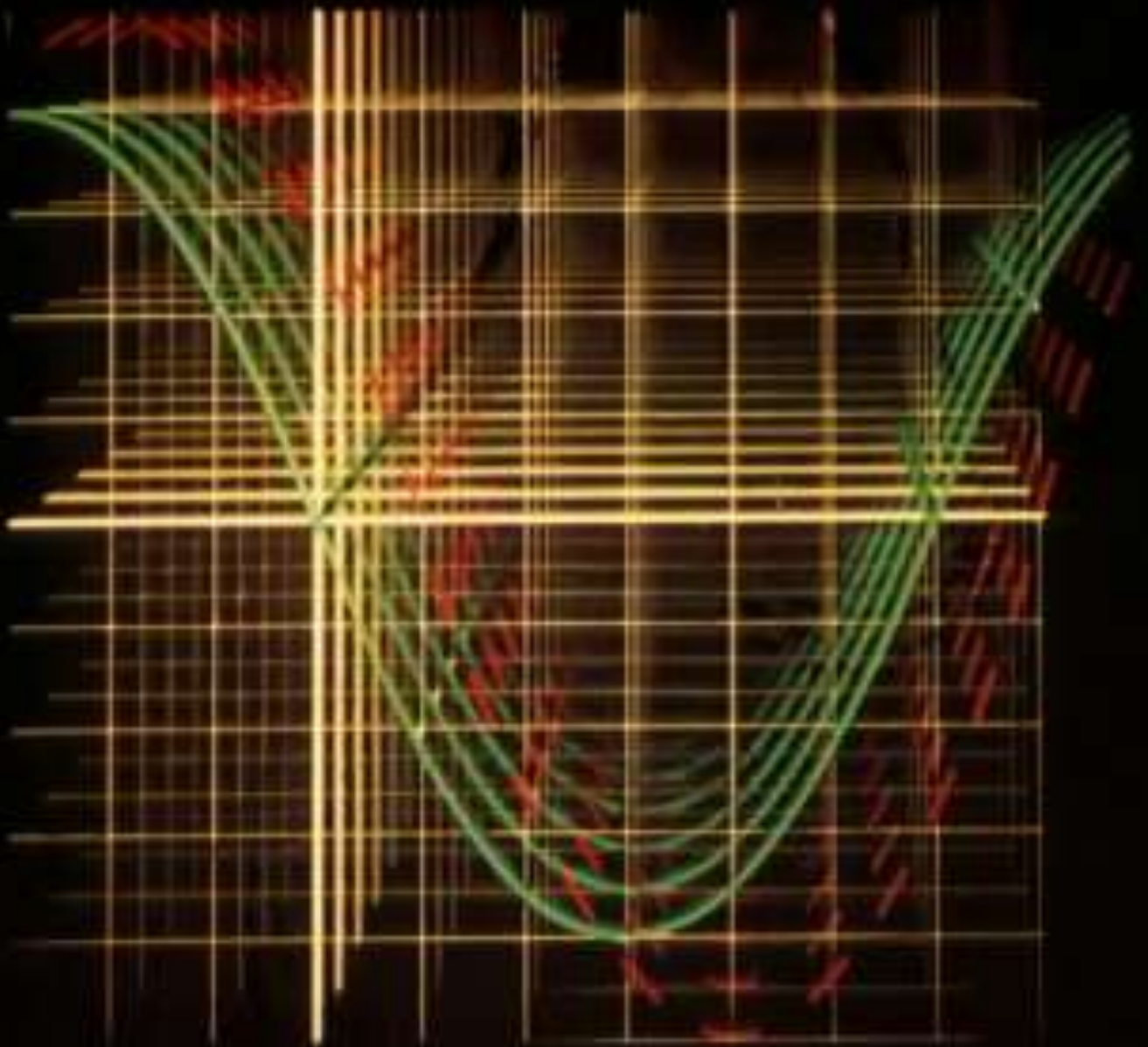


L'AUDIOPHILE



4^e Année

2010 - Février

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Amplificateur 140 watts à tubes

Jean Hiraga

En 1960, lorsque l'on parlait de haute fidélité, chacun pensait aux énormes progrès effectués depuis les années 40, ce qui était parfaitement vérifié. Or, entre 1960 et 1980, les efforts visant la perfection dans le domaine de la reproduction sonore ont été tels que certaines technologies sont maintenant devenues méconnaissables.

En matière d'amplificateur, on a ainsi constaté, grâce aux nouveaux circuits et aux nouveaux composants, une amélioration considérable des performances : rapport signal/bruit, distorsion, bande passante. Pourtant, mélomanes comme audiophiles le savent bien, ces améliorations n'ont pas toujours été de paire avec une amélioration tout aussi marquée de la qualité subjective de reproduction. Bien au contraire. Dans des pays où la haute fidélité est abordable par tous, à l'exemple du Japon où de très nombreux produits importés sont présents, il s'est formé, au cours des années, comme un culte, une passion pour certains maillons de prestige. Ces maillons n'étaient pas obligatoirement des appareils de prix très élevé. Ils savaient résister fort bien contre vents et marées, aux innovations les plus révolutionnaires. Ils savaient aussi rester indifférents aux nouvelles notions de phase ou de distorsion TIM, IIM ou SID, mais possédaient, il faut l'avouer, des qualités indéniables, un pouvoir de séduction sur l'auditeur, puissant au point de leur faire oublier bien des défauts.

Ces appareils (tables de lecture, bras de lecture, amplificateurs, enceintes acoustiques) étaient pourtant loin d'être parfaits : mauvaise linéarité, faible facteur d'amortissement, bande passante parfois tronquée dans le grave et l'aigu. Mais ils savaient « charmer » nos oreilles. Depuis, un peu partout dans le monde, on trouve des collectionneurs de haut-parleurs Tannoy « Autograph », de bras SME, d'amplificateurs Marantz

8B ou 9, de tables de lecture Thorens TD 124 ou TD 150, de Mac Intosh ou de certains modèles d'enceintes JBL. En matière d'amplificateur de puissance, on a même été jusqu'à reconstruire, vu les nombreuses demandes, des amplificateurs à tubes, dont le modèle Marantz 8B, ceci pour le compte de nombreux audiophiles japonais.

Actuellement encore, quelques constructeurs n'hésitent pas à se relancer dans le tube pour réali-

ser des appareils qu'ils appelleront à coup sûr « haut de gamme ».

Un bon amplificateur à tubes demande cependant de nombreuses exigences, assez souvent contradictoires sur le plan technique.

Un faible taux de distorsion par harmonique, une large bande passante (15 Hz à 25 kHz par exemple) ne peuvent que très difficilement s'obtenir d'une façon « naturelle », c'est-à-dire

sans « trucage ». Le tube EL 34, qui fait partie de la présente réalisation, procure suivant les utilisations (simple étage, push-pull classe A, AB, montage ultra-linéaire, etc.) un taux de distorsion compris entre 4 et 8 %. Il est donc certain que si l'on obtient pour le circuit complet de l'amplificateur un taux de l'ordre de 0,05 %, ceci ne peut s'obtenir qu'à l'aide d'artifices comme :

- boucle de contre-réaction simple,
- boucles de contre-réaction multiples,
- autres circuits de contre-réaction (C.R. en courant, etc.),
- circuits auto-compensateurs de distorsion (caractéristiques de tube driver et de sortie apportant une auto-réduction de distorsion),
- montages spéciaux (tubes combinés, transformateurs de sortie spéciaux).

Ces diverses techniques appliquées sur la plus grande majorité des amplificateurs permettent donc d'élargir la bande passante et de réduire le taux de distorsion.

Du côté subjectif, ceci n'est pas forcément un avantage. De nombreux transformateurs de sortie, pourtant de qualité, peuvent posséder des défauts de résonance élevée ou très élevée (entre 20 et 200 kHz), ou encore une configuration des circuits magnétiques qui ne permet pas d'obtenir une bande passante aussi large à pleine puissance qu'à bas niveau (1 W par exemple). A 1 W, la bande passante, au dB près, peut descendre jusqu'à 15 Hz, mais « s'écrouler » à 30 ou 50 W (chute de niveau en deçà de 50 Hz par exemple). Entre ces deux conditions de travail, la réponse en phase instable rend plus délicat l'emploi des diverses boucles de contre-réaction. Le haut-parleur, lui aussi, retournera une

partie de son énergie vers l'amplificateur et ses boucles de contre-réaction. Sur charge pure, les réglages optimum sont souvent délicats et, très souvent, c'est à l'aide de quelques pF par ci et de quelques centaines de pF par là, que l'on arrive à obtenir sur charge pure un signal carré à peu près propre. Mais, obtenir cela à toutes les fréquences est moins évident. De plus, sur charge réelle, les résultats sont très inférieurs dans presque tous les cas. Cette forme d'instabilité se retrouve d'ailleurs sur de nombreux amplificateurs transistorisés, le taux de distorsion moyen de 0,003 % sur charge pure pouvant passer à 2 % sur charge réelle. Quelques amplificateurs remarquablement bien conçus arrivent malgré tout à des compromis excellents, voire exceptionnels. Sur le plan de la distorsion, par exemple, les circuits du modèle Mac Intosh MC -275 permettent d'obtenir un taux de distorsion inférieur à 0,1 %, cela à toutes les puissances comprises entre 1 et 75 W et entre 20 et 20 000 Hz.

Mais le spectre de distorsion est lui aussi un point que l'on ne peut négliger. Le spectre naturel d'une courbe de distorsion, dite « douce », composé d'harmoniques pairs légèrement prédominants et d'harmoniques régulièrement dégradés jusqu'au bruit résiduel, courbe qu'offrent quelques circuits avant l'application de la contre-réaction, passe à une caractéristique dite « dure ». Trois types de caractéristiques « dures » sont à noter et sont décrites sur la figure 1.

- Celle remontant à bas niveau (1), au-dessous de 1 à 2 W, due au bruit résiduel, à un déséquilibre du travail des circuits push-pull (relativement fréquent sur les transistors). Son défaut sera de gêner, de masquer la restitution des sons de faible niveau ou de « durcir » les sons

reproduits à ce niveau (augmentation de l'harmonique 3 par exemple).

- Celle relativement « plate » (2) entre 1 W et la saturation de l'amplificateur, quelle que soit la fréquence, correspondant à un amplificateur fort bien étudié.

- Celle relativement plate entre les faibles et les fortes puissances, mais prenant des allures instables à certaines fréquences (3). Elle se rencontre sur les circuits à tubes comme à transistors. Elle est défavorable à une reproduction musicale fidèle. Elle correspond à un travail irrégulier des circuits amplificateurs et des circuits réducteurs de distorsion. Cette instabilité de travail selon les niveaux et les fréquences correspond aussi à un travail peu stable sur charge réelle. Le son reproduit va prendre alors une forme de distorsion autrement gênante que la distorsion, plus « pardonnable » et « oubliable », telle que celle produite par un petit amplificateur simple étage sans contre-réaction. Une courbe telle que la n° 3, celle que peut produire un circuit d'auto-annulation de la distorsion par exemple, va présenter, en plus de nombreux risques d'instabilité de fonctionnement, des spectres de distorsion instables (niveaux, fréquences, sons purs, sons complexes), des taux de distorsion instables (niveaux, fréquences), qui auront pour effet de modifier sans cesse les timbres des instruments, de déformer les « empreintes » de chaque son.

La distorsion, celle que l'on connaît par habitude, se remplace par des « changements » s'opérant sur des sons musicaux : piano changeant de « couleur », harmoniques du piano, d'un clavier, voix semblant plus « haute » dans un cas, plus « rude » dans un autre cas. Le goût de l'auditeur intervenant

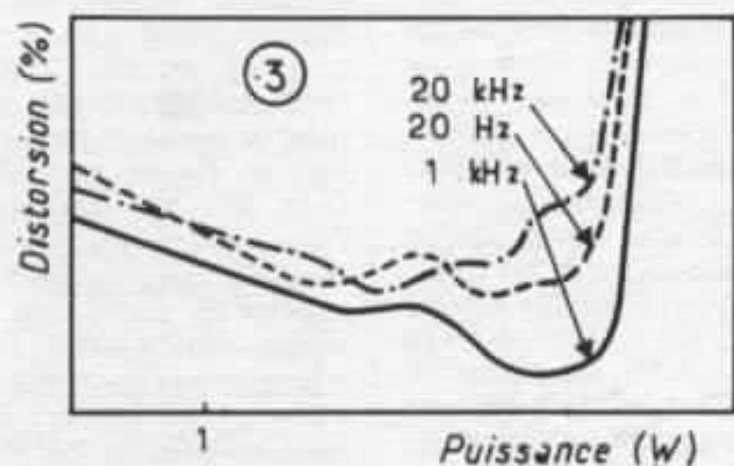
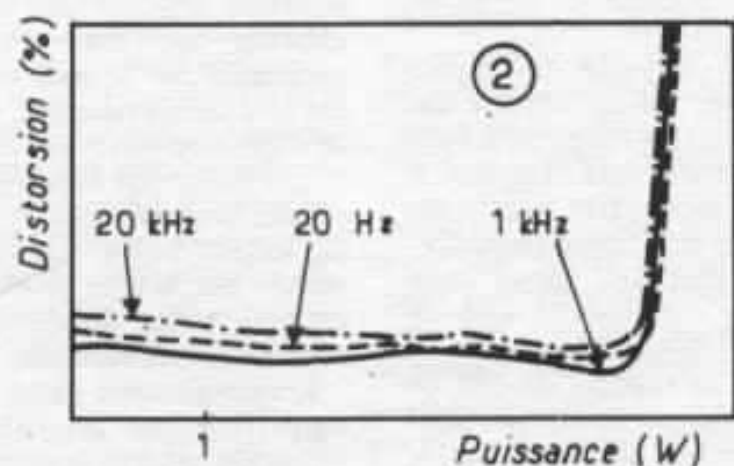
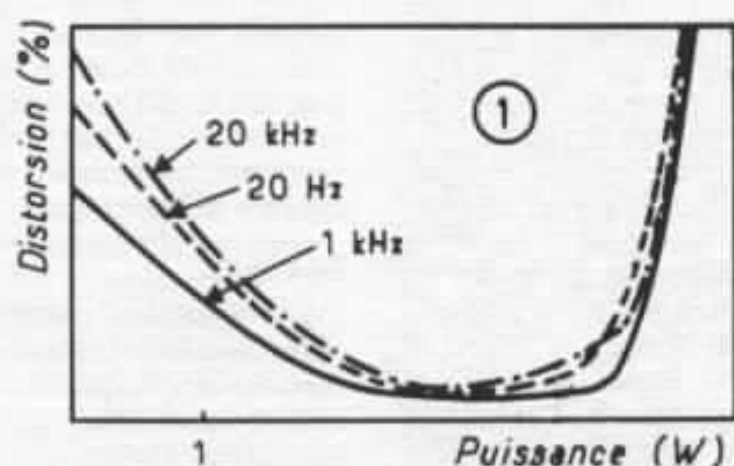


Fig. 1 : En 1, nous trouvons l'aspect caractéristique d'une distorsion « dure », accompagnée d'un déséquilibre des circuits push-pull à bas niveau. En 2, un circuit fortement contre-réactionné, mais bien étudié. En 3, instabilité du taux de distorsion selon la puissance délivrée, cela peut provenir par exemple des circuits de contre-réaction, d'auto-annulation de la distorsion dont les effets ne sont pas homogènes en fonction de la fréquence et de la puissance.

sur ces questions, il est certain que l'on risque de s'éloigner de la réalité, « plaisant » pouvant s'éloigner de « vrai ». Et pourtant, chaque constructeur s'efforce de prouver que son amplificateur sonne « vrai »... Certains le disent, d'autres le croient fermement ; mais leurs amplificateurs comparés entre eux ne se « ressemblent » que rarement. Ce sont des appareils qui, loin d'être mauvais ou même moyens, méritent pourtant le sigle « haute fidélité ».

Exigences et possibilités

Depuis l'innovation du circuit de contre-réaction négative (1929, Black), on a trop souvent comparé cette technique à un remède presque universel. Fort heureusement, dès les années 40, on a commencé à mieux maîtriser les divers phénomènes d'instabilité, la contre-réaction étant une arme à deux tranchants. Bien avant l'honorable Matti Ojala qui sut, à force de démonstrations et publications d'articles du plus haut intérêt, démontrer, dès 1971, les moyens d'utiliser ces circuits sans pour autant en subir les méfaits, les meilleurs articles sur les circuits amplificateurs et les circuits de contre-réaction semblent revenir indiscutablement à Norman H. Crowhurst, l'un des ingénieurs de la firme anglaise Tannoy. Après plusieurs années de travail fructueux avec l'équipe Tannoy dirigée alors par Guy R. Fountain, travail qui permit la commercialisation de phonolecteurs et enceintes acoustiques (Monitor Gold, G.R.F. Autograph, etc.), il s'installa plus tard aux USA. Collaborateur étroit de la revue « Audio », il écrivit ainsi, au fil d'une quinzaine d'années, une série de plus de 300 articles (dont certains signés de pseudonymes tels que « Ravenswood »). Ces articles sont d'une richesse, d'une avance technologique telles que l'on peut sans

rainte considérer l'ensemble de ces travaux comme la « bible » des circuits amplificateurs et des circuits de contre-réaction. On trouve aussi, dans l'histoire de la haute fidélité et dans celle des amplificateurs, d'autres circuits et bien d'autres idées permettant une infinité de combinaisons. Pour les circuits déphaseurs, on compte par exemple une bonne dizaine de circuits de base : Schmitt, Cathodyne, Paraphase, Marshall, Amamiya, Charles, White, Stevens, Loyez, Paget, etc. Pour les couplages : transformateur, R.C., semi-direct, direct, certains circuits sont connus dans le monde entier, en raison de leur originalité : Williamson, Olson, Quad, etc. L'étage de sortie « ultra-linéaire », étant censé apporter les qualités des triodes et des pentodes sans leurs défauts, est une idée que les américains attribuent à Herb Keroes et David Hafner (1951), lesquels furent ainsi commercialiser, dès 1951, des transformateurs de sortie de type « UL » sous la marque « Acro-Sound ».

Mais, à l'image de la combinaison heureuse des couleurs ou les ingrédients pour la peinture ou la cuisine, la combinaison favorable de différents circuits composant un amplificateur relève de l'art (et de l'expérience). Ainsi, l'amplificateur Dynaco Mark III, possède un circuit très simple. Il est composé d'un tube noval 6AN8 (pentode/triode) attaquant les tubes 650, cela au prix d'un travail quelque peu « forcé » de l'étage déphaseur, mais il offre l'avantage d'un circuit amplificateur de 60 W réduit à 15 résistances et 0 condensateurs. La simplicité en faisait un produit d'excellent rapport qualité/prix. Le circuit de l'amplificateur « Quad 2 », un « Quality Amplifier for domestic use », réalisé par Peter Walker, était un concurrent redoutable, moins puissant

certes (15W), mais fort original et simple : deux pentodes EF86 en montage symétrique amplifiant et déphasant le signal pour attaquer les tubes KT66. Un circuit de contre-réaction de cathode réduisait le taux de distorsion tout en facilitant l'appariement des tubes de sortie. La seule critique à faire dans ce circuit se situerait seulement au niveau du circuit déphaseur, travaillant sous faible courant (1,3 mA) et sous haute impédance, ce qui pose des problèmes d'appariement des tubes d'entrée (la moindre dispersion de polarisation-grille déplaçant le point de repos des tubes).

Pour ne pas parler des circuits Mac Intosh, faisant appel à des transformateurs spéciaux à multiples enroulements, passons à un autre circuit, très intéressant aussi, celui du célèbre amplificateur Marantz 8B, lequel resta longtemps, de même que le préamplificateur Marantz 7, une référence en matière de hifi de haut de gamme. Ce circuit, utilisant les tubes de sortie EL 34, réputés pour leur robustesse et leur excellente musicalité, utilisait non seulement le montage ultra-linéaire, mais aussi deux enroulements pour la contre-réaction, séparés de l'enroulement secondaire (relié au haut-parleur). L'étage driver, composé d'un tube noval double triode à gain moyen 6CG7 (similaire au 6FQ7) travaillait à basse impédance (17,5 k Ω et 20,5 k Ω). Saul B. Marantz, un puriste en hifi, avait choisi le déphaseur Schmitt et préféré un léger déséquilibre des impédances de sortie à des tensions de sortie légèrement différentes. Le tube d'entrée était la pentode 6BH6, montée en pseudo-triode, le gain total ainsi obtenu étant largement suffisant. L'ensemble procurait une bande passante exceptionnelle (3 Hz à 40 kHz, au dB près), un taux de distorsion à la fois bas et régulier à toutes les

fréquences. Il en résultait un spectre de distorsion particulièrement remarquable, malgré la présence des circuits de contre-réaction. C'est sans doute pour cette raison que cet amplificateur reste toujours, aux oreilles de nombreux audiophiles, un mailloin de « référence ».

Le circuit

Les quelques considérations faites ci-dessus montrent que, vis-à-vis des exigences, du but visé, les possibilités ne sont en fait pas très nombreuses. Les circuits de contre-réaction courants semblent apporter plus d'inconvénients que d'avantages, en particulier sur le plan subjectif. Du côté bande passante, les taux de distorsion élevés vont souvent de paire avec une bande passante étroite. Souvent aussi, la stabilité du circuit baisse au fur et à mesure que le taux de distorsion diminue (effet de certains circuits de contre-réaction).

L'amplificateur décrit ici, un amplificateur à tubes de 140 watts, de par sa conception, essaie de passer « à travers » ces difficultés. Au prix, bien sûr, de quelques compromis. Les tubes de sortie, des EL 34 (ou 6CA7 Outre-Atlantique) sont des pentodes de puissance moyenne (dissipation plaque max. 27,5 W), dont les applications dans l'audio ont donné de très bons résultats. Très robustes, il est possible de porter leur tension plaque jusqu'à 800 V. Un montage push-pull classe B peut alors permettre d'obtenir une puissance modulée de 100 W. Mais, dans ces conditions, on peut avoir des craintes, justifiées d'ailleurs, concernant la durée de vie des tubes et la fiabilité de fonctionnement.

Pour l'obtention de la puissance requise de 140 W, il n'y a que peu de solutions surtout si l'on doit s'en tenir à des tubes de sortie courants et encore fabri-

qués à l'heure actuelle. Le tube KT 88 existe bien, mais ses caractéristiques U_p/I_p n'ont pas la linéarité de celles des EL 34. Sur le plan musical, il faut aussi avouer qu'il est inférieur en qualité, de même que les équivalents américains 6550 ou 6550 A. Le seul avantage des tubes KT 88 est une dissipation plaque maximum de 42 W, ce qui ne manque pas d'intérêt. A propos des KT 88 et des équivalents américains, il est fort curieux de constater les avis tout à fait opposés des américains et des japonais vis-à-vis des européens : américains et japonais trouvent les KT 88 plus « douces », meilleures sur un programme de musique classique. Les européens, eux, pensent le contraire. Mais la raison principale qui a empêché de retenir le tube KT 88 est une grande tolérance sur la dissipation plaque (pouvant passer à 25 W sur certaines séries où l'on note une sérieuse économie de nickel).

Un autre tube, le KT 77, une sorte de « super EL 34 » de marque GEC (G.B.) était intéressant (dissipation plaque : 32 W), mais la présence d'un effet dynatron plus prononcé que sur l'EL 34, ainsi qu'un $\mu(g_2-g_1)$ assez élevé en fait un tube relativement instable, nécessitant l'emploi de selfs d'arrêt, de circuits stabilisateurs. La solution finalement retenue était le double push-pull EL 34. Ceci exige l'emploi d'une valeur de haute tension relativement élevée (520 V), valeur « sûre » puisque bien en deçà des limites d'utilisation du tube, mais nécessaire pour l'obtention des 140 watts modulés. En effet, pour une tension plaque de 420 V et une charge de plaque de 3,5 k Ω , on n'obtient que 110 W pour un double push-pull en classe AB, ainsi qu'un taux de distorsion de 5 % (étage de sortie seul sans aucun circuit de contre-

réaction).

Étage de sortie

Le montage ultra-linéaire, considéré lui aussi, à l'exemple de la contre-réaction, comme un remède universel, n'a pas été utilisé pour le montage. Bien que pouvant donner de très bons résultats pour des puissances plus faibles (30 à 50 W) et pour des tensions d'attaque de grille ne dépassant pas 60 % de la modulation applicable sans saturation, il ne faut pas perdre de vue que les caractéristiques dites « ultra-linéaires » (figure 2) ne le sont réellement que pour une petite partie des courbes. Or, dans le cas d'une modulation « à fond » de la grille, il faut bien penser que pour un signal positif, on passe d'une zone « ultra-linéaire » à une zone « triode ». Pour de fortes modulations, c'est, autrement dit, une succession de « fondus enchaînés » pentode - ultra-linéaire - triode et

vice versa. Or, on sait que les timbres des instruments reproduits par des triodes, des pentodes ou des montages ultra-linéaires sont nettement distincts les uns des autres, chaque montage, jamais « transparent », apportant toujours une certaine personnalité au son.

Les écrans des tubes reliés à la haute tension par l'intermédiaire d'une résistance de 500 Ω (10W) permettent le montage en pentode classique, le courant de repos (15 à 16 mA au total) passant à 105 mA (pour 140 watts en sortie). Ceci permet au montage en classe AB de « remonter » les caractéristiques U_p/I_p et de placer la droite de charge sur une succession de courbes pentodes, relativement équidistantes et de même allure d'un bout à l'autre de cette droite de charge.

La tension plaque de 520 V donne un courant de repos de 31 mA par tube, soit 124 mA pour les quatre tubes de sortie.

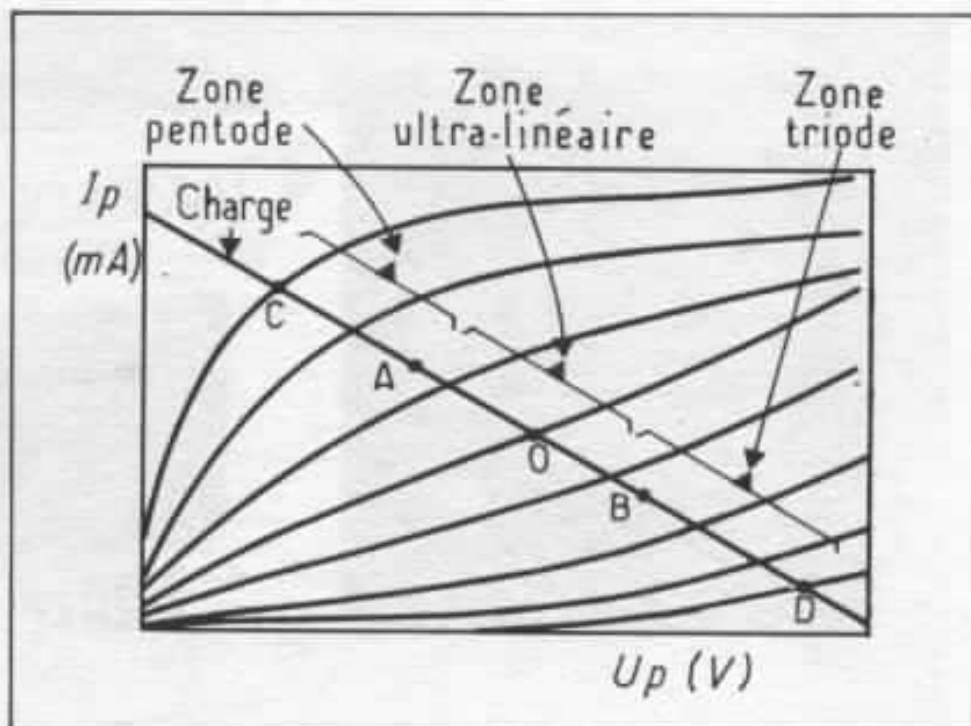


Fig. 2 : Pentode montée en « ultra-linéaire ». Pour un point de repos O, une modulation entre A et B permet un fonctionnement dans la zone ultra-linéaire. Par contre, une modulation plus forte (points C et D) fera passer le point de fonctionnement dans les zones à tendance pentode ou triode.

Le courant maximum, avant saturation, passe à $4 \times 126 \text{ mA}$, soit 504 mA . Quant au courant de repos, il correspond à une polarisation grille de -37 V . Pour le présent circuit, la polarisation fixe a été utilisée, permettant un réglage individuel du courant de repos de chacun des tubes. Le courant grille, pratiquement nul, se situe entre $0,1$ et $0,2 \mu\text{A}$. Sur le circuit, les condensateurs de couplage sont également séparés, pour éviter tout risque d'interférence (variation de courant grille) d'une grille sur l'autre. L'amplificateur Marantz modèle 9, possédant lui aussi un étage de sortie push-pull parallèle de EL 34, utilise cette méthode sûre.

Transformateur de sortie

Le transformateur de sortie est le point le plus important de l'amplificateur à tubes. Il influence de très nombreux paramètres tant objectifs que subjectifs :

distorsion, courbe de réponse niveau/fréquence, réponse en phase, courbe de réponse en puissance, « couleur sonore », « timbres », « chaleur sonore », équilibre subjectif, etc. Un transformateur de puissance dépassant 100 W est d'autre part difficile à réaliser si l'on souhaite conserver une très large bande passante à 1 W comme à 100 W . Citons le cas de certains transformateurs de sortie, linéaires au dB près jusqu'à 5 Hz pour 1 W , chutant dès 80 ou même 100 Hz à pleine puissance. Une réserve d'inductance est donc nécessaire, de même qu'un couplage serré, un bobinage sandwiché étudié, afin de ne pas faire augmenter les capacités parasites. Le tout doit également être compact, afin de satisfaire aux conditions de rendement du transformateur.

Le transformateur Tamura est fabriqué au Japon, par une

société spécialisée dans les transformateurs BF de qualité, dans les modèles spéciaux destinés aux laboratoires ou aux radiodiffusions. Parmi plusieurs centaines de modèles courants figurent les séries F 20. Ces modèles sont le fruit des exigences les plus diverses de la part des spécialistes des circuits à tubes. On compte, en effet, une bonne centaine de transformateurs BF de haute qualité, destinés aux réalisations à tubes. Modèles qui, d'origine japonaise, sont commercialisés encore actuellement. Le choix ne manque pas et, même pour les modèles les moins évolués, les performances sont malgré tout remarquables. Les importations des meilleurs modèles (Peerless, Acro-Sound, Western, Triad, UTC, Millerioux, Partridge, etc.) ont d'ailleurs beaucoup aidé à cette évolution, à la différence près que les recherches, pratiquement stoppées ailleurs, ont continué au Japon, depuis



Transformateur de sortie Tamura F 2011. Puissance admissible 100 W (150 W à 50 Hz). Bande passante 5 Hz à 100 kHz à -1 dB entre 1 et 100 W . Enroulements spéciaux de cathode « C.R.K. ».

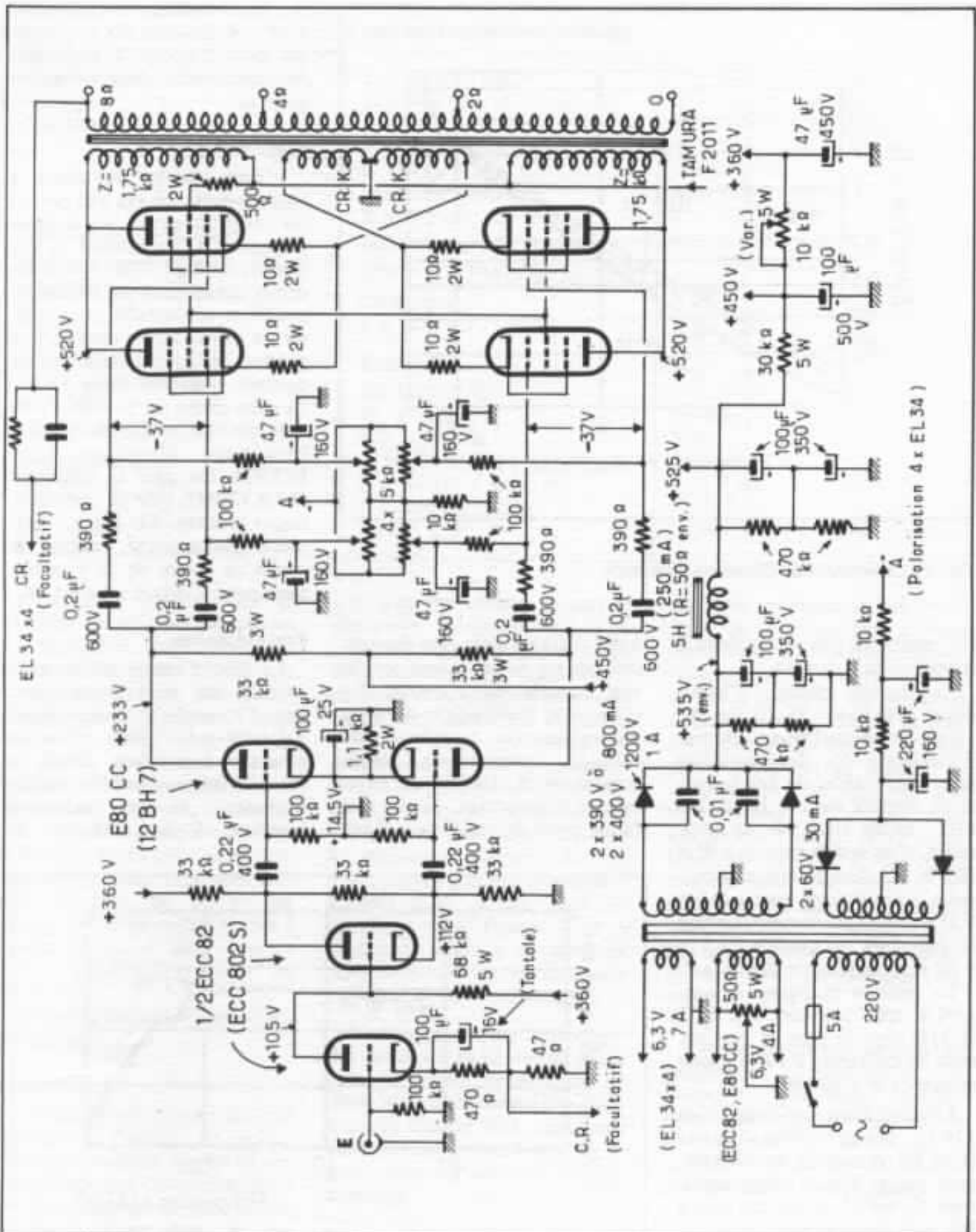


Fig. 3 : Schéma de l'amplificateur 140 W.

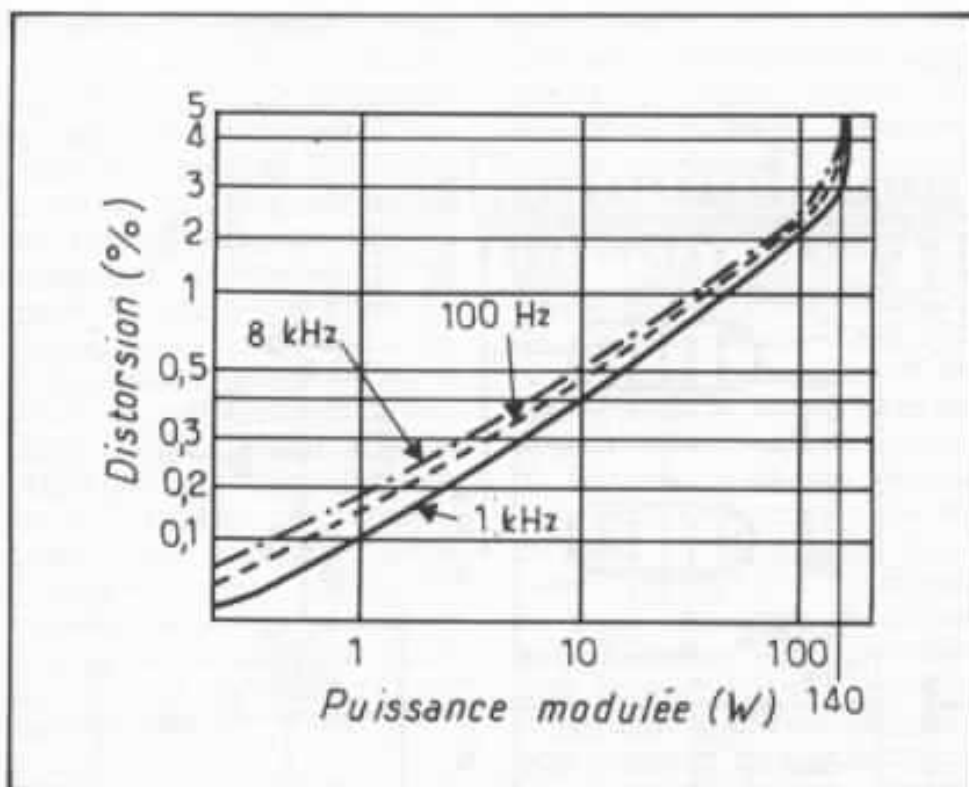


Fig. 4 : Caractéristique distorsion/puissance.

les années 65 (fin des amplis à tubes) jusqu'à ce jour.

Le modèle choisi, d'impédance primaire 1,75 k Ω (ou 3,5 k Ω suivant branchement) permet d'atteindre des performances assez incroyables de bande passante linéaire entre 5 Hz et 140 kHz, quelle que soit la puissance, c'est-à-dire entre 0,1 W et 100 W. La perte primaire/secondaire n'est d'autre part que de 0,25 dB, un cas exceptionnel vue la puissance admissible (0,5 à 1 dB dans la plupart des cas).

La réponse en phase, « tournant » très souvent dès 8 à 10 kHz dans la plupart des cas, reste ici inférieure à 10° à pleine puissance et à 40 kHz.

L'inductance primaire, de 110 H malgré l'impédance (1,75 k Ω et non 4,5 ou 6,6 k Ω), peut passer à une valeur maximale de 560 H, ce qui est tout à fait hors du commun.

Mais ce transformateur, résultat de longues recherches et de nombreuses améliorations (dues

à des critiques de la part des spécialistes sur de précédents modèles) possède un « truc ». En effet, sans l'utilisation de deux enroulements spéciaux de cathode, enroulements croisés améliorant la stabilité du montage et n'apportant qu'une très faible perte de rendement (taux

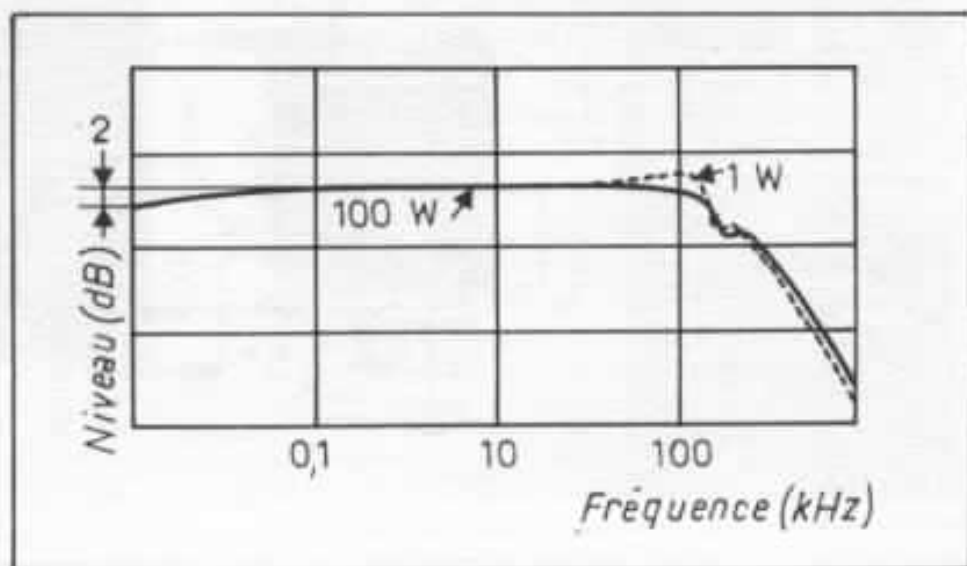


Fig. 5 : Bande passante du montage à 1 W et 100 W.

de contre-réaction de cathode de 5 dB), il n'aurait pas été possible, dans ce circuit, de supprimer la boucle de contre-réaction générale.

Etage driver

L'étage driver travaillant à basse impédance (33 k Ω) permet un fonctionnement sûr à toute puissance. Consommant 14 mA (total), il s'agit déjà d'un étage driver travaillant en puissance, condition souhaitable pour obtenir un travail stable même s'il se produit des petites variations du courant grille des tubes EL 34. Le tube choisi est le E80CC, un tube sécurité double triode noval (brochage identique à la ECC83). On peut le remplacer par la 12BH7, tube de caractéristiques proches. Cet étage, largement dimensionné, délivre le signal de sortie de 26 V nécessaire pour « driver » les EL 34.

Etage d'entrée

Le tube d'entrée utilisé est le ECC82. On peut le remplacer par l'équivalent professionnel Telefunken ECC802S. C'est un montage à couplage direct, le second étage étant le circuit déphaseur, de type cathodyne amélioré. Trois résistances de

3
p
u
re
l'
p
d
l'
d
ni
u
(l
si
ol
l'
l
in
sc
D
au
ch
ci
ni
«
co
me
fre

Liste des composants utilisés

Transformateur d'alimentation Primaire : 220 V Secondaire : 2 × 400 V, 800 mA 2 × 60 V, 30 mA 6,3 V, 7 A 6,3 V, 4 A	1 × 47 μF, 450 V 1 × 100 μF, 16 V (tantale) 2 × 0,22 μF, 400 V 1 × 100 μF, 25 V 4 × 47 μF, 160 V <i>Polyester métallisé</i> 4 × 0,2 μF, 600 V (réalisés par 2 × 0,47 μF, 450 V ITT PMT/2R en série)	4 × 390 Ω 1/2 W 4 × 100 kΩ 1/2 W 2 × 33 kΩ, 3 W, 1 % 4 × 10 Ω, 2 W 500 Ω, 10 W 2 × 10 kΩ, 1/2 W 1 × 30 kΩ, 5 W 4 × 470 kΩ, 1/2 W 1 × 10 kΩ, 1/2 W
Transformateur de sortie Modèle Tamura F 2011 (à utiliser impérativement)	<i>Céramique</i> 2 × 0,01 μF, 1 000 V	Diodes 2 × 1 200 V, 1 A 2 × 400 V, 200 mA
Tubes 1 ECC 82 (ECC 802S) 1 E80 CC (12 BH7) 4 EL 34	Résistances 100 kΩ 1/2 W 47 Ω 1/2 W 470 Ω 1/2 W 68 kΩ, 5 W 3 × 33 kΩ, 1 W, 1 % 2 × 100 kΩ 1/2 W 1,1 kΩ, 2 W	Self 5 H, 50 Ω Fusible 5 A Trimmers 4 × 5 kΩ 50 Ω, 5 W 10 kΩ, 5 W (résistance à collier)
Condensateurs <i>Electrochimiques</i> 4 × 100 μF, 350 V 1 × 100 μF, 500 V 2 × 220 μF, 160 V		

33 kΩ, dont une montée en parallèle sur le tube, permettent un déphasage sous impédance relativement basse. Bien que l'étage d'entrée ait une bande passante plus limitée que l'étage déphaseur (gain plus élevé), l'ensemble des étages entrée-déphaseur-driver permet d'obtenir un gain largement suffisant, une bande passante large (130 kHz) et un taux de distorsion raisonnable. Pour une tension d'entrée de 0,7 V, on obtient 140 W en sortie. Quant à l'étage driver, il peut fournir 110 V sans saturation ni instabilité.

La figure 3 montre l'aspect du schéma général.

Distorsion

Le but visé est, comme indiqué au début de l'article, de rechercher une condition de travail des circuits telle que l'on puisse obtenir une courbe de distorsion « douce » d'une part, et des courbes de distorsion pratiquement superposées pour toutes les fréquences audio d'autre part.

Ceci a pu être obtenu, le taux de distorsion atteignant 2,8 % à 140 W. Bien entendu, 8 à 10 dB de contre-réaction auraient pu améliorer ces chiffres, mais cela aurait sans doute été au détriment de l'allure des courbes de distorsion et du spectre de distorsion. Ceci garantit un circuit stable sur le plan subjectif, ne « changeant pas de son » selon la puissance délivrée ou ne « démarrant pas brusquement » au-delà d'un certain seuil de puissance. Les figures 4 et 5 montrent l'allure de la courbe de réponse et celle de la distorsion en fonction de la puissance.

La consommation importante des circuits d'alimentation d'une part, la chaleur dégagée par les tubes et l'emplacement des composants d'autre part, exige une construction monophonique, ce qui n'est d'ailleurs qu'un avantage.

Conclusion

Cet amplificateur de grande puissance peut aussi bien conve-

nir à des enceintes de bas rendement qu'à des systèmes de haut rendement. Le facteur d'amortissement, relativement bas (12) est dû à l'absence du circuit de contre-réaction. Malgré la qualité de reproduction et la puissance obtenues, le schéma est relativement simple. Le seul inconvénient du circuit reste néanmoins l'emploi d'un transformateur de sortie spécial (mais indispensable pour obtenir les performances indiquées) et d'un transformateur d'alimentation aux caractéristiques bien déterminées. Pour ces modèles contacter la rédaction.

Cet amplificateur possède de nombreuses qualités sur le plan subjectif : précision, finesse, dynamique, respect des plans sonores, stabilité de l'image et surtout l'impression d'une très grande réserve de puissance.

Les questions pratiques relatives à la construction et aux réglages seront abordées prochainement.

**Page non
disponible**

L'influence des circuits d'alimentation

5. Etude d'une alimentation « secteur » pour le Sunsey Minimum

Guy Marec

Nos lecteurs seront peut-être un peu surpris de voir le préamplificateur Sunsey Minimum servir cette fois de support à la poursuite de nos recherches sur les circuits d'alimentation. Deux raisons justifient ce choix. D'une part, ce préamplificateur est, comme le Kanéda, extrêmement sensible aux circuits d'alimentation. D'autre part, il présente l'immense avantage de ne nécessiter qu'une alimentation : ceci facilite considérablement les essais, mises au point et tests subjectifs. Le changement d'alimentation peut se faire par commutation sans interrompre l'écoute.

Certains lecteurs, vraisemblablement audiophiles non techniciens, paraissent un peu désemparés par cette succession d'études sur les circuits d'alimentation. Nous leur exposons en fait les résultats de nos essais et recherches, au fur et à mesure, en faisant en sorte de présenter chaque fois des circuits d'alimentation au fonctionnement sûr, facilement réalisables. La première étude posait le problème des alimentations en prenant pour exemple le préamplifi-

cateur Kanéda et proposait deux solutions pour faire fonctionner correctement l'alimentation régulée d'origine (très capricieuse et difficile à mettre en œuvre). Partant de ce constat, la deuxième étude proposait une alimentation régulée améliorée au fonctionnement très sûr et donnant de bons résultats. La troisième étude proposait une alimentation non régulée donnant de meilleurs résultats en médium et aigu, mais un grave moins précis. Ce manque de

tenue du grave nous a conduits à pousser plus loin nos recherches et à concevoir une alimentation mixte, c'est-à-dire régulée dans le bas du spectre et non régulée dans le haut. Ces différents circuits ne s'excluent pas les uns les autres : au lecteur de faire son choix.

Nous avons voulu cette fois faire encore un petit pas en avant et nous avons choisi le « Sunsey » comme base d'expérimentation plutôt que le « Kanéda »,

pour les raisons exposées plus haut.

Faisons le point sur les circuits d'alimentation

L'influence des circuits d'alimentation paraît avoir cinq origines :

- l'impédance de sortie du circuit,
- la fluctuation de la tension de sortie,
- la présence d'harmoniques résiduels de redressement,
- les couplages parasites capacitifs au secteur,
- les vibrations des condensateurs de filtrage.

1 - Influence de l'impédance de sortie

Cette influence est facilement mise en évidence sur les alimentations à batteries considérées comme des références à l'heure actuelle. En fonctionnement normal, c'est-à-dire chargeur débranché, ces alimentations ne présentent ni fluctuation, ni harmonique résiduel de redressement, ni couplage parasite au secteur. Il est par contre nécessaire, pour obtenir d'excellents résultats, de leur ajouter une forte charge capacitive qui abaisse et régularise leur impédance. Ceci se mesure et s'entend, nous y reviendrons plus loin. La médiocrité des résultats obtenus en utilisant des piles, précisément dans le cas du Sunsey, prouve aussi que cette impédance a beaucoup d'importance.

2 - Influence des fluctuations de la tension de sortie

Ces fluctuations sont constituées de variations à des fréquences de quelques hertz, ressemblant un peu à un bruit très basse fréquence filtré, et de variations transitoires rapides de grande amplitude. Ces fluctuations sont très faciles à observer sur des alimentations-secteur, uniquement redressées et filtrées. Elles

peuvent avoir une amplitude très importante si les charges capacitatives sont trop faibles et perturbent le point de fonctionnement des circuits. Les alimentations régulées permettent d'atténuer ces phénomènes : c'est la raison première de leur création. Nous pensons toutefois que le circuit de régulation ne devrait servir qu'à abaisser l'impédance de sortie de l'alimentation. Le fait que la boucle de régulation ait simultanément à corriger ces variations d'amplitude peut provoquer une intermodulation entre fluctuation-secteur et signaux électroacoustiques.

3 - Influence des harmoniques résiduels de redressement

Bien que très connu, ce phénomène est souvent considéré comme négligeable. Les « designer » de circuits jugent les

systèmes « redressement-filtrage » en fonction de leur taux d'ondulation résiduelle et non pas en fonction du taux d'harmoniques de cette ondulation. Cette conception est généralement suffisante pour le traitement de signaux continus, où les bandes passantes sont très faibles, mais devient une très grave erreur dans le cas du traitement de signaux électroacoustiques parce que le spectre des harmoniques-secteur décelables est aussi étendu que le spectre des signaux à traiter. A titre d'exemple, les figures 1b et 1c donnent les spectres relevés sur le schéma de la figure 1a entre 0 et 5 000 Hz, avec un pont redresseur « spécial audio » d'origine japonaise et un pont redresseur industriel. Le pont spécial audio permet de gagner 3 dB environ sur le niveau des harmoniques.

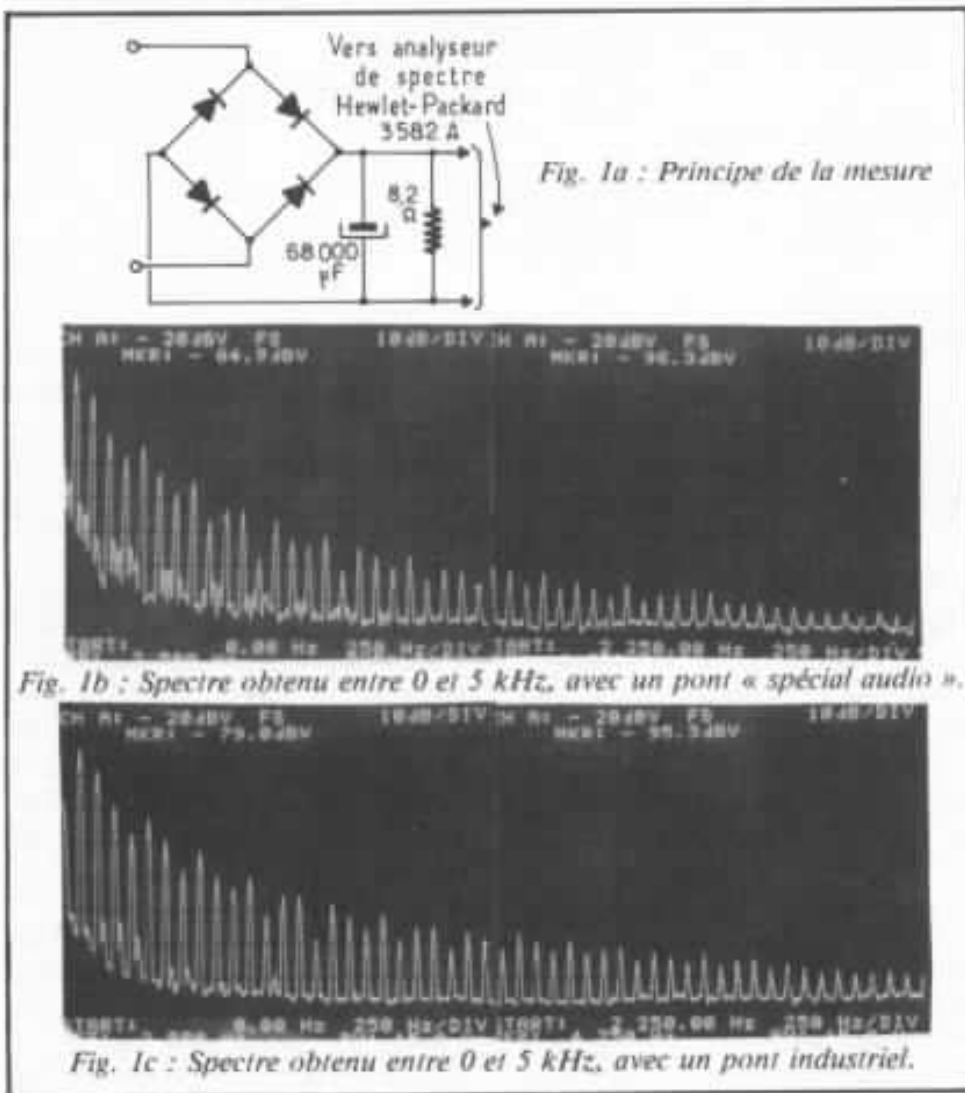


Fig. 1a : Principe de la mesure

Fig. 1b : Spectre obtenu entre 0 et 5 kHz, avec un pont « spécial audio ».

Fig. 1c : Spectre obtenu entre 0 et 5 kHz, avec un pont industriel.

4 - Influence des couplages capacitifs au secteur

Ces couplages capacitifs sont dus aux capacités parasites entre primaire et secondaire des transformateurs d'alimentation. Ils rebouclent les circuits constitués par les blindages et les masses au zéro électrique des circuits. Le phénomène est bien connu : il donne naissance à des courants parasites, incluant la fréquence secteur, qui peuvent faire perdre beaucoup de dynamique sur les étages à faibles niveaux. Le remède aussi est connu, c'est l'utilisation d'écrans dans le transformateur entre primaire et secondaire et de blindages bien étudiés. L'idéal serait, comme en instrumentation électronique, d'utiliser deux écrans : un écran primaire relié à la terre et un écran secondaire relié au zéro électrique. L'habitude a malheureusement été prise de n'en prévoir qu'un seul ; il est important qu'il soit très bien réalisé.

5 - Influence des vibrations des condensateurs

L'influence des vibrations des condensateurs de liaison est un phénomène bien connu. Nous avons longtemps pensé que les vibrations mécaniques des condensateurs de filtrage pouvaient aussi avoir une influence. Ceci est en contradiction avec une constatation simple : les condensateurs à très faible résistance série qui donnent actuellement de très bons résultats en circuits d'alimentation sont ceux qui, mécaniquement, sont les plus susceptibles de vibrer. Il est donc, dans l'état actuel des connaissances, difficile de se prononcer sur ce point. Nous pensons que les non linéarités, dues au fonctionnement des condensateurs électrolytiques, ont beaucoup plus d'importance que leurs vibrations.

Etude de l'alimentation

Notre but était de réaliser une alimentation mixte aussi proche que possible d'une alimentation à batterie utilisant la même charge capacitive. Cette charge est constituée de deux condensateurs Felsic 038 de $47\ 000\ \mu\text{F}$ et de deux condensateurs Felsic TFRS de $15\ 000\ \mu\text{F}$. La batterie était constituée de trois éléments de 12 volts, au plomb, d'une capacité nominale de 5 ampères-heures, susceptibles de débiter des pointes de 200 ampères. Donc, des éléments largement dimensionnés et de très haute qualité.

Suite aux résultats extrêmement encourageants déjà obtenus, nous avons réutilisé un régulateur shunt et limité son action à l'abaissement de l'impédance de sortie dans le bas du spectre. Il a donc fallu utiliser un pré-régulateur, qui est la nouveauté de ce circuit. L'abaissement d'impédance dans le haut du spectre est assuré par les condensateurs. Le seul problème est d'assurer un passage progressif du fonctionnement « réglé » au fonctionnement « capacitif ». Ce problème a été évoqué dans la précédente étude, nous n'y reviendrons pas.

1 - Le circuit de pré-régulation

Le régulateur shunt fonctionne « en courant » : il dérive un courant plus ou moins important, fonction des demandes de la charge. Le pré-régulateur sera donc de préférence une « source de courant », c'est-à-dire un circuit débitant un courant constant, quelle que soit la charge. La figure 2a présente un tel régulateur réduit à sa plus simple expression : un transistor, une diode zéner, deux résistances. La diode zéner maintient, en première approximation, une tension constante entre l'entrée du circuit et la base du transistor :

$$V_z = rI + V_{EB}, \text{ soit } I = \frac{V_z - V_{EB}}{r}$$

V_{EB} étant constant en première approximation, on voit que I est constant. Le système est d'autant plus stable que V_z est grand devant V_{EB} . Si une fluctuation ΔE arrive à l'entrée et si r_z est la résistance dynamique de la diode zéner, la base du transistor reçoit une tension :

$$\Delta E = \frac{R}{R + r_z}$$

Il en résulte une fluctuation de courant :

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{r} \cdot \frac{r_z}{R + r_z}$$

et une fluctuation de la sortie :

$$\Delta v = \Delta E \cdot \frac{z r_z}{r (R + r_z)}$$

L'effet régulateur est évident. Il faut choisir R le plus grand possible et r_z le plus faible possible, donc choisir des diodes zéner à faible impédance dynamique. L'action de ce régulateur simplifié sur les fluctuations de la tension d'entrée en fonction de la fréquence peut être pondérée avec le montage de la figure 3b. L'amplificateur de puissance injecte en E une tension alternative constante de fréquence variable. La mesure de la tension résiduelle aux bornes de la résistance simulant la charge permet de déterminer l'atténuation. La figure 3a donne les résultats obtenus avec un transistor de puissance de $f_T = 4\ \text{MHz}$. Dans le bas du spectre, l'atténuation est constante, de l'ordre de 36 dB, elle diminue à partir de 2 kHz à cause de la capacité base-collecteur.

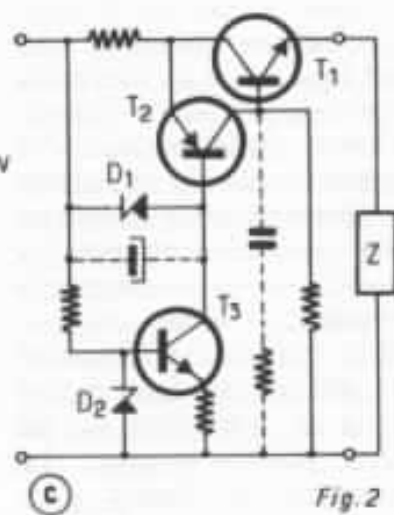
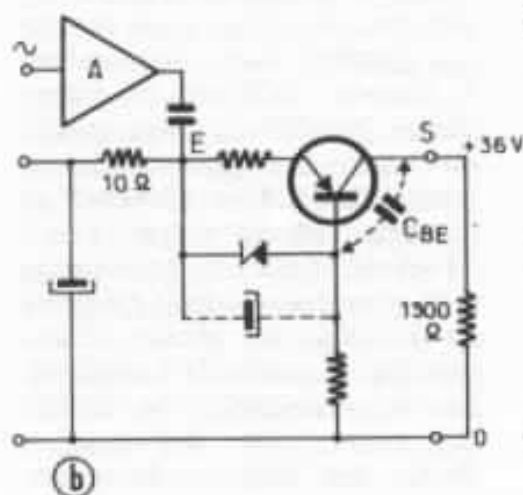
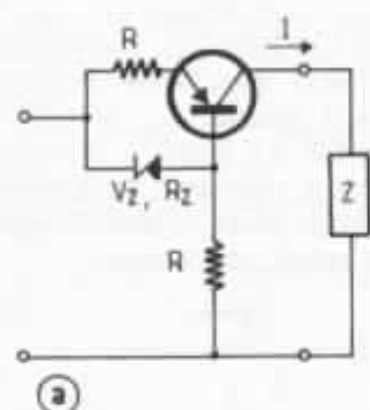


Fig. 2

Fig. 2 : Principe des sources de courant utilisées en prérégulateurs.

a : Principe d'une source de courant très simple.

b : Principe de la mesure de l'atténuation des fluctuations.

c : Source de courant retenue pour l'alimentation du Sunsey. C'est encore un circuit très simple.

La figure 3b donne les résultats obtenus dans les mêmes conditions avec un transistor de $f_T = 300$ MHz. L'atténuation est pratiquement constante, en moyenne 37 dB sur tout le spectre : le générateur de courant se comporte comme un filtre aperiódique, ce résultat nous a paru extrêmement intéressant.

La figure 3c donne les résultats obtenus dans ce dernier cas en mettant en parallèle sur la diode zener un condensateur au tantale de $10\mu F$ qui abaisse son impédance dynamique quand la fréquence augmente. L'amélioration est très importante. La remontée de la courbe à partir de 15 kHz est due à la capacité base-collecteur du transistor qui, compte tenu des niveaux d'atténuation atteints, commence à avoir une influence.

L'idéal serait donc de pouvoir utiliser un transistor « signal » ayant de bonnes performances en haute fréquence. En pratique, ce n'est pas possible parce qu'à la mise sous tension, la tension de sortie de l'alimentation est

nulle et remonte très lentement avec la charge des condensateurs de sortie. La dissipation du transistor serait temporairement trop importante, la fiabilité du circuit diminuerait.

La figure 2c présente le schéma retenu. Le transistor unique est remplacé par un système compound constitué par T_1 et T_2 , qui réunit les deux avantages : puissance et performance en haute fréquence. La résistance R de la diode zener est remplacée par une source de courant constituée du transistor T_3 et de la diode D_2 , ce qui améliore considérablement les performances du circuit. La résistance entre collecteur de T_2 et masse sert à linéariser son fonctionnement en lui assurant un courant de repos constant de l'ordre de 1 mA.

Les performances de ce circuit sont présentées figure 4, dans les mêmes conditions de mesure. L'atténuation atteint 56 dB dans le bas du spectre. La remontée à partir de 3 kHz est due à la capacité base-collecteur de T_2 qui est

sensible plus tôt par suite de la forte atténuation. Cet effet peut être encore atténué en mettant en parallèle un réseau RC sur le collecteur. Un condensateur peut aussi être monté en parallèle sur la diode zener principale. A titre indicatif, avec les valeurs de composants précisées plus loin, la tension résiduelle de redressement est de l'ordre de $30\mu V$ crête à crête à l'entrée du pré-régulateur. Il en résulte un courant résiduel de 50 pA, injecté dans les condensateurs et le régulateur shunt.

Ce système de pré-régulation a trois inconvénients qu'il ne faut pas perdre de vue :

- le rendement global de l'alimentation est très faible : le tiers de la tension est chutée dans le pré-régulateur, ce qui limite l'emploi de ce circuit aux systèmes de pré-amplification ;
- il ne faut pas que le circuit de courant soit ouvert, sinon la tension aux bornes des condensateurs de préfiltrage risque de dépasser la tension maximale admise. Pour les essais du pré-

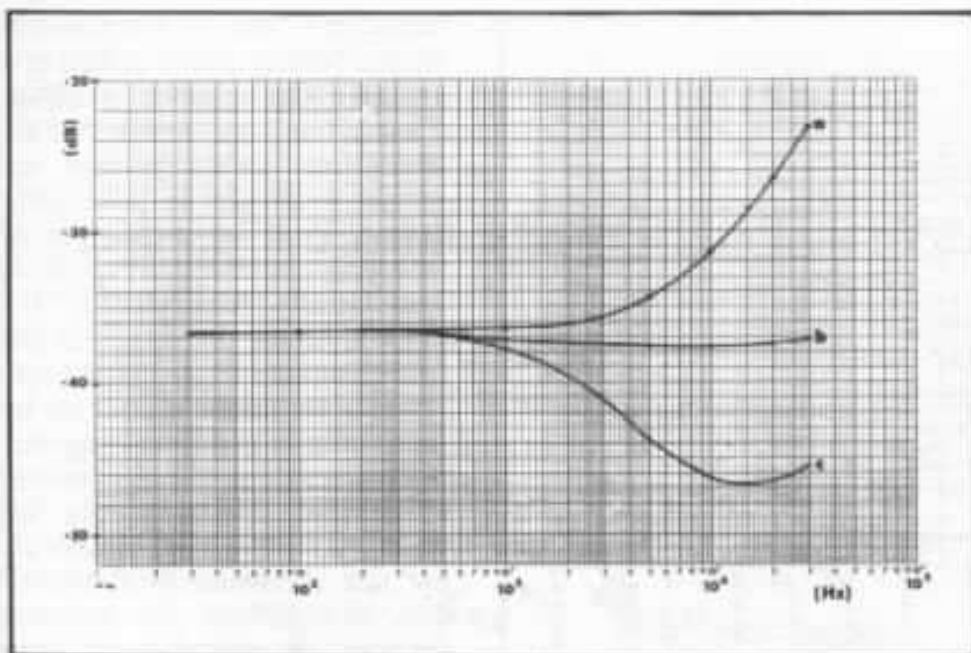


Fig. 3 : Résultats obtenus avec le circuit le plus simple.
 a : Transistor de puissance $f_T = 4$ MHz.
 b : Transistor « signal » $f_T = 300$ MHz.
 c : Effet de la réduction de l'impédance dynamique par un condensateur tantalé.

gulateur seul, refermer le circuit par une résistance de 1 200 à 1 500 Ω 1 watt, avant la mise sous tension ;

— le temps d'établissement de la tension de sortie de l'alimentation peut être long à la mise sous tension, si la charge capacitive est importante. La charge des condensateurs se fait évidemment à courant constant (18 mA dans notre cas), ce qui demande quatre minutes pour 120 000 μ F.

2 - Choix des diodes zéner

Pour obtenir de bons résultats avec ce circuit, il est préférable d'utiliser des diodes zéner à faible impédance dynamique et à faible bruit. La figure 5 montre la variation typique de cette résistance dynamique en fonction de la tension de zéner et du courant traversant la diode. Il est très visible que les valeurs optimum se situent autour de 7 à 8 Volts.

Dans le cas du régulateur shunt, il est important que le bruit à très basses fréquences de la diode de référence soit faible

parce qu'il se traduit par une fluctuation de la tension de sortie de l'alimentation. Il est donc préférable d'utiliser des diodes zéner « de référence » plutôt que des diodes zéner « de régulation », qui sont beaucoup moins

performantes en bruit. Les tensions zéner des diodes de référence, ne dépassant que rarement 9 V, il faut mettre les diodes en série pour obtenir des tensions élevées.

3 - Le schéma de l'alimentation (Se référer à la figure 6.)

Le transformateur, non représenté, doit délivrer 55 mA sous 48 V. Il doit être de très bonne qualité, de préférence torique et muni d'un très bon écran entre primaire et secondaire.

Le pont redresseur sera de préférence un pont « spécial audio ». Le préfiltrage est constitué de quatre résistances et de deux condensateurs de valeur inhabituellement forte. Le circuit est symétrique, la masse réelle n'apparaît qu'à la sortie du préfiltre, ceci dans le but de symétriser les couplages parasites au secteur.

Le courant dans la source peut être ajusté en changeant la valeur de R_6 , de façon à faire travailler l'amplificateur très symétriquement par rapport aux alimentations. L'idéal est d'avoir 18 V à sa sortie, préamplificateur bran-

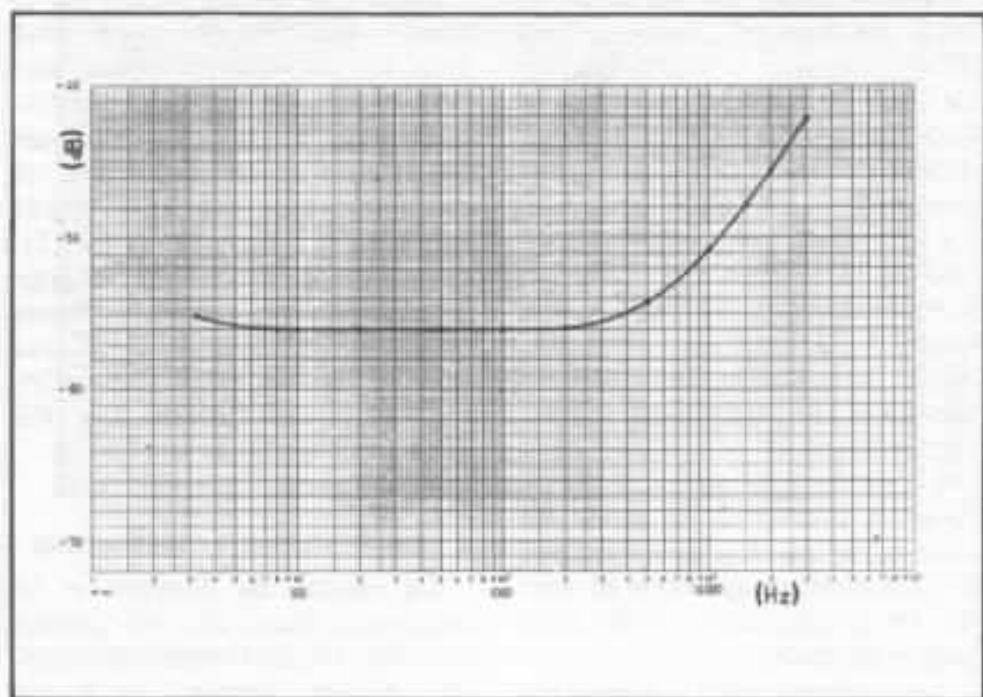


Fig. 4 : Courbe d'atténuation obtenue avec le circuit retenu pour le Sunsey.

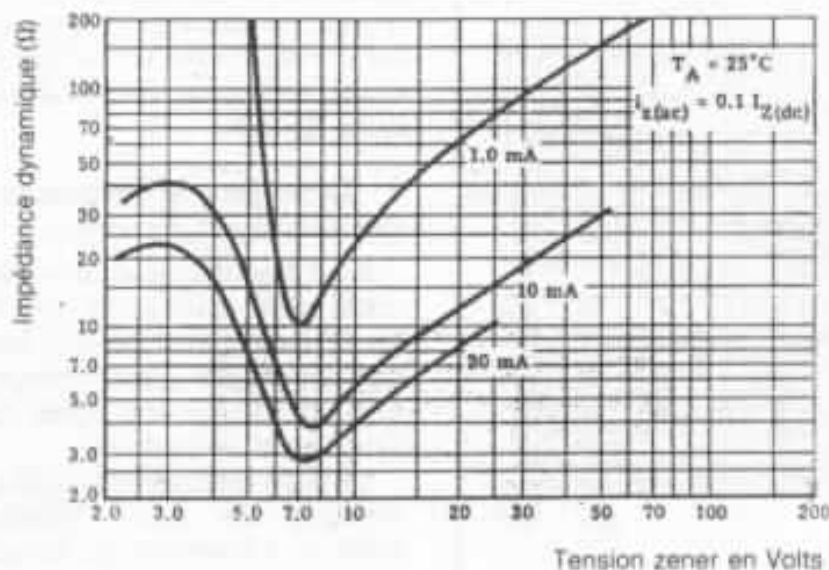


Fig. 5 : Impédance dynamique des diodes zéner en fonction de la tension zéner et du courant dans la diode.

ché, pour 36 V d'alimentation. La diode D_3 sert à équilibrer les tensions de décharge des condensateurs de préfiltrage et de sortie, à l'arrêt de l'alimentation. Sans diode, la source de courant peut être fortement polarisée en inverse. Le régulateur shunt est identique dans son principe à celui du Kanéda. Deux petites différences sont à noter : en sortie un seul transistor du fait de la faible puissance en jeu et deux diodes de référence en série pour remplacer la diode de régulation. La valeur du condensateur tantalé de la référence a aussi été fortement augmentée, de façon à supprimer toute fluctuation résiduelle de la tension de référence appliquée à l'amplificateur de régulation.

Le schéma de principe de la figure 6 symbolise le mode de connexion qui doit être employé pour la charge capacitive de sortie ; les condensateurs TFRS sont placés au centre.

Les valeurs des composants sont précisées dans le tableau joint à la figure 6. Le condensateur C_9 est à utiliser si la diode

D_1 est une diode de régulation. Le réseau $C_{10}R_{17}$ a été prévu à l'intention des puristes désirant gagner une atténuation dans le haut du spectre sans augmenter le courant continu débité par T_2 . Nous ne l'avons pas utilisé au cours de ces essais. Ces éléments « facultatifs » sont prévus sur le circuit imprimé proposé plus loin. La résistance R_{16} peut par contre-réaction augmenter la fréquence de coupure du régulateur shunt si la charge capacitive est diminuée. Voir à ce sujet l'étude précédente (Audiophile n° 15). Nous considérons la charge capacitive utilisée pour les essais comme un maximum. Il est très possible de la réduire, mais les tests subjectifs n'ont pas été faits.

4 - Implantation — réalisations

La source de courant et le régulateur shunt ont été réalisés sur deux circuits imprimés séparés, donnés figures 7 et 8. Se référer aux photos de la maquette de laboratoire pour l'implantation générale et l'inter-

connexion des condensateurs. Ne pas oublier que la qualité et la propreté des contacts a autant d'importance au niveau de l'alimentation qu'au niveau des entrées et sorties du préamplificateur. Pour les techniques de nettoyage, se référer à l'article de Jean Hiraga (Audiophile n° 4).

La méthode de connexion des condensateurs de sortie est inspirée de la technique utilisée par les fabricants de condensateurs électrolytiques pour effectuer la mise en parallèle d'éléments. Le but de l'opération est de permettre, par une connexion très symétrique, d'équilibrer les courants résiduels de redressement entre les éléments, de façon à réduire les chutes de tension, donc la résiduelle parasite de l'alimentation.

La longueur des connexions entre préamplificateur et alimentation doit d'une façon générale être minimisée. Le but n'est pas uniquement de diminuer l'impédance de sortie de l'alimentation : vingt centimètres de plus ou de moins ont peu d'importance directe. Il y a deux raisons à cette limitation : la première est que la self constituée par les fils s'ajoute à la self résiduelle des condensateurs et peut abaisser la fréquence d'accord du circuit oscillant constitué avec d'éventuels condensateurs de découplage placés directement sur le préamplificateur. La deuxième raison est qu'il est toujours préférable de limiter l'antenne constituée par cette boucle supplémentaire de fil qui peut capter des résiduelles haute fréquence (parasites industriels et ménagers) et perturber le fonctionnement du préamplificateur.

Comparaison des deux alimentations

1 - Les mesures

Ce qui surprend le plus lorsque l'on regarde à l'oscilloscope

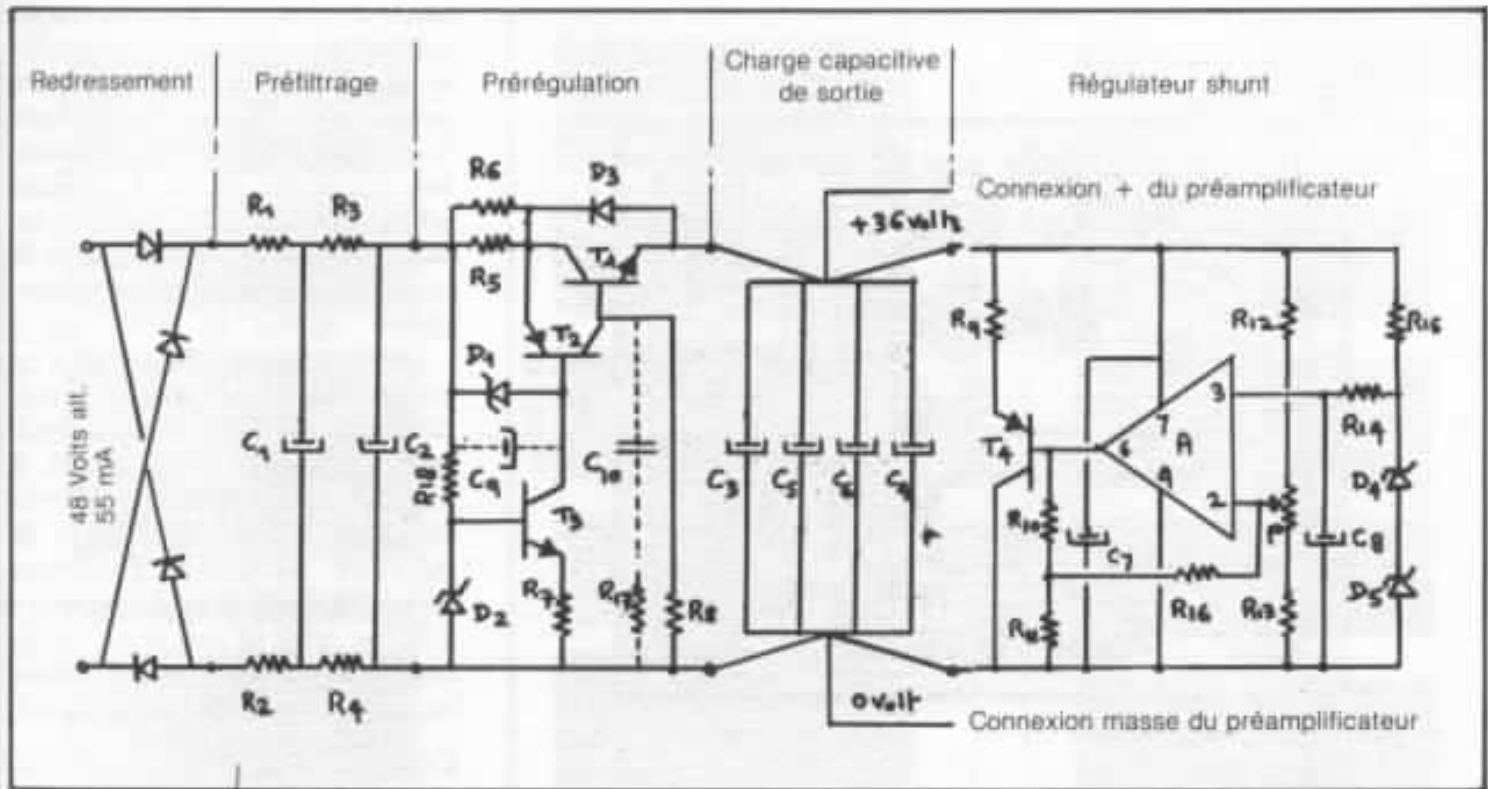


Fig. 6 : Schéma de l'alimentation.

la tension de sortie d'une batterie, c'est l'extrême stabilité de la tension de sortie. Toutes nos observations ont été faites avec une sensibilité de $100 \mu\text{V}$ par cm où le bruit de l'oscilloscope et le bruit capté par la sonde sont très visibles. Cette stabilité peut s'apprécier mais peut très difficilement se mesurer et s'enregistrer : les niveaux sont beaucoup trop faibles. L'alimentation-secteur présente quelques fluctuations résiduelles à très basse fréquence. Elles ne sont pas dues au secteur, mais au bruit de l'amplificateur de régulation et de la diode de référence. Le bruit de cette dernière a été pratiquement supprimé par le choix des diodes de référence et par le filtre $R_{14} - C_8$. Reste le bruit de l'amplificateur qui est la limite absolue au-dessous de laquelle on ne peut pas descendre : il en résulte quelques microvolts efficaces à très basse fréquence. Nous sommes bien incapables de dire si, subjectivement, ils ont de l'importance. L'impédance de

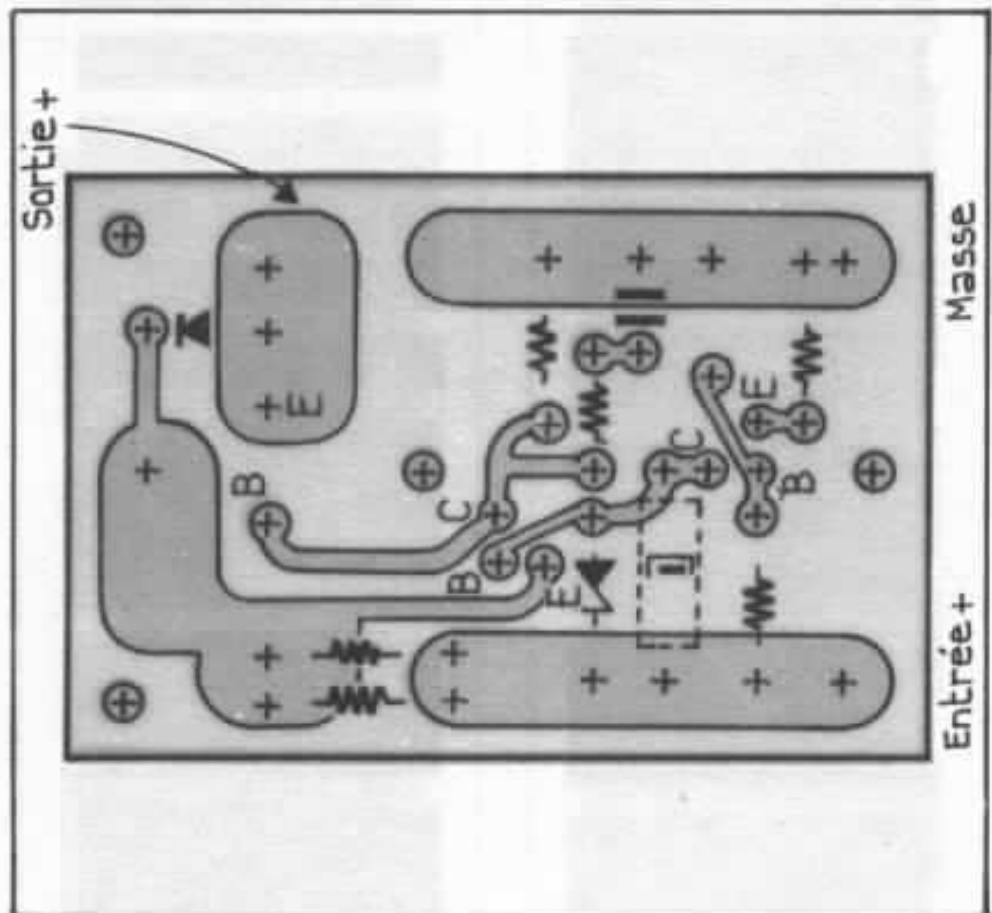


Fig. 7 : Circuit imprimé du prérégulateur.

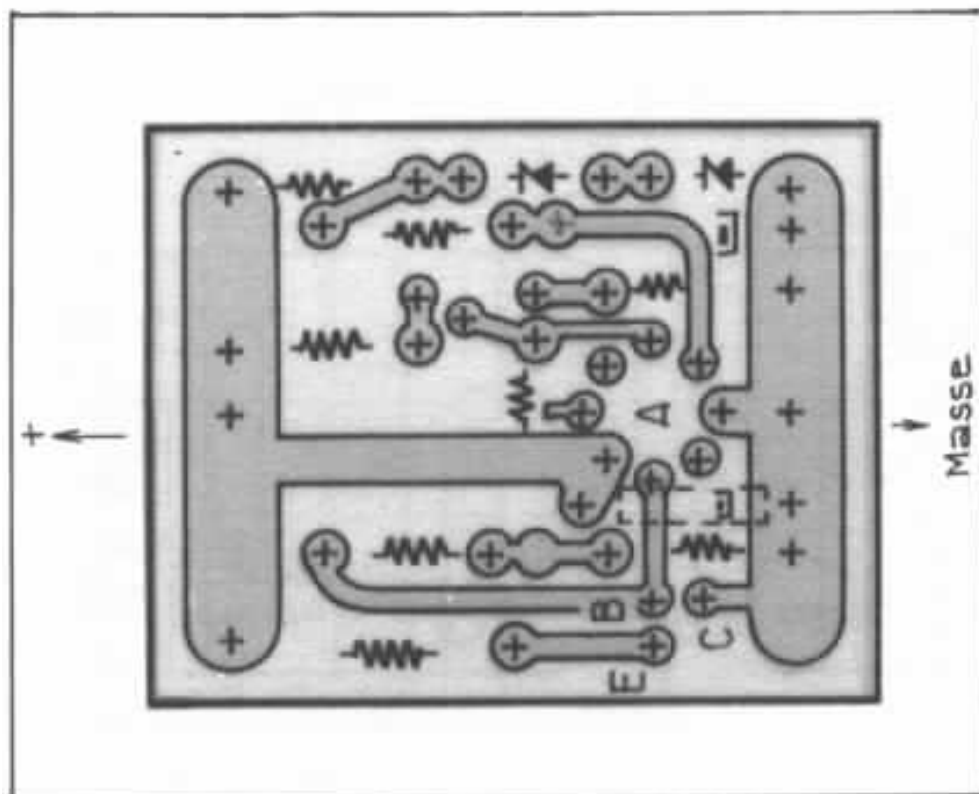


Fig. 8 : Circuit imprimé du régulateur shunt.

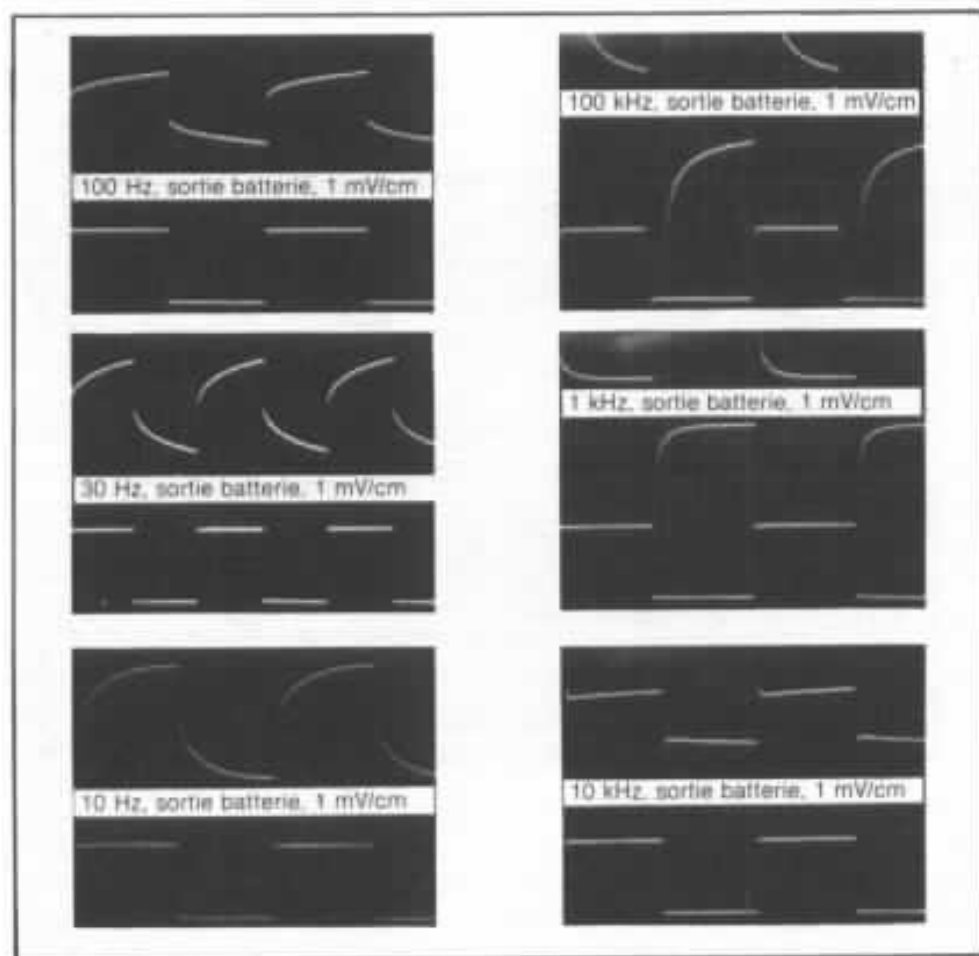


Fig. 9 : Réponses des batteries seules sans charge capacitive. Les transitoires de commutation, mesurés à 100 kHz, atteignent 60 mV crête à crête.

sortie des circuits a été appréciée suivant la méthode habituelle, les impulsions de courant rectangulaire étant ici de 10 mA environ. Dans tous les oscillogrammes présentés, le tracé inférieur est la tension-collecteur du transistor de charge, donc l'image du courant débité. L'alimentation débite quand la trace est à « zéro ». Figure 9, la batterie est utilisée seule, sans charge capacitive. Ces mesures méritent quelques commentaires. D'abord, le module de l'impédance interne est assez élevé, de l'ordre de $0,2 \Omega$. C'est vraisemblablement dû au fonctionnement transitoire à faible débit (à fort débit établi, ces batteries ont une impédance interne de quelques m Ω).

Ensuite, l'impédance interne n'est pas réellement résistive. On a l'impression que la transformation d'énergie électrochimique en énergie électrique n'est pas instantanée, tout au moins à l'échelle où nous travaillons. L'importance des transitoires de commutation est due aux fils d'interconnexion. Figure 10, la batterie est chargée par 120 000 μF . Les impédances internes sont divisées dans un rapport de 10 à 100. La réponse dans le haut du spectre est celle bien connue des condensateurs TFRS. Dans le bas du spectre, la réponse est « capacitive », l'augmentation d'impédance est sensible mais limitée. On comprend

Fig. 10 : Réponses des batteries chargées par deux condensateurs Felsic TFRS de 15 000 μF et deux condensateurs Felsic de 47 000 μF . A 10 Hz, la sensibilité de l'oscilloscope a dû être diminuée.

Fig. 11 : Réponses de l'alimentation-« secteur » dans le bas du spectre.

Fig. 12 : Réponses de l'alimentation-« secteur » dans le haut du spectre.

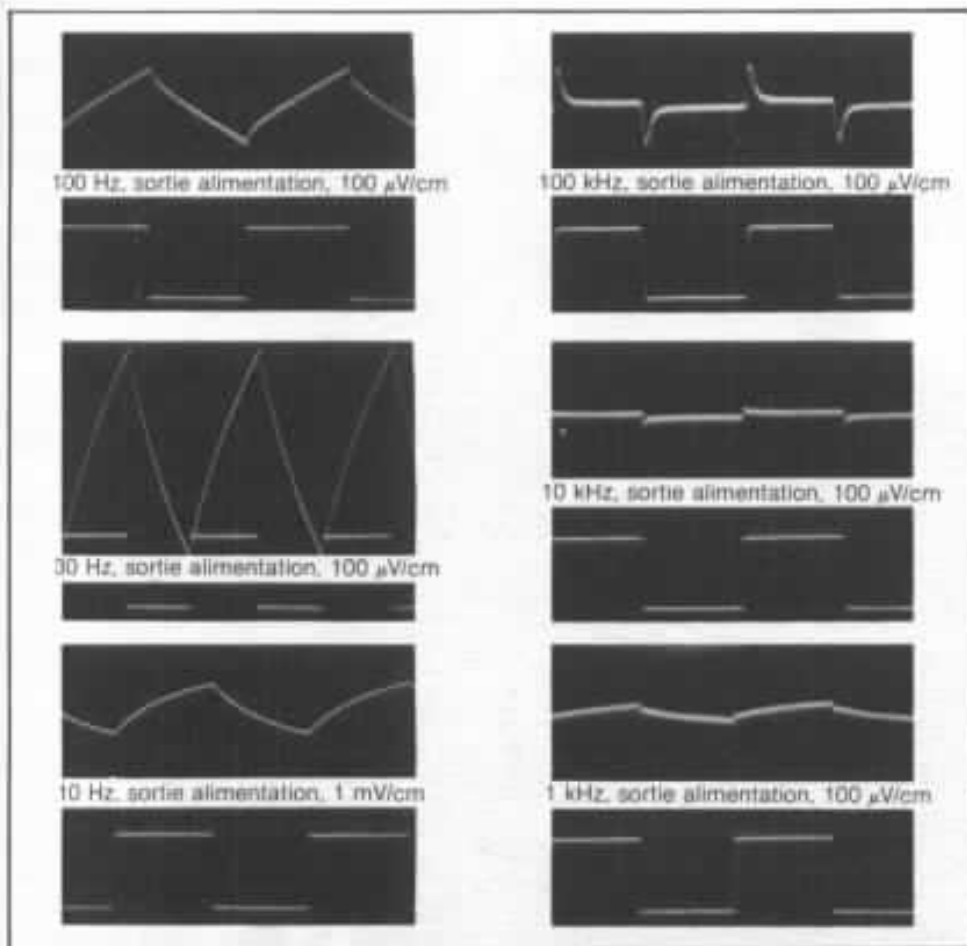


Fig. 10

Fig. 11

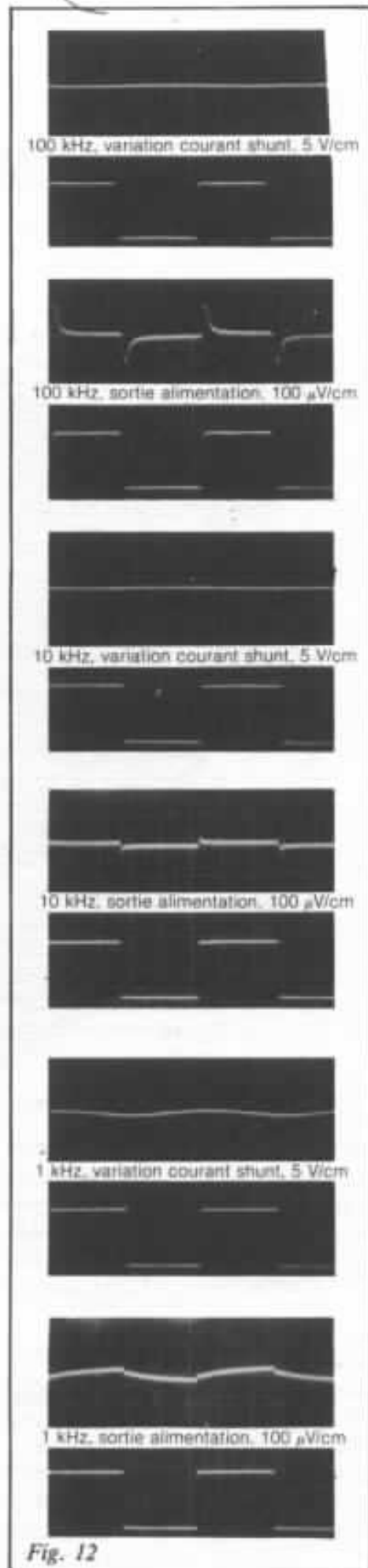
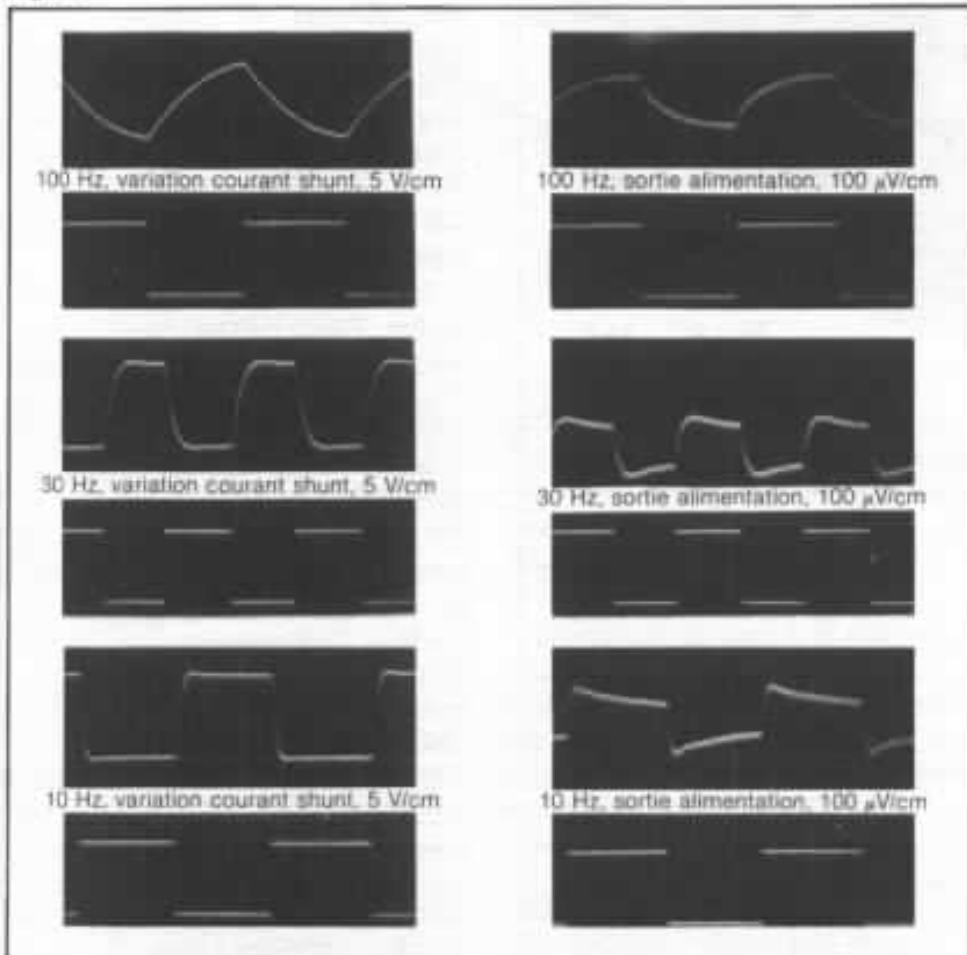


Fig. 12

TABLEAU DES COMPOSANTS UTILISES SUR LA MAQUETTE

Transformateur : secondaire 48 V 55 mA, torique avec écran. Un modèle est à l'étude chez Millerioux.

Pont redresseur : 4 diodes 30 DF2 ou pont PB 102 F.

Résistances

R ₁ , R ₂ :	22 Ω	4 W	RWM 4 × 10
R ₃ , R ₄ :	47 Ω	4 W	RWM 4 × 10
R ₅ :	330 Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₆ :	1 800 Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₇ :	1 500 Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₈ :	33 k Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₉ :	1 000 Ω	1 W	5 % couche carbone
R ₁₀ :	10 k Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₁₁ :	56 Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₁₂ :	12 k Ω	1/2 W	1 % couche métallique
R ₁₃ :	10 k Ω	1/2 W	1 % couche métallique
R ₁₄ :	6,8 k Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₁₅ :	3,9 k Ω	1/2 W	5 % couche carbone
R ₁₆ :	Voir note en fin de tableau		
R ₁₇ :	Facultative, voir texte		
R ₁₈ :	8,2 k Ω	1/2 W	5 % couche carbone
P :	Trimmer 2 k Ω 50 ppm TRW 910-20 ou équivalent		

Condensateurs

C ₁ , C ₂ :	Felsic 038	15 000 μF	63 V
C ₃ , C ₄ :	Felsic 038	47 000 μF	40 V
C ₅ , C ₆ :	Felsic TFRS	15 000 μF	40 V
C ₇ :	Condensateur tantale	4,7 μF	40 V
C ₈ :	Condensateur tantale	47 μF	20 V
C ₉ :	Facultatif tantale	4,7 à	
		10 μF	16 V
C ₉ :	Facultatif mylar, voir texte		

Semi-conducteurs

A :	Amplificateur SFC 2101 A ou 2201 A
T ₁ :	BD 313 ou équivalent (f _T < 4 MHz)
T ₂ , T ₄ :	BC 313 A ou 313
T ₃ :	BC 211 A ou 211
D ₁ , D ₄ , D ₅ :	1N3154
D ₂ :	BZX C8V2
D ₃ :	1N4004

Note : La valeur de R₁₈ est fonction de la charge capacitive de sortie. Prendre une résistance 1/2 W 5 % couche de carbone de :

- 4,7 MΩ pour 120 000 μF,
- 3,3 MΩ pour 80 000 μF,
- 2,2 MΩ pour 30 000 μF.

pourquoi les audiophiles ont toujours monté des condensateurs sur les batteries.

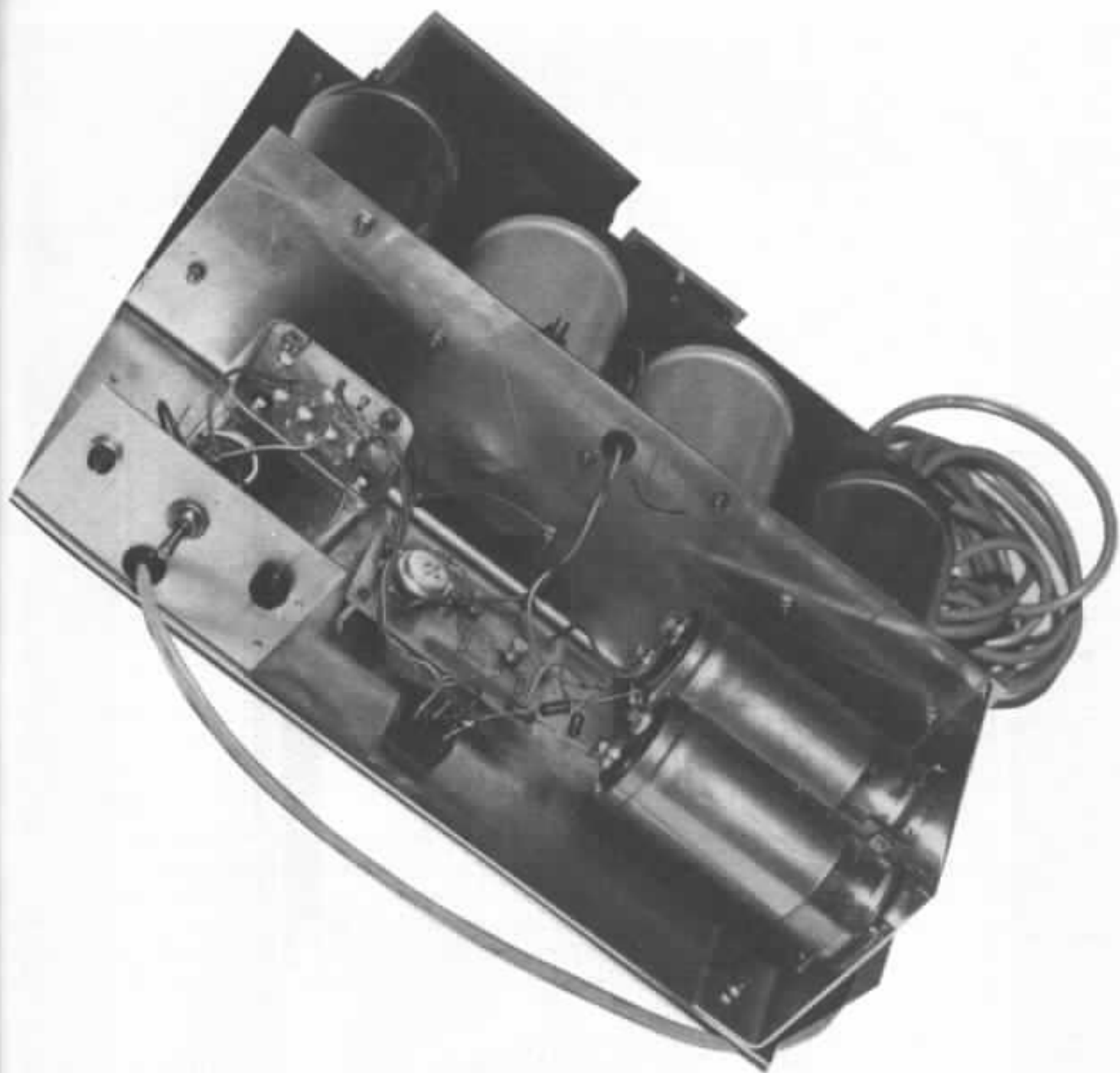
On trouvera en figure 11 les réponses de l'alimentation-secteur dans le bas du spectre. L'impédance est beaucoup plus résistive que celle de la batterie (la pente des signaux à 10 et 30 Hz vient du couplage capacitif à l'oscilloscope).

En figure 12, ce sont les réponses de l'alimentation-secteur dans le haut du spectre. A 1 kHz, la participation du courant shunt est déjà très faible, la séparation se fait entre 250 et 500 Hz.

2 - Tests subjectifs

Le préamplificateur était connecté en permanence sur les condensateurs de sortie. La batterie et l'alimentation-secteur étaient alternativement connectées aux condensateurs. La commutation pouvant se faire sans inconvénient en cours d'écoute, les volumes étaient réglés en fonction des disques et n'étaient plus retouchés ensuite pour éviter l'effet subjectif extrêmement important d'un décalage des niveaux d'écoute. Noter que dans le même esprit, tension-batterie et alimentation étaient identiques.

La différence est extrêmement faible, voire inexistante à la première écoute. Il faut beaucoup d'attention pour déceler un léger décalage de « niveau » ou de « tenue » du registre grave qui avantage l'alimentation-secteur. Ce constat a déjà été fait avec le préamplificateur Kanéda. Dans le registre médium-aigu, on a parfois l'impression de légères différences, mais il ne nous a pas été possible de les formuler clairement. Peut-être un peu plus de « piqué » avec l'alimentation-secteur. Mais l'impression est très fugitive et ne permet pas une conclusion nette. Peut-être est-ce dû à la meilleure tenue du grave ? D'autres essais sont



nécessaires sur d'autres ensembles de reproduction avec d'autres auditeurs. Il n'a pas été possible de les faire avant la publication de cette étude.

Conclusion

Il ressort d'abord de cette étude qu'il est possible de réaliser une alimentation-secteur équivalente à une batterie. Les moyens mis en œuvre ici sont très modestes, on peut aller plus loin. Si l'on tient compte du fait que la charge capacitive de sortie est nécessaire aux batteries ainsi

qu'un chargeur de bonne qualité, alors l'alimentation-secteur est très largement « compétitive », moins encombrante et plus pratique.

Revenons un peu à la philosophie qui a conduit à l'élaboration de ce circuit. Les impédances de sortie étant maîtrisées, il restait à s'isoler des influences du secteur et de ses résiduelles se redressement. Qui dit isolement dit haute impédance : il était nécessaire d'en intercaler une dans le circuit pour que fluctua-

tions et résiduelles parasites ne circulent plus. Or, qu'est-ce donc qu'une source de courant, sinon une haute impédance ayant l'avantage d'une chute de tension relativement faible ?

Le préamplificateur Sunsey risque, quant à lui, de perdre son qualificatif de « Minimum ». Il a pourtant les proportions de son rôle : moduler l'alimentation au rythme du signal transmis par la tête de lecture, mais... c'est tout un programme !

**Page non
disponible**

Le haut-parleur à ruban

Jacques Mahul

Si nous en sommes restés au bon vieux haut-parleur électrodynamique à cône et à bobine mobile pour la transmission des fréquences graves, la reproduction des aigus a engendré des trésors d'imagination et débouché sur une multitude de principes et de réalisations très différents les uns des autres : tweeters piezoélectriques, électrostatiques, ioniques, électrodynamiques à dôme, à cône et à chambre de compression, système HEIL, isodynamiques et enfin à ruban, celui qui nous intéresse plus particulièrement dans le présent article.

Le tweeter à ruban est de conception relativement ancienne, il a vu le jour concrètement dans les années 56-57, avec des réalisations en provenance d'Angleterre : E.M.I. et Kelly, qui deviendra par la suite Decca Kelly.

Pour obtenir une bande passante très étendue dans le haut du spectre ainsi qu'une excellente réponse transitoire, tout en garantissant un rendement honnête, il est nécessaire de disposer d'un rapport force/poids de l'équipage mobile le plus élevé possible. Un excellent moyen d'y parvenir est de réduire au maxi-

mum le poids de l'équipage mobile. Le tweeter ionique réussit parfaitement cette gageure, mais au prix de solutions électroniques complexes et donc onéreuses. Dans le cas du tweeter électrodynamique, il n'est malheureusement pas toujours possible de réduire cette masse, car disposer d'un faible nombre de tours de fil, c'est condamner le haut-parleur à un faible BL et donc à une force insuffisante par rapport au poids de l'ensemble membrane + bobine. De plus, le rendement sera faible. Il existe un optimum qui tient compte d'un seuil de poids qu'il n'est pas

bon d'outrepasser. On doit diminuer au possible le poids de la membrane, mais là aussi des limites apparaissent dans la rigidité, la bonne transmission bobine-membrane et le temps de propagation. Il est rare de rencontrer des tweeters électrodynamiques à bobine mobile dont la bande passante dépasse les 25 kHz.

Pourquoi, alors, ne pas faire jouer à un seul élément le double rôle de membrane et de bobine ? Un ruban d'aluminium de très faible épaisseur est conducteur et léger à la fois, et peut donc parfaitement remplir ce double rôle.

Une bande de cuivre serait trop lourde, les densités comparées sont respectivement de 2,7 et 9. A surfaces égales, le gain de poids est d'au moins 3 fois celui du cuivre. Un inconvénient bien sûr, la résistivité de l'aluminium est plus faible que celle du cuivre et il est souvent nécessaire de faire appel à un transformateur élévateur d'impédance (ce qui serait aussi le cas avec une bande de cuivre). La géométrie du ruban est celle qui conjugue à la fois une assez bonne dispersion spatiale dans le plan horizontal et la constitution d'un entrefer garantissant un champ magnétique suffisant et homogène.

Le poids d'un ruban n'excède pas quelques milligrammes, ce qui est considérablement plus faible que celui d'un équipement mobile de tweeter électrodynamique. Le champ est par contre assez faible, souvent de l'ordre de 5 à 6000 gauss, et le BL assimilé d'un ruban l'est aussi. Mais, le rapport BL/poids demeure très nettement à l'avantage du ruban.

On ne peut pas envisager des rubans de trop grandes dimensions, car le champ magnétique serait alors à la fois trop faible et trop peu homogène, et, dans le cas contraire, les circuits magnétiques seraient tels qu'il serait à peine possible de les déplacer. Un optimum est à trouver, facteur du volume de l'entrefer, de la surface de la membrane et de la résistance de celle-ci, ainsi que du rendement désiré.

Le champ restant faible, le rendement d'une telle réalisation est essentiellement dû à un poids d'équipage mobile ultra-faible.

Si le champ peut difficilement atteindre les valeurs connues, du fait d'un volume d'entrefer considérable, et ceci malgré l'emploi de circuits magnétiques autrement plus importants que ceux que nous avons l'habitude de rencontrer dans les tweeters classiques, il faut bien reconnaître que le taux de remplissage de

ce même entrefer est désastreux et que les fuites magnétiques sont considérables. Nous examinerons plus loin une réalisation qui tend à résoudre ce dernier problème.

Pour réussir une bonne optimisation du circuit magnétique d'un tweeter à ruban et garantir une bonne adaptation des reluctances de l'entrefer et de l'aimant, il est nécessaire de faire appel à des aimants Ticonal à BH élevé, voisin de 7, et possédant un rapport longueur/section élevé. Des barreaux de Ticonal conviendraient parfaitement.

Dans certains cas, on ne pourra pas utiliser le circuit magnétique classique pour fournir l'énergie magnétique et on élaborera un gros électroaimant.

Dans les premières réalisations, un pavillon est systématiquement utilisé pour étendre la réponse vers les basses fréquences et pour accroître le rendement. Une face du ruban rayonne l'énergie acoustique, l'autre face est chargée par une petite cavité aux parois recouvertes d'un matériau absorbant. Cette cavité agit mécaniquement comme une capacité. Le volume de cette cavité est choisi pour que la résonance principale soit notablement inférieure à la fréquence inférieure d'utilisation. Il est également possible de charger la face arrière du ruban par un deuxième pavillon. En effet, par suite de la dissymétrie des charges acoustiques sur les deux faces du diaphragme, des résonances partielles peuvent se manifester. Nous verrons que certains constructeurs japonais et américains ont en partie résolu le problème du rendement par l'utilisation d'aimants ultra-puissants, et peuvent ainsi se passer d'un pavillon pour ne laisser qu'une simple amorce.

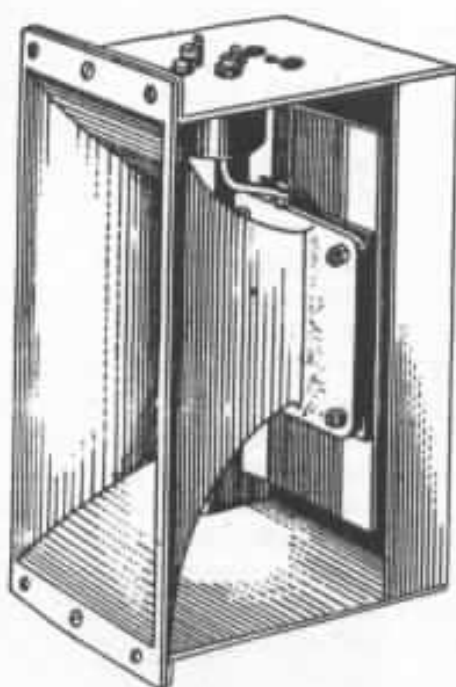
Nous allons examiner, une par une, les différentes réalisations

marquantes en matière de tweeter à ruban.

Le tweeter Decca Kelly

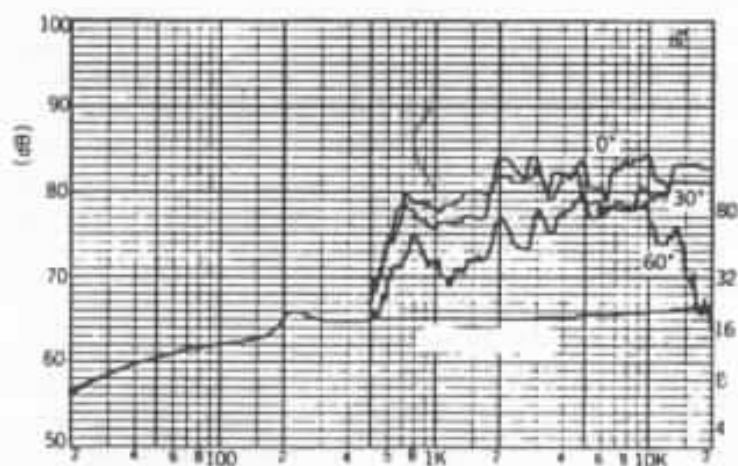
Ce tweeter à pavillon a fait les beaux jours de beaucoup de mélomanes pendant près d'une vingtaine d'années. De nombreuses réalisations avaient comme point de départ ce tweeter. Le couplage a toujours posé quelques petits problèmes avec les haut-parleurs électrodynamiques à cône, mais certains ensembles étaient très réussis. Le dernier en date qui ait utilisé ce tweeter est M. J.C. Fourrière, dans des enceintes 2 et 3 voies vendues sous la marque Decca. Ces enceintes donnaient d'excellents résultats mais, malheureusement, ont été abandonnées à cause de leur prix de revient élevé.

Le tweeter Decca Kelly London est équipé d'un pavillon avant de formule caténoïdale. Celui-ci était précédemment réalisé en aluminium injecté, puis en ABS dans les cinq dernières années. Le ruban en mylar aluminisé, de 5 microns d'épaisseur, est gaufré pour une meilleure tenue mécanique. Du fait de sa légèreté, il demeure très souple et très fragile. Ses dimensions extérieures sont les suivantes : 50 mm de hauteur, 7 mm de largeur. L'entrefer est de 10 mm de large et le champ est de l'ordre de 6 000 gauss. La masse du ruban est de quelques milligrammes seulement. Le ruban est limité dans ses déplacements par 4 points de graisse de silicone placés entre ce dernier et les plaques de champ. Le rendement n'est pas très élevé, 86,5 dB (1 W/1 m), mais la valeur élevée du rapport force/masse (4 à 5. 10⁷ dynes/g) assure une réponse excellente aux transitoires et une bande passante très étendue. En effet, la réponse est linéaire jusqu'à 80 kHz et continue même jusqu'à 200 kHz, mais sur un palier de 15 dB en dessous du niveau de référence.

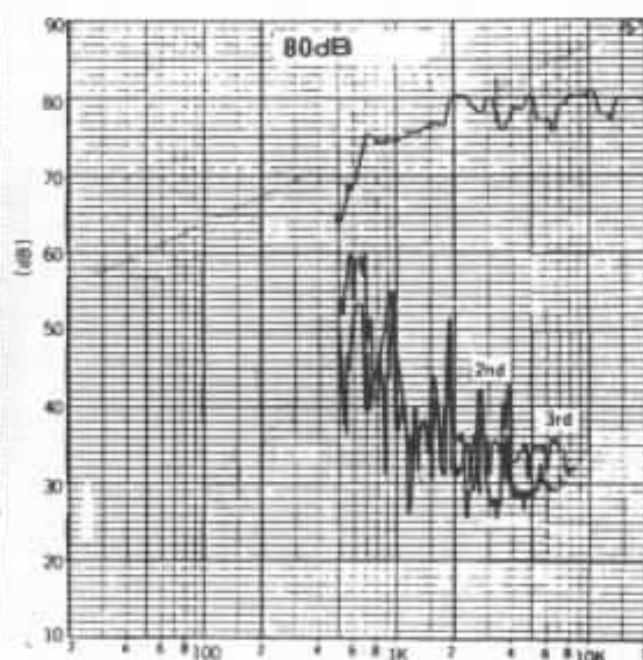
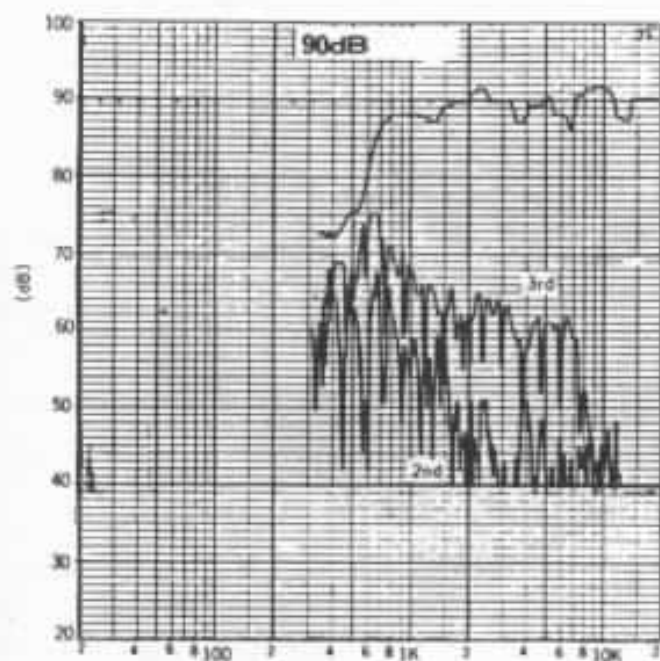
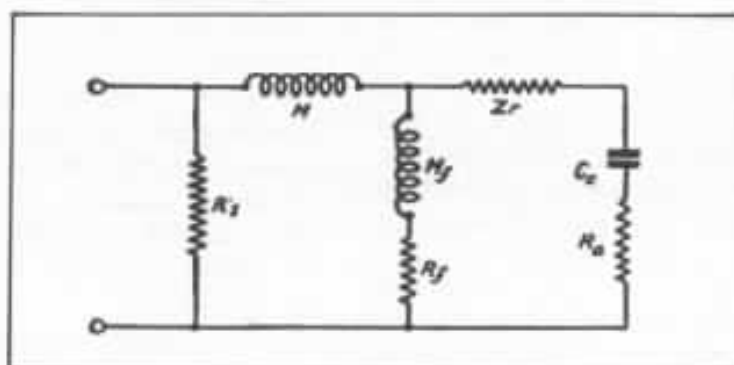


Haut-parleur à ruban Kelly 1957.

Courbes de réponses à 0°, 30° et 60° du Decca Kelly.



Equivalent électrique du circuit mécano-acoustique d'un haut-parleur à ruban à un seul pavillon.
 C_c = élasticité de la cavité arrière
 R_s = résistance offerte par le matériau absorbant



Spectres de distorsion du Decca Kelly à 80 et 90 dB.

La mesure a été effectuée avec un micro de 1/8 de pouce. La réponse en fréquence accuse une pointe à 8 - 9 kHz, suivie d'un creux à 12 kHz, et d'une remontée à 20 kHz et au-delà. Il est possible de filtrer le tweeter à 2,5 kHz, à 12 dB/octave. Les dimensions du pavillon permettraient en théorie de descendre beaucoup plus bas en fréquence, mais des problèmes de tenue en puissance apparaissent, ainsi que de grosses difficultés de raccordement avec des graves-médiums électrodynamiques classiques, sur le plan de l'homogénéité globale.

L'impédance du ruban est toujours très faible : dans le cas particulier du Decca, 0,085 ohm en moyenne. Il reste donc à réaliser l'adaptation 8 - 0,085 ohm par un transformateur approprié. Les résistances rapportées au secondaire de ce transformateur doivent être très faibles, car elles réduisent le rendement. De plus, les couplages sont à soigner pour diminuer les fuites inductives, afin d'assurer une bonne transmission des fréquences élevées. Par suite de la faible impédance du ruban, les fils de liaison au secondaire du transformateur sont courts, torsadés et de forte section. De plus, il faut éloigner l'aimant du transformateur pour éviter de saturer le noyau.

Le tweeter à ruban Decca Kelly London apparaissait comme l'un des meilleurs reproducteurs des fréquences supérieures à 3 kHz et demeure toujours d'actualité. Par suite de la légèreté du diaphragme, la restitution des transitoires est excellente. L'inconvénient majeur est, bien sûr, l'extrême fragilité du ruban. Pour cette raison, il est nécessaire de bien le protéger.

Le système HQD de Mark Levinson était équipé au départ d'un Kelly dont le pavillon était scié. Celui-ci ne fonctionnait qu'au-delà de 10 kHz. Depuis, ce tweeter a été remplacé par le Sequerra.

Une réalisation originale de Jim Rogers

Jim Rogers, bien connu des audiophiles pour ses réalisations de premier ordre, tant en enceintes acoustiques qu'en électronique, a conçu et réalisé un haut-parleur à ruban sans compromis, pour son usage personnel.

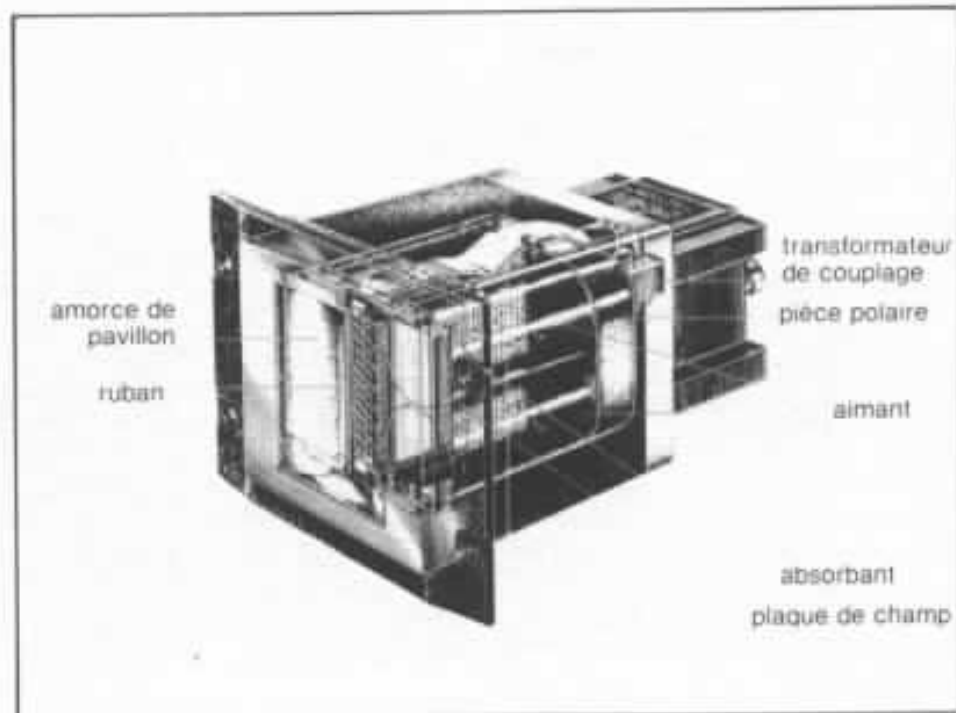
Le ruban en aluminium est de dimensions généreuses : 200 mm de hauteur sur 20 mm de large. Le champ magnétique est malgré tout de 6 000 gauss et est obtenu par un électro-aimant, car il s'est avéré impossible d'obtenir une pareille énergie dans un tel volume d'entrefer par les moyens classiques. Chacune des deux faces du ruban est chargée par un gros pavillon en aluminium rempli de plomb, dont le poids unitaire est de 70 kg. Le ruban est enduit d'huile pour un meilleur amortissement des vibrations et du foisonnement de l'aluminium. La réponse en fréquence démarre à 500 Hz et se prolonge jusqu'à 16 kHz avec une parfaite régularité, puisque le canal est de l'ordre de $\pm 1/2$ dB.

Jim Rogers a couplé cette étonnante réalisation avec 6 Kef

B110 pour le grave, montés dans une ligne acoustique dont les parois ont été sablées. Le filtrage est électronique à 600 Hz. Ceux qui ont eu la joie d'écouter l'ensemble ont été séduits par la qualité exceptionnelle de la reproduction.

Le Pioneer PTR 7

Ce tweeter est de conception beaucoup plus récente et bénéficie des derniers perfectionnements en matière de circuits magnétiques et d'aimants à haute énergie. L'aimant apparaît très gros et très puissant puisqu'un jeu de clés est attiré à 1 m de distance. Le pavillon a été en partie supprimé pour ne laisser qu'une petite amorce de pavillon. Le transformateur adaptateur subsiste. Nous ne connaissons pas les dimensions du ruban, ni le champ magnétique, dans l'entrefer. Les performances sont élogieuses et proches de la perfection. Rendement : 95 dB ; bande passante : 4,5 - 100 kHz linéaire et 150 kHz à - 20 dB ; les taux de distorsion sont remarquablement faibles : l'harmonique 2 se situe en moyenne à - 40 dB sous

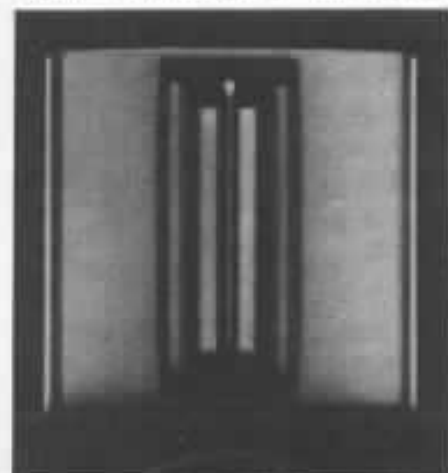


Le Pioneer PTR 7.

le niveau de référence et l'harmonique 3 à -67 dB. Il est recommandé de couper ce tweeter à 4,5 kHz, à 12 dB/octave. Ce qui est à noter plus particulièrement est le rendement étonnant de 95 dB, qui permet en PTR7 de rivaliser avec des tweeters à chambre de compression, avec en plus une finesse et une réponse en transitoire sans commune mesure avec ces derniers.

Le Technics 10 TH 1 000

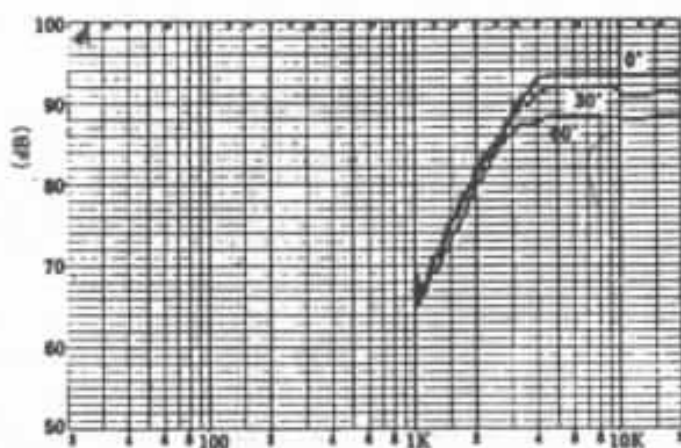
Ce modèle, tout aussi extraordinaire tant dans ses caractéristiques que dans sa construction, n'est pas tout à fait un tweeter à ruban d'aluminium classique.



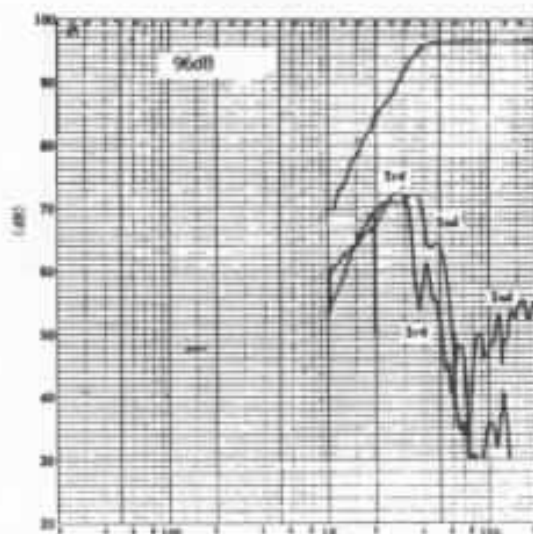
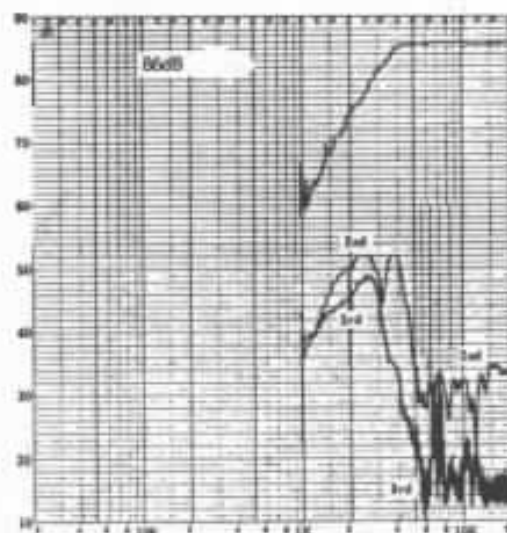
Le Technics 10 TH 1000.

En effet, si la membrane et la bobine ne font qu'une, le ruban est un film polyamide dans lequel est inscrit un conducteur d'une dizaine de brins parallèles très fins reliés entre eux.

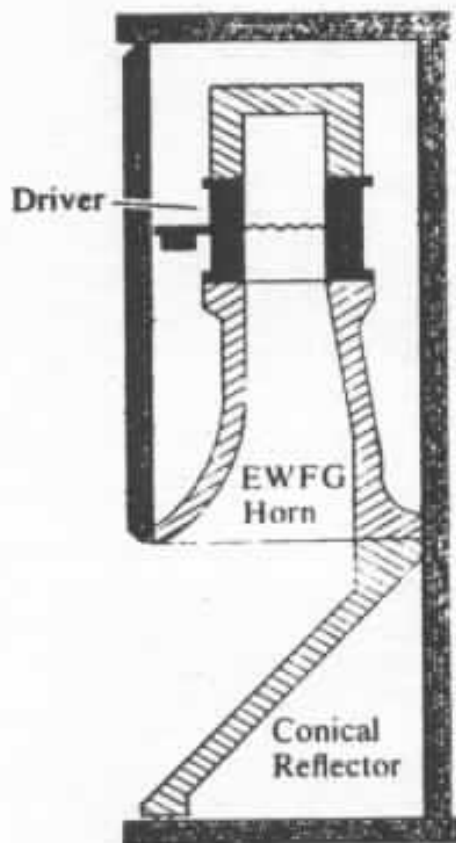
Ces brins sont en un alliage dont nous ne connaissons pas l'exacte composition, mais qui contient une certaine quantité d'aluminium. Le tout a la forme d'un ruban classique et est plongé de la même façon que précédemment dans un entrefer vertical. Le circuit magnétique est très généreux puisque l'ensemble pèse 3,6 kg. Quel est l'avantage d'une telle association ? C'est tout simplement la suppression du transformateur d'adaptation. En effet, le conducteur possède l'impédance désirée, c'est-à-dire 8 ohms. La



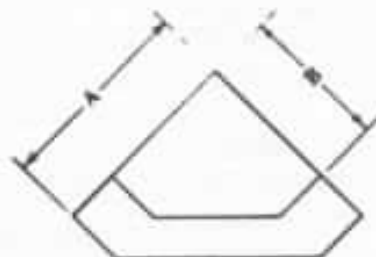
Courbes de réponse à 0°, 30° et 60° du Technics 10 TH 1000.



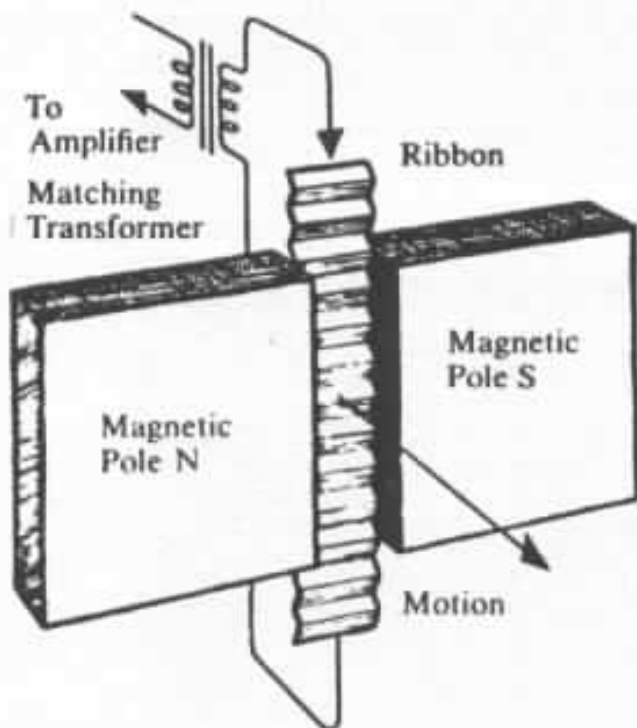
Spectres de distorsion du tweeter Technics 10 TH 1000 à 86 dB et à 96 dB.



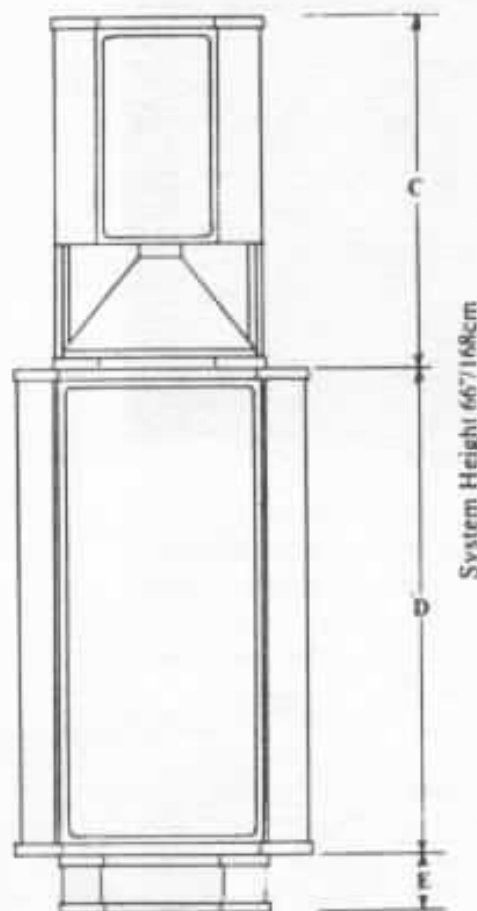
Tweeter Hobrough et son pavillon



- A Bass 15¼"/39cm
- B Treble & Crossover 11"/28cm



Moteur du tweeter Hobrough



- C Treble Module 26½"/67 cm (44lbs/20kg)
- D Bass Module 35½"/90cm (77lbs/35kg)
- E Crossover Module 4¼"/11cm (13 lbs/6kg)

Enceinte Hobrough

membrane n'est, en fait, qu'une émanation du tweeter isodynamique développé par Rank et dont on retrouve des dérivés dans les enceintes Infinity, KLH, Wharfedale, etc. La différence réside dans une géométrie verticale en forme de ruban et dans un circuit magnétique qui n'est pas constitué d'un champ de fuite comme dans les réalisations Orthophase, Magneplanar et celles précédemment citées, mais réalisé avec un réel entrefer. Le ruban est chargé par une amorce de pavillon et au centre par un élément vertical nommé « equalizer », qui assure une meilleure dispersion spatiale. La tenue en puissance est annoncée par 20 watts RMS en continu, ce qui est très nettement supérieur à ce qu'il est d'usage de rencontrer dans les tweeters à ruban d'aluminium classiques et même dans les électrodynamiques. Le rendement est très élevé : 95 dB/W/m. La réponse en fréquence est là aussi magnifique en linéarité et en étendue. En effet, 125 kHz est une valeur obtenue linéairement sans le moindre accident. La dispersion spatiale demeure excellente, les courbes restant linéaires à 30° et 60° sans chute apparente, mais avec des niveaux inférieurs.

Des extrapolations de ce tweeter sont utilisées sur les enceintes SB7 et SB10.

Le système Hobrough

L'enceinte Hobrough CR 610 est de conception très originale, elle utilise un tweeter à ruban chargé par un pavillon vertical (et non pas horizontal comme il est habituel de le rencontrer), débouchant sur un déflecteur assurant la dispersion horizontale. C'est un système à 2 voies dont la coupure se situe à 600 Hz. Cette enceinte est conçue pour être disposée en coin.

La conception du ruban n'est

pas spécialement originale : ruban en aluminium gaufré, transformateur adaptateur.

Seule sa charge est résolument nouvelle. Le pavillon vertical n'est pas exponentiel, mais répond à une formule que nous ne connaissons pas. Le déflecteur est conçu de telle sorte que les parois adjacentes du coin, dans lequel l'enceinte est disposée, prolongent ce dernier.

La longueur du ruban est de 76 mm, la largeur de 10 mm et l'épaisseur de 7 microns. Le poids des aimants employés est de 1,81 kg. Le rendement est estimé à 89 dB. Une utilisation intéressante qui mériterait une écoute prolongée. Il serait bon de vérifier qu'il n'apparaisse pas de phénomène de cavité dans un tel système.

Le haut-parleur à ruban à pression

Ce haut-parleur a vu le jour dans une université de Prague mais n'a malheureusement pas encore été réalisé en série. C'est à regretter, car le principe est particulièrement intéressant. Ce haut-parleur possède de réels avantages sur les autres transducteurs de ce type. En effet, comme nous l'avons souligné précédemment, le coefficient de remplissage de l'entrefer est très mauvais dans le cas d'un ruban classique, car, si ce dernier n'est épais que de quelques microns, la plaque de champ ne peut être réduite indéfiniment, du fait de la saturation du métal. L'idée qui domine ce type de haut-parleur est l'exploitation maximale du volume de l'entrefer et une utilisation rationnelle de l'énergie magnétique. Le rendement sera ainsi nettement accru.

La structure du système et la disposition du ruban dans l'entrefer sont représentées sur le schéma. Le ruban d'aluminium

fait 16 microns d'épaisseur, il est traité au préalable, pour éviter toute vibration parasite. Le ruban est tendu et disposé comme un serpent, à l'aide d'un réseau de petites baguettes cylindriques en fil de cuivre isolé, d'un diamètre de 1 mm.

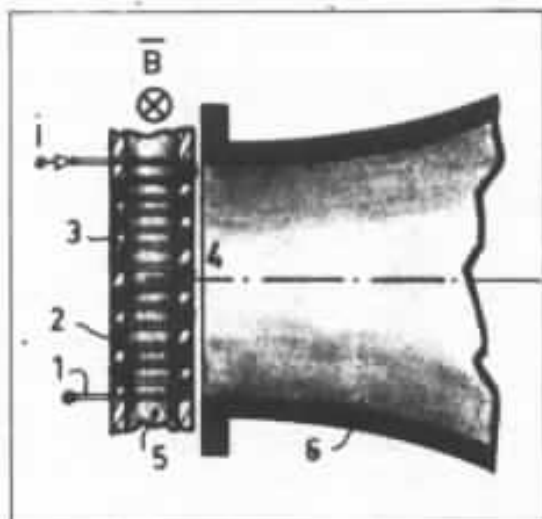
Ainsi, une série de cavités est constituée. Les ouvertures de celles-ci sont alternativement opposées et se situent de part et d'autre du ruban. La distance entre les deux pôles magnétiques détermine la largeur de la cavité, tandis que la hauteur et la profondeur sont conditionnées par le diamètre et la disposition spatiale du support cylindrique du ruban.

La grande innovation de ce nouveau dessin est l'introduction d'un système de transformation de vitesse, qui permet de mieux adapter le système à la transformation mécano-acoustique, un peu comme le fait le système Heil. Cela signifie qu'il n'est pas nécessaire de faire appel à un pavillon pour adapter les impédances. Cependant, le pavillon permet d'augmenter le rendement dans une plage donnée de fréquences, cela au prix de certaines formes de distorsion et d'une plus faible dispersion spatiale.

Un prototype a été réalisé en Tchécoslovaquie, équipé de la manière suivante. Le ruban a une largeur de 20 mm et est plongé dans un champ magnétique de 0,14 T, la

résistance du ruban faisant 0,16 ohm. A la fréquence de 1 kHz, avec un courant de 15 A, une pression de 124 dB SPL a été obtenue à proximité du ruban.

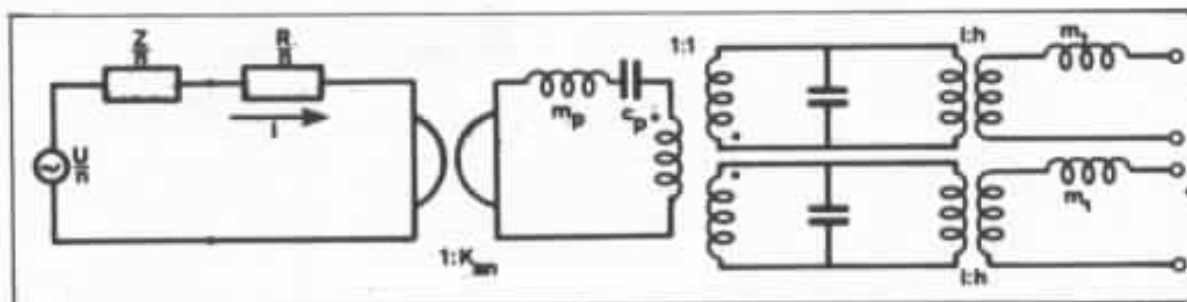
La pression globale obtenue par le calcul dans des conditions identiques est de 110 Pa, ce qui correspond à 134 dB SPL. Mais la mesure se faisant d'un seul côté du ruban, la pression doit



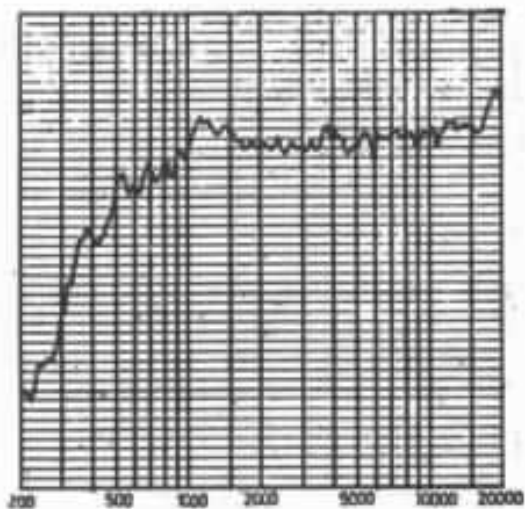
Transducteur en coupe : le champ B est perpendiculaire aux lignes de courant. Un pavillon peut être adapté.

Les symboles utilisés sont les suivants : $\frac{U}{N}$: tension par élément, $\frac{Z}{N}$: impédance de source par élément, $\frac{R}{N}$: résistance de l'élément incluant la résistance de contact avec la baguette de cuivre, K_m : facteur de transfert de l'élément, m, c : paramètres méca-

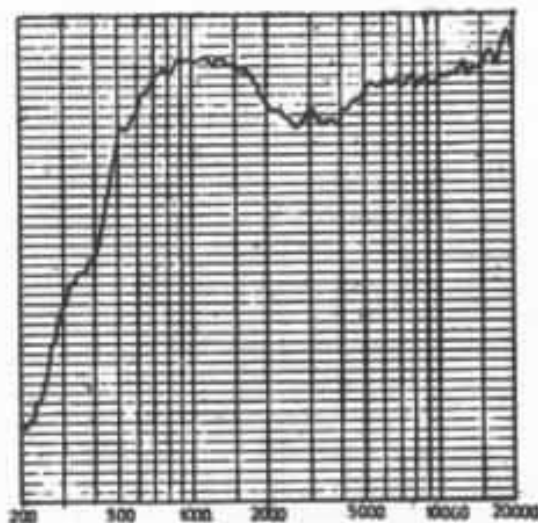
niques du ruban ne prenant en compte que les vibrations du premier ordre, $c = \frac{l}{C_0 \rho b l}$: compliance acoustique de la cavité, $m = \frac{\rho h l h}{3}$: masse acoustique de la cavité



Circuit équivalent du haut-parleur à ruban à pression



Courbe de réponse dans l'axe sans pavillon 1 dB/division



Courbe de réponse dans l'axe avec pavillon

être de 6 dB inférieure, c'est-à-dire 128 dB SPL. La différence de 4 dB entre les niveaux mesurés et calculés est due au fait que les calculs sont basés sur l'hypothèse d'un mouvement idéal en piston des différents éléments du ruban, ainsi qu'au fait que des variations d'impédance sensibles existent. Les principales caractéristiques électriques du prototype tchèque sont les suivantes :

- résistance électrique du ruban : 0,16 ohm,
- induction magnétique : 0,14 T,
- courant maximal : 32 A,

- coupure basse : 327 Hz.

Les courbes de réponse obtenues avec et sans pavillon sont reportées sur la figure ci-jointe. On remarquera l'excellence de la reproduction sans le pavillon.

On peut attendre des caractéristiques remarquables de tenue en puissance d'un tel type de transducteur. En effet, la dissipation de la chaleur qui prend naissance dans le ruban d'aluminium s'effectue de deux manières.

Tout d'abord, la proximité des énormes pièces polaires permet une bonne conduction, tout

comme un moteur de haut-parleur classique permet d'évacuer la chaleur prenant naissance dans la bobine mobile. Ensuite, la présence des supports de cuivre, avec lesquels le ruban est en contact direct, joue un rôle de dissipateur thermique.

Par rapport au haut-parleur à ruban classique, la longueur et la surface effective de la membrane sont accrues dans de fortes proportions. La résistance est elle aussi supérieure, ce qui constitue un avantage et diminue l'importance des résistances de contact.



**Page non
disponible**

L'audio digital

La solution du futur ?

Klaus Renner

Avec l'introduction sur le marché ces derniers mois de nombreux disques réalisés à partir d'enregistrements digitaux, les audiophiles se trouvent confrontés à une nouvelle technique : le digital.

Cette terminologie, provenant du terme anglais, est désormais communément admise ; elle correspond à la désignation française numérique. Cette nouvelle technique n'avait pas été encore abordée dans nos colonnes. Il est désormais impératif d'en parler. L'article a été confié à un correspondant allemand, Klaus Renner, qui collabore à la très belle revue d'Outre-Rhin, Hi-Fi Exklusiv.

Les premiers disques ayant annoncé l'ère du digital sont certainement les disques américains Telarc, l'Oiseau de feu de Stravinsky et l'ouverture 1812 de Tchaïkovsky. Il faut préciser que les productions actuelles sont en réalité semi-digitales. Seul l'enregistrement est digitalisé (magnétophone Soundstream pour Telarc). La fabrication du disque proprement dite reste analogique.

Ces nouveaux disques représentent le premier point de con-

tact avec une technique qui, peut-être, bouleversera l'audio dans les années à venir. Cependant, nous n'en sommes pas encore là et, dès le début, ces nouveaux procédés ne font pas que soulever l'enthousiasme des amateurs mélomanes. Les critiques portent, à l'écoute, sur une sorte de falsification du timbre de certains instruments, les violons en particulier. On parle également de sons « aseptisés » manquant de chaleur, d'ambiance.

Nous nous proposons dans cet article d'expliquer les principes de la technique digitale, de manière à en montrer les limitations, car le numérique en utilisation audio est encore loin d'être une panacée.

Qu'est-ce que le digital ?

Le principe du digital, ou numérique, repose sur une description par des nombres (digits), au contraire de l'analogique où toute l'information est

traîtée de manière continue.

Expliquons cela en prenant pour exemple la montre-bracelet. Une montre conventionnelle indique l'information relative entre deux aiguilles, sans discontinuité. Une montre « digitale » visualise l'heure par une série de chiffres, l'information est communiquée de manière discontinue, toutes les secondes, 1/10^e ou 1/100^e de seconde suivant les modèles.

Toutefois, dans le cas de la musique, le signal porteur est de type analogique. Un violoniste excite les cordes de son instrument et l'auditeur reçoit une vibration sonore qui est « l'analogue » des excitations communiquées aux cordes par l'archet.

Dans le cas d'un système de reproduction sonore, lorsque l'un des maillons utilise un processus de fonctionnement digital, le signal doit être transformé deux fois. Une première fois, pour transformer le signal analogique en signal digital et une seconde fois pour reconvertir, après traitement (enregistrement, amplification), le signal digital en signal analogique pour qu'il puisse être perçu. Ces deux transformations successives sont absolument indispensables. A priori, le principe peut paraître complexe. Il faut cependant savoir que le traitement sous forme numérique offre de sérieux avantages, comme nous allons le voir.

Théorie de la transformation

La question qui vient immédiatement à l'esprit est la suivante : est-il possible de transformer un signal analogique en signal numérique sans perdre d'information ? La théorie des systèmes échantillonnés répond à cette question dans l'affirmative.

La figure 1 représente un signal analogique ; dans le domaine temporel (a), les abscisses indiquent le temps et dans le domaine fréquentiel (b), les abs-

cisses indiquent la fréquence. Le signal est dénommé respectivement par $u(t)$ et $U(f)$.

En (c), le signal est échantillonné, découpé, il est représenté par une série d'impulsions $u_d(t)$, séparées par un intervalle de temps Δt , de hauteur différente, correspondant à l'amplitude de $u(t)$ au temps considéré. En théorie, ces impulsions sont appelées impulsions de Dirac $\delta(t)$.

Le spectre de fréquence $U_d(f)$ occupé par $u_d(t)$ est représenté en (d) ; c'est une continuation périodique du spectre $U(f)$. Mathématiquement, $U_d(f)$ est décrit par la formule suivante :

$$U_d(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k \exp(-j 2 \pi k \frac{f}{F}) \quad (1)$$

où C_k représente :

$$C_k = \frac{1}{F} \int_{-F/2}^{+F/2} U(f) \exp(+j 2 \pi k \frac{f}{F}) df$$

La loi mathématique de Fourier définit la relation entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel :

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) \exp(j 2 \pi f t) df \quad (3)$$

En comparant avec la formule (2), on peut écrire pour des intervalles de temps $t = K \Delta t = K/F$:

$$C_k = \frac{1}{F} U(\frac{k}{F}) = \Delta t u.(k \Delta t) \quad (4)$$

La correspondance de Fourier nous donne :

$$\delta(t - t_0) \circ \frac{F}{\Delta t} \exp(-j 2 \pi f t_0) \quad (5)$$

La relation entre $U_d(f)$ et $u_d(t)$ est décrite pour cette raison par :

$$U_d(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k \exp(-j 2 \pi k \Delta t f)$$

$$u_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k \delta(t - k \Delta t) \quad (6)$$

$$\text{avec } C_k = \frac{1}{F} u(\frac{k}{F}) = \Delta t u.(k \Delta t)$$

De la démonstration de la correspondance entre $u_d(t)$ et $U_d(f)$ découle deux conséquences.

1) Le spectre du signal continu analogique et le spectre du signal échantillonné, constitués par une série d'impulsions, sont identiques à la seule exception que le spectre du signal échantillonné se répète périodiquement.

2) L'intervalle séparant les impulsions fixe l'intervalle des spectres latéraux de $U_d(f)$.

Les deux conclusions sont fondamentales pour un système numérique. La conséquence 1 montre qu'il est possible de restituer un signal analogique à partir d'un signal d'impulsions. La conséquence 2 fixe les conditions que doit satisfaire le système numérique au niveau de l'échantillonnage.

Commençons par la première conséquence. Si l'on veut restituer un signal analogique continu à partir d'un signal d'impulsions, il suffit d'avoir recours à un filtre pour limiter le spectre $U_d(f)$. Si la fonction de transfert du filtre correspond à la description :

$$f(f) = \begin{cases} 1 & -F/2 < f < +F/2 \\ 0 & \text{au dehors} \end{cases} \quad (7)$$

sa réponse impulsionnelle est décrite par :

$$f(t) = \frac{1}{\Delta t} \text{ Si } (\frac{t}{\Delta t}) \quad (8)$$

$$\text{avec } \Delta t = \frac{1}{F} \text{ et } \text{Si}(x) = \frac{\text{Sin}(x)}{x}$$

Le filtre produit pour chaque impulsion $\delta(t - K \Delta t)$ qui le traverse une réponse :

$$T(t) = \frac{1}{\Delta t} \text{ Si } (\frac{\pi t}{\Delta t} - k \pi) \quad (9)$$

La sommation des réponses successives représente le signal analogique : (10)

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} u(k \Delta t) \operatorname{Si} \left(\pi \frac{t}{\Delta t} - k \pi \right)$$

La figure 2 représente la restitution de $u(t)$ à partir du signal numérique $u_d(t)$. Il est donc possible, en théorie, de transformer un signal analogique en une série d'impulsions et de le restituer. Il y a toutefois des précautions à respecter scrupuleusement, relatives à la seconde conséquence spécifiée plus haut.

En effet, le filtre peut isoler le spectre $U(f)$ du spectre $U_d(f)$ uniquement si les spectres latéraux se trouvent à un intervalle suffisamment grand. Cet intervalle est lié à la durée séparant les impulsions Δt . Plus Δt est grand, plus les impulsions seront espacées et plus les spectres latéraux de $U_d(f)$ seront rapprochés, jusqu'à se trouver superposés comme cela est le cas en figure 3.

Un filtre comme celui décrit en (7) et (8) ne pourra isoler le spectre original, la restitution du signal $u(t)$ en sera détériorée. La limite d'apparition du problème se situe lorsque :

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{2f_g}$$

Cela conduit à deux limitations pour la conversion, dont l'effet a aussi une conséquence importante pour la réalisation technique. D'une part, il est nécessaire que le signal analogique soit limité à une bande de fréquences F , comme l'indique la figure 1. D'autre part, Δt doit obéir à la relation :

$$\Delta t < \frac{1}{2f_g}$$

Si et seulement si ces deux restrictions sont respectées, la conversion et la restitution du signal analogique sont en théorie possibles sans perte d'information. Cependant, la conversion décrite n'est pas la seule étape nécessaire pour passer du signal analogique

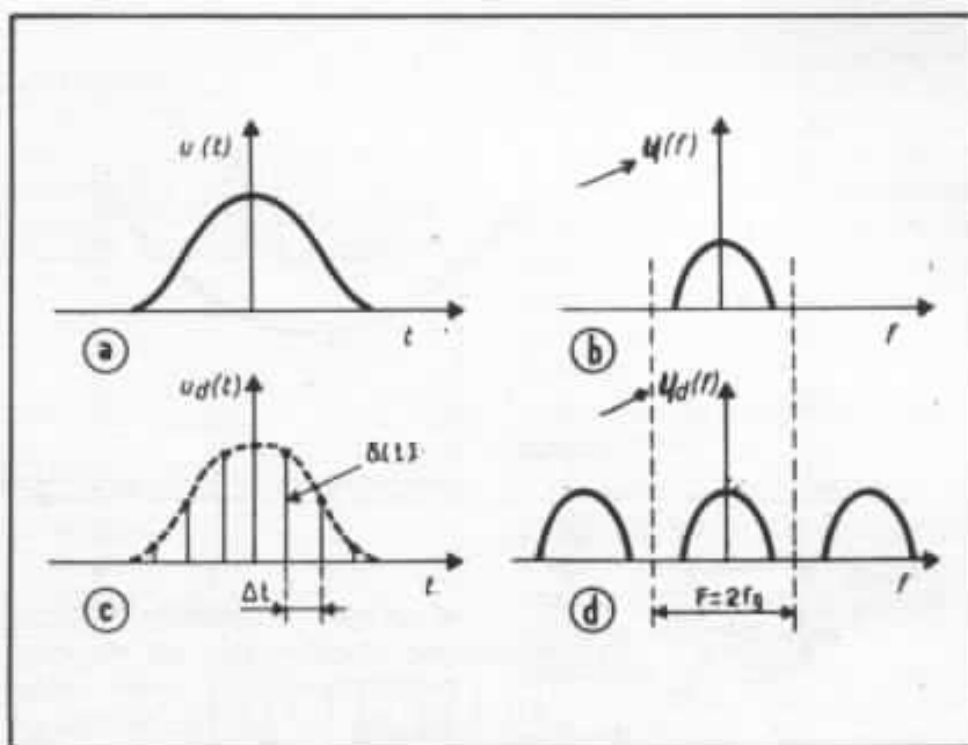


Fig. 1 : Représentation d'un signal continu, par une série d'impulsions dans le domaine fréquentiel et temporel.

au signal proprement dit numérique. Cette première étape constitue l'échantillonnage, lequel délivre un signal constitué d'une série d'impulsions. Le signal n'est pas sous une forme numérique. C'est pourquoi un autre traitement est nécessaire : la quantification.

La quantification

Il y a plusieurs méthodes pour traiter le signal d'impulsion. En audio, on utilise la modulation par impulsions codées (MIC),

dénommée plus couramment PCM (de l'anglais Pulse-Code-Modulation).

Le but est d'obtenir une série de nombres qui correspondent au signal original. Le principe est indiqué en figure 4. Un signal analogique est échantillonné par une série d'impulsions. En abscisse figure le temps et en ordonnée l'amplitude, symbolisée dans notre exemple par huit niveaux possibles de 0 à 7 pour les impulsions. Si l'on attribue à chaque impulsion le chiffre du

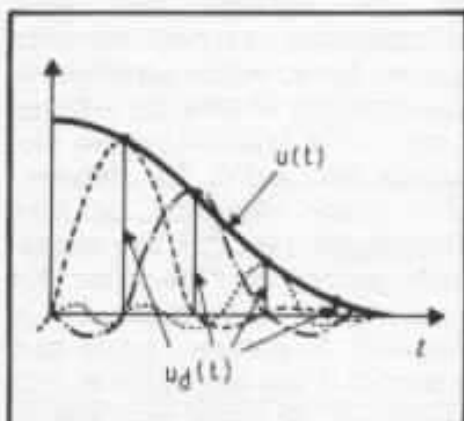


Fig. 2 : Reconstitution du signal $u(t)$ à partir du signal d'impulsion $u_d(t)$.

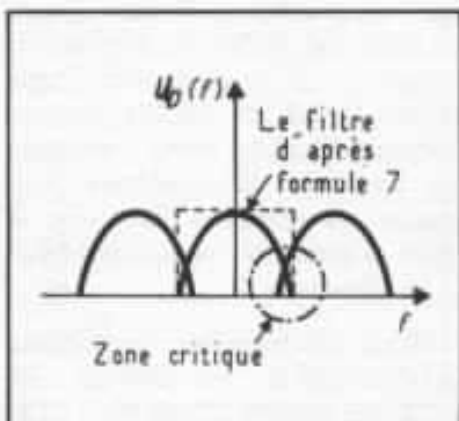


Fig. 3 : Si la fréquence d'échantillonnage est trop faible, les spectres de $U_d(f)$ se superposent.

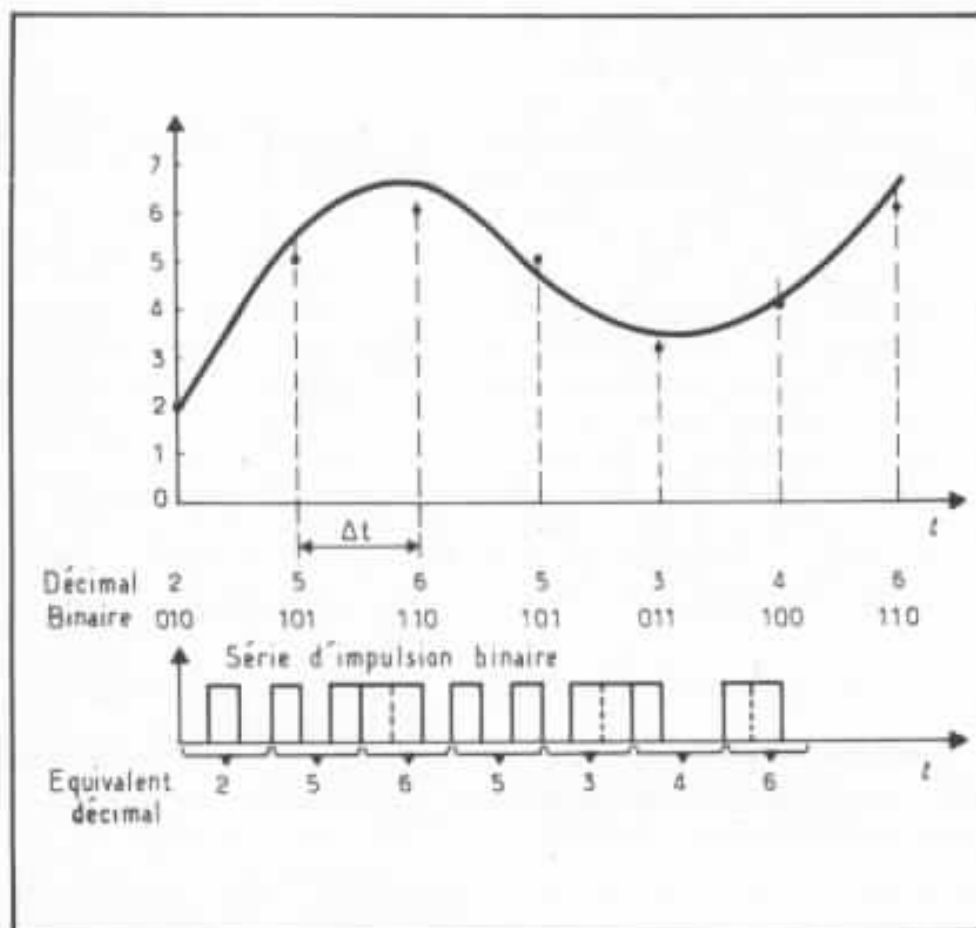


Fig. 4 : Le principe de la quantification, à partir d'un système à trois bits.

niveau le plus proche de son amplitude, la série d'impulsions se trouve transformée en une série de chiffres décimaux. Cependant, en technique numérique, le système décimal n'est pas adapté, on préfère utiliser le système binaire. Celui-ci a l'avantage de n'utiliser que deux chiffres 0 et 1, ce qui en électronique est beaucoup plus pratique. Lorsqu'une tension apparaît, on attribue le binaire 1, si la tension est nulle on attribue le binaire 0. Il est ainsi très simple d'interpréter les chiffres électriquement. Il est donc nécessaire de convertir les nombres décimaux en nombres binaires. A titre d'exemple, reportons-nous à la figure 4.

Pour la première impulsion d'amplitude 2, on obtient, en notation binaire à trois bits, 010, qui se traduit par une série d'impulsions 0, puis 1 et 0. Si l'on effectue cette conversion

pour toutes les impulsions, on obtient une nouvelle série d'impulsions où toute l'information du signal analogique est contenue dans une succession d'états 0 et 1. C'est d'ailleurs en cela que réside l'un des grands intérêts des procédés numériques. Si des perturbations apparaissent lors de la transmission, leur effet sera très inférieur, voire nul dans la plupart des cas. Si, par exemple, une série d'impulsions se trouve brouillée par du bruit, ondes parasites, la transmission ne sera pas affectée tant que le système pourra discerner les 1 des 0. La déformation d'une impulsion est sans importance tant que son amplitude permet de l'identifier. En numérique, une seule chose importe, la présence ou la non-présence d'une impulsion et cela quelles qu'en soient ses caractéristiques propres. C'est la raison essentielle pour laquelle le numérique est la technique privilégiée

pour les domaines du traitement du signal.

Cela va même plus loin puisqu'un système numérique a la possibilité de régénérer le signal. Aussi, une impulsion qui provient dégradée sera-t-elle détectée, puis restituée « nettoyée » pour être transmise aux autres étages du système.

En conséquence, il sera plus facile pour un magnétophone d'enregistrer des 0 et des 1 qu'un signal complexe analogique. Son intervention n'apportera aucune déformation.

On peut alors se demander pourquoi les techniques numériques ne sont pas plus développées si elles offrent autant d'avantages. Toutefois, ce serait oublier la réalisation technique, qui apporte pour sa part des limitations que la théorie ne laisse pas entrevoir.

La réalisation technique

La figure 5 représente une chaîne audio numérique. Elle consiste en six blocs. Nous trouvons en entrée et en sortie un filtre passe-bas. Le bloc succédant au filtre d'entrée effectue l'échantillonnage. Après celui-ci, nous trouvons un convertisseur analogique-digital (A/D), ensuite le système numérique proprement dit (amplification, enregistreur, transmetteur) et le convertisseur digital-analogique (D/A). Il est important de remarquer que seul le bloc situé entre les deux convertisseurs A/D et D/A est purement numérique. Tous les autres maillons du système sont analogiques.

En conséquence, ces maillons influent sur la qualité du signal analogique au même titre que les systèmes analogiques actuels. Il existe, de plus, d'autres problèmes qui, eux, sont spécifiques des convertisseurs.

Nous n'aborderons pas par la suite les limitations apportées par les éléments périphériques analogiques. Nous nous limite-

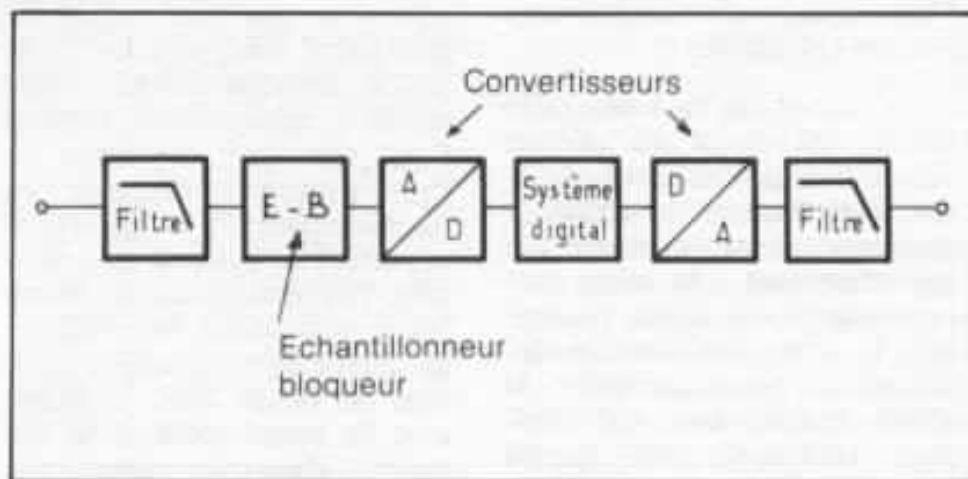


Fig. 5 : Schéma bloc d'une chaîne audio numérique.

rons aux problèmes liés directement aux numériques, c'est-à-dire ceux provenant des convertisseurs A/D et D/A.

Les filtres

Comme nous l'avons mentionné précédemment lors de la théorie de la transformation, il est nécessaire de limiter le spectre de fréquences du signal analogique avant la conversion. C'est la tâche du premier filtre. Le second, quant à lui, a pour rôle d'éliminer les fréquences élevées des signaux numériques subsistant après le convertisseur et de « lisser » la réponse.

Un filtre ayant une fonction de transfert, telle que celle décrite en formules (7) et (8), n'existe pas dans la réalité. Par conséquent, il faut trouver une approximation aussi acceptable que possible, ce qui n'est pas sans poser quelques difficultés. En audio, on souhaite traiter les fréquences jusqu'à 20 kHz, il faut donc employer un filtre passe-bas pour éliminer toute trace de fréquences supérieures pour ne pas perturber l'échantillonnage, comme nous le verrons. La pente de ce filtre doit donc être très rapide. Il existe pour cela plusieurs solutions. On peut avoir recours à plusieurs structures en filtrage actif pour obtenir la pente souhaitée. Il existe évidemment des filtres qui ont une

pente d'atténuation, après la coupure, qui soit suffisamment raide ; mais, malheureusement, aucun n'est parfait. Les uns, tels ceux du type Tchebycheff, provoquent une ondulation dans la bande passante et ont une mauvaise réponse transitoire. Les autres, tels ceux du type Butterworth, atténuent la réponse dans la bande passante avant la fréquence de coupure. De plus, tous les filtres amènent du bruit et des distorsions.

Le problème le plus grave est celui posé par le filtre en sortie d'un amplificateur digital, juste avant le haut-parleur. Dans ce cas, on ne peut pas utiliser un filtrage actif ; seul le filtrage passif est possible à partir de selfs et de

condensateurs. C'est un point qui porte préjudice aux amplificateurs digitaux. Ainsi, l'un des premiers amplificateurs commerciaux de ce type, le Sony TAN 88, ne peut fonctionner avec des charges inférieures à 8 ohms. Sa réponse sur signal carré montre d'ailleurs des ondulations provoquées par le filtre de sortie.

L'étage échantillonneur-bloqueur

En sortie du filtre d'entrée, le signal doit être traité de manière à pouvoir attaquer le convertisseur. L'échantillonneur-bloqueur remplit cette fonction (figure 5). Le signal analogique est échantillonné à intervalles de temps égaux et bloqué, mémorisé, jusqu'à la prochaine prise d'échantillon. On obtient un signal en forme d'escalier, image du signal analogique. En figure 6, est représenté un schéma type d'échantillonneur-bloqueur.

Entre les deux amplificateurs suivants se trouve un interrupteur et un condensateur. L'interrupteur est en réalité un composant électronique réalisé par un MOS FET, dénommé porte analogique. Il est actionné par un circuit extérieur.

Le fonctionnement de cet étage se partage en deux parties :

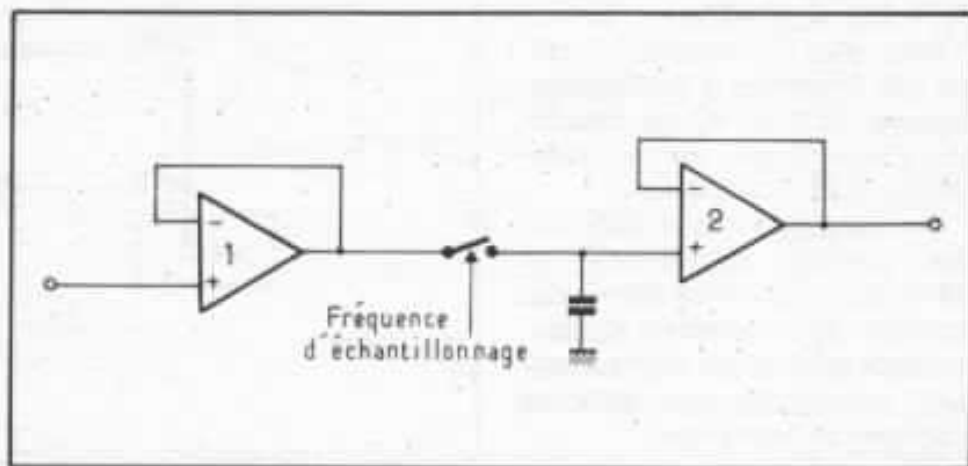


Fig. 6 : Schéma de principe d'un bloc échantillonneur bloqueur.

a) échantillonnage : l'interrupteur est fermé et le signal analogique charge le condensateur en sortant de l'amplificateur 1, dont l'impédance de sortie est faible ;

b) blocage : l'interrupteur est ouvert et le condensateur se décharge très lentement dans la forte impédance d'entrée de l'amplificateur 2. La décharge est si faible que l'on peut considérer que la tension aux bornes du condensateur garde une valeur constante entre deux prises d'échantillon, ce qui est nécessaire pour pouvoir attaquer le convertisseur A/D qui suit.

Les deux états a et b se succèdent au rythme de l'interrupteur commandé par un signal externe dont la fréquence est appelée fréquence d'échantillonnage, car c'est elle qui détermine les prises d'échantillon sur le signal analogique.

Comme nous l'avons mentionné dans l'étude théorique, l'intervalle entre deux échantillonnages doit être suffisamment réduit pour suivre, le plus près possible, les variations du signal analogique. La théorie fixe la fréquence d'échantillonnage minimale au double de la fréquence maximale du signal analogique à traiter. Pour 20 kHz, la fréquence d'échantillonnage devra être au minimum : $f_e = 2fg = 40 \text{ kHz}$.

Pour plus de sécurité, on utilise une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz, ce qui signifie que l'interrupteur est actionné chaque $2 \cdot 10^{-5} \text{ s}$ (0,00002 s) !

On comprend mieux ainsi que des bandes passantes de 500 kHz, comme il est désormais commun d'en rencontrer en électronique analogique conventionnelle, sont extrêmement difficiles à obtenir en numérique.

Pour une bande passante de 500 kHz, il serait nécessaire d'échantillonner à 1 MHz au minimum, ce qui impose à

l'interrupteur de travailler tous les 10^{-6} s (0,000001 s) !

Ce ne sont pas les seules difficultés rencontrées sur l'étage échantillonneur-bloqueur. Lorsque l'interrupteur se ferme, le condensateur ne se charge pas instantanément à la valeur correspondante du signal analogique. Le temps que prend le condensateur pour atteindre la valeur imposée avec une précision suffisante est appelé « temps d'acquisition ». (En théorie, pour atteindre exactement la valeur, il faudrait que temps $\rightarrow \infty$!). L'ordre de grandeur de ce temps d'acquisition est de 0,1 à 50 μs . Il est proche du temps d'échantillonnage si la fréquence d'échantillonnage est grande.

D'autre part, l'interrupteur prend un certain temps pour changer d'état. Ce temps introduit une incertitude au niveau du convertisseur A/D, qui ne peut pas travailler pendant cet intervalle de temps.

Ces divers problèmes

n'excluent pas pour autant les limitations inhérentes aux composants électroniques sur la qualité de la transmission. Lorsque l'on sait que le cœur de l'échantillonneur-bloqueur est un condensateur, les distorsions apportées ne peuvent être négligées. Les audiophiles du monde entier connaissent les faiblesses de ce type de composant : variation de valeur dans le temps, avec la température et la fréquence, absorption diélectrique, vibrations parasites, pour n'en citer que quelques-uns.

Le convertisseur D/A

Quoique le convertisseur D/A ne suive pas directement l'échantillonneur-bloqueur, nous préférons en faire la description préalablement. La compréhension de son fonctionnement est nécessaire pour expliquer celui du convertisseur A/D.

La figure 7 représente un convertisseur D/A. Il consiste en un amplificateur de sommation (analogique), une référence de

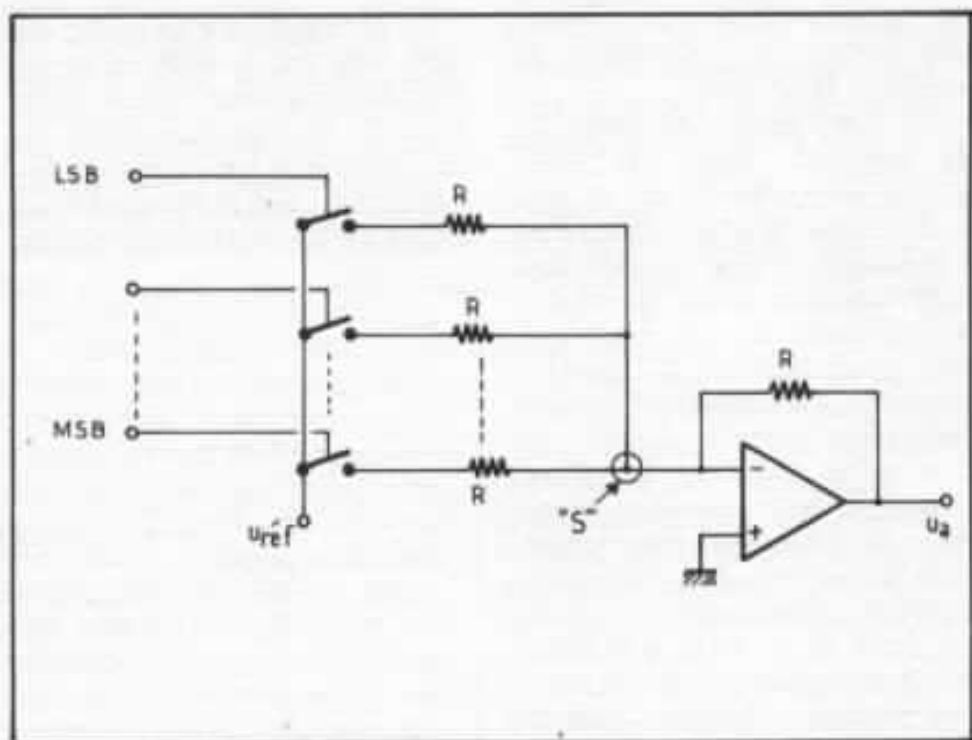


Fig. 7 : Schéma de principe d'un convertisseur digital/analogique.

tension et un certain nombre de réseaux résistance-interrupteur placés en parallèle. Le nombre de ces réseaux dépend du signal numérique proprement dit. En figure 4, nous avons, pour illustrer le processus, utilisé trois bits nécessaires et suffisants pour représenter huit niveaux décimaux avec le zéro. Plus généralement, on peut représenter 2^n degrés décimaux, avec n chiffre binaire ou bits.

Le convertisseur D/A devra comporter autant de réseaux résistance-interrupteur que le signal numérique comporte de bits. Le bit représentant les plus faibles niveaux est appelé LSB (less significant bit), c'est le chiffre le plus à droite du nombre ou mot binaire. Le bit représentant les niveaux les plus élevés est appelé MSB (most significant bit), c'est le chiffre le plus à gauche du nombre binaire. Prenons quelques exemples pour illustrer cela pour le lecteur non familier de la notation binaire.

Pour un mot binaire de quatre bits, le chiffre le plus à droite correspond au chiffre 1 décimal, le chiffre venant ensuite correspond au chiffre 2, le troisième chiffre binaire au 4 et le quatrième chiffre au 8. Ainsi, 15 se décompose de la manière suivante : $15 = 8 + 4 + 2 + 1$, soit en écriture binaire 1111.

$10 = 8 + 0 + 2 + 0 \rightarrow 1010$

$9 = 8 + 0 + 0 + 1 \rightarrow 1001$

$5 = 0 + 4 + 0 + 1 \rightarrow 0101$

Dans ce cas, le bit correspondant au 8 sera dénommé MSB. Pour un mot binaire de 5 bits, ce serait le bit correspondant au nombre 16.

Le convertisseur D/A fonctionne de la manière suivante : chaque fois qu'un bit prend la valeur 1, l'interrupteur qui lui est associé se ferme. Il s'établit un courant qui traverse la résistance R et qui atteint le point s à l'entrée de l'amplificateur. Les résistances sont calibrées de telle

sorte que chacun des divers courants soit en relation avec le poids du bit qui leur correspond. L'amplificateur effectue la somme des divers courants et l'on obtient à sa sortie la tension analogique.

Le convertisseur D/A ne pose pas de gros problèmes. Sa qualité est liée à la constance de la tension de référence, à la précision des résistances et à sa résolution. Cette dernière caractérise le nombre de bits que le convertisseur est à même de traiter. Le convertisseur D/A est en cela lié au convertisseur A/D, comme nous le verrons plus loin.

La vitesse de conversion est dépendante de la rapidité des interrupteurs, lesquels sont, dans la pratique, simulés par des circuits MOS FET, qui sont dans cette application suffisamment performants. D'autant plus que le convertisseur A/D fonctionne plus lentement que le convertisseur D/A.

Le convertisseur A/D

Le convertisseur A/D est, sans doute, l'élément le plus critiqué d'un système numérique. Ses

limitations sont responsables d'une restitution incomplète du signal analogique à la sortie du système avant le filtre.

Examinons le fonctionnement d'un convertisseur A/D. Plusieurs solutions sont possibles pour sa réalisation technique. La figure 8 représente la méthode la plus simple, c'est une méthode de comptage. Le circuit comprend un compteur, un convertisseur D/A, un comparateur et un « flip-flop ». Par la connexion SOC (start of conversion), le bloc échantillonneur-bloqueur indique au convertisseur le début de la conversion du signal parvenant en A. Au même instant le compteur se met en fonctionnement. Sa sortie est reliée à un convertisseur D/A délivrant un signal analogique $U_{D/A}$ qui est l'image de l'information fournie par le compteur. Le signal analogique peut-être comparé au signal A. Si la tension $U_{D/A}$ correspond au signal A, le flip-flop est actionné et déclenche l'arrêt du comptage.

Le contenu du compteur est alors une valeur numérique équivalente au signal analogique. A

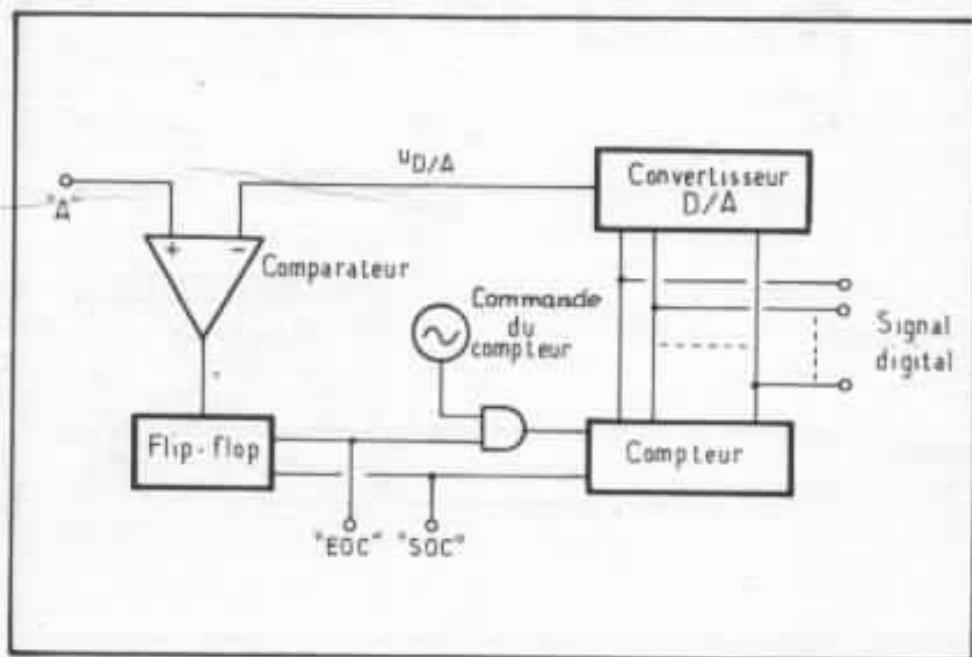


Fig. 8 : Schéma de principe d'un convertisseur analogique/digital, méthode de comptage.

cet instant, par l'intermédiaire de la connexion EOC (end of conversion), l'échantillonneur est informé de la fin de conversion, il peut transmettre le signal suivant à l'entrée pour qu'il soit converti.

Voici donc très brièvement et très schématiquement le principe de ce type de convertisseur à comptage. On comprendra que cette méthode de conversion est très lente. Pour une résolution de 16 bits, il est nécessaire de compter jusqu'à $2^{16} = 65536$. Si l'horloge qui commande le compteur a une fréquence de 1 MHz, il faudra 65 ms pour effectuer une conversion ! Ce temps de conversion a un ordre de grandeur qui est du même ordre que celui des fluctuations du signal analogique à analyser.

Une autre méthode de conversion, qui est aussi lente mais qui est beaucoup plus sensible, est indiquée en figure 9. On utilise, dans ce cas, un courant qui est proportionnel à la valeur de la tension analogique. Ce courant charge un condensateur. Le temps nécessaire à charger celui-ci est mesuré par un compteur. Après la mesure, le condensateur est déchargé par un courant constant. Un diagramme illustre ce processus, il est appelé pour cette raison « double rampe ».

La méthode dite par approximations successives offre pour sa part l'avantage d'être plus rapide que les deux précédents types de convertisseur. La figure 10 représente un convertisseur A/D de ce type. Comme pour la méthode dite du comptage, il uti-

lise un comparateur, un convertisseur D/A et un registre spécial. Le principe repose sur une approximation de la tension analogique. Pour en comprendre le fonctionnement, reportez-vous au diagramme associé. Dans un premier temps, le convertisseur se fixe sur le mot binaire 100...0 sur le registre. La tension $U_{D/A}$ se trouve donc être égale à la moitié de sa valeur maximale possible. Ensuite, le convertisseur examine si la tension analogique est supérieure ou inférieure à cette valeur moyenne. Suivant le résultat, le registre affiche 0 ou 1 pour le second chiffre du mot binaire. C'est le second pas. Le convertisseur s'approche ensuite suivant le même principe de la valeur effective de la tension analogique, pour obtenir finalement dans le registre un mot binaire équivalent au signal analogique. A l'inverse de la méthode de comptage, le temps de conversion n'augmente pas avec le nombre de degrés, de pas successifs du signal analogique, mais avec le logarithme du nombre de degrés analogiques.

La dernière méthode dont nous vous parlerons est la méthode parallèle. Un convertisseur utilisant ce principe est représenté en figure 11.

La tension analogique est appliquée à l'entrée d'un grand nombre de comparateurs. Chacun de ceux-ci effectue la comparaison entre cette tension analogique et une tension fixe légèrement différente pour chacun d'eux, obtenue à partir d'une tension de référence et d'un réseau de résistances. Si la tension analogique est supérieure à la tension fixe à laquelle elle est comparée, le comparateur considéré délivre à sa sortie un signal 1. Si elle est inférieure, ce sera un signal 0. Un mot binaire se forme ainsi dans le circuit de codage. Cette dernière méthode est ultra-rapide, mais la réalisation prati-

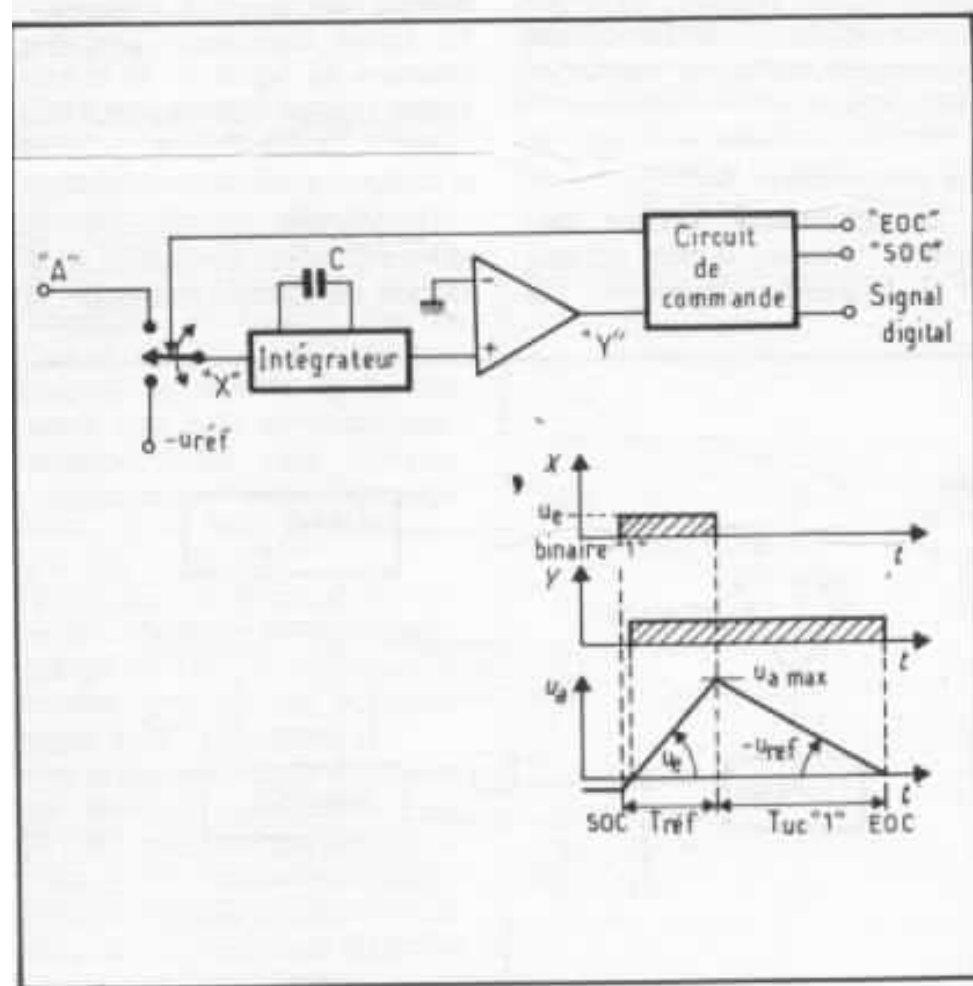


Fig. 9 : Schéma de principe d'un convertisseur analogique digital « double rampe ».

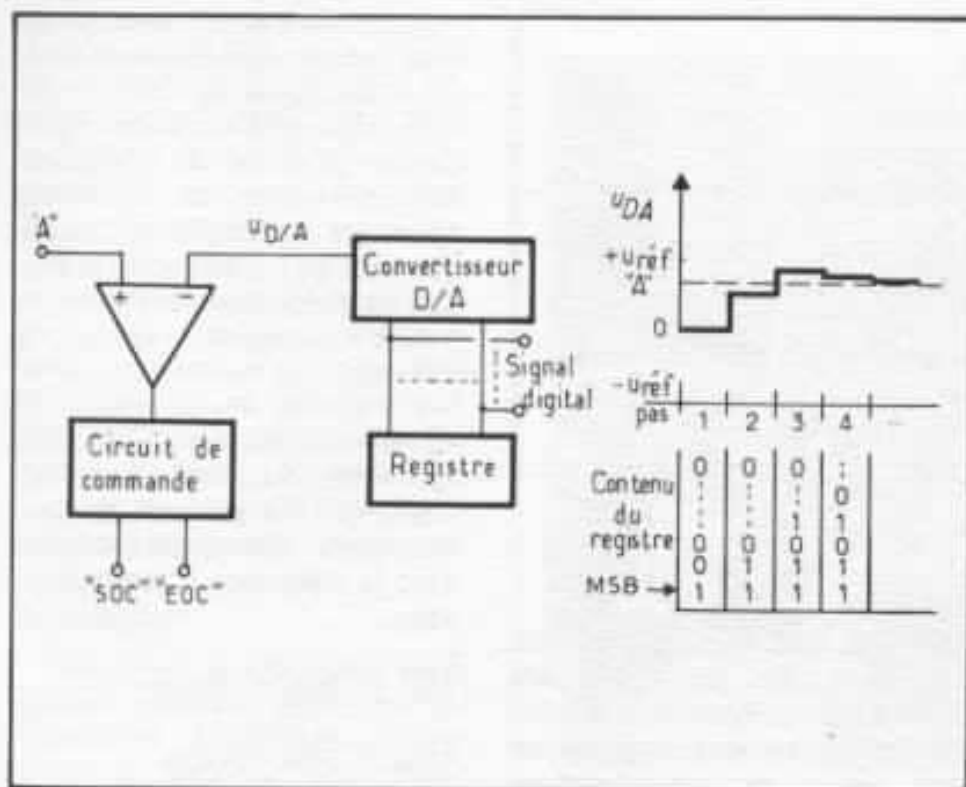


Fig. 10 : Schéma de principe d'un convertisseur analogique/digital à approximations successives.

que est très lourde. En effet, pour obtenir une résolution de n bits, il est nécessaire d'utiliser $2^n - 1$ comparateurs. Il existe des convertisseurs de 8 bits de ce type, mais la réalisation d'un convertisseur de 16 bits nécessiterait 65535 comparateurs !

Or, c'est le nombre de bits qui détermine la qualité d'un système numérique, sa finesse de traitement de l'information en quelque sorte. Il est naturellement souhaitable d'avoir le plus grand nombre de bits possible. Le choix est cependant lié à la méthode de conversion utilisée.

Les limitations

Si l'on se reporte à la figure 4, on comprend mieux les diverses exigences. Il est très peu probable que l'amplitude du signal corresponde exactement à un niveau de l'axe des ordonnées. En règle générale, l'amplitude du signal a une position intermédiaire. En conséquence, la valeur décimale, et donc la valeur binaire retenue dans la quantifi-

cation, correspond à une valeur approchée du signal analogique continu.

Le signal recueilli après traitement en sortie du convertisseur

digital-analogique ne sera pas une image parfaitement fidèle du signal original. Il est donc indispensable d'avoir un nombre de niveaux aussi élevé que possible pour la quantification. Le signal quantifié obtenu peut être considéré comme la somme du signal analogique original et d'un signal de bruit apporté par la quantification, comme l'indique la figure 12.

Sachant qu'on représente 2^n degrés, ou niveaux, par n bits, chaque bit additionnel double le nombre de niveaux. De plus, plus il y a de niveaux et plus la fidélité au signal original est accrue.

L'amplitude du signal de bruit chute de moitié à chaque augmentation, ce qui se traduit par une augmentation du rapport signal/bruit de 6 dB. Pour cette raison, le rapport signal/bruit d'un système numérique est fixé par le nombre de bits. On l'écrit habituellement de la manière suivante :

$$S/n \text{ (dB)} = n(\text{bit}) \cdot 6 \text{ dB.}$$

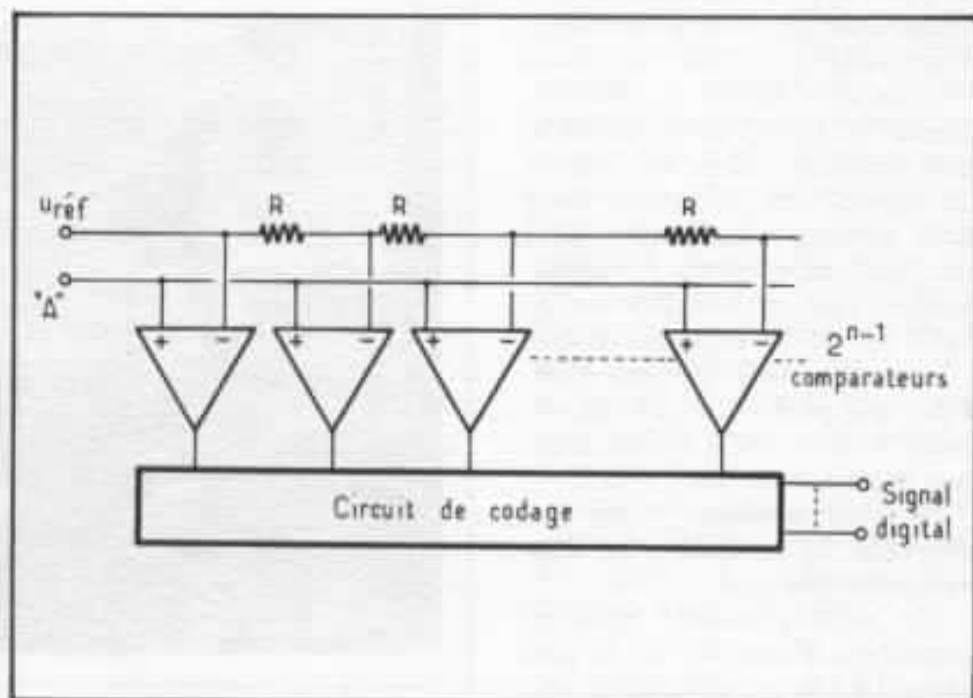


Fig. 11 : Schéma de principe d'un convertisseur analogique/digital parallèle.

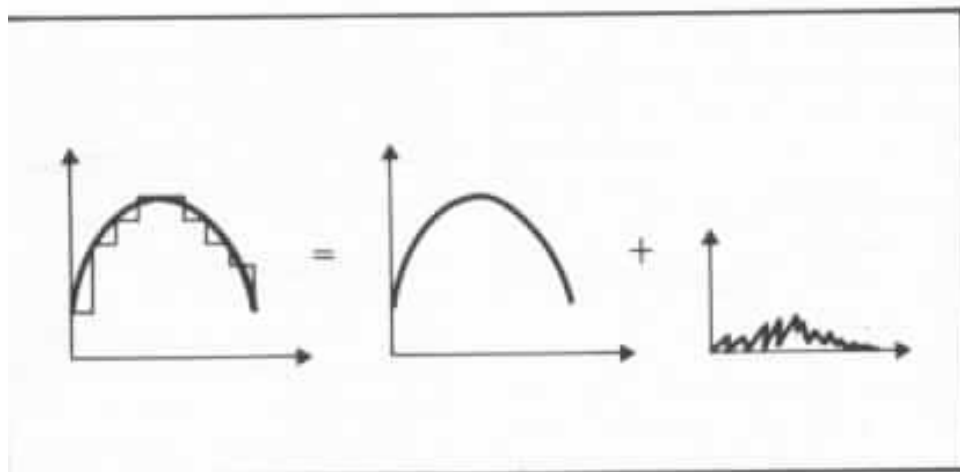


Fig. 12 : Rapport signal/bruit d'un système numérique.

Cela paraît séduisant, un système de 16 bits aura un rapport signal/bruit de 96 dB. Malheureusement, on est limité. Comme nous l'avons déjà vu, la réalisation devient pour chaque bit supplémentaire extrêmement lourde et coûteuse. Le cas de 16 bits démontre bien le problème. Un convertisseur de 16 bits subdivise le signal en $2^{16} = 65536$ niveaux. Dans le cas d'un convertisseur à approximations successives, le bit MSB de poids le plus fort indique si la valeur analogique se trouve dans l'intervalle 0... 32768 ou dans l'intervalle 32769... 65536. Quant au bit LSB, de poids le plus faible, il indique si la valeur analogique est comprise entre deux niveaux consécutifs, 20211 ou 20212 par exemple. En conséquence, l'intervalle relatif au bit MSB est 32768 fois supérieur à l'intervalle relatif au bit LSB. Pour que ce dernier soit significatif, le bit « MSB » doit avoir une précision de 0,0015 % !!

Si cette précision n'est pas observée, la résolution du convertisseur diminue.

Un autre problème qu'il est important d'aborder est le problème lié à la quantification lorsque le signal analogique a une amplitude très grande ou bien une amplitude très faible.

Un signal très faible, tel que

ceux qui sont représentatifs des réverbérations de salle, des nuances d'interprétations, peut ne couvrir en amplitude qu'un seul niveau de quantification. Dans ce cas, la distorsion est très grande. Il y a bien sûr des astuces qui permettent de limiter ces défauts par l'addition d'un bruit artificiel (!) par exemple. Néanmoins, ce problème reste extrêmement critique et ne doit pas être négligé.

Les difficultés rencontrées sont encore supérieures dans le cas d'un signal de forte amplitude. En effet, si le signal dépasse le niveau de quantification maximum, les distorsions apportées par le système numérique sont très grandes. Il se produit un phénomène de saturation « dure », le signal numérique se bloquant à sa valeur maximum ; il n'y a plus aucun respect du signal original. Les distorsions apportées sont d'autant plus critiques qu'elles génèrent des harmoniques qui intermodulent avec la fréquence d'échantillonnage.

$$f_{\text{dist}} = f_{\text{ech}} + f_{\text{harm}}$$

$$f_{\text{dist}} = f_{\text{ech}} - f_{\text{harm}}$$

Là encore, on remarque l'importance des filtres. Si, par exemple, le signal analogique a une fréquence de 7 kHz, son signal harmonique se composera de fréquences 14, 21, 28, 35... 56 kHz... Et, par intermodulation avec la fréquence d'échantil-



Fig. 13 : Matériel d'enregistrement numérique. Document Decca.

lonnage de 50 kHz, on générera des signaux de fréquences 36, 29, 22, 15, 8, 1 kHz... Le filtre éliminera bien les fréquences hors du spectre audio, mais laissera passer les fréquences audibles, lesquelles présentent un caractère extrêmement critique, car, provenant d'une intermodulation avec la fréquence d'échantillonnage, elles ne sont pas liées directement à la structure harmonique du signal musical. Du point de vue perceptif, ces signaux sont extrêmement critiques et dérangeants.

Conclusion

Cet article ne représente guère qu'une première approche des techniques numériques. Nous n'avons pas la prétention d'avoir, en quelques pages, abordé le problème dans son ensemble. Nous avons simplement voulu montrer qu'il n'y avait pas que des avantages. Il ne faudrait cependant pas croire que l'auteur est un adversaire du digital. L'audio du futur sera vraisemblablement numérique. Pourtant, dans l'état actuel de ces nouvelles techniques, l'application à l'audio ne représente en rien une panacée. Certains problèmes, auxquels l'on se heurte maintenant avec les techniques analogiques, seront résolus, c'est indéniable. Néanmoins, il apparaîtra de nouveaux problèmes propres au digital.

Comme on l'a vu, le convertisseur est l'un des maillons les plus limités. Il y aura certainement dans l'avenir des convertisseurs ultra-rapides de 64 bits, nous n'en doutons pas. Mais à quoi serviront-ils si la standardisation est fixée à un format de 16 bits et une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz ! C'est à ce niveau que réside le grand problème, qui fait du domaine numérique un domaine fondamentalement différent du domaine analogique.



Fig. 14 : Prise de son pour un enregistrement numérique, chez Decca.

En effet, si l'on considère une standardisation de ce dernier domaine, telle que la bande passante, elle est fixée à 40 -12 500 Hz par la norme DIN. Cependant, elle est largement dépassée, car les ingénieurs n'avaient absolument aucune entrave pour réaliser des amplificateurs avec une réponse s'étendant à plusieurs centaines de kHz.

Dans le domaine numérique, c'est différent, car si l'on se fixe une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz, la bande passante maximum est limitée à 25 kHz. Une augmentation de la réponse en fréquence s'accompagne obligatoirement d'une augmentation de la fréquence d'échantillonnage.

Par ailleurs, l'avènement des techniques numériques en audio provoquera inévitablement un nivellement, car ces techniques

nécessitent de très gros budgets, et les petites firmes animées par des passionnés, qui nous donnent aujourd'hui les appareils les plus satisfaisants, n'auront guère la possibilité de jouer un rôle de novatrices comme elles le font aujourd'hui. Les innovations nécessitent le développement de nouveaux circuits intégrés plus performants. Et aucune firme, même de dimensions moyennes, ne pourra mener ces développements car les coûts mis en œuvre sont considérables.

Alors, le digital est-il vraiment, pour l'audio, la solution du futur ?

L'auteur tient à remercier Gérard Chrétien pour son aide en matière de traduction et de mise en forme du texte.



**Page non
disponible**

Evolution des circuits amplificateurs

Jean Hiraga

C'est au début des années 1900 que naissaient les premiers circuits amplificateurs basse fréquence. Utilisant le pouvoir amplificateur des tubes à vide, des triodes dont Lee de Forest est l'un des inventeurs, les premiers amplificateurs étaient d'une simplicité tout à fait exemplaire.

Vers 1916, par exemple, les amplificateurs américains Western Electric alimentés par batteries (4,5 V pour les filaments, 100 V pour la haute tension) étaient composés de trois tubes identiques, des petits tubes triodes aux bulbes sphériques. Ces amplificateurs, à l'exemple du modèle 7A, n'étaient pour ainsi dire que composés de tubes et de transformateurs de liaison. Les résistances de charge de plaque remplacées par les enroulements des transformateurs étaient absentes. Quant aux résistances de fuite de grille, elles étaient absentes également car les tubes utilisés étaient capables de travailler sans danger sous polarisation nulle. Pour ces amplificateurs, la puissance modulée obtenue ne dépassait pas 0,6 W. La bande passante ne s'étendait pas au-delà de 8 kHz et le taux de distorsion n'était que de quelques pourcents.

Mais, bien vite, cette simplicité liée aux possibilités pratiques de l'époque ne suffit plus à leurs créateurs. Les haut-parleurs, aux performances encore pauvres, s'améliorèrent peu à peu. Puis, les tubes et les circuits progressèrent, de même que les composants passifs tels que les transformateurs. Ces derniers étaient en grande partie res-

ponsables de la distorsion et de la bande passante tronquée dans le grave et l'aigu. Mais les circuits se compliquaient, ce qui pouvait très bien se traduire par un prix de revient inférieur, cela pour un résultat supérieur. Les circuits à couplages RC en sont un bon exemple. Remplaçant les transformateurs aux performances limitées, volumineux

et coûteux, la liaison RC, telle que celle présentée dans la revue anglaise *Wireless World* vers 1918, fut considérée comme une « révolution », dans laquelle les constructeurs de transformateurs voyaient leur fin proche, leur disparition, du moins pour les transformateurs de liaison BF.

En 1928, après diverses petites

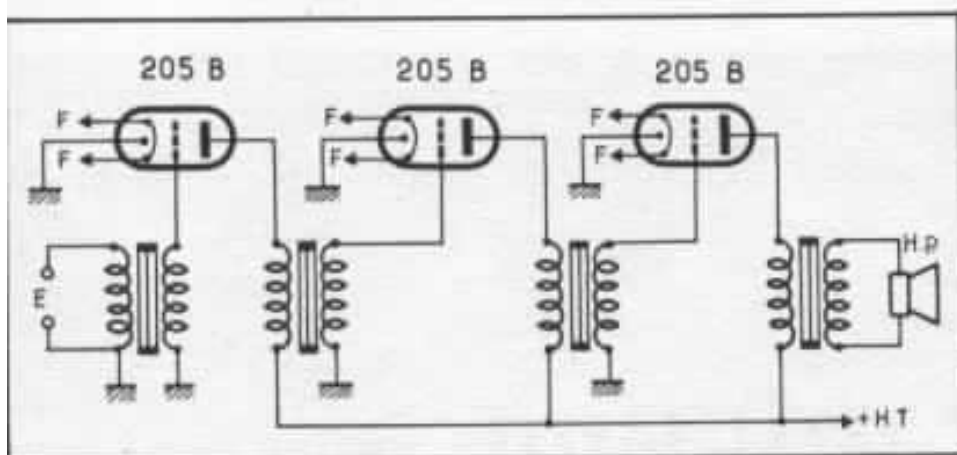


Fig. 1 : Amplificateur Western Electric, modèle 7A (1916). Les tubes et les transformateurs de liaison en sont les seuls composants. L'alimentation est assurée par des batteries (4,5 V, 100 V) placées à l'extérieur de l'appareil.

innovations, la création de tubes plus performants, arrivaient d'autres révolutions, telles que celles apportées par Black (circuit de contre-réaction négative) et celles de Loftin et White (couplage direct). Pour cette innovation qu'était la contre-réaction, un remède que certains ont longtemps considéré comme absolu, il faut dire qu'il y avait bien des avantages sur le plan commercial : élargissement de la bande passante au détriment d'une perte de gain certes, mais forte réduction du taux de distorsion, résultats chiffrés dans lesquels chacun voyait parallèlement une amélioration du son reproduit. Et puis, les circuits se compliquèrent encore. Les transformateurs, bien que nettement améliorés, ne pouvaient supporter un

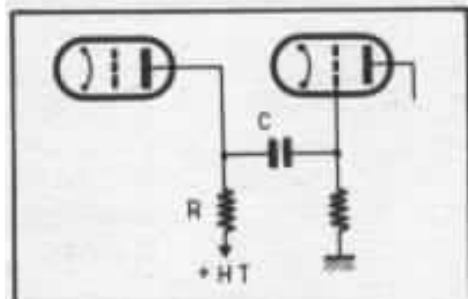


Fig. 2 : Couplage RC, une innovation des années 1915-1920, supprimant le transformateur de couplage : baisse du prix de revient, amélioration des performances, réduction du volume.

taux de contre-réaction trop élevé. C'est ainsi que l'on pensa à utiliser plusieurs boucles de contre-réaction et même des correcteurs de phase. Par la suite, les premiers circuits push-pull élargirent encore la bande passante et on améliora le rendement de l'ensemble par l'emploi de nouveaux tubes pentodes ou tétrodes.

De plus en plus, on établissait ainsi un lien étroit entre les performances mesurées et la qualité de reproduction. Ainsi, dès 1940, on peut considérer qu'il existait déjà des amplificateurs méritant le sigle « haute fidélité », leur bande passante dépassant les possibilités de l'oreille et le taux de distorsion harmonique devenant négligeable, surtout par rapport aux performances des haut-parleurs de l'époque. Une fois de plus, on constatait la sérieuse complication des circuits, ne serait-ce qu'en comparant le vieux circuit Western Electric 7A à un circuit push-pull Williamson ou à un montage symétrique ultralinéaire.

Mais certains audiophiles, existant déjà à cette époque lointaine, n'étaient pas toujours d'accord. Ainsi les arguments

techniques divers disputaient qualités et défauts des tubes triodes par rapport aux tubes pentodes. Parallèlement, il y avait la course à la puissance de sortie, aux bandes passantes très larges, ce grâce aux boucles de contre-réaction dont le taux pouvait dépasser 40 dB. Les ingénieurs étaient contents. Les mélomanes parfois beaucoup moins, surtout lorsqu'ils s'efforçaient de remplacer les résistances pures, utilisées pour obtenir de bonnes mesures, par des bobines mobiles de haut-parleurs électrodynamiques, ou encore par des charges capacitives.

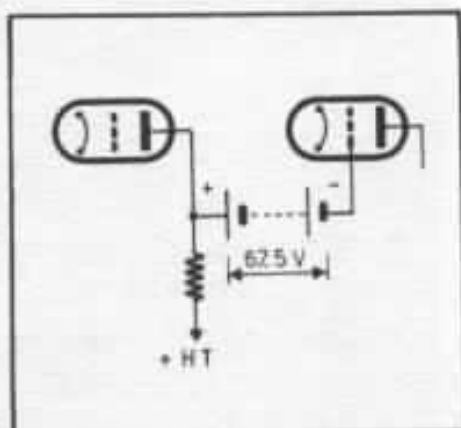


Fig. 3 : Couplage par batterie (C. Fitch, Radio News, 1926).

Vers les années 50, la vogue de la contre-réaction allait bon train et le total de la contre-réaction appliquée pouvait dépasser 120 dB, grâce à plusieurs boucles savamment disposées. De là aux problèmes, cette fois plus fréquents et plus graves, d'instabilité dynamique, il n'y avait qu'un pas. Le transformateur de sortie, principal responsable, subissait alors de grandes améliorations et on adoptait de nouveaux circuits, pour lesquels Mc Intosh semble avoir fait de nombreux jaloux des années durant. Les meilleurs appareils de l'époque montrent que dès ces années on savait faire de très bons

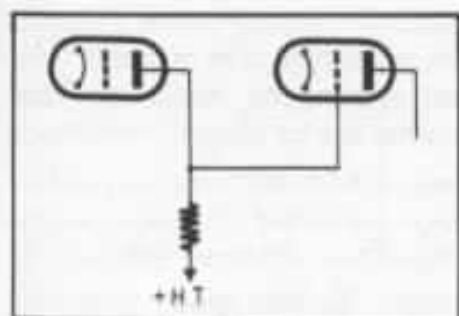


Fig. 4 : Couplage direct (Loftin, White), circuit commercialisé par la firme américaine Electrad en 1929. Après le transformateur, le condensateur de couplage disparaît.

amplificateurs BF. Mais avant l'ère du transistor, qui bouleversa la technologie des amplificateurs audio, on avait pensé à un autre circuit, peu pratique car exigeant un haut-parleur d'impédance 800 à 1 000 ohms. Ce circuit, appelé SEPP (Single Ended Push-Pull), permettait de supprimer le transformateur de sortie, d'appliquer un taux de contre-réaction encore plus élevé et d'obtenir ainsi une bande passante très large (plus de 100 kHz), accompagnée d'un taux de distorsion encore plus faible.

Mais ces circuits rendaient les haut-parleurs fragiles. On songea alors à réaliser un circuit identique, mais capable de travailler sur des charges beaucoup plus basses, soit 8 à 16 ohms.

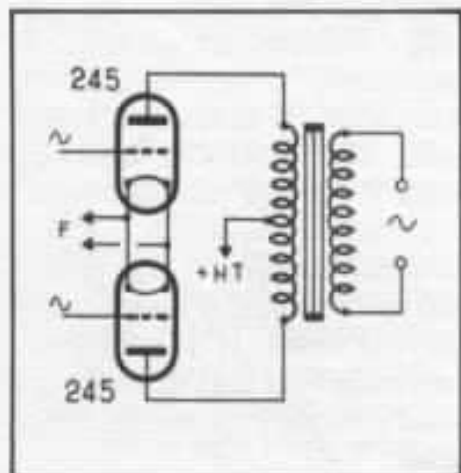


Fig. 5 : Circuit push-pull (RCA, modèle RE 45 « Globe trotter », 1928).

Cela n'était pas facile, en particulier du côté alimentation. En effet, les circuits à tubes conventionnels avaient une alimentation dont l'impédance interne était élevée, et 200 à 300 ohms étaient une valeur beaucoup trop élevée. C'est ainsi que l'on dut utiliser des circuits régulateurs, des alimentations régulées, des selfs de faible résistance pour obtenir une impédance interne d'alimentation inférieure à 10 ohms.

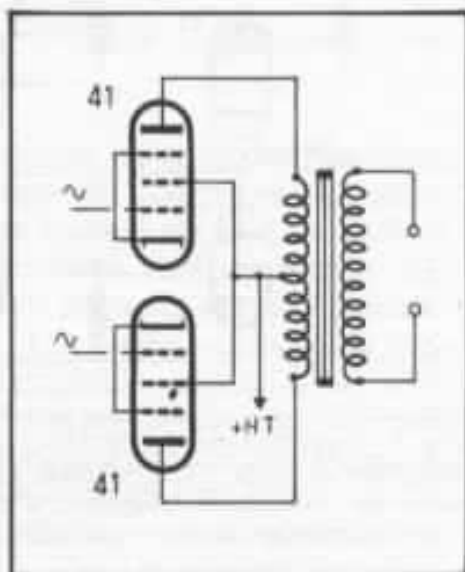


Fig. 6 : Etage de sortie à tubes pentodes (Emerson, 1938, USA).

Il faut dire que toutes ces innovations sur les derniers circuits amplificateurs à tubes, circuits dont l'ingéniosité n'a pas toujours été récompensée par un succès commercial marqué, ont beaucoup aidé les premiers circuits amplificateurs transistorisés, en particulier les circuits d'appellation haute-fidélité. Dès 1963, le transistor entamait ainsi rapidement le secteur haute-fidélité. Au début, ce n'était pas très facile. Les phonolecteurs, plus performants, perdaient en sensibilité et leur tension de sortie passait à quelques millivolts. Les haut-parleurs, eux aussi, perdaient en rendement, ce qui exigeait un gain total d'au moins

10 000, soit 80 dB. 80 dB signifiait qu'à partir d'un signal de 2 mV, il fallait, pour obtenir 50 watts sur 8 ohms, soit 20 volts. Ce gain de 10 000 était nécessaire et posait quelques questions du côté du bruit résiduel, relativement élevé sur les vieux transistors.

De ce côté, les meilleurs circuits à tubes se comportaient bien mieux et on doutait fortement des possibilités futures du transistor dans les applications audio.

En 1962 apparaissaient ainsi les premiers amplificateurs de moyenne puissance aux étages de sortie SEPP, c'est-à-dire un étage de sortie sans transformateur de sortie, dérivé du circuit à tube OTL. En 1965, on voyait l'apparition sur le marché des amplificateurs tout silicium et on vit même des réalisations commerciales de pré-préamplificateurs à transistors, tentant vainement de surpasser les transformateurs pour cellules à bobine mobile.

Bien que les progrès allaient très vite, que les performances des amplificateurs transistorisés s'amélioraient peu à peu, chacun commençait à connaître les défauts du transistor, les points faibles de celui-ci, pour ne pas dire incurables. Trois gros défauts ou inconvénients étaient constatés.

La première grande différence était que le tube travaillait sous vide, contrôlant un flux d'électrons à partir d'une tension, un système contrôlé en tension. Le transistor, lui, travaillait en courant par le principe de la « Hole conduction ». Par exemple, pour un transistor donné au Hfe de 100, au courant collecteur de 100 mA, au courant de base de 1 mA, on obtenait une bonne

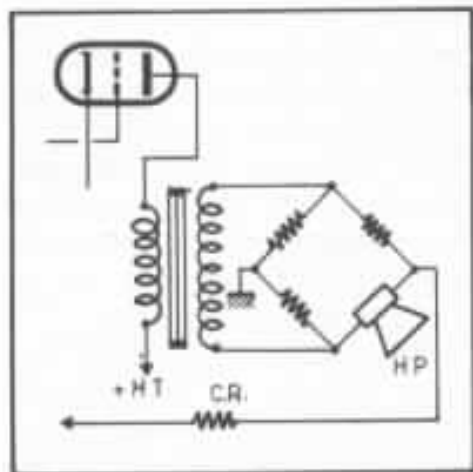


Fig. 7 : Circuit de contre-réaction (Black, Bell Systems, 1929).

linéarité de transfert sur l'émetteur, puisque l'on obtenait 101 mA. Ceci correspondait à une bonne linéarité des transferts I_c/I_b . Cependant, en attaquant en tension la base du transistor, le transfert V_{Be}/I_c était empreint d'une distorsion marquée, déformant le signal de sortie. On pouvait bien sûr y remédier, par exemple en insérant une

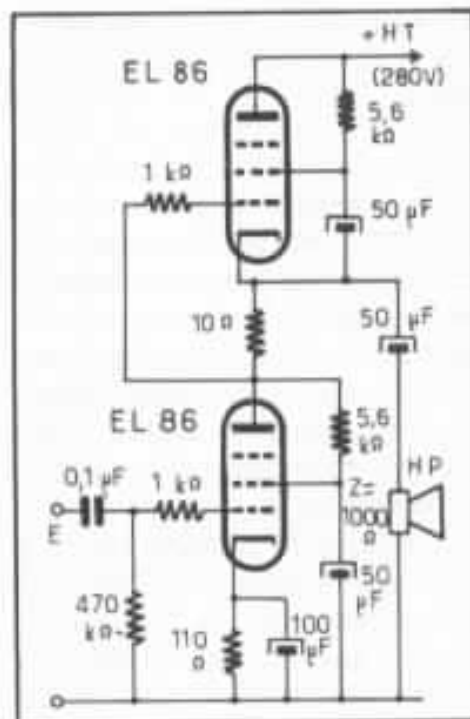


Fig. 8 : Circuit SEPP (Single Ended Push-Pull) sans transformateur de sortie. Ce genre de circuit, dont l'origine semble revenir à Philips (1938), a été repris par la suite. Le présent circuit a été présenté en 1957 par J.-R. Courtinél (Radio technique).

résistance dans le circuit émetteur (contre-réaction en courant). Mais, cette non-linéarité de transfert faisait naître un défaut devenant audible et gênant en classe B : la distorsion de croisement.

Le deuxième défaut constaté sur les transistors, comme sur les diodes silicium, était la fameuse distorsion de commutation, le

aider la contre-réaction à travailler aussi bien. On obtenait alors un spectre de distorsion bien connu sur les circuits transistorisés, c'est-à-dire une augmentation rapide de la distorsion aux fréquences élevées. Un taux de contre-réaction encore plus élevé était responsable d'une caractéristique de distorsion dite « dure », c'est-à-dire élevée à

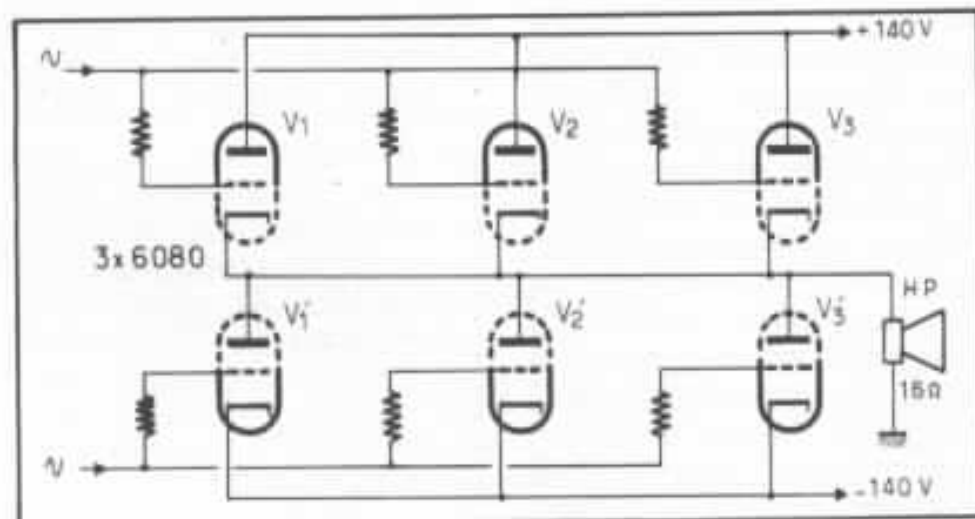


Fig. 9 : Etage de sortie SEPP/OTL, sans transformateur de sortie, sans condensateur de sortie. Cette méthode sera reprise plus tard sur les circuits transistorisés. Remarquer l'obligation d'une alimentation symétrique (+ 140 V, - 140 V), devenue courante sur les circuits actuels.

« clic », un défaut connu auquel on ne pouvait remédier qu'en ayant recours à la classe A, donnant de bons résultats mais coûteuse et de mauvais rendement.

Le troisième défaut constaté était une distorsion relativement élevée aux fréquences supérieures à environ 4 ou 5 kHz, due à la bande passante limitée des premiers transistors. Il se produisait comme un effet d'accumulation sur la base du transistor, réduisant le gain aux fréquences élevées. On obtenait alors une courbe de réponse en « dos d'âne ». Pour y remédier on pensa à la contre-réaction. Aux fréquences moyennes le taux élevé réduisait sensiblement le taux de distorsion alors qu'aux fréquences élevées, la chute de sensibilité et de gain ne pouvait

bas niveau, s'abaissant peu à peu, puis augmentant très rapidement avant saturation. En termes de stabilité dynamique, ces circuits ne se comportaient pas toujours très bien, malgré les nouvelles idées apportées. C'est ainsi que l'on constata les premiers phénomènes parasites de distorsion d'intermodulation transitoire, la fameuse « TIM » dont Matti Otala a beaucoup parlé il y a déjà plus de 10 ans.

Quant au contenu de la distorsion harmonique, il était le plus souvent composé d'harmoniques de rang impair et de rang élevé, ceci malgré un taux de distorsion total pouvant paraître très acceptable.

On s'est alors orienté vers d'autres recherches sur les semi-conducteurs. On retombait alors

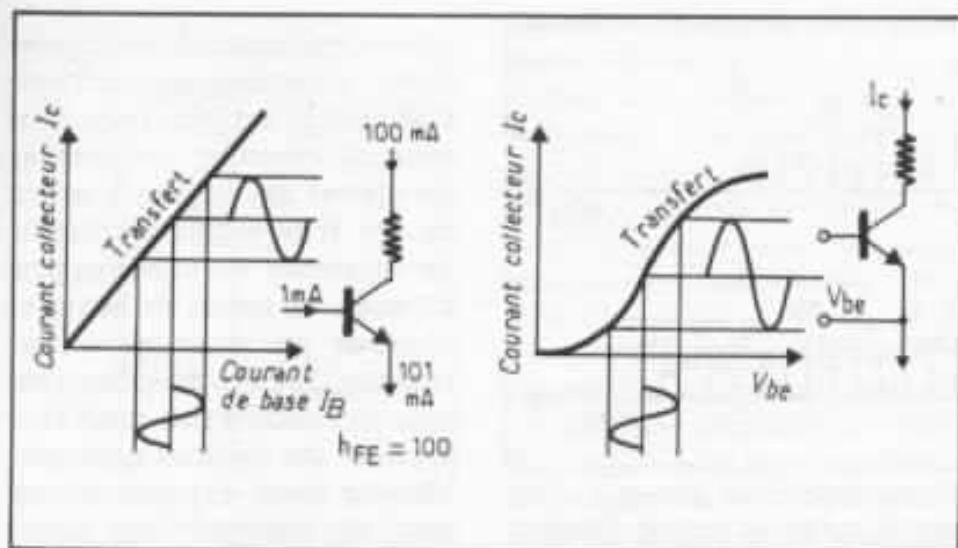


Fig. 10 : Transistor : différence des caractéristiques de transfert selon un contrôle en courant ou en tension.

sur les contraintes commerciales, les recherches étant longues et coûteuses et n'aboutissant même en cas de succès qu'à une production réduite par rapport aux semi-conducteurs industriels courants. De ce côté, les chercheurs ne voyaient pas venir un succès qu'ils souhaitaient, ou bien les recherches étaient orientées par les supérieurs, simplement pour « faire peur » aux concurrents ou pour l'image de marque. D'autres technologies manuelles aboutissent à des formules fort coûteuses ne pouvant intéresser qu'une minorité de constructeurs. Ces nouvelles technologies sont relativement nombreuses. Les transistors de puissance à effet de champ dont on parlait dès 1968 donnaient un grand espoir car ressemblant aux triodes d'autrefois, sans leurs défauts. D'autres technologies suivirent comme les transistors RET (Ring Emitter transistor), les transistors EBT (Emitter Ballast Transistor) et les plus récents V MOS FET, lesquels permettent d'obtenir sans l'aide d'artifices comme les circuits de contre-réaction une bande passante très large et un taux de dis-

torsion remarquablement bas. Pour les transistors bipolaires, on réalisait des versions audio à très faible bruit, des circuits intégrés de plus en plus performants. Les autres améliorations concernaient les circuits afin d'essayer de masquer, de compenser, d'annuler diverses non linéarités, diverses formes de distorsion, au prix de grandes complications de schémas nouveaux,

compliqué ne voulant pas obligatoirement signifier coûteux. Les circuits intégrés, les circuits imprimés, les machines à implantation automatique de composants et la production en masse facilitent les choses.

Pour ces améliorations des circuits, on peut diviser celles-ci en plusieurs catégories dont principalement :

- Les circuits annulant la distorsion de transfert V_{be}/I_c , un défaut propre aux transistors bipolaires et responsable de la distorsion de croisement dans les montages push-pull travaillant en classe B. De nombreux circuits baptisés par des qualifications pompeuses telles que « Linear Transfer circuit », « Line Strait », ne sont en fait que des circuits relativement simples, mais ingénieux : régulateurs de courant, polarisation assistée limitant le travail du transistor à ses zones linéaires.
- Les circuits réduisant ou annulant la distorsion de commutation, que l'on ne doit pas con-

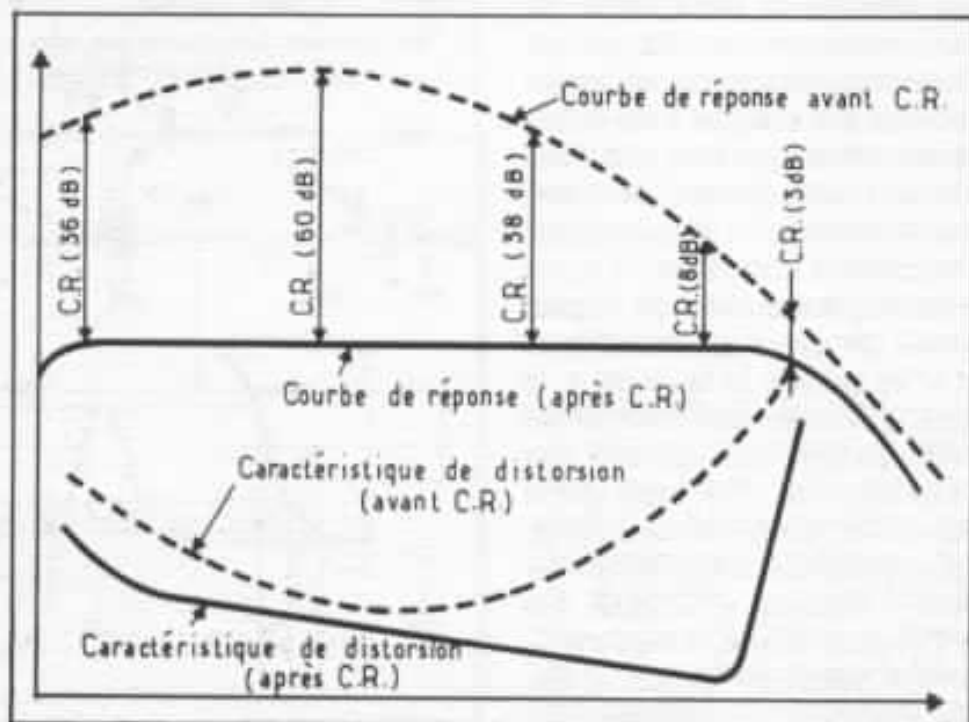


Fig. 11 : Transistor : effet du circuit de contre-réaction négative sur la forme de la distorsion.

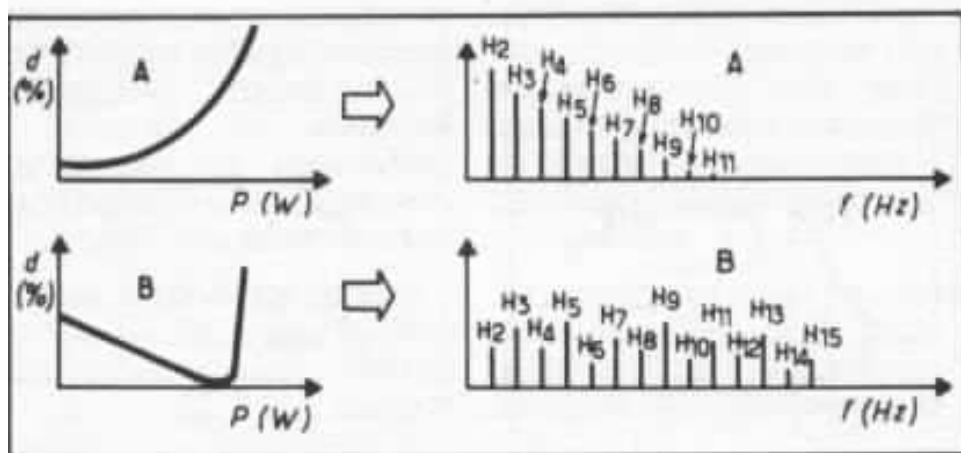


Fig. 12 : Effet de la contre-réaction sur la caractéristique de distorsion et sur le spectre de distorsion. En A, un bon exemple, malgré un taux de distorsion élevé. En B, un mauvais exemple (harmoniques impairs de rang élevé).

fondre avec la distorsion de croisement. Distorsion fortement audible pour laquelle le meilleur remède semble être l'emploi de transistors au Ft très élevé. Un autre moyen consistait à « servocontrôler » la polarisation pour éviter le cut-off. En 1978, après quelques démonstrations et articles de revues spécialisées, plusieurs constructeurs japonais proposèrent des nouveaux circuits, sensés réduire fortement le taux de distorsion, en particulier les harmoniques de rang élevé, responsables du son « dur », du son « transistor ». Ce n'était donc plus exactement des circuits « classe B » puisque l'on évitait le cut-off et que l'on n'utilisait que les parties linéaires des courbes. Plus tard, ces circuits furent rebaptisés « New Class A », un nom très commercial où chacun voyait les avantages de la classe B et les qualités de la classe A, le plus gros argument commercial étant un prix très inférieur aux vrais classe A. C'est ainsi que le Japon fut envahi par de nouvelles appellations telles que « New A », « Direct A », « Super A », « Dynamic Bras », « Servo A », « Non Switching Circuit ». Par les chiffres et les résultats des mesures, ces circuits étaient en effet très performants, le taux de

distorsion passant facilement en deçà de 0,003 %.

- Les circuits de contre-réaction qui, grâce à la facilité d'emploi et aux performances des plus récents circuits intégrés, permettaient l'emploi de circuits de contre-réaction « actifs » : cir-

cuits comparateurs, compensateurs, amplificateurs différentiels dont le but était essentiellement de contrôler parfaitement les dérives des circuits à liaison directe. Il devenait ainsi possible de supprimer les condensateurs d'entrée, de sortie, de liaison et d'utiliser un circuit de contre-réaction couplé jusqu'au continu. Ces circuits pouvaient aussi apporter des résultats remarquablement bons. Les plus connus sont, par exemple, ceux conçus par l'ingénieur Koga de la firme japonaise Onkyo, appelés « β circuit ». « DC Servo Loop », « W DC Servo ». Ces derniers compensent également les défauts des alimentations régulées courantes, annulant les effets gênants d'inductance parasite série, de câblage et des

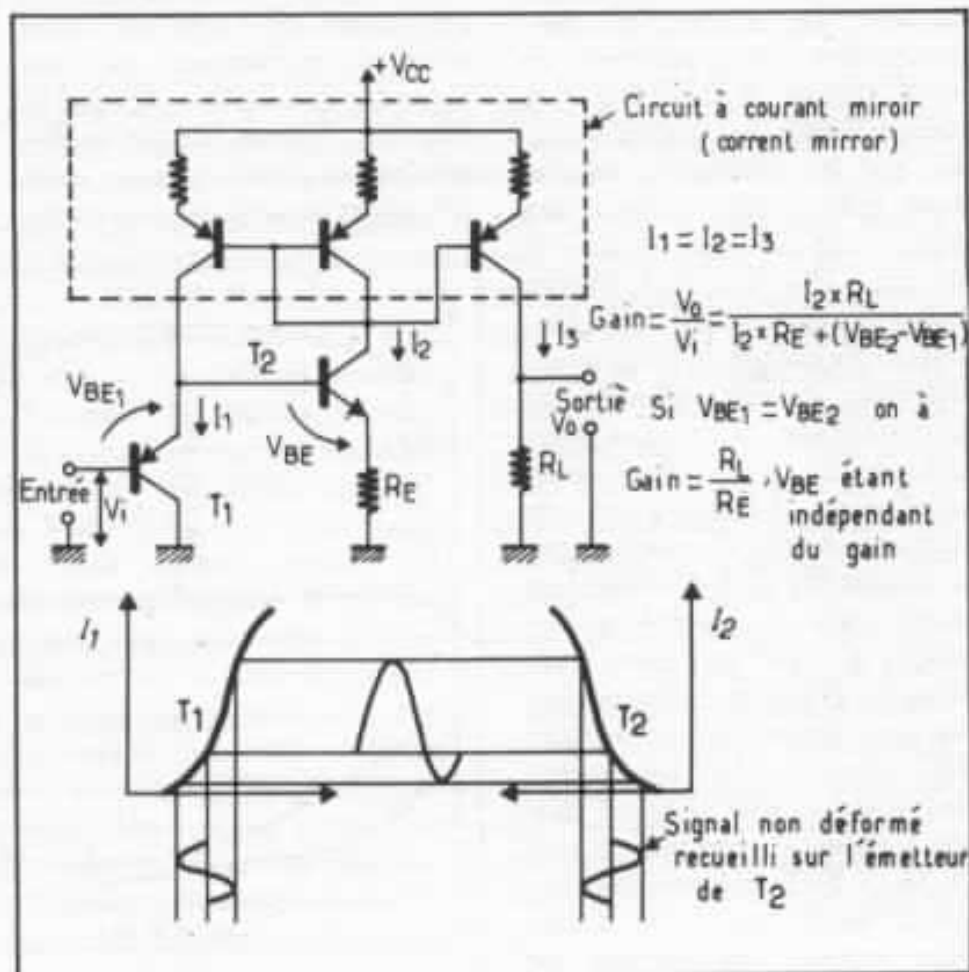


Fig. 13 : Circuit amplificateur Pioneer sans contre-réaction « NO NFB ». Principe schématique.

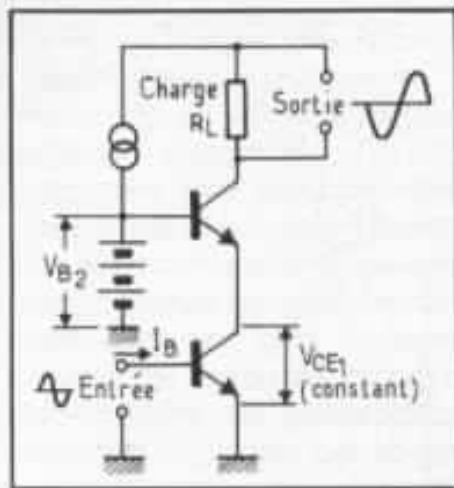


Fig. 14 : Circuit annulant la distorsion ΔV_{CE} , ce grâce à un circuit émetteur commun + couplage cascode + base commune. Il a été appelé « Super A » par son constructeur japonais JVC

circuits imprimés, ces circuits appelés « zéro » ramenant virtuellement à zéro, ce jusqu'à des fréquences très élevées, l'impédance des circuits d'alimentation. D'autres circuits faisant appel ou non à la contre-réaction utilisent parfois les défauts des transistors NPN et PNP. Certaines combinaisons, couplant en cascade des circuits aux caractéristiques de non-linéarité parfaitement opposées, permettent de retrouver en sortie un signal non déformé par effet d'annulation.

Ce genre de circuit était déjà connu des fervents du tube, ce malgré des circuits nettement différents. Les avantages de ceux-ci étaient la suppression parfois totale de la boucle de contre-réaction que certains constructeurs ont baptisée « No NFB Circuit ».

- Les autres améliorations concernent les composants passifs. La double alimentation était l'une des premières améliorations visant la stabilité et réduisant les interférences entre les canaux. Parmi les autres composants passifs, les condensateurs subissaient de nombreuses améliorations : diélectrique, connexions de sortie, vibrations mécaniques parasites, effets parasites selfiques, magnétiques, résistifs ou électro-chimiques. Les résistances suivaient la même voie, la qualité des connexions, les réductions du bruit résiduel et de l'effet selfique étant les principaux buts visés. Ces diverses améliorations touchaient jusqu'aux matériaux composant les châssis des appareils, certains constructeurs (comme Kenwood par exemple) démontrant par la mesure l'évidence des défauts

apportés par les châssis en métaux ferreux et magnétiques.

- Les autres améliorations nous ramènent aux sujets précédents, concernant par exemple la stabilité des circuits charge réelle (haut-parleur et non résistance pure). Une méthode de mesure, préconisée par Matti Ojala, puis reprise par J. Kasuga (Accu-phase), A. Imai (Université de Musashi-Kogei, Tokyo), consistait à simuler la charge active que représente le haut-parleur, risquant par-là même de perturber le fonctionnement de certains circuits compensateurs de linéarité ou de distorsion. Cette méthode consistait à envoyer sur la charge (charge pure) d'un amplificateur recevant un signal de 1 kHz, un signal perturbateur extérieur de fréquence plus basse (50 Hz par exemple). La mesure, consistant à voir sur un analyseur de spectre les perturbations, les instabilités et les interférences provoquées par certains circuits, s'est montrée très intéressante, parfois « catastrophique », au point que les revues japonaises ont dû taire le nom de certains appareils testés, pourtant prestigieux de par leur renommée ou leur prix. Cette mesure, la distorsion IIM (Interface Intermodulation) est l'une des nouvelles méthodes de mesure destinées à mieux comprendre le comportement dynamique des circuits amplificateurs.

Actuellement, les performances des amplificateurs se mesurent en termes de puissance modulée, bande passante, taux de distorsion harmonique, taux de distorsion par intermodulation et autres formes de distorsion, de réponse en phase (statique ou même dynamique), mettant ainsi en œuvre les moyens de mesure les plus sophistiqués.

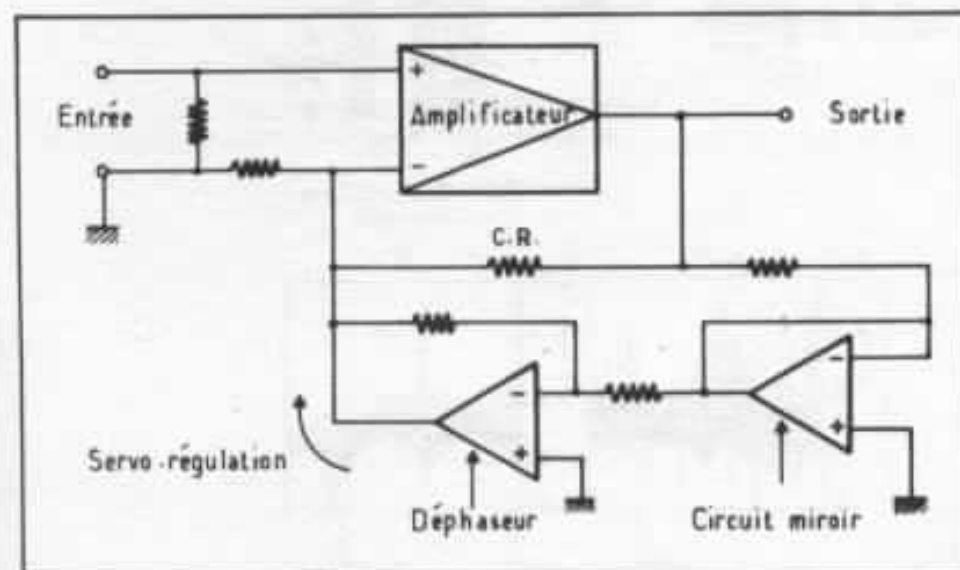


Fig. 15 : Circuit amplificateur à couplage direct. Les problèmes de dérive en continu (sortie) sont annulés par l'emploi d'un circuit de contre-réaction active (A & E, Onkyo, Luxman, etc.).

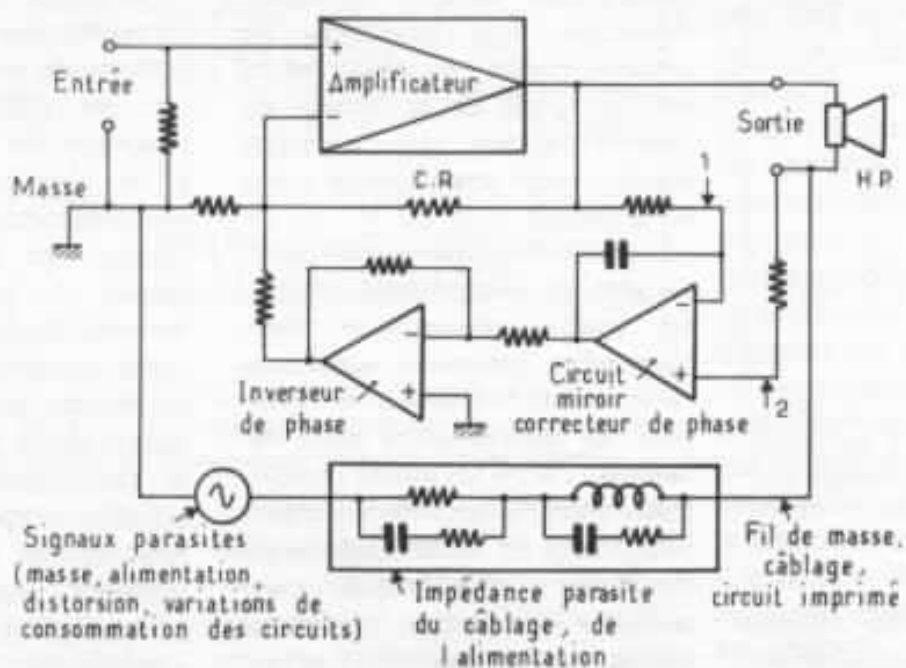


Fig. 16 : Circuit amplificateur à couplage direct et servo - contre-réaction double (W.D.C. Super Servo), réalisé par M. Koga (Onkyo). Le but de la double contre-réaction active est non seulement d'éliminer la dérive en continu et d'abaisser le taux de distorsion, mais aussi de porter à une valeur virtuelle de 0Ω l'impédance interne de l'alimentation, câblage inclus. (Circuit préamplificateur P-306, circuit amplificateur M-506, 1979).

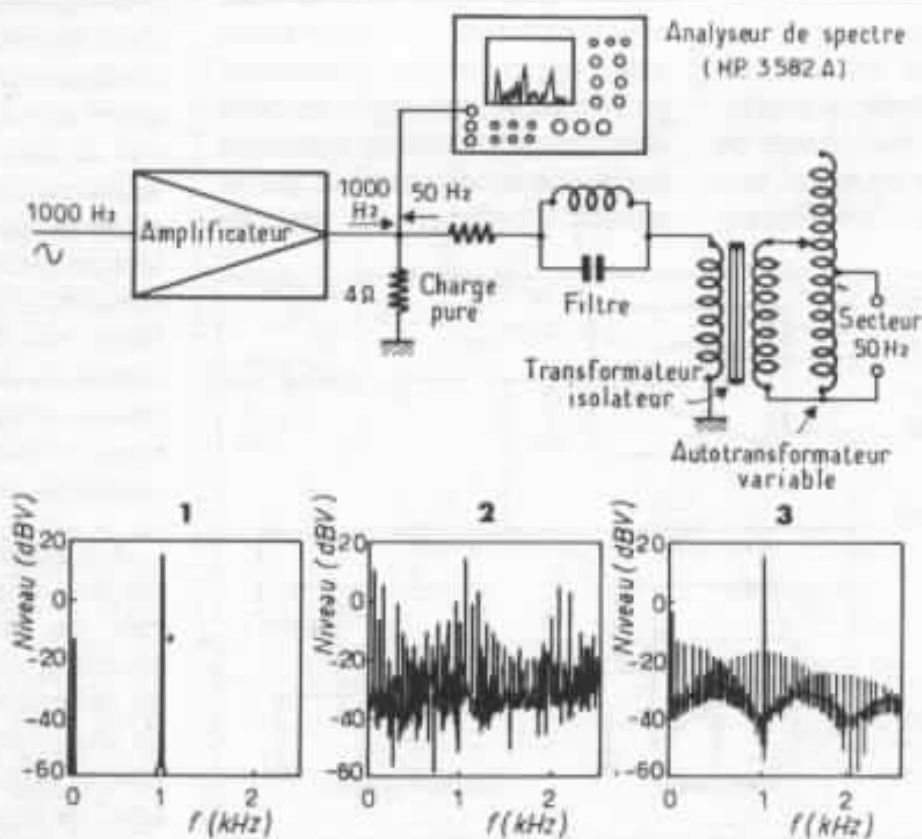


Fig. 17 : Méthode de mesure de la distorsion IIM (Interface Intermodulation) proposée par Matti Ojala et reprise par A. Imaï, de l'Université de Musashi, Tokyo (d'après Radio Gijutsu, déc. 1979).

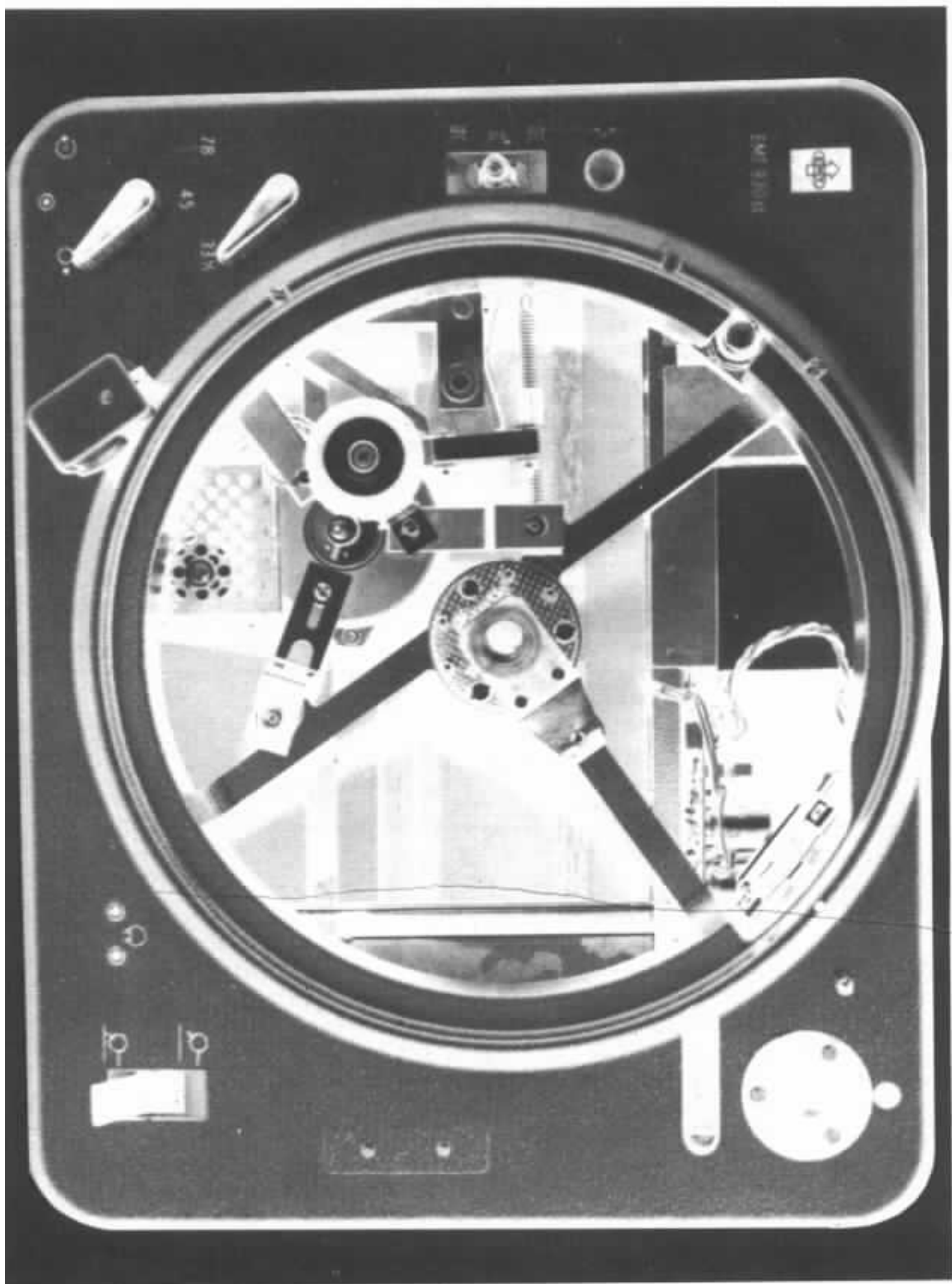
Pourtant, malgré ces améliorations diverses des circuits amplificateurs, tout porte à croire que les derniers mots ne sont pas encore dits. Certains prétendent faire aussi bien avec des circuits plus conventionnels, des composants passifs courants ou des châssis en métal ferreux. Mais dans tout cela, il semble essentiel de retenir les exigences commerciales des constructeurs cherchant à obtenir des performances sans cesse améliorées sans pour autant faire augmenter le prix de revient. Sans les nombreuses normes de sécurité existant dans la plupart des pays, dont le Japon, il est fort proba-

ble que les amplificateurs, après avoir perdu leur transformateur de sortie et leurs condensateurs de liaison auraient perdu également leur transformateur d'alimentation, les nouveaux circuits s'y prêtant fort bien. Miniaturisation pouvant signifier progrès comme économie.

Malgré tout, les bons vieux amplificateurs à tubes se portent encore fort bien, ceci malgré leur taux de distorsion beaucoup plus élevé, leur bande passante réduite, leur Slew Rate de valeur médiocre. Les circuits à tubes continuent à charmer les oreilles et leurs défauts semblent être

supportés plus facilement par les auditeurs. Nos récents circuits sont-ils « trop » performants ? Sont-ils peut-être devenus trop compliqués ? Le maquillage n'est que du maquillage, disent certains. D'autres disent « l'eau distillée est pure mais je préfère le goût de l'eau de source ». D'autres, sans doute moins commerçants, raisonnent d'une façon plus sage : les amplificateurs actuels sont devenus compliqués, petits, légers et froids. A cette nouvelle génération, ils préfèrent rester fidèles aux amplificateurs simples, volumineux, lourds et chauds. Ont-ils raison ?





d'e
vie
de
de
Ce
pa
ser

un
Fr
cré
av
rép
de
l'e
sui
de
plu
a c
tat

La platine EMT 930

En dehors des modes

Jean-Constant Verdier

L'éternelle jeunesse, la jouvence, l'immortalité..., vaines quêtes des pauvres humains avides d'existence et de durée. La machine comme l'homme est soumise à l'effritement du temps. Elle vieillit, elle se démode..., on la jette. Echapper à ce fatal cheminement est le privilège des dieux et des œuvres d'art. Il faut ranger l'EMT 930 dans la catégorie des œuvres d'art, puisque, créée depuis maintenant trente ans, elle est aujourd'hui la platine la plus appréciée des professionnels. Cette longévité sans précédent dans l'histoire du matériel audio résiste à l'analyse. Ainsi, je n'ai pas la prétention de tout expliquer, mais seulement de relever et d'exposer chaque fois que cela sera accessible à ma compréhension les détails de conception qui « font la différence ».

La firme EMT (Elektromess und Tonstudioteknik Wilhelm Franz KG) est née en 1946. A la création de Studer en 1948, EMT avait déjà acquis une grande réputation internationale et est devenue de ce fait l'agent à l'exportation de Studer. Par la suite, les deux sociétés ont grandi de manière inégale. Studer a pris plus rapidement d'importance et a créé sa propre société d'exportation. Actuellement, EMT et

Studer suivent des voies parallèles et entretiennent des relations amicales, mais sont tout à fait indépendantes l'une de l'autre. Il n'y a pas de participation financière mutuelle. Studer, est du reste une société en nom propre possédant 100 % de ses parts. Par ailleurs, EMT et Thorens utilisent la même usine pour la production de leur matériel. Ainsi, bien que les services d'études soient complètement séparés,

il arrive que certaines solutions techniques utilisées par EMT se retrouvent dans les produits Thorens et inversement.

Actuellement, EMT fabrique une grande variété de matériels électroniques de prise de son et de studio, en plus de la gamme des platines qui nous intéressent. Chacun des quatre modèles est destiné à répondre à des critères particuliers d'utilisation ou de prix de revient, mais ils ont tous

en commun un dispositif de démarrage rapide, un préampli correcteur RIAA incorporé. En outre, le bras de lecture est du même type pour tous les modèles.

Modèle 928

Ce tourne-disque est celui qui ressemble le plus à un célèbre modèle Thorens, du fait de ses trois boutons de commande placés sur le bandeau avant et que l'on actionne latéralement.

C'est le seul modèle à contreplatine suspendue et entraînement par courroie. Le moteur synchrone a la particularité d'être alimenté en courant triphasé par un générateur interne. L'avantage du moteur triphasé est de procurer un couple plus régulier. Le changement de vitesse est obtenu en faisant varier la fréquence du générateur interne. L'entraînement par courroie n'étant pas favorable au démarrage rapide, les performances de la 928 sont modestes dans ce domaine puisqu'il faut une seconde pour que le plateau atteigne sa vitesse nominale.

Modèle 948

C'est la dernière née de la famille. Elle est actionnée par un moteur à entraînement direct. Sa suspension est très originale. Elle permet des déplacements dans toutes les directions, mais n'autorise aucun déplacement rotatif de l'ensemble suspendu. Les mouvements des vibrations parasites transmises au socle de la platine ne peuvent pas se transformer en variations relatives de vitesse.

Ce modèle est pourvu d'une commande à distance permettant un accès à toutes les fonctions, y compris la marche arrière du plateau. Le démarrage rapide est obtenu en 0,5 seconde, sans le secours d'un double plateau, grâce à la puissance du moteur.



Fig. 1 : La platine EMT 928.



Fig. 2 : La platine EMT 948.

Modèle 950

La platine EMT 950 est un instrument étonnant. Son principe la démarque franchement de tout ce qui existe par ailleurs. Le plateau est en plastique moulé et ne pèse que 200 grammes. Il est entraîné par un moteur central, relié à une alimentation très particulière agissant en « simulateur d'inertie », de telle façon que le comportement de ce plateau ultra léger soit comparable à un plateau d'une masse de 15 kg du point de vue du pleurage et du scintillement. Ce résultat se paye par une électronique associée extrêmement compliquée. L'alimentation doit fournir 90 W au moment du démarrage pour obtenir la vitesse nominale en moins de 0,1 s et le pleurage nominal en moins de 0,2 s. Par ailleurs, le châssis suspendu qui maintient le stator du moteur pèse 75 kg, afin de résister au couple de réaction du démarrage. Personnellement, je ne pense pas que ce modèle puisse permettre une lecture de grande précision par suite de la faible masse réelle du plateau dont les modes de vibrations propres ne peuvent en aucun cas être corrigés par l'électronique. Il ne s'agit là que d'une critique d'audiophile, il est bien entendu que, dans le domaine de la radio-diffusion et de bien d'autres applications professionnelles, la vitesse de démarrage et la facilité de repérage sont des critères autrement impérieux que la maîtrise des vibrations du plateau.

Ces trois modèles de création récente auraient pu supplanter l'ancienne 930. Or, il n'en est rien. Il se construit chaque année plus de versions 930 que des trois autres modèles réunis. L'importateur français affirme que la quantité de 930 en service dans le monde dépasse la quantité cumulée de toutes les références de toutes les autres marques de platines professionnelles



Fig. 3 : La platine EMT 950.

construites à ce jour et que l'écart ne cesse de se creuser.

Modèle 930

Conçu au début des années 50, le modèle 930 utilise la seule technique en honneur à l'époque, c'est-à-dire l'entraînement par galet et cela suivant le schéma le plus simple. Le moteur porte un axe couplé à la jante du plateau par un galet élastique que l'on peut déplacer sur l'un des trois étages de l'axe du moteur, afin de sélectionner la vitesse. A part trois silent blocs qui relient le moteur au châssis, il n'y a aucune autre suspension, la platine étant destinée à être encastrée à sec dans les consoles de studio. Normalement, cela ne devrait pas marcher..., et pourtant !

Et pourtant, ça marche, car tout est réalisé avec la plus grande précision possible dans les moindres détails. De plus, la conception de toutes les pièces en

mouvement est telle que leur usinage est facilité et qu'un éventuel écart de tolérance consécutif à une usure normale ne peut se répercuter de manière sensible sur la qualité du fonctionnement.

Le moteur

C'est un moteur synchrone à cage d'écureuil dont le stator comporte huit pôles. Le schéma électrique nous montre le branchement des trois bobinages et le système de déphasage constitué de R_2 et C_2 . Ces éléments ne sont pas quelconques, C_2 est tolérancé à 1 % et R_2 est réglable afin d'obtenir le champ tournant le plus régulier possible après ajustage. Le rotor soigneusement équilibré tourne sur des paliers constitués de roulements à billes de très haute qualité. En matière de bruit, le roulement à billes peut être la pire des solutions pour peu que l'on s'écarte, même très légèrement, des tolérances admises. Pour cette rai-

	930	928	948	950
Pleurage + scintillement	± 0,075%	± 0,1%	± 0,075%	± 0,05%
Rumble non pondéré	-44dB	-50dB	-50dB	-56dB
Vitesse de démarrage	0,5s	1s	0,5s	0,2s

Ce tableau réunit les principales caractéristiques des platines EMT relevées dans les notices fournies par le fabricant. La 930 n'y brille d'aucun éclat particulier et même se fait battre largement au chapitre du rumble. Les lecteurs de l'Audiophile trouveront là une nouvelle démonstration de la vanité des mesures conventionnelles dans le domaine si particulier des tables de lecture.

son, la grande majorité des paliers de moteur de tourne-disque sont des paliers lisses en bronze, ne posant pas de problème majeur d'assemblage. Dans le cas du moteur EMT, les tolérances de montage sont établies de telle sorte qu'après mise en place le jeu des roulements soit voisin du minimum théorique possible, procurant du même coup guidage parfait, silence de fonctionnement et couple résistant infime.

En fait, il n'est pas possible de discerner à l'oreille le moindre bruit lorsque le moteur est mis en rotation. De même, l'extrémité des doigts appliqués sur la carcasse du moteur ne ressent aucune vibration. Ce moteur est l'illustration parfaite de l'état d'esprit qui a présidé à la conception de cette platine, exigeant pour chacun des composants une qualité voisine de la perfection.

Le plateau et son axe

La conception du plateau découle de l'obligation d'obtenir un démarrage rapide. Il est constitué de deux parties. Au-dessus, le plateau porte-disque, volon-

tairement léger, est en altuglass recouvert de feutrine. Au-dessous, le plateau principal est en alliage d'aluminium, obtenu par moulage en coquille usiné et équilibré. Le contact entre les deux plateaux est permanent. Il est constitué par une couronne en matière synthétique collée sous le plateau supérieur et imprégnée de graphite. Cette couronne repose sur le dessus du plateau principal, le graphite rendant possible le glissement lorsque le plateau supérieur est bloqué. Accessoirement, le graphite étant bon conducteur, il empêche l'accumulation d'électricité statique pendant cette phase du fonctionnement. La forme du plateau principal est assez particulière. La couronne extérieure constitue les 9/10 du poids total du plateau, elle apparaît en première analyse comme extrêmement massive et disproportionnée par rapport au voile assez mince et percé de quatre ouvertures. En fait, l'ensemble ne se comporte pas comme un résonateur et reste très stable à la percussion, probablement en raison de cette disproportion entre la

masse de la périphérie et celle du voile. De plus, un anneau de caoutchouc enserre la jante du plateau, participant sûrement pour une bonne part à cette stabilité.

L'axe de pivotement est tout à fait remarquable. Son exceptionnelle longueur (15 cm) procure un guidage de toute première qualité. Le palier solidaire de la platine est en bronze et porte sur l'axe à ses seules extrémités sur une longueur d'environ 3 cm. Ces portées sont usinées en patte d'araignée pour permettre la circulation et le renouvellement continu de l'huile de lubrification contenue dans le palier. Ce système de pivotement respire la santé, aussi bien par sa conception ne faisant appel qu'à des principes éprouvés de longue date et en maintes circonstances, que par le souci de qualité présent à chaque stade de la réalisation.

La transmission

Le couple nécessaire à la rotation du plateau est transmis par l'intermédiaire d'un galet caoutchouté. Le mécanisme porteur de ce galet est constitué de telle sorte que la verticalité de l'axe du galet soit parfaitement conservée en toutes circonstances. A cet effet, les tiges de guidage, sur lesquelles se déplace le chariot porte-galet, sont particulièrement longues (environ 10 cm). Le silence de fonctionnement d'une transmission à galet dépend essentiellement du bon parallélisme des axes entre lesquels se transmet le mouvement. Si ce parallélisme est défectueux, il se produit un phénomène de rebondissement comparable en son principe avec ce qui se passe au niveau des roues lors d'un freinage violent avec une automobile dont les amortisseurs sont usés.

En observant un tourne-disque d'électrophone très bon marché, on se rend compte que,



Fig. 4 : Le plateau demonté montre la longueur exceptionnelle de son axe.

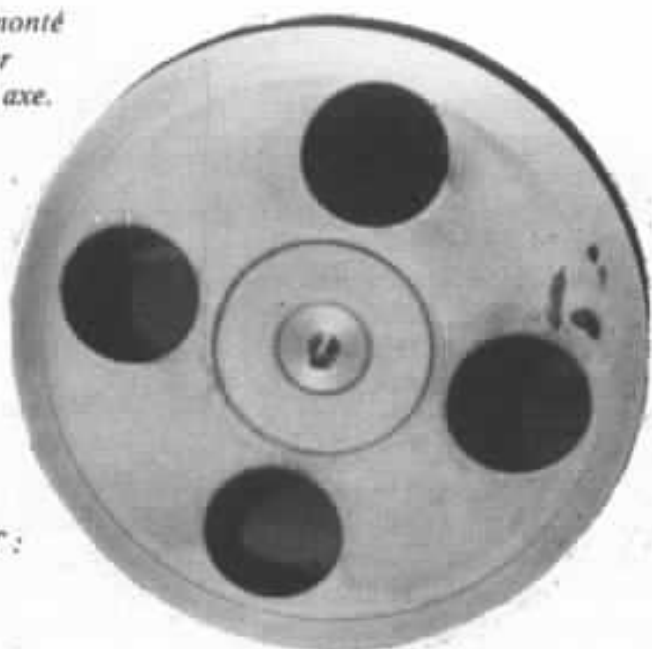


Fig. 5 : Le voile du plateau est largement ajouré.

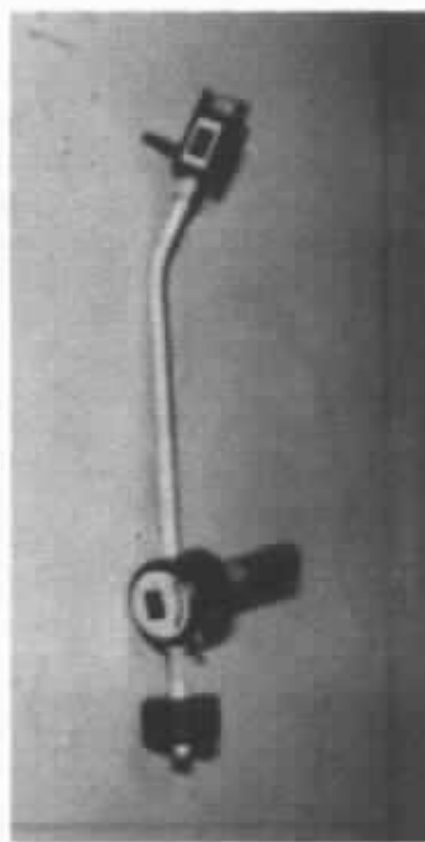


Fig. 6 : Le bras EMT : un air de famille.

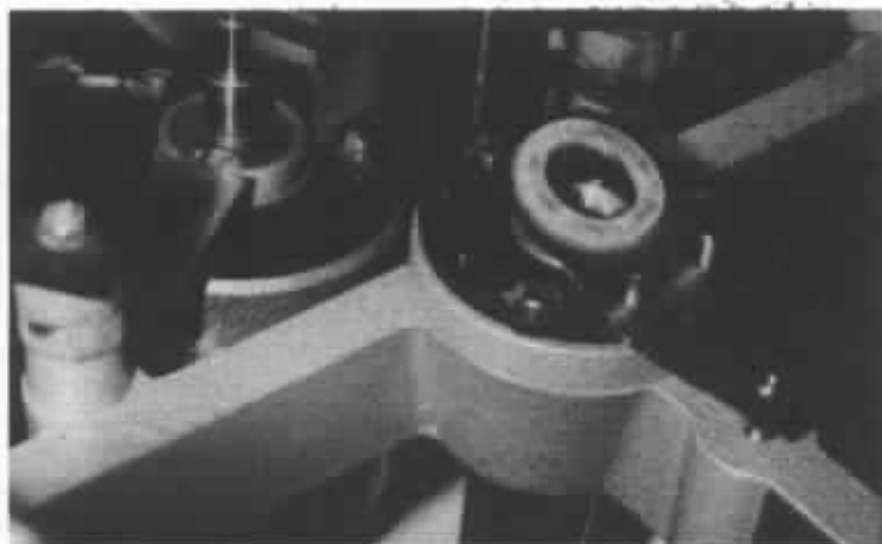


Fig. 7 : L'axe du moteur et le palier du plateau, la rondelle de feutre autour du palier autorise un réglage fin de la vitesse.

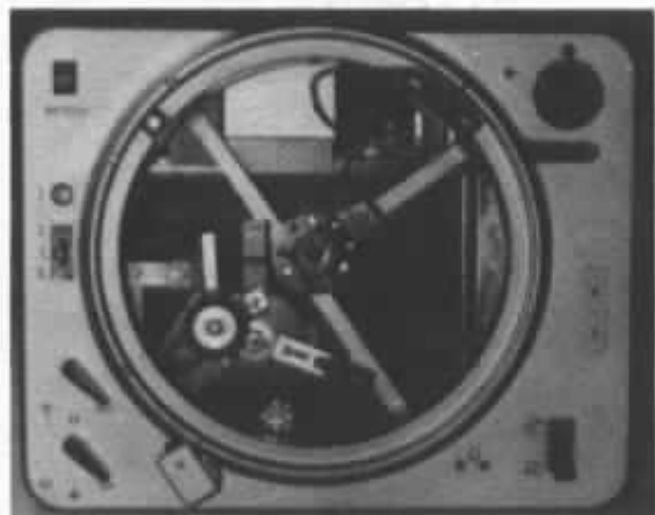


Fig. 8 : Organisation du système d'entraînement.



Fig. 9 : Cette vue permet d'apprécier la qualité de la fixation du palier central.

pour éviter cette difficulté de fabrication, les constructeurs avaient pris l'habitude d'utiliser des galets dont le profil en lame de couteau offrait un contact presque ponctuel avec la jante du plateau et l'axe du moteur. Dans ces conditions, les défauts de parallélisme consécutifs à la médiocrité de la réalisation ne provoquaient pas trop de bruits indésirables. Par contre, il était impossible de transmettre un couple important comme cela est impérativement nécessaire pour assurer un démarrage rapide.

Dans la platine EMT, la hauteur du galet est de 6 mm. Il n'est donc pas question de tolérer le moindre manque au parallélisme. L'ensemble des précautions à prendre pour obtenir et conserver un excellent fonctionnement à ce niveau est considérable. En dehors de la qualité de guidage des trois axes (moteur, galet, plateau), la rigidité de la platine et la stabilité des organes de suspension du moteur interviennent au premier degré. Il est bien évident que d'autres facteurs rentrent en ligne de compte, mais on pénètre là dans le domaine réservé des petits et grands secrets de fabrication.

A propos de la transmission, EMT publie un document où l'on voit l'enregistrement du pleurage et du scintillement sur un graphique défilant à 1 cm par seconde. Ce graphique est surchargé à la main pour mettre en évidence ses différentes composantes. En A, l'effet de l'excentrage du plateau provoque un défaut à une fréquence de 0,55 Hz. En B, c'est le galet caoutchouté qui intervient à 2,775 Hz. Enfin, en C, le moteur introduit sa composante à 12 Hz. La fluctuation de vitesse totale reste inférieure à 0,05 % ; c'est un exploit.

La platine

La platine est sans doute l'organe dont la conception a le

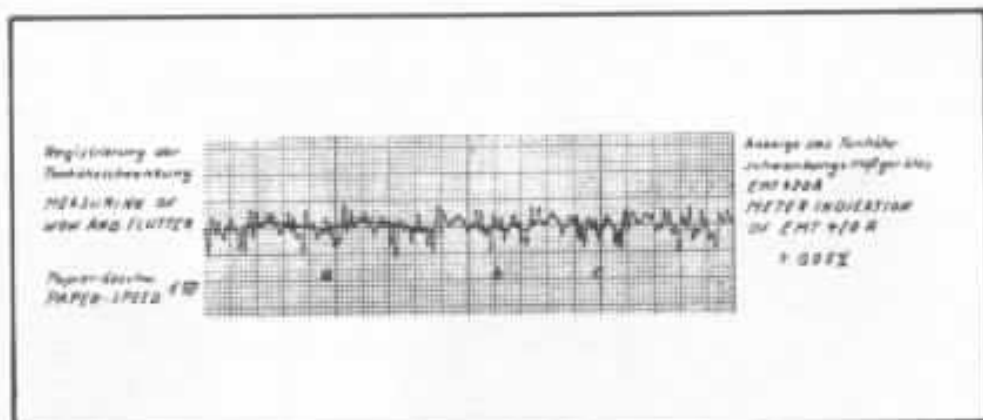


Fig. 10 : Décomposition des sources de fluctuation de vitesse.

plus de quoi surprendre. Qu'on en juge en apprenant que cette pièce maîtresse est réalisée en plastique moulé par injection. Comme il est bien évident que ce n'est pas par souci d'économie que ce choix a été fait, on ne peut faire autrement que se perdre en conjectures à ce propos. Quoiqu'il en soit, il faut savoir que l'épaisseur de la matière moulée ne descend jamais au-dessous de 15 mm, ne forme aucune cavité susceptible d'entrer en résonance et produit à la percussion un son très mat et immédiatement amorti. La vue de dessus de la platine dépourvue de son plateau montre les trois branches, disposées de manière non symétrique autour du palier central. C'est la fixation du moteur et le moteur lui-même qui viennent se substituer à la quatrième branche man-

quante, rendant à l'ensemble l'équilibre qui apparemment lui faisait défaut.

Le bras et la cellule

Les amateurs de platine Thorens reconnaîtront tout de suite ce bras qui ne peut cacher ses origines. En fait, il diffère par bien des détails des modèles Thorens des années 60. Plus long, sa géométrie différente est conçue en fonction du porte-cellule EMT, possédant un système de verrouillage bien spécial destiné à éviter la « sublimation » instantanée de la cellule, phénomène bien connu dans les milieux professionnels et que des esprits terre-à-terre appellent vol. Tandis que le mécanisme de pivotement fait appel à des micro-

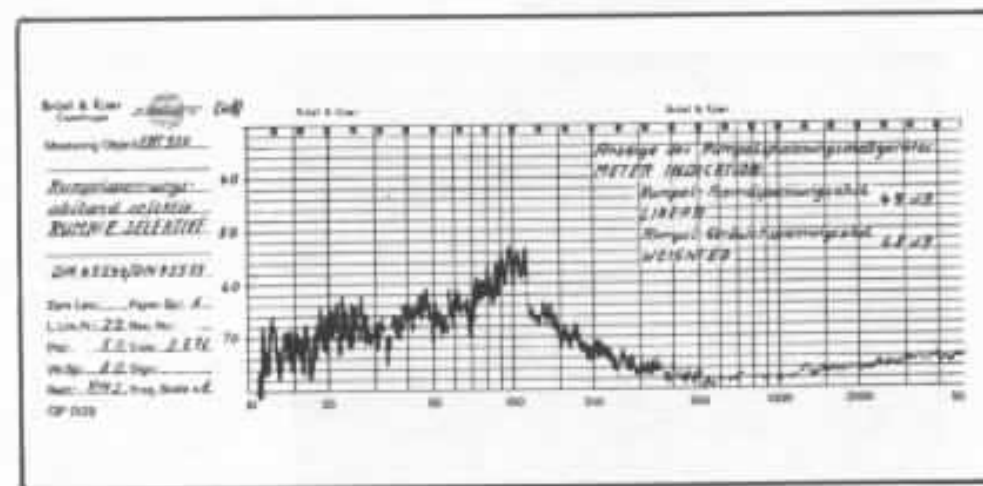


Fig. 11 : Représentation spectrale du rumble.

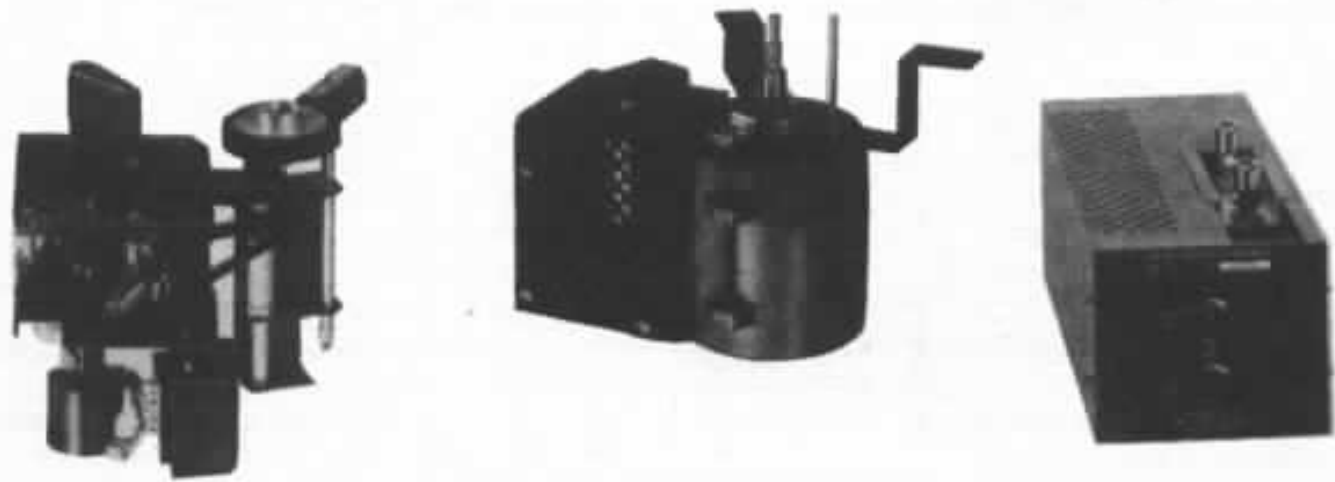
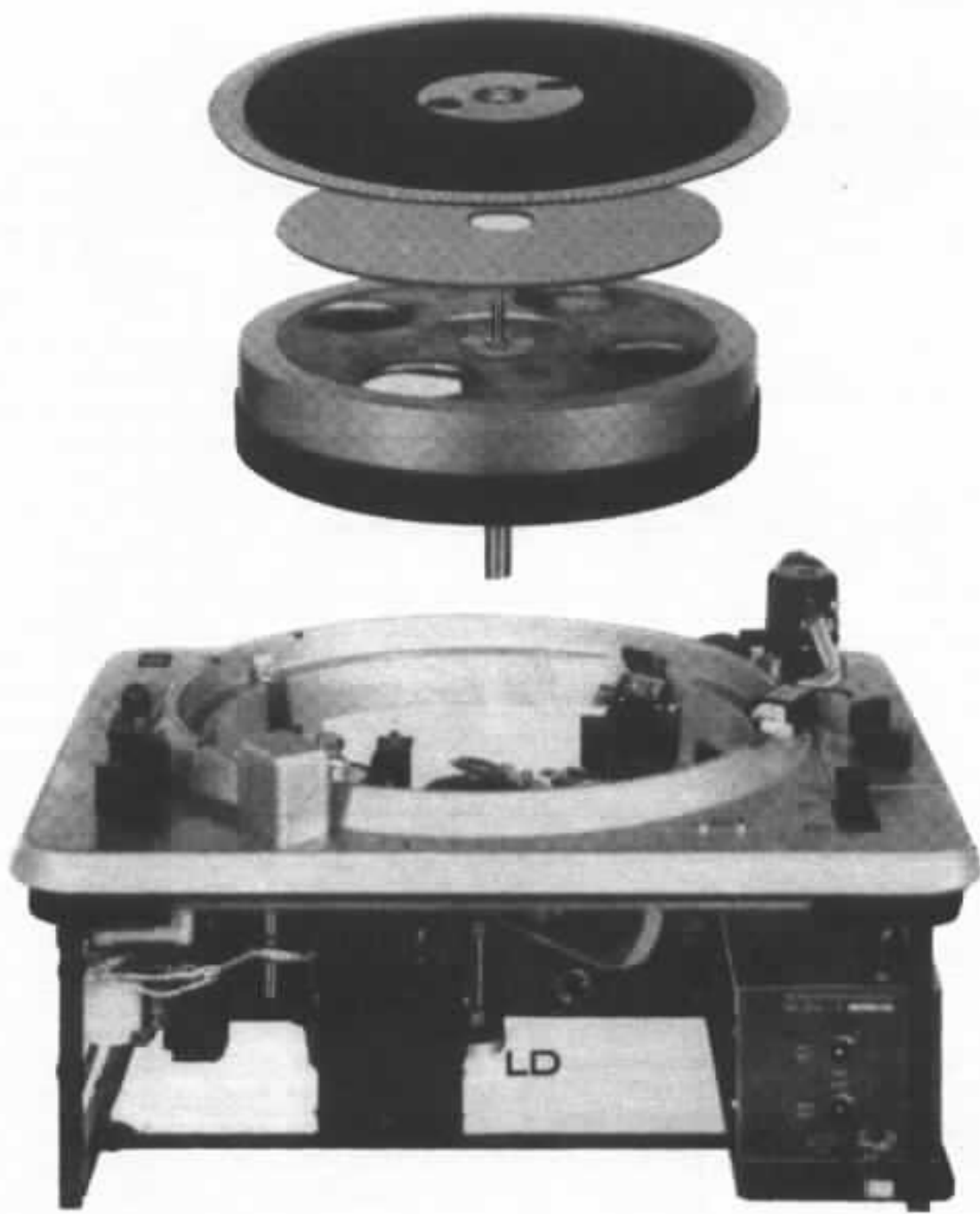


Fig. 14 : Revue de détail.

d
d
le
ni
fe
p
g
se
p
u
ce
de
q
es
q
si
l'
fe
se
m
ce
L
d
se
a
b
d
n
te
li
si
l'

diamant sont contrariés par les difficultés qui surgissent dans leur réalisation pratique au niveau de la perfection de la forme, du polissage et surtout du positionnement angulaire.

D'autre part, de nombreuses gravures de disques classiques sont effectuées à travers un dispositif électronique introduisant une prédistorsion destinée à compenser les défauts théoriques de lecture dus au diamant sphérique de $15\mu\text{m}$ de rayon. Il faut espérer que les fabricants de disques indiqueront bientôt par un signe convenu sur l'étiquette à l'intention des audiophiles perfectionnistes, si leurs gravures sont obtenues conventionnellement ou au travers de ce procédé.

Le préamplificateur

L'usage en matière de radio-diffusion est de concentrer en un seul bloc la platine et son pré-ampli correcteur. C'est dans un berceau métallique au-dessous du socle qu'est installé ce dernier.

Le schéma de ce préamplificateur ne montre aucune originalité fondamentale dans sa disposition. On est même surpris par l'extrême modicité de la tension

d'alimentation de l'étage d'entrée (10,8 V) et de l'ampli complémentaire de sortie (18 V). Le condensateur de découplage de l'alimentation de l'étage d'entrée est de $100\mu\text{F}$, on est très loin du 1 F cher aux amateurs de Kanéda (puisque le mieux est l'ennemi du bien, la vérité se situe peut-être entre ces valeurs extrêmes). La correction de lecture est obtenue par contre-réaction sélective des étages T_1 , T_2 , T_3 ; pour permettre le passage de disques anciens, cette correction est rendue variable au moyen d'un contacteur qui sélectionne la constante de temps de désaccentuation des aigus. L'étage suivant (T_4) comporte un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est continuellement ajustable; ce filtre est destiné à atténuer les bruits divers pouvant résulter du passage d'un disque usé.

Très spécifique de l'utilisation en studio, ce préamplificateur possède néanmoins d'indéniables qualités. Il n'est pas douteux qu'il puisse faire le bonheur des audiophiles au prix de quelques simplifications des filtres et d'un renforcement du découplage de l'alimentation.

En guise de conclusion

Dans cette tentative d'évaluation, je n'ai abordé que les détails de conception qui font de la platine 930 un modèle sans équivalent, en laissant volontairement dans l'ombre tout ce qui relève de la routine et m'a semblé évident. Que le lecteur veuille bien me pardonner pour tout ce que je n'ai pas pu exprimer, faute d'en avoir eu connaissance ou de l'avoir découvert par une analyse plus serrée. La platine EMT ne m'a pas livré tous ses secrets, loin s'en faut.

Je termine en remerciant M. Mikoska, directeur de Studer France et importateur du matériel EMT; sans son concours et l'infatigable amabilité de ses collaborateurs, la rédaction de cet article n'aurait pas été possible.

Enfin, je dédie ces quelques pages à notre confrère allemand, la revue Hi-Fi Exklusiv, et tout particulièrement à Klaus Renner, qui m'a largement ouvert ses colonnes pour m'exprimer au sujet des tables de lecture, puis a publié un banc d'essais extrêmement complet de la platine que je fabrique, contribuant ainsi au succès de sa diffusion en République Fédérale.



**Page non
disponible**

Le traitement des problèmes vibratoires dans le domaine audio

Adaptation de nouvelles techniques

Gustavo Altiéri

Les progrès techniques sont probablement moins spectaculaires dans le domaine de l'acoustique et des vibrations que dans certaines branches de l'électronique. Cependant, le développement des produits et des méthodes constitue aussi une activité dynamique qui a les moyens d'évoluer rapidement.

Malheureusement, il existe un grand décalage entre les possibilités ouvertes aux applications industrielles et les moyens trouvés à la portée du particulier en général et de l'audiophile en particulier. C'est pourquoi nous nous proposons de rapprocher nos lecteurs des méthodes et des matériaux les plus avancés dans le traitement acoustique des vibrations. Et c'est dans cette optique que nous étudierons maintenant certains moyens de travail non conventionnels, qui peuvent contribuer à l'amélioration des systèmes de reproduction sonore de qualité.

Vibrations - Rappels

Les vibrations mécaniques peuvent être définies comme un phénomène périodique d'oscillation autour d'une position de repos. Ce type de comportement des structures et des matériaux admet une interprétation mathématique, qui est à l'origine de la connaissance des phénomènes et de leur éventuelle maîtrise. C'est ainsi qu'une vibration sinusoïdale est représentée par l'expression :

$$x = x_0 \cos \frac{2\pi}{T} t$$

où x_0 est appelée amplitude de la vibration.

Si ω est la fréquence angulaire (ou pulsation), on peut écrire :

$$x = x_0 \cos \omega t$$

La fréquence (nombre de vibrations par seconde) prend la forme :

$$\gamma = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$$

Nous savons aussi qu'un système vibratoire est normalement freiné dans son déplacement par le frottement dans différents fluides. L'importance de ces forces de freinage permet de classer les systèmes vibratoires en deux types fondamentaux :

- vibrations non amorties (freinage faible),
- vibrations amorties (freinage

non négligeable).

Imaginons d'abord un système non amorti élémentaire, composé d'une masse suspendue à l'aide d'un ressort. Lorsque la masse est écartée dans la direction de la verticale (fig. 1), le ressort exerce une force élastique qui provoque une certaine accélération si la masse récupère sa liberté. Appelons « m » la masse, x le déplacement et K la force élastique, on aura :

$$K = m \frac{d^2x}{dt^2}$$

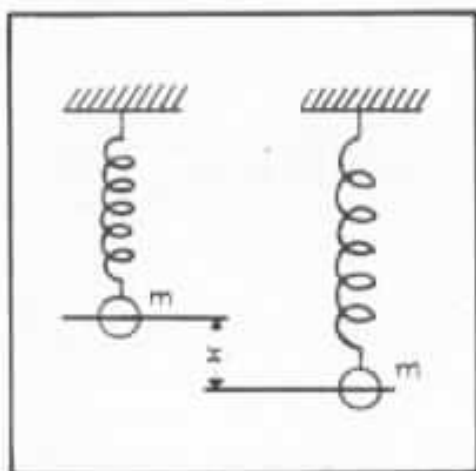


Fig. 1 : Système vibratoire élémentaire non amorti.

Dans certaines limites, la force K est proportionnelle au déplacement x, ce qui permet d'écrire : $K = -kx$ où k représente la constante élastique.

Dans ces conditions, et après quelques considérations que nous épargnons au lecteur, la fréquence propre du système vibratoire est :

$$\gamma_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

Dans la conception pratique d'un procédé anti-vibratoire, la relation entre la fréquence propre et le déplacement statique est un élément de calcul de première importance.

Le déplacement statique étant x_s , on a :

$$x_s = \frac{mg}{k}, \text{ d'où } k = \frac{mg}{x_s}$$

Comme la fréquence propre était donnée par :

$$\gamma_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

par substitution, nous obtenons :

$$\gamma_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{x_s}}$$

En exprimant x_s en centimètres, nous pouvons écrire :

$$\gamma_0 \approx \sqrt{\frac{25}{x_s}} \text{ c/s}$$

Dans le calcul d'un élément anti-vibratoire, nous chercherons à ce que la fréquence propre du dispositif auxiliaire soit assez éloignée de la fréquence excitatrice qui se trouve à l'origine de la perturbation mécanique.

Le tableau de la figure 2 montre les caractéristiques de quelques systèmes élastiques simples. Dans les conditions de travail représentées par le point d'application de la masse « m » sur la structure, nous pouvons calculer la fréquence propre grâce à :

$$\gamma = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

Dans la pratique, le cas idéal n'existe pas et le système vibratoire est composé au moins d'un ressort et d'un élément amortisseur. La force mise en jeu par ce composant s'oppose au mouvement de la masse pendant la vibration, et celle-ci est la conséquence du frottement entre les particules d'un fluide ou entre deux solides associés. Nous parlons aussi de constante d'amortissement (r) ; la force d'amortissement est donc : rx. La représentation schématique est celle de la figure 3, probablement bien

connue du lecteur.

Nous arrivons maintenant à considérer les systèmes vibratoires soumis à une force extérieure. Cette nouvelle condition est représentée dans la figure 4, où P est une force de variation sinusoïdale.

$$P = P_0 \cos \omega t$$

Ici, enfin : $x =$

$$\frac{P_0 \cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{r^2 \omega^2 + (\omega^2 m - k)^2}}$$

où φ est l'angle de phase.

C'est le moment d'introduire le concept d'amplification à la résonance $\frac{x_0}{x_s}$, qui est à la base des considérations pratiques lors du traitement des phénomènes vibratoires dans les structures. Sans rentrer dans des détails de caractère théorique, nous arrivons à l'expression :

$$\frac{x_0}{x_s} = \frac{1}{\sqrt{(1 - n^2)^2 + n^2 \delta^2}}$$

$$\text{Ici } n = \frac{\omega}{\omega_0}, \text{ avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

$$\text{et } \delta = \frac{r}{\omega_0 m}$$

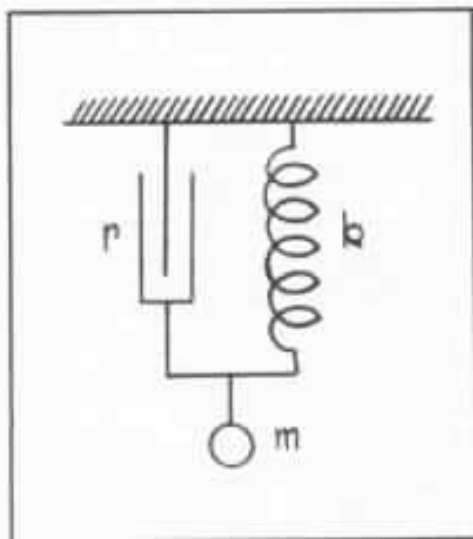


Fig. 3 : Système vibratoire amorti

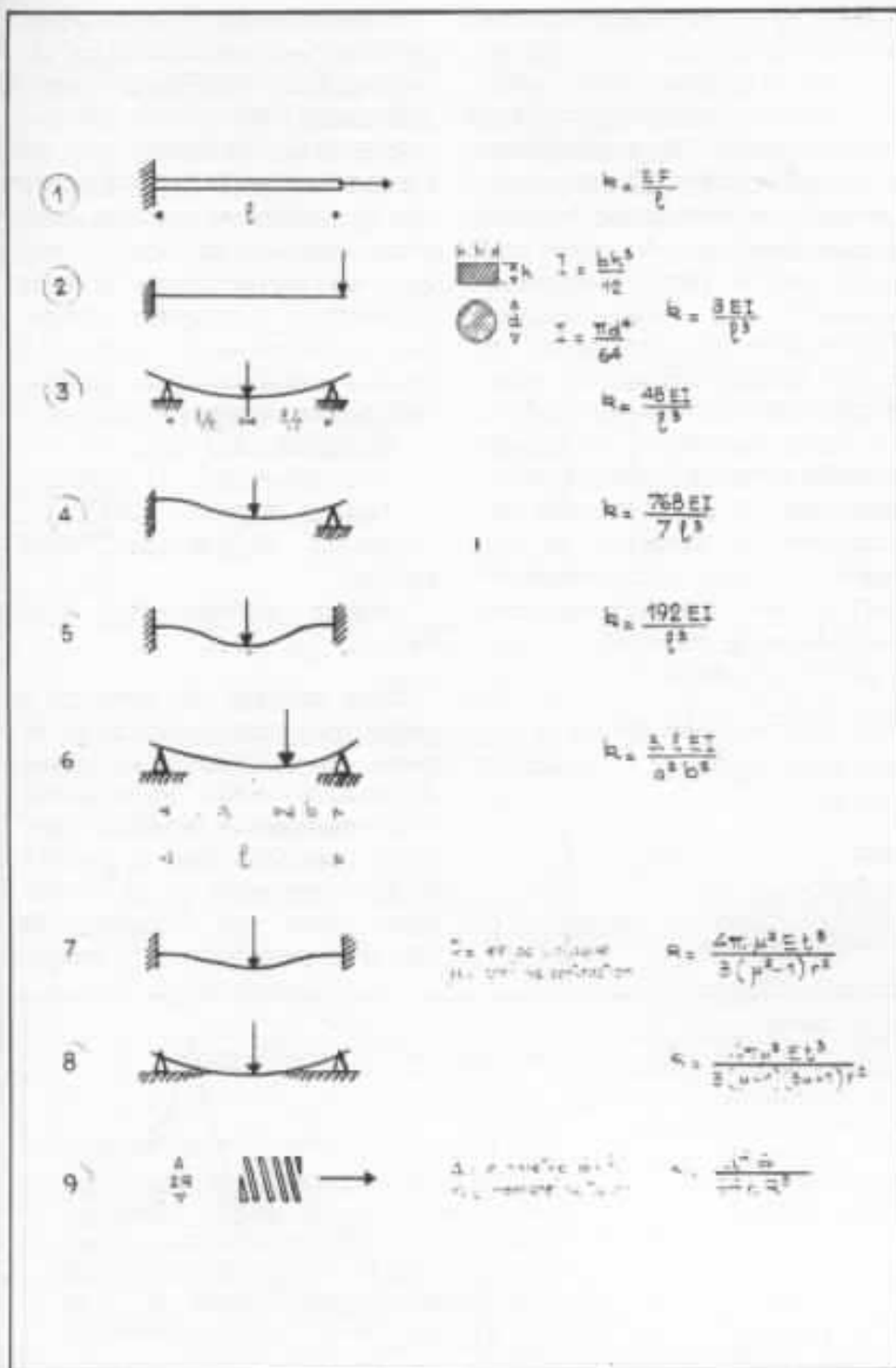


Fig. 2 : Caractéristiques des systèmes mécaniques suivants :

1. Tige sous tension
2. Poutre encastree à une extrémité
3. Poutre supportée aux deux extrémités
4. Poutre encastree/supportée
5. Poutre encastree aux deux extrémités
6. Poutre supportée aux deux extrémités cas b
7. Plaque circulaire encastree
8. Plaque circulaire supportée
9. Ressort hélicoïdal

E : module d'élasticité longitudinale
 I : moment d'inertie de la section transversale
 G : mg

La variation de l'amplitude à différentes fréquences et pour diverses valeurs d'amortissement est représentée dans la figure 5, selon l'expression analytique montrée plus haut.

La lutte contre les effets des vibrations peut prendre deux directions différentes : le blocage des chemins de propagation ou la réduction de l'amplitude au niveau de la source. La deuxième solution présente des difficultés sérieuses lorsqu'on désire maintenir les performances mécaniques des structures concernées.

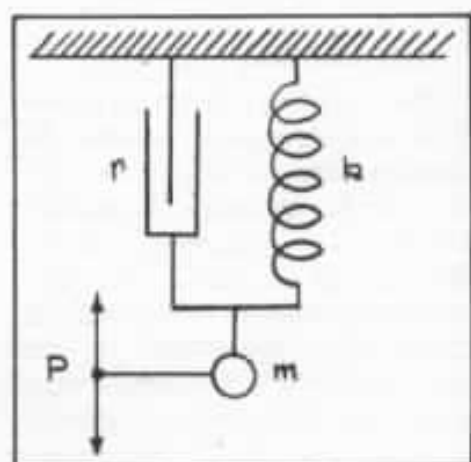


Fig. 4 : Système vibratoire soumis à une force extérieure

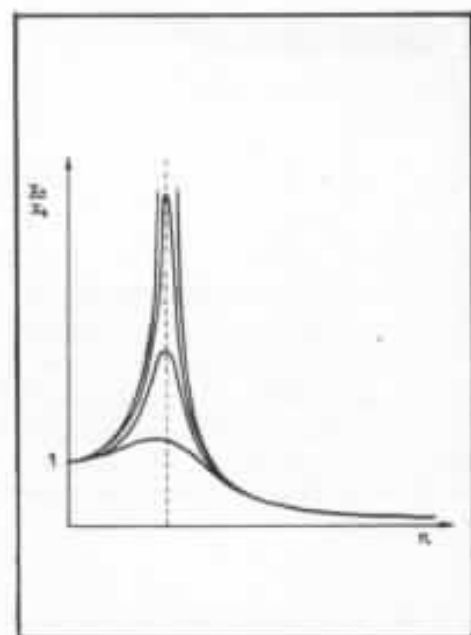


Fig. 5 : Amplitude du déplacement en fonction de la fréquence en présence de divers degrés d'amortissement

Réduction des vibrations par la technique d'amortissement

Les matériaux visco-élastiques peuvent venir à l'aide des mesures prises pour obtenir une réduction des effets des vibrations. Des associations de ce type de matériau avec les structures vibrantes conduisent à la réduction de l'amplitude du phénomène par dégradation d'une partie de l'énergie de déformation sous forme de chaleur.

Nous arrivons, enfin, aux détails de mise en œuvre des matériaux visco-élastiques à fort coefficient d'amortissement.

Première méthode

Elle consiste fondamentalement à associer une couche de matériau amortissant à la surface de la structure à traiter (fig. 6). Le matériau visco-élastique est soumis à des contraintes de traction dérivées de la déformation mécanique, et ce phénomène est à l'origine d'une dissipation d'énergie souhaitée.

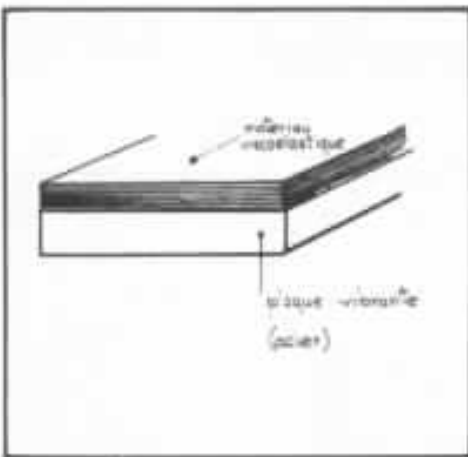


Fig. 6 : Revêtement de la surface d'un matériau élastique avec une couche de produit visco-élastique. Les contraintes de traction contribuant à la dissipation de l'énergie intervenant dans la déformation de la structure.

Il est nécessaire que le visco-élastique possède d'une part un coefficient d'amortissement élevé et d'autre part un module de Young important.

Dans le cas des matériaux de ce type, le module de Young en statique est différent de la valeur qu'il prend en dynamique. Dans ces conditions, il faut considérer le module de Young complexe. La partie réelle exprime les propriétés élastiques du matériau, tandis que la partie imaginaire représente les caractéristiques dissipatrices. Il existe aussi un certain décalage temporel entre la contrainte et la déformation. Le retard angulaire δ est appelé angle de perte du matériau. Normalement, il est préférable de considérer la tangente de cet angle : $\beta = \text{tg} \delta$, ceci exprime le coefficient d'amortissement intrinsèque du matériau.

A titre d'exemple :

Matériaux visco-élastiques

$$E = 10^9 \text{ à } 10^{10} \text{ N/M}^2$$

$$\beta = 0,1 \text{ à } 10$$

Acier :

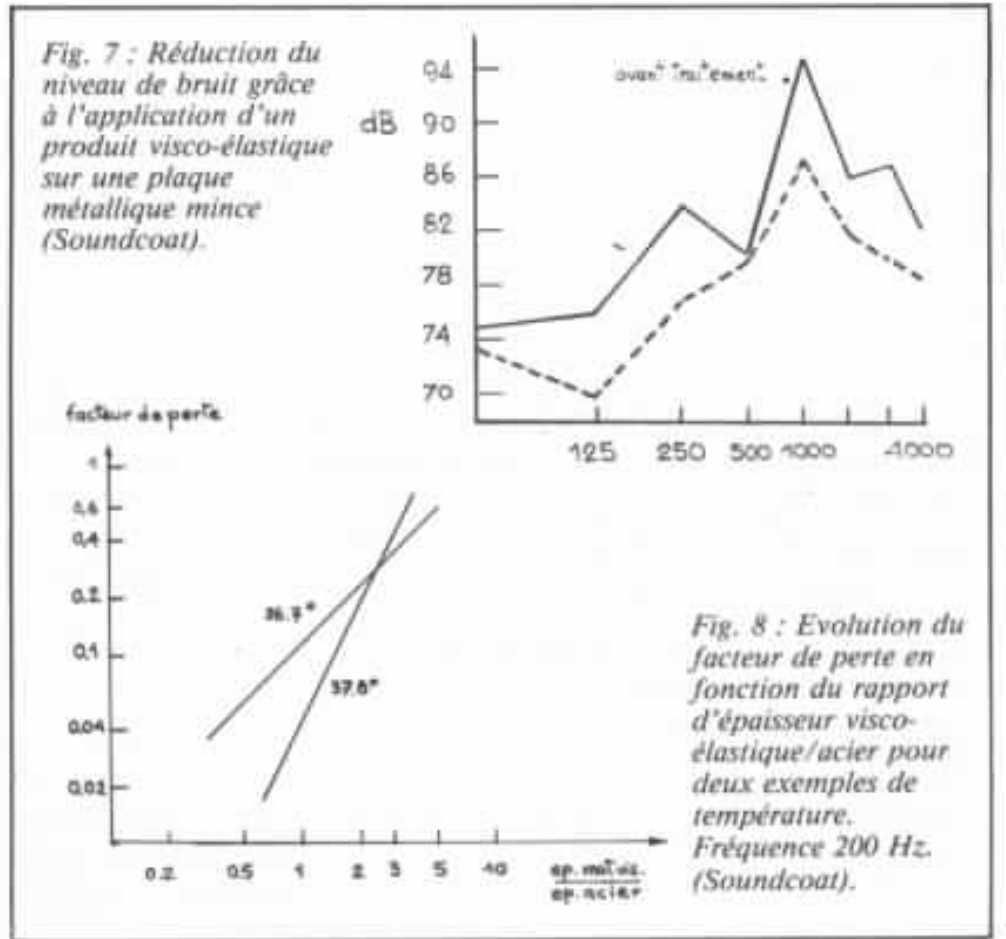
$$E = 2 \times 10^{11}$$

$$\beta = 10^{-4} \text{ à } 10^{-2}$$

Prenons un exemple de ce type de traitement anti-vibratoire, sur une plaque métallique mince composant une structure de géométrie assez complexe (fig. 7). La courbe montre l'effet acoustique du traitement anti-vibratoire d'une structure qui était à l'origine de perturbations sonores importantes (tintement acoustique au niveau de la source). Le produit utilisé avait les caractéristiques suivantes (soundcoat) :

- épaisseur : 1,3 mm,
- amortissement : 75 dB/s,
- facteur de perte : 0,017,
- masse volumique : 1,35 kg/dm³,
- masse surfacique : 1,76 kg/m².

Dans ce type de produit, il existe une variation du facteur de perte en fonction du rapport d'épaisseur entre le matériau visco-élastique et la tôle d'acier. Nous montrons dans la figure 8 le développement de ce phénomène pour une fréquence de 200 Hz à deux valeurs de tempé-



rature. Dans cette représentation, nous avons travaillé à fréquence fixe (200 Hz), la figure 9 décrit l'évolution du facteur de perte en fonction de la fréquence pour un rapport d'épaisseur égal à 2.

Deuxième méthode

Elle consiste à comprimer le matériau visco-élastique par une contre-plaque de même nature que la structure qui vibre. La déformation de celle-ci est aussi

accompagnée d'une forte contrainte en cisaillement au niveau du produit amortisseur (fig.10).

Un exemple du changement du taux d'amortissement provoqué par l'application de ce procédé sur une structure métallique

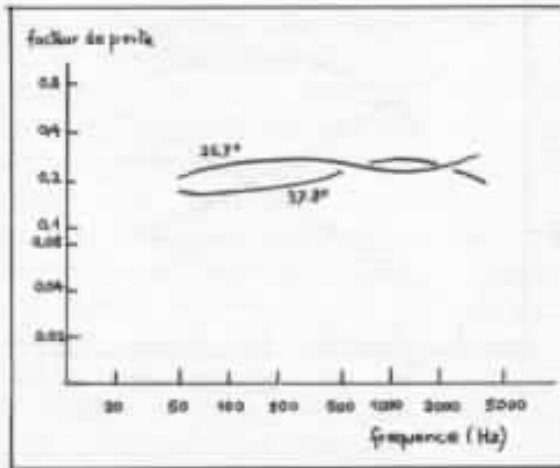


Fig. 9 : Evolution du facteur de perte en fonction de la fréquence pour un rapport d'épaisseur = 2.

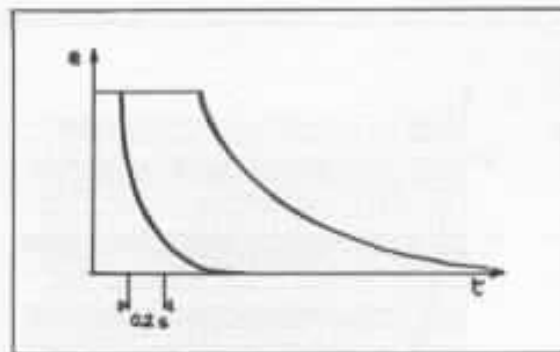


Fig. 11 : Variation du taux d'amortissement mesuré sur une structure tournante grâce à l'application d'un matériau visco-élastique monté en « sandwich ». Schéma obtenu à partir de deux images oscillographiques (Soundcoat).

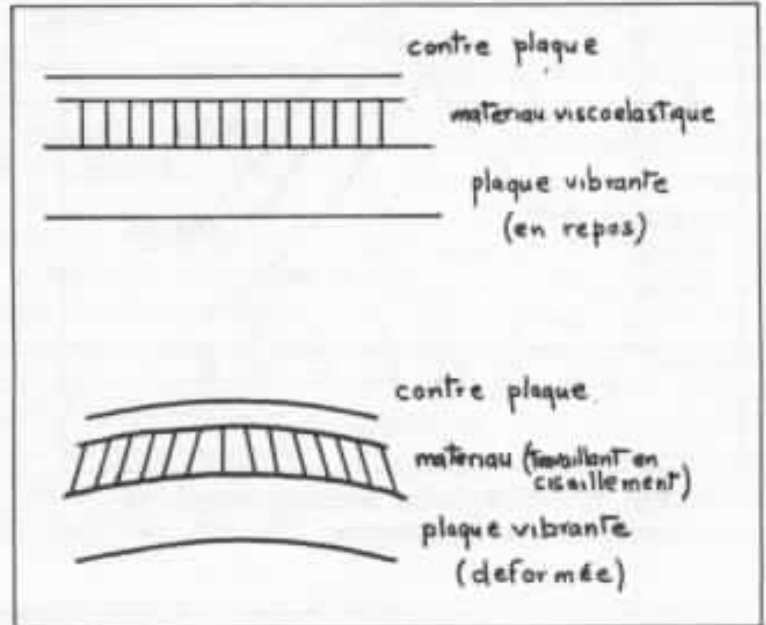


Fig. 10 : Couche de matériau visco-élastique entre deux matériaux élastiques. Procédé d'amortissement de plaques vibrantes.

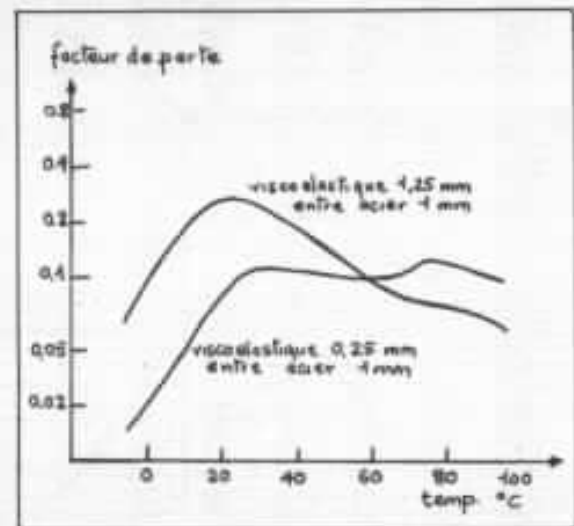


Fig. 12 : Evolution du facteur de perte en fonction de la température à 100 Hz.

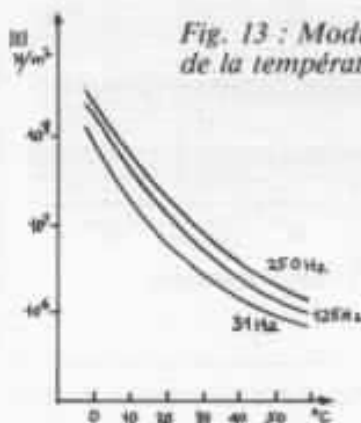


Fig. 13 : Module de Young en fonction de la température.

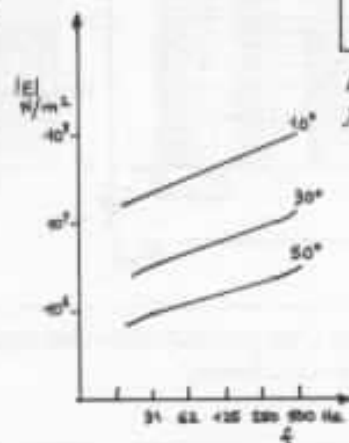


Fig. 14 : Module de Young en fonction de la fréquence.

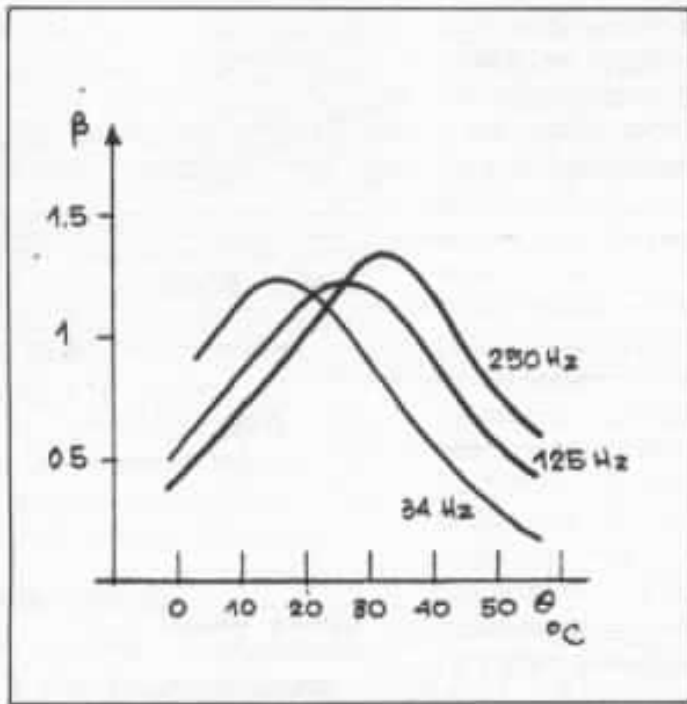


Fig. 15 : Coefficient d'amortissement en fonction de la température.

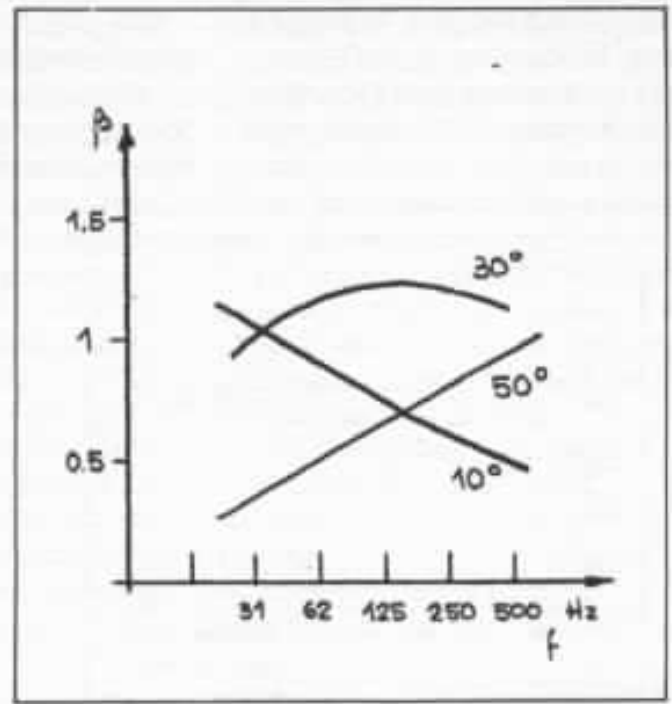


Fig. 16 : Coefficient d'amortissement en fonction de la fréquence.

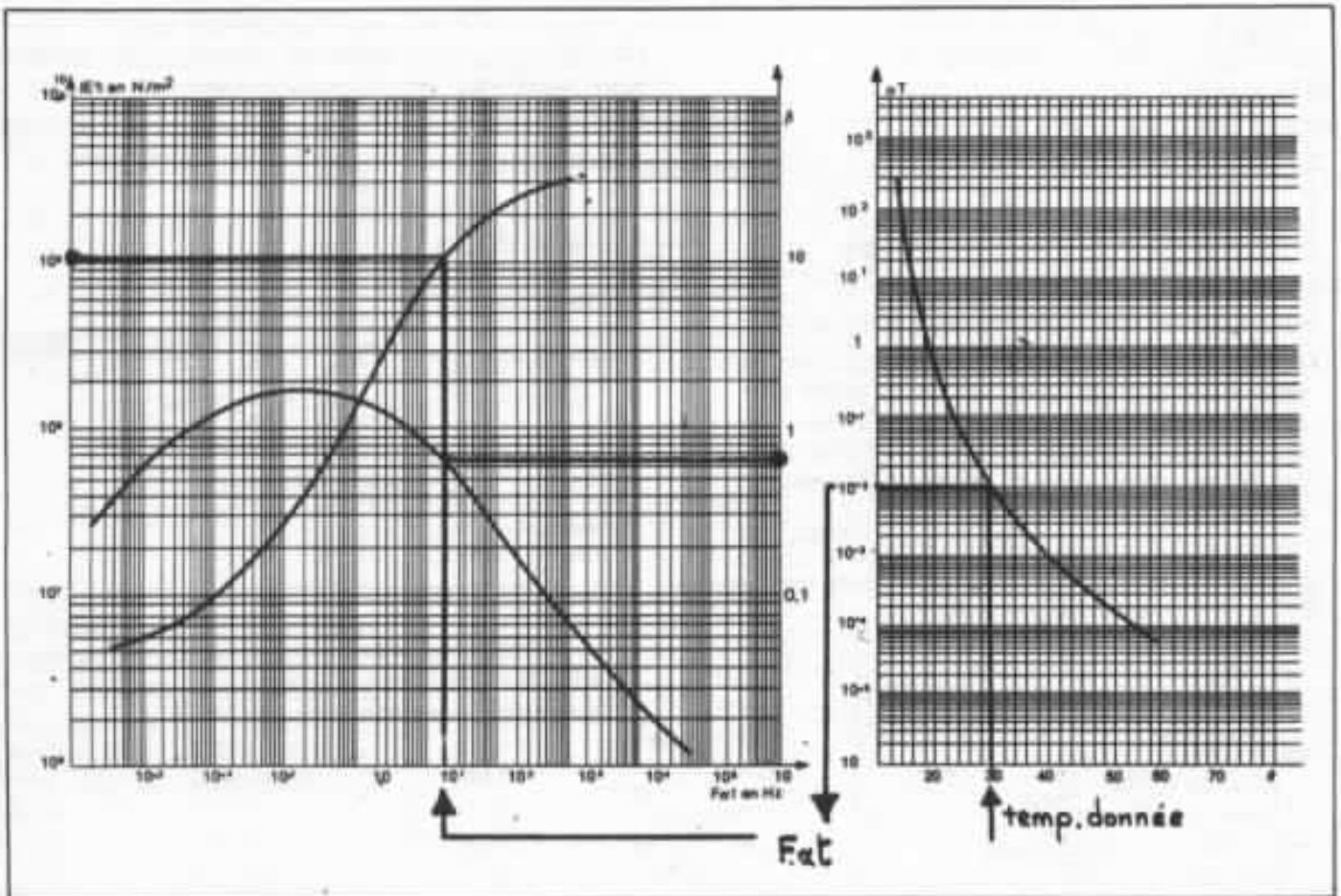


Fig. 17 : Représentation résumée des performances d'un produit visco-élastique adapté à la conception de systèmes d'amortissement soumis à des contraintes en cisaillement

tournante est montré dans la figure 11.

Le comportement d'un système monté selon la méthode décrite est représenté par les courbes de la figure 12. Il s'agit naturellement d'une étude partielle des propriétés du produit.

Dans des termes plus généraux, la représentation des performances exige une série de courbes qui tiennent compte des différents paramètres que le concepteur du système antivibratoire doit connaître pour arriver à une solution optimale.

Les figures 13, 14, 15 et 16 montrent pour un produit donné :

a) le module de Young en fonction de la température pour certaines fréquences ;

b) le module de Young en fonc-

tion de la fréquence pour certaines températures ;

c) le coefficient d'amortissement en fonction de la température pour certaines fréquences ;

d) le coefficient d'amortissement en fonction de la fréquence pour certaines valeurs de température. (P.U. 1140 - SNPE)

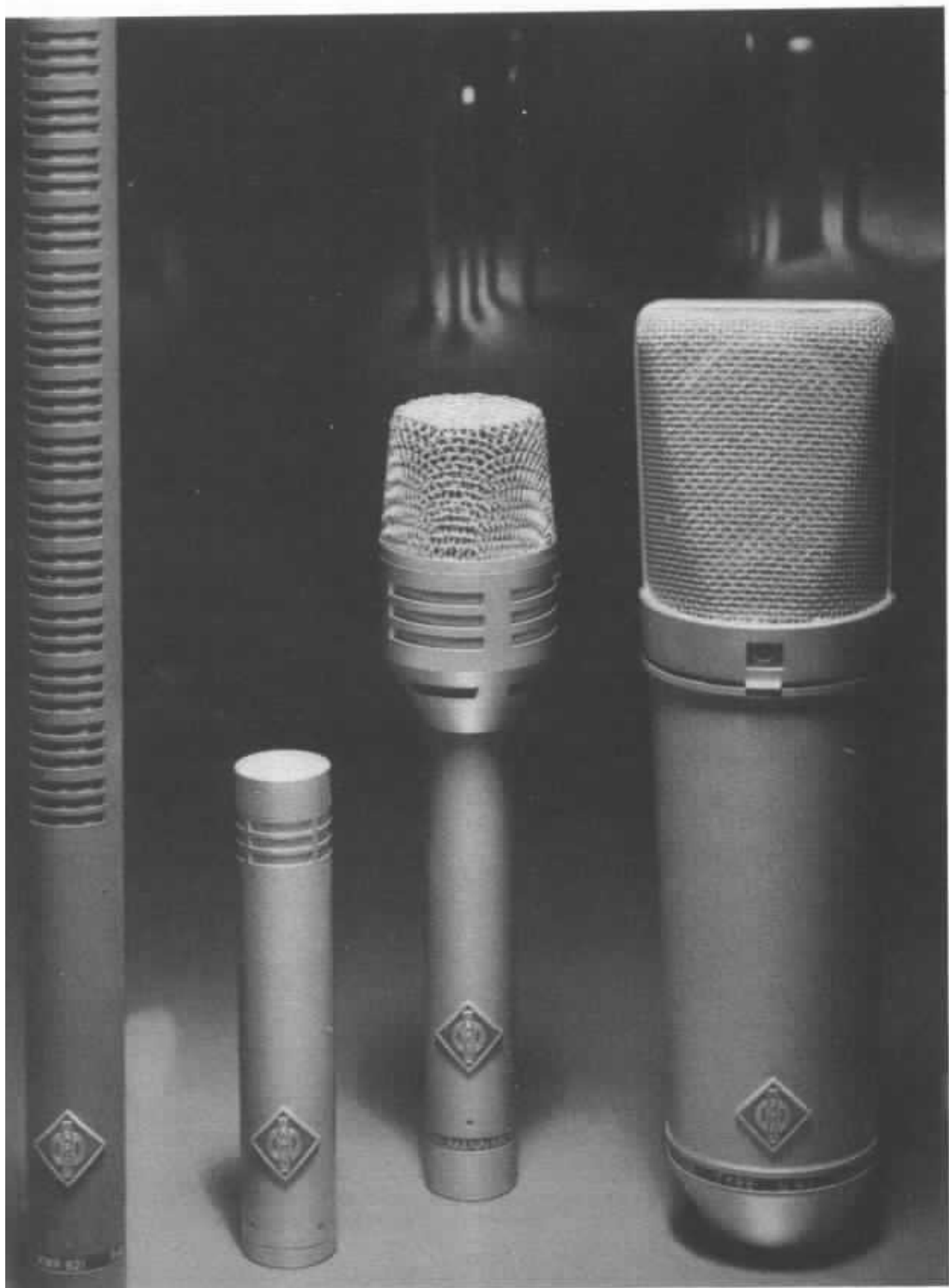
La représentation graphique des performances est ainsi donnée par un ensemble de courbes d'exploitation difficile. Pour cette raison, et en tenant compte de la dépendance température-fréquence, le système peut être décrit à l'aide de deux graphiques, qui tiennent compte de la température θ , de la fréquence f . Ce qui permet d'obtenir $|E|$ et β en utilisant la variable intermédiaire $f.\alpha t$. Nous avons choisi l'exemple du matériau type PI

115 SNPE, qui présente ses performances maxima entre 20° et 45° (fig. 17).

Conclusion

Les méthodes d'amortissement étudiées trouvent des applications intéressantes dans le domaine de la reproduction sonore de qualité. Mais les particularités des matériaux visco-élastiques et les problèmes liés à la mise en œuvre des procédés d'amortissement exigent un travail important au niveau de la conception, d'une liaison entre les phénomènes audio et ces méthodes avancées. Cependant, nous sommes déjà en mesure de présenter des prototypes qui déboucheront prochainement sur des produits accessibles à l'audiophile perfectionniste.





n
h
i
r
g
C
tr
di
qu
an
a
«
m

La prise de son

1. Le matériel

Claude Gendre

Les amateurs de reproduction sonore en très haute fidélité sont souvent amenés, un jour ou l'autre, à faire de l'enregistrement sonore. Certes, l'enregistrement du type PCM (Pulse coded modulation — en français : MIC, modulation par impulsions codées) semble maintenant appelé à remplacer l'enregistrement analogique traditionnel, mais celui-ci n'a pas dit son dernier mot !

*En effet, si la dynamique et l'absence de bruit de fond sont effectivement remarquables dans le système numérique *, il apparaît à l'audition qu'il manque quelque chose d'indéfinissable dans le message sonore en quelque sorte « aseptisé ». Ce sont probablement des micro-informations qui existent dans la réalité et qui disparaissent à cause du découpage en « bits » (14 ou 16 « bits »). Nous avons donc pensé qu'une série d'articles sur les techniques de prise de son et l'enregistrement traditionnel pourrait rendre service à ceux qui cherchent à approcher la vérité sonore.*

Avant d'aborder les problèmes posés par la prise de son de haute qualité, il nous a semblé indispensable d'étudier le matériel nécessaire dont dépendra, en grande partie, le résultat final. Chaque preneur de son doit en

* On trouve malheureusement trop souvent sur les pochettes des disques ou dans les articles techniques le terme « digital ». Ce mot anglais, formé à partir de « digit », a été remplacé en français par « numérique » (commission de terminologie - Loi du 31-12-1975).

effet disposer de « moyens » qu'il mettra en œuvre au moment de l'enregistrement et qui vont du magnétophone au micro électrostatique, en passant par les pieds de micro et les câbles dont l'importance est quelquefois sous-estimée.

Ce matériel doit être le meilleur possible et parfaitement au point avant la prise de son. Il est même conseillé de faire un « rodage » préalable en effectuant un enregistrement moins

important, au cours duquel on pourra déceler les anomalies éventuelles. On ne peut pas se permettre en effet de sortir son fer à souder au début d'un concert que l'on doit enregistrer !

Les microphones

On peut les classer suivant leur principe en quatre catégories : électrodynamiques à ruban, électrodynamiques à bobine mobile, électrostatiques et micros à effet « electret ». Il existe également

deux autres types : les microphones à charbon utilisés dans les combinés téléphoniques et les micros piézo-électriques basés sur le principe de la déformation d'un cristal de roche ; mais nous n'en parlerons pas ici, leur qualité n'étant pas suffisante.

Un microphone a pour fonction de transformer des variations de pression acoustique en variations de tension électrique. Le niveau sonore (pression) peut se mesurer en microbars (μbar). En parlant d'une voix normale à 1 mètre d'un micro, ce dernier reçoit une pression d'environ $1\mu\text{bar}$. D'après les nouvelles normes internationales MKSA basées sur le mètre, le kilogramme, la seconde et l'ampère (le système CGS utilisait trois unités de base : centimètre, gramme, seconde), le microbar doit être remplacé par le Pascal (Pa). Un Pascal correspond à une pression de 1 Newton par mètre carré ($1\text{ Pa} = 1\text{ N/m}^2$). La relation entre ces deux unités s'établit ainsi : $1\text{ Pa} = 10\mu\text{bar}$.

La tension de sortie (sensibilité du micro) se mesure en millivolt (mV). Un micro dont la sensibilité est de $0,2\text{ mV}/\mu\text{bar}$ (ou $2\text{ mV}/\text{Pa}$) fournira donc une tension de $0,2\text{ mV}$ s'il est soumis à une pression de $1\mu\text{bar}$.

L'impédance des micros

Il y a 20 ou 30 ans, l'impédance des microphones fabriqués par les firmes françaises (Mélodium, Lem) était de 10 ou 50 ohms pour les modèles dits « à basse impédance » et de 50 000 ou 80 000 ohms pour les modèles à « haute impédance » destinés à être branchés sur les préamplificateurs ou les magnétophones à lampes. On peut encore choisir à l'heure actuelle, pour les micros « Mélodium », entre l'impédance de 10 ohms et celle de 200 ohms. En réalité, les micros à haute impédance possédaient un transformateur incorporé élevant l'impédance de 10

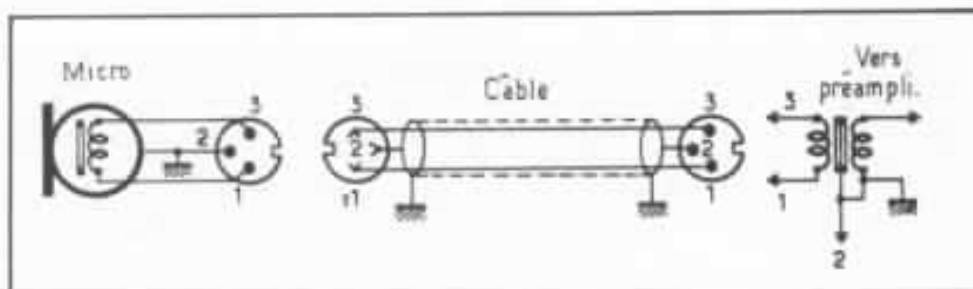


Fig. 1 : Branchement symétrique avec prises aux normes DIN.

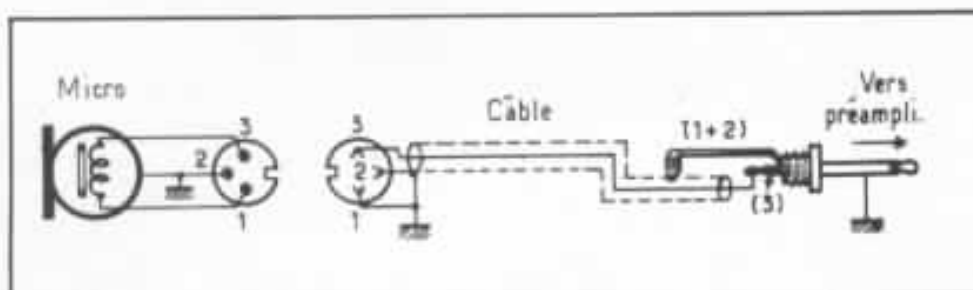


Fig. 2 : Branchement asymétrique avec prises aux normes DIN et fiche « Jack » (6,35).

(ou 200) à 50 000 ou 80 000 ohms. Rappelons que l'impédance d'un transducteur est la résistance interne en courant alternatif qu'il offre à une certaine fréquence (elle est mesurée en principe à 1 000 Hz). Actuellement, l'impédance est normalisée à 200 ohms, mais on trouve des micros ayant des impédances comprises entre 150 et 800 ohms. L'apparition des transistors a permis l'utilisation directe des micros à basse impédance sur les préamplis sans l'utilisation d'un transformateur intermédiaire (montage asymétrique). Avec un micro à basse impédance, on peut employer une ligne très longue sans inconvénient ni perte sensible. Deux branchements sont possibles :

a) *symétrique* : les micros de qualité sont tous livrés en « symétrique ». Ils peuvent être branchés directement sur un transformateur de modulation placé à l'entrée du préamplificateur (fig. 1). Cette technique, la plus sûre, est utilisée avec les boîtes de mixage et les magnétophones professionnels.

b) *asymétrique* : c'est le cas des magnétophones amateurs qui ne possèdent pas de transforma-

teurs de micros incorporés. Il faut donc relier, dans l'une des prises DIN du câble de liaison, les broches 1 et 2 dans le cas d'un modèle à basse impédance (fig. 2).

Les micros à haute impédance, de moins en moins utilisés, sont tous asymétriques.

Les différents types de microphones

La transformation de la pression acoustique que reçoit le micro en tension électrique destinée à être amplifiée s'effectue de plusieurs façons.

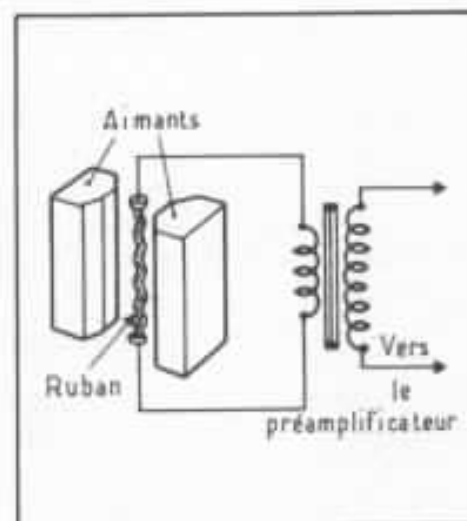


Fig. 3 : Principe du micro à ruban.

a) Microphones dynamiques à ruban

Un ruban métallique très mince (fig. 3) est tendu entre deux aimants. Il se déplace sous l'action des pressions qu'il reçoit de part et d'autre et coupe les lignes de force des aimants. Une tension induite peut être recueillie aux deux extrémités du ruban qui réagit en quelque sorte comme un bobinage à une seule spire. Ce microphone est dit « à vélocité » par opposition aux modèles « à pression ». La tension induite étant très faible, il est nécessaire de placer un transformateur dans le corps même du micro, le plus près possible du ruban, afin d'éviter les pertes dans les fils de liaison. Ce type de transducteur, très sensible aux déplacements d'air, n'est utilisé pratiquement qu'en studio (ou à l'intérieur d'une salle). Il est par contre très fidèle, sans distorsion, et donne une tonalité « chaude » (avec, néanmoins, une limite dans la reproduction des fréquences aiguës). La directivité est bi-directionnelle (fig. 4).

b) Microphones dynamiques à bobine mobile

Une bobine mobile, solidaire d'une membrane légère sur laquelle s'exercera la pression de l'air, se déplace dans l'entrefer d'un aimant (fig. 5). La tension

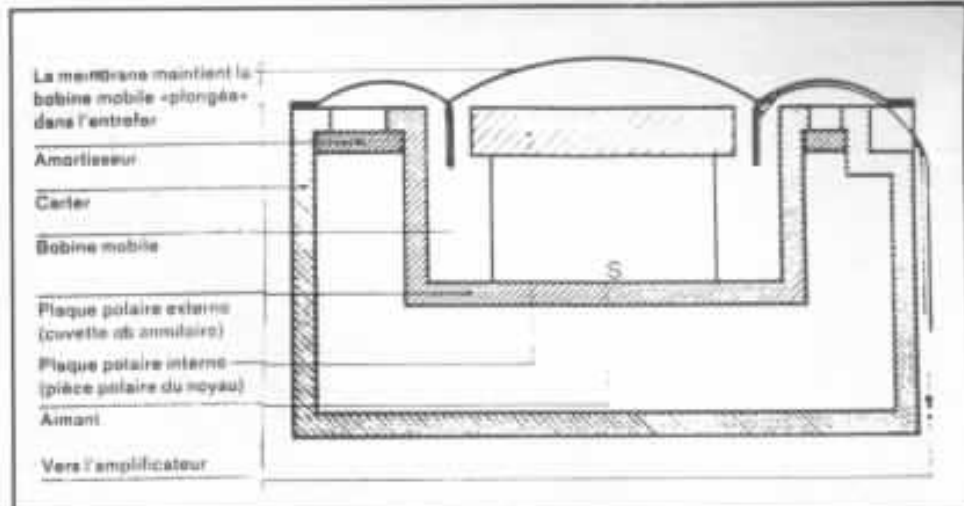


Fig. 5 : Principe du micro électrodynamique à bobine mobile (document Sennheiser).

induite dans le bobinage, quand celui-ci coupe les lignes de force de l'aimant, est proportionnelle au déplacement. Elle est de l'ordre de 0,1 à 0,25 mV/ μ bar (1 à 2,5 mV/Pa). C'est en quelque sorte un petit haut-parleur à aimant permanent fonctionnant en sens inverse (on sait d'ailleurs qu'un tel haut-parleur peut être utilisé en micro : c'est le cas dans les interphones). Il existe plusieurs directivités pour ce type de transducteur :

— *omnidirectionnelle* : le micro fonctionne alors en pression, la cavité interne étant close. Dans ce cas, il capte le son dans toutes les directions (et à toutes les fréquences) avec la même intensité, quelle que soit la position de la source sonore (fig. 6).

— *directionnelle* : on peut distinguer trois catégories (fig. 7) : les micros cardioïdes, super-cardioïdes et hyper-cardioïdes (il existe également des micros « canons » à caractéristique « lobe » destinés au cinéma ou à la prise de son lointaine, pour les oiseaux par exemple). Dans ce cas, la cavité arrière de la capsule microphonique est percée de trous dont le décalage des uns par rapport aux autres provoque un retard acoustique servant de filtre passe-bas afin de régulariser la courbe de réponse. Ce type de microphone fonctionne en

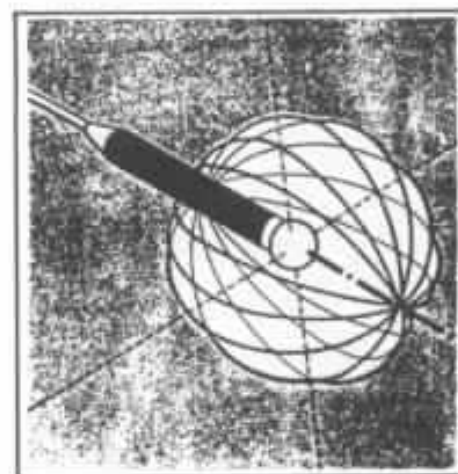


Fig. 6 : Directivité omnidirectionnelle.

« gradient de pression », c'est-à-dire en variation de pression, la membrane étant en communication avec l'air des deux côtés. Seules les sources sonores situées à l'intérieur du diagramme de directivité seront captées avec un niveau suffisant, celles qui se trouvent en dehors étant affaiblies de 15 à 20 dB. L'affaiblissement est d'ailleurs variable avec la fréquence, comme en témoigne le diagramme de directivité de la figure 8.

Les microphones à bobine mobile sont les plus utilisés dans la prise de son en raison de leur qualité, de leur robustesse et de leur prix abordable (300 à 2 000 F).

c) **Microphones électrostatiques**
Ces microphones sont basés

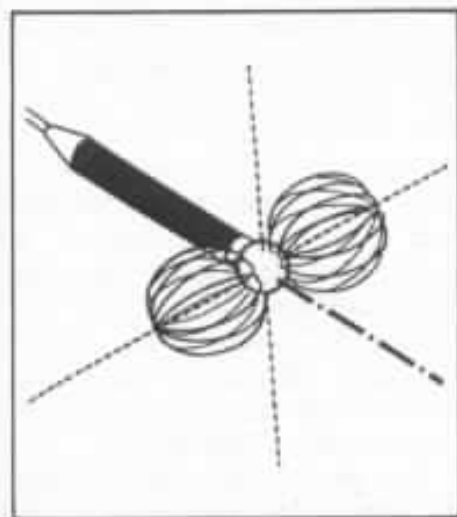


Fig. 4 : Directivité bi-directionnelle.



Fig. 7 : Directivité des micros directionnels.

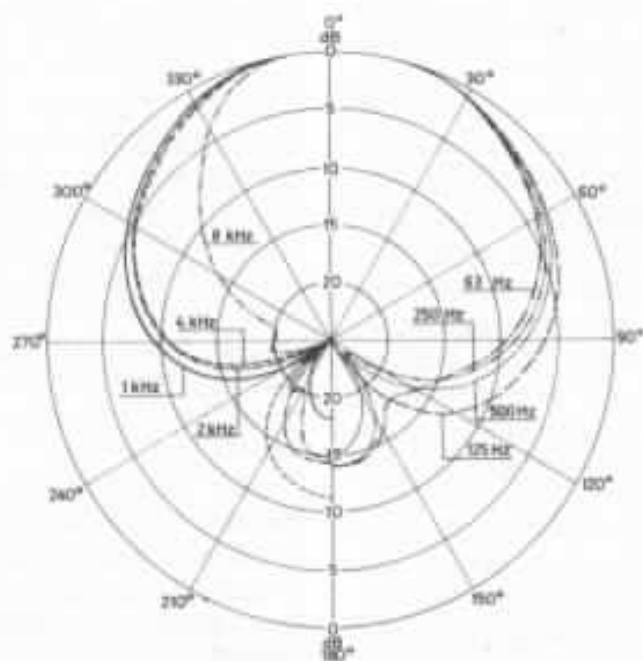


Fig. 8 : Diagramme de directivité du microphone M 88 de la firme Beyer en fonction de la fréquence (cardioïde).

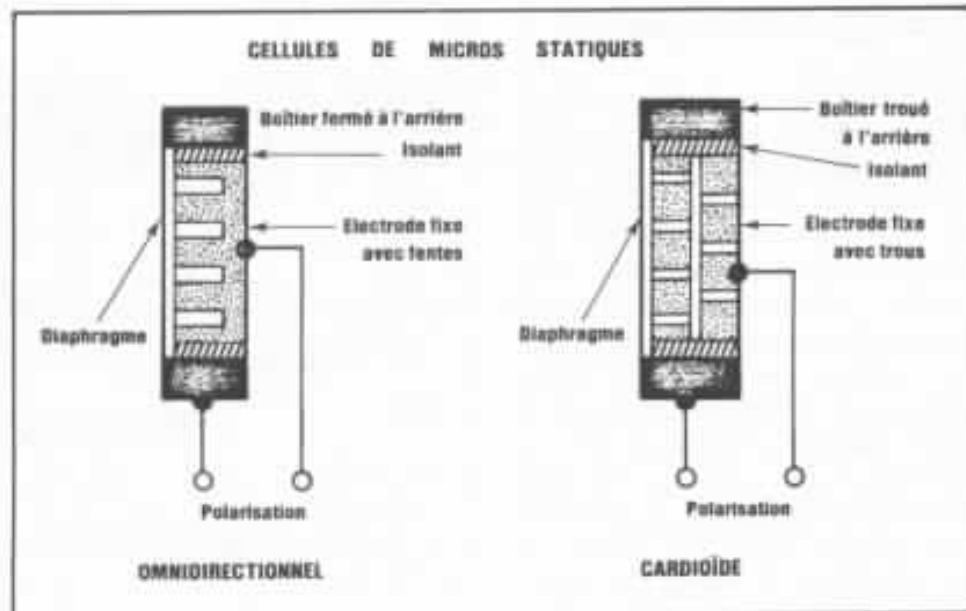


Fig. 9 : Principe des cellules des micros électrostatiques (modèle omnidirectionnel et modèle cardioïde).

sur le principe du condensateur : une électrode mobile de forme circulaire (la membrane) est placée au-dessus d'une électrode fixe percée de fentes ou de trous (fig. 9), dont elle est séparée par une cale isolante d'épaisseur constante (environ 20 microns). Cette électrode mobile, réalisée en métal il y a de nombreuses années, est maintenant constituée d'une feuille de matière

plastique (polyester ou mylar), très tendue, métallisée par vaporisation d'une couche d'or garantissant à la fois une grande souplesse et une longévité sans altération. On applique une tension de polarisation entre les deux électrodes (de 40 à 60 volts) par l'intermédiaire d'une résistance de forte valeur (1 gigohm) qui charge le condensateur.

Quand la membrane se rapproche et s'écarte de l'électrode fixe sous l'effet d'une pression, il en résulte une variation de capacité se traduisant par une variation très faible de la tension. Mais, en raison de l'impédance très élevée du système, on ne peut pas utiliser directement la tension alternative obtenue comme dans le cas des micros dynamiques. Il faut placer un transistor adaptateur d'impédance dans le corps du micro avec un transformateur (fig. 10) permettant d'obtenir une tension d'environ 1 à 2 mV/ μ bar (10 à 20 mV/Pa) que l'on pourra diriger vers un préamplificateur. La firme Schoeps remplace, dans ses modèles, le transformateur par un montage à transistors.

On trouve dans cette gamme de micros les trois caractéristiques de directivité : omnidirec-

tionnelle, bi-directionnelle et directionnelle (cardioïde), dont nous avons parlé pour les micros dynamiques. La caractéristique bi-directionnelle est obtenue en plaçant dos-à-dos deux cellules à caractéristique cardioïde (fig. 11). Dans ce cas, avec un même microphone, on peut disposer des trois directivités par simple commutation électrique :

- omnidirectionnelle : cardioïde + cardioïde (polarisation de même sens) ;
- bi-directionnelle : cardioïde - cardioïde (polarisation de sens inverse) ;
- directionnelle : en utilisant une seule capsule cardioïde.

C'est le cas des Neumann KM 86, KM 88, U 87, SM 69. Les micros U 89 et USM 69 possèdent même cinq caractéristiques différentes, obtenues par variation de la tension de polarisation. Les autres modèles de microphones électrostatiques ont en général une cellule interchangeable que l'on peut visser sur le corps du micro renfermant le système adaptateur d'impédance (Neumann KM 83, 84 et 85 —

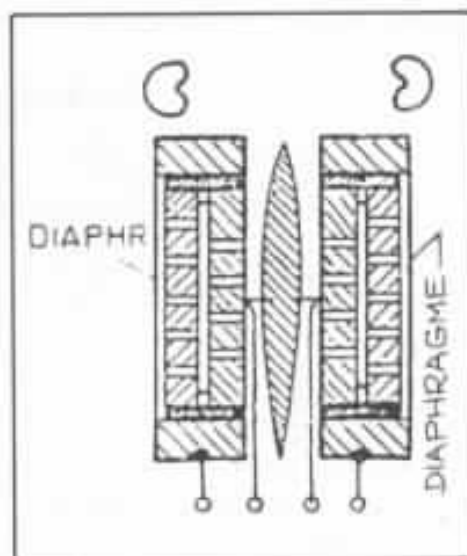


Fig. 11 : Le micro Neumann KM 86 possède deux cellules « cardioïdes » identiques placées dos-à-dos.

modèles Schoeps du programme « Colette »).

La firme allemande Sennheiser, fondée en 1945 par le docteur Fritz Sennheiser dans la région de Hanovre, a conçu un microphone à condensateur qui fonctionne selon un principe différent des précédents : au lieu d'appliquer une tension de polarisation continue de 40 à 60 volts, on utilise une tension à

haute fréquence d'environ 10 volts, produite par un oscillateur à quartz de 8 MHz. La tension alternative modulée est ensuite obtenue par détection du signal basse-fréquence. Cette technique permet d'éviter les risques de crépitement (décharge du condensateur en milieu humide) en raison de la faible tension de polarisation ; elle diminue également le bruit de fond. Par contre, la cellule est obligatoirement fixée au corps du micro, ce qui exclut la possibilité de changer de directivité en conservant la même base électronique.

d) Microphones à effet « electret »

C'est en 1962 que G.M. Sessler, diplômé de l'Université de Gottingen et attaché aux « Bell telephone laboratories », expérimenta la technique des « electret », c'est-à-dire l'utilisation pour le diaphragme des micros électrostatiques d'une feuille mince d'un produit synthétique (du genre polyester, mylar ou téflon), placée préalablement dans un champ électrique de 3 à 4 000 volts à une température élevée (de l'ordre de 120 à 230 °C). La feuille conserve une polarisation (immobilisation des charges électriques) quand on ramène progressivement la température à la normale (15 à 20 °C), tout en maintenant le champ excitateur. Cette technique avait déjà été étudiée par Schodder et Schroeder en 1954 et par les physiciens Gukkin et Kopanyev en 1960 (cf. article de Rémy Lafaurie dans le numéro de Décembre 1973 de la Revue du Son). Il est donc inutile, dans ce cas, de fournir une tension continue de polarisation, ce qui facilite l'utilisation des micros électrostatiques (plus d'alimentation) et diminue leur prix de revient. Il faut néanmoins préciser que la membrane en matière synthétique (4 à 12 microns

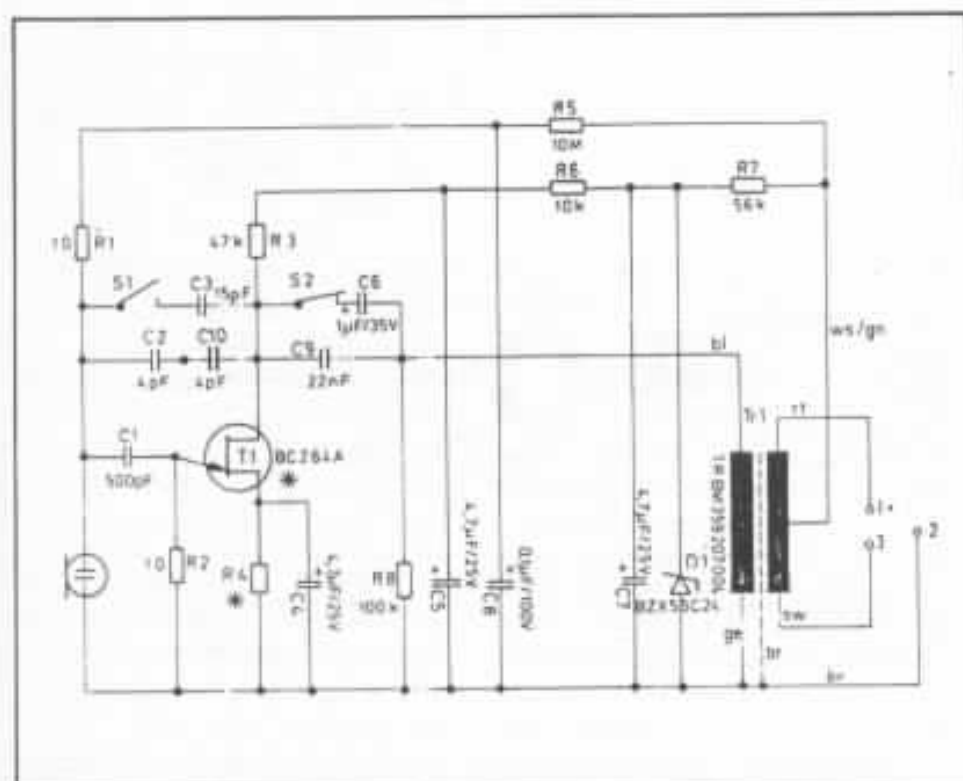


Fig. 10 : Schéma de principe d'un micro électrostatique Beyer (CV710).

d'épaisseur), métallisée sur une face, conserve la polarisation pendant une durée variable avec les conditions de température et d'humidité de l'air (5 à 50 ans... il est difficile de préciser!).

Mais, comme on a constaté que la persistance de l'effet « electret » dépend de l'épaisseur de la membrane (plus elle est importante, plus le phénomène a tendance à se maintenir), et comme, d'autre part, il est nécessaire d'avoir un diaphragme assez mince pour obtenir une réponse en fréquence satisfaisante (deux conditions évidemment contradictoires!), la firme Sennheiser a résolu ce problème en utilisant l'électrode fixe pour l'effet « electret ». Celle-ci, d'une masse beaucoup plus importante, garantissait ainsi une grande longévité dans le temps.

La membrane, par contre, peut se rapprocher de celle des modèles électrostatiques traditionnels (feuille mince métallisée avec une couche d'or). Comme pour ces derniers, les variations de tension recueillies aux bornes d'une résistance sont dirigées vers un transistor adaptateur d'impédance (fig. 12) placé dans le corps du micro et alimenté par une pile miniature dont la durée de vie s'étend de 250 à 1 000 heures en utilisation continue suivant le modèle.

On trouve dans la gamme des micros à « electret » des modèles à cellule omnidirectionnelle ou directionnelle (cardioïde, super-cardioïde, hyper-cardioïde et lobe). Seul le bruit de fond plus élevé de ce type de transducteur limite son emploi à des usages amateurs. Actuellement, on fait néanmoins de très bons micros à « electret » qui atteignent environ 62 à 64 dB de rapport signal/bruit de fond (contre 70 à 74 dB pour les modèles électrostatiques traditionnels).

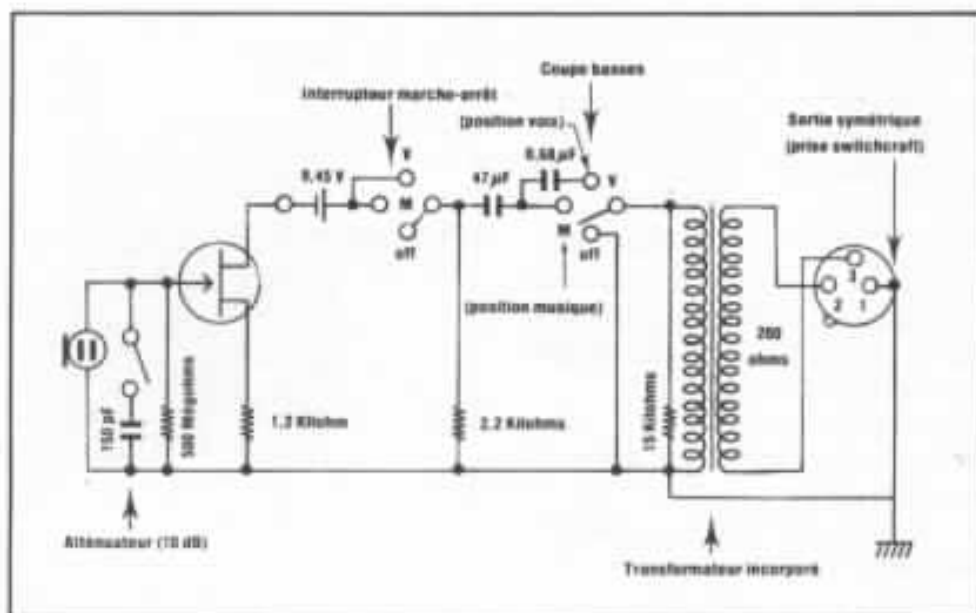


Fig. 12 : Schéma de principe du micro à « electret » EMU 4520 de la société LEM.

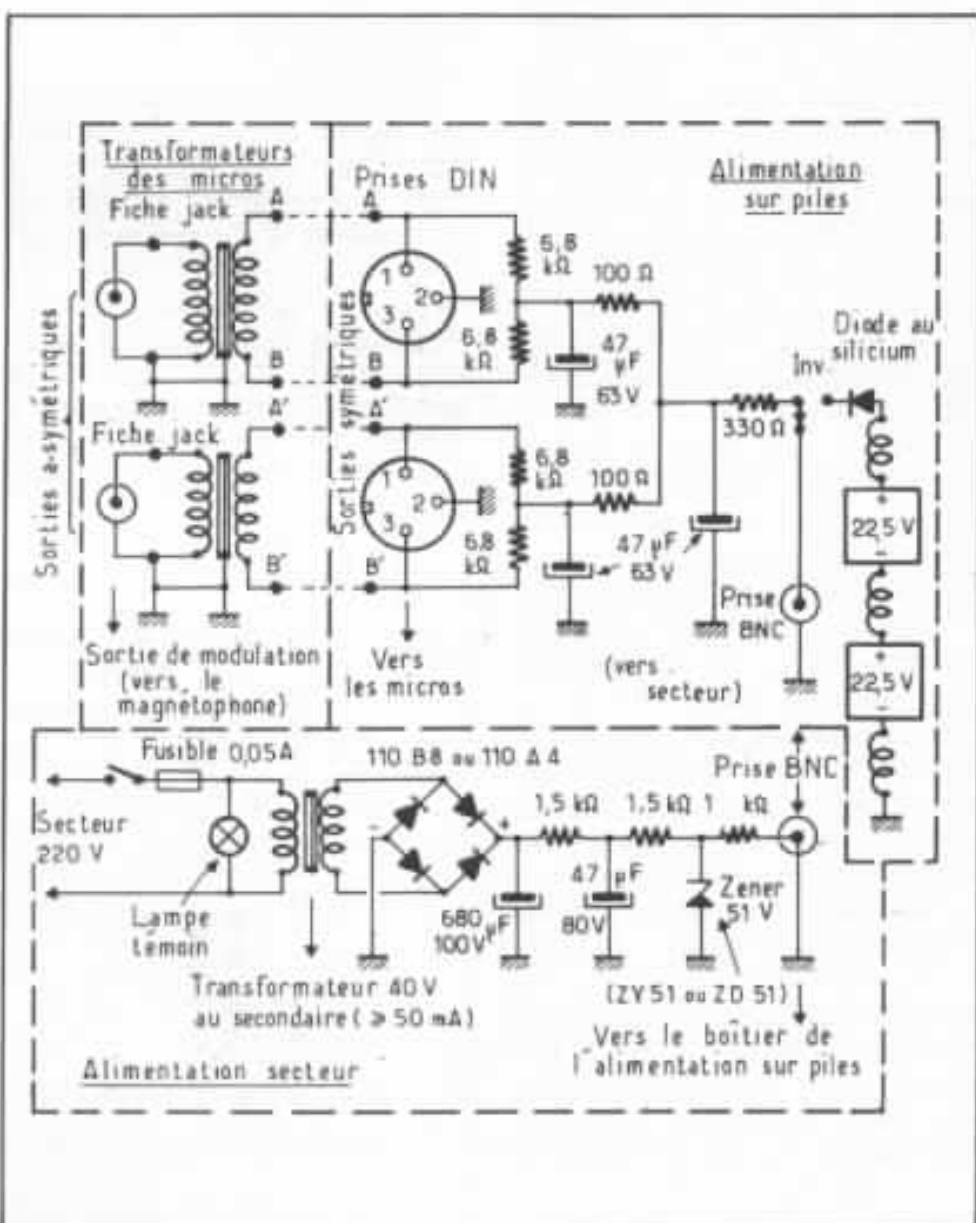


Fig. 13 : Schéma d'une alimentation pour deux micros électrostatiques (piles et secteur).

Alimentations des micros-phones

Alimentation des micros électrostatiques

Comme nous l'avons vu précédemment, il faut disposer d'une tension continue de polarisation pour les micros électrostatiques. Cette tension a été normalisée à 48 volts (+ ou - 4 volts). Elle est fournie par un boîtier séparé relié au secteur ou par une alimentation sur piles (avec 2 piles de 22,5 volts en série ou un convertisseur continu-continu alimenté par 2 piles de 9 volts). Il existe aussi des micros électrostatiques fonctionnant à partir d'une tension de 12 volts mais, en réalité, ils possèdent un convertisseur continu-continu incorporé qui élève la tension pour la polarisation de la cellule (celle-ci, rappelons-le, doit être comprise entre 40 et 60 volts) avec pour conséquence une consommation accrue : 9 mA pour les modèles Schoeps CMC 3 en 12 volts au lieu de 0,4 mA pour les Neumann KM 84 en 48 volts.

Notons d'ailleurs que, même en 48 volts, les électrostatiques Schoeps possèdent un convertisseur incorporé qui élève la tension à 60 volts pour la polarisation des cellules de la série « Colette » (consommation : 4 mA).

Les alimentations, pourtant simples, sont souvent vendues assez cher par les différentes marques et nous avons pensé rendre service aux utilisateurs de micros statiques en donnant le schéma d'une alimentation 48 volts (fig. 13) qui nous a toujours donné satisfaction avec des modèles Neumann. Elle a le mérite d'être autonome avec la possibilité d'un branchement sur le secteur quand cela est possible. Elle peut être réalisée en deux boîtiers séparés ou en un seul coffret et on peut y inclure les transfos de modulation pour

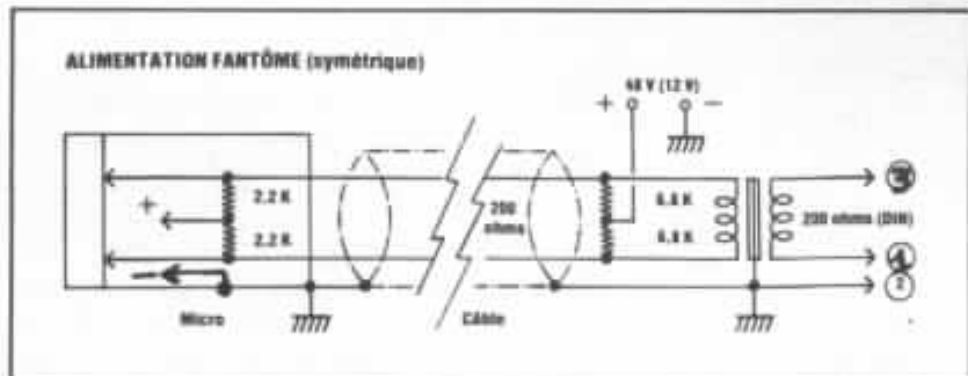


Fig. 14 : Alimentation « fantôme » symétrique.

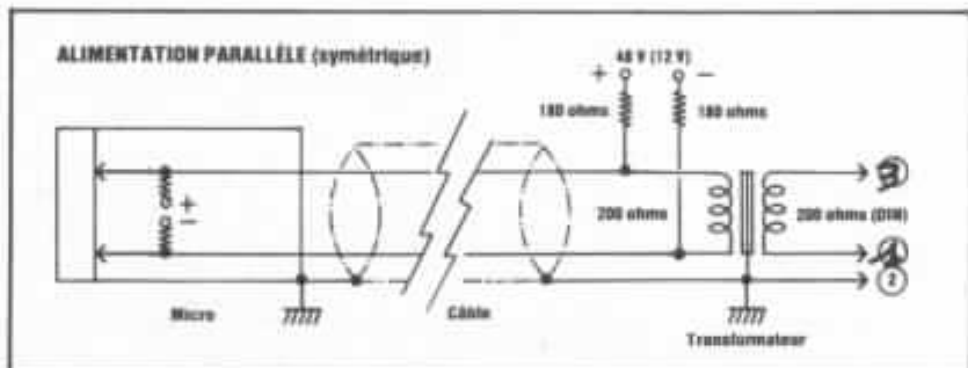


Fig. 15 : Alimentation « parallèle » symétrique.

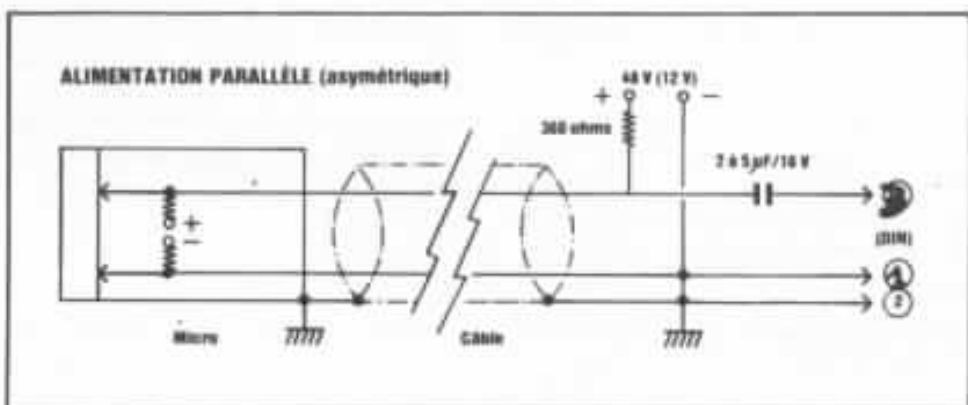


Fig. 16 : Alimentation « parallèle » asymétrique.

permettre un branchement sur une entrée « asymétrique » (Revox A 77, B 77 — Sony TC 510-2, magnétophones à cassette) ou au contraire laisser la sortie « symétrique » quand le magnétophone possède des transfos incorporés (cas du Nagra, du Stellavox, de l'AmpeX ATR 700, du Revox A 700 et des appareils professionnels en général). La solution en deux boîtiers séparés garantit le meilleur rapport signal/bruit de fond, le transformateur d'alimentation risquant de rayonner sur les transformateurs de modulation

quand ils sont incorporés. Dans la plupart des cas, on peut d'ailleurs se servir uniquement du boîtier piles, celles-ci s'usant plus par vieillissement que par la consommation très faible des micros Neumann KM 84 (0,4 mA — durée : 150 à 200 h environ).

Bien entendu, si le magnétophone (ou la console de mixage) possède une alimentation fantôme 48 volts, il est inutile de prévoir une alimentation séparée. C'est le cas du Nagra IV, du Stellavox SP8 et en général de tous les appareils professionnels.

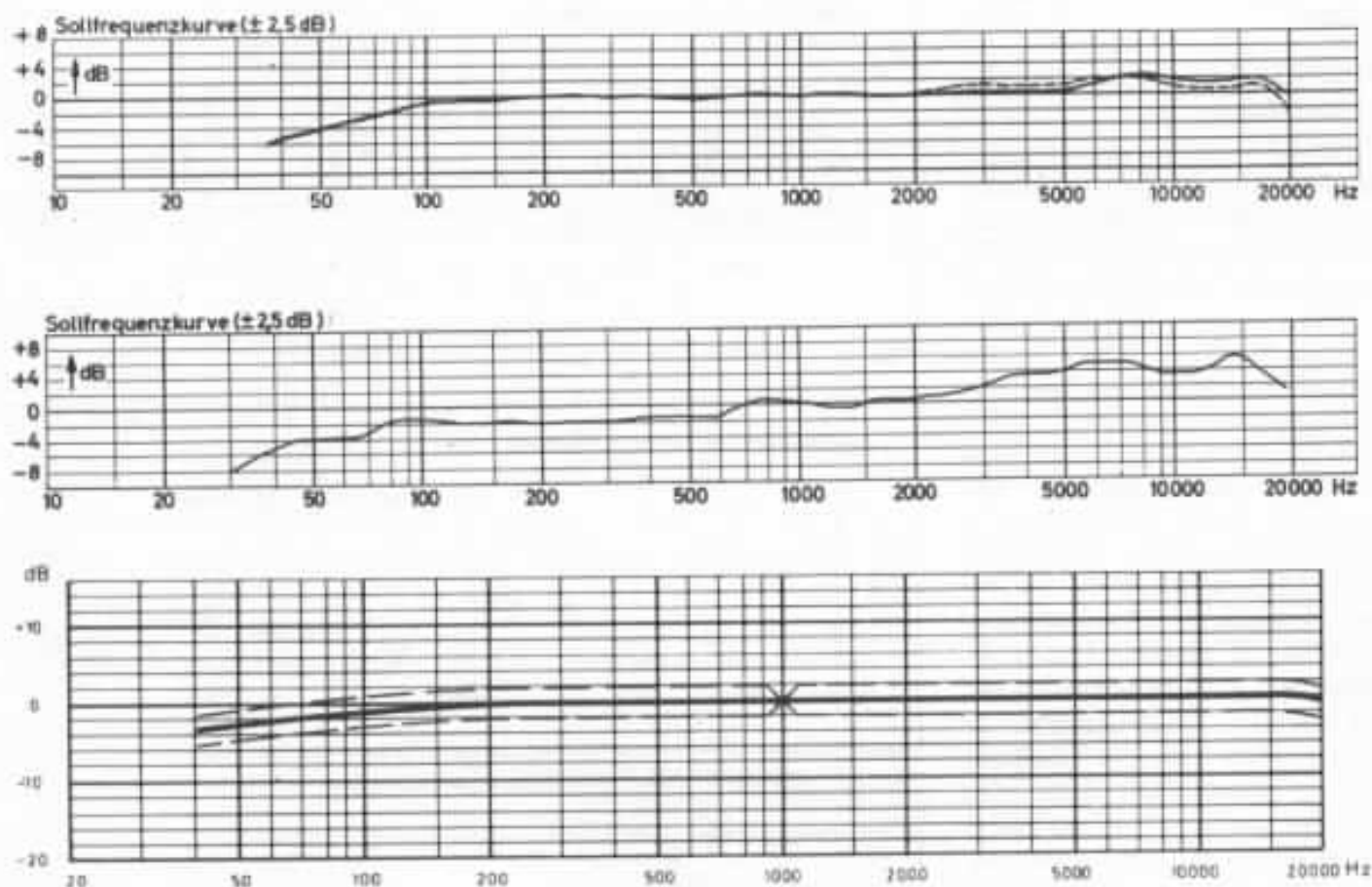


Fig. 17 : Trois courbes de réponse de microphones d'excellente qualité.
 a) Micro électrodynamique omnidirectionnel (Beyer M 101).
 b) Micro électrodynamique cardioïde (Beyer M 88).
 c) Micro électrostatique cardioïde (Neumann KM 84).

L'alimentation « fantôme »

Pour éviter de placer les alimentations à proximité des microphones électrostatiques, ce qui ne serait guère pratique, on utilise les câbles de modulation pour acheminer jusqu'à la cellule la tension nécessaire à la polarisation. Il existe deux techniques qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients.

a) *alimentation « fantôme »* (en 12 ou 48 volts)

La tension est dirigée vers le point-milieu du transformateur de micro (+) ou un point-milieu fictif obtenu avec deux résistances de 6,8 kilohms (de valeurs rigoureusement identiques) et la masse (-). Elle est « récupérée » dans le micro de la même façon (fig. 14), mais les fils de

modulation ne sont parcourus par aucun courant et on peut brancher des microphones dynamiques sans danger sur une entrée micro pourvue d'une alimentation fantôme. D'autre part, on ne risque rien en cas d'inversion dans le branchement des câbles et des prises. C'est certainement la plus répandue dans le domaine professionnel. Elle a l'inconvénient de nécessiter un branchement symétrique avec transformateur (ce qui, par ailleurs, permet d'utiliser des lignes très longues sans aucune perte ou altération du signal).

b) *alimentation parallèle*

Dans ce cas, la tension de polarisation passe par les fils de liaison pour arriver jusqu'au

microphone où elle est prélevée par l'intermédiaire de résistances. L'alimentation parallèle permet un branchement symétrique (fig. 15) ou asymétrique (fig. 16) sans nécessiter de transformateur, mais elle présente un danger en cas d'inversion des connexions dans les câbles ou les prises : la polarité s'inverse.

D'autre part, on ne peut pas brancher un microphone dynamique sur une entrée avec alimentation parallèle : le courant passerait dans la bobine mobile (ou le ruban), même en symétrique. C'est pour cette raison que seule l'alimentation fantôme est prévue d'origine sur les magnétophones et les pupitres de mixage professionnels.

Qualité et prix des microphones

Quand on compare les courbes de réponse de quelques modèles de micros dont nous avons parlé (fig. 17), il apparaît immédiatement que ce sont les microphones électrostatiques qui offrent la meilleure courbe de réponse (pratiquement droite). Ils sont employés dans les prises de son professionnelles, leurs caractéristiques étant pratiquement identiques d'un micro à l'autre, alors que ce n'est pas toujours le cas des modèles dynamiques pour lesquels beaucoup d'éléments peuvent modifier la courbe : bobine mobile ou ruban, bobinage du fil, suspension, etc. Leur prix est par contre très élevé : de 2 000 F à 11 000 F sans l'alimentation (environ 1 000 à 2 000 F). Les micros électrodynamiques à ruban et à bobine mobile sont néanmoins très utilisés par les professionnels et les amateurs (fig. 18). Ils donnent en effet d'excellents résultats et ont un prix plus abordable : de 300 à 2 000 F. Enfin, les micros à effet « electret » vont de 150 F pour les plus simples

(destinés aux petits magnétophones à cassette) à 1 500 F pour les modèles les plus élaborés.

Dans une prise de son, le choix du micro est primordial. C'est de lui que dépendra le résultat final.

Il permettra d'obtenir un « piqué » ou au contraire une douceur pour certains instruments réputés durs ou agressifs. Enfin, il faudra toujours penser à la directivité du micro choisi, afin de bien déterminer l'angle de prise de son. N'oublions jamais qu'un enregistrement sonore ne peut restituer que les fréquences que le maillon le plus faible de la chaîne laisse passer sans les affaiblir. Il ne servirait à rien de posséder un Nagra si on utilise des micros dont la courbe de réponse est limitée aux deux extrémités du spectre. Ajoutons enfin qu'il faut également tenir compte du niveau de saturation (indiqué dans les caractéristiques en dB). Par exemple, les micros électrostatiques Beyer (fig. 19) MC 711, 712, 713 et 714 permettent d'atteindre un niveau de 132 dB pour un taux de distorsion de 0,5 % seulement, ce qui est remarquable. Un tel micro



Fig. 19 : Ensemble électrostatique Beyer : corps CV 710, cellules MC 711 et 712 omnidirectionnelles ; (ou —) MC 713 et 714 du type cardioïde.

placé près d'un orchestre, d'un orgue ou d'un chœur ne sera jamais saturé (rappelons que le seuil de la douleur est de 130 dB). Par contre, les modèles électrodynamiques à ruban ne peuvent supporter que des pressions limitées sous peine d'une détérioration rapide. Certains micros à bobine mobile, par contre, supportent des intensités sonores assez élevées puisque les ingénieurs du son les placent à l'intérieur même des grosses caisses (fig. 20).

Mais attention, il faudra tenir compte également des possibilités de l'étage d'entrée du magnétophone ou de la boîte de mixage. En règle générale, la résistance de charge du préamplificateur microphonique devra toujours être égale à 5 fois au moins l'impédance du micro (ou du transformateur en cas de montage symétrique). D'autre part, on évitera de saturer le premier transistor par un signal trop élevé : un microphone électrostatique délivre une tension importante quand il est soumis à des pressions très fortes et l'on aura intérêt, en fonction de la source sonore et de sa puissance, à utiliser l'atténuateur incorporé



Fig. 18 : Micro Beyer M 88.

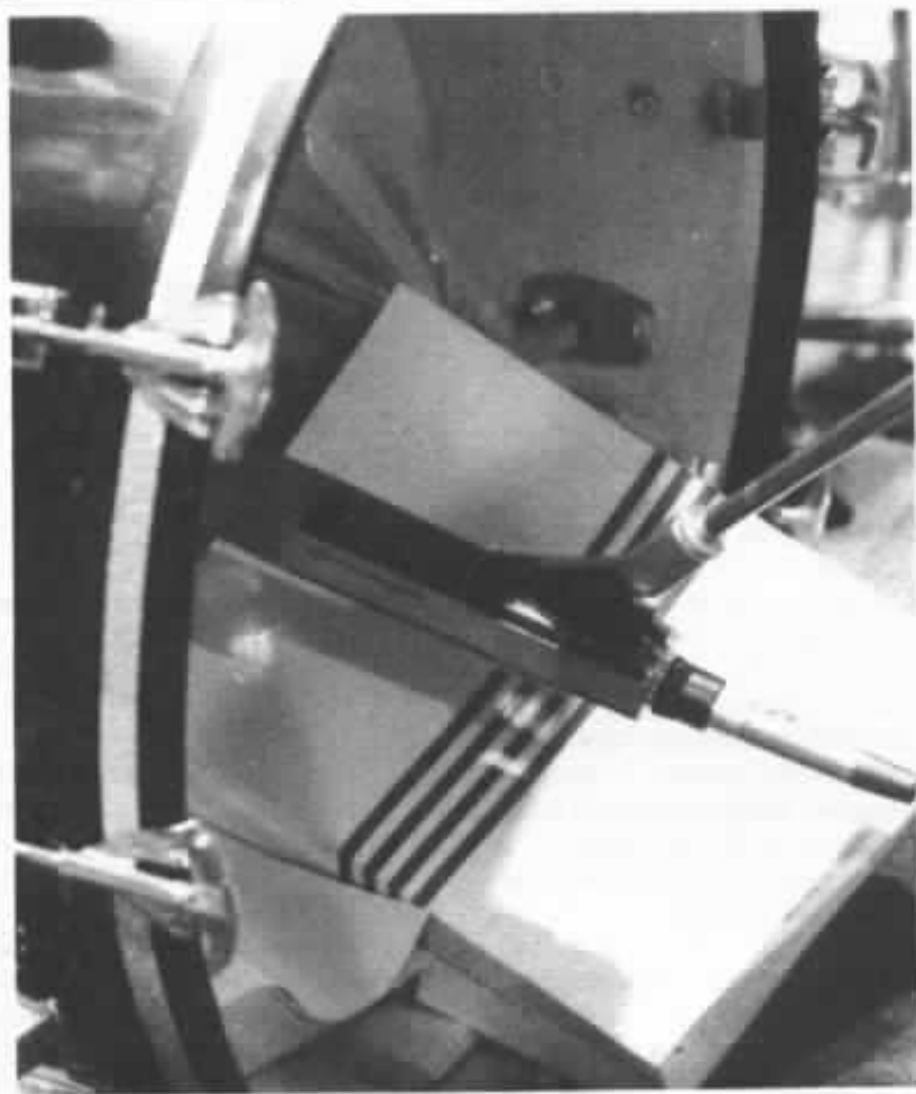


Fig. 20 : Micro Sennheiser MD 441 placé à l'intérieur d'une grosse caisse.

au magnétophone ou à la boîte de mixage (en général 20 dB). A défaut (ou si l'atténuation est trop importante), on se servira de l'atténuateur de 10 dB placé sur certains micros.

Les câbles et les prises

Il faut attacher beaucoup d'importance aux câbles et aux prises utilisés pour les liaisons entre les microphones et les consoles de mixage ou les magnétophones. En effet, ils doivent pouvoir résister à la fois aux tractions et aux enroulements et déroulements fréquents, ainsi qu'à l'écrasement provoqué par les chaussures des spectateurs des concerts que l'on enregistre (et les talons « aiguilles » des dames ne pardonnent pas... !). Il

faut donc à la fois choisir des câbles de très bonne qualité électrique, assez souples pour permettre l'enroulement et dont la gaine en matière plastique soit très résistante. Pour les microphones électrostatiques, on aura intérêt à prendre des câbles à 3 conducteurs isolés + la masse qui seront utilisés en montage « flottant » symétrique (avec transformateur de micro), selon le branchement indiqué figure 21. Pour les micros dynamiques, on pourra se contenter de câbles à deux conducteurs isolés + la masse, même en montage symétrique (fig. 22).

Deux types de prises sont à conseiller :

Les prises « cannon », professionnelles, à encliquetage, offrant toute garantie quant à leur robustesse. On peut marcher dessus sans les écraser et les soudures des conducteurs s'effectuent sans difficulté en raison de la place et de la disposition des cosses. On trouve plusieurs modèles, mais les prises « Switchcraft A3F et A3M » donnent en général toute satisfaction (le câble est bien maintenu à la sortie de la prise).

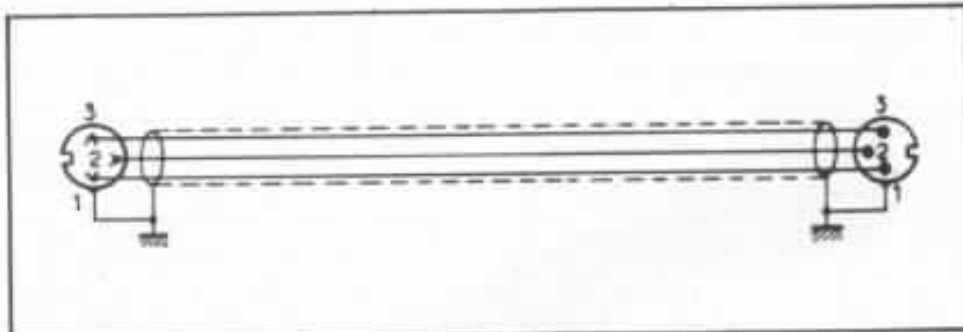


Fig. 21 : Schéma d'un branchement symétrique avec un câble à trois conducteurs isolés + la masse.

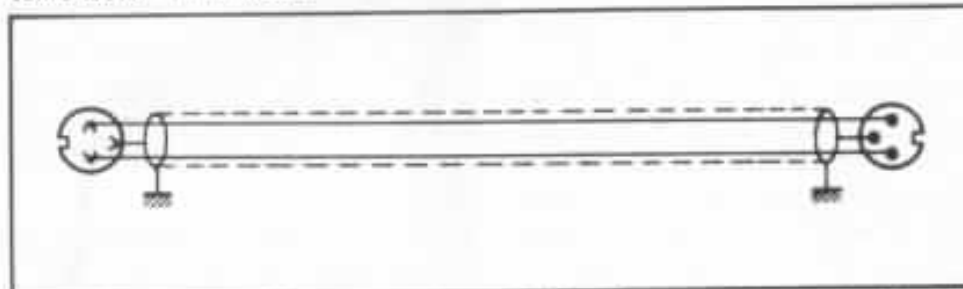


Fig. 22 : Branchement symétrique avec câble à deux conducteurs isolés + la masse.

Les prises « Tichel », aux normes DIN, à vis, peuvent également être employées avec, néanmoins, une plus grande fragilité et une plus grande difficulté pour effectuer la soudure des conducteurs. On évitera de placer ces prises par terre à des endroits susceptibles d'être soumis au piétinement des spectateurs ou des passants.

Il est préférable de prendre des câbles sans raccords quand les micros sont très éloignés de la console ou du magnétophone.

On évite ainsi les risques de mauvais contacts et l'augmentation du bruit de fond qui en résulte (attention à l'oxydation des broches). Il est donc prudent de prévoir à l'avance des câbles de 50 m, 20 m, 10 m et 5 m que l'on choisira en fonction de la distance (on arrive très vite à 50 ou 60 mètres dans les églises ou les salles de concert !). Rappelons qu'en montage symétrique (fig. 1), la longueur des câbles n'apporte pas de perturbation dans la bande de fréquences, ni de bruit de fond (on peut atteindre 100 ou 200 mètres sans problème particulier). Par contre, en montage asymétrique (fig. 2), il ne faut pas dépasser une trop grande longueur car, dans ce cas, on risque de capter des ronflements et des émissions de radio ou de télévision si un émetteur puissant rayonne à proximité (le conducteur isolé et son blindage formant un circuit oscillant avec le premier transistor du préamplificateur). Ces remarques sont naturellement valables pour des micros à basse impédance (10 à 800 ohms). Pour des micros à haute impédance (50 000 à 80 000 ohms), on ne peut pas dépasser une longueur de 2 ou 3 mètres entre le micro et le préamplificateur : en utilisant une longueur de câble supérieure, on perdrait les fréquences aiguës en raison de la capacité du câble.



Fig. 23 : Morceau de tissu placé devant un micro Neumann U 47 pour atténuer les « explosives » de la voix.

Il est quelquefois difficile de trouver de bons câbles pour micros chez les revendeurs de pièces détachées : ceux que l'on trouve sont souvent gainés en plastique gris et ont une fâcheuse tendance à se vriller à l'enroulement. Certaines marques de microphones vendent des câbles mieux adaptés. C'est le cas des firmes Beyer (Ets. Schaeffer et Riesser, 14 bis rue Marbeuf, 75008 Paris), Neumann (Sté Canetti et Cie, 16 rue d'Orléans, 92200 Neuilly-s/Seine) et Mélodium (296 rue Lecourbe, 75015 Paris), qui ont à leur catalogue des câbles équipés ou non de prises Cannon, Tichel ou Mélodium.

Les bonnettes

Ce sont de petits capuchons que l'on fixe sur les micros pour éviter que la membrane ne soit soumise directement à un déplacement d'air brutal qui aurait pour conséquence de l'empêcher

de vibrer et de réagir normalement aux pressions acoustiques, celles-ci étant d'amplitude beaucoup plus faible que le vent. En principe, la bonnette n'a pas d'influence sur la courbe de réponse mais elle modifie quelquefois la directivité ou amène une perte légère dans les fréquences aiguës.

On en trouve plusieurs modèles : les plus courants sont en mousse de polyester de différentes couleurs. D'autres, pour les microphones électrostatiques, sont formés d'une boule en matière plastique ajourée (ou en grillage métallique), tapissée intérieurement d'un tissu très fin, acoustiquement transparent mais arrêtant les courants d'air violents dans une certaine mesure.

Pour l'enregistrement de la voix, il est recommandé d'utiliser une bonnette afin d'arrêter les « explosives », fréquentes chez certains individus, qui pro-

voquent des « pop » dans le micro. Certains ingénieurs du son utilisent d'ailleurs tout simplement un petit carré en tissu (fig. 23) placé entre le chanteur et le micro, qui remplace avantageusement la bonnette sans apporter de perturbations au point de vue courbe de réponse et directivité.

Pieds, perches et suspensions

Les pieds de micro sont naturellement des accessoires indispensables à toute prise de son. Il en existe de nombreux modèles. La plupart ont une hauteur d'environ 1,60 m à 1,80 m quand ils sont dépliés. On peut néanmoins trouver des pieds de sol qui atteignent 5 mètres et même 10 mètres (modèles Neumann M 35 et M 135), sur lesquels il est possible d'ajouter une perche. Parmi celles-ci, on trouve des modèles légers qui s'étendent jusqu'à 0,70 m et des modèles lourds, avec contre-poids, dont l'extension atteint 1,80 m (SCH 212 C Beyer) et 2,50 m (G 35 - Neumann).

Signalons deux pieds de sol vendus par la Société Godard (16 rue Léon-Jost, 75017 Paris) qui sont à la fois très stables et légers : il s'agit du modèle « master » (art. 004) à quatre sections (fig. 24), dont la hauteur atteint 3,50 mètres quand il est déplié, et du modèle « giant stand » (art. : 053) à six sections qui atteint 5,30 mètres. On aura néanmoins intérêt à lester ce dernier par trois masses placées sur les barres d'articulation du trépied. Il existe également une mini-girafe (light boom) adaptable sur le pied master, dont la longueur est de 2,04 mètres en trois éléments avec un contre-poids amovible de 4,5 kg.

Pour l'isolement des micros par rapport aux vibrations transmises par le sol, on peut utiliser des suspensions souples « anti-choc » qui doivent être adaptées,



Fig. 24 : Pied « master » à quatre sections. Hauteur : mini — 1,04 m, maxi — 3,50 m. Masse : 2,15 kg.

bien entendu, à la forme et au diamètre de ces derniers. Malheureusement, ces suspensions ne permettent plus de placer deux micros en « couple ORTF », c'est-à-dire à 110°, avec les capsules espacées de 17 cm. Il est préférable dans ce cas d'avoir recours à une suspension du genre « silent-bloc » placée entre le pied et la barre supportant le couple des micros (modèle MZS 415 Sennheiser ou Z 26 Neumann).

Enfin, pour terminer ce tour d'horizon sur le matériel indispensable au preneur de son, qu'il soit professionnel ou amateur, précisons qu'il est utile de possé-

der une ou deux bobines de corde en nylon de 50 mètres donnant la possibilité, le cas échéant, de suspendre les micros entre deux piliers d'une église ou de les descendre à partir du plafond dans le local où l'on enregistre. On évitera ainsi tous les problèmes de vibrations et de chocs transmis par les pieds de sol.

Un amateur de prise de son, devenu par la suite professionnel, Pierre Vérany, a même breveté un procédé qui consiste à attacher les micros à un ballon gonflé à l'hélium, retenu par des câbles, permettant ainsi de placer le couple de micros à la meil-

leure place quand on effectue une prise de son d'orgue dans une église par exemple (brevet n° 76/30657 de l'Institut National de la propriété industrielle).

Mise en phase

Pour terminer ce premier chapitre consacré au matériel nécessaire à la prise de son de bonne qualité, il faut préciser qu'il est indispensable de vérifier si tous les micros et les câbles sont bien branchés « en phase » avant d'effectuer le premier enregistrement. Pour les câbles, un ohmètre est suffisant. On contrôle si toutes les broches des différentes prises sont reliées sans inversion.

Ce premier travail effectué, il faut brancher deux micros en les plaçant l'un à côté de l'autre, les canaux droit et gauche du préampli ou du magnétophone étant dirigés respectivement vers les entrées verticale et horizontale d'un oscilloscope. On règle séparément le niveau du canal droit pour que la trace soit verticale quand on parle devant le micro droit et le niveau du canal gauche pour que la trace soit horizontale quand on parle devant le micro gauche. En parlant devant les deux micros à la fois, la trace doit se trouver entre les deux précédentes, inclinée à 45° vers la droite (fig. 5). Si les micros sont déphasés, elle se trouve à l'opposé, inclinée vers la gauche de l'écran (fig. 26).

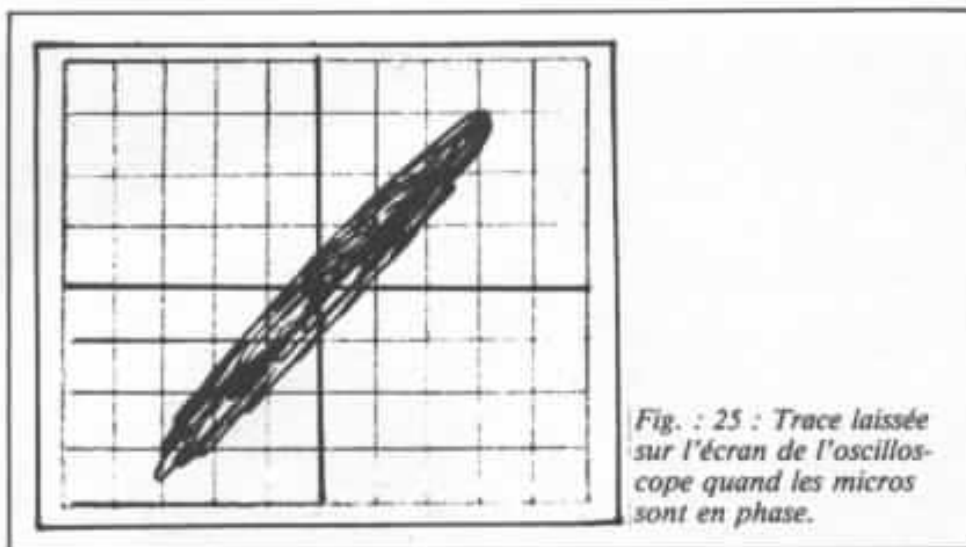


Fig. : 25 : Trace laissée sur l'écran de l'oscilloscope quand les micros sont en phase.

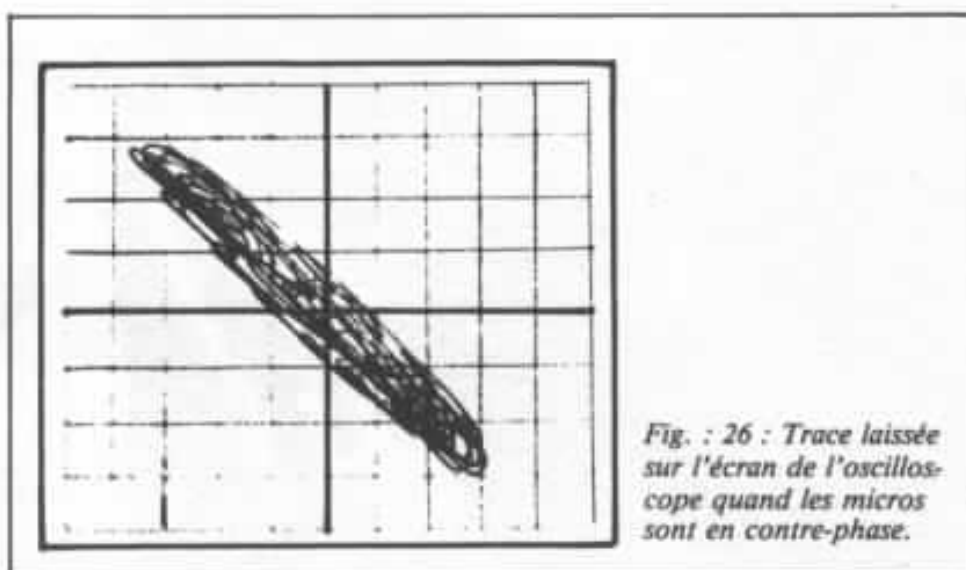


Fig. : 26 : Trace laissée sur l'écran de l'oscilloscope quand les micros sont en contre-phase.

Cette mise en phase est indispensable et doit être vérifiée une fois pour toutes avec tous les câbles et tous les micros quand on se sert d'une console de mixage à plusieurs entrées. La phase des micros est en principe

normalisée dans les prises, mais il y a des exceptions ! Il est donc conseillé d'avoir toujours un câble inverseur de phase dans son matériel (bien repéré afin de ne pas l'utiliser par inadvertance à la place d'un autre).

