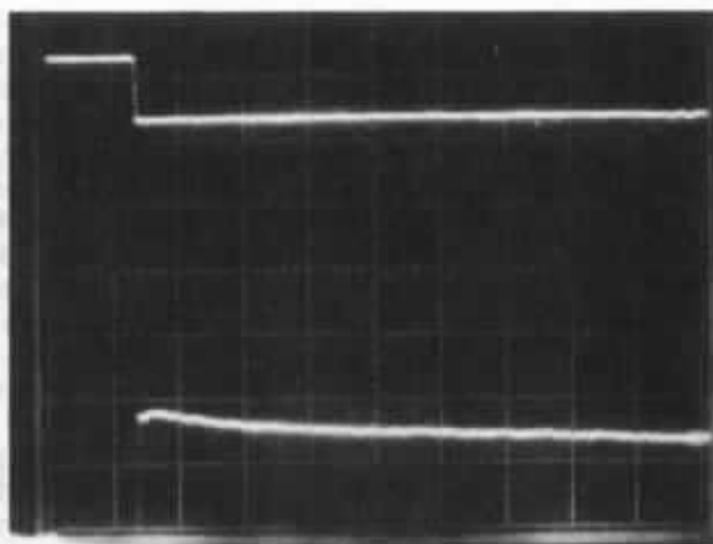
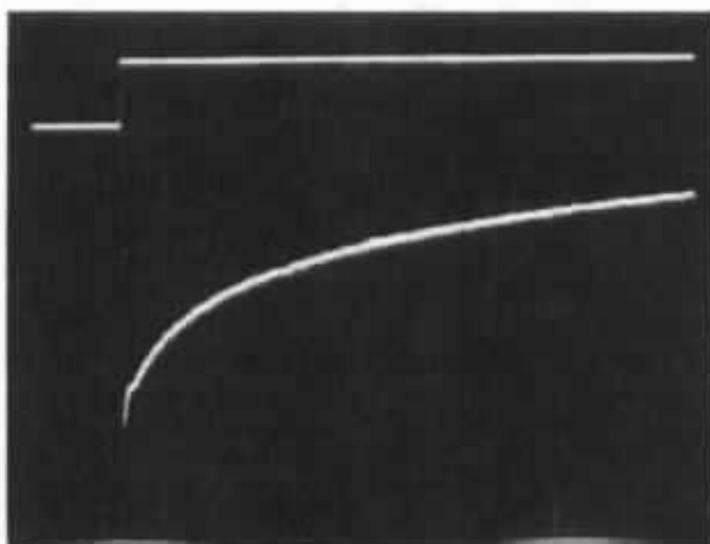


Fig. 4 : SD 210 dans la première expérience (500 mV et 800  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

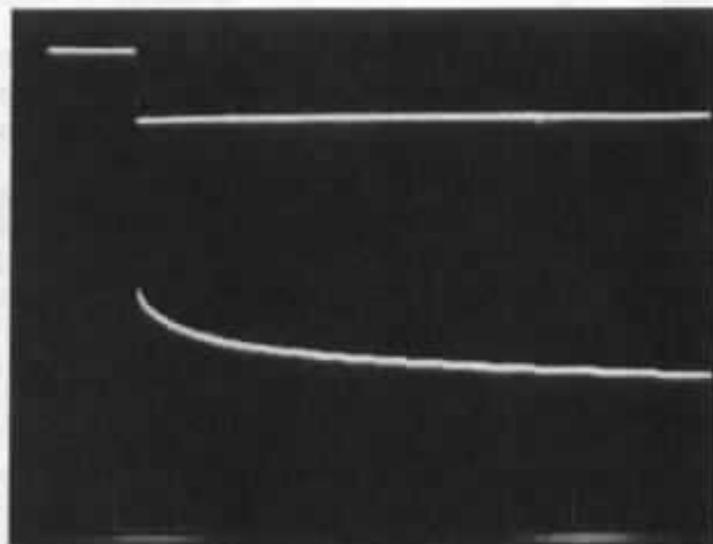
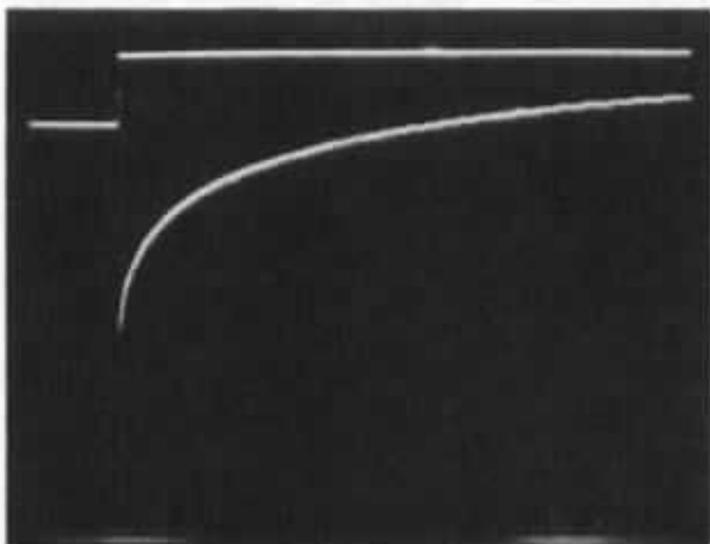


Fig. 5 : 3 N 171 dans la première expérience (500 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.).

rière l'amplitude de la plus forte des dérives : les dérives les plus importantes sont obtenues pour le 2N 4416 (voir figure n° 6) ; ce n'est pas une surprise car c'est une petite puce et selon son constructeur, le point à coefficient de température nul est plutôt situé au environ de 1,5 mA alors que nous l'avons testé pour des courants plus élevés.

Ensuite vient le 2 SK 243-2 (voir figure n° 7) avec une dérive très importante pendant le créneau de 50 mW, mais par contre une dérive négligeable pour le créneau inférieur. On doit alors être plus proche du point à coefficient de température nul (dans

le préamplificateur Kanéda on l'utilise à un courant encore plus faible). Le 2 SK 243-2 est un transistor double, il était intéressant de comparer le comportement des deux transistors : ceux-ci ont un comportement quasiment identique (alors que l'autre transistor double testé, comme on le verra un peu plus loin, présente une forte dissymétrie dans nos expériences de distorsion thermique) c'est un gage de qualité.

Ensuite vient le 2N 4393 (voir figure n° 8), puis l'un des transistors du 2N 3954 (voir figure n° 9) qui a une dérive importante sur le créneau supérieur ; curieu-

sement l'autre transistor de cette paire de transistors monolithique a une dérive négligeable pendant le même créneau. Cette dissymétrie est inquiétante (elle peut être due soit à la géométrie de la puce, soit à un accident de diffusion) car les fabricants de transistors qui réduisent déjà les tests de fabrication qu'ils connaissent, au strict minimum ne se soucient guère de distorsion thermique et peuvent donc livrer des transistors ayant une distorsion thermique aléatoire.

Puis nous trouvons le NF 5102 (figure n° 10), le U 310 (figure n° 11) et le J 308 (figure n° 12).

Enfin le meilleur transistor

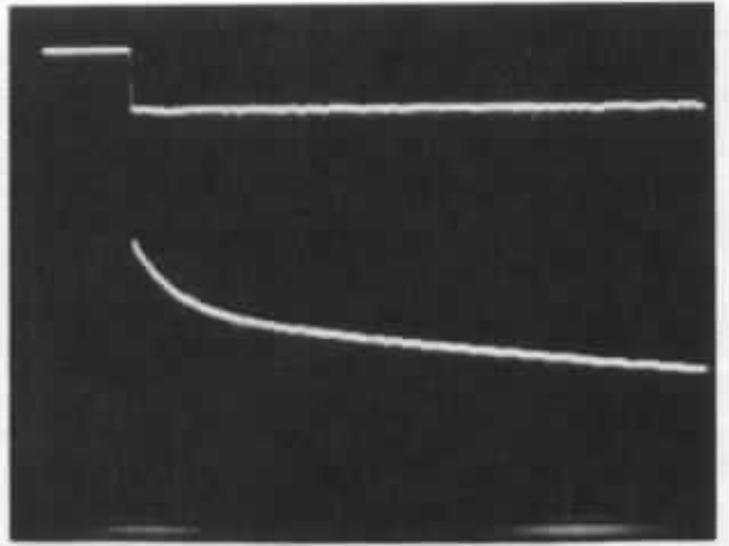
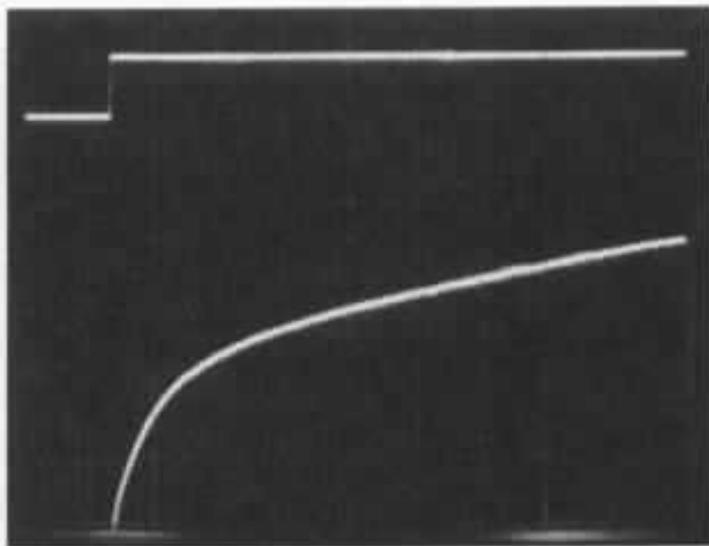


Fig. 6 : 2 N 4416 dans la première expérience (500 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.).

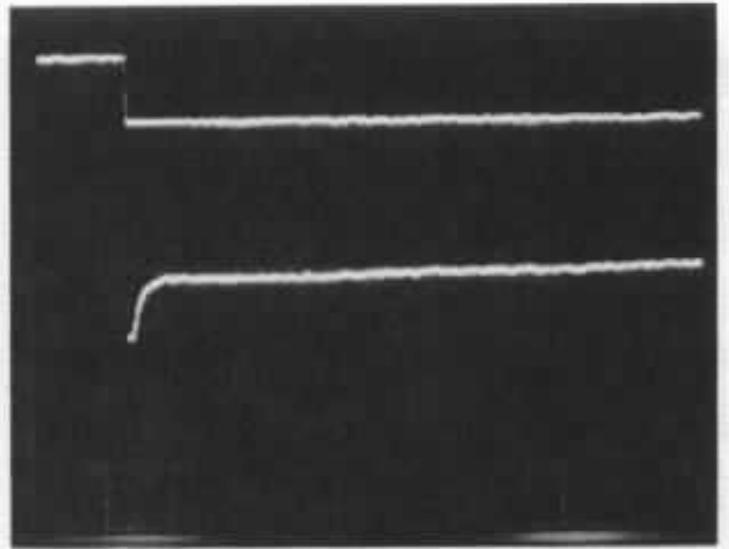
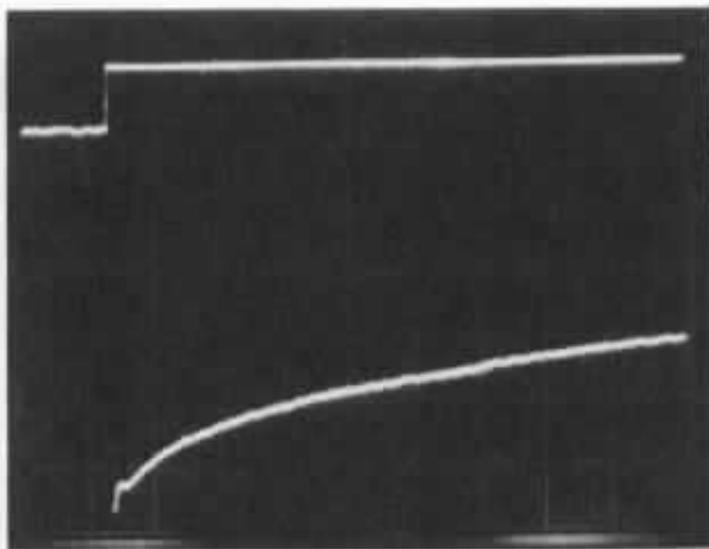


Fig. 7a : Premier transistor du 2 SK 243-2 dans la première expérience (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

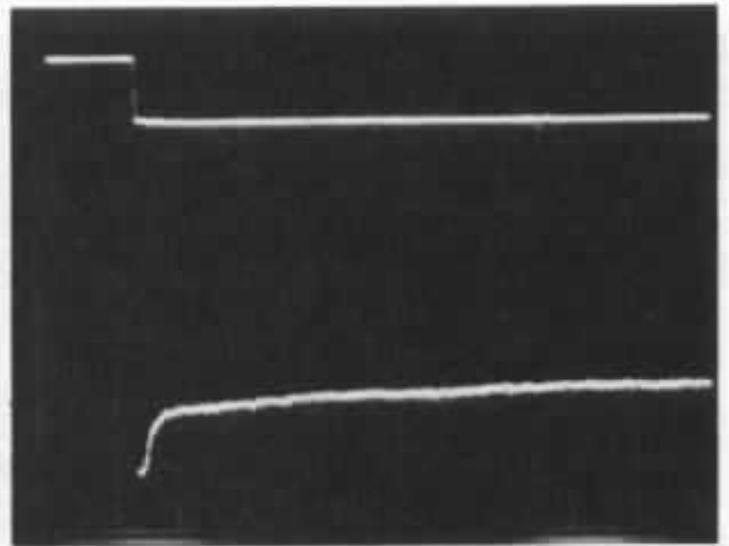
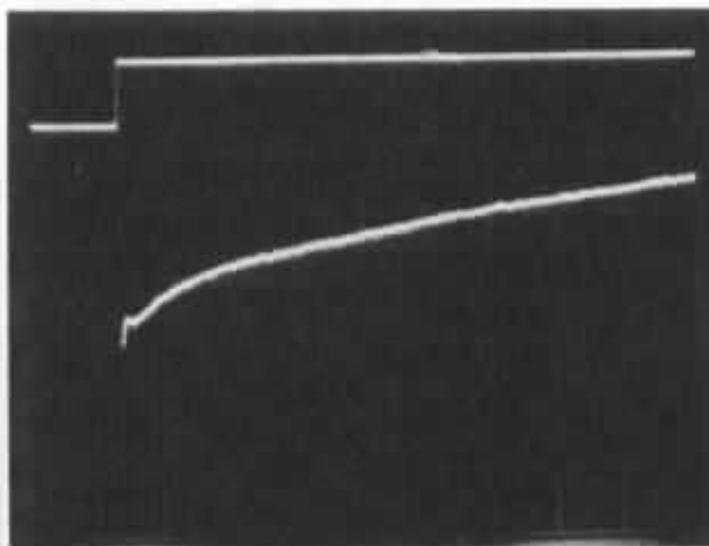


Fig. 7b : Second transistor du 2 SK 243-2 dans la première expérience (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

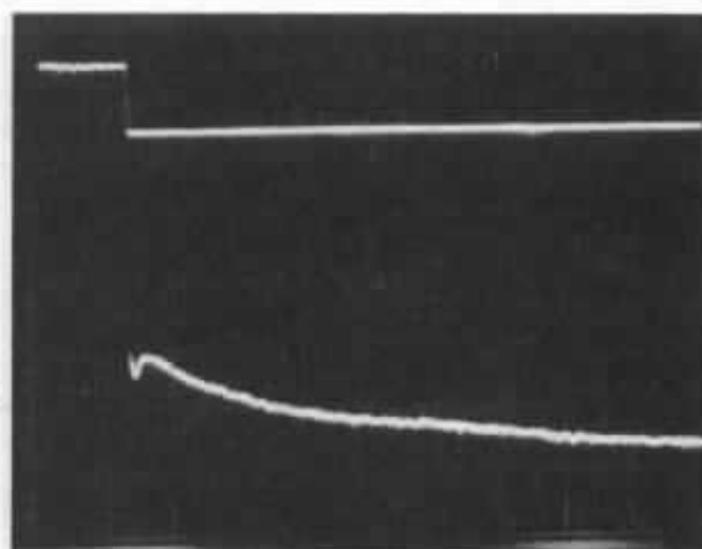
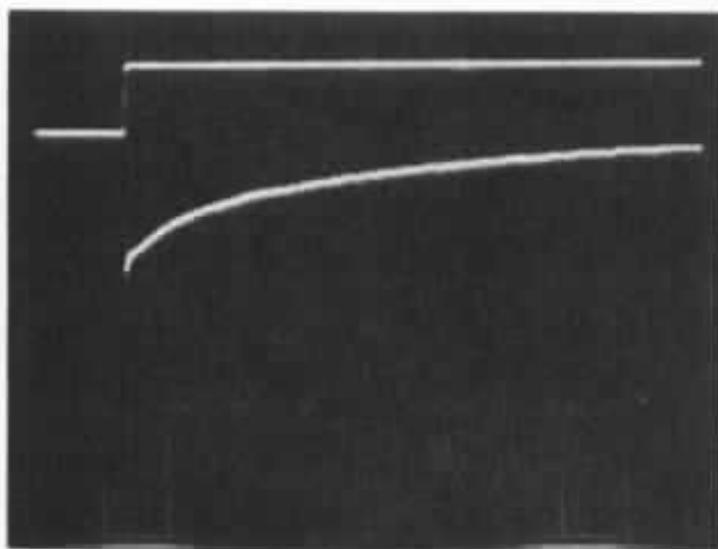


Fig. 8 : 2 N 4393 dans la première expérience (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

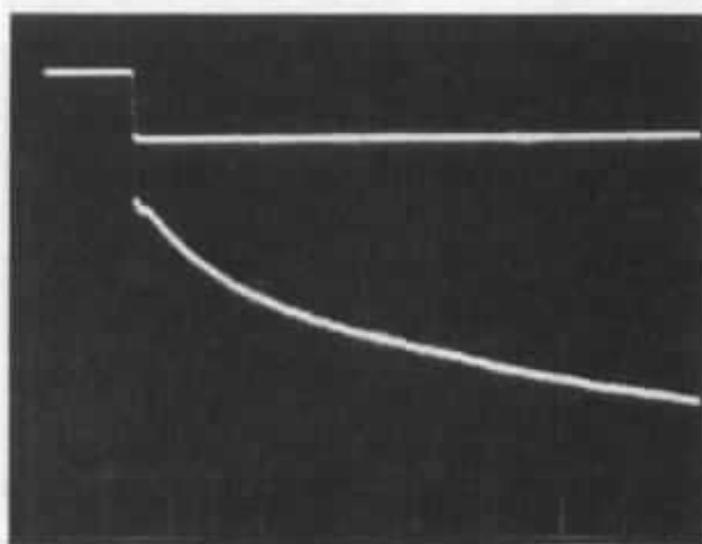
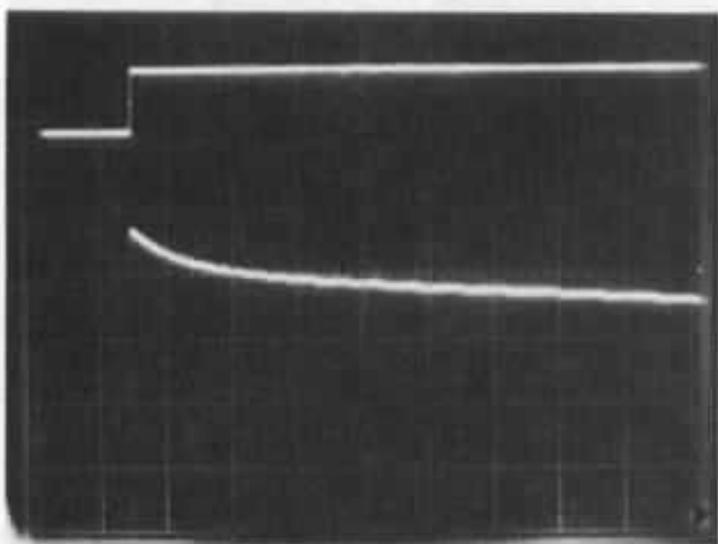


Fig. 9a : Premier transistor du 2 N 3954 dans la première expérience (200 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (200 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

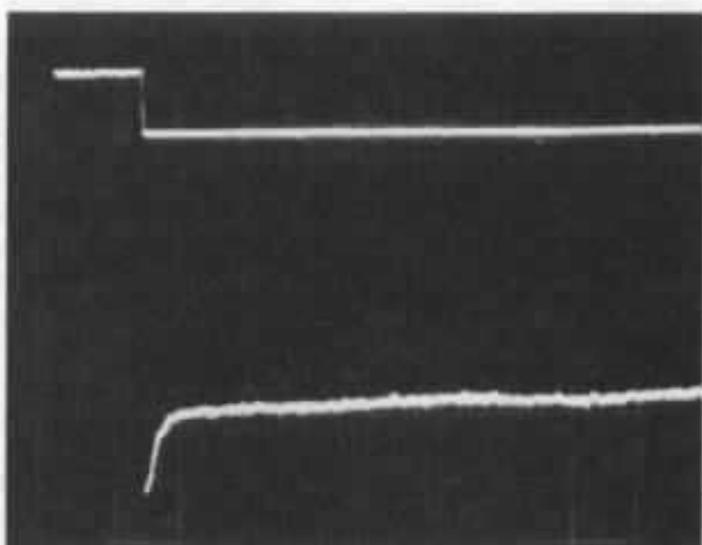
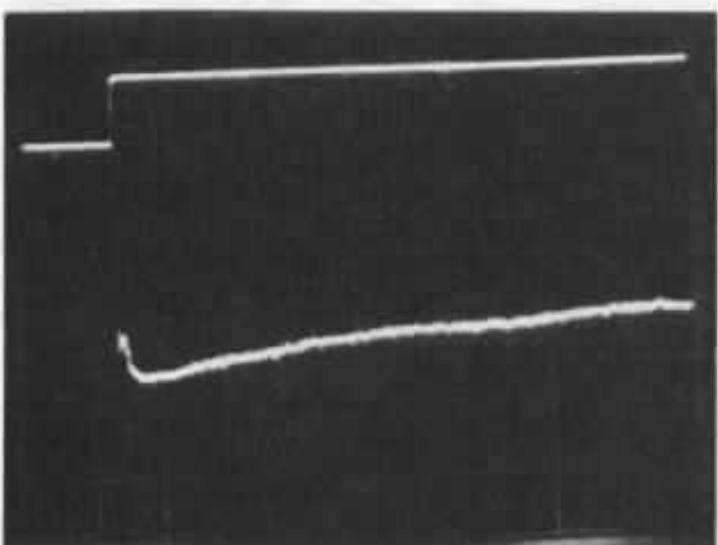


Fig. 9b : Second transistor du 2 N 3954 dans la première expérience (200 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

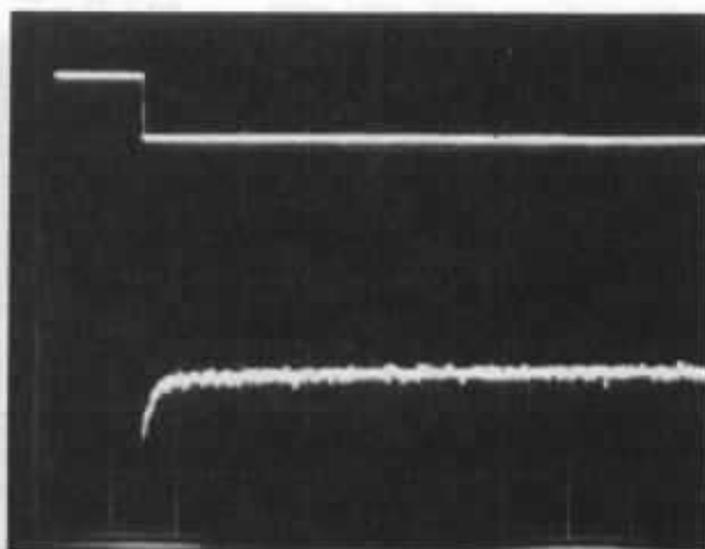
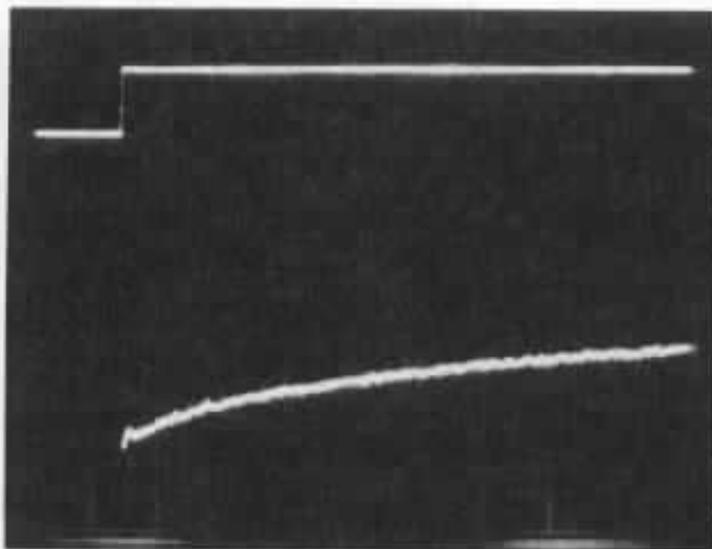


Fig. 10 : NF 5102 dans la première expérience (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

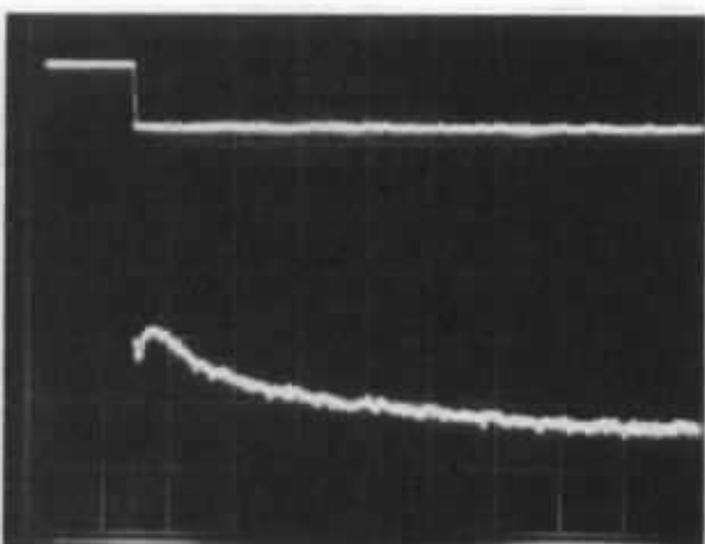
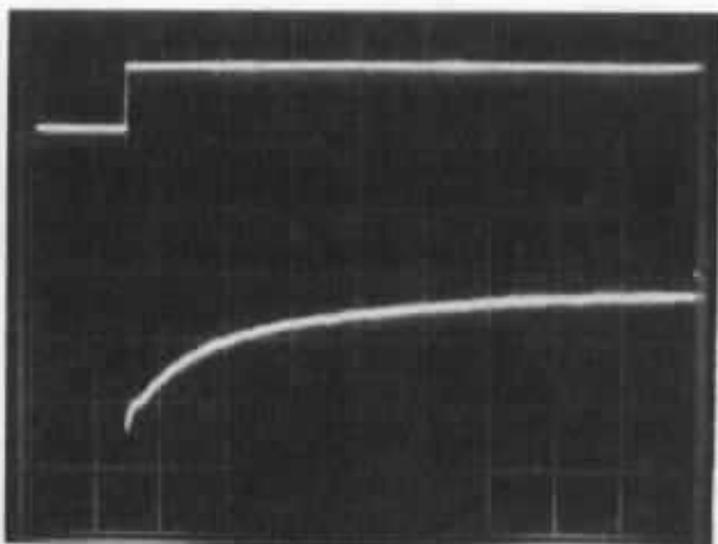


Fig. 11 : U 310 dans la première expérience (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

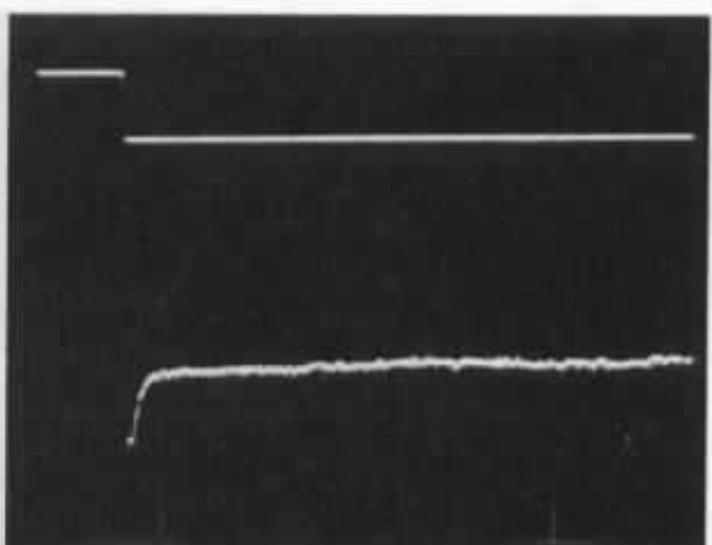
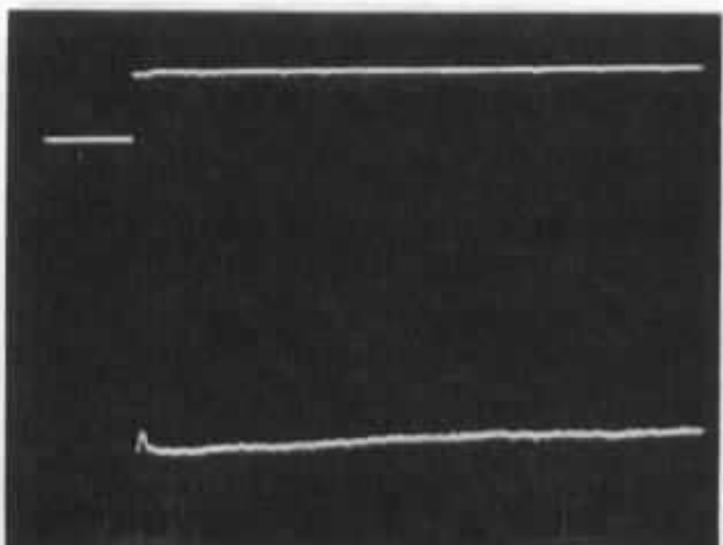


Fig. 12 : J 308 dans la première expérience (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

que nous avons testé, celui pour lequel notre première expérience n'a pas montré de distorsion thermique décelable, est le 2 SK 30 A que les audiophiles connaissent bien pour la réputation qu'il a acquise chez eux. Ces qualités dans nos tests que nous avons déjà vues dans l'article précédent, nous avons voulu les explorer davantage et nous avons testé ce transistor au comportement jusqu'ici parfait dans une série de test où la puissance au lieu de varier de 25 à 50 mW, variait de :

- 35 à 40 mW
- 15 à 60 mW
- 10 à 35 mW

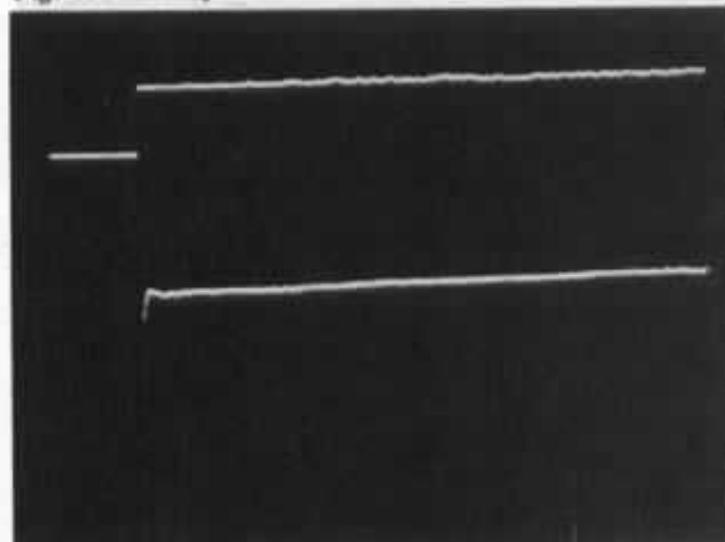
— 50 à 75 mW

Jamais comme on peut le voir sur la figure n° 13, nous n'avons pu prendre notre transistor en défaut. Comme la puce du transistor n'a ni une résistance thermique nulle, ni une capacité calorifique nulle ou infinie, sa température évolue donc quand nous faisons varier la puissance qui y est dissipée. Cela semblerait indiquer que la courbe qui lie  $V_{GS}$  à  $I_D$  est peu sensible à la température. L'étude théorique des phénomènes qui régissent le fonctionnement des transistors à effet de champ à jonction permet bien de trouver un point de fonctionnement où les effets de la

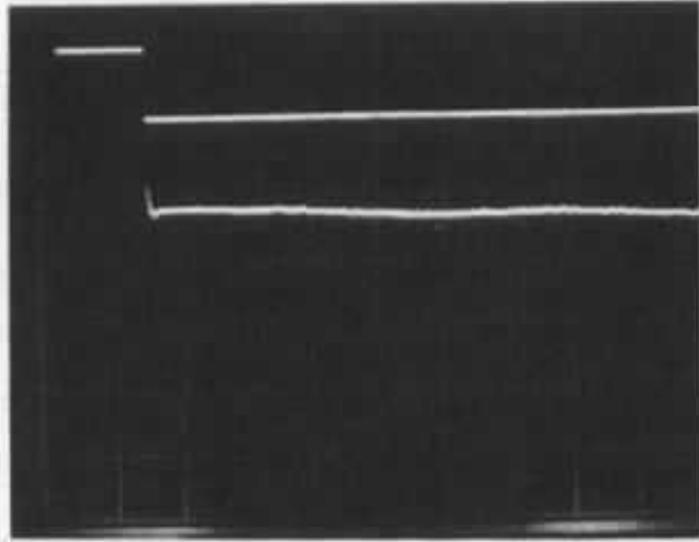
température s'annulent (voir figure 14) mais ce point est très localisé. Nous nous sommes alors plongé dans différents ouvrages théoriques sur les transistors à effet de champ pour rechercher la possibilité d'existence de transistors à effet de champ ayant un coefficient de température nul mais notre recherche a été vaine.

La théorie ne permettant pas de comprendre le comportement de notre 2 SK 30 A dans nos tests de distorsion thermique, nous sommes revenu à l'expérimentation et avons observé le comportement de notre transistor quand il était soumis à une source de

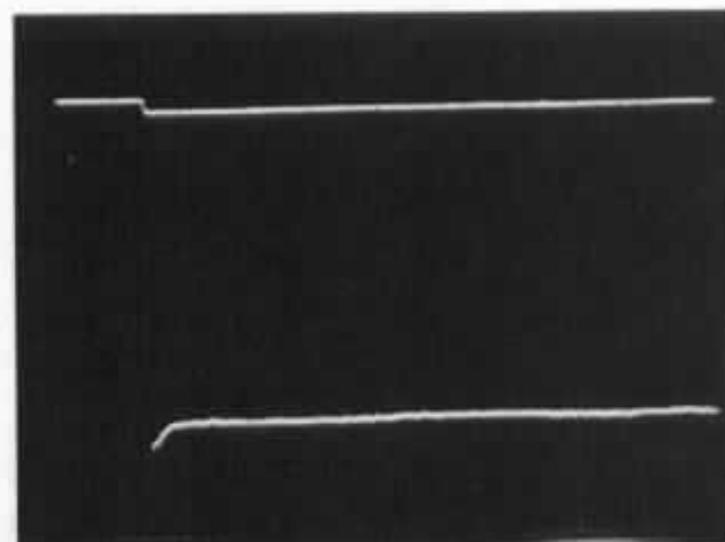
Fig. 13a : Comportement du 2 SK 30 A.



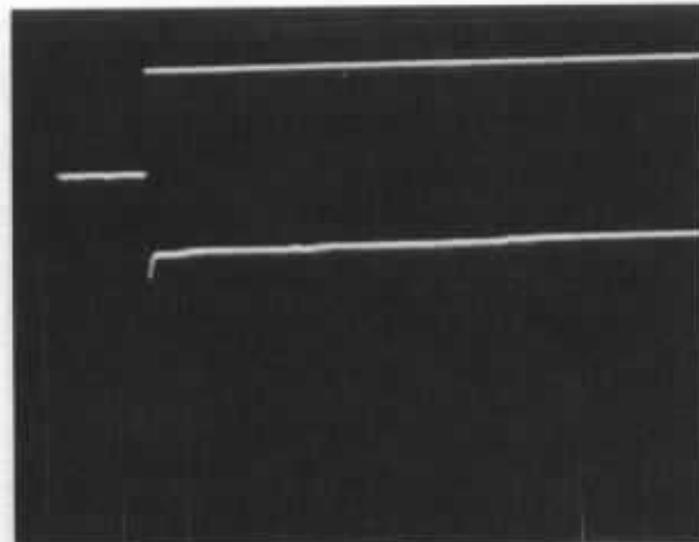
Variation de 25 à 50 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



Variation de 50W à 25 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

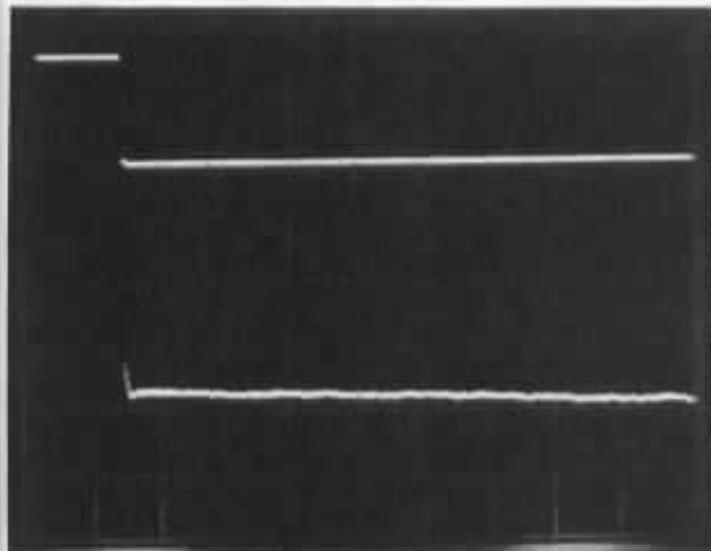


Variation de 40 à 35 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

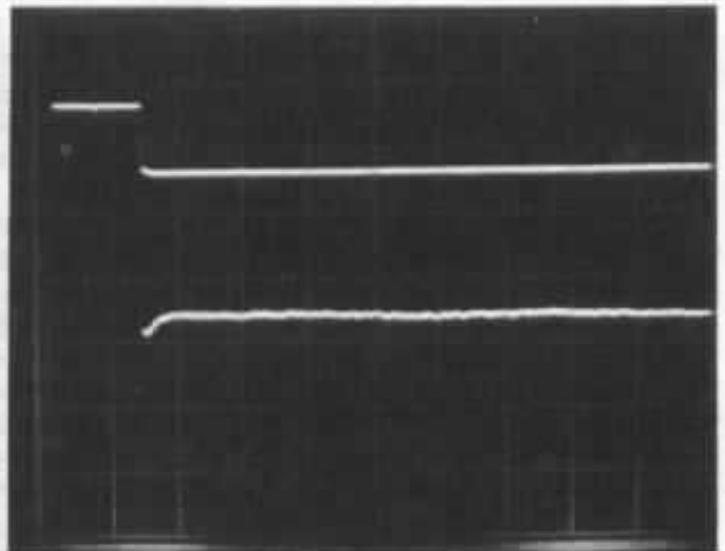


Variation de 15 à 60 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

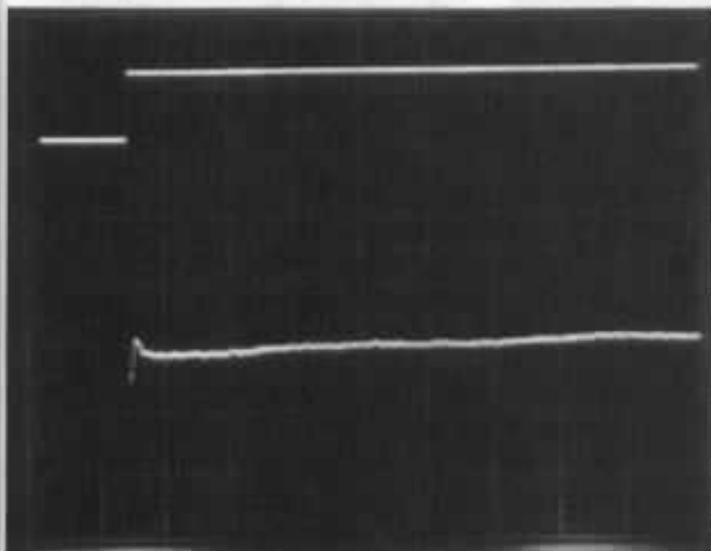
Fig. 13b : Comportement du 2 SK 30 A.



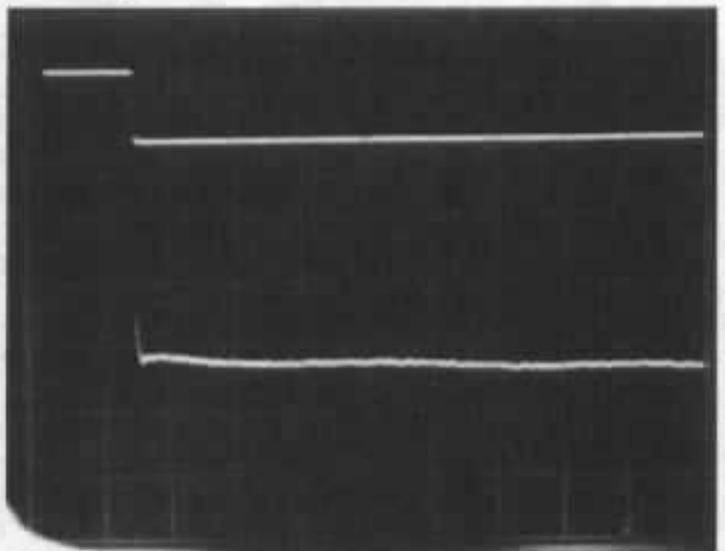
Variation de 60 à 15 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



Variation de 35 à 10 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



Variation de 50 à 75 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



Variation de 75 à 50 mW (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

chaleur extérieure : Nous nous sommes alors aperçu qu'il était bien sensible à la température.

Cela veut dire que lorsque ce transistor dissipe la chaleur correspondant au produit de  $V_{DS}$  et de  $I_D$ , l'élévation de température qui en résulte affecte peu le fonctionnement du transistor : soit que la puissance est dissipée assez loin de l'endroit où le pincement du canal détermine le courant drain, soit que l'action de cette élévation de température qui n'est vraisemblablement pas uniforme produit des effets qui s'annulent. Les études théoriques que je connais et qui traitent des effets de la température

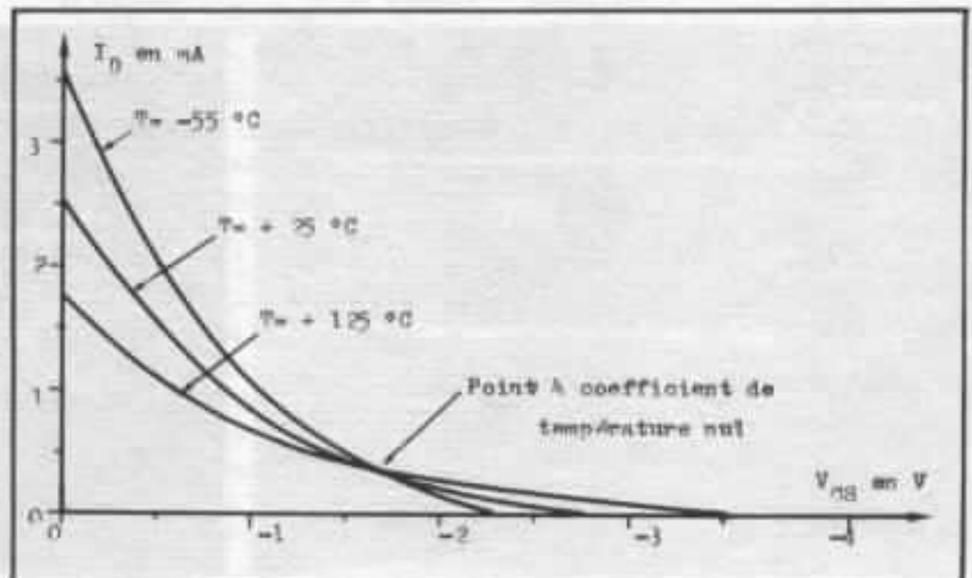


Fig. 14 : Variations pour un Fet de la loi  $I_D = f(V_{GS})$  en fonction de la température.

dans les transistors à effet de champ, ne sont pas d'un grand secours pour comprendre ce phénomène, car elles considèrent toujours que le matériau semi-conducteur est à une température uniforme. L'étude des transitoires thermiques dans le transistor à effet de champ à jonction a peu de chance d'être réalisée un jour à cause de sa complexité et de son manque de retombées théoriques ou industrielles.

Nous avons aussi voulu mesurer l'effet de la distorsion thermique sur un tube à vide. A cause de mon manque d'expérience dans l'usage de ce composant et parce que la théorie voulait qu'il ne soit pas le siège d'une telle distorsion, nous avons limité cette étude des tubes à l'expérimentation d'un tube ECC 83.

Le montage utilisé pour ce tube, ainsi que son adaptation à notre montage de test sont décrits sur la figure n° 15. Nous avons conservé des signaux carrés symétriques de 45 ms ; Pendant le créneau supérieur le tube était parcouru par 1 mA, avec 200 V entre cathode et anode (soit 200 mW dissipé dans le tube), pendant le créneau inférieur nous avons 250  $\mu$ A pour 250 V (soit 62 mW dissipé dans le tube). Comme le montre la

figure 16 et comme nous nous y attendions, il n'y avait pas trace dans les signaux recueillis sur la cathode de distorsion thermique ; ce qui justifiait après coup la modestie de nos investigations sur les tubes.

Ce résultat n'est pas surprenant parce que dans un tube électronique le courant est dû à des électrons qui se déplacent dans le vide à des vitesses voisines assez élevées (la densité de courant est alors assez faible) et que la puissance dissipée est répartie sur l'anode lors de l'impact des électrons ; cette anode est de dimension relativement importante, elle présente donc une grande inertie thermique et son couplage

thermique avec les électrodes de commande est suffisamment faible pour que toute contre-réaction thermique sorte de la bande audio.

Au contraire dans un transistor le courant est dû à un brouillard d'électrons au sein d'un cristal semi-conducteur, soumis à un intense mouvement brownien résultant de l'agitation thermique. La densité de courant est relativement élevée et la vitesse moyenne des électrons qui est la manifestation du courant est limitée à une valeur inférieure à la vitesse thermique. La puissance est dissipée au sein du cristal semi-conducteur dans des volumes très faibles, à proximité

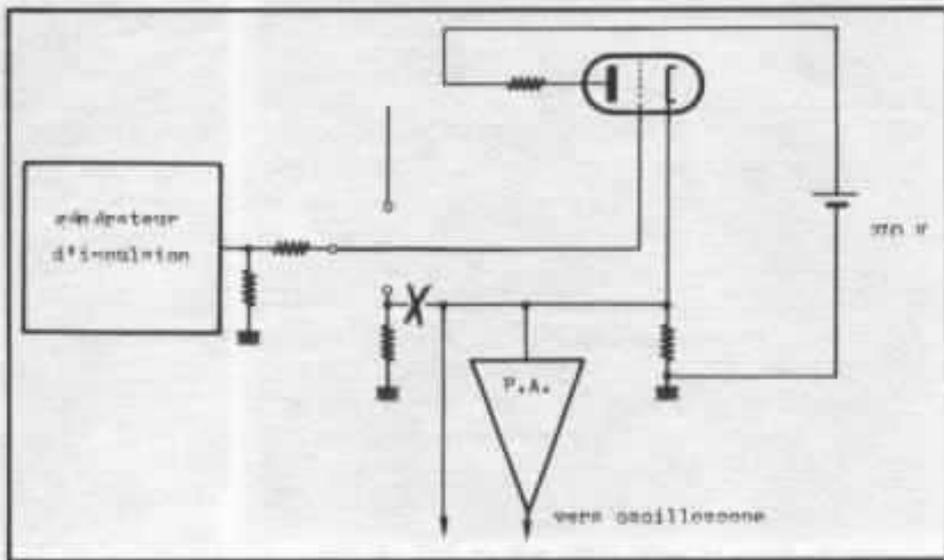


Fig. 15 : Adaptation de notre montage de test de la distorsion thermique au tube ECC 83.

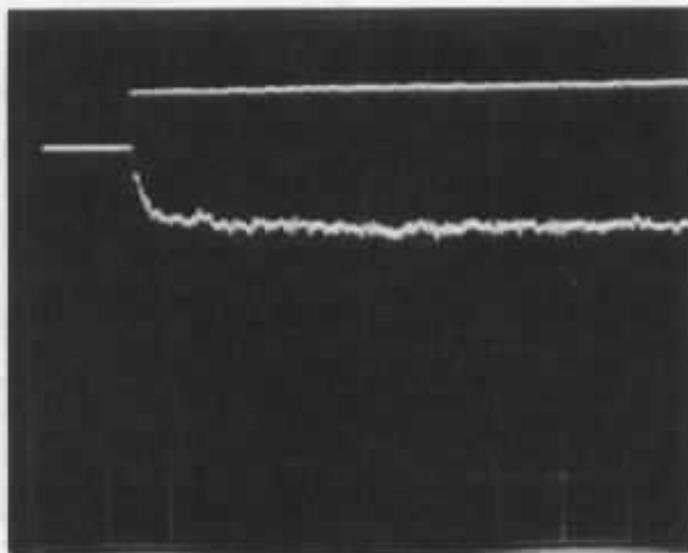
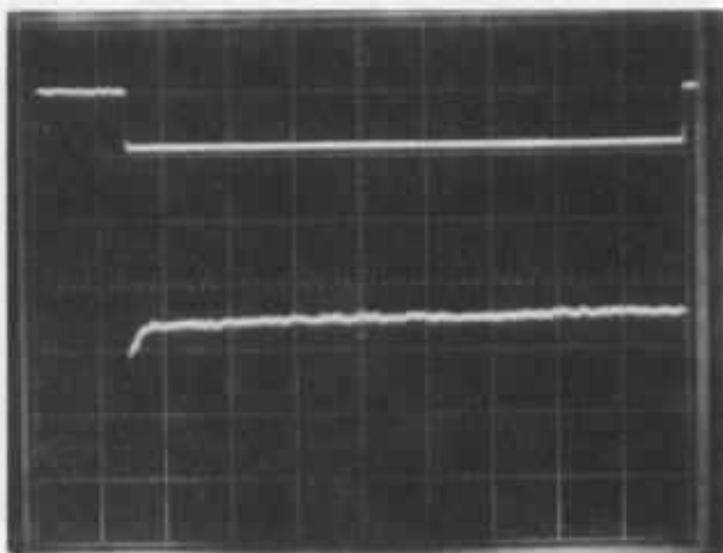


Fig. 16 : Distorsion thermique du ECC 83 (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

des jonctions qui commandent les valeurs des courants alors que les phénomènes qui interviennent dans ces jonctions sont très sensibles à la température.

Arrivé à ce point de nos mesures et de nos réflexions, il est difficile de ne pas être troublé par la corrélation entre nos mesures et certains jugements des audiophiles ; par les résultats de nos tests qui sacrent champion de la distorsion thermique le tube et un transistor sélectionné « à l'oreille » pour sa « musicalité » par des audiophiles japonais. Il serait bien tentant de voir dans la distorsion thermique la cause des problèmes liés aux divergences entre jugements subjectifs et mesures électroniques, qui avait jusqu'ici échappé à nos appareils de mesure ; mais on a déjà dit cela de la distorsion d'intermodulation transitoire aussi dirai-je plus modestement qu'il s'agit là d'un facteur important mais négligé qu'il serait bon de prendre en compte lors de la conception et du test des circuits électroniques destinés aux applications audio de qualité.

La distorsion thermique met en lumière des erreurs faites par certains dans la lutte entre les techniques audio à tubes et les techniques audio à transistors : Quand le transistor est apparu, il avait du mal à concurrencer les tubes, puis avec ses progrès il a relevé le challenge. Il s'est battu avec les mesures utilisées à l'époque : distorsion harmonique et distorsion d'intermodulation.

Puis pour des raisons (poids, dimension, prix, fiabilité) qui sont très bien exposées dans une pub vieille de tout juste vingt ans que j'ai retrouvé récemment (je n'ai pas pu résister à la malice de la placer en tête de cet article) le transistor a fini par remporter ce combat économique ; la race des amplificateurs à tube devint une espèce en voie de disparition qui ne subsistait que dans le haut de gamme. Et on pensa que la minorité vraisemblablement

réactionnaire et nostalgique d'un autre temps, qui vénérât encore le dieu Tube ne tarderait pas à se convertir au 0,00000 % de distorsion des amplificateurs à transistors toujours perfectionnés.

Mais cette minorité ne désarma pas et son insistance qu'on ne pouvait plus expliquer seulement par une certaine mode, devint gênante ; j'avoue avoir fait partie à une certaine époque de ceux qui en furent agacés. Face à la réputation de l'électronique à tube, il y a généralement deux attitudes chez les sceptiques :

Les uns comme J. Moir par exemple (dans « Valves versus transistors, the results of a comparison among three different amplifiers », *Wireless World* de juil. 1978) ne comprenant pas au vu des résultats de mesure, la préférence de certains pour les amplificateurs à tube, croient prouver par des tests en aveugle que cette préférence est sans fondement. Hélas ce genre de démonstration manque souvent terriblement de rigueur ; certains n'ont-ils pas cru ainsi pouvoir démontrer qu'un amplificateur à transistor déformait moins le signal qu'un simple fil, ridiculisant ainsi plus les méthodes scientifiques par leur imposture scientifique que prouvant quoi que ce soit.

D'autres comme W.S. Bussey et R.M. Haigler (dans « Tubes versus transistors in electric guitar amplifiers », international conference on acoustics, speech and signal processing, IEEE, 1981) confrontés au problème commercial qu'est la préférence des clients (ici des musiciens) cherchent vraiment à comprendre (au lieu de nier à priori le phénomène), constatent le problème et lui trouvent des explications (amortissement du haut-parleur, intermodulation avec le secteur) que ne corroborent pas les expérimentations qu'ils entreprennent.

Tout cela fait qu'il y a

aujourd'hui, sur cette question deux clans qui échangent des arguments qui ne convainquent que ceux qui le sont déjà et par là même ne convainquent personne : ceux qui ne croient pas aux mesures et qui parlent des circuits électroniques avec un langage imagé (voire poétique) qui ne peut que choquer ceux qui ne veulent voir que leurs appareils de mesure, car un tel langage ne fait que consacrer la faille des moyens de mesure actuellement utilisés à prendre en compte la totalité des phénomènes qui entrent en jeu dans la reproduction électroacoustique.

Personnellement, je crois au transistor et je pense que la mesure est un moyen de conception et d'analyse très puissant. Mais il faut user de la mesure avec humilité et bien se rendre compte que plus l'électroacoustique progresse, plus la mesure doit s'affiner et se remettre en cause, sous peine de manquer son but et de ne plus permettre que des faux progrès par aveuglement. S'accrocher aujourd'hui aux vieilles méthodes de mesure, penser qu'elles mesurent tout, c'est confondre but et moyen, c'est stériliser sa créativité en électronique, c'est régresser. Aujourd'hui un défaut des transistors a été mis en évidence dans nos expériences par des mesures nouvelles ; il faut trouver des remèdes à ce défaut, dont il se trouve que les tubes sont exempts (et non rejoindre le clan des déçus du transistor).

Analysons bien le problème : Pour amplifier les signaux, le transistor module son courant collecteur ; le signal est généralement recueilli aux bornes d'une résistance qui transforme ces variations de courant en variations de tension, la tension collecteur varie et la puissance dissipée dans le transistor varie donc comme le carré du signal amplifié. Cette puissance variable conduit à des variations de la température des jonctions du transistor

dont le fonctionnement est alors perturbé.

Une première solution peut être de faire ce que les audiophiles (guidés par leur analyse subjective) ont fait sans le savoir : utiliser des transistors pas ou peu sensibles à l'auto-échauffement ; nous avons vu que de tels transistors existaient bien. Mais ces transistors sont rares, difficiles à obtenir et on ne sait pas si leur propriété peu banale est voulue ou est le fruit du hasard ; dans ce dernier cas (le plus probable) elle risque de disparaître un jour, victime des progrès de fabrication des semiconducteurs, car les techniques de diffusion des semiconducteurs évoluent sans cesse (la même référence de transistor recouvre généralement un produit qui évolue dans le temps, les constructeurs ne garantissant qu'un nombre limité de caractéristiques électriques ; Malheur à celui qui utilise un paramètre non spécifié, il peut être obligé du jour au lendemain, sans avoir été prévenu, de reprendre toute une étude) les machines de gravure et de diffusion et les produits utilisés changent sans arrêt, se démodent très vite et plutôt que de continuer les productions anciennes qui se vendent encore, sur de vieilles machines démodées utilisant des produits qu'on a du mal à obtenir, nécessitant un savoir faire et un tour de main qui se perdent à la suite des mouvements de personnel, les constructeurs préfèrent «redesigner» ces productions anciennes pour les adapter aux nouveaux procédés de fabrication. Ces décisions conséquence de la rationalité industrielle qui tente de suivre le bouillonnement créatif de la technique, condamnent cette première solution à la marginalité, tant que les constructeurs de transistors n'auront pas pris conscience de la distorsion thermique ; il ne me semble pas raisonnable d'espérer cette improbable prise de conscience, il faut donc trouver d'autres

solutions applicables à la majorité des transistors.

On peut ensuite chercher à limiter les puissances mises en jeu dans nos montages et surdimensionner les transistors, mais il est difficile d'obtenir des gains en puissance avec une puissance réduite et les «gros» transistors ont des défauts (capacités parasites, faible gain en courant pour les faibles courants, etc.) qui les rendent difficiles à utiliser dans les circuits bas niveau.

On peut chercher à réduire la puissance dissipée dans le transistor sans réduire les puissances mises en jeu dans le montage. La puissance dissipée dans le transistor est due à l'action combinée d'un courant collecteur et d'une tension émetteur-collecteur ; le transistor étant un dispositif travaillant en courant, la puissance qu'il dissipe peut donc être réduite en réduisant la tension émetteur-collecteur. C'est le principe des solutions du type cascode, dans lesquelles le transistor est isolé de la résistance de charge et des tensions nécessaires à ses bornes pour obtenir l'amplitude voulue pour les signaux de sortie, par un autre transistor commandé en courant.

Une autre solution peut aussi être d'utiliser des circuits travaillant exclusivement en courant, dans lesquels on ne trouve des résistances de charge que dans le dernier circuit amplificateur. C'est une conception inhabituelle des circuits pour notre culture électronique (fondée sur l'usage initial des tubes qui se commandent en tension) mais c'est tout à fait réalisable ; B. Gilbert a conçu («A New Wide-Band Amplifier Technique», dans IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 3 n° 4 de dec. 1978) ainsi des circuits très linéaires avec des transistors bipolaires, pour oscilloscope (tiens, tiens !).

Une solution peut encore être de maintenir constante dans la zone de fonctionnement la puissance dissipée dans le transistor (voir la figure 17) ; les non linéarités de la charge qui réalise une telle hyperbole de charge ne sont pas compatibles avec les linéarités que nous recherchons mais une telle loi de charge peut être le fait d'un élément d'isolation entre le transistor et sa résistance de charge. Si la puissance dissipée dans le transistor qui est alors globalement constante se dissipe au même endroit ou de façon à

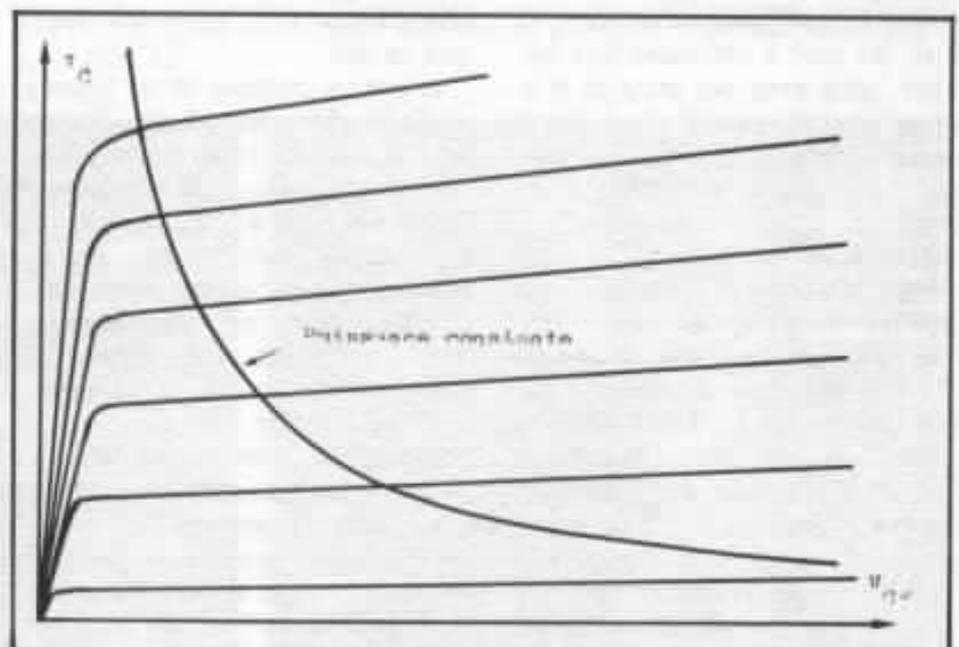
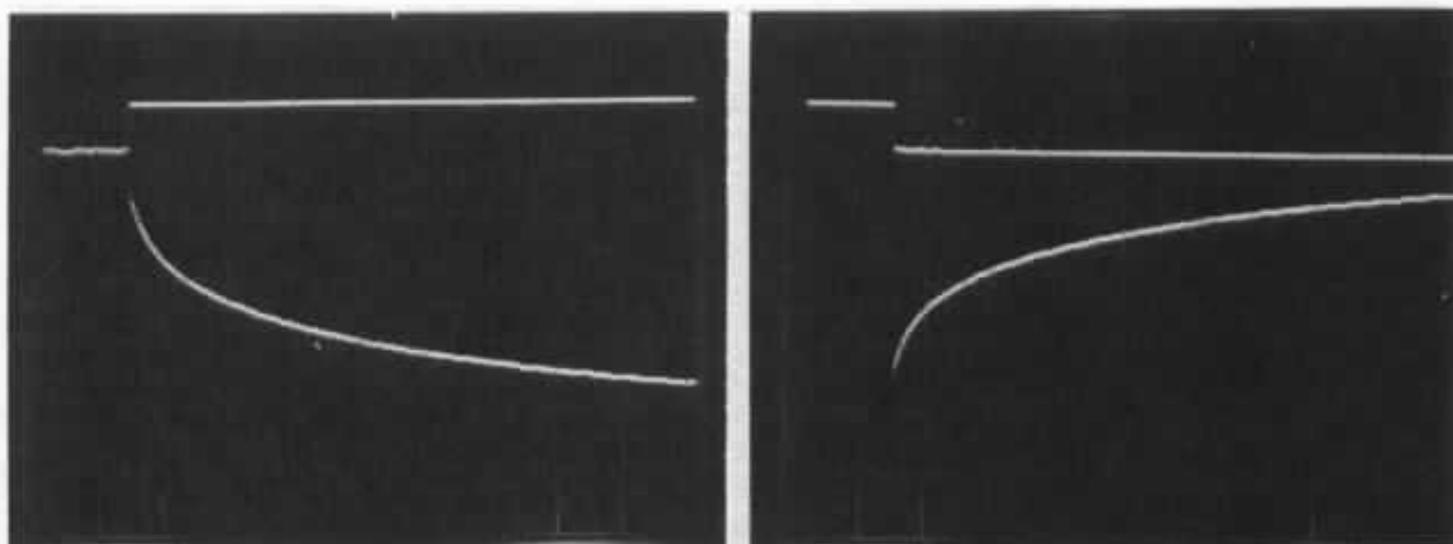
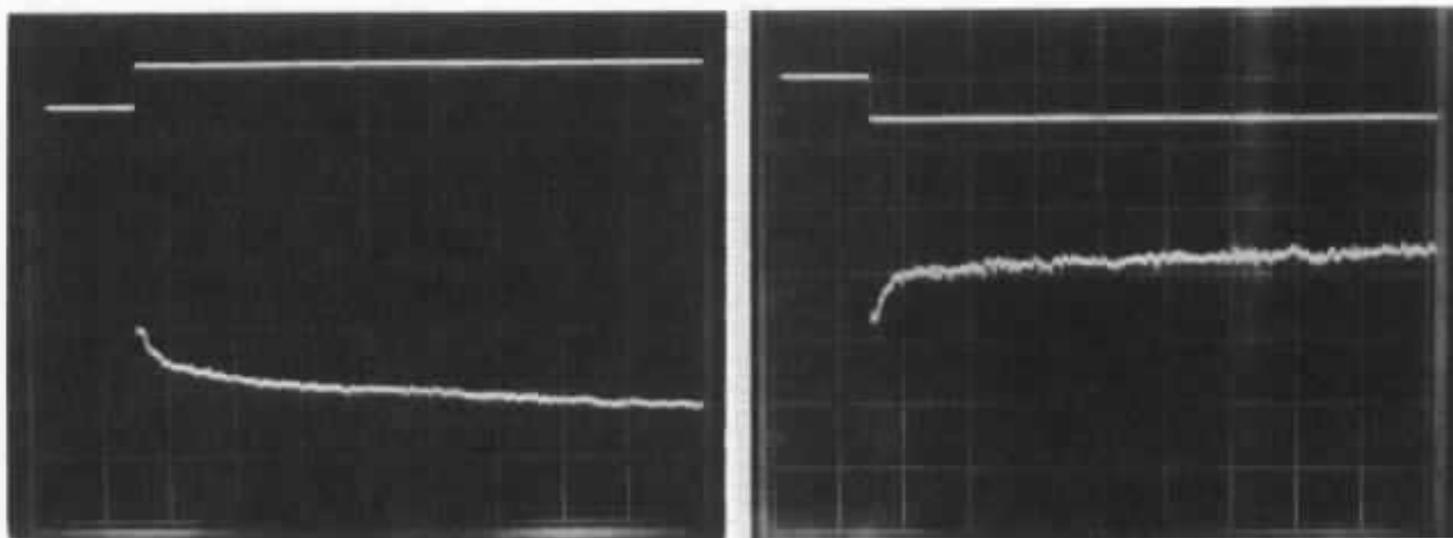


Fig. 17 : Charge de collecteur pour une puissance constante dissipée dans le transistor.



a. Signal d'émetteur (1 V et 2 mV/div., 5 ms/div.).



b. Signal de base (1 V et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

Fig. 18 Distorsion thermique du 2N 2222 dans la première expérience.

ne pas modifier le fonctionnement des jonctions il ne devrait pas y avoir alors de distorsion thermique dans le transistor.

Pour tester quelques unes de ces solutions, nous avons repris notre montage de test pour tenter de réduire la distorsion thermique d'un transistor 2N 2222. Nous avons gardé la résistance de contre réaction de 100  $\Omega$  et grâce à la possibilité de notre montage de fournir une tension collecteur asservie sur la tension d'émetteur (voir figure n° 8 du premier article) nous avons travaillé avec une tension  $V_{CE}$  fixe.

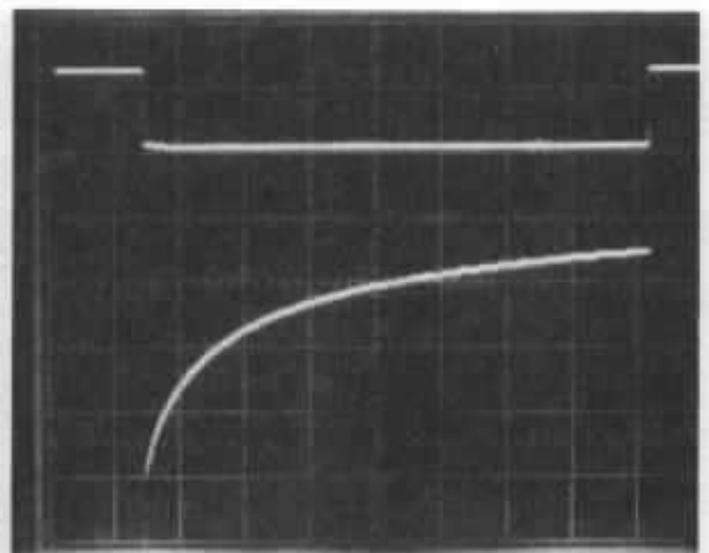
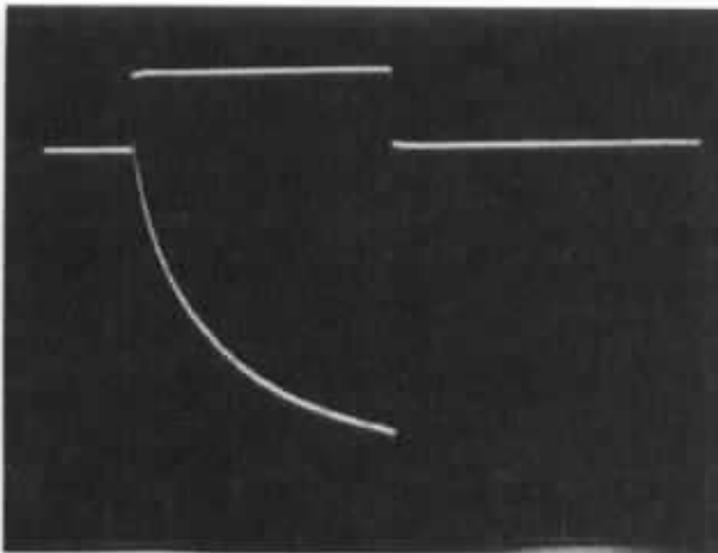
La figure n° 18 nous montre la distorsion thermique sur l'émet-

teur et sur la base du 2N 2222 dans la première expérience ( $V_{CE} = 6,5$  V,  $I_C = 7,7$  ou 3,8 mA). On voit que la distorsion thermique atteint environ 5 mV sur l'émetteur pour un signal de 385 mV (soit environ 1,2 % de niveau relatif). La distorsion thermique sur la base bien que plus faible, est bien présente (il ne faut pas oublier qu'elle est fonction de l'impédance du circuit qui attaque la base).

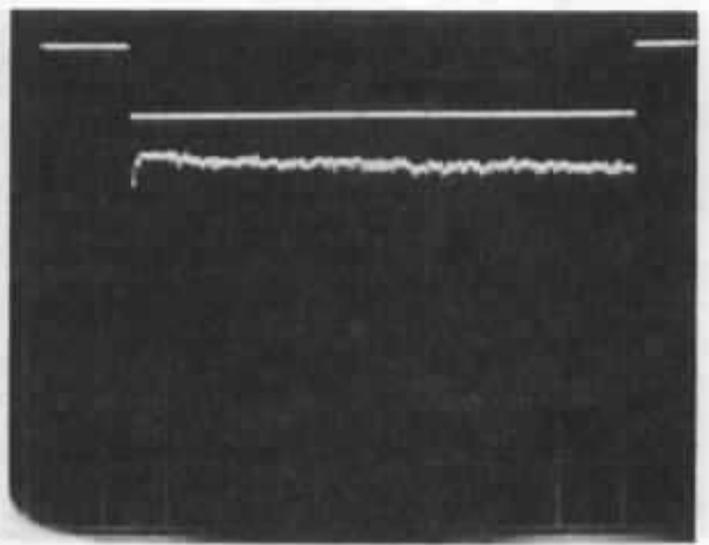
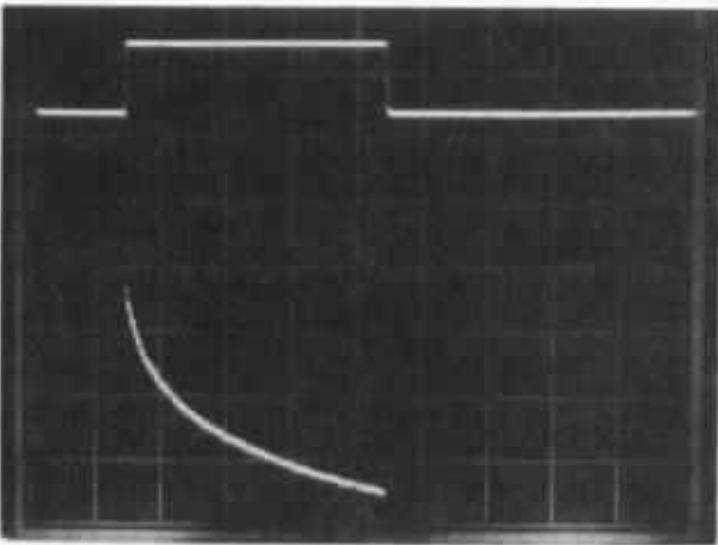
La figure n° 19 nous montre la distorsion thermique du même transistor dans notre seconde expérience ( $V_{CE} = 7,3$  V,  $I_C = 27,4$  ou 4,8 mA). La distorsion thermique est plus importante :

Un peu plus de 30 mV sur l'émetteur à comparer aux 2,3 V du signal (environ 1,3 % du niveau relatif). Il ne faut ni s'étonner ni trouver naturel que les chiffres soient voisins en niveau relatif dans ces deux expériences : ce n'est que le fruit du hasard, et la valeur de la dérive thermique que nous constatons est fonction des variations de puissance dissipée mais aussi du temps que l'on laisse au transistor pour rallier son nouvel équilibre thermique.

La figure n° 20 nous montre que dans la première expérience la distorsion thermique disparaît si la tension  $V_{CE}$  est ramenée à

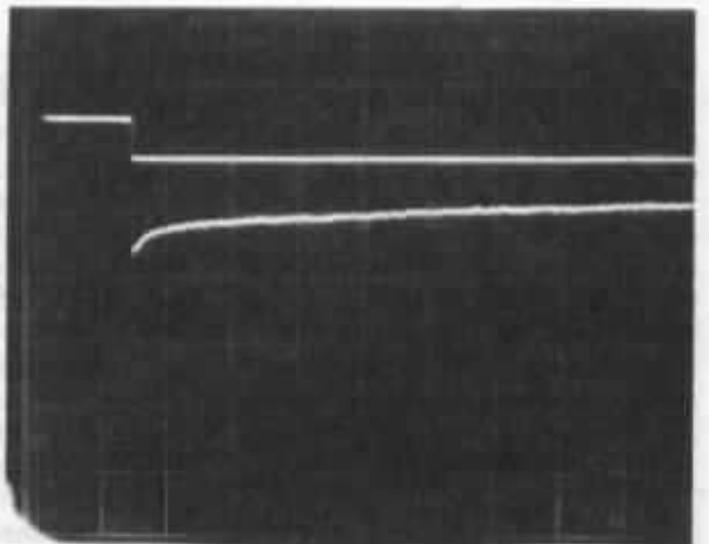
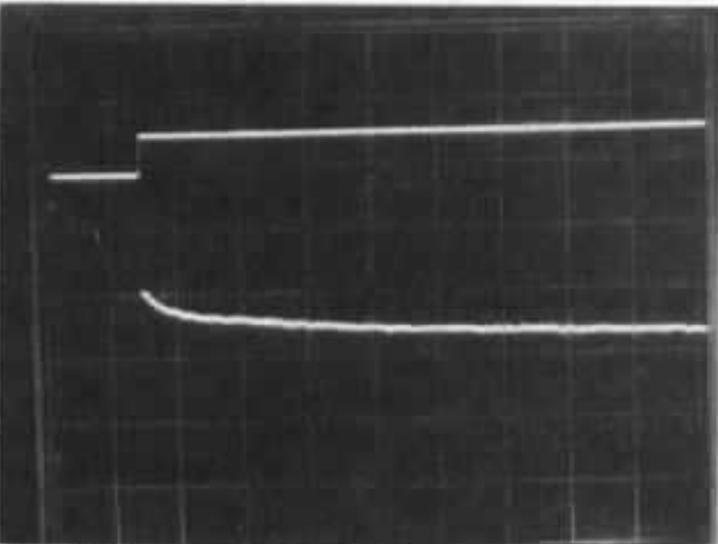


a. Signal d'émetteur (2 V et 8 mV/div., 5 ms/div.) (2 V et 8 mV/div., 10 ms/div.).



b. Signal de base (2 V et 2 mV/div., 5 ms/div.) (2 V et 400  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).

Fig. 19 : Distorsion thermique du 2 N 2222 dans la seconde expérience.



Signal d'émetteur (1 V et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

Fig. 20a : Distorsion thermique du 2 N 2222 avec le courant de la première expérience et  $V_{CE} = 0,6$  V.

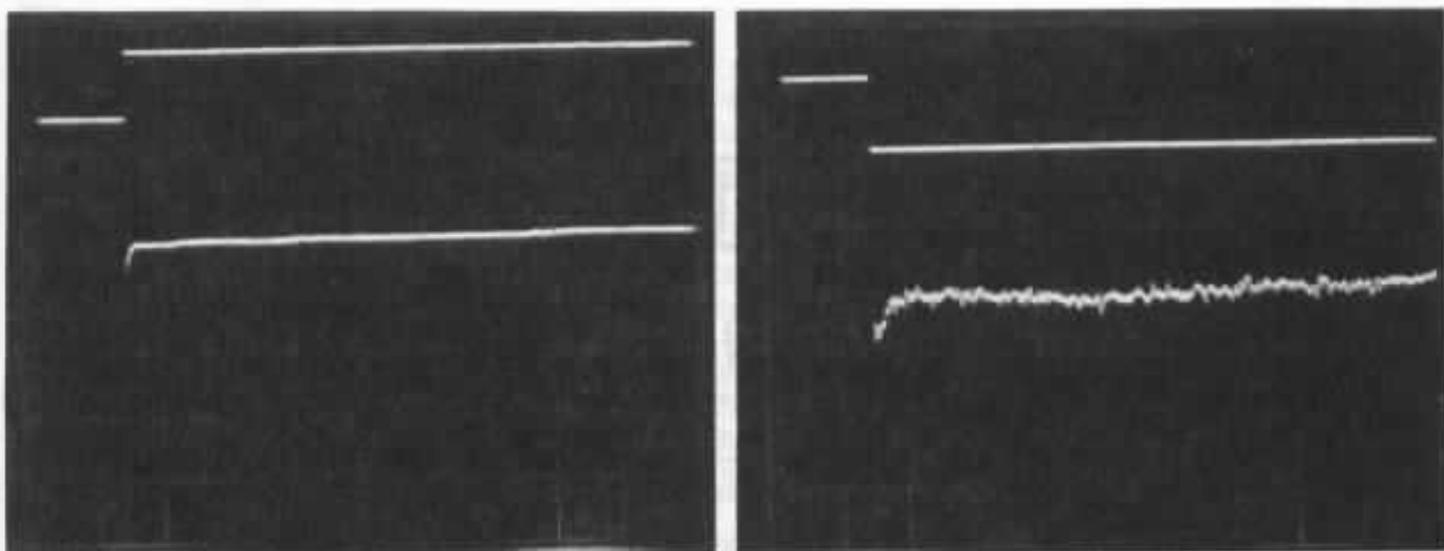
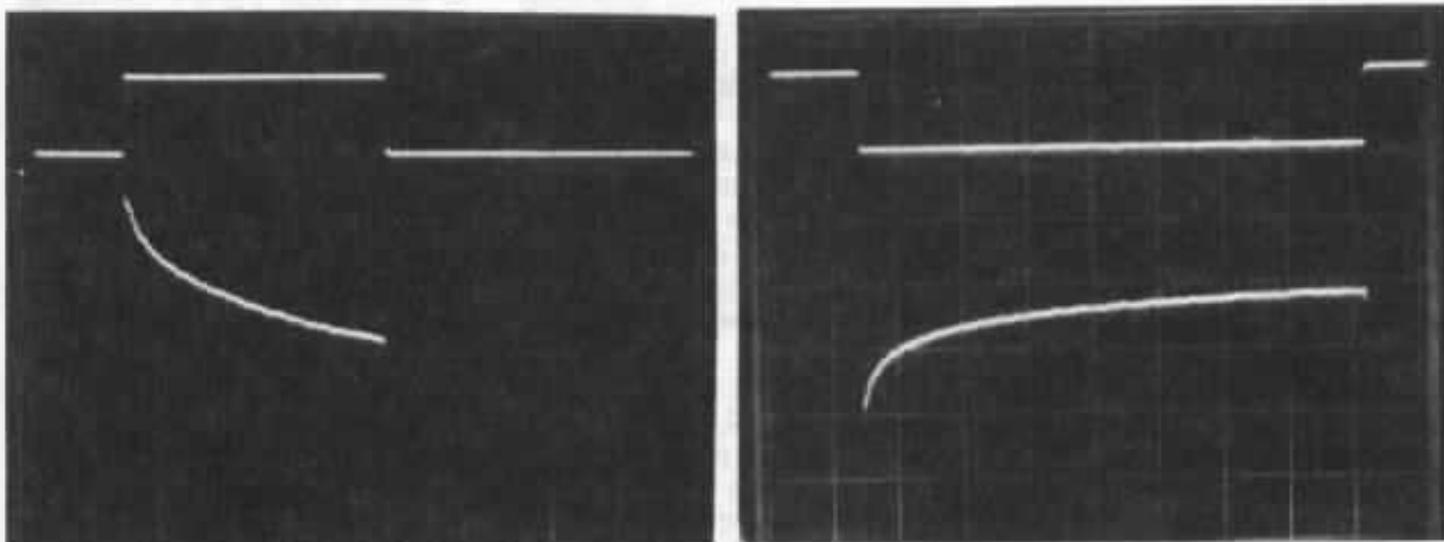
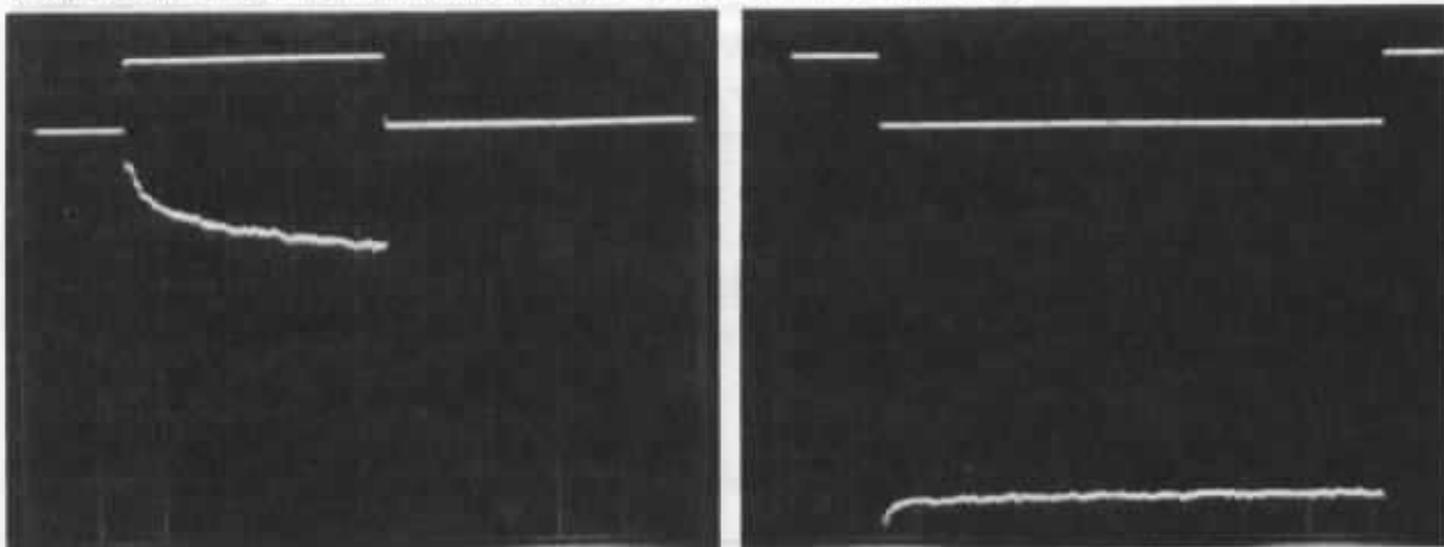


Fig. 20b : Signal de base (1 V et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



a. Signal d'émetteur (2 V et 2 mV/div., 5 ms/div.) (2 V et 2 mV/div., 10 ms/div.).



b. Signal de base (2 V et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (2 V et 800  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).

Fig. 21 : Distorsion thermique du 2 N 2222 avec le courant de la seconde expérience et  $V_{CE} = 0,6$  V.

une valeur de 0,6 V. Nous avons retenu cette valeur car elle correspond à une tension base-collecteur nulle. C'est la valeur à laquelle ont été faites les premières études théoriques de l'effet transistor et à laquelle il n'y a pas d'effet Early.

Malheureusement, comme le montre la figure n° 21, dans la seconde expérience la distorsion thermique ne disparaît pas tout à fait ; elle est divisée dans notre cas par un facteur voisin de 5.

Ces essais montrent que nous sommes sur la bonne voie, mais que cette solution est limitée à de faibles puissances. Pour des variations de puissance un peu plus importante, le gain sur la distorsion thermique n'est pas énorme. Dans la pratique on pourrait réaliser une telle solution de type cascode comme l'indique le schéma de la figure n° 22. A cause de sa faible impédance de sortie un second transistor bipolaire pourrait fournir les 0,6 V recherchés avec une bonne précision. Cette précision est nécessaire car si la tension  $V_{CE}$  devient trop faible, le premier transistor entre dans sa zone de saturation et son fonctionnement est gravement perturbé, si la tension  $V_{CE}$  devient trop importante, la dissipation augmentera et nous reverrons la distorsion thermique.

Malheureusement dans ce montage, la puissance et les variations de puissance que ne voit pas le premier transistor, sont supportées par notre deuxième transistor. C'est lui qui va à son tour être le siège de distorsion thermique : les variations de la tension de son émetteur qui en résulteront n'ont pas grande importance, mais la distorsion thermique peut se manifester pour son  $\beta$ , et nous la retrouverons sur le signal de sortie sur la résistance de charge. Le  $\beta$  d'un transistor n'a aucune réalité physique, c'est un artifice mathématique, c'est le rapport entre les pentes des deux lois  $I_C$

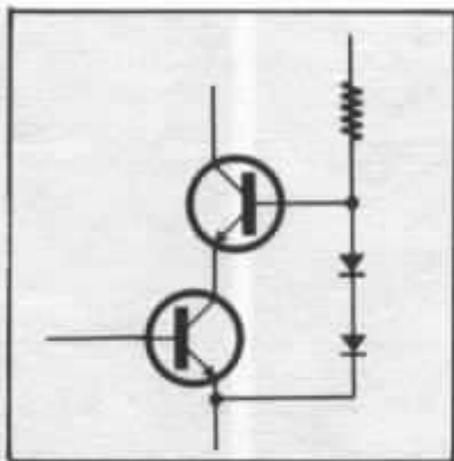


Fig. 22 : Cascode bipolaire-bipolaire.

$= f(V_{BE})$  et  $I_B = f(V_{BE})$  au point de fonctionnement considéré. Selon le transistor et le point de fonctionnement ce  $\beta$  peut varier avec la température dans un sens ou dans l'autre. Cette solution conduit donc au même problème que celui que nous avons rencontré avec la toute première solution que nous avons envisagée : nous devons nous fier à un paramètre mal contrôlé d'un transistor.

Pour conclure sur la solution de la figure n° 22, je dirai qu'elle permet déjà un progrès, important dans le cas d'un montage collecteur commun et plus limité dans le cas d'un montage émetteur commun.

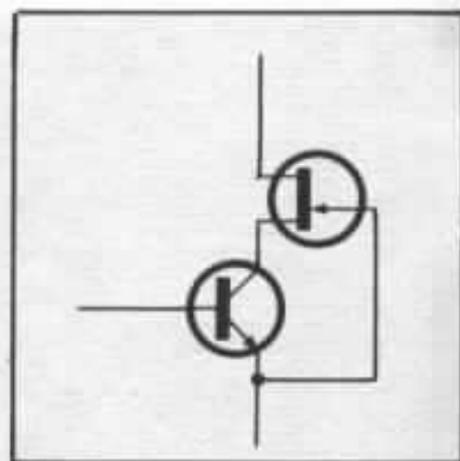


Fig. 23 : Cascode bipolaire-Fet.

A cause de la distorsion thermique du second transistor, il semble préférable dans une solution de type cascode d'utiliser comme second transistor un transistor à effet de champ (voir la figure n° 23) ; Si sous l'effet de ses transitoires thermiques ses caractéristiques évoluent cela ne modifiera pas son gain en courant dans le montage grille commune dans lequel nous l'utilisons (il vaut 1 par principe). Le montage est en outre plus simple et il n'y a pas à craindre de perturbations apportées par notre montage sur le circuit émetteur. Mais le transistor à effet de champ a un défaut dans cette utilisation : son impédance de sortie est assez

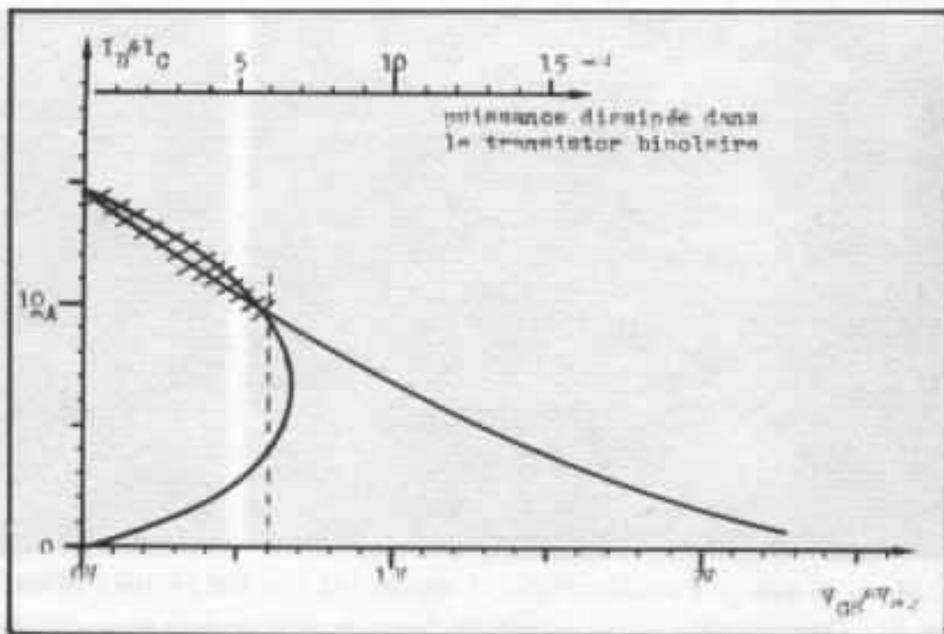


Fig. 24 :  $I_D$  en fonction de  $V_{GS}$  pour le J 308 testé.

élevé, il ne permet pas de garder la tension  $V_{ce}$  fixe comme nous le souhaitons, pour une grande dynamique de courant.

Pour essayer une solution de ce type, nous avons relevé la courbe  $I_D = f(V_{GS})$  du J 308 que nous avons testé en distorsion thermique. Cette courbe est représentée sur la figure n° 24 ; On voit bien qu'il n'est pas possible avec lui de travailler avec un  $V_{CE}$  fixe dans le montage de la figure n° 23. Nous avons représenté la puissance dissipée dans le transistor bipolaire associé, en fonction du courant collecteur. Si on se fixe une valeur de  $V_{CE}$  supérieure à 0,6 V pour éviter la saturation, on est limité à un courant de collecteur de 10 mA maximum. C'est trop peu pour pouvoir faire la seconde expérience avec un transistor composite (voir figure n° 23) constitué

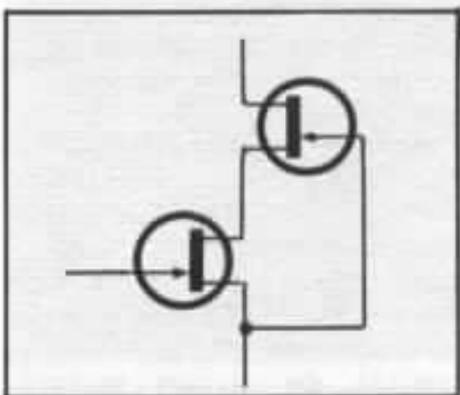


Fig. 25 : Cascode Fet-Fet.

de notre 2N 2222 et du J 308, c'est pourquoi nous avons fait la première expérience avec un autre transistor composite (voir figure n° 25) utilisant le NF 5102 et le J 308.

Les résultats de cette expérience apparaissent sur la figure n° 26 ; la distorsion thermique n'est que faiblement réduite, quand on compare ces résultats à ceux de la figure n° 10. Comme dans cette expérience, le courant varie entre 5 et 10 mA, ce qui correspond sur la courbe de puissance de la figure n° 24 à des puissances globales très voisines, on ne peut pas expliquer cette distorsion par une variation de la puissance totale dissipée ; ce doit être la conséquence d'une répartition différente de cette puis-

sance dans le transistor à effet de champ, ou l'action d'un phénomène qui nous échappe. Quoi qu'il en soit cela montre la difficulté qu'il y a à réduire cette distorsion que je continuerai d'appeler thermique jusqu'à plus informé.

Nous avons relevé la courbe  $I_D = f(V_{GS})$  du U 310 pour l'associer au 2N 2222. La figure n° 27 montre la courbe obtenue et la puissance correspondante dans le 2N 2222. Nous avons envisagé de chercher à obtenir par le schéma de la figure n° 28 une charge comme celle de la figure n° 17 ; Nous avons représenté sur la figure n° 29 les puissances dissipées dans le transistor en fonction du courant collecteur pour différentes valeurs

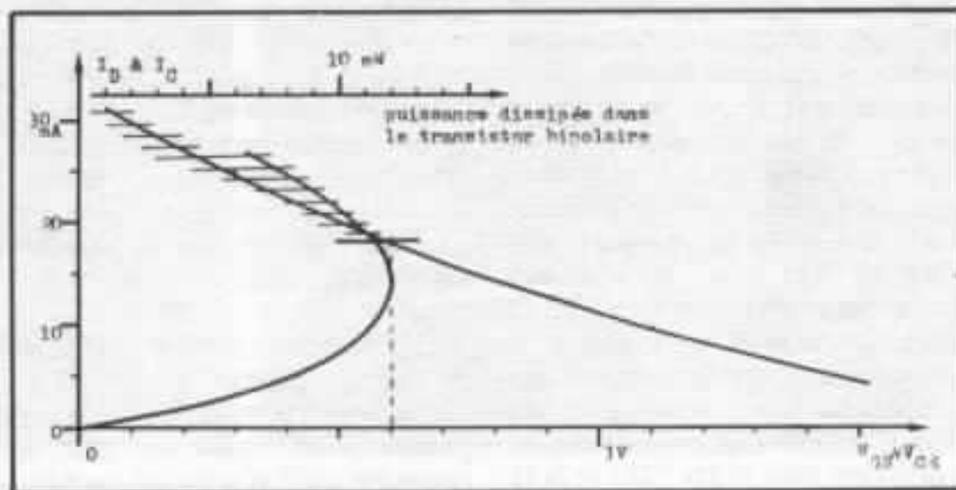


Fig. 27 :  $I_D$  en fonction de  $V_{GS}$  pour le U 310 testé.

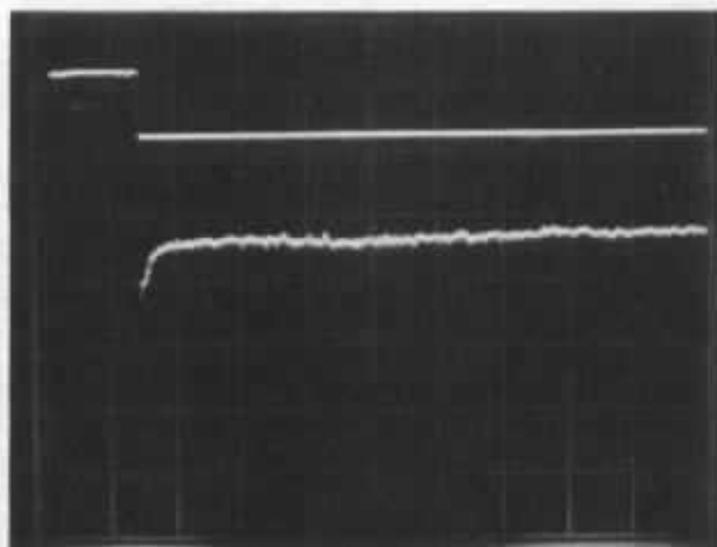
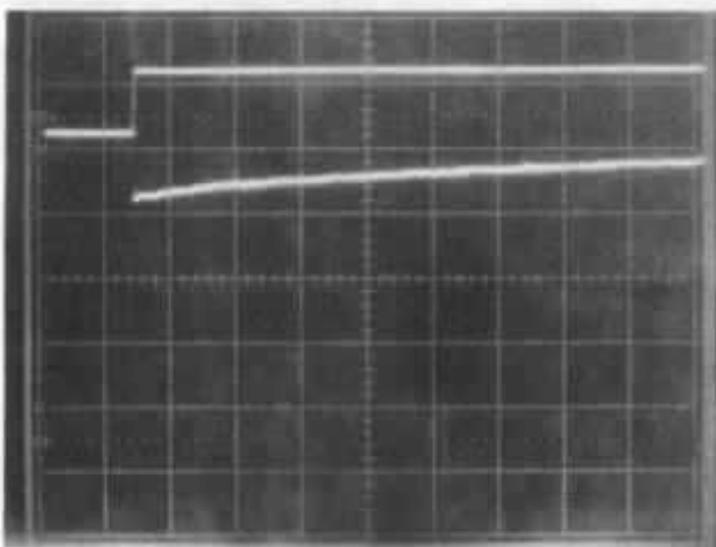


Fig. 26 : Cascode Fet-Fet dans la première expérience (500 mV et 400  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

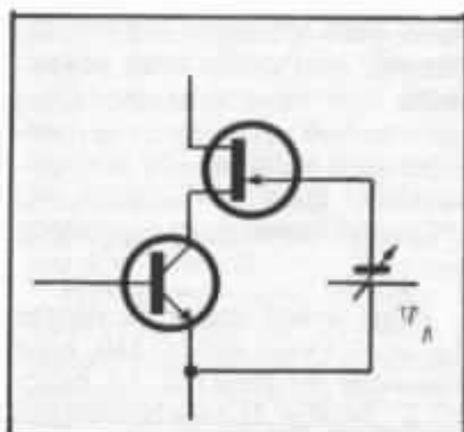


Fig. 28 : Un cascode à puissance constante ?

de la tension de décadage  $V_A$ . Nous avons aussi représenté par comparaison, la courbe de puissance dans le transistor pour  $V_{CE} = 0,6$  V.

On voit que pour des variations de courant importantes, on ne peut pas obtenir ainsi une courbe pour laquelle la puissance dissipée soit à peu près constante. C'est pourquoi nous avons essayé le 2N 2222 avec le U 310 sans décadage en tension. La figure n° 30 montre les résultats obtenus pour la première expérience : on voit que sur la base la distorsion thermique a disparu, mais qu'elle subsiste sur l'émetteur. La seconde expérience n'était pas complètement réalisable avec le 2N 2222 et le U 310 aussi nous avons utilisé le

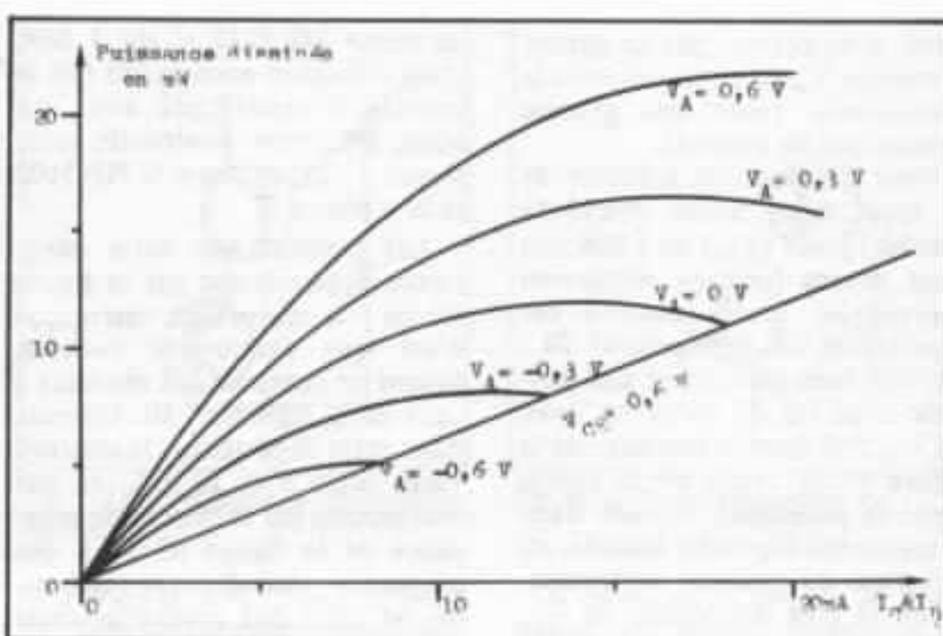


Fig. 29 : Puissance dissipée en fonction de  $I_D$  et  $V_A$ .

courant dans les transistors à 25 mA pour éviter la saturation (voir figure n° 27) au lieu de 27,4 mA. La figure n° 31 nous montre les résultats obtenus : La distorsion thermique a presque disparu sur la base et sur l'émetteur elle a curieusement disparu pendant le créneau supérieur mais pas pendant le créneau inférieur.

Que conclure de ces quelques expériences sur des solutions à la distorsion thermique ? Que le problème est plus difficile à résoudre qu'il n'y paraît au premier abord et que son explica-

tion ne doit pas non plus être si évidente. Que le montage cascode pour des puissances faibles est une solution simple et qui apporte des progrès sensibles même s'il ne semble pas que cette solution résolve complètement le problème.

Je l'ai déjà vu utilisée dans des circuits d'entrée ; pour lutter contre la distorsion thermique, pour augmenter le taux de réjection de mode commun, ou pour éliminer l'effet Miller ? Je ne saurais le dire. On la trouve à l'entrée du circuit intégré hybride de NS, LH 0044 (voir

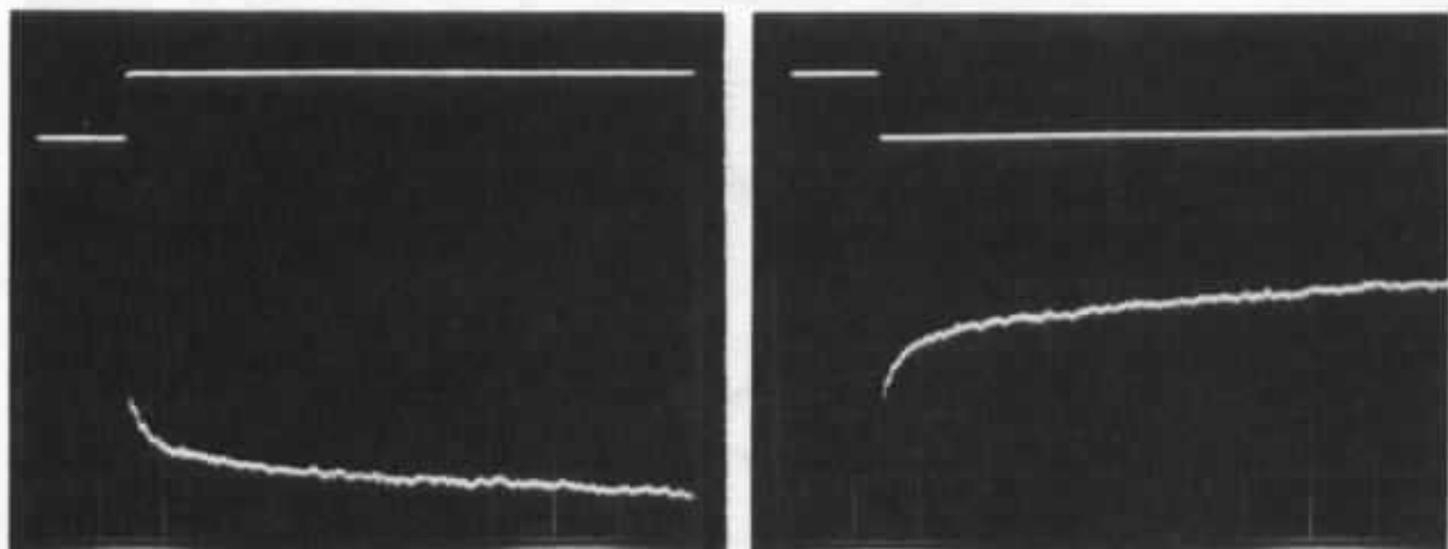


Fig. 30a : Cascode bipolaire-Fet dans la première expérience. Signal d'émetteur (500 mV et 800  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).

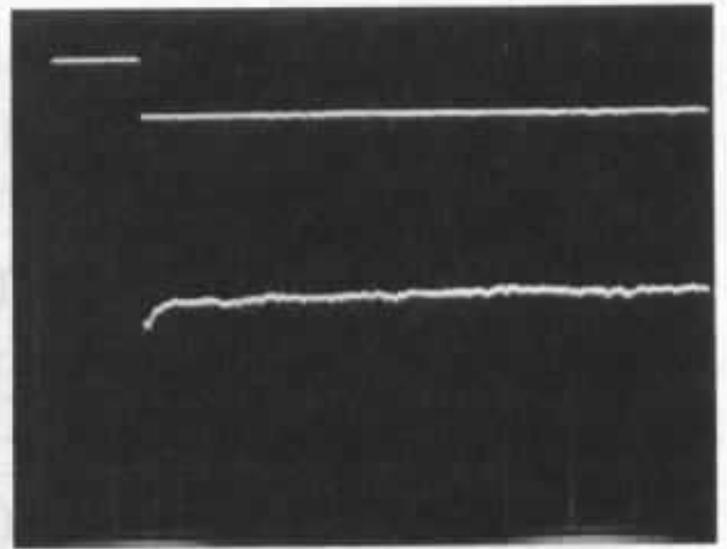
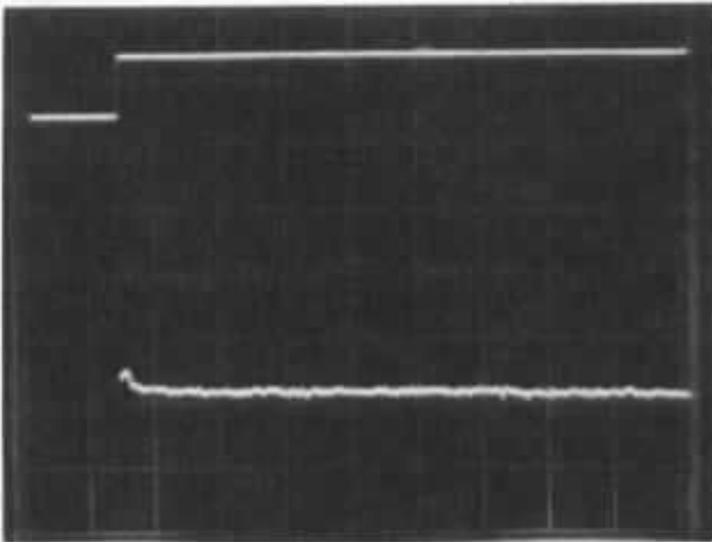
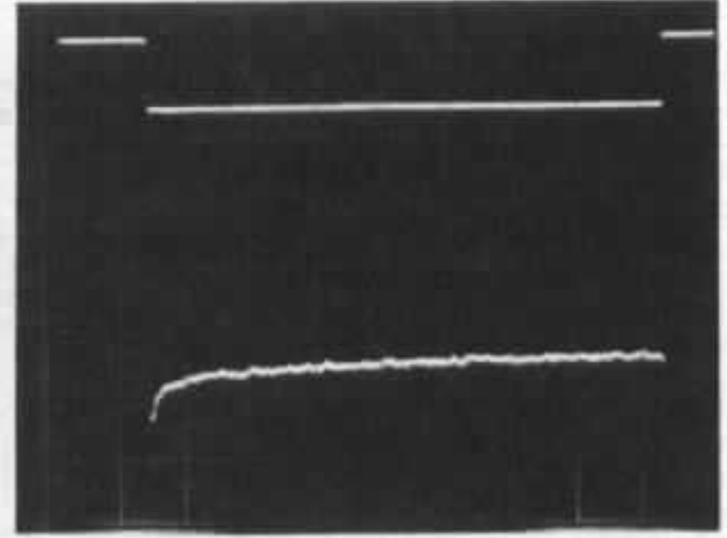
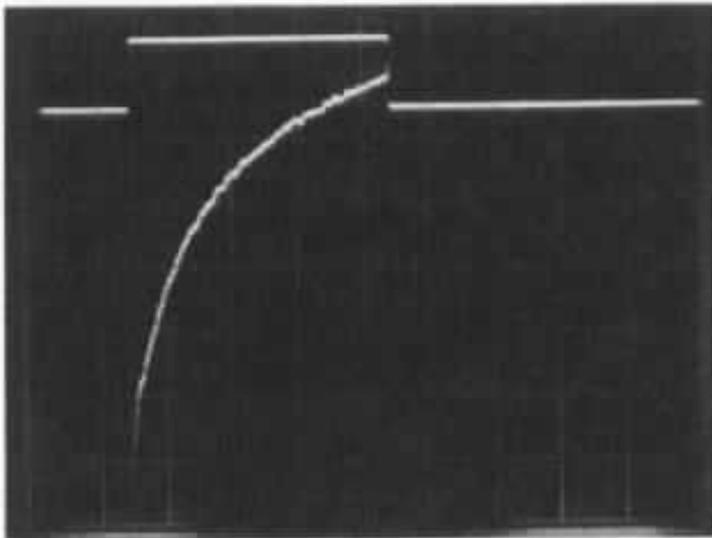
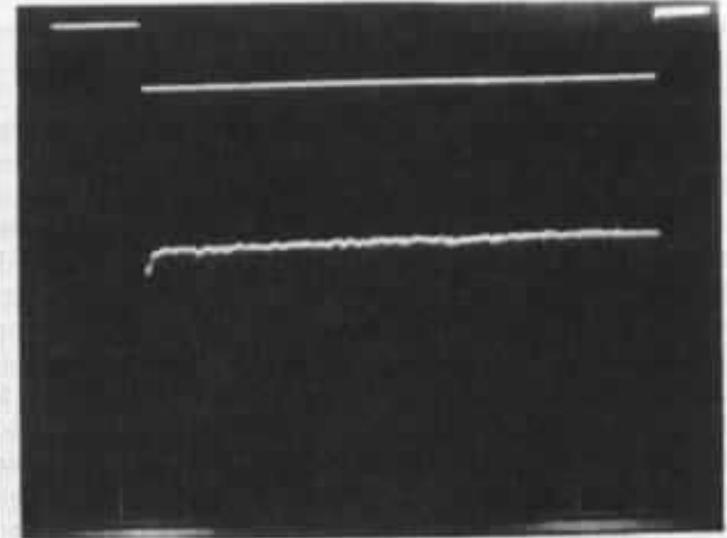
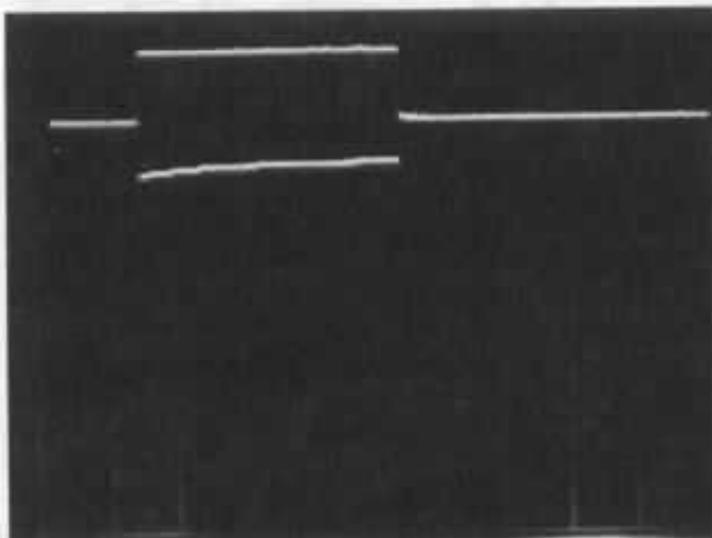


Fig. 30b : Signal de base (500 mV et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.).



a. Signal d'émetteur (2 V et 800  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (2 V et 200  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).



b. Signal de base (2 V et 200  $\mu$ V/div., 5 ms/div.) (2 V et 200  $\mu$ V/div., 10 ms/div.).

Fig. 31 : Cascode bipolaire-Fet dans la seconde expérience.

figure n° 32). Toujours chez NS on trouve une paire différentielle de jfet avec cascode intégré, sous les références NDF 9401 à 9410 (je n'en avait pas pour les tester). Dans le domaine audio, le schéma d'entrée de l'amplificateur américain dB 6 (dans «La Nouvelle Revue Du Son» de janvier 1978) reproduit sur la figure n° 33, est très intéressant à examiner. Et il semblerait selon un audiophile que l'étage d'entrée de certain amplificateur Mark Levinson utilise aussi un montage cascode du même type.

A l'avenir, que cette distorsion que nous avons constatée, soit purement d'origine thermique (comme cela semble très probable) ou non, nous allons intégrer les résultats de ces quelques expériences à nos études en cours et futures : en tenant compte de cette distorsion de la conception des circuits et en mesurant les distorsions thermiques de nos montages.

Contre la distorsion thermique nous allons utiliser la même stratégie que contre les autres distorsions : limiter d'abord, ensuite compenser si possible, enfin utiliser la contre réaction. Nous avons vu dans nos expériences qu'il était possible de limiter la distorsion thermique mais qu'il ne semblait pas toujours possible de l'éliminer de façon absolue dans tous les cas ; les limitations que nous avons essayées ont en quelque sorte leurs limites. Nous n'avons pas ici essayé de compenser la distorsion thermique, une telle compensation fait partie de l'étude complète des circuits qui tentent de la réaliser. Il n'est d'ailleurs pas sûr qu'une telle compensation soit facile ou même possible ; j'ai quelques idées sur des circuits qui pourraient y parvenir, mais pour cela il faut que cette distorsion soit semblable pour deux éléments différents. Nos expériences sur des paires différentielles nous ont montré que cela pouvait être le cas ou non.

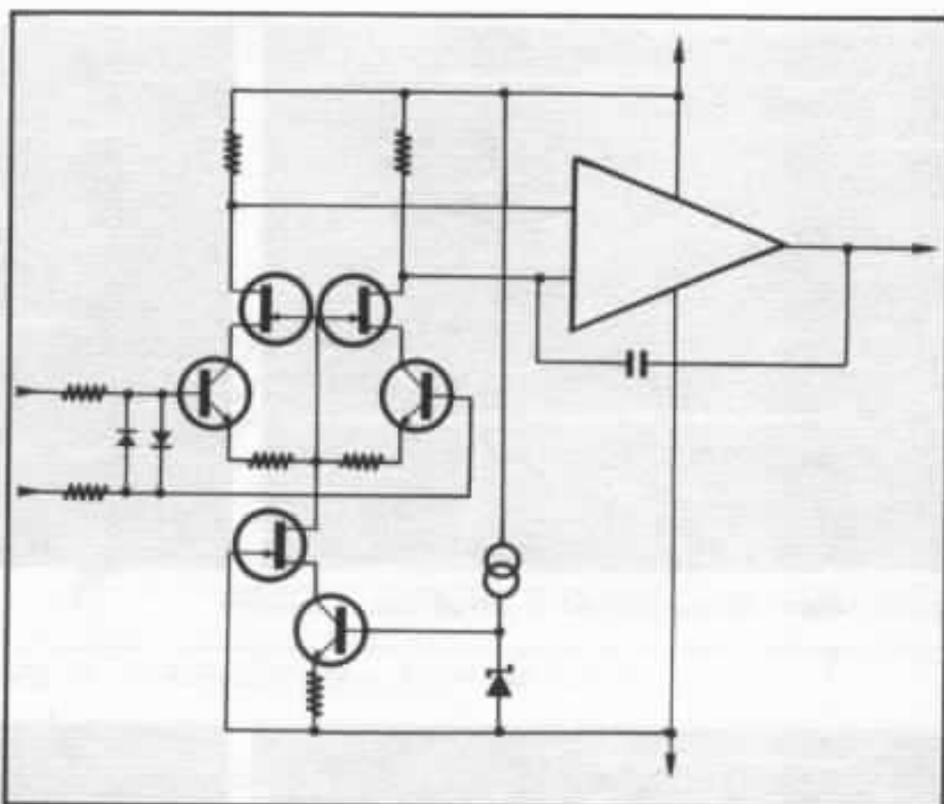


Fig. 32 : Schéma de principe du circuit intégré de précision LH 0044.

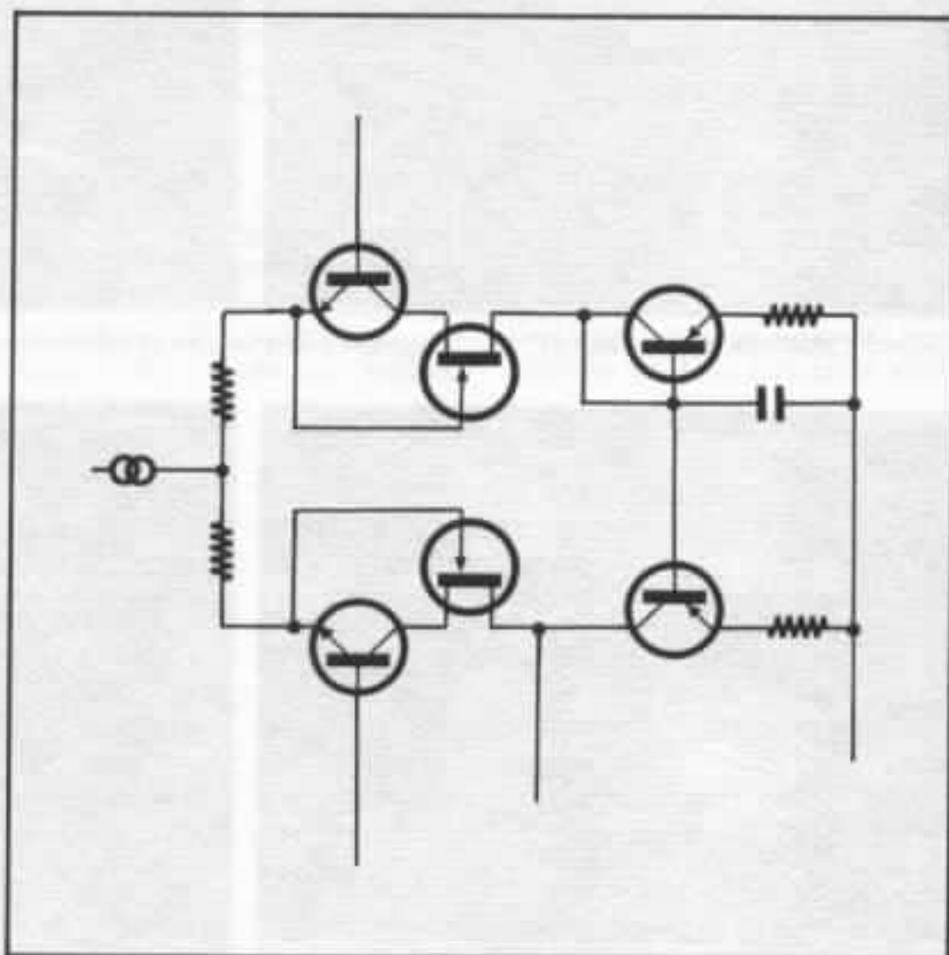


Fig. 33 : Schéma du premier étage du dB 6.

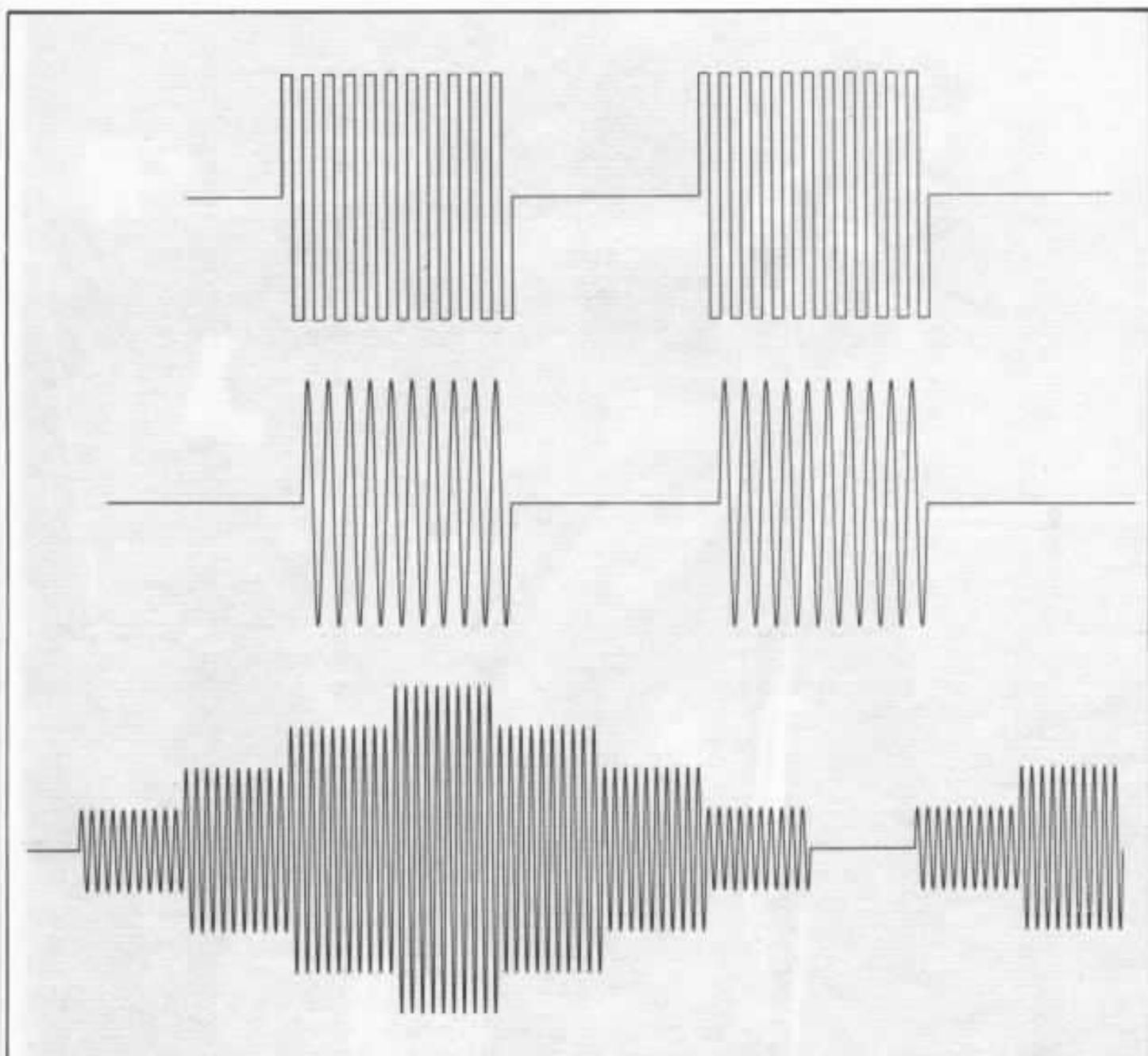


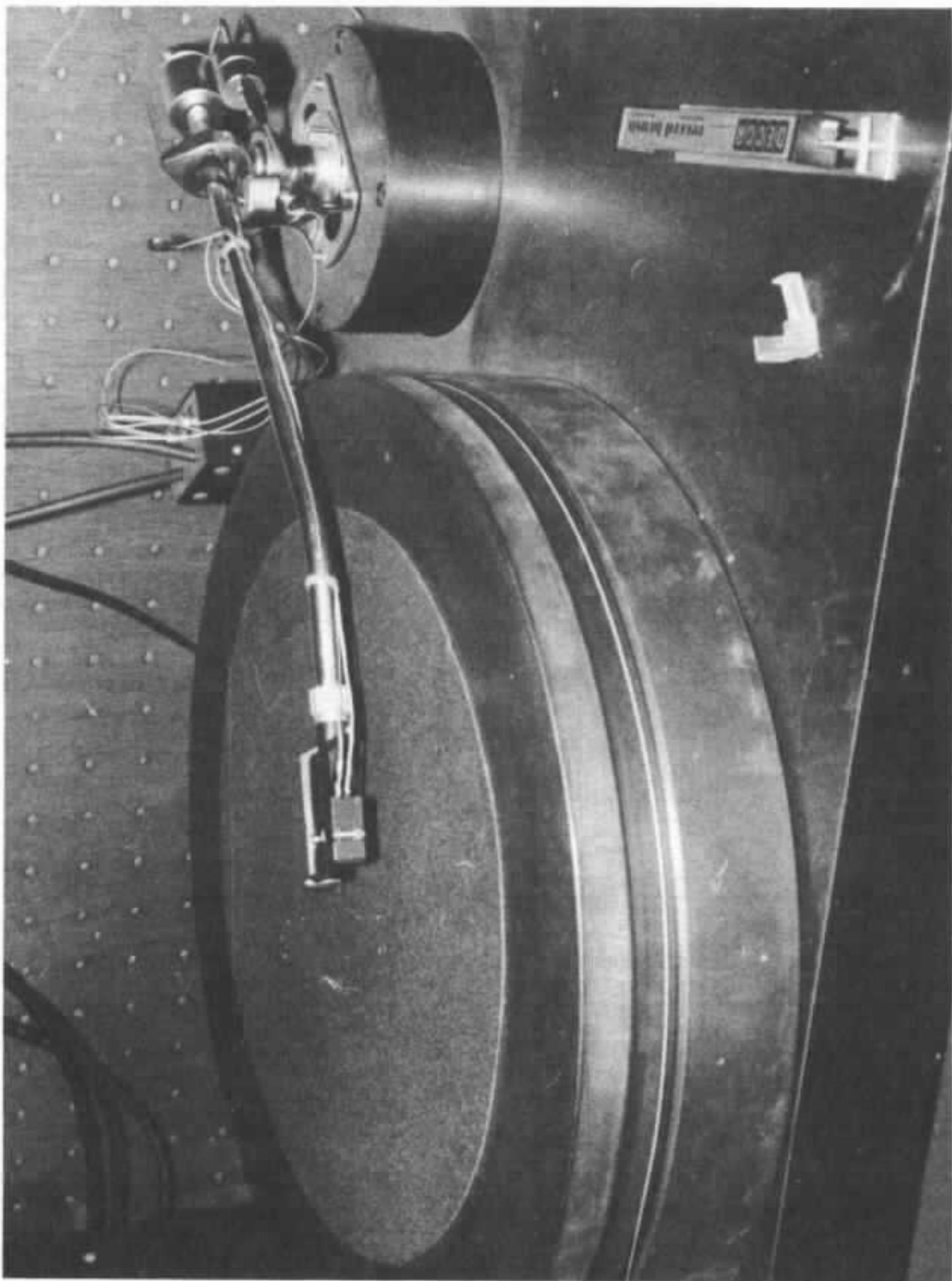
Fig. 34 : Signaux envisagés pour un futur distorsiomètre thermique.

Quant à la contre-réaction, elle ne peut lutter contre la distorsion thermique que si cette distorsion agit ailleurs qu'au point de retour du réseau de contre-réaction. C'est le point le plus vulnérable à cette distorsion si discrète dans les mesures traditionnelles et c'est là, je pense, qu'elle sévit le plus, actuellement.

Pour mesurer cette distorsion dans les circuits complets (et non seulement comme ici, sur des composants actifs dans des con-

ditions qui ne reproduisent pas totalement les conditions d'utilisation réelles) il nous faudra un instrument de mesure approprié. Il est déjà à l'étude : ce sera sans doute l'association d'un générateur de signaux (plusieurs possibilités de signaux sont envisagées, actuellement ; la figure n° 34 en montre quelques exemples) délivrant des signaux dénués de distorsion thermique et sur lesquels l'observation de cette distorsion ne sera pas gênée par les limitations de bande des circuits

testés (20 - 20 000 Hz au minimum) et d'un moyen d'observation de la distorsion thermique (probablement une loupe électronique comme celle que nous avons utilisée ici, associée à un oscilloscope ; un appareil donnant un chiffre associé à la distorsion constatée paraîtrait préférable à certains mais si cela est possible et représentatif, cela me semble prématuré pour l'instant. Nous aurons donc l'occasion de reparler de tout cela.



# Le SME 3012

*Philippe Viboud*

*S.M.E... trois lettres que tout audiophile associe sans effort de mémoire à la lecture de ses disques. Nous allons essayer, à travers l'histoire d'une des productions les plus prestigieuses de cette firme anglaise, de comprendre le succès mondial de ses bras de lecture.*

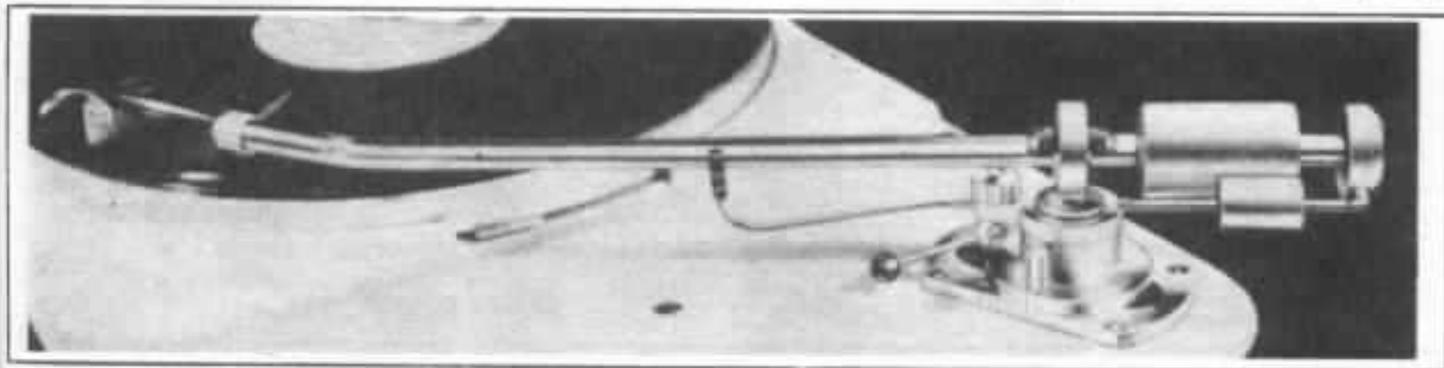
C'est en 1946 que Mr Alistair Robertson-Aikman fonde la Scale Model Equipment Company Limited. Cette société se spécialise dans l'étude et la fabrication de maquettes, de pièces de précision pour l'industrie et l'aéronautique. Au début de l'année 1959, son fondateur, passionné de musique, décide de fabriquer un prototype de bras pour son usage personnel.

Encouragé par les résultats obtenus et ses amis, Mr Robertson-Aikman se lance, en septembre de la même année, dans la production commerciale en petite série à raison de 25 pièces par semaine : le SME 3012 est né...

Ce bras n'était pas une œuvre entièrement originale. Son concepteur pris comme référence à cette époque, le bras RK 309 de la firme Ortofon, dont il con-

serve la longueur nominale de 300 mm, la forme coudée du tube et la coquille amovible en plastique permettant de recevoir la plupart des cellules disponibles, y compris les stéréophoniques ! (cf. Photo 1). Cette coquille n'est d'ailleurs pas une inconnue pour les audiophiles de 1984 puisqu'elle est reprise par Ortofon pour sa SPU Gold.

Cependant, Mr Robertson-



*Photo 1 : Le premier modèle commercial du SME 3012 sorti en 1959.*

Aikman apporte à son propre bras de nombreuses innovations et perfectionnements. Parmi ceux-ci, citons l'utilisation d'acier inoxydable pour le tube (Ortofon utilisait un alliage d'aluminium) et son amortissement interne par de la pulpe de bois. L'articulation horizontale est confiée à des couteaux reposant sur des gouttières en V ; ces couteaux ne sont pas alignés dans le plan horizontal et forment un angle très ouvert supprimant ainsi tout glissement latéral. L'articulation verticale fait appel à un roulement à billes double de très haute précision (cages rectifiées et glacées) réduisant au minimum les frottements et les jeux. Les différences portent aussi sur les nombreuses facilités de réglages, hors du commun pour l'époque et sur lesquelles nous reviendrons longuement.

En 1962, le modèle 1 subit des améliorations et devient le 3012-2. Le tube est allégé par l'utilisation d'aluminium, le contre poids arrière aussi. La masse totale est donc réduite de 15 %

par rapport aux 795 gr du modèle 1. Pour faire face à l'apparition de cellules à compliance de plus en plus élevée (Shure M33.5 ou ADC 1) SME conçoit sa coquille légère perforée et un contre poids en option, le W/9. De plus, le socle et l'embase sont surbaissés. On note aussi dans la même optique, l'apparition d'une compensation de poussée latérale par un petit poids suspendu au bout d'un fil de nylon se fixant sur un fléau (cf. Photo 2).

En 1972, lors de la présentation des nouveaux modèles de la série 2 améliorée, le 3012 est arrêté de fabrication. Ce n'est qu'en 1980, devant la demande croissante de nombreux audiophiles du monde entier, que SME décide de relancer ses 12 pouces remaniés sous une nouvelle référence : le 3012-R.

C'est celui-ci que nous vous proposons maintenant d'étudier en détail.

**\* La géométrie générale :** est la notion fondamentale déterminant la qualité globale du bras.

Elle est basée sur une symétrie autour de l'axe principal en fonction des divers éléments constitutifs, y compris la cellule. Il paraît d'ailleurs évident que l'étude de l'un ne va pas sans l'autre. Depuis sa conception, le 3012 est basé sur un bras coudé. Le but de ce coude est de rattraper l'écart angulaire entre la position du burin graveur et celle de la cellule dans le plan horizontal. Cet angle correcteur de l'erreur de piste se matérialise pas l'intersection des axes XX' du bras et YY' de la cellule. Cette forme, comparée au bras droit, a pour principal défaut de déporter son centre de gravité G (cf. schéma 1). Grâce à l'adoption d'un réglage d'équilibrage latéral, dont nous reparlerons, on ramène G vers l'axe XX'. A cause de la force d'appui, G est évidemment en avant de V.

**\* Le tube :** le matériau le constituant est de nouveau l'acier, utilisé sur les premiers modèles. Cependant, les parois ont été fortement amincies afin de réduire la masse effective qui est

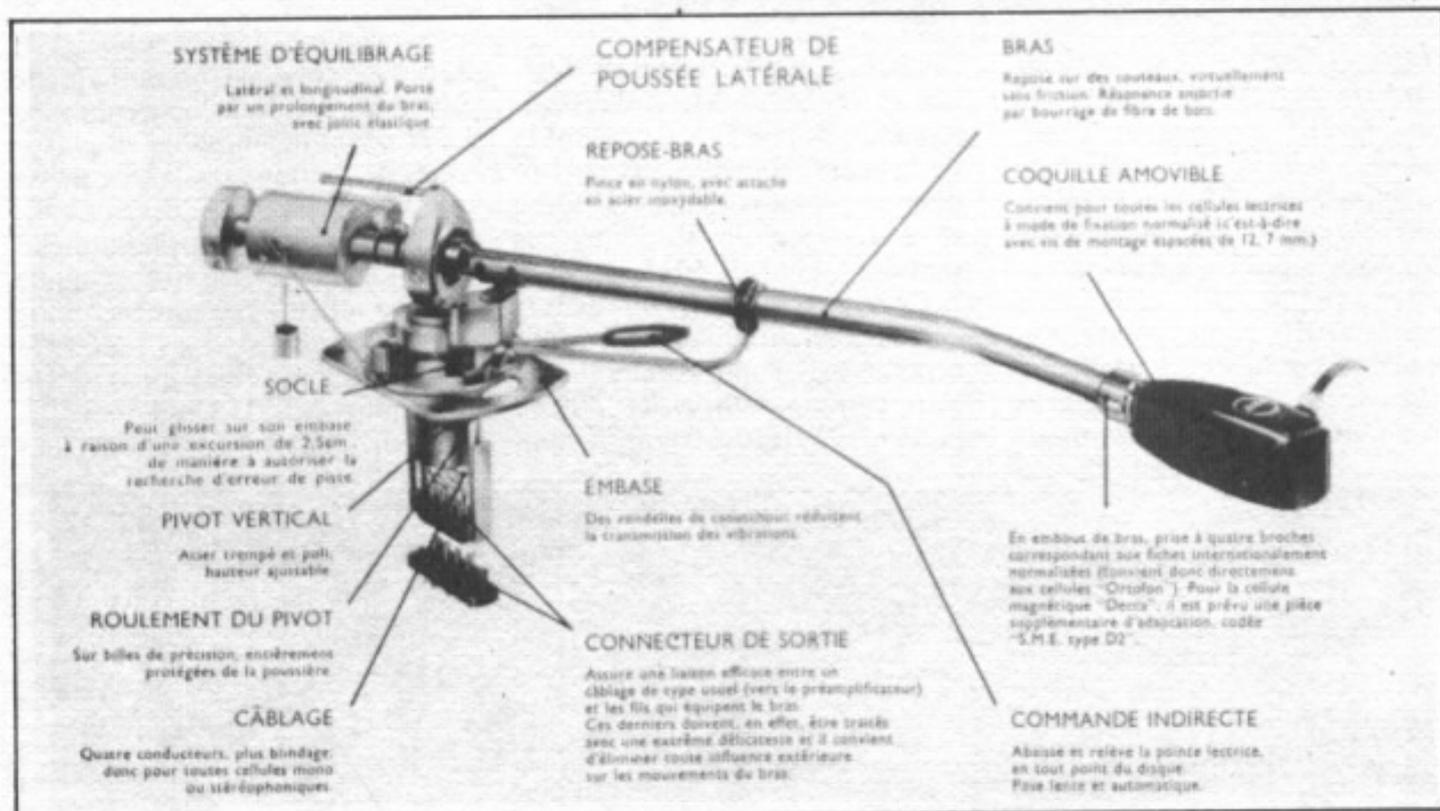


Photo 2 : SME 3012 modèle 2 sorti en 1962.

de 12,5 gf (contre 14 gf sur le modèle 2). La section circulaire, préférable pour résoudre les modes de torsion, a un diamètre externe de 9,5 mm. L'amortissement interne n'a pas changé : une pulpe de bois en U très légère, est rentrée en force sur une bonne partie de la longueur rectiligne avant le coude. Ce procédé, qui ne grève aucunement la masse, se révèle particulièrement efficace pour minimiser les résonances du tube. De plus, l'anodisation de celui-ci crée une résistance superficielle s'opposant aux modes vibratoires.

\* **La coquille** : elle constitue sans conteste le point faible de ce bras. Elle a l'avantage d'être extrêmement légère et d'offrir une bonne surface de contact avec le corps de la cellule. En contre partie, sa rigidité laisse fortement à désirer. Avec cette coquille, SME a joué avant tout la carte de la faible masse, valable pour des cellules à forte compliance. Il ne faut cependant pas oublier que le 3012 fait partie des «bras lourds» et qu'il sera en

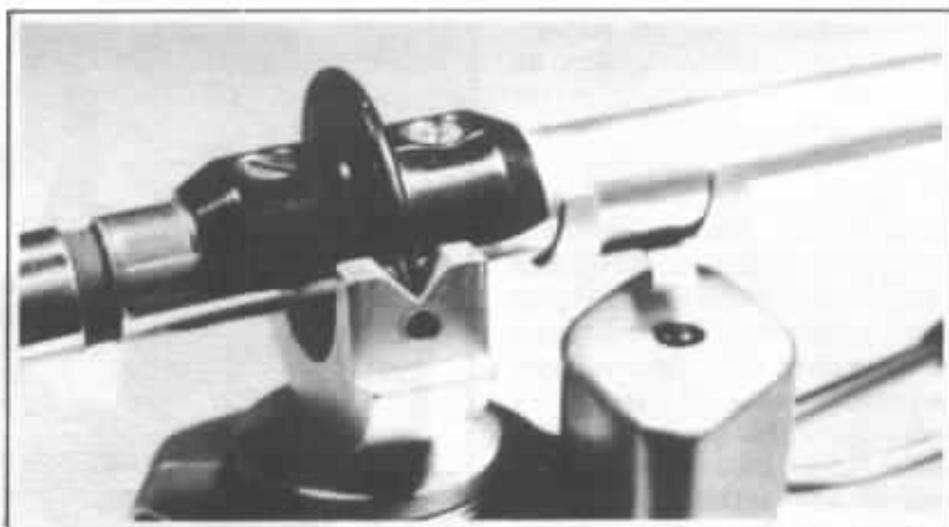


Photo 3 : Couteaux en acier de l'ancien modèle : remarquer que leur faible surface de contact les soumet à des pressions mécaniques importantes.

tout état de cause plus à l'aise avec des cellules assez raides (Denon 103-SPU). Selon cette configuration, l'utilisation d'un porte cellule plus rigide est préférable et permet de tirer pleinement partie des nombreuses qualités de ce bras. De plus, une augmentation, raisonnable, de la masse à l'extrémité du tube, abaissera la fréquence du premier mode de vibration de celui-ci. Un compromis est bien sûr à

trouver pour ne pas tomber dans l'excès inverse, ce qui serait tout aussi négatif.

\* **Les couteaux** : «pierre angulaire» du système, ils conditionnent de par leur usinage une bonne partie des qualités de ce type de bras.

Quand on compare un 3012 modèle 1 ou 2 à un nouveau, on est surpris de voir que cette pièce maîtresse a été fondamentale-

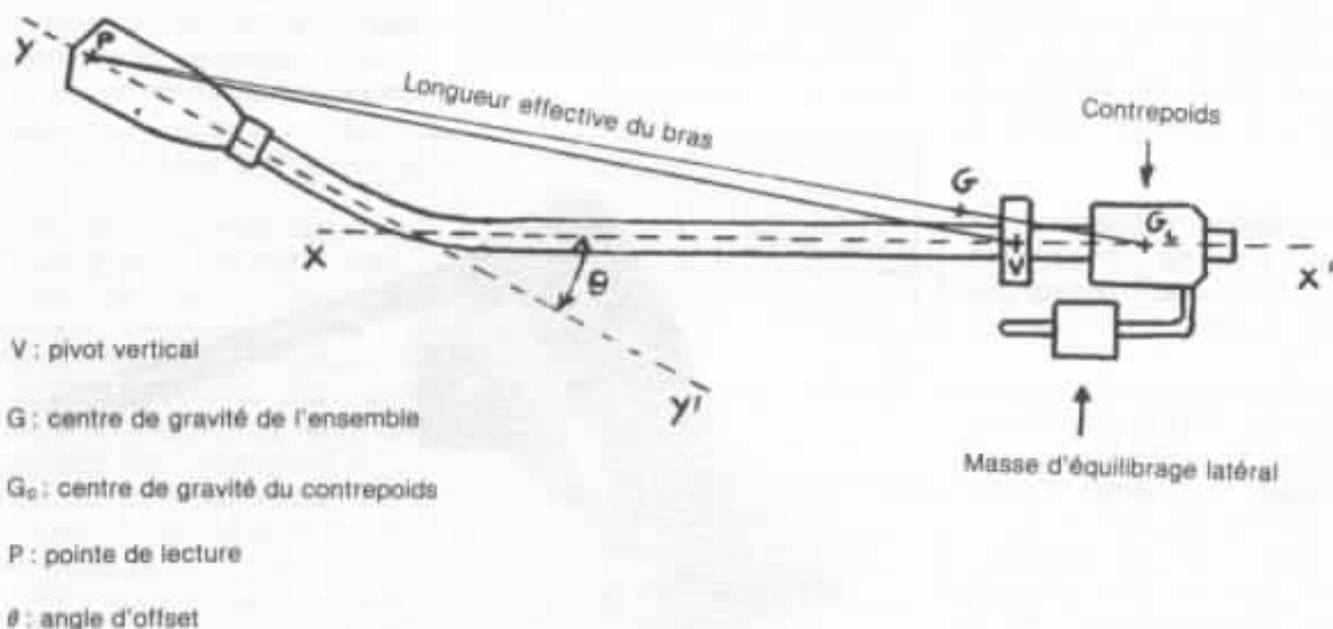


Schéma 1 : Définition des principaux paramètres.

ment modifiée, non pas géométriquement, mais au niveau de son matériau qui de l'acier sur les premiers modèles est passé à un composant plastique sur le 3012R. La raison de ce changement ne peut pas résider dans une question de coût de revient puisque l'injection revient plus chère en outillage. Les ingénieurs de chez SME ont remarqué que les couteaux en acier étaient sujet à des microphénomènes de dilatation qui bien que faibles avaient une influence négative étant donné l'importance de ces pièces sur les forces de frottement. D'autre part, les contraintes importantes de pression entraînaient un écrasement relativement rapide des arêtes ; tout ceci, associé à un facteur de transmission vibratoire assez défavorable, a fait qu'ils se sont orientés vers d'autres matériaux. Les couteaux du 3012 R sont constitués de nylon 66 mélangé à 30 % de fibres de verre. Il en résulte une matière beaucoup plus stable dans le temps, pouvant être fabriquée avec plus de précision en grand nombre et mieux adaptée à cette utilisation. En dehors de cette modification, la pièce est restée identique au niveau dimensionnel et fixation par deux vis sur la partie supérieure du tube (cf. Photo 3). Une de ces vis représente à l'intérieur du tube, la prise de masse de celui-ci.

**\* Articulation verticale :** Les couteaux reposent sur un cavalier solidaire du tube central articulé par roulements à billes (cf. Photo 4).

La partie inférieure externe supporte le lève-bras hydraulique usant d'un fluide visqueux ralentissant la descente du diamant sur le disque. C'est en ayant cette pièce de mécanique en main, que l'on peut se rendre compte matériellement de la qualité de fabrication de ce bras. Les deux roulements à billes compensés par un couple élasti-

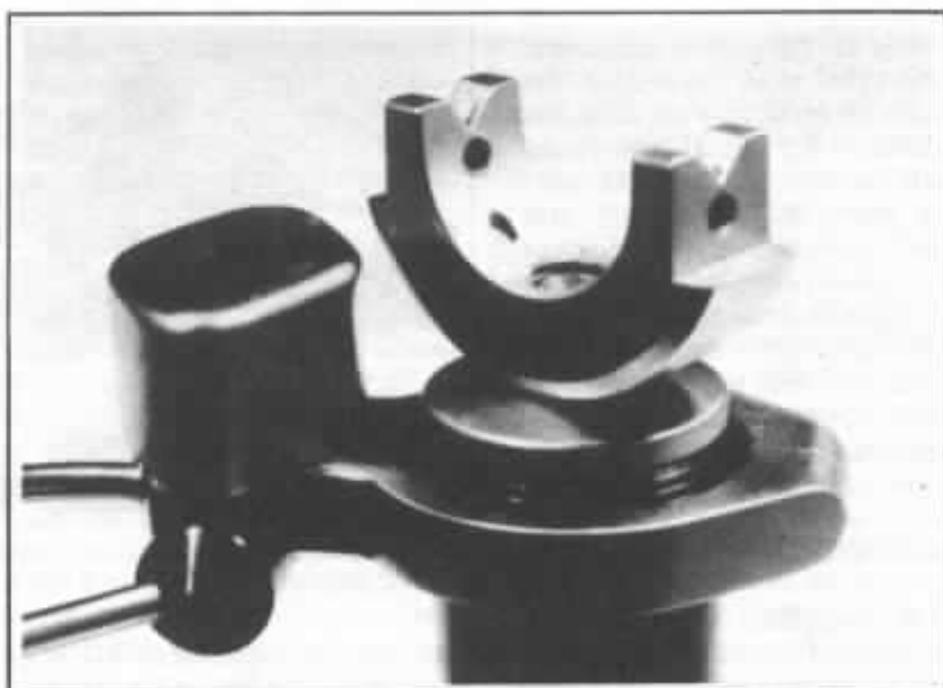


Photo 4 : Articulation verticale supportant les couteaux.

que réduisant les micro-jeux entre les bagues internes et externes, sont d'une extrême précision. Réduire encore ce jeu conduirait inévitablement à augmenter les forces de frottement. Rappelons à ce sujet qu'une force de 20 mgf appliquée au diamant suffit à déplacer l'ensemble équilibré. La composante verticale est non mesurable. Cette précision mécanique est indispensable quand on songe aux elongations de l'ordre de  $1/10^6$  de  $\mu\text{m}$  auxquelles un diamant doit répondre !

L'ensemble cavalier-couteaux est coiffé par une pièce qui permet une bonne tenue latérale sans entraver d'aucune manière les mouvements du tube (cf. Photo 5). Cette pièce supporte le fléau sur lequel vient s'accrocher le fil de nylon de l'antiskating (nous en reparlerons lors des réglages). Pour la petite histoire de la hifi, ce système a été inventé par John Crabbe en 1960. Le tout est maintenu par deux vis à tête fraisée. Même à ce niveau, l'ajustage et la finition sont vraiment parfaits.



Photo 5 : Pièce supérieure de l'articulation verticale avec le fléau de l'antiskating.

\* **Les contrepoids arrière :** représentent une autre partie fondamentale de la réalisation. A ce niveau, les différences entre modèles sont très nettes (cf. Photo 6). Dans les deux cas, on retrouve les mêmes pièces constitutives à savoir : un contrepoids permettant le réglage de l'équilibre horizontal en couissant sur le tube du bras, une masselotte couissant aussi sur une tige en L reliée au bras soit par l'intermédiaire du contrepoids (3012 R), soit par l'intermédiaire d'un contrepoids indépendant et fixe (3012-2). La différence fondamentale entre les deux provient d'une modification au niveau du découplage (cf. Schéma 2).

Un contrepoids constitue une masse additionnelle ayant sa propre inertie que le bras doit mettre en mouvement. Il a aussi sa propre fréquence de résonance qui ne doit en aucun cas perturber le système de lecture. Un découplage élastique entre le contrepoids et le bras constitue un amortissement qui doit être calculé pour que les deux éléments n'entrent pas en résonance de phase (zone de 15 à 50 Hz). Si cette condition est remplie, le découplage est bénéfique pouvant réduire le facteur Q du premier mode de flexion de presque 30 dB. L'amortissement du bras influe beaucoup sur la qualité de l'ensemble, celui de la cellule ne suffisant pas dans la plupart des cas.

L'ancien 3012 était constitué de deux parties distinctes séparées par une bague élastique (cf. Schéma 2 et Photo 8). Le contrepoids était alors fixé rigidement sur le tube arrière par l'intermédiaire d'une vis. Il en était de même pour la masselotte d'équilibrage qui était indépendante du contrepoids. Sur le 3012 R, les tubes sont bien séparés par le système d'équilibrage latéral (cf. plus loin), mais cette séparation peut être considérée comme nulle du point de vue amortissement.

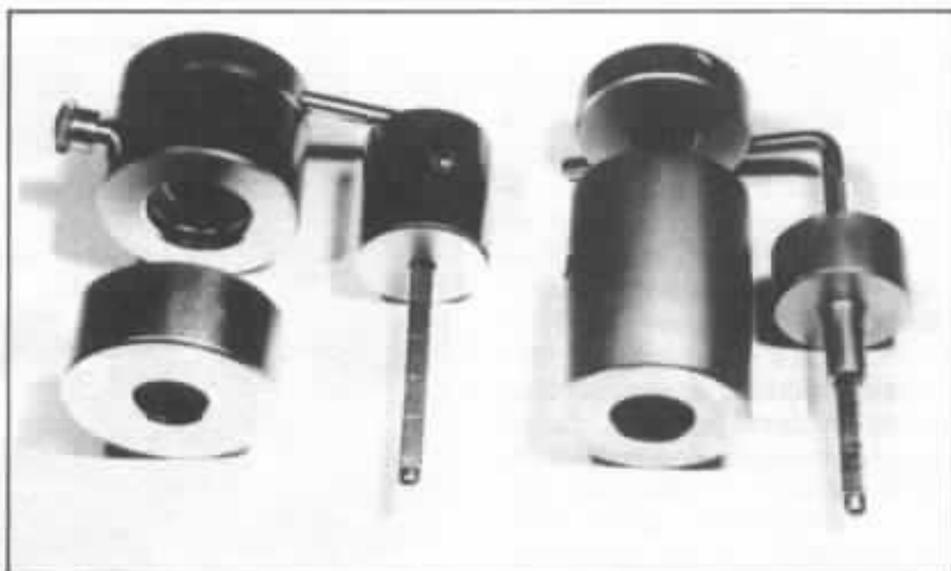


Photo 6 : L'ensemble des contrepoids arrière pour les deux bras, de gauche à droite : 3012-R - 3012-2.

C'est au niveau du contrepoids que se trouvent les bagues élastiques qui le découplent ainsi du tube comme sur le bras Delaleu. A noter que sur le nouveau, la masselotte est solidaire du contrepoids. Celui-ci est subdivisible en deux afin de pouvoir utili-

ser tout type de cellule au niveau masse.

Sur le 3012 R, tout a été mis en œuvre pour faciliter ces réglages. Ainsi, le contrepoids principal possède un pointeau avec un ressort de rappel. L'extrémité de ce pointeau rentre dans le pas d'une

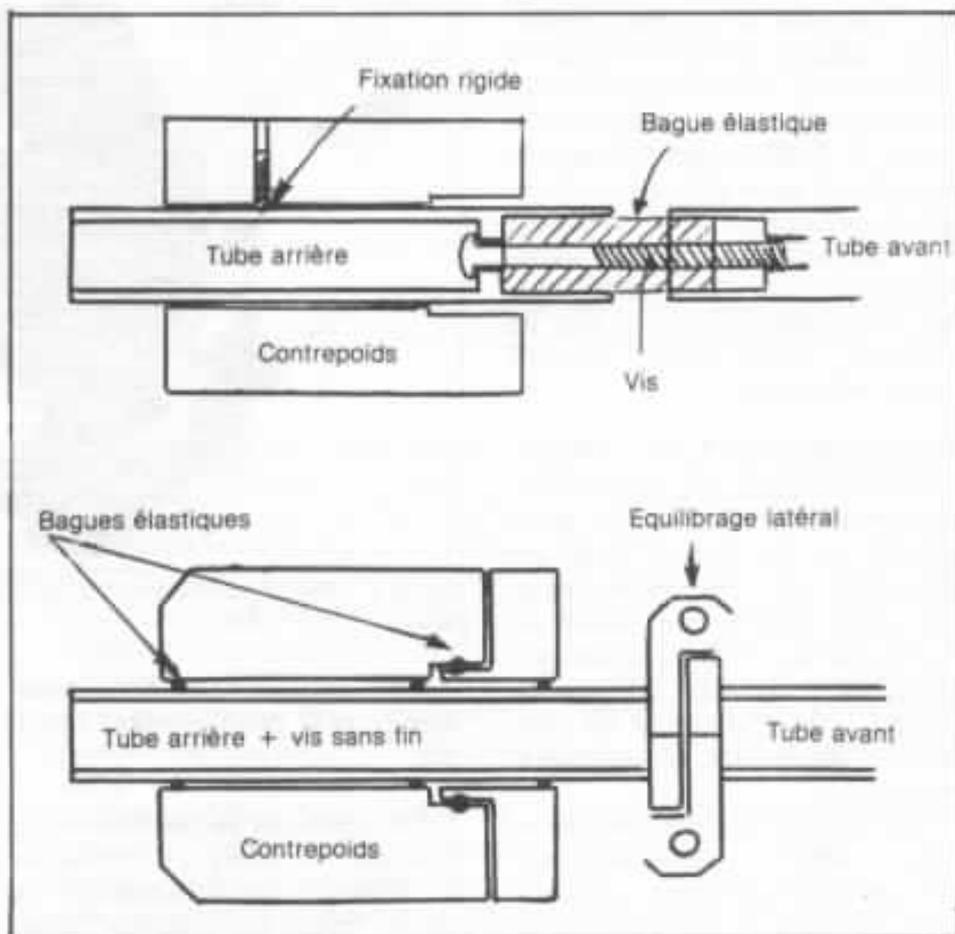


Schéma 2 : Différence de conception du découplage arrière entre le 3012-2 (en haut) et le 3012-R (en bas).

vis sans fin intégrée dans le tube arrière. Une fente latérale pratiquée dans ce dernier sur toute sa longueur, permet d'y avoir accès. Grâce à une molette postérieure, couplée à cette vis, il est possible de faire avancer ou reculer avec précision le contre-poids sur le tube pour peaufiner l'équilibrage horizontal. Sur l'ancien modèle, le réglage était moins évident puisqu'il fallait desserrer la vis du contre-poids, le faire coulisser et resserrer, ceci par tâtonnements avec toute l'imprécision que cela comporte. Il en était de même du réglage latéral qui pourtant est encore plus délicat à réaliser. Sur le 3012 R, celui-ci utilise de nouveau un procédé à vis et clé Allen (cf. Photo 7) qui permet de déplacer lentement et d'un bloc tout l'ensemble contre-poids/masselotte.

Par contre, la force d'appui verticale s'effectue toujours, quel que soit le modèle, en faisant coulisser la masselotte sur sa tige graduée. Pour ne pas abîmer cette dernière, il est utilisé sur le 3012 R une vis qui bloque la masselotte pour éviter tout dérèglement intempestif. Ce blocage se fait indirectement par un cylindre caoutchouc (en contact avec la tige) séparé de la vis par un ressort. Chez SME, chaque détail est pensé !

**\* Les réglages :** Le bras de lecture devra servir de repère fondamental à la cellule, afin de la guider sur le disque avec un minimum de contraintes pour suivre au plus près le tracé du burin graveur. Il devra aussi conserver une certaine latitude de liberté, afin d'absorber les problèmes de lecture (excentricité-voilage...).

Le meilleur bras du monde ne peut s'exprimer pleinement que s'il est parfaitement optimisé tant au point de vue association avec sa cellule que des réglages en fonction de celle-ci. Les réglages du SME 3012 sont nombreux

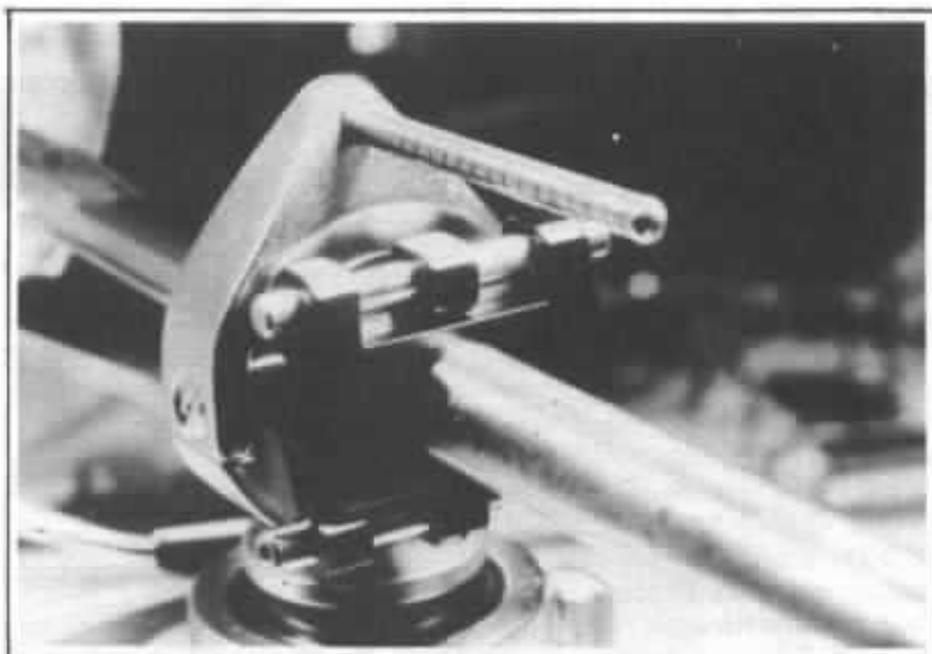


Photo 7 : Système de Réglage de l'équilibrage latéral du 3012-R. Noter la vis inférieure qui permet aux deux parties de glisser l'une sur l'autre.



Photo 8 : Partie postérieure du 3012-2. Remarquer la bague élastique découpant les deux tubes.

et nous allons essayer de les résumer le plus pratiquement possible.

**\* Fixation sur la platine :** face à la série 12 pouces, l'audiophile se heurte inévitablement au choix limité en platines. Nous n'avons hélas pas eu le temps nécessaire pour faire le recensement de toutes les platines accep-

tant des bras de ce type. Notons seulement au passage les Thornens Prestige, Référence, Série 226-227, Le Tallec Stad S, Micro Seiki, Onken, Melco et quelques réalisations particulières dont nous aurons peut-être l'occasion de reparler...

Pour fixer le bras sur l'une de ces platines, il faut connaître la distance de perçage OP<sub>i</sub> qui fait

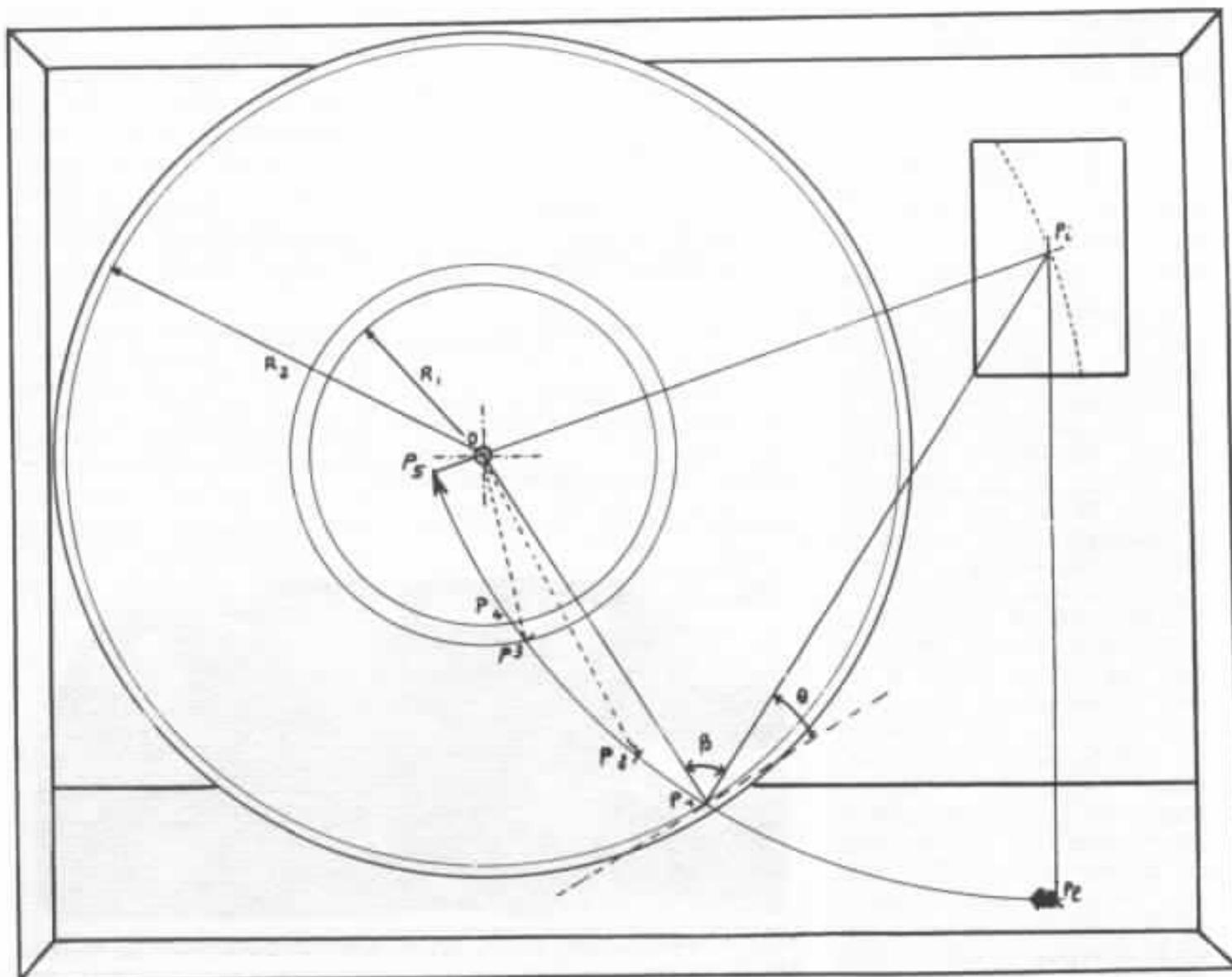


Schéma 3 : Trajectoire de la pointe de lecture

$O$  : centre du plateau -  $P_1$  : pivot du bras -  $P_2$  : pointe de lecture -  $R_1$  : rayon minimum de gravure -  $R_2$  : rayon maximum de gravure -  $\theta$  : angle d'offset -  $P_3$  à  $P_4$  : différentes positions sur la trajectoire -  $\beta$  : complémentaire de  $\theta$  (cf. texte).

intervenir quelques notions que nous rappelons brièvement (cf. Schéma 3).

Lors de la lecture, le diamant effectue un arc de cercle de rayon  $P_1 P_2$  qui provoque cette « fameuse » erreur angulaire par rapport à la trajectoire tangentielle du burin graveur. Pour minimiser cette erreur, l'axe du cantilever de la cellule forme avec l'axe pivot-pointe, un angle  $\theta$ , appelé angle d'offset. Celui-ci n'est optimisé que pour deux rayons de lecture ( $OP_3$  et  $OP_4$ ) pour lesquels l'erreur de piste s'annule. De part et d'autre de ces positions, l'angle d'offset

devrait augmenter pour conserver cette annulation. De même, il devrait passer par un minimum entre celles-ci (cf. plus loin). Ces deux rayons varient d'un constructeur à l'autre à cause des différentes normes ( $58 \text{ mm} \leq OP_3 \leq 70 \text{ mm}$ ). SME lors de la sortie des premiers 3012 donnait comme valeurs  $OP_3 = 70 \text{ mm}$  et  $OP_4 = 123 \text{ mm}$ . Ce n'est qu'après l'abandon de ses 12 pouces en 1972, qu'il s'est rallié (comme Shure) aux valeurs données ci-après. Ces dernières correspondent à un des meilleurs compromis en matière d'erreur de piste et de distorsion en résul-

tant. Ces rayons se calculent en fonction des distances minimales et maximales de gravure  $R_1 = 60,325 \text{ mm}$  et  $R_2 = 146,05 \text{ mm}$  (à noter que la norme NAB donne  $R_1 = 57,15 \text{ mm}$ ).

$$\Rightarrow OP_3 = \frac{2R_1R_2}{R_2 + \frac{R_2}{\sqrt{2}} + R_1 - \frac{R_1}{\sqrt{2}}} = 65,998 \text{ mm} = 66 \text{ mm}$$

$$\Rightarrow OP_4 = \frac{2R_1R_2}{R_2 - \frac{R_2}{\sqrt{2}} + R_1 + \frac{R_1}{\sqrt{2}}} = 120,89 \text{ mm} = 120,9 \text{ mm}$$

La longueur effective du bras  $P_1 P_1$  est celle séparant l'axe vertical du pivot de la pointe de lecture. Elle est calculée en fonction du dessin du bras pour obtenir la plus faible erreur de piste. SME donne  $P_1 P_1 = 307,34$  mm pour le 3012 R. La distance de perçage  $OP_1$  se déduit de :

$$\sqrt{P_1 P_1^2 - OP_2^2} = 294,07 \text{ mm}$$

L'overhang  $OP_2$ , qui représente la différence de ces deux longueurs est donc de 13,27 mm.

Le perçage en lui-même se fait sur une longueur d'environ 70 mm, une largeur de 30 mm (cf. Schéma 4). La profondeur doit être 50 mm pour permettre le réglage en hauteur du bras. La précision du perçage n'est pas cruciale dans la mesure où grâce à la plaquette on peut rattraper  $\pm 12,7$  mm. L'angle  $OP_1 P_1$  ne doit pas être supérieur à  $70^\circ$  pour l'orientation de l'axe de la plaquette. Cette dernière se fixe par 4 vis découplées par des rondelles caoutchouc. Ce découplage n'est pas indispensable et une fixation rigide par vis parker est souvent préférable. Il faut aussi veiller à ce que la hauteur de la plaquette permette par après un réglage aisé du bras au dessus de la surface du plateau (minimum 27 mm - maximum 41,3 mm). Il est à noter que la distance  $OP_1$  représente le rayon d'un cercle en tout point duquel peut être fixé le bras. On aura intérêt, dans la mesure du possible, à le placer le plus en arrière afin que le tube se retrouve parallèle à l'axe antéro-postérieur de la platine lors de la lecture ; les excitations parasites étant prédominantes dans cet axe.

**\* Mise en place du bras :** celui-ci est bloqué en hauteur par un collier que l'on serre avec une clé Allen. Le serrage est uniforme sur toute la périphérie et bien préférable aux systèmes utilisant des vis qui «mordent» en un seul point de la colonne de l'embase.

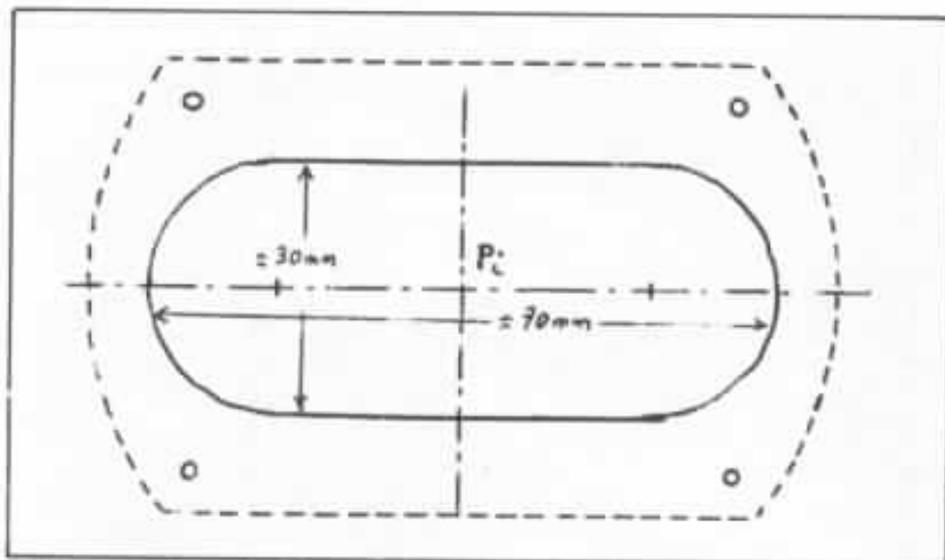


Schéma 4 : plaquette de montage du bras.

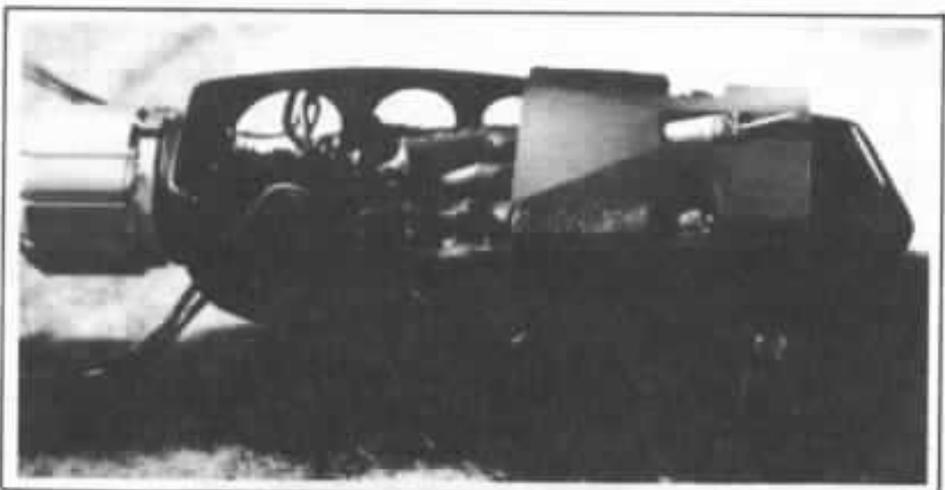


Photo 9 : Porte cellule d'origine. Il a été amorti intérieurement. Sur la cellule sont soudés des fils de Litz.

**\* Mise en place de la cellule :** le 3012 R utilise une coquille amovible standard. Nous avons déjà précisé qu'il est préférable de la remplacer par un porte cellule plus rigide qui permette de rapprocher au plus près l'axe du bras de la pointe de lecture afin de diminuer l'excitation de résonance par torsion. Une fois la cellule fixée au bras, on a intérêt à cabler avant tout réglage. Les fils fournis sont de bonne qualité, rappelons que l'embase est aux normes RCA (plaqués or) + fil de masse. Les inconditionnels recableront leur bras avec du Litz torsadé et soudé directement aux bornes de la cellule afin d'éviter toute perte par contact. Dans ce cas, les fils d'origine

seront supprimés pour éviter les couples de torsion. A ce propos, les boucles de fils de Litz partant le plus près des couteaux devront être fixées avec le même souci. Elles ne devront avoir aucune influence sur un bras équilibré en position de lecture (partie médiane du disque). Il faut jouer sur la longueur des boucles, leur orientation et leur fixation au socle. Avant de parler des réglages proprement dits, nous allons de nouveau résumer quelques notions de base.

Du point de vue dynamique, l'ensemble bras-cellule forme donc un tout indissociable. En considérant les souplesses et les masses des cellules du marché, on est forcé de reconnaître que le

bras universel n'existe pas. Nous ouvrirons une parenthèse pour dénoncer le peu de crédit que l'on peut accorder aux classements subjectifs de cellules effectuées par certains sans citer ni les bras, ni les platines utilisés ! On ne rappellera jamais assez qu'en hifi, le seul axiome permettant d'évoluer se résume à «raisonner en système»...

Revenons quelques instants sur l'erreur de piste : on n'en prit conscience que vers les années 30, non pas comme source de distorsion, mais comme cause d'usure. Sur les aiguilles en acier lisant avec plus de 100 gf de force d'appui, il se formait rapidement des méplats à bords tranchants dont les variations d'orientation étaient susceptibles de détériorer rapidement le sillons. L'erreur de piste, ses causes et ses effets furent parfaitement connus entre 1945 et 1949 (B.B. Bauer, P. Wilson). Il en résulta une étude très sérieuse sur la géométrie des bras. Plus que de longs discours, les deux exemples ci-dessous permettent de bien voir l'interaction des différents paramètres et leur évolution.

Il n'est pas de notre propos de nous étendre sur les conséquences de l'erreur de piste. De nombreuses études ont été faites sur les mesures de distorsion, en particulier par Mr Lafaurie dans le haut-parleur. Les paramètres sont très nombreux et pour bien cerner les effets de cette erreur angulaire, il faudrait pouvoir dissocier ceux-ci des distorsions de contacts. En tout état de cause, les résultats ont toujours été en faveur des bras longs, bien qu'ils soient reconnus plus difficiles à régler. Les mesures suivantes ont été faites sur deux

bras à 33,33 tr/min pour  $V = 5$  cm/s sur un rayon de 60 mm  
 230 mm : 1,03 % (de  
 300 mm : 0,7 % distorsion)

Dans le cas du SME 3012 R, le calcul de l'angle d'Offset optimum donne :

$$\sin \theta = \frac{4 [R_1^2 R_2 + R_1 R_2^2]}{P_1 P_2 [R_1^2 + 6 R_1 R_2 + R_2^2]}$$

$$\Rightarrow \sin \theta = 0,30404$$

$$= \theta = 17^\circ 42'$$

Un problème de géométrie simple sur le triangle  $OP_1 P_2$  conduit à

$$\cos \beta = \frac{OP_1^2 + P_1 P_2^2 - OP_2^2}{2 OP_1 \cdot OP_2}$$

$\beta$  est le complémentaire de l'offset  $\theta$  ( $\beta = \pi/2 - \theta$ ). La variable étant  $OP_1$  lors de la lecture, cette formule permet de connaître l'erreur de piste en tout lieu de la trajectoire du diamant. Lors de l'étude de cette fonction, l'annulation de la dérivée conduit à connaître l'Offset minimum pour

$$\cos \beta = \frac{\sqrt{P_1 P_2^2 - OP_2^2}}{OP_1}$$

$\Rightarrow \cos \beta = 0,3037 \Rightarrow \theta = 17^\circ 41'$  soit seulement 1' de moins que l'Offset optimum ! Les mêmes calculs sur un bras de 230 mm donnaient une erreur de  $1^\circ 07'$ . le calcul aux rayons minimum et maximum de lecture donne

pour  $OP_1 = R_2 = 146,05$  mm  
 $\Rightarrow \theta = 19^\circ 04'$   
 pour  $OP_1 = R_1 = 60,325$  mm  
 $= \theta = 18^\circ 6'$

soit des erreurs de pistes respectives de  $1^\circ 22'$  et  $34'$  pour le 3012 R. Le même bras de 230 mm donnait  $2^\circ 07'$  et  $1^\circ 14'$ . Il n'y a pas qu'à l'écoute que les bras longs font la différence ! Ces calculs ont évidemment le défaut d'être trop précis par rapport à l'application pratique. Il paraît en effet difficile à un amateur de monter et de régler son bras avec une erreur  $< 1/10$  mm ! Cependant ceci est valable pour tous les types de bras, ce qui les mets sur un pied d'égalité quant à leur mise en œuvre...

Pour régler son bras et sa cellule, l'audiophile utilise une règlette d'alignement (protactor) et une balance. Le protactor met en application ce que nous venons de calculer. Inventé en 1924, par Percy Wilson, ces règlettes de montage vont du simple gabarit (Schéma 5) aux règles permettant de mesurer avec précision toute erreur de piste sur un rayon quelconque. Mais le principe reste toujours le même : il consiste à jouer sur  $OP_1$  pour aligner visuellement la cellule sur les traits parallèles centrés autour des deux points  $P_1$  et  $P_2$  où l'erreur de piste s'annule. Ces règlettes sont cependant insuffisamment préci-

Longueur du bras (mm)	Overhang Optimum (mm)	Offset Optimum (°)
200	21,055	27,85
230	18,053	23,97
250	16,5	21,94

Longueur effective (mm)	Overhang (mm)	Offset (°)	OP <sub>1</sub>	OP <sub>2</sub>
300	13,606	18,145	66,04	120,9
Erreur volontaire de 0,4° sur l'Offset-Overhang cst.			61,83	129,04
Erreur volontaire de 10 mm sur l'Overhang-Offset cst.			79,955	106,939

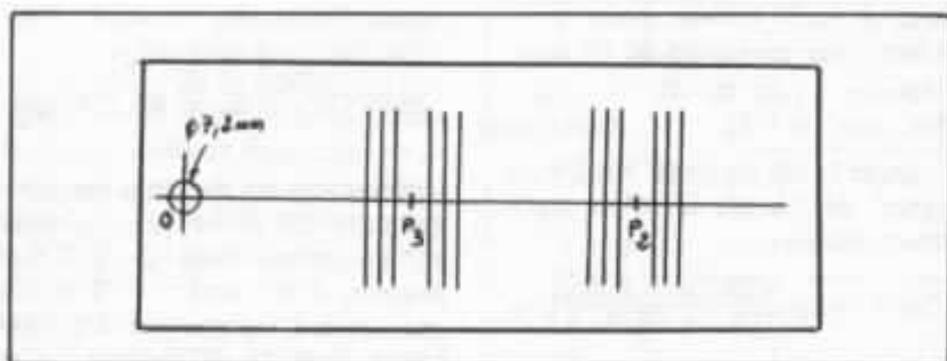


Schéma 5 : Le plus simple des protectors

ses et nous allons voir comment simplifier les réglages avec un seul gabarit.

\* **Equilibrage bras-cellule** : le but de ce réglage est d'amener le centre de gravité le plus proche possible de l'intersection de l'axe des couteaux et de l'axe de rotation. Durant toute l'opération, la masselotte latérale est à zéro et l'anti-skating est enlevé.

Le premier réglage consiste à placer le centre de gravité de l'ensemble bras + contrepois dans le plan vertical  $P_v$  des couteaux (cf. Schéma 6). Pour ce faire, on déplace lentement avec la molette arrière le contrepois jusqu'à l'équilibre relatif autour du plan horizontal.

Le deuxième réglage consiste à équilibrer le bras latéralement afin de conduire le centre de gravité sur l'axe de rotation. A ce niveau, une remarque s'impose : sur l'ancien modèle, comme

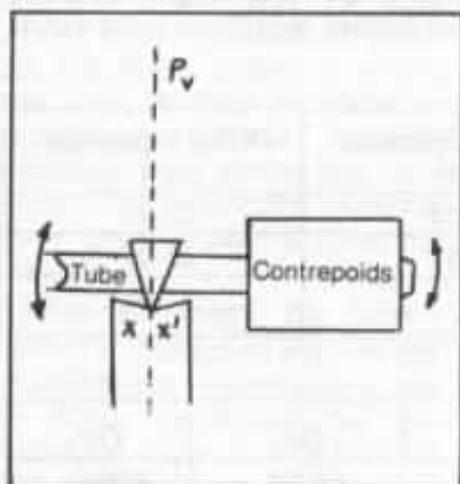


Schéma 6 : 1er réglage placer le centre de gravité dans le plan vertical des couteaux  $P_v$ .

nous l'avons vu, le réglage latéral était totalement indépendant du contrepois principal. De plus, chose importante, la tige en L soutenant la masse était plus basse que l'articulation  $XX'$  des couteaux (cf. Photo 1 et 6). Sur le nouveau modèle, non seulement ce réglage est intégré au contrepois, mais il est placé plus haut. Le résultat est visualisé sur le schéma n° 7. La résultante  $F_1$  est bien supérieure à  $F_2$ , ce qui a pour conséquence de tirer plus en rotation externe le nouveau modèle.

Pour équilibrer latéralement avec le plus de précision possible, il faut (après le premier

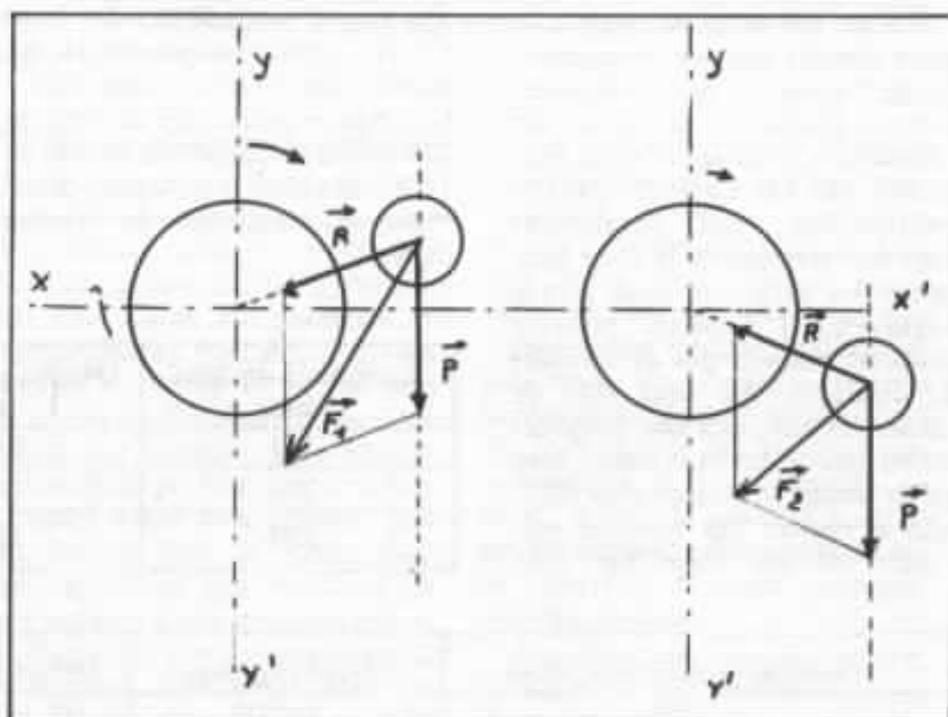


Schéma 7 : Différences de positionnement des masselottes latérales. De gauche à droite : 3012-R - 3012 I et II.

réglage) enlever les deux vis latérales maintenant la pièce couvrant les couteaux (cf. Photo 5). Enlever celle-ci et placer comme sur la figure 8, une arête en avant des couteaux. En soulevant l'arrière avec un tournevis, le bon équilibrage latéral se traduit par une levée parfaitement symétrique des deux couteaux. Si ce n'est pas le cas, il faut l'ajuster en déplaçant l'équipage arrière en sens opposé au couteau qui ne décolle pas. De par la position de la masselotte, ce réglage est difficile sur le 3012 R même en déplaçant fortement le contrepois vers l'intérieur. Ceci est dû aussi au fait que l'on ne peut pas amener, comme sur l'ancien, le centre de gravité sur l'axe des couteaux. Cet équilibrage était obtenu en faisant pivoter la masselotte autour de son axe vers le haut ou vers le bas jusqu'à suppression du balancement. Il existe cependant sur le 3012 R une vis permettant de débloquer la tige en L, c'est donc un échappatoire permettant d'incliner celle-ci vers le bas afin de positionner au mieux le centre de

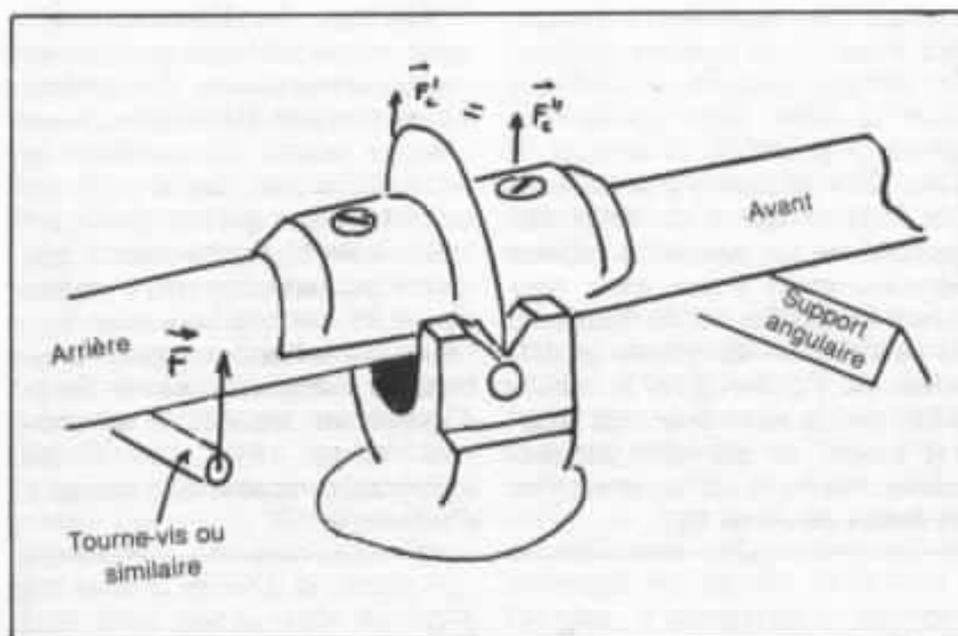


Schéma 8 : Principe pour effectuer un équilibrage latéral précis.

gravité. Dans ces conditions, l'équilibre général a été obtenu sans problème. Quelle que soit sa position entre le support et le centre, le bras reste alors immobile, sans se balancer.

**\* Réglage de la force d'appui :** en déplaçant la masselotte sur sa tige graduée vers l'avant. On la quantifie plus précisément avec une balance. Il faut rappeler à ce sujet que la force d'appui doit mouvoir le bras, accélérer sa masse et vaincre les frottements. A cette force d'appui peuvent s'ajouter ou se retrancher des forces d'inertie dues aux disques voilés. De plus, elle nous amène à parler de suite de l'angle de lecture.

**\* Réglage de la hauteur du bras :** En 1962, B.B. Bauer définit l'erreur de piste verticale (cf. Schéma 9). Cet angle  $\alpha$  qui doit être respecté par les fabricants de cellule avait été fixé initialement à  $15^\circ$ , puis à  $20^\circ$  en 1964. On voit que théoriquement, le capot de la cellule doit être parallèle au disque pour le respecter. Le problème n'est pas hélas pas si simple, car des déformations élastiques surviennent après passage à chaud du burin graveur. Ceci

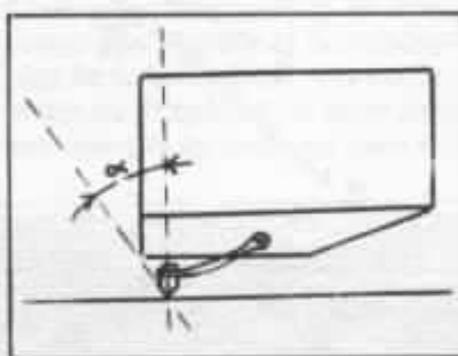


Schéma 9 : Angle de lecture vertical

ajouté à d'autres paramètres fait que chaque constructeur l'adapte au mieux pour son matériel (Ortofon =  $20^\circ$  - Shure =  $25^\circ$ ...).

Au niveau de l'amateur, la force d'appui aura une influence sur cet angle. Plus celle-ci sera faible, plus l'angle sera important. Pour garder l'angle constant, il faudra alors baisser le bras. Des mesures de distorsion ont été effectuées grâce à des disques test (CBS STR 160) sur lesquels sont gravées des fréquences (400 Hz pour le CBS) enregistrées sous divers angles. On voit sur le schéma 10, l'influence de la force d'appui sur cet angle et l'importance de celui-ci sur les taux de distorsion harmonique. Il en ressort qu'une force d'appui inférieure à 2 gf n'est pas recommandée et que d'autre part, le SME 3012 (utilisé ici en position basse) est mal adapté aux forces d'appui faibles, ce qui confirme ce que nous disions sur son adaptation avec les cellules. Le réglage de l'angle de lecture se fera facilement à l'oreille (cf. courbe de distorsion !). A noter que plus une cellule «vieillit», plus  $\alpha$  doit être augmenté.

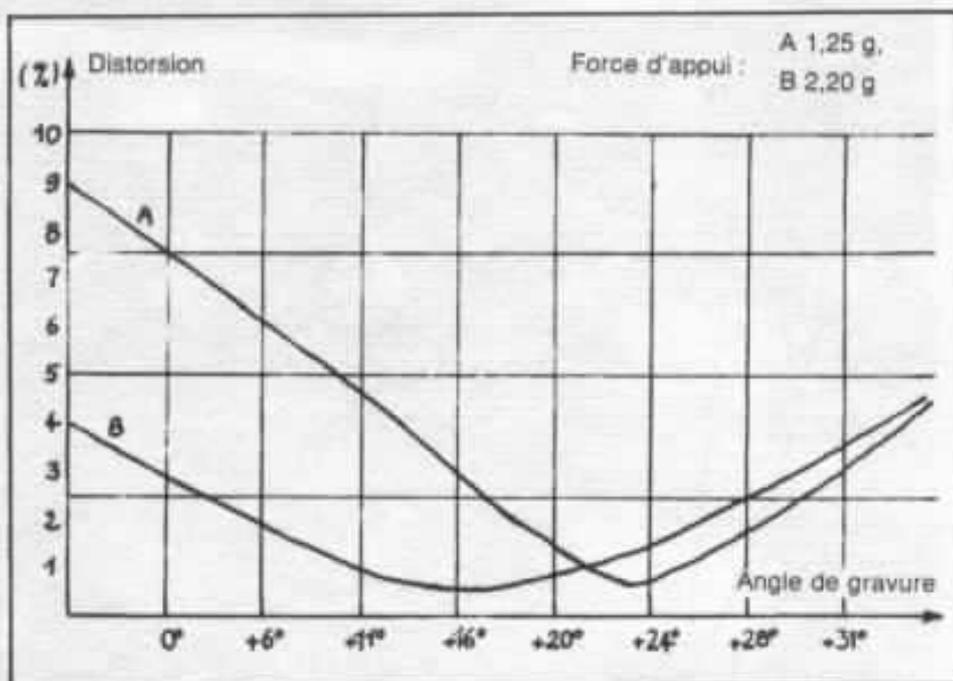


Schéma 10 : Taux de distorsion en fonction de l'angle de lecture.

**\* Réglages fins de la cellule :** le plus simple est le réglage vertical grâce à une petite vis fixée sous le tube après le porte cellule. Une fois desserré, le porte cellule peut tourner afin que la cellule soit bien droite. Le réglage peut se faire sur une plage lisse ou un miroir fin qui augmentera la précision par reflexion de l'image.

Le schéma 11 montre une règle permettant de régler la cellule en dépassement et angle d'Offset, en une seule fois. En O, on perce un trou de diamètre de 7,2 mm. On trace alors la distance  $OP_1 = 294,1$  mm, la trajectoire  $P_1P_2 = 307,34$  mm au compas et de O, les deux points où l'erreur de piste s'annule :  $P_1$  et  $P_2$ .  $OP_1$  représente l'overhang. Au niveau du bras, pour faciliter son passage sous le lève bras, on découpe les tangentes en pointillés. Il ne reste plus qu'à placer la plaquette sur le plateau de la platine. Régler la plaquette du SME pour que le bras se cale en  $P_1$ . Desserrer les vis de la cellule et fixer sur sa face avant une mine 0,5 matérialisant une droite pres-

que parfaite facilitant le réglage. En  $P_2$  et  $P_3$  ne sont tracées que les perpendiculaires se trouvant dans le même plan que la face avant de la cellule. A ce sujet, il faut faire attention à la distance de fixation qui n'est hélas pas normalisée sur toutes les cellules (normalement 9 mm entre face avant et axe des vis de fixation). Il suffit alors de placer le diamant en  $P_1$ , de régler la cellule pour que la mine et le trait frontal soient en parfaite concordance. Serrer la cellule et vérifier la même chose en  $P_2$ .

**\* Réglage de l'antiskating :** nous ne reviendrons pas sur un réglage aussi connu. Le schéma 12 en rappelle l'étiologie. Nous n'avons jamais été partisan de cette correction. Le skating est un phénomène qui a toujours été analysé de façon divergente par divers auteurs tous aussi dignes de foi les uns que les autres. Les facteurs l'influençant sont nombreux à commencer par la force d'appui sur laquelle il est souvent calqué. Plus celle-ci est importante, moins le skating a d'influence.

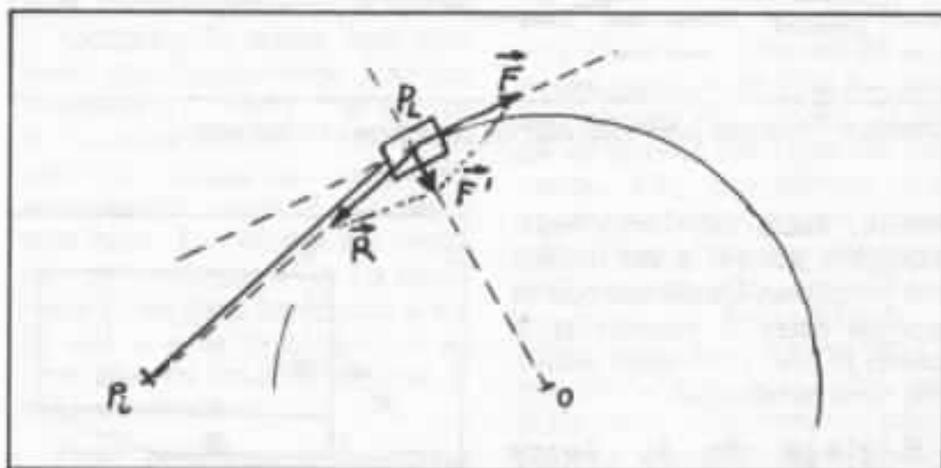


Schéma 12 : Cause du skating  $F'$ .

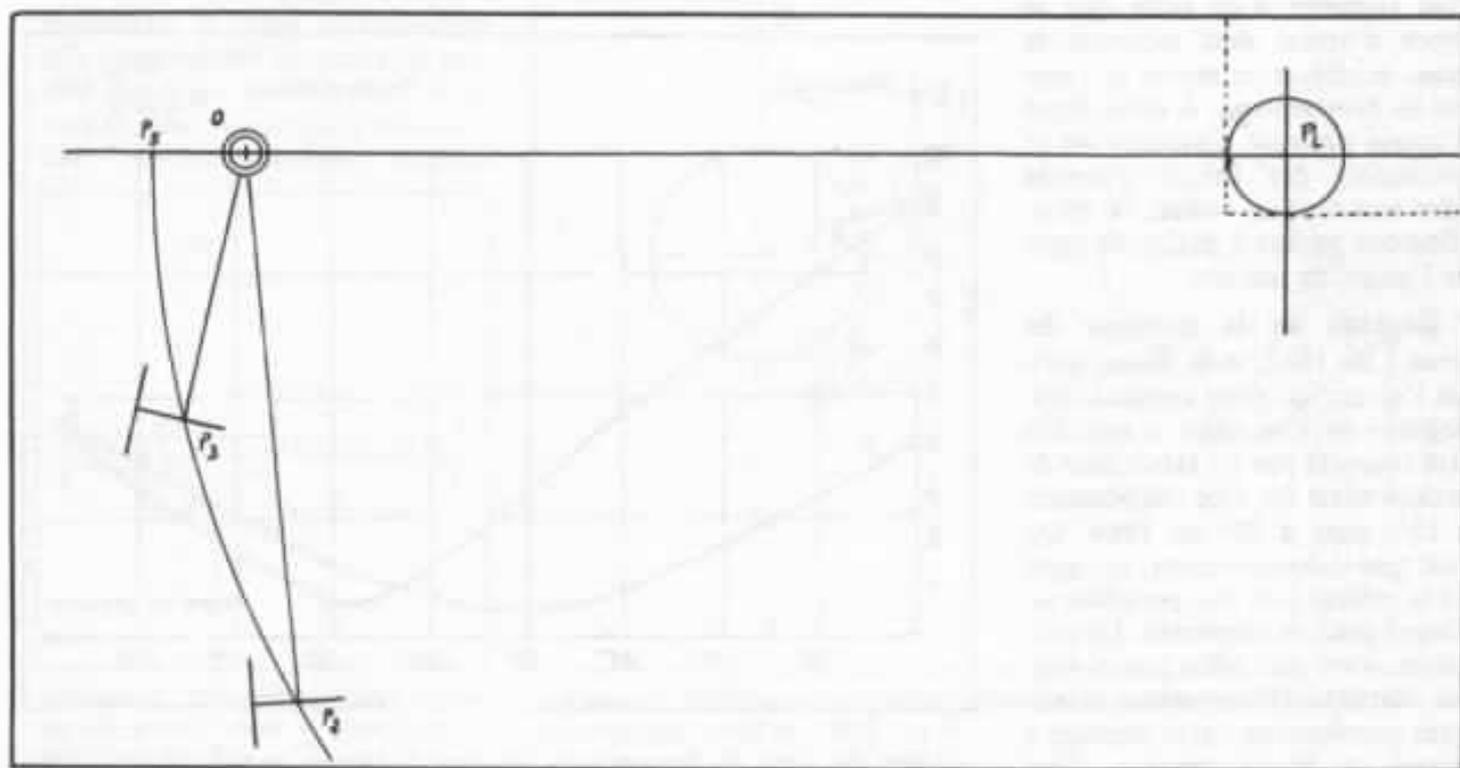


Schéma 11 : Protactor pour SME 3012

Les problèmes posés par l'antiskating sont dûs à un compromis dans sa correction. La force centripète agit directement sur le diamant. La force centrifuge devrait donc agir en opposition sur le même vecteur. Or, l'antiskating n'agit jamais dans ce plan, créant ainsi un couple de torsion des plus néfaste. De plus, on règle souvent l'antiskating sur des sillons vierges ou des plages lisses. Ce réglage ne correspond absolument pas à la réalité puisqu'un sillon modulé modifie à tout instant la direction des frottements. De plus interviennent aussi la densité, la vitesse du sillon ainsi que la taille du diamant... autant de problèmes d'étalonnage qui font que nous n'utilisons pas l'antiskating sur ce bras, bien que sa réalisation n'appelle aucune critique. Il est aussi fourni en option un amortisseur FD II R (utilisé sur la série III). Dans le cas du 3012,

cet ustensile, bien que d'une efficacité reconnue (encore que nous préférons l'amortissement directement sur la cellule - Shure ou le porte-cellule AL1) ne nous paraît pas du tout justifié : les cellules qui lui sont associées en sont la cause.

**\* Conclusion :** pour clore cet article, nous aimerions vous présenter l'auditorium de Mr. Robertson-Aikman, fondateur et actuel président de SME. Premièrement, il s'agit d'une réalisation de très haut niveau qui comme nous allons le voir, a demandé des années de travail. De plus, il concrétise la passion d'un homme qui aura consacré toute sa vie à la reproduction sonore. Cet auditorium est à nos yeux, le meilleur moyen de comprendre la réussite et la philosophie de la firme SME. Les audiophiles du monde entier ne se sont pas trompés en trouvant dans ses

réalisations la matérialisation de cette passion commune entre eux et Mr Robertson-Aikman.

Ce dernier décida, il y a quelques années, de construire un auditorium pour son usage personnel dans une pièce attenante à son habitation. Passionné d'opéras, il avait dans l'esprit de reconstituer un «petit théâtre» où seule aurait place la musique. Ceci impliquait un système qui serait techniquement à la hauteur, tout en s'effaçant aux yeux des auditeurs, ce qui est un facteur psycho-acoustique important.

Sur les photos n° 10 et 11, on peut remarquer la symbiose totale entre la décoration et la technique. La pièce fait 11 m de long, 7 m de large et 3 m de haut. La construction est très massive, utilisant que des murs pleins en briques, le plafond étant constitué d'une seule chappe en béton armé pesant



Photo 10 : Vue générale de l'auditorium : les haut-parleurs sont cachés derrière des rideaux acoustiquement transparents, afin que l'œil de l'auditeur ne soit pas «agressé» par le côté technique.



Photo 11 : Vue générale de l'auditorium : zone d'écoute. Derrière les auditeurs sont placés d'autres haut-parleurs eux aussi dissimulés.

plus de 30 tonnes. Les matériaux absorbants ont été judicieusement répartis et représentent à eux seuls une masse de plus de 2 tonnes. Tous les HP sont camouflés par des rideaux et toute l'électronique est intégrée dans des meubles de style, afin de laisser la vision libre de toute contrainte technique et l'oreille ne se concentre que sur la musique. Les rideaux ouverts laissent apparaître le système de HP. Les fréquences inférieures à 50 Hz sont reproduites par deux HP de 46 cm chargés par des caissons à double parois sablées sur 80 mm. Ces caissons pèsent 3 tonnes et demie et sont drivés par deux amplis SAE. Le reste du

spectre est réparti sur des quadruples panneaux Quad montés dans des châssis hyper rigides, constitués de tubes à section carrée dans lesquels on a coulé du plomb. Chaque panneau fait ainsi plus de 360 kg et utilise 16 transformateurs. Ces mêmes unités sont utilisées à l'arrière avec une amplification Luxman mod. 6000 et un système à ligne de retard Lexicon Delta T retardant les signaux arrières de 55 ms. A noter que les éléments postérieurs sont montés sur des embases pivotantes afin d'avoir une latitude pour les orienter au mieux lors des réglages. La surface de radiation des panneaux électrostatiques représente

22 m<sup>2</sup>. La puissance totale de l'amplification est de 1 600 WRMS.

Sur la photo 13, on remarque un meuble dans lequel sont insérées deux platines Technics SP10 MK II équipées de bras SME SIII et Shure VI5 IV, des préamplis Luxman, un réducteur de bruit Phase Linear 1000 sur lequel seul l'étage auto-corrélateur est utilisé, ainsi qu'un expanseur de dynamique DBX 3BX. La base du meuble contient 90 kg de sable fin industriel. Les platines reposent sur une dalle suspendue par 22 kg de sable enrobés de polythène et de caoutchouc mousse. Les platines ont été modifiées en insérant à



*Photo 12 : Le système une fois le rideau levé.*



*Photo 13 : Pupitre de commande au niveau de la zone d'écoute.*



Photo 14 : Meuble contenant l'égalisation, le tuner et les magnétophones.

chaud 5 kg d'argile à modeler dans les socles et plateaux. Les couvre plateaux utilisent un fluide visqueux. C'est à ce prix que tout feed-back acoustique a été supprimé.

Dans un deuxième meuble, sur le côté de la pièce se trouve intégrés un tuner Luxman 5T50, un Nakamichi 1000 et deux Studer B62 utilisés à 38 cm/s avec un système Dolby A accordant automatiquement les platines sur les fonctions lecture ou enregistrement. Le peaufinage de l'acoustique du local est confié à quatre égaliseurs en tiers d'octave UREI mod. 527.

Les résultats d'écoute sont

bien entendus à la hauteur des moyens mis en œuvre. Mr Robertson-Aikman est souvent visité par des professionnels et des musiciens qui viennent écouter leurs propres enregistrements chez lui. Ils sont souvent obligés de reconnaître que la reproduction se rapproche d'une façon très véridique du concert. Sur l'opéra en particulier, les lignes de retard apportent un surcroît de profondeur et une image sonore tout à fait exceptionnelle.

A la lecture de cette description, certains lecteurs n'auront pas manqué de faire un rapprochement avec certaines grandes installations japonaises... le fait

que la plupart de ces réalisations Nippones soient équipées de bras SME 3012 tend à prouver qu'en dehors de toute mode et tout problème de communication, les vrais amateurs de musique et de hifi se retrouvent sur le même chemin, poursuivant le même but ! Dans la recherche du réalisme sonore, la route est encore longue mais lors des étapes, nous sommes certains d'y retrouver des valeurs sûres dont SME fait partie.

L'auteur tient à remercier Mr Zaguri de la firme Cineco pour son aide à la publication de cet article.

# Optimisation de la charge d'un H.P.

## Paramètres et précisions

Charles-Henry Delaleu

*Dans l'Audiophile n° 27, nous avons traité de l'optimisation des enceintes acoustiques. L'apport de la micro-informatique a largement aidé à l'application des théories de Thiele, Small... Toutefois la précision et la facilité offertes par ces moyens de calcul ne doivent pas faire oublier que le haut-parleur reste un composant dont les tolérances de fabrication sont loin d'être négligeables. Aussi, il nous a semblé essentiel d'aborder la précision des paramètres définissant un haut-parleur et la manière dont il sont mesurés. De sorte que le lecteur désireux d'entreprendre l'optimisation d'une enceinte acoustique puisse partir sur des bases rigoureuses en rapport avec les exigences d'un système de haut niveau.*

Une enceinte acoustique se calcule parfaitement en partant des paramètres électro-mécano-acoustique du haut-parleur de grave. Il est possible de déterminer avec une grande précision l'ensemble des caractéristiques techniques. Les simulations effectuées par ordinateur sont en général très proches du résultat final. Si le volume, la courbe de réponse, etc., ne présente aucun problème, la seule petite critique concerne le calcul des cotes de l'événement. Il semble par contre que la détermination des paramètres du transducteur ne soit pas si évi-

dente. Les audiophiles puristes qui mesurent eux-mêmes ces paramètres se sont sûrement aperçus des légères variations qui accompagnent une série de boomers de la même référence.

Pourtant dans les colonnes de l'Audiophile, nous avons toujours appuyé ces méthodes de calcul afin de décrire des systèmes possédant les qualités nécessaires à une bonne reproduction. Aujourd'hui, nous voulons aller plus loin et donner aux lecteurs les moyens de toujours tendre vers l'optimum. Avant d'entrer un peu plus dans les détails, il

convient de nous donner quelques conseils simples qui peuvent vous éviter quelques désagréments. Il faut toujours acheter les deux boomers de votre installation ensemble (dans le même magasin, au même moment). Cela peut paraître bizarre comme remarque, un peu facile... En fait, cette attention ne doit jamais être oubliée, c'est le meilleur moyen d'acheter deux unités de la même série, montés le même jour. En réalité, beaucoup d'étapes qui interviennent dans la fabrication d'un haut-parleur sont encore manuelles, et

il suffit de très peu de choses pour modifier les paramètres électro-mécano-acoustiques. Les haut-parleurs haute fidélité de qualité sont généralement montés en petite série. Un outillage sophistiqué ne peut, dans ce cas, être amorti. Aussi le travail manuel est assez important. De plus les boomers sont, par nature, de grand diamètre et des encollages automatiques ne peuvent être réalisés dans de bonnes conditions. De ce fait, les biberons de colle et les pinceaux sont très employés. Or, il n'est pas possible dans de telles conditions d'obtenir des tolérances très serrées. Enfin, certaines suspensions, et certains types de membranes sont assez sensibles à plusieurs paramètres. Les spiders sont en général fabriqués à partir de tissus que l'on imprègne ensuite de vernis. Suivant le formage à chaud, l'imprégnation sera plus ou moins réussie. Dans ce cas, l'élasticité pourra, éventuellement, varier. La suspension en tissus possèdent les mêmes particularités. Les membranes en fibres de cellulose sont très délicates à obtenir pour des tolérances serrées. Pour réaliser une membrane de ce type, on broie la cellulose dans le l'eau jusqu'à ce qu'elle se décompose en très fine particule. Ce mélange eau-particules est acheminé sur des empreintes qui laissent passer l'eau et retiennent la cellulose. Le temps de passage

	31C		HD33S66		416-8B		10C01	
	1	2	1	2	1	2	1	2
FR	23,29	26,37	24	22	23,55	25,05	28,5	24,59
QTS	0,358	0,385	0,15	0,12	0,22	0,277	0,254	0,155
QC	0,43	0,469	0,16	0,13	0,23	0,305	0,275	0,175
VAS	356	292	338	338	577	782	378	232
RCC	7,2	7,33	5,8	5,4	6,5	6,7	6,1	6,03

FR en Hz ; VAS en litres ;  $R_{CC}$  en  $\Omega$

Fig. 1 : Tableau montrant les écarts rencontrés sur les principaux paramètres entre deux échantillons de quatre types de haut-parleurs de grave bien connus des lecteurs.

détermine la quantité de cellulose déposée. Ensuite, ces cônes sont soit pressés soit séchés à l'air. Ceci peut paraître archaïque, mais c'est la méthode couramment utilisée dans le monde entier. Certains cônes seront ultérieurement plastifiés, là aussi, l'opération sera le plus souvent manuelle pour les boomers. Ceci autorise des variations de poids, souvent non négligeables.

Dès lors le coefficient de surtension total des haut-parleurs auront vite faits de subir quelques variations. Or, ce dernier intervient au carré dans le calcul d'une charge acoustique de type bass-reflex. Le VAS, lui aussi, peut être responsable de modifications.

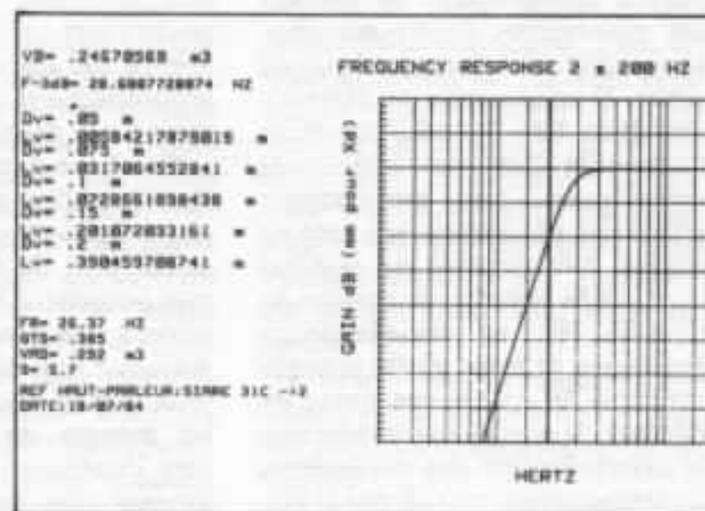
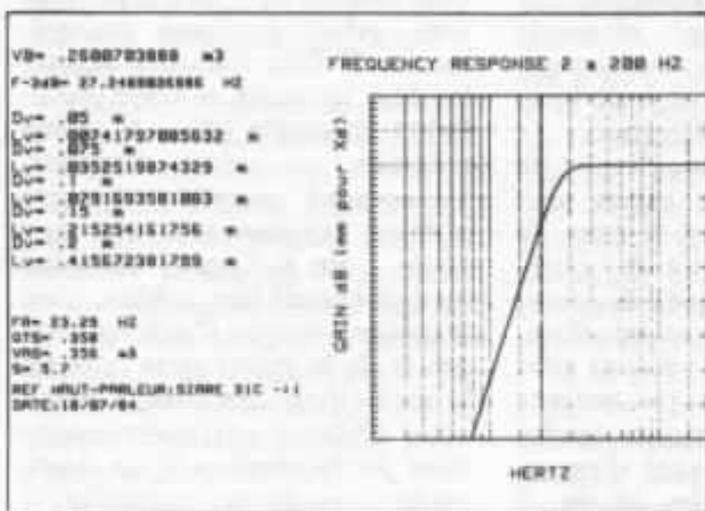
Nous avons donc choisi pour notre test quatre boomers bien connus des lecteurs :

- Audax HD 33 S 66
- Altec 416-8B

- Focal 10 C 01
- Siare 31C.

Ces quatre haut-parleurs viennent de lieux différents, de même nous ne connaissons pas leurs antécédents (date de fabrication, utilisation, heures de fonctionnement, etc.). Après les avoir paramétrés, nous avons simulé à l'aide d'un ordinateur leur charge acoustique et tracés leur courbe de réponse par calcul. Notre but n'était pas de trouver des bons ou des mauvais transducteurs, mais plus simplement de bien montrer qu'il convient de prendre des précautions afin de réaliser le meilleur mariage haut-parleur-enceinte. Donc point de classement, mais plutôt des mises en garde sur les points suivants :

- Date de série (série identique ?)
- Antécédents (utilisation précédente s'il y a lieu)
- Rodage (puissance, durée)



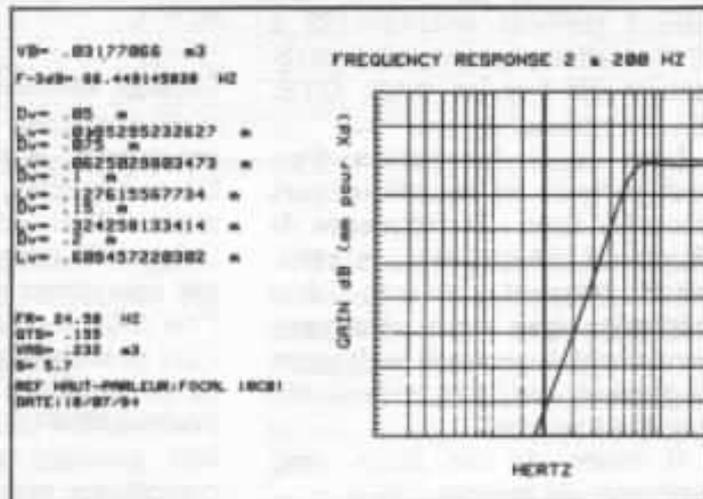
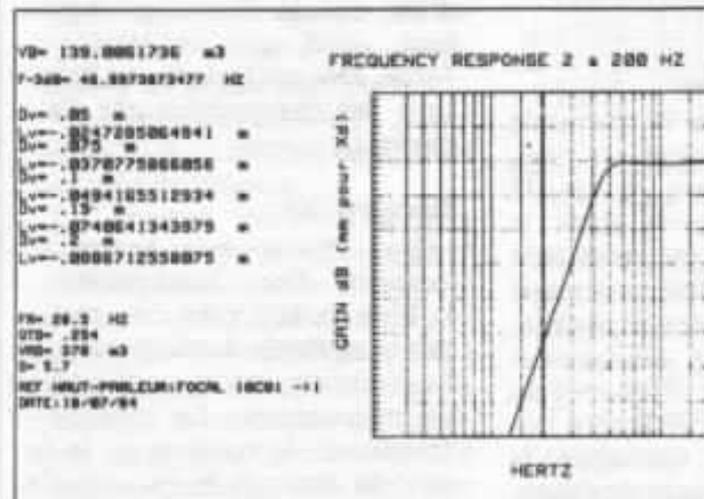
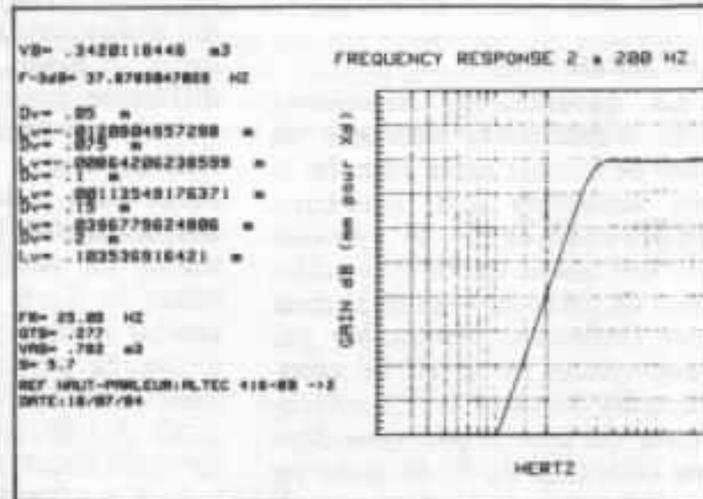
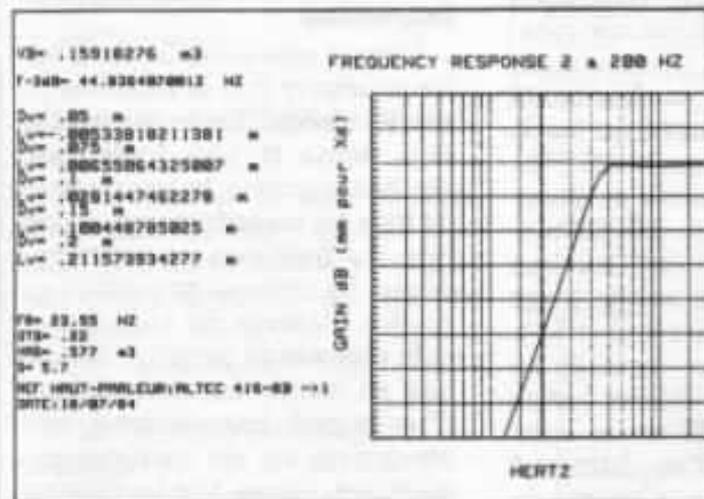
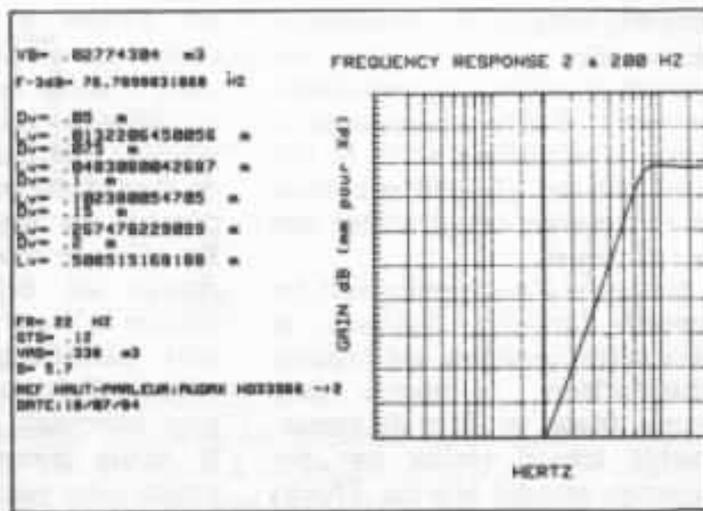
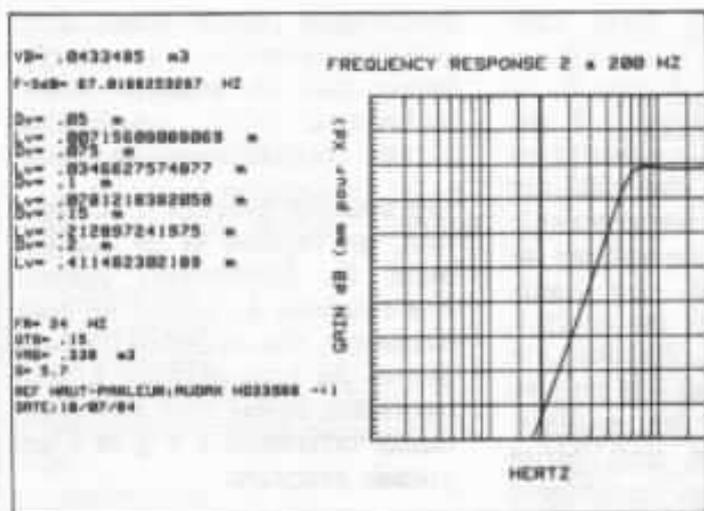


Fig. 2 : Représentation de la réponse en fréquence des huit haut-parleurs analysés dans le tableau de la fig. 1. Les différences sont significatives.

— Condition de mesure des paramètres (méthodes).

Les constructeurs donnent les caractéristiques de leurs transducteurs souvent mesurées sur des prototypes. Il arrive qu'après deux années de fabrication, des légères dispersions apparaissent.

Les paramètres indiqués dans

la brochure sont toujours indiqués avec de telles tolérances (sous-entendus). Pour un bon haut-parleur, une tolérance de 10 % sur la fréquence de résonance n'est pas rare. Dans le bas de gamme 20 % est très courant. Enfin, les mathématiciens s'amuse vite à effectuer un calcul d'incertitude sur l'ensemble

des paramètres intéressants dans le processus de fabrication, de mesure et de calcul. A partir d'un simple « coup d'œil », vouloir obtenir une « enceinte à 1 % » ne peut être raisonnable. Alors est-ce la crise du paramétrage ? Non, pas du tout ! Les méthodes de paramétrages sont fiables, mais elles aussi ne peu-

vent être considérées comme parfaites, elles possèdent aussi des tolérances, alors si certains (dont l'auteur) donne des nombres avec « x » chiffres après la virgule, ceci est plus un problème de moyens de calcul utilisé que de tolérance.

Enfin, si l'audiophile suit les conseils formulés ci-dessus, et paramètre lui-même ses propres haut-parleurs, il pourra sans aucun doute, profiter du remarquable travail réalisé par des hommes comme Novak, Thiele, Small, etc.

### Les paramètres

Le paramétrage rigoureux d'un transducteur nécessite un banc de mesure assez complet et peu accessible aux amateurs. Heureusement, il existe aujourd'hui de nombreuses solutions de paramétrages dont deux sont facilement exploitable par l'audiophile. En effet, les constructeurs donnent les caractéristiques de leur production dans une tolérance de 10 % pour les caractéristiques de bases, mais celle-ci peuvent atteindre 20 à 30 %, voire plus pour les paramètres tels que les VAS, QTS, etc.

Lors de la fabrication d'un haut-parleur, les caractéristiques mesurées sont : la fréquence de résonance, la polarité, la résistance courant continu. Les méthodes que nous décrivons permettent à ceux qui le désirent de mesurer avec précision (5 %) leur haut-parleur.

Il existe, de nos jours, cinq méthodes de mesure :

- par charge acoustique
- par charge mécanique
- par accéléromètre
- par impulsion
- par réciprocité.

### Charge acoustique

Cette méthode n'est exploitable que pour les haut-parleurs de grave et les médiums à saladier ouvert (rayonnement acoustique bi-directionnel). Le haut-parleur

est mesuré à l'air libre puis chargé par un petit volume étanche. D'après la variation de la compliance acoustique, il est possible d'obtenir les paramètres du transducteur. Cette méthode possède un léger inconvénient. En effet, le choix du volume de charge est délicat. Le haut-parleur n'étant pas un composant parfaitement linéaire, le volume d'air servant à la mesure peut intervenir sur les résultats. Il existe pourtant une petite astuce pour ceux qui se contentent de mesurer des paramètres dont des indications existent sur catalogue. A priori, la démarche est différente pour le professionnel qui n'a pas d'idées précises sur le haut-parleur à tester. Afin de rester dans le domaine de linéarité, il convient de ne pas descendre à un volume inférieur au quart du VAS. La bonne plage semble se situer entre 1/2 et 1/4. Enfin, la puissance injectée au haut-parleur devra être au moins égale à 1 W. (Calibrer le banc lors des courbes d'impédance à 2,83 V à 1 000 Hz aux bornes du H.P.).

### Charge mécanique

Plus simple que la méthode précédente, le principe est similaire. En effet, dans ce cas, la masse d'air comprise dans le volume de charge est remplacée par une masse additionnelle que l'on colle sur l'équipage mobile. Ceci provoquera un abaissement de la fréquence de résonance de l'échantillon mesuré, il sera dès lors possible de connaître la compliance mécanique de l'équipage mobile puis des autres paramètres. Dans ce cas aussi, la plage de linéarité est à considérer. Il conviendra de se renseigner sur la masse de l'équipage mobile. Pour la mesure, la masse additionnelle sera comprise entre 1 et 1/2 de la masse statique de l'équipage mobile.

### Accéléromètre

Plus compliquée que les deux

précédentes expériences, cette méthode de mesure n'est pas réalisable par un amateur. Cette technique n'est applicable qu'aux transducteurs de basse.

Les mesures précises d'accélération, de vitesse et de déplacement du diaphragme peuvent être conduites à l'aide d'un accéléromètre. On en déduit les paramètres du haut-parleur. L'accéléromètre utilisé doit être d'une masse inférieure à 3 g et d'une grande précision.

### Impulsion

Encore plus compliquée à mettre en œuvre que la méthode par accéléromètre. Cette solution est sans doute la plus intéressante car elle autorise le paramétrage de tous les transducteurs, y compris les médiums et tweeters à dôme. La réponse en tension aux bornes d'entrée du haut-parleur et la réponse en pression acoustique au centre du cône, à partir d'un signal impulsionnel, sont enregistrés sur un oscilloscope à mémoire. On en tire les éléments d'un circuit électrique équivalent, ainsi que le facteur de force. Dès cet instant, on calcule tous les paramètres du haut-parleur.

### Réciprocité

La réponse aux basses fréquences d'un haut-parleur à bobine mobile peut être réalisée par la méthode de réciprocité. Le haut-parleur est mesuré comme un microphone. La réponse en fréquence, le rendement, le facteur de force et le volume d'air équivalent à l'élasticité de la suspension sont obtenus de l'évaluation de la sensibilité comme récepteur. Cette technique est basée sur le théorème de réciprocité des transducteurs électro-acoustiques.

Après avoir décrit les cinq méthodes utilisables, nous allons revoir les deux premières et les développer. Mais revenons à notre haut-parleur, son fonc-

tionnement intègre trois domaines :

- électrique
- mécanique
- acoustique.

Il est donc possible de représenter un haut-parleur comme un circuit :

- électrique
- mécanique
- acoustique.

Nous avons donc pour un transducteur donné, des paramètres :

- électriques
- mécaniques
- acoustiques.

### Mesure de coefficients de surtension

Pour réaliser le paramétrage d'un haut-parleur suivant les deux premières méthodes décrites, peu d'appareils de mesure sont nécessaires :

- Un générateur basse fréquence
- Un voltmètre-ohmmètre de précision
- Un fréquencemètre
- Une résistance égale à 100 ou 200  $\Omega$  (200  $\Omega$  pour les haut-parleurs de grand diamètre).

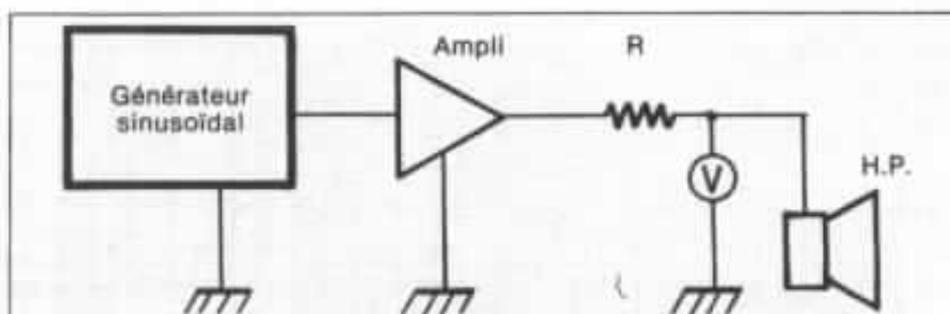
Un impédancemètre genre Sanwa F<sub>0</sub> R<sub>m</sub> convient également à ce type de mesure.

Le premier relevé à réaliser consiste à mesurer la résistance courant continu de la bobine mobile. Puis à l'aide du montage décrit, on relèvera l'impédance à la fréquence de résonance, la résonance étant située au maximum de la courbe d'impédance (basse fréquence). Une fois ces deux valeurs déterminées, on calculera la valeur de l'impédance appelée  $Z_{F1F2}$ .

$$R_0 = \frac{Z_{max}}{R_{CC}}$$

$$Z_{F1F2} = \sqrt{R_0 \times R_{CC}}$$

Il convient dès lors de repérer sur la courbe d'impédance, les valeurs des fréquences  $F_1$  et  $F_2$  respectivement placées de part et d'autre de la résonance à la position  $Z_{F1F2}$ .



V = voltmètre

R Résistance courant continu  $\times 20$ .

**Nota :** Il est possible de relever les valeurs à l'aide d'un potentiomètre bobiné de 100  $\Omega$  associé à un second potentiomètre bobiné de 10  $\Omega$  (meilleure précision) que l'on insère à la place du transducteur. On règle les curseurs afin d'obtenir les mêmes déviations sur le voltmètre. En mesurant les valeurs ohmiques des potentiomètres, il est possible de connaître chaque impédance.

Fig. 3 : Schéma de montage permettant la mesure de l'impédance d'un haut-parleur.

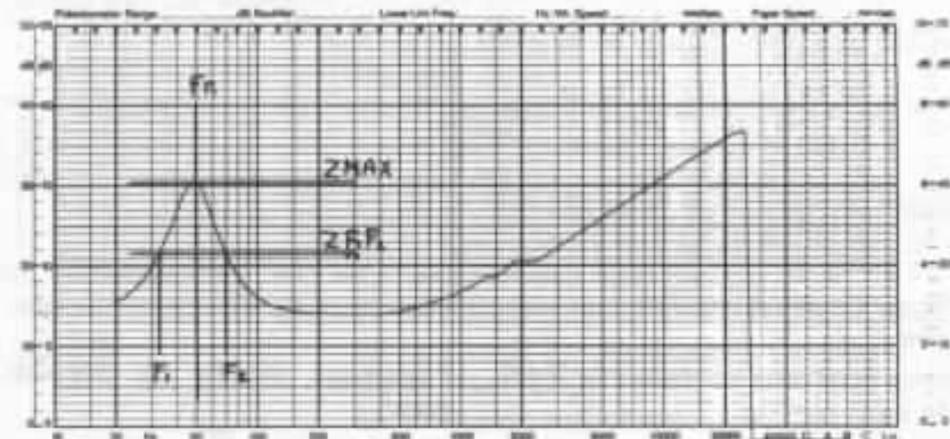


Fig. 4 : Courbe d'impédance d'un haut-parleur à l'air libre. Noter les positions de  $Z_{max}$ ,  $Z_{F1F2}$ ,  $F_R$ ,  $F_1$  et  $F_2$ .

Il est possible de vérifier que la mesure a été bien effectuée par l'équation suivante :

$$F_R = \sqrt{F_1 F_2}$$

$F_R$  = fréquence de résonance.

- Calcul du coefficient de surtension mécanique

$$Q_m = \frac{\sqrt{R_0} \times F_R}{(F_2 - F_1)}$$

- Calcul du coefficient de surtension électrique

$$Q_e = \frac{Q_m}{R_0 - 1}$$

- Calcul du coefficient de surtension totale

$$Q_{TS} = \frac{Q_m}{R_0} = \frac{Q_m \times Q_e}{Q_m + Q_e}$$

Il s'agit des coefficients de surtension du haut-parleur dans chaque analogie considérée à la fréquence de résonance.

Arrivé à ce stade de la manipulation, deux voies sont possibles :

- la méthode par charge acoustique ;
- la méthode par charge mécanique.

### La charge acoustique

Le haut-parleur est placé dans une enceinte close, et testé une seconde fois. On relève la deuxième fréquence de résonance ainsi que le nouveau coefficient de surtension électrique. A l'aide du volume de l'enceinte,

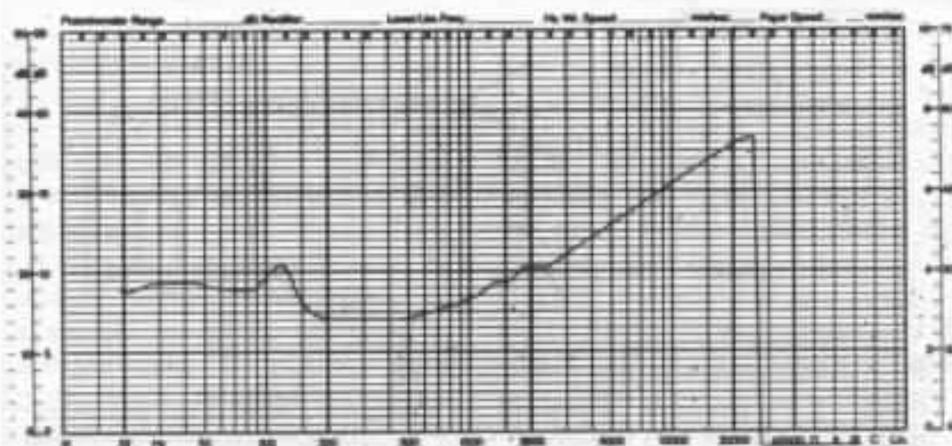


Fig. 5 : Courbe d'impédance du haut-parleur testé en fig. 4 chargé acoustiquement.

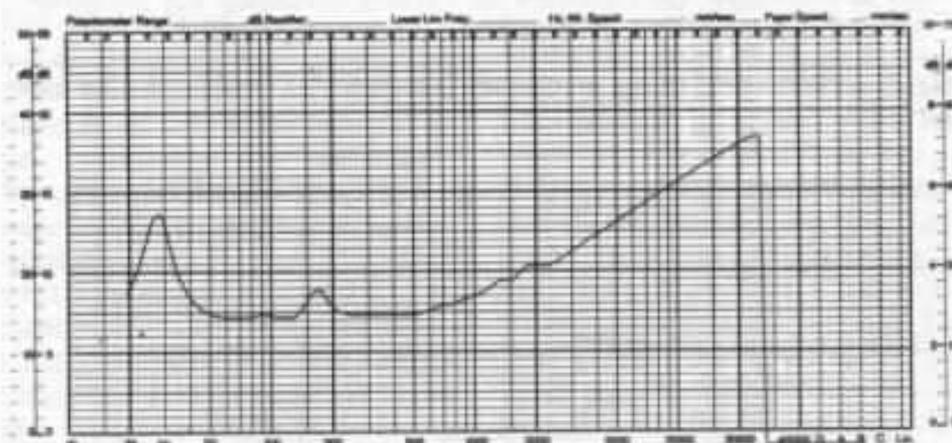


Fig. 6 : Courbe d'impédance du haut-parleur testé en fig. 4 chargé mécaniquement.

nous pourrons connaître le VAS de haut-parleur.

$$V_{AS} = V \left[ \frac{F_{RC} \times Q_{EC}}{F_R \times Q_E} - 1 \right]$$

V = volume de l'enceinte close.

$F_R$  = fréquence de résonance dans l'enceinte close.

$Q_{EC}$  = coefficient de surtension électrique dans l'enceinte close.

### La charge mécanique

Dans ce cas, on place une masse additionnelle sur le cône du haut-parleur. On relève la fréquence de résonance une seconde fois. On en déduit la masse de

l'équipage mobile en déplacement.

$$M_{ms} = \frac{m'}{(\frac{F_R}{F_R'})^2 - 1} \text{ en kg}$$

Grâce à ces deux méthodes, l'audiophile peut, avec un petit laboratoire, paramétrer ses haut-parleurs de grave et ainsi calculer la meilleure charge acoustique pour son transducteur.

### Détermination des paramètres mécano-acoustique

$$R_0 = \frac{Z_{max}}{R_{CC}}$$

$$Z_{F1F2} = \sqrt{R_0} \times R_{CC}$$

$$F_R = \sqrt{F_1 F_2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{M_{as} \times C_{as}}}$$

$$M_{as} = \frac{M_{ms}}{S^2} \text{ en kg/m}^2$$

$$C_{as} = \frac{1}{(2\pi F_R)^2 \times M_{as}} = \frac{V_{as}}{\varphi_0 \times C^2} \text{ en m}^3/\text{N}$$

$\varphi_0$  = masse volumique de l'air en  $\text{kg/m}^3$

C = célérité du son.

$$V_{as} = C_{as} \times (\varphi_0 \times C^2) \text{ en m}^3$$

$$= C_{AS} \times 140\,449$$

$$C_{ms} = \frac{C_{AS}}{S^2} \text{ en m/N}$$

S = surface active de la membrane.

$M_{AS}$  = masse acoustique équivalente du haut-parleur.

$C_{AS}$  = Elasticité acoustique équivalente du haut-parleur.

$C_{ms}$  = Compliance mécanique de la suspension du haut-parleur.

$V_{RS}$  = Volume d'air équivalent à l'élasticité de la suspension du haut-parleur.

$$C_{ms} = \frac{M_{ms}}{(BL)^2} \quad \text{F}$$

$$R_{ms} = \frac{BL^2}{R_{ms}} \quad \Omega$$

$$L_{ms} = BL^2 \times C_{ms} \quad \text{H}$$

$$BL = \sqrt{\frac{2\pi \times F_R \times M_{ms} \times R_{CC}}{Q_E}}$$

$$\text{Rendement} = \frac{9,6 \times 10^{-7} \times (F_R)^2 \times V_{AS} \times 100}{Q_E} \text{ en } \%$$

$C_{ms}$  = capacité équivalente à la masse mécano-acoustique du H.P.

$R_{ms}$  = résistance équivalente à la résistance mécano-acoustique du H.P.

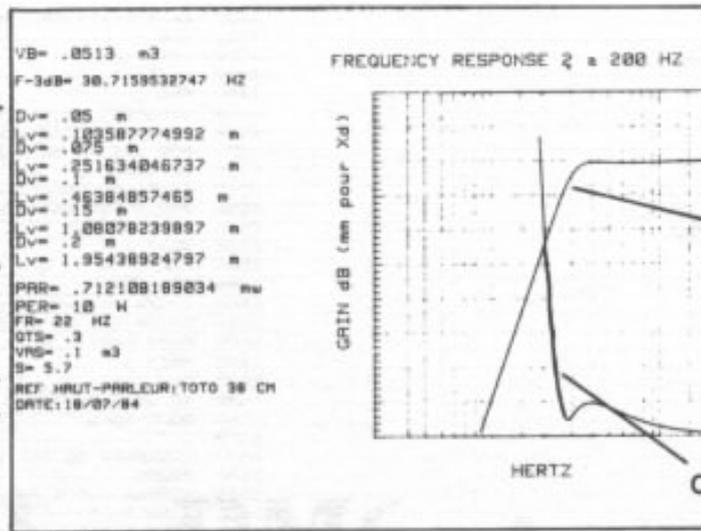
$L_{ms}$  = inductance équivalente à l'élasticité mécano-acoustique du H.P.

BL = Facteur de force.



Diamètre et longueur des événements possibles

Référence du haut-parleur testé



PAR → puissance acoustique émise  
PER → puissance électrique admissible

### Annexe : programme Basic - HP Calcul des paramètres de l'enceinte

- Volume
- Fréquence de coupure
- Courbe de réponse
- Amplitude/fréquence de 2→200 Hz
- Déplacement du cône de 2→200 Hz
- Puissance acoustique émise
- Puissance électrique admissible
- Dimensions de l'évent possible, diamètre et longueur

Ordinateur : Hewlett-Packard 9816 S

Table traçante : 7470 A

Dump Device : 82906 A

Appel des variables et sous-fonctions par les clés

K0→K9 :

K0 = fréquence de résonance

K1 = QTS

K2 = VAS

K3 = S (coefficient de surtension de l'enceinte)

K4 = Calcul du volume, de F-3, événements

K5 = Référence haut-parleur

K6 = Calcul puissances : acoustique, électrique

K7 = Calcul du déplacement du cône

K8 = Hard Copy

K9 = Fin de traitement

```

CLEAR
20 ALPHA ON
30 PRINT USING "#,@"
40 GRAPHICS ON
50 PLOTTER IS 3,"INTERNAL"
60 PRINTER IS 1
70 GOTO Keys
80 Dessin: Aaa=1
90 GOTO Volume
100 Keys: ON KEY 0 LABEL "FR=?" GOTO Freque
110 ON KEY 1 LABEL "QTS=?" GOTO Qts
120 ON KEY 2 LABEL "VAS=?" GOTO Vas
130 ON KEY 3 LABEL "S=?" GOTO Surtension
140 ON KEY 4 LABEL "VOLUME" GOTO Volume
150 ON KEY 5 LABEL "REF HP=?" GOTO Ref
160 ON KEY 6 LABEL "PUISSANCES" GOTO Puissances
170 ON KEY 7 LABEL "DEPLACEMENT" GOTO Cone
180 ON KEY 8 LABEL "HARD-COPY" GOTO Dessin
190 ON KEY 9 LABEL "SORTIE" GOTO Sortie
200 GOTO 100
210 Ref: INPUT "REFERENCE du HAUT-PARLEUR=?",R#
220 INPUT "DATE=?",D#
230 GOTO Volume
240 Freque: INPUT "FR=?",Fr
250 Aaa=0
260 GCLEAR
270 GOTO Keys
280 Cone: IF Sd>0 AND Dc>0 AND Per>0 THEN GOTO 320
290 INPUT "Sd=?",Sd
300 INPUT "Dc=?",Dc
310 INPUT "PER=?",Per
320 U=(Per*Vas)/(Fr*Sd)
330 Y=(S/Sd)*(SDR(U))
340 Vb=Vas*S*Qts^2
350 F3=SDR((Vas*Fr^2)/Vb)
360 Fb=F3/((Vas/Vb)^.13)
370 VIEWPORT 68,131,18,84
380 MOVE 68,18
390 WINDOW LGT(2),LBT(200),0,.01
400 FOR I=2 TO 200 STEP .5
410 A=(1/(7*(Fb/Fr)))^2
420 B=1/(1^2/(Fb*Fr))
430 C=1/(Fb/Fr)
440 D=((A*B)+((B-C)^2))*(B^2)
450 X=(Y*(SDR(D)))*.123
460 PEN 1
470 PLOT LGT(1),X
480 NEXT I
490 Aaa=0
500 GOTO Keys
510 Qts: INPUT "QTS=?",Qts
520 Aaa=0
530 GCLEAR
540 GOTO Keys
550 Vas: INPUT "VAS=?",Vas
560 Aaa=0
570 GCLEAR
580 GOTO Keys
590 Surtension: INPUT "S=?",S
600 Aaa=0
610 GCLEAR
620 GOTO Keys
630 Volume: Vb=Vas*S*Qts^2
640 F3=SDR((Vas*Fr^2)/Vb)
650 GINIT
660 IF Aaa=0 THEN PLOTTER IS 3,"INTERNAL"
670 IF Aaa=1 THEN PLOTTER IS 705,"HPGL"
680 VIEWPORT 0,131,0,100
690 FRAME
700 MOVE 1,90
710 CSIZE 3.5
720 LABEL "Vb=";Vb;" m3"
730 MOVE 1,85
740 CSIZE 3

```

```

750 LABEL "F-3dB=";F3;" HZ"
760 MOVE 1,26
770 CSIZE 3
780 LABEL "REF HAUT-PARLEUR;" ;R#
790 LABEL "DATE;" ;D#
800 MOVE 1,39
810 CSIZE 3
820 LABEL "FR=";Fr;" HZ"
830 LABEL "DTS=";Dts
840 LABEL "VAS=";Vas;" m3"
850 LABEL "B=";B
860 IF Par=0 THEN GOTD 880
870 IF Par>0 THEN GOTD 1270
880 Fb=(.39*Fr)/Dts
890 Vb=Vas*(Dts^2)*5*1000000
900 D=5
910 MOVE 1,78
920 GOSUB 1060
930 D=7.5
940 MOVE 1,72
950 GOSUB 1060
960 D=10
970 MOVE 1,66
980 GOSUB 1060
990 D=15
1000 MOVE 1,60
1010 GOSUB 1060
1020 D=20
1030 MOVE 1,54
1040 GOSUB 1060
1050 GOTD 1180
1060 Cab=Vb/1400000000
1070 M=4*PI^2*Fb^2*Cab
1080 Map=1/M
1090 L=Map*((D/2)^2*PI)/1.293
1100 L2=1.4*SDR(((D/2)^2*PI)/(2*PI))
1110 L1=(L-L2)/100
1120 U=D/100
1130 CSIZE 3.5
1140 LABEL "Dv=";U;" a"
1150 CSIZE 3.5
1160 LABEL "Lv=";L1;" a"
1170 RETURN
1180 PRINTER IS 1
1190 GOTD Courbe
1200 Puissances: INPUT "Vd=?(en ca3)",Vd
1210 Vb=Vas*B*Dts^2
1220 F=SDR((Vas*Fr^2)/Vb)
1230 Par=(F^4*Vd)/300000000
1240 R=F^3*Vb*.0000039
1250 Per=Par/R
1260 GOTD Volume
1270 MOVE 1,45
1280 CSIZE 3.5
1290 LABEL "PAR=";Par;" aw"
1300 CSIZE 3.5
1310 LABEL "PER=";Per;" W"
1320 GOTD 880
1330 Sortie:STOP
1340 Courbe: !
1350 IF Fr=0 THEN GOTD 240
1360 IF Dts=0 THEN GOTD 510
1370 IF Vas=0 THEN GOTD 550
1380 IF S=0 THEN GOTD 590
1390 Vb=Vas*B*Dts^2
1400 Fb=(.39*Fr)/Dts
1410 Fsb=Fb/(.42*(Dts^(-.96)))
1420 A=(Fb/Fsb)^2
1430 B=(A/Dts)+(Fb/(7*Fsb))
1440 C=1+A+(Vas/Vb)+(Fb/(7*Fsb*Dts))
1450 D=(1/Dts)+(Fb/(7*Fsb))
1460 PEN 1
1470 GOTD 1670
1480 MOVE 68,131
1490 PEN 2
1500 VIEWPORT 68,131,18,84
1510 WINDOW LGT(2),LGT(200),-40,10
1520 FOR I=2 TO 50 STEP .2
1530 Fn=I/Fsb
1540 X=(Fn^4-(C*Fn^2)+A)^2+Fn^2*(D*Fn^2-B)^2
1550 R=20*(LGT(Fn^4/(SDR(X))))
1560 PLOT LGT(I),R
1570 NEXT I
1580 FOR I=50 TO 200 STEP 2
1590 Fn=I/Fsb
1600 X=(Fn^4-(C*Fn^2)+A)^2+Fn^2*(D*Fn^2-B)^2
1610 R=20*(LGT(Fn^4/(SDR(X))))
1620 PLOT LGT(I),R
1630 NEXT I
1640 PEN 1
1650 IF Sd>0 AND Dc>0 AND Per>0 THEN GOTD Cone
1660 GOTD Keys
1670 !
1680 VIEWPORT 68,131,18,84
1690 FRAME
1700 WINDOW 0,5,0,25
1710 AXES 0,.5
1720 GRID 0,2.5 1X BARS
1730 CLIP OFF
1740 LORG 6
1750 CSIZE 4.0
1760 !LORG GRID FOR X
1770 MOVE 2.5,-1.8
1780 CSIZE 3.8
1790 LABEL "HERTZ"
1800 !
1810 CSIZE 3.8
1820 LORG 6
1830 DEG
1840 LDIR 90
1850 MOVE -.6,15
1860 LABEL "GAIN dB (en pour Xd)"
1870 LDIR 0
1880 MOVE 2,28
1890 LABEL "FREQUENCY RESPONSE 2 a 200 HZ"
1900 VIEWPORT 74.35,127.1,18,84
1910 FRAME
1920 VIEWPORT 77.45,121.55,18,84
1930 FRAME
1940 VIEWPORT 80.62,120.16,18,84
1950 FRAME
1960 VIEWPORT 82.99,118.4,18,84
1970 FRAME
1980 VIEWPORT 85.01,116.63,18,84
1990 FRAME
2000 VIEWPORT 86.90,114.62,18,84
2010 FRAME
2020 VIEWPORT 88.47,112.1,18,84
2030 FRAME
2040 VIEWPORT 90.05,108.95,18,84
2050 FRAME
2060 VIEWPORT 95.59,105.04,18,84
2070 FRAME
2080 VIEWPORT 99.8,131,18,84
2090 FRAME
2100 VIEWPORT 99.5,131,18,84
2110 FRAME
2120 GOTD 1480
2130 END

```



# Le PM6 et sa courbe de réponse

## 1<sup>re</sup> partie

*Philippe Jouenne - Gustavo Alcuri*

*A propos des haut-parleurs, il est possible d'effectuer de nombreuses mesures : courbes de réponse, directivité, distorsion, réponse transitoire, rendement... Le problème est que la correspondance entre ces mesures et l'impression subjective n'est pas toujours directe. Nous allons tenter ici de donner un exemple de cette corrélation à propos de l'équilibre spectral du Lowther PM6. Dans cette première partie, nous nous pencherons sur les expériences et les mesures du haut-parleur dans des conditions domestiques.*

Le point de départ de cette réflexion se situe lors de notre première écoute du Lowther PM6 : «ça marche bien». Notre premier réflexe a alors été de regarder comment ce haut-parleur était construit. Sa description a déjà été longuement détaillée dans les précédents numéros de l'Audiophile et nous n'y reviendrons pas. Avec notre souci constant de comprendre le pourquoi et le comment des choses et surtout, dans le domaine de l'électro-acoustique, le pourquoi du subjectif, il nous fallait en savoir plus sur ce haut-parleur.

La première étape a été le pas-

sage au banc de mesure pour avoir une idée de la courbe de réponse en chambre sourde. Affolement général. Comment un haut-parleur avec une courbe de réponse aussi tourmentée pouvait-il donner de si bons résultats à l'écoute ? Il fallait réécouter. Cette deuxième écoute a été beaucoup plus critique que la première car il s'agissait de comprendre. Effectivement, l'équilibre spectral n'était pas parfait, mais il était loin de reproduire le déséquilibre annoncé par la mesure. Par contre, un trainage marqué dans le bas du médium retenait notre attention. Lors de cette écoute,

le haut-parleur était monté en caisson ouvert qui est évidemment, pour un essai, le caisson le plus facile à réaliser. Toutefois ce genre de défaut est caractéristique du caisson ouvert. De plus, la mesure des vibrations de parois donnait des résultats catastrophiques, présageant de l'émission marquée du caisson aux différentes fréquences de résonances. Lors de la mesure de la courbe de réponse (fig. 1), grâce à une analyse en bandes étroites, nous avons été frappés de voir un «trou» très marqué dans l'émission (-20 dB à 3,3 kHz). Par curiosité, à la fin des mesures, nous avons dévissé

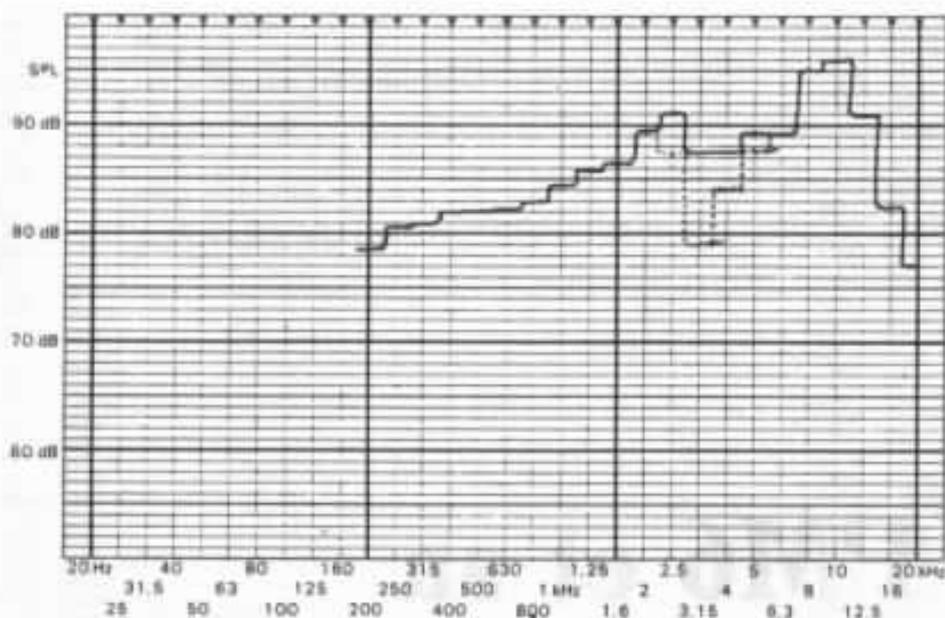


Fig. 1 : En trait plein, courbe de réponse en pression du PM6 sans son ogive. En pointillés, courbe de réponse en pression du PM6 avec son ogive

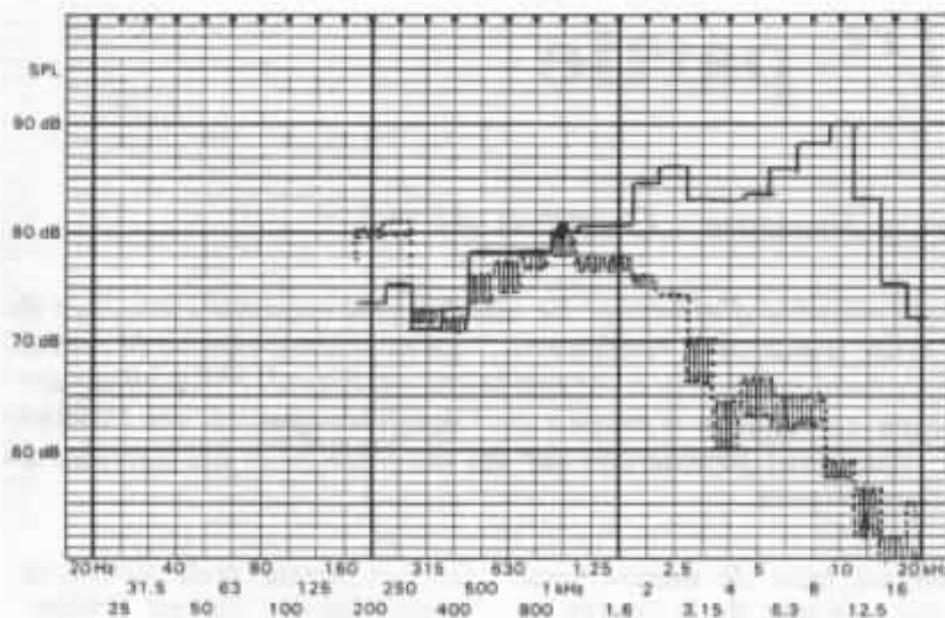


Fig. 2 : En trait plein, réponse en pression dans l'axe. En pointillés, réponse à 180° (arrière du caisson avec ou sans laine de verre au milieu du caisson).

l'ogive du haut-parleur et, oh ! surprise, il n'y avait plus ce trou qui commençait à se préciser à partir de 2 kHz jusqu'à 4 kHz (une octave). Notre seule explication relève du domaine du subjectif. En effet, le PM6 a été conçu comme large bande. Une membrane de 16 cm c'est bien dans le grave, mais dans l'aigu c'est grand. Un double cône, c'est bien dans l'aigu, mais le PM6 ne monte (à la mesure), que

jusqu'à 12 kHz. Or, tout le monde sait qu'une enceinte trois à laquelle on coupe le médium paraît relevée dans l'aigu, alors que l'on n'a pas touché au tweeter. Le rabotage du médium est-il la seule utilité de l'ogive ? C'est notre interprétation. Etudiant une voix médium, nous avons toujours, par la suite, dévissé l'ogive du haut-parleur.

Compte tenu de ces premières constatations et de la qualité de

l'écoute, il devenait nécessaire de concevoir un caisson laissant le haut-parleur fonctionner dans les meilleures conditions possibles.

La conception de ce caisson débutait parallèlement à la mise au point, par la Société Alctra, d'un matériau nouveau particulièrement performant de par ses caractéristiques d'amortissement interne et de masse volumique, le Trinertal. Il était intéressant pour nous de l'utiliser dans une réalisation électro-acoustique.

Ce matériau est un composite. Il est donc liquide dans son état initial. C'est là une autre caractéristique intéressante de ce produit. Il nous fallait donc concevoir un moule, avec toute la liberté de forme que cela implique. Enfin, il allait devenir possible de réaliser des enceintes en prenant en compte les paramètres physiques qui interdisent leur fabrication à partir de panneaux bois. Il n'y a de là qu'un pas à faire pour passer aux pavillons... Mais cela est une autre histoire.

Bien sûr, beaucoup de choses ont déjà été faites en plâtre ou à base de plâtre, matériau offrant l'avantage de se mouler. Par rapport au bois, le plâtre est beaucoup plus dense, ce qui apporte, à épaisseur égale, une isolation globale supérieure entre l'intérieur et l'extérieur de l'enceinte.

Ceci est toutefois un bien faible argument. En effet, le point faible de cette isolation est la membrane du haut-parleur qui, elle, ne pèse pas lourd... Par contre, le gros avantage du plâtre est qu'il se moule. C'est grâce à cela que l'on a pu voir des réalisations originales et performantes en plâtre sur le marché. Le problème du plâtre est autre. Tout le monde a déjà donné un coup de poing sur une cloison en carreaux de plâtre. Cette expérience suffit pour constater que l'amortissement interne du plâtre n'est pas extraordinaire. Il devient

alors nécessaire de rajouter un matériau amortissant dans toute réalisation plâtre.

Grâce au Trinertal, nous avons tous les atouts en mains, sauf un. En effet, ce matériau, conçu pour les amortissements de plaques et profils vibrants, a des facultés adhésives impressionnantes ( $250 \text{ kg/cm}^2$ ). Il fallait en tenir compte au moulage.

### La conception du caisson

Nous ne détaillerons pas ici toute la conception de ce caisson, ce qui deviendrait très fastidieux, mais nous rappellerons les points importants qui ont guidé notre choix.

#### a) Le caisson ouvert

Nous avons déjà parlé de ce principe de charge. Dans un caisson de ce type, le haut-parleur fonctionne en doublet acoustique, ce qui rend l'ensemble caisson/haut-parleur très tributaire de l'acoustique de la pièce. De plus, l'impédance de radiation de l'ouverture arrière est loin d'être idéale et il n'en sort que ce que la laine de verre ou le feutre veulent bien laisser passer

(fig. 2). Au point d'écoute, l'énergie qui revient du mur situé derrière les enceintes n'a plus grand chose à voir avec l'énergie émise par l'avant du haut-parleur, et l'entache notablement.

#### b) Le bass-reflex

Dans ce cas, il y a peu de choses à dire. Le principe bass-reflex se modélise très bien lorsque, dans le volume de l'enceinte, aucune propagation n'est possible, donc au-dessous d'une fréquence fixée par les dimensions de ce volume. Au-delà, l'évent intervient lui aussi avec son impédance de radiation et les phénomènes deviennent loin d'être clairs. Dans la conception d'une voix médium, nous avons écarté le bass-reflex.

#### c) Le caisson clos

Dans le domaine du médium, c'est la charge qui nous convient. C'est elle qui nous permet le mieux d'isoler l'émission avant de l'émission arrière du haut-parleur. L'isolation étant faite par la membrane, il est nécessaire d'absorber au maximum l'énergie arrière afin que ce qui

ressort du caisson soit entaché le moins possible par les réflexions internes ou ondes stationnaires. Nous recherchons donc une décroissance d'énergie interne la plus linéaire possible.

La coupe (fig. 3) donne l'allure du caisson. Sans entrer dans les calculs, il faut noter que l'arrière du caisson est un pavillon inversé permettant d'augmenter considérablement l'efficacité de l'absorbant situé au fond.

Un premier moule, basé entièrement sur ce principe, a vu le jour mais ne donne pas entièrement satisfaction. Le caisson décrit ici est un meilleur compromis pour ce que nous recherchions.

Le prototype sorti de son moule, nous passions à l'écoute. La récompense de notre travail était là. Mais ce n'était qu'une étape. Le haut-parleur fonctionnait maintenant correctement, mais sa courbe de réponse avait toujours la même tête, plus linéaire mais toujours montante. Seulement, nous pouvions faire des mesures plus poussées, tout

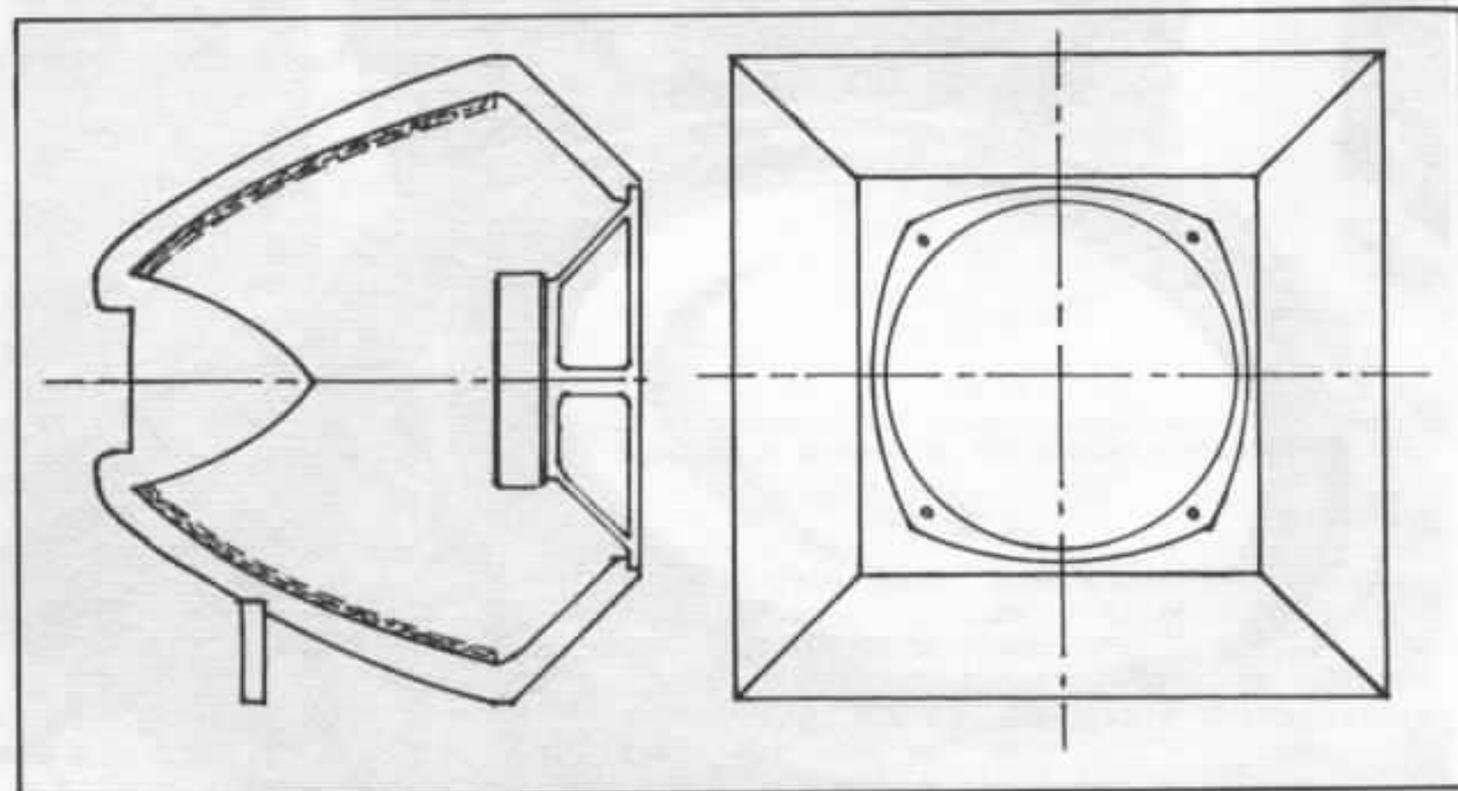
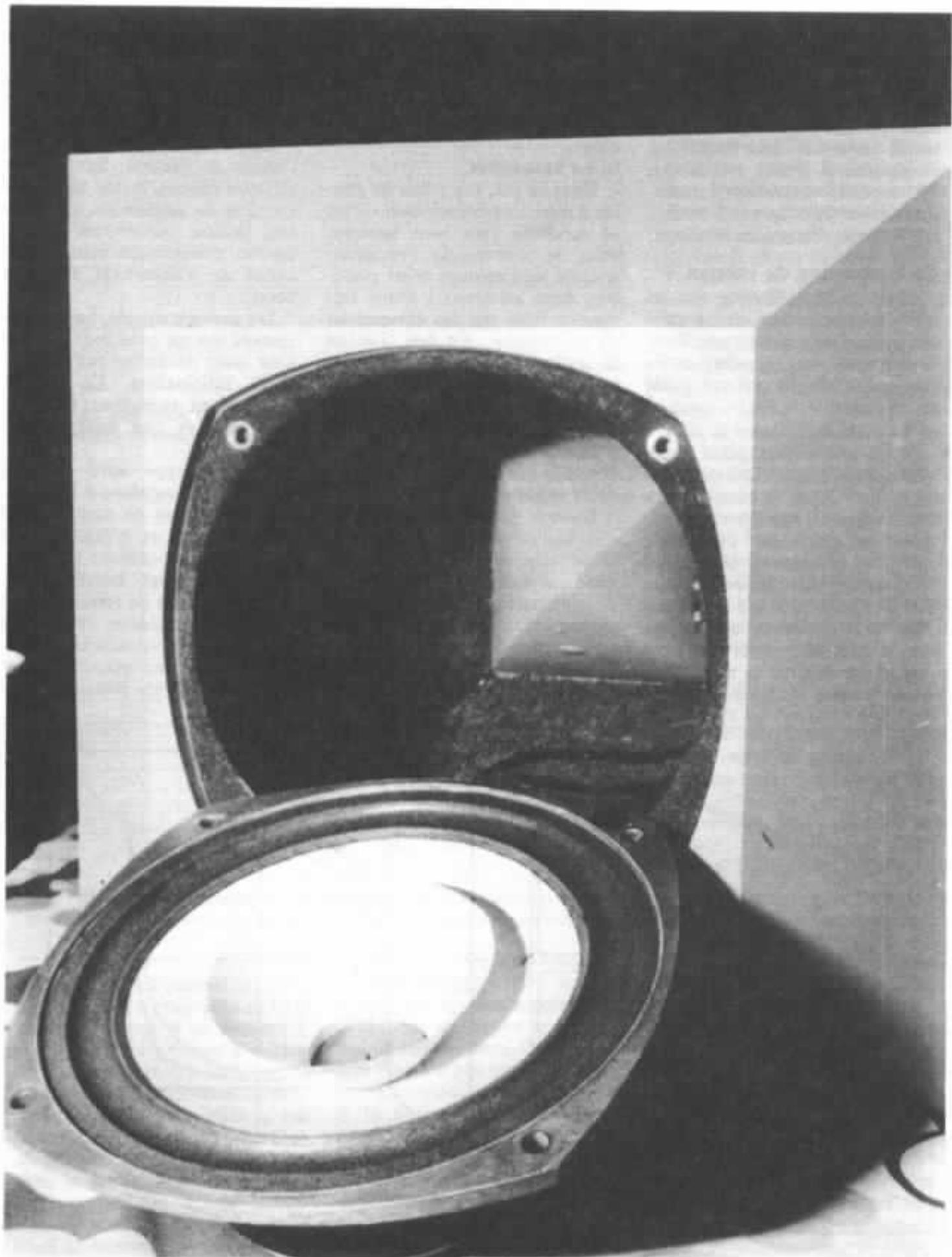


Fig. 3 : Caisson Mantra.



en sachant que nous mesurons le haut-parleur dans des conditions de fonctionnement optimisées et non pas le caisson, comme la première fois.

L'analyse d'un haut-parleur par la mesure de sa courbe de réponse en chambre sourde est une chose fondamentale, mais utilisée seule elle n'est qu'une information qui peut, à la limite, être dangereuse. En effet, cette mesure est une indication de l'énergie émise par le haut-parleur dans son axe. Pour qu'elle devienne un paramètre prépondérant, il ne faut donc écouter que ce qui se propage sur cet axe, et donc écouter soit en chambre sourde, soit à 50 cm du haut-parleur. Or, presque tout le monde écoute chez soi dans une pièce plus ou moins adaptée mais dans un volume réverbérant. Il est donc important de s'intéresser à l'émission du haut-parleur à un niveau beaucoup plus global et donc à son émission dans l'espace.

Lorsqu'on place une source dans une salle réverbérante, le niveau en pression  $L_p$  en un point est donné par l'expression

$$L_p = L_w + 10 \log \left( \frac{Q}{4\pi r^2} + \frac{4}{R} \right) \quad (1)$$

$$\text{ou } R = \frac{S\bar{\alpha}}{1-\bar{\alpha}} \quad (2)$$

Il faut pour cela que le champ sonore soit suffisamment homogène. L'étude doit donc se faire pour des fréquences supérieures à 200 Hz, fréquence moyenne pour une pièce domestique.

Dans cette expression :

$L_w$  = niveau de puissance en dB (puissance acoustique émise par le haut-parleur en fonction de la fréquence).

$Q$  = facteur de directivité de la source dans la direction du récepteur.  $Q$  est le rapport de la puissance émise par la source avec la puissance d'une source sphérique ayant le même niveau dans la direction envisagée.

$r$  = distance du récepteur à la source.

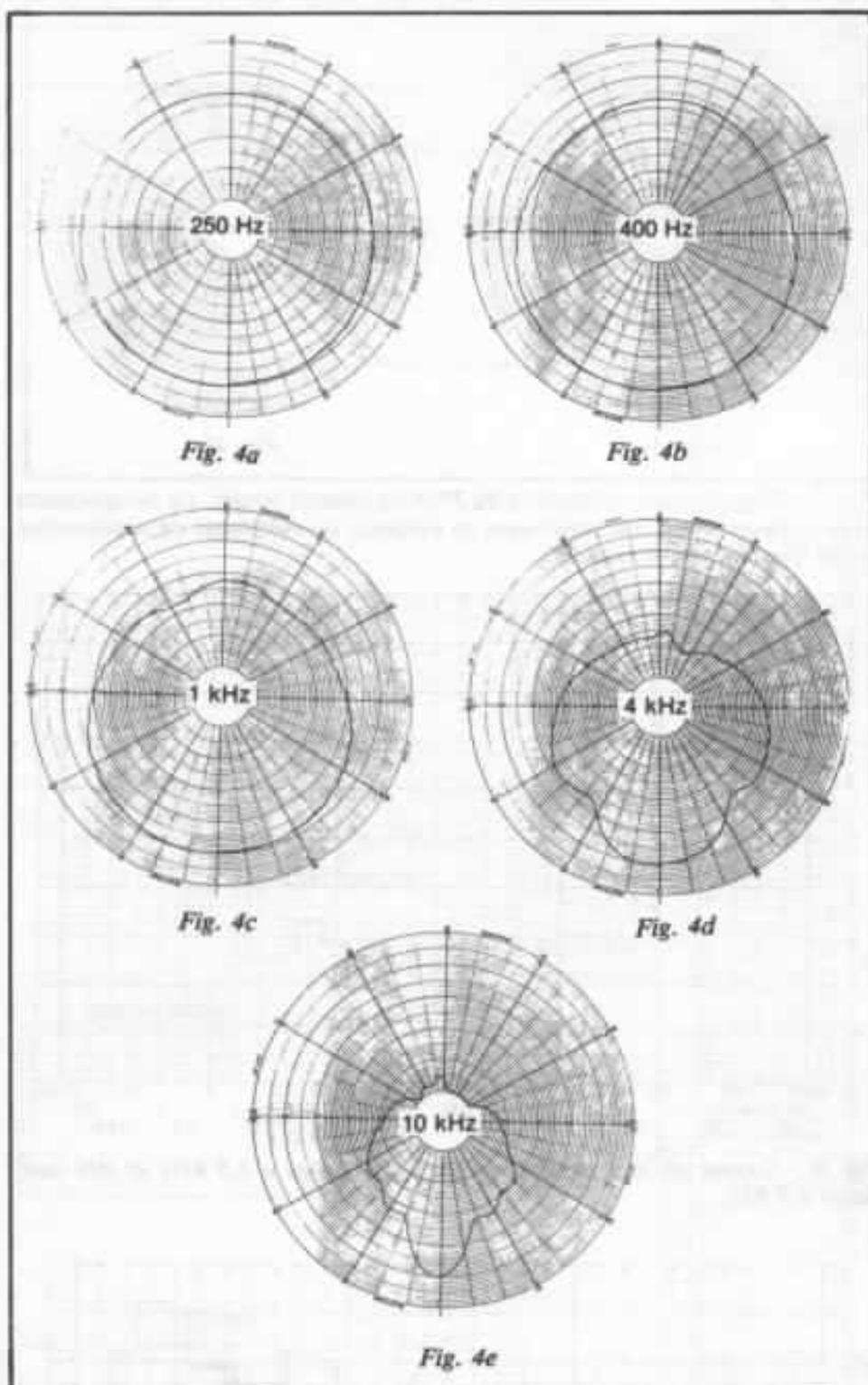


Fig. 4 : Diagramme de directivité du PM6 dans le caisson Mantra.

$\bar{\alpha}$  = coefficient d'absorption moyen de la pièce.

$S$  = surface totale des parois.

$R$ ,  $\bar{\alpha}$  et  $S$  sont des facteurs liés à la salle facilement mesurables. Le problème réside dans les mesures de  $L_w$  et  $Q$  en fonction de la fréquence. En effet,

jusqu'à maintenant, il faut passer par des mesures intermédiaires.

En chambre sourde, l'expression (1) se simplifie car l'absorption étant totale,  $\frac{4}{R}$  devient nul, d'où :

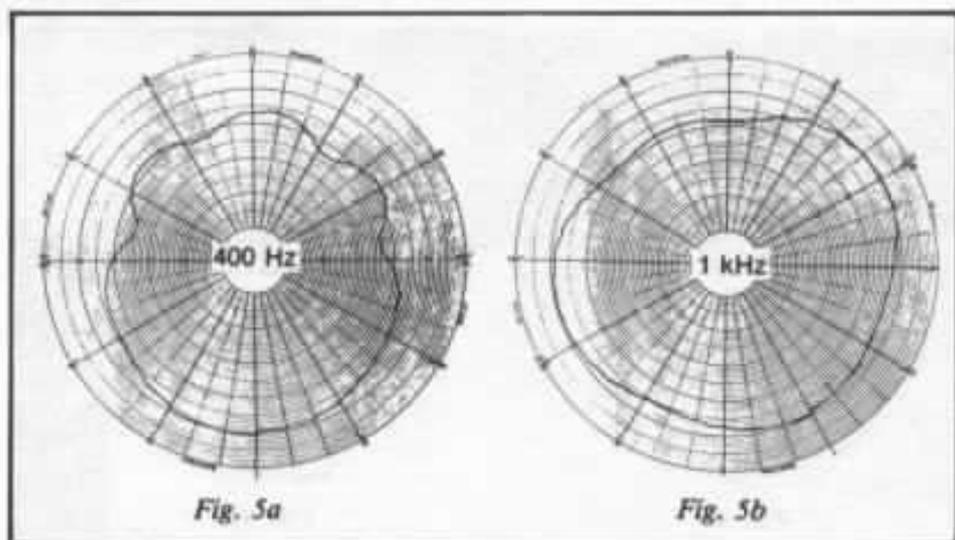


Fig. 5 : Diagramme de directivité du PM6 en caisson ouvert. La comparaison avec la figure 4 met très clairement en évidence les avantages de la géométrie et du type de charge retenue.

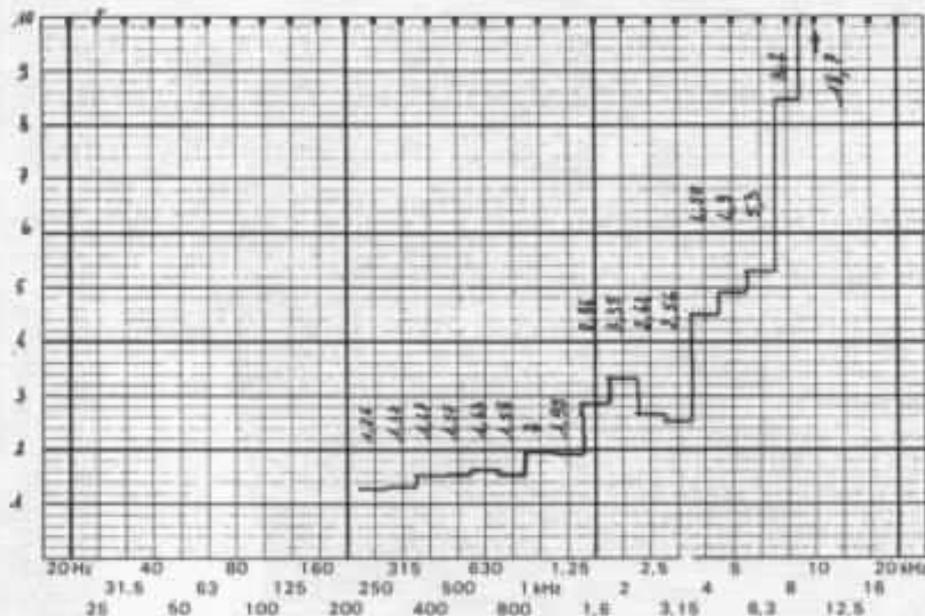


Fig. 6 : Facteur de directivité  $Q$  remarquable jusqu'à 2,5 kHz et très bon jusqu'à 8 kHz

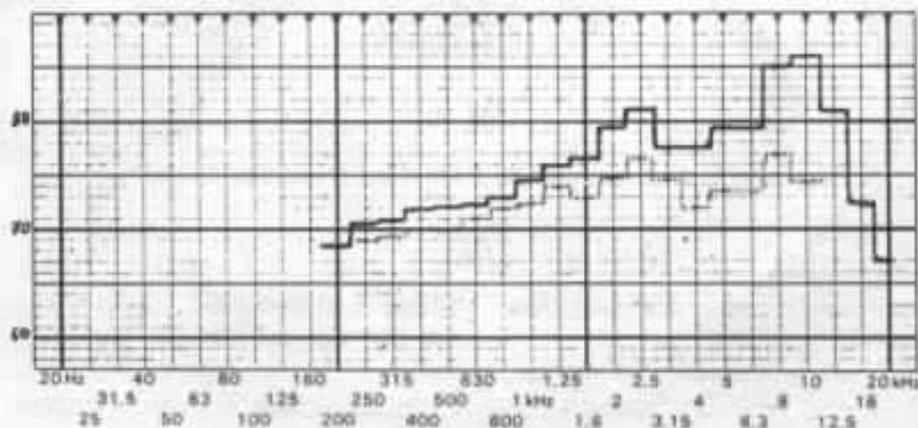


Fig. 7 : En trait plein, réponse en pression, dans l'axe du H.P. ( $L_p$ ) en chambre sourde. En pointillés, réponse en puissance ( $L_w$ ), on notera sa bonne linéarité.

$$L_{p0} = L_w + 10 \log \left( \frac{Q}{4\pi r^2} \right) \quad (3)$$

Nous pouvons tout de suite donner une interprétation des facteurs intervenant dans l'expression (1). Les  $\frac{Q}{4\pi r^2}$  donnent la différence entre  $L_{p0}$  et  $L_w$ .

$L_{p0}$  est l'expression du champ direct perçu par le récepteur. Il vient aussi que le facteur  $\frac{4}{R}$  permet d'écrire le champ réverbéré par la pièce. Dans la pièce totalement réverbérante, on peut écrire :

$$L_{pr} = L_w + 10 \log \left( \frac{4}{R} \right)$$

qui est l'expression (1) car, dans ce cas,  $\frac{Q}{4\pi r^2}$  devient négligeable devant  $\frac{4}{R}$  pour  $r$  assez grand.

On voit alors intervenir une valeur de  $r$  pour laquelle  $\frac{Q}{4\pi r^2} = \frac{4}{R}$ , valeur appelée distance critique  $D_c$ .  $D_c$  s'exprime par

$$D_c = 0,14 \sqrt{QR}$$

En dessous de cette valeur, le récepteur perçoit essentiellement une réponse analogue à la réponse en pression dans l'axe ( $L_{p0}$ ). Pour  $r > D_c$ , l'auditeur perçoit essentiellement le champ réverbéré qui ne correspond plus à  $L_{p0}$ .

Nous reviendrons sur ce point ultérieurement.

Pour appréhender  $L_w$  et  $Q$ , il est nécessaire de tracer les diagrammes de directivité de la source (fig. 4, 5). Grâce au relevé de ces diagrammes en tiers d'octave et à un petit ordinateur, nous pouvons tracer  $Q$  et  $L_w$  en fonction de la fréquence. Voir courbes des figures 6 et 7.

Nous avons maintenant les paramètres physiques de notre étude. Regardons comment se comportent le PM6 et son caisson dans un local domestique.

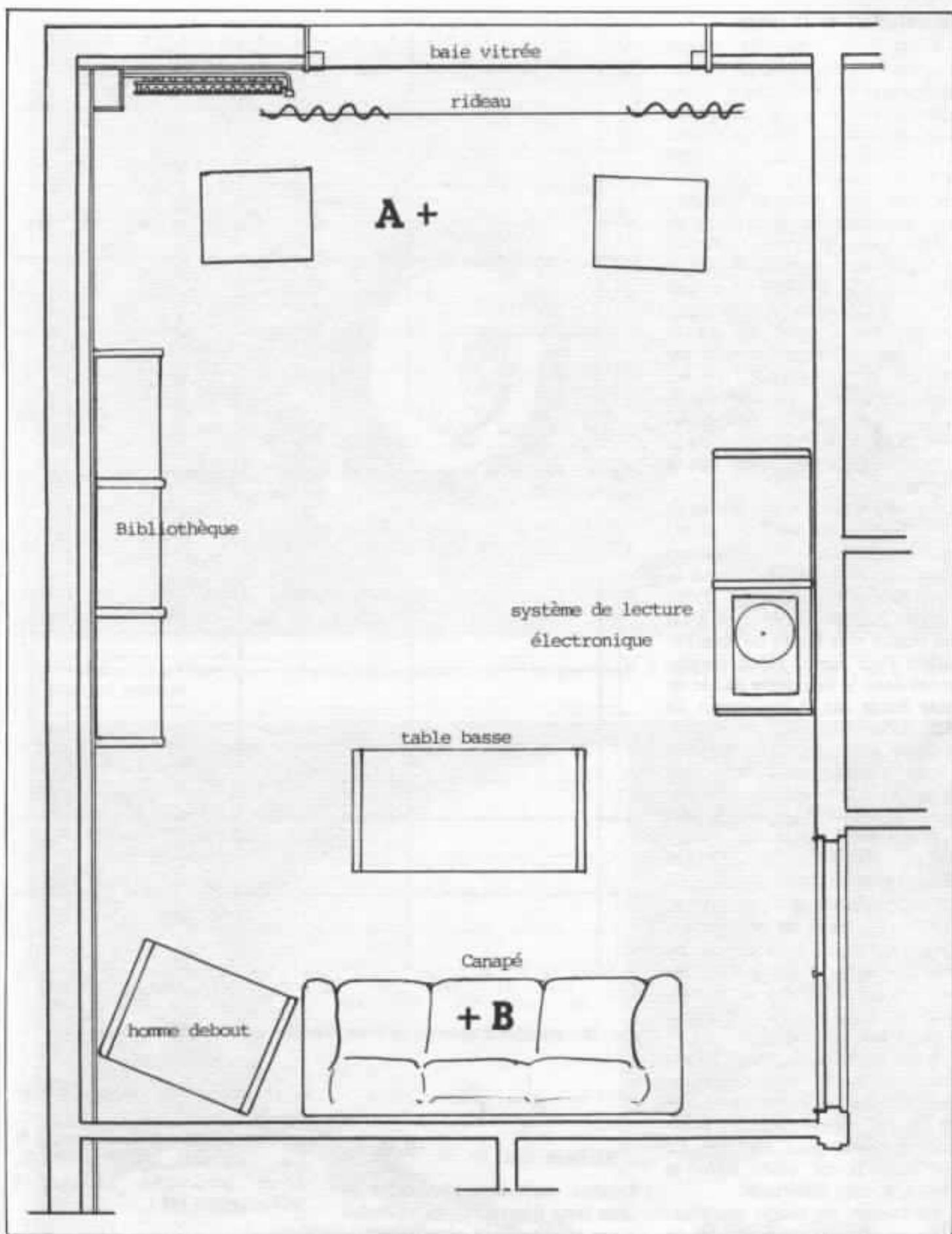


Fig. 8 : Salle d'écoute ayant servi pour les tests en condition réelle.

## Description de la pièce

C'est une salle de séjour d'appartement, aménagée essentiellement pour l'écoute mais n'ayant encore subi aucun traitement acoustique. Elle est encore loin d'être optimisée. Les murs et le plafond présentent un parement de plâtre peint, le mur derrière le canapé est en carreaux de plâtre. Seuls la moquette au sol et le mobilier (surtout la bibliothèque et le canapé) ont une absorption acoustique non négligeable. Les dimensions de la pièce sont : longueur 5,30 m, hauteur sous plafond 2,50 m, largeur 3,80 m. Les résultats de la mesure du temps de réverbération de la pièce en fonction de la fréquence sont représentés sur la figure.

La caractéristique essentielle de cette pièce est un temps de réverbération sensiblement constant entre 250 et 4 000 Hz, due à la distribution du mobilier. Pour l'écoute, cette distribution n'est pas bonne et le temps de réverbération trop élevé. Nous reviendrons dans la deuxième partie de cette étude sur le traitement de cette pièce.

Cette pièce est, bien sûr, un cas particulier, mais l'étude dans ce cas de figure est intéressante. En effet, statistiquement, la plupart des salles de séjour ou des pièces réservées à l'écoute domestique ont des caractéristiques globales (réverbération) peu différentes les unes des autres. Ceci tient aux dimensions, au mobilier utilisé, à la relativement faible absorption des moquette, rideaux, etc., que l'on retrouve d'une pièce à l'autre.

Pour le moment, nous allons nous intéresser aux performances du PM6 placé comme source au centre de cette pièce, en position A (voir plan fig. 8). Le récepteur B est placé dans la zone d'écoute habituelle.

La mesure du temps de réverbération (fig. 9) nous permet de calculer R selon l'expression (2) :

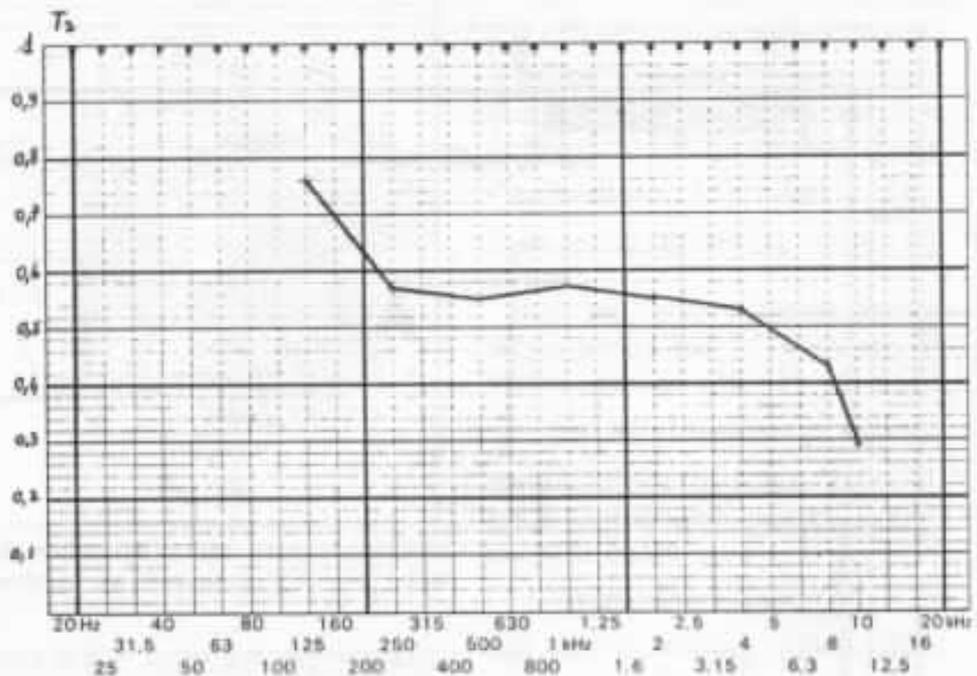


Fig. 9 : Temps de réverbération  $T_r$  mesuré dans la pièce, cette courbe est représentative de salles de séjour conventionnelles.

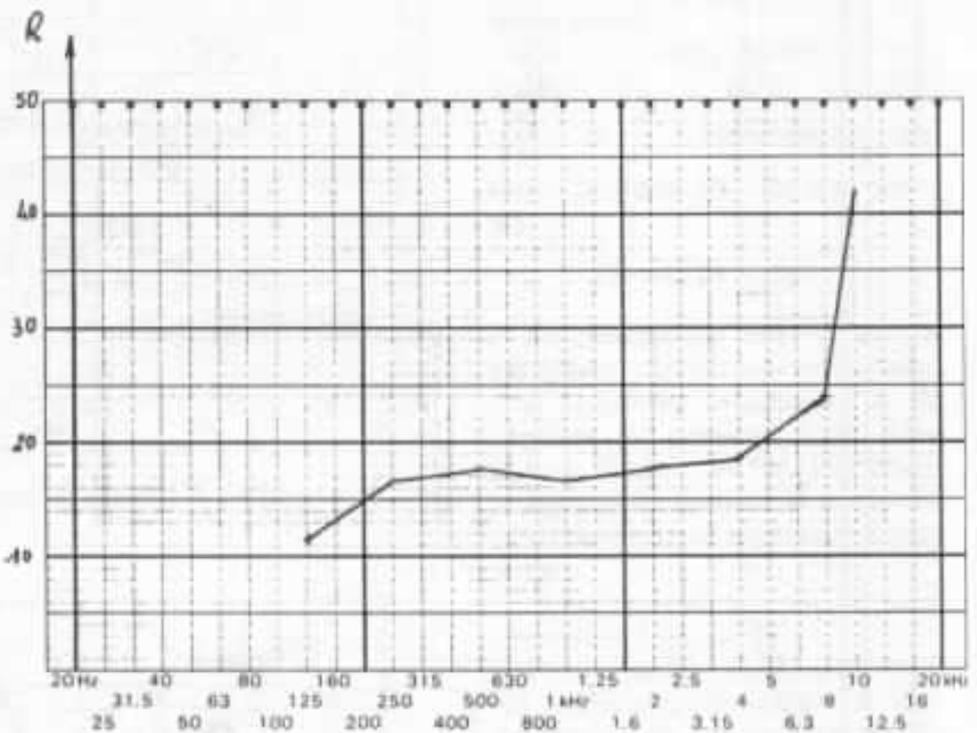


Fig. 10 : Facteur d'absorption R en fonction de la fréquence.

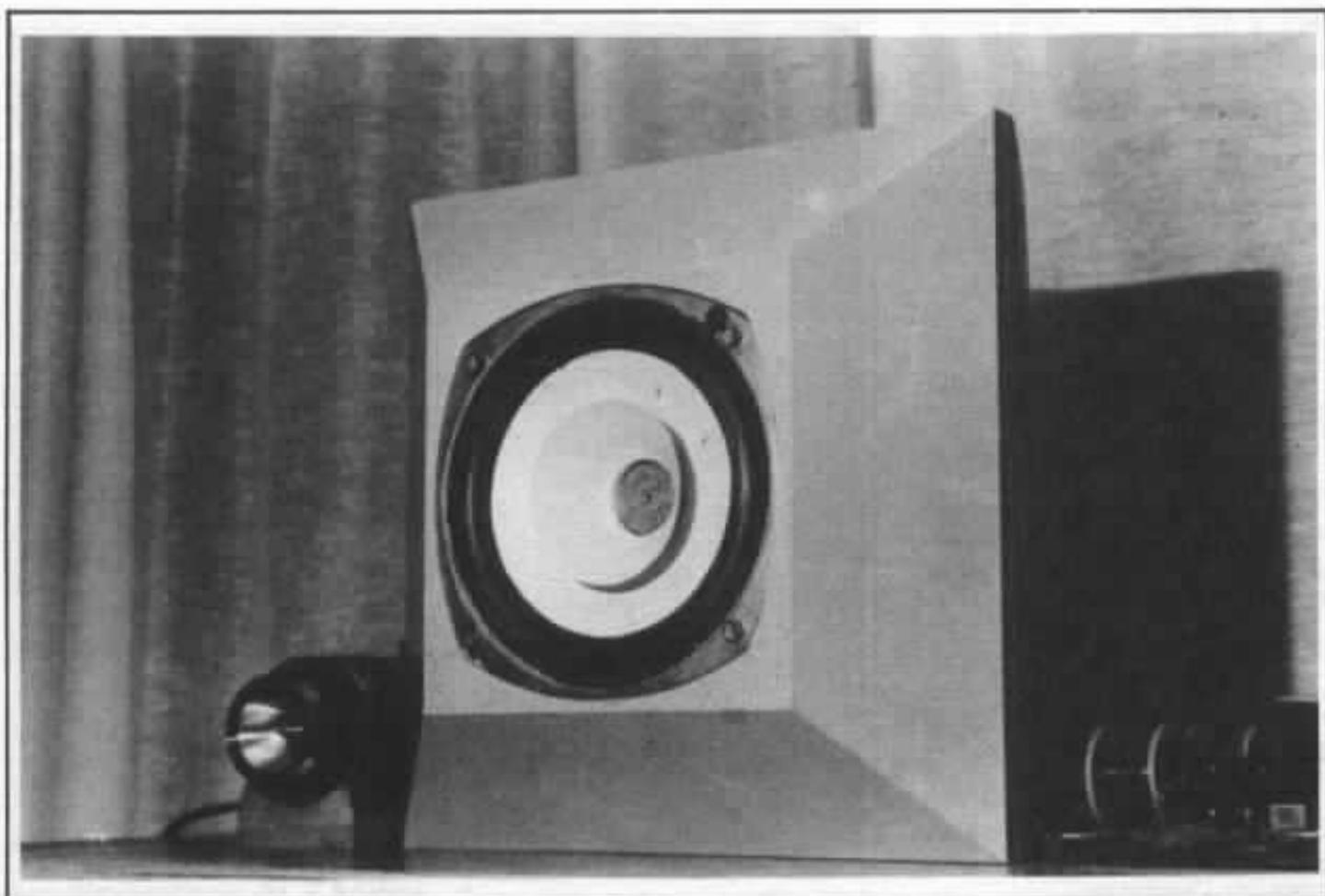
$$R = \frac{S\bar{\alpha}}{1-\alpha}$$

Sachant que  $T_r = \frac{0,16 V}{\bar{\alpha} S}$   
formule de Sabine applicable ici sans trop d'erreurs, les volumes étant relativement réverbérants.  
Nous pouvons alors tracer R

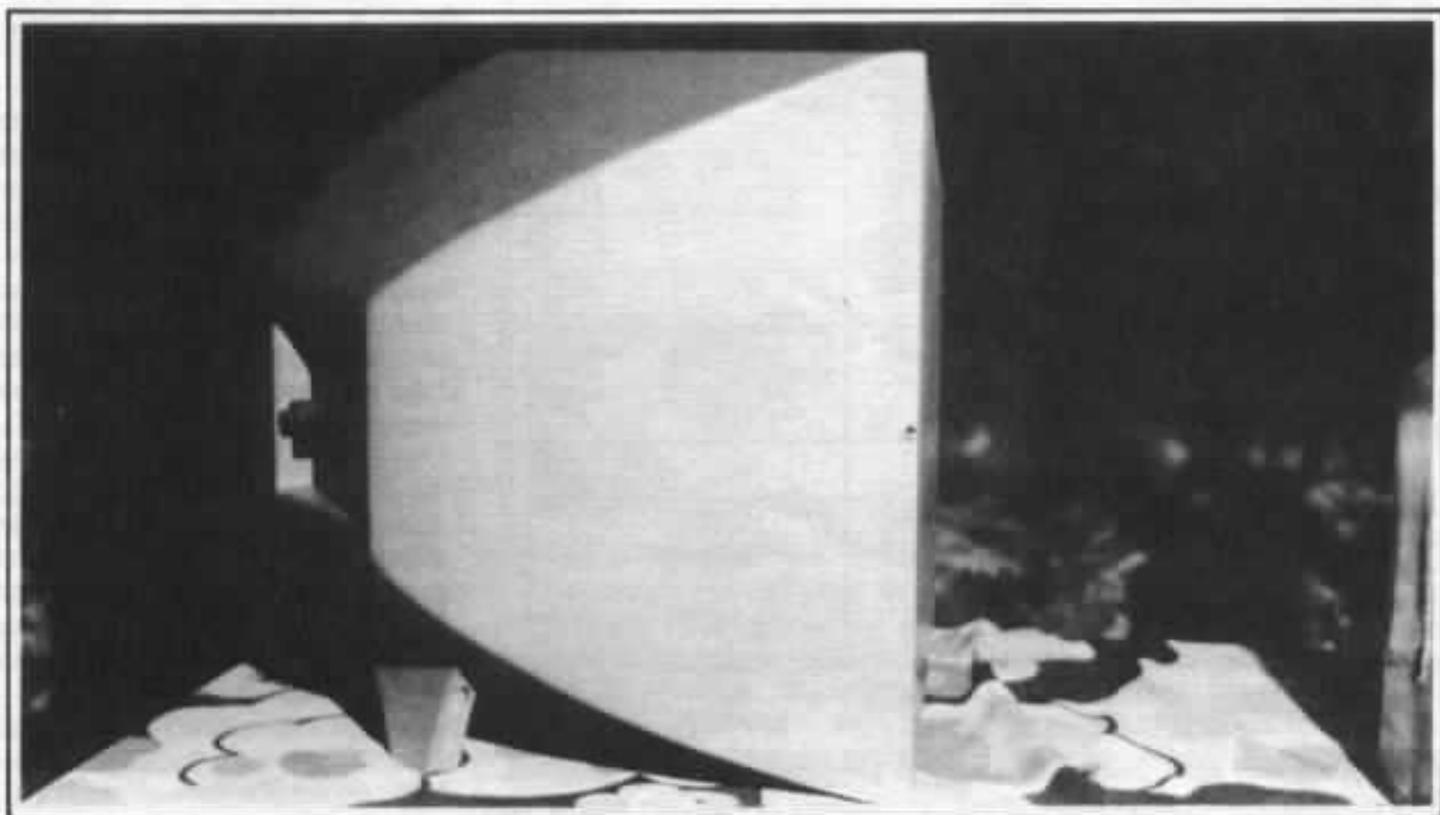
en fonction de la fréquence (voir fig. 10).

A partir des données de Q et  $L_w$  calculées précédemment, nous pouvons reprendre d'expression (1) :

$$L_p = L_w + 10 \log \left( \frac{Q}{4\pi r^2} + \frac{4}{R} \right)$$



*Le PM6 dans le coffret Mantra. Le saladier s'encastre dans la face avant. L'ogive n'est pas utilisée sur le PM6 en application médium.*



*Vue latérale du coffret Mantra. Le bornier de raccordement est encastré en face arrière.*

ou  $r = 4$  m (distance de la source au récepteur).

Exemple : à 1 kHz

$$Q = 2, R = 16,8$$

$$\frac{Q}{4\pi r^2} = \frac{2}{201} = 0,01$$

$$R = \frac{4}{16,8} = 0,24$$

$$\text{d'où } L_p = L_w - 6$$

Calcul de la distance critique :

$$D_c = 0,14 \sqrt{QR}$$

dans ce cas  $D_c = 0,81$  m

Placé à 4 m de la source, l'auditeur entend essentiellement le champ réverbéré par la pièce. En effet,

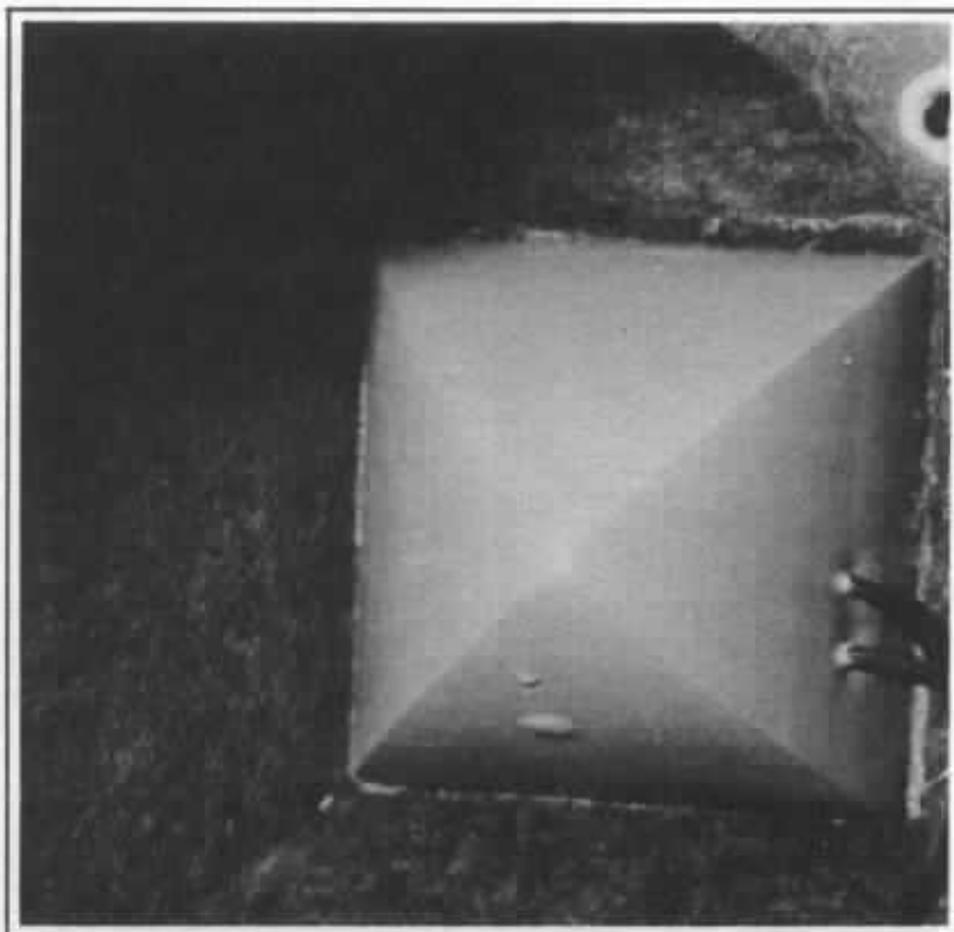
$$L_{po} = L_w - 20$$

$$L_{pr} = L_w - 6,2$$

Le champ direct est 14 dB en dessous du champ réverbéré.

Cette différence met en évidence l'influence de la pièce et, bien entendu, la qualité de cette pièce sur l'audition.

La courbe (fig. 11) montre



Vue de l'intérieur du coffret Mantra. L'intérieur est recouvert de feutre à l'exception de l'ogive.

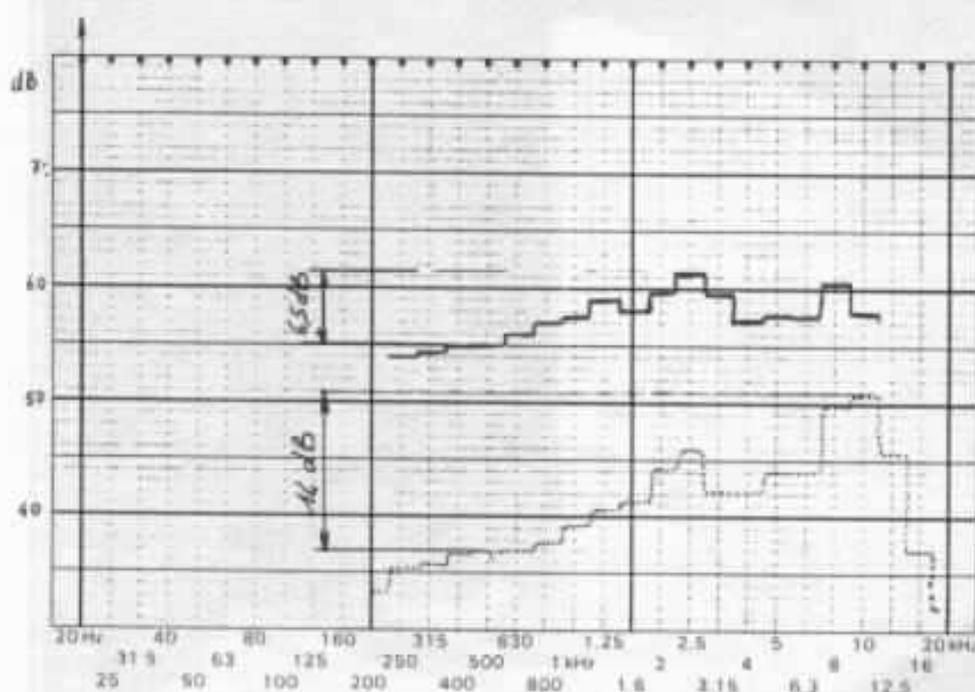


Fig. 11 : En trait plein, courbe du niveau de pression au point de réception. En pointillés, courbe de pression relevée en chambre sourde. On notera que dans notre pièce, non traitée, le relevé au point d'écoute est considérablement amélioré par rapport à la courbe en chambre sourde.

l'analyse spectrale de l'énergie reçue par le récepteur. Au vu de cet exemple, ne serait-il pas plus judicieux de caractériser une enceinte par sa réponse en puissance plutôt que par sa réponse en pression dans l'axe ? C'est certainement là que se situe une très sérieuse explication à bien des polémiques mesure-écoute...

Que dire d'une enceinte deux voies pour laquelle la courbe du facteur de directivité est loin d'être la courbe d'une fonction monotone ? Nous pensons à une enceinte de monitoring dont la courbe en chambre sourde est parfaitement linéaire, mais qui, installée en cabine, présente un creux de plus de 6 dB aux alentours de 4 kHz juste avant la fréquence de raccordement du tweeter.

# On en parle

## Les Réalisations de l'Audiophile au Salon High End'84

Du 16 au 19 août dernier s'est déroulé à Francfort le High End'84. Manifestation consacrée au haut de gamme, l'analogue de nos Journées de la Haute-Fidélité de mars. Plus de 40 exposants ont participé à ce salon. Les systèmes les plus prestigieux étaient tous présents, qu'ils soient américains, japonais ou européens. Nous n'entrons pas dans le détail dans ces colonnes. Un article publié par la Nouvelle Revue du Son d'octobre fait un tour d'horizon complet de toutes les marques exposées.

Cette année, l'équipe des Réalisations de l'Audiophile avait décidé de frapper très fort. C'était la première fois que nous exposions un système complet avec démonstration. Il faut savoir que nous sommes implantés en Allemagne depuis un peu plus d'un an. Au High End'83, nous n'exposions qu'en statique.



Le système choisi pour la circonstance était proche de celui que nous exposions en mars dernier au Sofitel, à savoir le système Totem en tri-amplification. Il y avait toutefois des nouveautés, principalement au niveau de l'électronique essentiellement avec le Prépré et

le Classe A dans leur version définitive, ainsi qu'au niveau du câblage avec les extraordinaires câbles Isoda. Nous avons, pour la clarté de la description, réalisé un schéma-bloc du système complet avec les divers accessoires et câbles utilisés, dont l'influence dans un système complet est loin

d'être négligeable, bien au contraire la différence peut se faire à ce niveau-là.

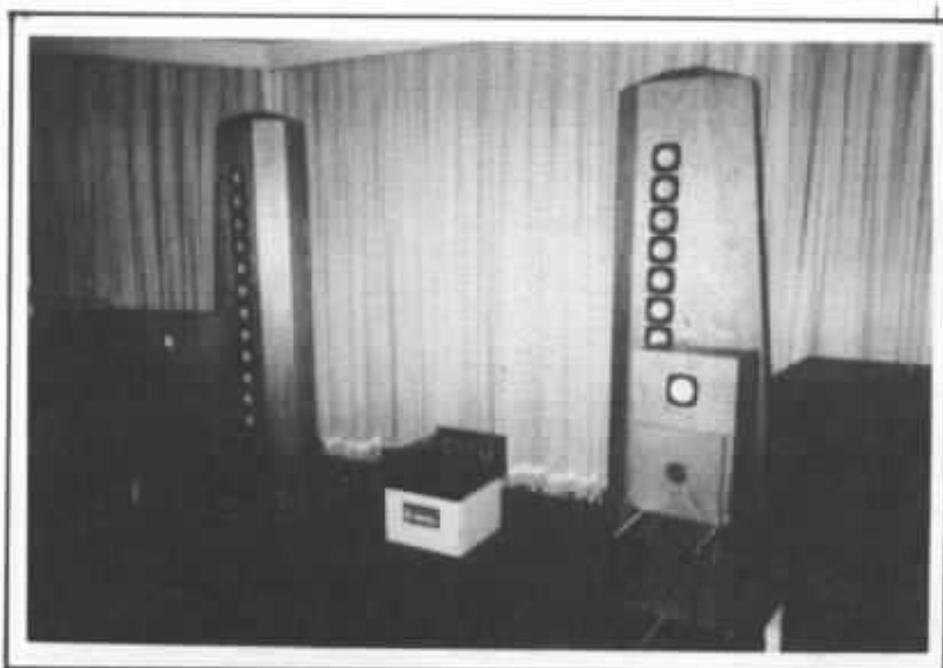
La démonstration était organisée en séance d'écoute de 30 minutes. Le premier quart d'heure, après un bref exposé définissant les grandes lignes de notre démarche, bien évidemment moins bien connue en Allemagne qu'en France, mettait en démonstration un système expérimental. A savoir, un amplificateur 8 W le Monstre attaquant les petites Audiophile équipées du Fostex 103 Sigma, l'ensemble alimenté par la même lecture et la même préamplification que celle indiquée sur le schéma. Le second quart d'heure mettait en démonstration le gros système tri-amplifié.

Notre approche a suscité un très vif intérêt de la part du public allemand. Le Monstre en particulier a étonné de très nombreux auditeurs. Il faut savoir qu'en Allemagne, très rares sont les amplificateurs de haut de gamme dont la puissance est inférieure à 100 W. Le Monstre était alimenté par batterie et des comparaisons batterie seule ou avec secteur ont été effectuées. Cela a sans doute sensibilisé le public d'outre-Rhin au très délicat problème des alimentations audio.

Le niveau de qualité de nos prestations étaient très sensiblement supérieur à celui de mars à Paris. Aux dires des nombreux auditeurs ayant participé à nos séances d'écoute — plus de 1 000 — nous offrions le plus haut niveau de restitution.

Précisons enfin que nous avons surpris énormément de personnes par le niveau sonore que nous pouvions délivrer avec des messages tels que le Lab 14 ou «Le Train» de Toshiba, cela avec des amplificateurs dont la puissance était sans doute la plus modeste de tous les exposants.

Nous avons regretté, nous Français, d'être un peu isolés puisque nous étions les seuls à

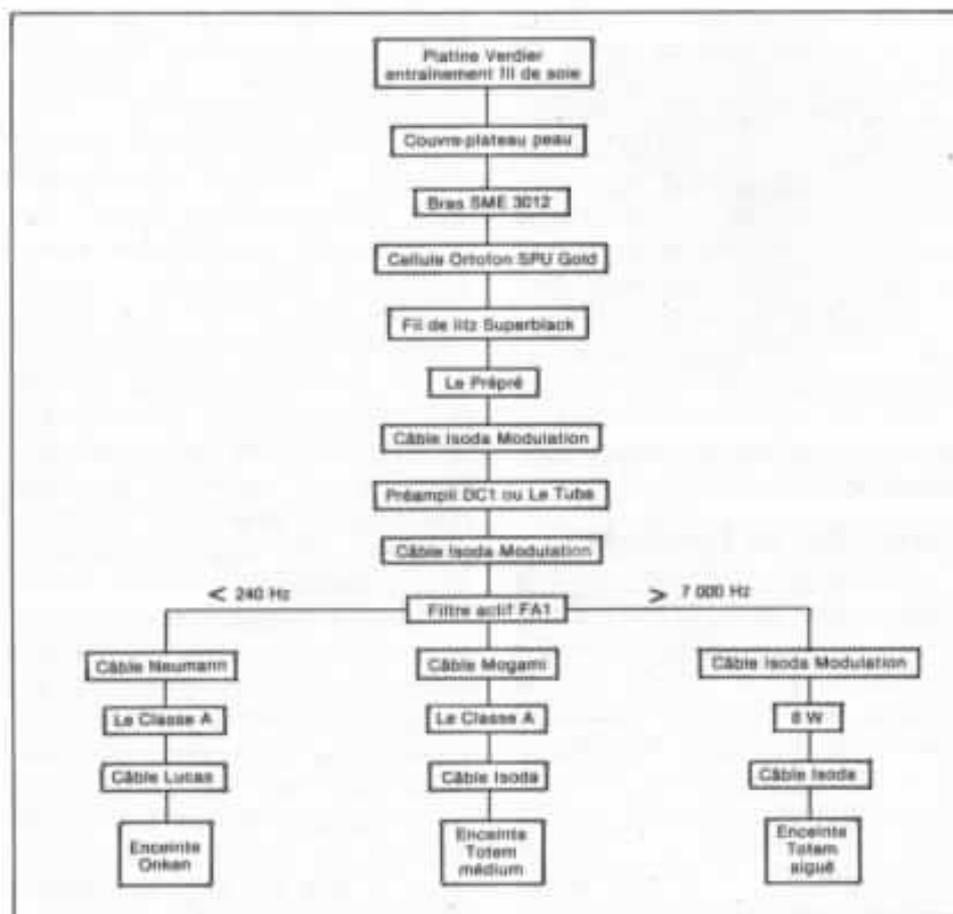


participer activement à la promotion du «son français». Nous pensons avoir rempli nos objectifs pour mieux faire connaître tout le travail de fond qui a été réalisé en France depuis quelques années déjà et dont le public étranger n'est pas du tout conscient.

Nous tenons à remercier ici notre distributeur allemand, M. Kurt Hecker pour l'opportunité et l'aide qu'il nous a apportées à la participation de ce salon.

#### Câbles Isoda, la suite...

Dans notre numéro 32, nous vous informions dans cette même rubrique de la sortie d'un câble ampli-enceinte acoustique tout à fait particulier : le câble Isoda. Nous avons eu depuis des informations plus détaillées. Ainsi, ce câble utilise quatre métaux différents comme mentionné préalablement, mais aussi deux alliages, ce qui porte à six le nombre de matériaux utilisés. Neuf diamètres différents de brins sont employés. Le total est



I E

# HYBRID CABLE

**HB-3320**

MFG  
BY  
**ISODA ELECTRIC**  
JAPAN

de 55 brins. Il s'agit là d'une mise au point complémentaire à notre information parue dans notre précédent numéro. Toutefois, le plus intéressant réside au niveau de l'écoute.

Souvent, lors de la comparaison de câbles haut-parleur en passant d'un câble à un autre, certains éléments de la restitution s'en trouvent améliorés et d'autres dégradés. En d'autres termes, on gagne sur certains points en en perdant sur d'autres. Avec le câble Isoda, il en va autrement tellement la différence est grande. Il ne s'agit plus de dire : «Je préfère l'aigu»... «le médium est plus doux»... «le grave est mieux tenu»... «l'extrême-aigu est tronqué», pas du tout. L'impression que suggère l'écoute du câble Isoda est tout autre. Pour mieux la définir, nous allons vous relater une expérience que nous avons improvisée un soir après la fin des démonstrations publiques à l'occasion du salon High End'84 de Francfort. Une dizaine de personnes y participait dont près des deux tiers n'étaient pas des amateurs très avertis de notre approche. Le système utilisé pour la circonstance était celui dont nous disposions et qui permettait un test large bande très facile à réaliser : le Monstre et les Petites Audio-ophile. L'amplificateur était placé à proximité immédiate au centre des deux enceintes. Le câble initialement utilisé était donc de très courte longueur, environ 2 m. Il s'agissait d'un câble de très bonne qualité, multibrin, de 4 mm<sup>2</sup> de section. Nous avons donc comparé ce câble avec une longueur de câble Isoda que nous avons sous la main, à savoir 5 m (de par sa technologie, le câble Isoda ne peut être découpé aisément à la distance désirée car cela pose des problèmes pour réaliser des terminaisons soignées). Les conditions préliminaires à cette confrontation étaient donc en défaveur du

câble Isoda. Répétons-le, il s'agissait là d'une comparaison improvisée destinée à mettre en évidence aux oreilles de quelques amateurs les influences que peuvent avoir un câble de liaison même de très faible longueur sur la qualité globale de restitution. Le disque que nous avons à ce moment sur notre platine était un disque Steeplechase d'Archie Shepp et Horace Parlan intitulé «Trouble in Mind». C'est un duo saxophone-piano absolument superbe (à acquérir impérativement !). Le test a été réalisé très rapidement. Ecoute d'une plage d'une petite minute environ avec le câble initial puis écoute de la même plage avec le câble Isoda. (Mentionnons que cette plage était connue des auditeurs puisqu'elle faisait partie des disques retenus pour nos séances d'écoute.) Quelques secondes après la pose du diamant sur la plage en question avec le câble Isoda, la plupart des amateurs participants à cette expérience tout à fait décontractée, ont éclaté de rire tellement la différence était significative. Ainsi, sur le saxophone de Shepp, avec le câble Isoda, on percevait tout à coup et très distinctement les différentes émissions du saxophone-ténor : l'embouchure, l'anche et les bruits mécaniques de «tringlerie», alors que quelques minutes avant avec l'autre câble, ces différents sons très typés étaient littéralement amalgamés formant un seul son global. D'autres disques très différents ont également été écoutés pour comparer ces deux câbles et à l'unanimité, sur la quasi-totalité des paramètres pouvant définir une écoute subjective, le câble Isoda l'emportait haut la main.

Il nous a paru intéressant de relater cette petite expérience car, à ce niveau, il devient délicat de ne parler que d'impressions subjectives. Quand dans un cas on entend très distinctement un phénomène sonore qui n'appa-

rait pas dans un autre cas, il est bel et bien possible de parler de phénomène objectif. Vivement que de nouveaux processus de mesures puissent objectiver de telles différences. Nul doute que l'on y arrivera un jour. Pour s'en convaincre, il suffit de se reporter aux articles consacrés par exemple à la distorsion thermique (ce numéro et le précédent), distorsion passant complètement à côté des mesures classiques et néanmoins d'une amplitude considérable.

### **Focal câblé en Leonische**

Depuis quelques mois, toute la gamme des haut-parleurs Focal utilise un petit câble Leonische multibrin pour raccorder la bobine. A l'exception toutefois des 13 cm qui, pour des raisons de structure, ne peuvent accepter des diamètres de fils trop importants (souplesse de la boucle de raccordement). C'est une information très intéressante qui témoigne que ce constructeur français a le souci de soigner tous les détails. Nul doute que c'est en procédant de la sorte et en ne négligeant aucune petite chose qu'on parvient à progresser.

### **Pour entendre l'herbe pousser**

Brüel et Kjær, décidément, ne s'endort pas sur ses lauriers. Le grand spécialiste danois de la mesure a développé un microphone à condensateur de modèle 4179 associé à un préamplificateur à faible bruit 2660 aux performances inégalées en matière de niveau de bruit. Les ingénieurs de B & K ont découvert que le bruit des microphones à condensateur trouvait son origine dans la résistance acoustique de l'amortissement de la membrane. Dans le nouveau modèle, cette résistance d'amortissement a été réduite de près de quarante fois en comparaison avec celle d'une membrane d'un micro conventionnel de mêmes dimensions. La réduction corres-

pondante du bruit interne est de 14 dB donnant un seuil global de bruit pondéré de -2,5 dBA et des niveaux typiques de -7 à -16 dB dans les bandes de tiers d'octave ! Vu que l'amortissement est très faible, le pic à la résonance de la membrane a une amplitude importante. Aussi, l'amortissement de cette résonance est réalisé électriquement dans le préamplificateur et non pas acoustiquement. Avec de telles performances en niveau de bruit, il est en effet possible maintenant d'écouter l'herbe poussée... En chambre sourde, bien évidemment.

Nombre d'amateurs et de professionnels ont utilisé ces dernières années des micros B & K de mesures pour effectuer des enregistrements musicaux afin de bénéficier des extraordinaires performances de ce micro en linéarité en fonction de la fréquence. B & K a saisi le créneau et propose désormais une gamme de micros de studio aux performances de top-niveau : deux micros faible bruit, les modèles 4003 et 4006, niveau de bruit 15 dBA, et deux modèles à niveau de saturation très élevé, le 4004 et le 4007. Le 4004 peut «encaisser» 168 dB pour des fréquences inférieures à 4 kHz et le 4007, 155 dB pour des fréquences supérieures à 200 Hz. La distorsion de ces deux modèles est inférieure à 1 % à 148 dB, elle est de l'ordre de 0,002 % à 94 dB.

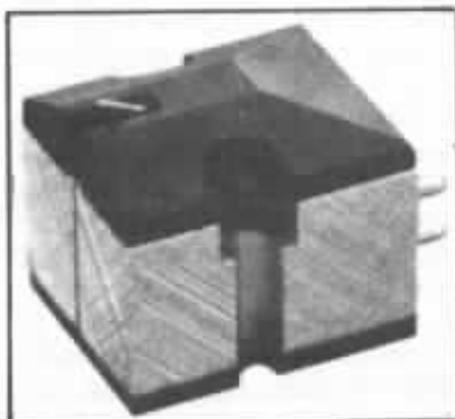
### **Mission DAD 7000**

La firme anglaise Mission Electronics Group va lancer très prochainement sur le marché un lecteur CD qui a été incontestablement l'un des clous de la Hi-Fi Show de Londres (6 au 9 septembre 84). Basé sur une mécanique et un châssis d'origine Philips, le DAD 7000 pourrait faire partie de la troisième génération de lecteurs CD, comme l'annonce d'ailleurs Mission. Le DAD 7000 est le premier lecteur

CD utilisant un suréchantillonnage quatre fois supérieur à la normale, soit 176,4 kHz, ceci avec une résolution de 16 bits. D'autre part, sur le DAD 7000, Mission n'a pas hésité à utiliser des décodeurs stéréo séparés de façon à éviter les rotations de phase constatées dans la plupart des cas. De même, deux convertisseurs D/A sont utilisés pour les voies gauche et droite. Le filtre DAC utilisé par Mission est très original et de grande simplicité et n'introduit pas, grâce justement au suréchantillonnage, de problèmes de phase dans la bande audible. Le DAD 7000 est également complété par de nombreuses autres astuces. Les démonstrations faites au cours de la Hi-Fi Show étaient plus que convaincantes et les résultats, superbes, feront certainement réfléchir les concurrents.

#### Cellule Denon DL 103M

On se souvient certainement de l'article paru dans le n° 22 de l'Audiophile, concernant le remplacement du capot standard de la cellule Denon DL 103 par un capot en plomb réalisé par le D<sup>r</sup> Yamaguchi de Kobé, au Japon. Ce dernier avait d'ailleurs fait part à la firme Denon de cette expérience, démonstration et photocopies de l'article concerné à l'appui. Les améliorations obtenues n'on sans doute pas laissés indifférents les ingénieurs de la firme Denon qui un an plus tard, décidaient de commercialiser une «Super DL 103», équipée d'un corps de cellule semi-métallique acoustiquement inerte et de divers petits perfectionnements. Il s'agit de la cellule DL 103M (M comme métal). Pour alléger l'équipage mobile tout en améliorant sa rigidité dynamique, Denon a dû remplacer le duralumin du stylet porte-pointe par du bore, métalloïde ultra-léger et amorphe et réduire la masse des bobines mobiles. Il en résulte, pour une même impédance de 40  $\Omega$ , une baisse du



niveau de sortie, passant à 0,12 mV (au lieu de 0,4 mV). La compliance statique passe de 8 à  $35 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne, améliorant du même coup la valeur de la compliance dynamique (supérieure à  $13 \cdot 10^{-6}$  cm/dyne à 100 Hz). La pointe lectrice, conique sur la DL 103 passe ici à un profil hyper-elliptique. La DL 103M permet ainsi d'accéder à des performances d'aptitude à la lecture très poussées (90  $\mu$ m sur gravure latérale), ceci malgré une force d'appui verticale moins éle-

vée, soit  $1,4 \text{ g} \pm 0,2 \text{ g}$ . La combinaison métal léger/matières synthétiques composites permet de réduire légèrement le poids de la cellule qui passe à 5,6 g (au lieu de 6 g sur la DL 103). Les premières écoutes ont été du plus haut intérêt et nous y reviendrons.

#### Sheffield Lab 14

Le légendaire Lab 14, Drum Record de Sheffield est de nouveau trouvable. Pour ne pas laisser sans réponse les très nombreuses demandes de lecteurs, la Maison de l'Audiophile importe les meilleurs titres du catalogue. Il n'y a malheureusement plus de distributeurs en France. Sont de nouveau disponibles, outre le redoutable Lab 14, le Thelma Houston et le Dave Grusin. Se reporter à notre rubrique «Les Indispensables» du n° 26 où ses trois disques figurent en excellente position. Le coût de ces disques reste toujours, malheureusement élevé — le dollar n'a rien

## THE SHEFFIELD DRUM RECORD

For Audio Component Testing and Evaluation



Improvisations  
by  
**Jim Keltner - Ron Tutt**

(1978) (K20)

arrangé. Il est de 240 F (12 F pour les frais d'expédition pour les amateurs de province).

Sheffield s'oriente, et cela a de quoi surprendre, vers les compact-disques. Sheffield a toujours été synonyme de gravure directe... Les temps changent. Nous sommes curieux de savoir comment la firme a procédé pour la fabrication de ces nouveaux supports concernant la mémorisation des messages sonores. Soit à partir d'une nouvelle prise de son enregistrée en numérique, ce qui semble très peu probable, soit à partir de bandes de contrôle enregistrées simultanément lors des sessions «Gravure directe». Il faut espérer, si tel est le cas, que ces bandes de contrôle ont été directement effectuées en numérique. Sinon, quel paradoxe !

Nous attendons avec impatience le Lab 14 en compact. Vous pouvez dès à présent vous préparer en donnant des vitamines à vos boomers...

### **Altec 416, les nouvelles...**

Beaucoup de lecteurs ne dorment plus depuis la parution du n° 32 où dans cette même rubrique nous annoncions la disparition proche de ce légendaire haut-parleur. Certains ont cassé leur tirelire pour soigner leur insomnie. Trois mois plus tard, qu'en est-il ? Nous avons pu obtenir certaines informations qui laisseraient entrevoir un tout petit espoir. Ces informations sont toutefois à prendre au conditionnel et sous toutes réserves. Altec continuerait peut-être en petite série la fabrication du 416, vu que la firme doit assurer le service après vente du parc existant qui est considérable et donc poursuivre la distribution de la membrane. Est-ce une pirouette pour augmenter encore le prix de ce modèle qui, il faut le savoir, motive surtout les audiophiles japonais et maintenant européens, plus que les professionnels de la sonorisation surtout

orientés vers des critères tels que la tenue en puissance qui priment souvent sur la qualité intrinsèque de restitution. En tout état de cause, il est prématuré pour se prononcer sur une telle démarche. Actuellement, le 416 est encore trouvable avec un léger surcoût occasionné par le dollar. Il est aux environs de 4 000 F. Attention, lorsque les stocks seront épuisés, nul ne peut prévoir ce qu'il adviendra. Amateurs qui rêvez de grave Onken, ne rêvez pas trop longtemps...

### **Lowther C 90**

C'est incroyable ! Lowther qui a tenu le choc pendant plus de trente ans avec un seul haut-parleur, vient de sortir en l'espace de moins d'un an, deux nouveaux haut-parleurs. Bien sûr, il existait plusieurs versions, PM 2, PM 4, PM 6, qui se différenciaient les unes des autres essentiellement par la taille et la nature du moteur magnétique. L'originalité de Lowther a toujours résidé dans la membrane en bristol réalisée à la main. Et puis, coup sur coup, en à peine un an, deux nouveaux haut-parleurs. Le C 45 tout d'abord que nous avons annoncé dans notre n° 30, un 17 cm au look résolument Lowther mais légèrement miniaturisé puisque

c'était un 17 cm et ensuite, et c'est une nouveauté de cette rentrée, un 21 cm qui, lui, n'a plus grand chose à voir avec l'idée que tout amateur peut se faire de Lowther. Le saladier et le moteur sont identiques à ceux du PM 6 mais la chose extraordinaire réside dans la membrane qui est en plastique, eh oui ! (nous ne connaissons pas encore sa composition exacte) et l'utilisation d'un profil tout à fait original qui contraste avec les profils droits que le bristol imposait à la membrane des précédents modèles. La suspension est en demi-rouleau. Le collage de la bobine mobile sur la membrane plastique reprend une technique ancienne en «dentelures» offrant l'énorme avantage d'une très grande surface de transmission entre la bobine et la membrane. L'ogive centrale est toujours utilisée. Le référence de ce modèle est C 90. Nous n'avons pas encore reçu les spécifications du constructeur, il semblerait cependant que le C 90 soit destiné à être utilisé dans le grave et le bas-médium en couplage avec le C 45 dans le médium-aigu. Nous attendons avec impatience de pouvoir disposer d'une paire de ce curieux haut-parleur afin de l'écouter. Nous ne manquerons pas de vous en reparler.

