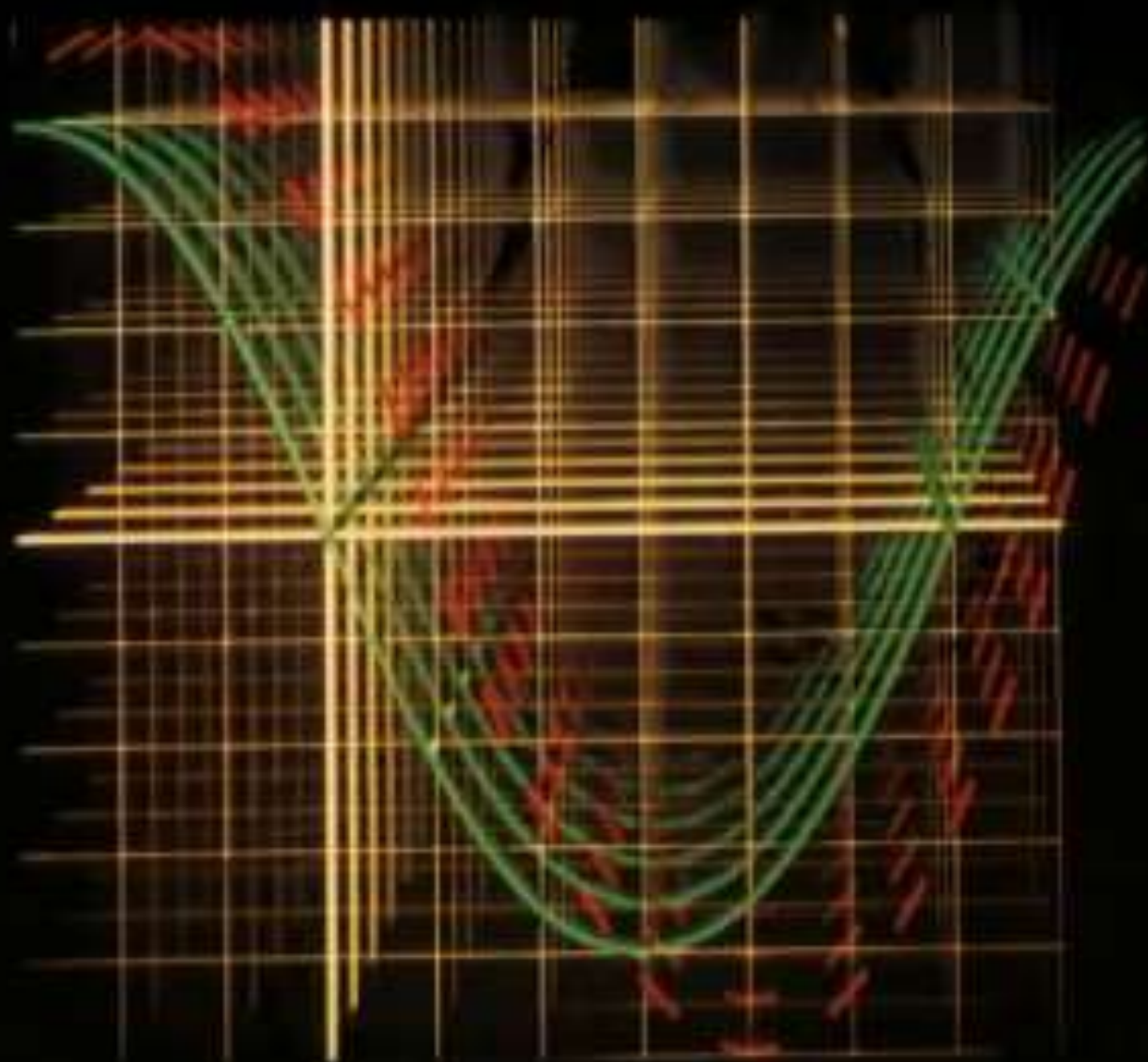


L'AUDIOPHILE



5^e Année

N°21 Septembre
1981 30 F.

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Préamplificateurs à tubes

Des grands classiques aux dernières évolutions

Jean Hiraga

Réaliser un préamplificateur à tubes aux performances très poussées exige la connaissance préalable, l'expérience et le «know-how» des meilleurs circuits jusqu'ici conçus dans divers pays. En conséquence il est souhaitable d'aborder l'étude d'un circuit en prenant pour base les meilleures idées appliquées. Bien souvent, certains circuits très performants et forts bien étudiés voient leurs résultats plus ou moins gâchés par des questions de prix de revient, de qualité des composants utilisés ou encore en raison d'une sérieuse complication du circuit: amplificateurs de ligne, étages «buffers», filtres de correction, contrôles de tonalité. Quelques «vieux» schémas, réalisés à partir de composants haut de gamme, alimentés par une alimentation surdimensionnée très soignée permettent de constater que quelques idées anciennes, réappliquées avec les meilleurs moyens dont on dispose actuellement, sont déjà capables de rivaliser avec les quelques appareils du commerce à tubes encore disponibles. Cependant, l'étude d'un circuit préamplificateur à tubes ne devient vraiment attrayante que si elle contient une ou plusieurs idées nouvelles, que si ses performances aux mesures comme à l'écoute dépassent vraiment tout ce que l'on a pu trouver de mieux jusqu'ici.

C'est pourquoi l'étude de plusieurs circuits de base, dont chacun a été pré-sélectionné en fonction de critères d'ordre subjectif ou objectif, permet de dessiner le schéma. Ce sera d'abord une esquisse, cherchant à réaliser la meilleure synthèse qui soit, dont les contours se feront de plus en plus précis au fur et à mesure qu'avancera l'étude. A condition de respecter les buts et restrictions que l'on doit s'imposer d'avance, soit par exemple un schéma simple, mais très performant, un gain total suffisant, un circuit ne comportant pas plus de deux tubes par canal, etc. On aboutit ainsi à un schéma original aux performances très poussées.

Vient ensuite la réalisation pratique du circuit et les éventuels problèmes de facilité de réglage du circuit, de disponibilité des tubes, de dispersions des caractéristiques de ces tubes, de l'incidence sur les performances obtenues. On arrive ainsi, après optimisation sur divers paramètres, à un circuit non seulement très performants aux performances dépassant la majorité des appareils du commerce, mais aussi à un circuit réalisable par tout amateur. Le travail sera facilité par l'adoption d'un circuit imprimé contenant tous les composants du circuit préamplificateur. Cela met cette réalisation à la portée de tout amateur de haute-fidélité, du plus modeste au plus exigeant.

Les préamplificateurs à tubes commencent à se faire rares sur le marché international de la haute fidélité. Il en est de même pour les amplificateurs à tubes. On peut attribuer à cet état de choses non pas des performances de moins en moins satisfaisantes vis-à-vis des meilleures réalisations récentes à transistors, mais plutôt une accumulation de difficultés au niveau de la construction en grande série : la plupart des tubes ne sont plus fabriqués. En 1979, la firme RCA a totalement arrêté la construction de tubes aux USA. Au Japon, Toshiba, Ten, Hitachi, Matsushita ne fabriquent plus de tubes depuis près de deux ans. En Europe, plusieurs usines, dont de nombreuses firmes allemandes ont également arrêté la fabrication des tubes. La plupart des tubes que l'on peut trouver encore sur le marché sont très souvent d'origine soviétique ou bien fabriqués dans des pays de l'Est ; ils peuvent d'ailleurs revêtir des marques diverses et même connues, qu'elles soient allemandes, anglaises ou américaines.

Du côté des tubes «noval» de qualité, genre «sécurité» ou «professionnel» on regrette également la disparition de tubes pourtant excellents en applications audio, telle que les séries ECC 803S, E 83CC et bien d'autres. Vu du côté constructeur, c'est donc un obstacle fort gênant : difficulté d'une disponibilité permanente, très grande dispersion dans les caractéristiques des tubes, dans leurs performances subjectives.

Par contre, pour des constructions de moyenne ou de petite série, pour des constructions purement artisanales, les difficultés sont un peu moins grandes. Dans ces pages, il a été parfois question de préamplificateurs à tubes. Les circuits performants sont assez nombreux et certains sortent de l'ordinaire, cas par exemple du circuit

S.R.P.P. Or, présenter un circuit courant, datant des années 50 ne représenterait qu'un intérêt modéré. Quelques circuits, bien qu'anciens, sont néanmoins remarquablement bien étudiés. Ils peuvent présenter des qualités subjectives étonnantes. Souvent, pour une question de «politique» sonore à laquelle chaque constructeur essaie de rester fidèle, pour une question de dépôt de brevet ou autre, il n'est guère possible de trouver en tant que produit commercialisé, un préamplificateur dont le circuit soit la synthèse homogène et intelligente des meilleurs circuits existants. Prenons un exemple, quelque peu amusant, d'un amateur japonais qui décrit, un jour, dans une revue spécialisée, un circuit préamplificateur conçu selon une «synthèse habile» des circuits Mac Intosh

C 22 et Marantz 7, circuit qu'il nomma d'une façon humoristique «Marantosh». Comme peut-être bien d'autres amateurs, on aurait pu s'attendre à un résultat particulièrement bon, alliant les qualités subjectives du circuit Marantz aux qualités dynamiques du circuit Mac Intosh. Malheureusement, le résultat était plutôt décevant, car il semblait que l'on ne tirait finalement de ces deux circuits non pas leurs qualités, mais seulement leurs défauts...

Citons encore un autre exemple, celui d'un amateur passionné de circuits à tubes, mais ayant malgré tout été très impressionné par le circuit «Kanéda». Il réalisa alors un circuit à tubes dans le style Kanéda, c'est à dire à étages différentiels à couplage direct, le tout relié à un étage de sortie «cathode fol-

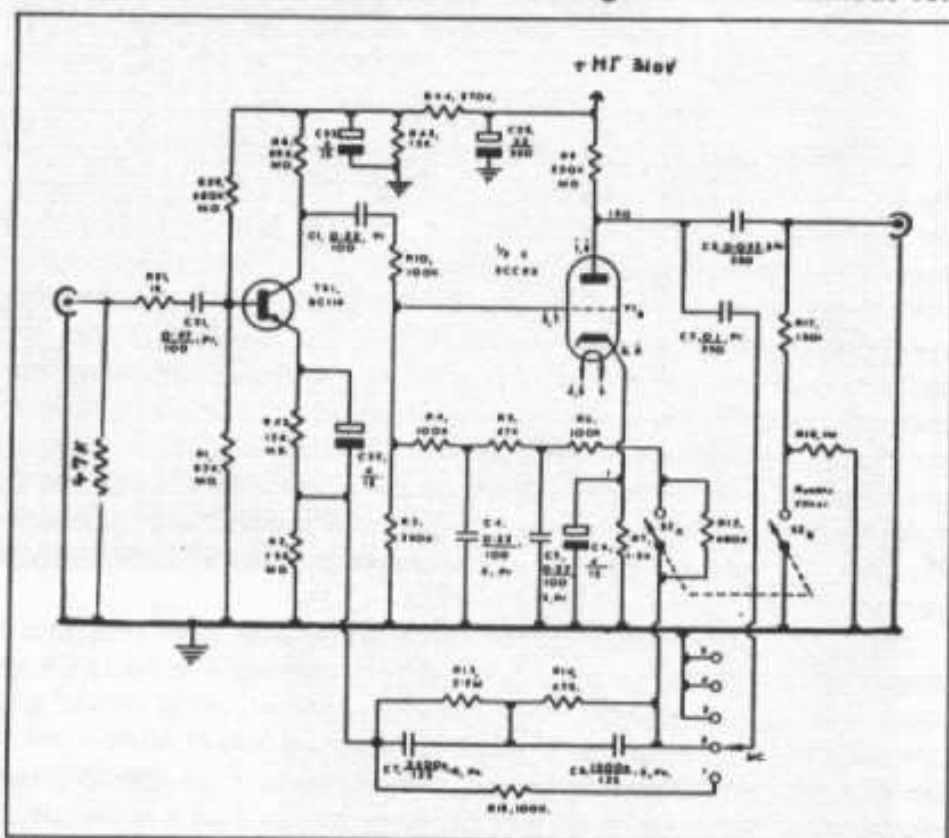


Fig. 1 : Partie RIAA du circuit hybride anglais Radford, modèle SC 22. Il s'agit là aussi d'un préamplificateur remarquablement bien conçu, au câblage particulièrement soigné. Le transistor d'entrée est le BC 114, lequel est suivi par une demi-triode ECC 83. La contre-réaction est appliquée entre la plaque et l'émetteur. On remarque la présence d'un électrochimique en entrée. La sortie possède une impédance relativement élevée : environ 200 k . Les constantes de temps sont prises volontairement assez hautes, de façon à obtenir une chute de niveau en-deçà de 30 Hz.

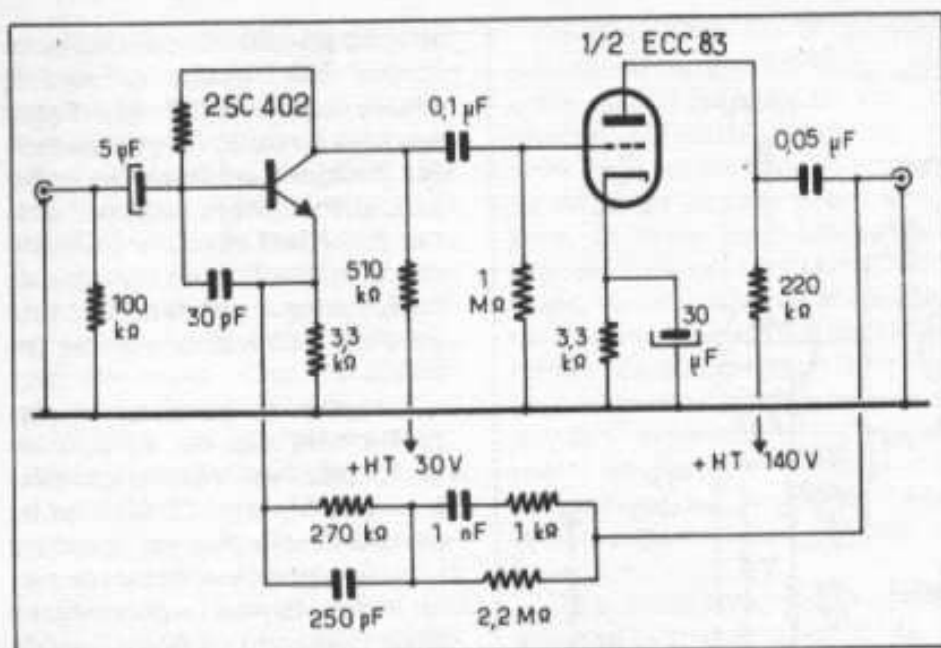


Fig. 2 : Circuit Sansui, adopté pour des modèles de type AU 111, SAX 600, APS 430. Remarquer le montage hybride transistor/tube. Remarquer la nécessité de l'emploi d'un condensateur électrochimique en série avec l'entrée phono, ce qui est susceptible d'apporter des colorations et des défauts à l'écoute. La contre-réaction est appliquée entre la plaque et l'émetteur.

lower». Le but était de retrouver la grande capacité dynamique des tubes jointe aux qualités indéniables du circuit Kanéda. Là aussi, que de déceptions, cet amateur ne pouvant venir à bout des dérives en continu en sortie, malgré l'utilisation d'une alimentation régulée très complexe.

Tubes ou transistors !

Bien des constructeurs de matériel haute fidélité ont dû se poser cette question. Actuellement, les transistors ont tant progressé en technologie que les meilleurs circuits semblent dépasser très largement en performances les circuits à tubes, y compris les plus ésotériques. Ne parlons pas des qualités des tubes, que tout audiophile devrait reconnaître. Du côté défauts on est obligé d'attribuer aux tubes le problème du souffle se situant environ à $1 \mu\text{V}$ pour une triode courante, à $3 \mu\text{V}$ pour une pentode «faible bruit» (comme l'EF 806S par exemple). Si les circuits sont bien étudiés et si les composants (les résistances

en particulier) sont de bonne qualité, il est possible d'obtenir un rapport signal/bruit relativement bon, ne posant pratiquement aucun ennui pratique, lors d'une écoute à moyen ou même à fort niveau. Certains circuits,

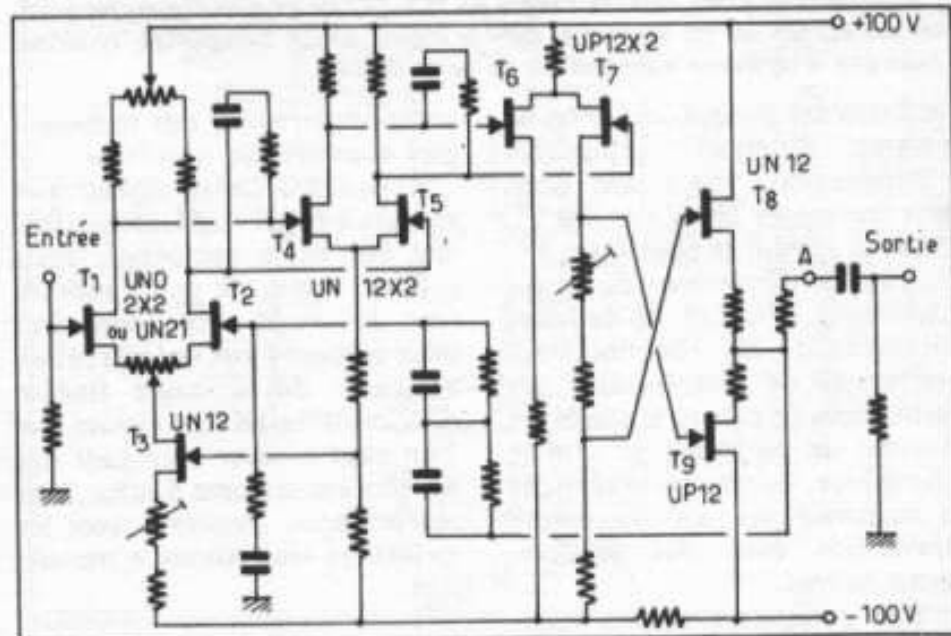


Fig. 3 : Circuit transistorisé à couplage direct et étages différentiels, utilisant des transistors à effet de champ capables de travailler sous des tensions élevées, soit 200 à 250 V, ce qui serait censé allier les qualités des tubes à celles des transistors. Ces transistors spéciaux dont le prix a toujours été élevé, ont été successivement fabriqués par Fétron (USA) et par Shindengen (Japon). Ils posent des problèmes de bruit, de dérive thermique et de fortes dispersions, rendant une production en grande série difficile.

souvent assez anciens, tentent de tirer le maximum de ces deux composants actifs, en réalisant un montage dit «hybride». Il consiste à utiliser un transistor d'entrée à faible bruit, lequel est suivi par un montage à tubes. Quelques circuits américains ou japonais ont été appliqués pour des appareils de série. On peut citer le circuit anglais Radford, qui eut ses heures de gloire au cours des années 60. Ce circuit, représenté sur la figure 1, est celui du modèle SC 22, un préamplificateur très original. Sur la figure 2 on trouvera un autre circuit adopté par Sansui vers 1968 sur le préamplificateur/amplificateur AU-111.

Ces méthodes ne sont pas très pratiques, mais citons à ce sujet que, vers 1975, on commença à trouver sur le marché certains transistors à effet de champ capable de travailler sous des tensions élevées (plus de 200 V), ce qui aurait permis des montages hybrides tubes/transistors encore plus favorables. Sur la figure 3 on trouvera un montage

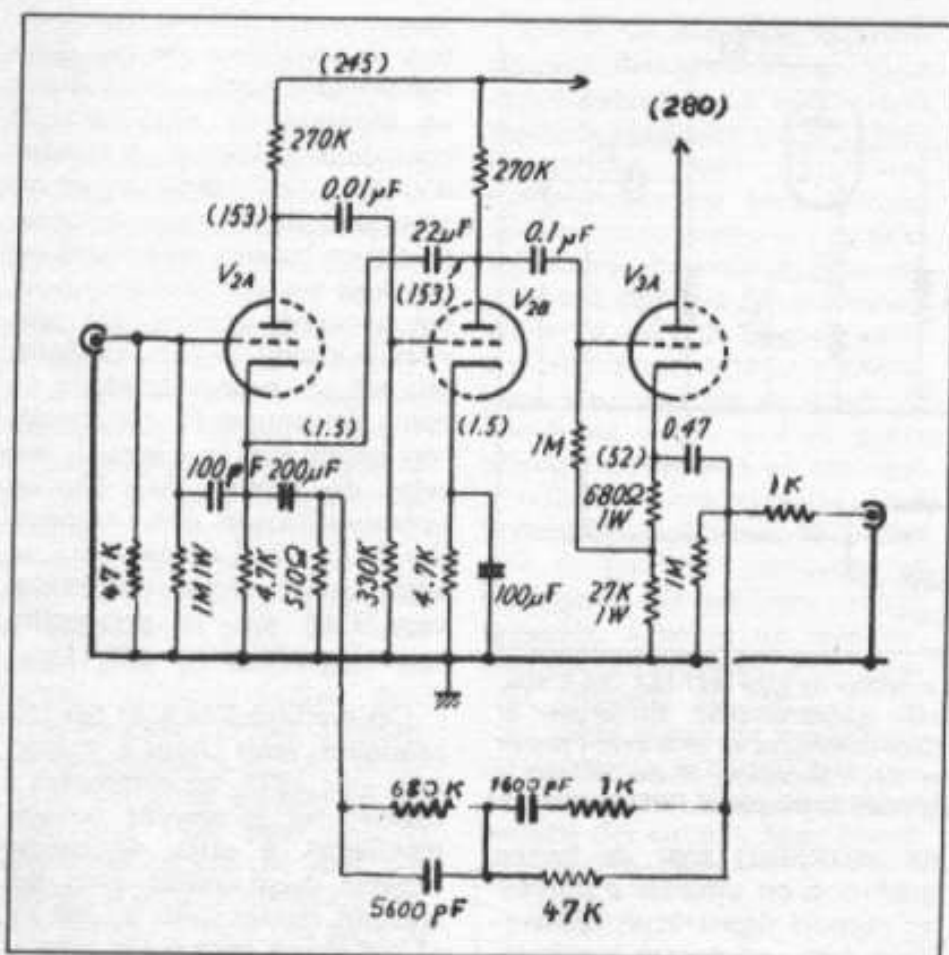


Fig. 4 : Circuit Marantz, partie RIAA utilisant trois 1/2 ECC 83. Le circuit de contre-réaction est de type C-C (cathode-cathode) sur trois étages. La tension d'alimentation est de 245 V et 280 V. La sortie est de type cathodyne, l'impédance de sortie étant de l'ordre de 30 k Ω . C'est un circuit dont les qualités subjectives ont été reconnues dans le monde entier. Longtemps, ce circuit resta une « référence » en matière de haute fidélité.

utilisant des transistors à effet de champ d'origine japonaise (Shindengen), travaillant sous une tension de 200 V (± 100 V). Mais là aussi il se posait des difficultés de dispersions de caractéristiques, d'instabilité de fonctionnement en fonction des variations de température, des problèmes de prix (très élevés) et surtout un problème de souffle thermique, extrêmement difficile à maîtriser sur des transistors travaillant sous des tensions aussi élevées.

Ces quelques exemples montrent bien que l'avènement du transistors dans les circuits hifi semble avoir été, pour certains, trop rapide, et que l'on a noté, en conséquence la réaction du « pas en arrière » (circuits à tubes), soit la recherche d'un

compromis, grâce aux technologies nouvelles du transistor.

Cependant, pour revenir aux circuits à tubes (reposant parfois sur des bases anciennes, mais solides, auxquels sont annexés tous les impératifs nécessaires pour répondre aux normes et aux exigences de la haute fidélité d'aujourd'hui) il faut avouer que l'on peut trouver à ce jour des circuits entièrement à tubes, très performants, rivalisant avec les meilleures réalisations à transistors.

Quelques « références » à tubes.

La plupart des meilleurs circuits à tubes actuels reposent souvent sur des bases anciennes. Les études faites jusqu'ici ren-

draient possible de rassembler au moins 200 circuits utilisant le fameux tube ECC 83. Parmi tous ces circuits, on peut présenter quelques « références », méritant d'être citées comme telles, car possédant chacune des qualités d'originalité du circuit, de performances techniques ou subjectives, de simplicité ou de fiabilité.

Le plus intéressant, le plus performant de ces circuits de « référence » est très certainement le circuit Marantz. Pour tous les circuits décrits ci-après, il ne sera toutefois question que de la partie RIAA, la plus importante. Le circuit Marantz, décrit sur la figure 4, est le fameux « Model 7 », performant au point que les japonais ont décidé il y a un an de le faire reconstruire sous licence. On sait d'autre part à quel prix se vendent les anciens préamplificateurs de cette marque. Au Japon, un vieux « Model 7 » peut coûter plus de 7 000 francs. La partie RIAA de ce circuit est composée d'un tube et demi, la double triode ECC 83. Les performances de ce circuit sont remarquables : bande passante 20 à 20 000 Hz (à 0,25 dB près), taux de distorsion inférieur à 0,01 % (tension de sortie 2 V), rapport signal/bruit 80 dB (entrée phono, pour une sensibilité de 10 mV). On a affaire à un circuit à trois étages, montés en couplage RC, le dernier étant un montage « cathode follower ».

L'impédance de sortie est d'environ 30 k Ω . Le premier étage est couplé directement à l'entrée (pas de condensateur de couplage) et on constate d'autre part une constante de temps très basse du couplage de l'avant dernier étage (0,1 μ F/1 M Ω , soit 1,6 Hz), ceci afin de conserver une bande passante très large. La correction de gravure RIAA est de type actif, afin d'obtenir un bon rapport signal/bruit. La contre-réaction négative est appliquée entre la cathode du dernier

étage et la cathode du premier étage. Le second étage possède sa cathode découplée par un condensateur de 100 μF . La tension d'alimentation est de 360 V et la tension plaque du premier étage est de 168 V. Notons que cette tension est relativement élevée, car elle se situe le plus souvent aux alentours de 100 V dans bien des montages. Ceci permet de placer la droite de charge dans une partie un peu plus linéaire des caractéristiques I_p/U_p du tube ECC 83.

Noter la présence d'un condensateur entre la grille et la cathode du premier tube (100 pF), destiné à compenser l'effet Miller. Le gain total de l'ensemble (les trois premiers étages) est d'environ 43 dB, ce qui est donc intéressant. Pour obtenir ce gain à partir de deux étages (le troisième, à sortie cathodique, n'amplifiant pas) il est nécessaire d'utiliser des valeurs de charge de plaque élevées, soit ici 250 à 270 k Ω . Une petite correction de phase est apporté au circuit, entre la plaque du second étage et la cathode du premier étage.

En effet, ce montage n'est pas très facile à réaliser en pratique et il peut se produire assez facilement un accrochage HF. Selon certains, la bande passante très large du Marantz 7 serait en fait la conjugaison acrobatique d'un début d'accrochage (résonance de fréquence très élevée) et d'une compensation de celui-ci. Le circuit de chauffage s'effectue sous 18 V, ce qui n'est pas très pratique, mais qui a l'avantage de permettre un filtrage plus aisé que sous 6,3 V. Un des défauts de ce montage (d'origine) est le câblage de la ligne de masse, dissymétrique, ce qui a pour effet de produire un niveau de ronflement légèrement supérieur sur un canal. D'autre part, un câblage différent de ce circuit de masse produit très facilement des perturbations ultrasoniques (début d'accrochage).

On peut noter sur le montage original Marantz l'influence très nette des composants sur le résultat subjectif final, de la sorte qu'il est possible de réaliser un montage en tous points similaire, donnant les mêmes résultats de mesures (tensions, courants, distorsion) mais procurant un résultat subjectif très différent et presque toujours inférieur au montage original (à la grande joie de l'importateur !). C'est, de toutes façons, un montage très performant sur lequel de nombreux constructeurs ont dû se baser.

Un autre montage, utilisant lui aussi un tube et demi (ECC 83 + 1/2 ECC 83), est le circuit Mac Intosh C 22, un préamplificateur célèbre et se vendant encore à prix d'or. Même d'occasion, certains japonais n'hésitent pas à payer 8 000 F pour se le procurer et il ne s'agit certainement pas que de snobisme, d'amour pour les «vieilles antiquités» si l'on regarde les prix d'une part, et les

performances d'autre part. De tels appareils, reconstruits en 1981, coûteraient une fortune et certains appareils, n'utilisant pas de montage sur circuit imprimé font appel au montage sur cosse, dans le genre «militaire» (fils des composants «wrappés» sur les cosses). Ce qui demande un temps de montage particulièrement long.

Le Mac Intosh C 22 se compose donc lui aussi de trois étages, (figure 5) le dernier étant à charge cathodique. Noter à ce propos que la valeur de la résistance de charge cathodique est très grande (330 k Ω), ce qui retire l'avantage principal de ce montage, renommé pour sa «basse impédance». Cette valeur est pourtant nécessaire si l'on constate que l'étage précédent est couplé en direct. Sur la cathode de l'étage de sortie, la tension est de 170,5 V. La tension plaque de l'étage précédent est de 170 V, ce qui procure, par couplage direct, la polarisation souhaitée (- 0,5

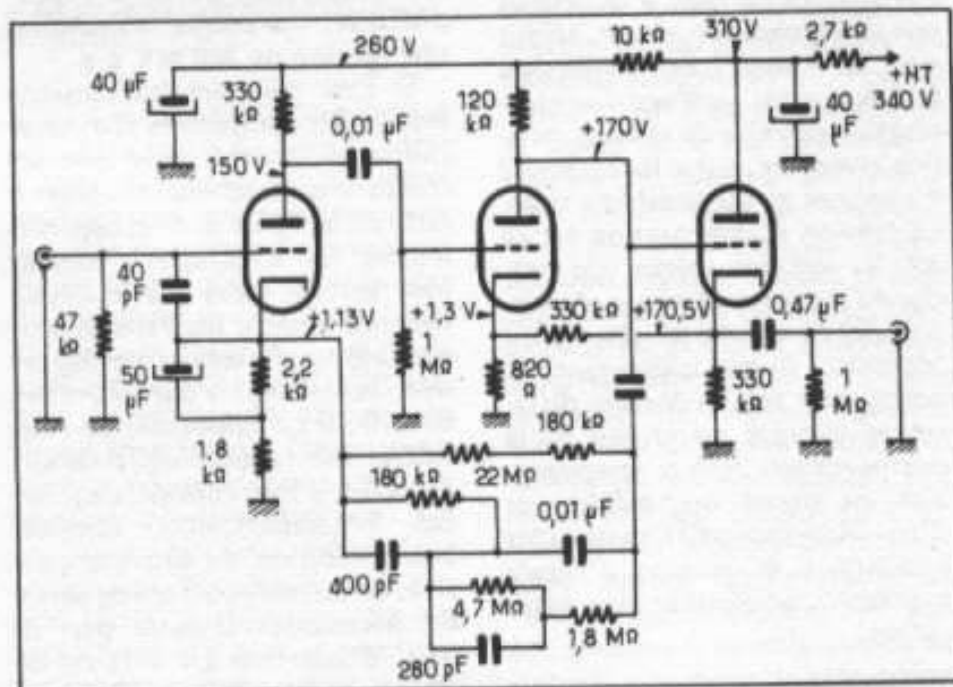


Fig. 5 : Circuit Mac Intosh C 22, partie RIAA. Il utilise trois 1/2 ECC 83. La correction RIAA active s'effectue sur deux étages (P.C., plaque/cathode) et le réseau est assez compliqué. La sortie est de type cathodique, mais d'impédance assez élevée : 300 k environ. On remarque une RPI (réaction positive d'intensité) entre les cathodes des deux derniers étages. Ce schéma est très bien étudié, en particulier l'optimisation des valeurs des composants passifs. Les valeurs de la haute tension sont de 260 V et 310 V, soit légèrement plus élevées que sur le circuit Marantz.

V). La résistance de charge de plaque du second étage est de 120 k Ω et cette légère perte de gain, par rapport au montage Marantz est compensée par une valeur plus importante de la charge de l'étage d'entrée (300 k Ω) accompagnée par un découplage partiel de la cathode de ce tube. Le circuit de contre-réaction négative est appliqué ici entre la plaque du second tube et la cathode du premier tube, ce par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,22 μ F, éliminant la composante continue (170 V) mais défavorisant la réponse dans l'extrême grave. On constate d'autre part dans ce montage qu'au dessus de 10 kHz l'impédance du circuit de correction RIAA baisse rapidement ; chargeant la plaque de ce second étage, il va se produire une baisse du signal de sortie maximum pour les fréquences supérieures à 15 kHz. Il est de ce fait assez difficile d'obtenir une courbe de compensation RIAA parfaite. Sur le C 22 on note à ce propos une compensation de ce défaut sur le réseau de correction RIAA, ainsi qu'une contre-réaction positive de tension, artifice assez rare, entre les cathodes du second et du troisième tube. La tension d'alimentation est de 300 V, soit une valeur très proche du montage Marantz. A propos de ce circuit et du circuit Marantz, il est intéressant de noter, non pas les légères différences existant au niveau de la compensation RIAA (responsables en partie des différences d'équilibre subjectif), mais celles relatives à la tension d'entrée maximum admissible sans saturation.

Pour des cellules du genre Shure, la tension de sortie (5 mV env.) peut passer en crête à crête (Voltmètre à mémoire du type Ballantine 861) à 140 mV. Pour une cellule du genre Ortofon SPU-GT, suivie d'un transformateur élévateur, la tension de

Fréquence	Mac Intosh C 22	Marantz
20 Hz	31 mV	23 mV
30 Hz	32 mV	24 mV
50 Hz	45 mV	29 mV
100 Hz	81 mV	69 mV
200 Hz	150 mV	122 mV
500 Hz	270 mV	210 mV
1 kHz	380 mV	290 mV
2 kHz	505 mV	360 mV
3 kHz	610 mV	425 mV
5 kHz	850 mV	560 mV
10 kHz	1 220 mV	700 mV
15 kHz	1 360 mV	720 mV
20 kHz	1 480 mV	750 mV

Fig. 6 : Mesure des tensions d'entrée phono maximum admissibles entre 20 Hz et 20 kHz, pour les préamplificateurs Mac Intosh et Marantz. Remarquez la très nette supériorité du circuit Mac Intosh sur le circuit Marantz.

sortie moyenne de 10 mV peut procurer, en pointe transitoire, une tension de 360 mV p.p.

Si l'on compare les tensions maximales admissibles sans saturation on obtient, pour diverses fréquences un tableau similaire à celui de la figure 6. Ceci met nettement en avantage le circuit Mac Intosh, alors que le circuit Marantz semble légèrement plus performant en termes de distortion subjective. Pour ces deux circuits, il est important de considérer leur rapport signal/bruit. En effet, si l'on considère un circuit préamplificateur utilisant une correction de gravure passive, un circuit «buffer» de sortie est nécessaire. D'autre part la perte d'insertion à 1 kHz est de 20 dB en moyenne, ce qui est défavorable sur le plan du rapport signal/bruit. On peut encore suggérer de nombreux circuits de correction passifs ou actifs ou encore mixtes. Un de ces circuits, introduisant une précorrection avant le premier

étage d'entrée (pré-roll-off) a pour défaut de n'être capable de réduire graduellement le bruit de fond au fur et à mesure que la fréquence augmente. Par application de la correction RIAA, il va d'autre part se produire une non linéarité du bruit de fond en fonction de la fréquence, ce qui va influencer d'une façon notable les résultats subjectifs. Dans certains montages de ce genre, on note par exemple une sorte de «bosse de bruit» entre 500 et 1 000 Hz due à ces montages.

Cela montre qu'il est peu facile de maîtriser simultanément ces questions de bruit de fond, de linéarité du bruit de fond en fonction de la fréquence, de tension d'entrée maximale admissible. Il n'est même pas encore question de problèmes de phase, d'interférence cellule/circuits ou de stabilité de travail des circuits.

D'autre part, on recherche souvent une tension d'entrée phono maximum très importante, soit par exemple 1 V à 1 kHz. Pour un circuit comme le fameux S.R.P.P., dont le gain n'est que de 36 à 40 dB, une tension d'entrée de 1 V correspond alors à une tension de sortie de 100 V, ce qui ne peut être obtenu que grâce à une tension d'alimentation élevée (au moins 500 V). Or, quelques circuits dont le gain, supérieur à 40 dB, et, soit disant, capables d'accepter plus de 1 V en entrée phono, sont malgré tout incapables de délivrer une tension de sortie supérieure à 25 V.

En conséquence, la valeur raisonnable de tension d'entrée phono maximale à 1 kHz est de l'ordre de 300 mV, si l'on reste dans des marges de gain moyenne (40 à 45 dB) et si l'on désire travailler sous des tensions d'alimentation ne dépassant pas 500 V.

Un autre petit circuit mérite d'être décrit. C'est le circuit Dynaco PAS 2 ou PAS 3, un cir-

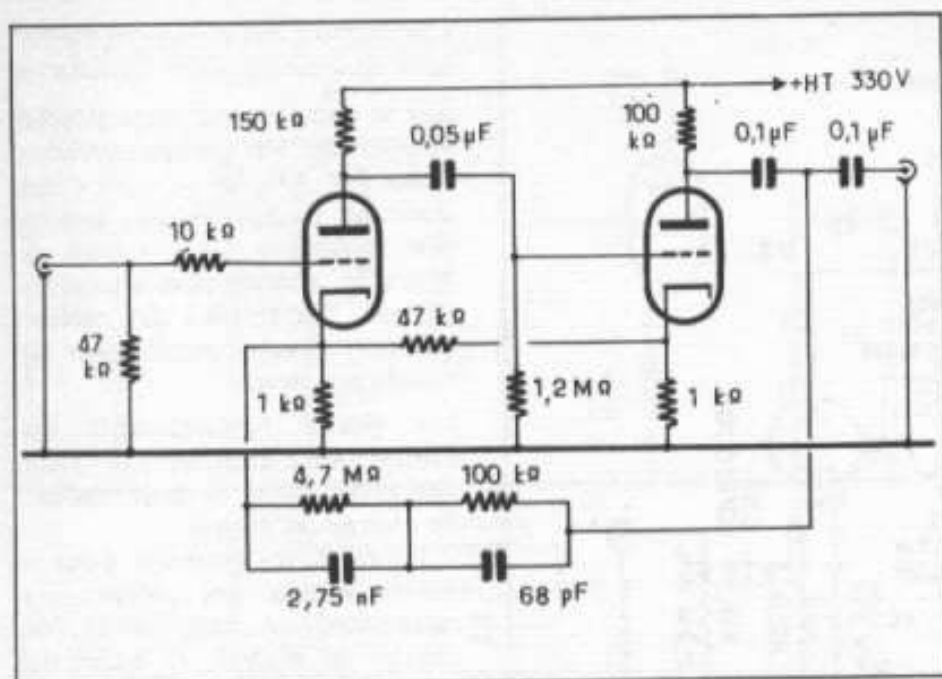


Fig. 7 : Circuit du préamplificateur Dynaco PAS 2, PAS 3 ou PAS X, où n'est représentée que la partie RIAA, dont le gain total est d'environ 35 dB. C'est un circuit simple mais aux performances excellentes. On remarque la présence de deux condensateurs de sortie montés en série. La contre-réaction s'effectue entre la plaque du second étage et la cathode du premier étage. On note aussi l'emploi d'une contre-réaction active de courant entre les cathodes, cela étant destiné à améliorer la dynamique subjective et surtout à étendre la bande passante au-delà de 10 kHz. Ce circuit peut se modifier facilement et plusieurs petites améliorations peuvent le rendre à la fois simple et très performant. Un seul tube ECC 83 est utilisé. Sur le schéma original, un sélecteur d'entrée spécial met automatiquement à la masse toutes les entrées inutilisées. Le câblage original ne comporte pas de fil blindé.

cuit simple mais lui aussi très performant. Bien que n'étant pas aussi sophistiqué que les circuits Mac Intosh et Marantz, il est capable de produire une tension de sortie relativement élevée, un taux de distorsion faible. Le circuit du PAS-2, PAS-3 ou PAS 3X (variantes au niveau de la présentation, du circuit de tonalité) est composé d'une seule double triode (ECC 83) (figure 7) dont les deux plaques sont chargées par 100 kΩ et 150 kΩ. Ces valeurs sont plus faibles que sur les circuits Marantz ou Mac Intosh et le gain général sera plus faible (environ 35 dB pour la partie RIAA). La contre-réaction négative établissant la correction de gravure RIAA, est appliquée entre la plaque du second tube et la cathode du premier tube, le circuit de cathode n'étant pas partiellement décou-

plé. La boucle de contre-réaction part de la sortie du circuit, après le condensateur de 0,1 μF, éliminant ainsi la composante continue. Un deuxième condensateur de 0,1 μF est utilisé pour la sortie. Noter sur ce circuit un réseau de contre-réaction positive, appliqué entre les deux cathodes. Son but est proche de celui du circuit Mac Intosh. On retrouve aussi ce genre de contre-réaction positive (positive feedback) sur quelques circuits américains (Altec etc). Ce circuit n'est pas très facile à appliquer car un accrochage HF peut se produire facilement. Par contre, bien appliqué, il procure subjectivement une impression de grande dynamique, d'espace, de profondeur. D'autre part, comme il avait été indiqué plus haut, il permet de corriger la légère déficience de la tension de sortie

maximum du circuit général, ce au dessus de 10 kHz. A noter encore sur ce circuit la présence d'une résistance de 10 Ω dans le circuit de masse, produisant une très légère différence de potentiel entre la masse du châssis du préamplificateur et celle de l'amplificateur. Cette légère différence de potentiel suffit pour réduire les risques de ronflements, le potentiel de la masse du préamplificateur, de la masse de la table de lecture se trouvant alors légèrement inférieur à celui de l'amplificateur. Une autre astuce du montage est le sélecteur d'entrées, comportant une galette supplémentaire mettant à la masse toutes les entrées non utilisées. Noter d'autre part que ce montage utilise un sélecteur d'entrées placé juste au dessus du circuit imprimé et que le câblage général ne comporte aucun fil blindé.

Un autre schéma, lui aussi très performant est celui du «Citation I». Très compliqué, il ne sera pas décrit ici. Quant au schéma de la partie RIAA du préamplificateur Audio Research SP 3, on le trouvera sur la figure 8. Il est relativement proche du schéma Marantz : trois triodes (soit un tube 1/2, ECC 83), un circuit de contre-réaction négative (réseau RIAA) entre la cathode du dernier tube et celle du premier. Remarquer aussi la présence de deux condensateurs de 39 pF en parallèle sur le tube (filtre HF et compensation de l'effet Miller). Les résistances de charge sont de valeurs très précises (on se contente souvent en pratique de valeurs standard), soit 301 kΩ. Les résistances de polarisation de cathode sont aussi de valeur bien déterminée et non standard : 2,21 kΩ.

A l'exemple du circuit Mac Intosh, on note un couplage direct entre le second et le dernier étage, alors que dans le circuit Marantz le couplage s'effec-

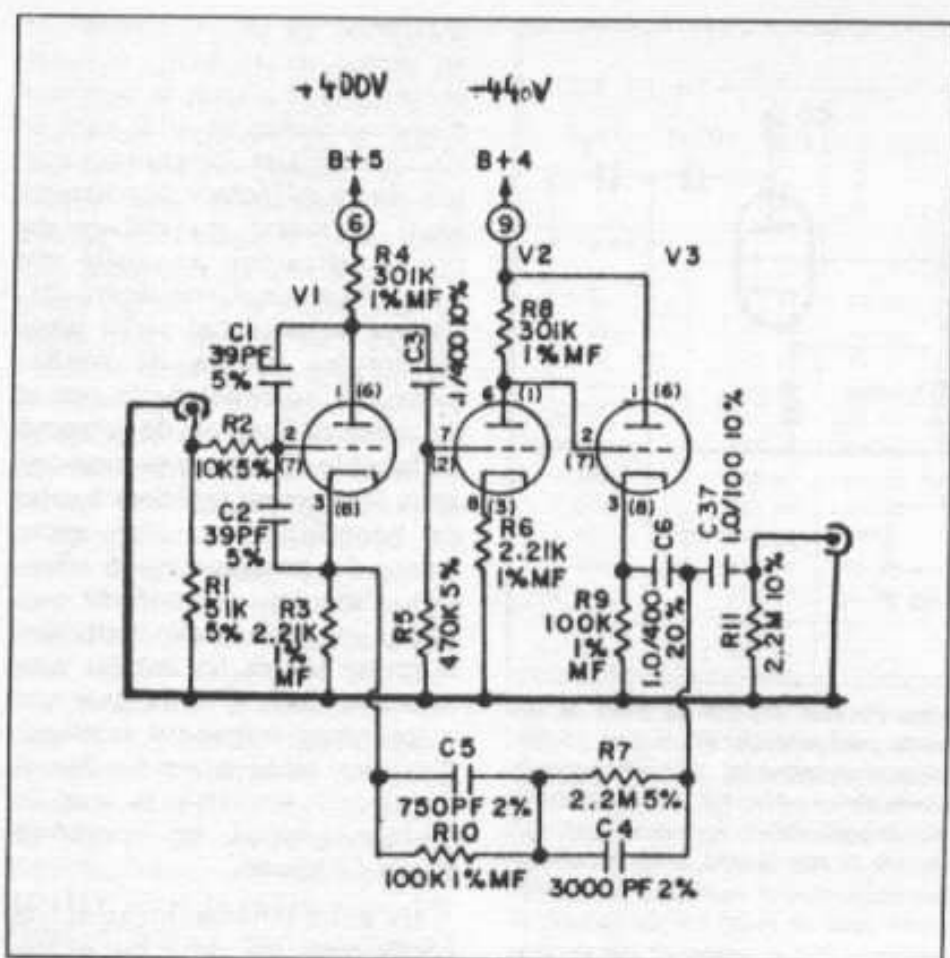


Fig. 8 : Circuit Audio Research SP 3. C'est un circuit particulièrement performant, pour lequel les valeurs des composants, des tensions d'alimentation ont été ajustées en vue de performances très poussées. Les performances du catalogue Audio Research donnent un taux de distorsion de l'ordre de 0,005%, un rapport signal/bruit de 70 dB en entrée phono (10 mV). Remarquer la conception du circuit rappelant à la fois le circuit Mac Intosh (couplage direct des deux derniers étages). La charge du second étage étant élevée (301 k Ω) le gain de l'étage RIAA est de 54 dB, ce qui est très intéressant. Remarquer encore les valeurs de la haute tension, nettement plus élevées que sur la plupart des circuits courants. Comme Marantz ou Mac Intosh, il utilise trois 1/2 ECC 83.

tue par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μ F. Le circuit SP 3 ne comporte pas de contre-réaction active, cas du circuit Mac Intosh ou Dynaco. Par contre on note la présence d'une résistance d'entrée, en série entre l'entrée et la grille du premier tube, sans doute dans le but de s'affranchir d'une bande passante trop large ou peut-être pour réduire les risques de capter des parasites ou des ondes radio. Cette résistance est dans les deux cas de 10 k Ω . Ce circuit, très bien étudié est très performant : bande passante 10 Hz - 30 kHz, taux de distorsion inférieur à

0,01 % (valeur typique 0,005 %). Le rapport signal bruit est de 70 dB (entrée phono, 10 mV) le gain total (étages buffers compris) de 54 dB.

La tension d'entrée phono maximum sans saturation, à 1 kHz est de 400 mV, ce qui est donc une très bonne performance. Le gain des étages RIAA est d'environ 43 dB. Noter que ce circuit est alimenté par une alimentation régulée à diodes zéner, ce qui a été d'ailleurs sujet à controverses. Certains ont critiqué des problèmes de parasites émis lors de la mise en marche, ainsi que quelques minutes après

l'extinction du préamplificateur (une dizaine de volts !), défauts que le constructeur s'est attaché à supprimer sur les versions nouvelles (SP 3 II, SP 6, etc.). C'est donc un circuit qui est proche des montages Mac Intosh et Marantz, comme le montrent les figures. Sur le plan des performances, il est supérieur sur de nombreux points.

Un point remarquable est l'importance attachée à la valeur des résistances de polarisation, de charge de plaque.

En effet, on pourrait, pour la détermination des valeurs des résistances de polarisation, de charge de plaque, se baser sur des critères tels que la distorsion graphique, c'est-à-dire mesurée sur les courbes $I_p/U_p/-U_g$ et choisir soit un gain arbitraire, soit une valeur correspondant graphiquement à un point de fonctionnement procurant le plus faible taux de distorsion. En fait, lors de mesures, on s'aperçoit que les choses ne sont pas si simple. Tout d'abord, un traceur de courbes montre que l'on ne peut se fier totalement aux courbes du constructeur. D'autre part, lors de mesures de distorsion, on s'aperçoit qu'une baisse de distorsion à 1 kHz pour une valeur de polarisation donnée peut faire augmenter celle à 10 kHz, de sorte qu'il faut finalement essayer de nombreuses combinaisons, effectuer des mesures de tension de sortie maximum, de distorsion, cela à plusieurs fréquences. Le tout devant être accompagné d'écoutes subjectives, nécessaires. Ces opérations sont très souvent simplifiées ou tout bonnement non expérimentées, ce qui permet de dire que l'on a des chances de «passer à côté» des possibilités maximum du circuit étudié. Le groupe américain Audio Dimensions, réunissant de nombreux amateurs d'amplificateurs à tubes a, à cet effet, modifié, essayé de nombreux circuits. On

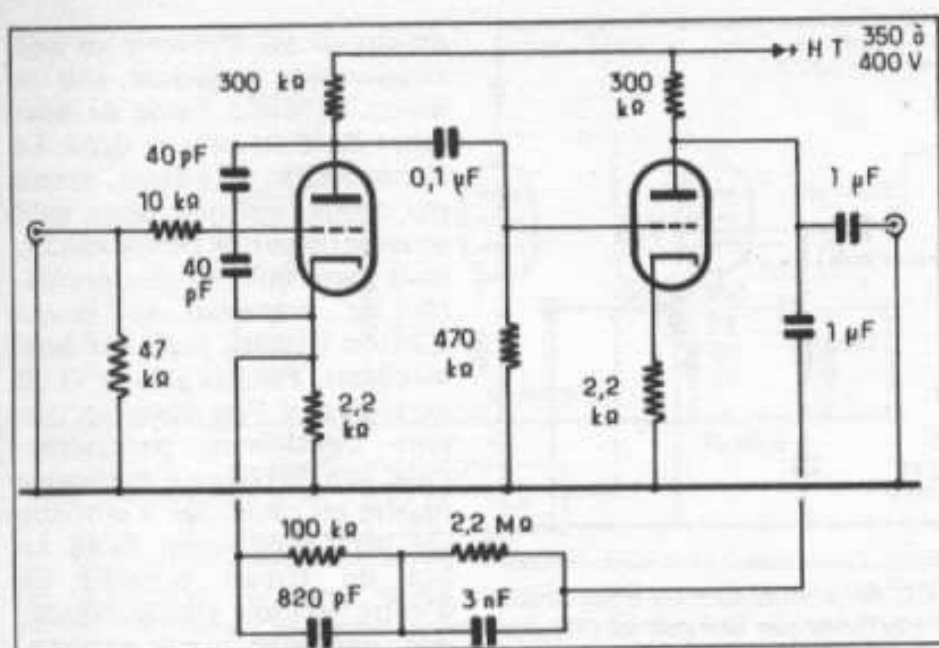


Fig. 9 : Circuit Dynaco, rebaptisé « Ultimate PAS » par ses créateurs californiens « Audio Dimensions ». Pratiquement toutes les valeurs ont été modifiées, ainsi que la valeur de la haute tension. La figure 8, le circuit Audio Research, montre qu'ici on s'est inspiré en grande partie des valeurs utilisées sur ce circuit : polarisation, correcteur RIAA, valeur des charges de plaque, couplage RC, condensateurs de sortie. Très simple, mais possédant une impédance de sortie élevée, c'est malgré tout un circuit qui, ultra-simple, devient par cette modification un compromis remarquable. Il n'utilise qu'une double triode ECC 83 et le gain voisine 50 dB.

pourrait par exemple citer le circuit «Ultimate PAS», qui est plus exactement le circuit Dynaco modifié, que le lecteur trouvera sur la figure 9. On voit que pratiquement toutes les valeurs de composants ont été modifiées, y compris le réseau de correction RIAA, et que la tension d'alimentation a été remontée à 350 V. De nombreux amateurs ont de la sorte modifié leur préamplificateur PAS 2, PAS 3 ou PAS X sur les conseils du groupe Audio Dimensions, ou encore grâce à des publications «underground». On peut citer à ce sujet un livre de 230 pages publié par Audio Dimensions, intitulé « TU-be or not TU-be » qui est une sorte de recueil de conseils, de modifications d'appareils à tubes (Audio Dimensions, 1977, San Diego, Californie).

Tous les schémas ci-dessus ont été décrits en tant que «références» parce qu'ils représentent en quelque sorte des circuits jugés

excellents, voire mieux et parce que plusieurs autres constructeurs ont dû, plus tard, s'en inspirer plus ou moins. Il faut dire aussi qu'à l'aide d'un tube ou d'un tube et demi, les variantes ne sont pas très nombreuses si l'on se tient par exemple à une correction de gravure active, une liaison directe dans le circuit, une tension d'alimentation d'environ 300 V. Mais tout ce long préliminaire est nécessaire pour montrer au lecteur le chemin suivi dans l'élaboration, le choix final du schéma du circuit préamplificateur.

Problèmes pratiques

La description d'un schéma dans ces pages ne représentait qu'un intérêt partiel si le montage en question n'était pas réalisable par le lecteur, ceci pour une question de disponibilité de composants, de réglages ou de mesures hors de portée de l'amateur. De nombreux petits problèmes

interviennent, cas par exemple des tubes disponibles sur le marché actuel. La pénurie des tubes, de plus en plus rares, de plus en plus difficiles à se procurer font que certains tubes, comme le très courant ECC 83 peuvent posséder des caractéristiques dont les dispersions sont telles qu'un montage particulier, à couplage direct par exemple, serait impossible. Certains constructeurs, peu soucieux du respect des caractéristiques originales d'un tube, montent par exemple une grille de tube ECC 83 dans une plaque de tube ECC 81 (de dimensions plus réduites que celles de la ECC 83). D'autres vont jusqu'à numéroter indifféremment des tubes ECC 81 ou ECC 83 alors qu'il s'agit de même tube ! Ceci peut ne pas poser de problèmes pour certains circuits, mais on ne peut plus dans ce cas réaliser sérieusement un circuit audio. Sur ce point le traceur de courbes est un instrument très utile car il dévoile instantanément à quel tube on a affaire. Ces ennuis sont très courants pour les tubes disponibles actuellement et ils existent aussi pour les valves. Ainsi les valves GZ 32, GZ 34 arrivent à prendre exactement le même aspect, les mêmes dimensions de plaque, le même bulbe alors que les tubes d'origine étaient très nettement différents.

La E 83CC ayant disparu, de même que l'équivalent ECC 803S il ne reste plus guère de tube à conseiller. Pour les marques Téléfunken, Siemens, Valvo, Mullard disponibles actuellement, l'acheteur éventuel de ces marques pourra aisément constater que malgré des marques différentes, des boîtes d'emballages différents, des prix d'achat parfois très différents on peut tomber sur des tubes dont l'origine est la même : poinçonnage des supports de mica, plaques, défauts de construction, N° du lot, forme des plaques etc.

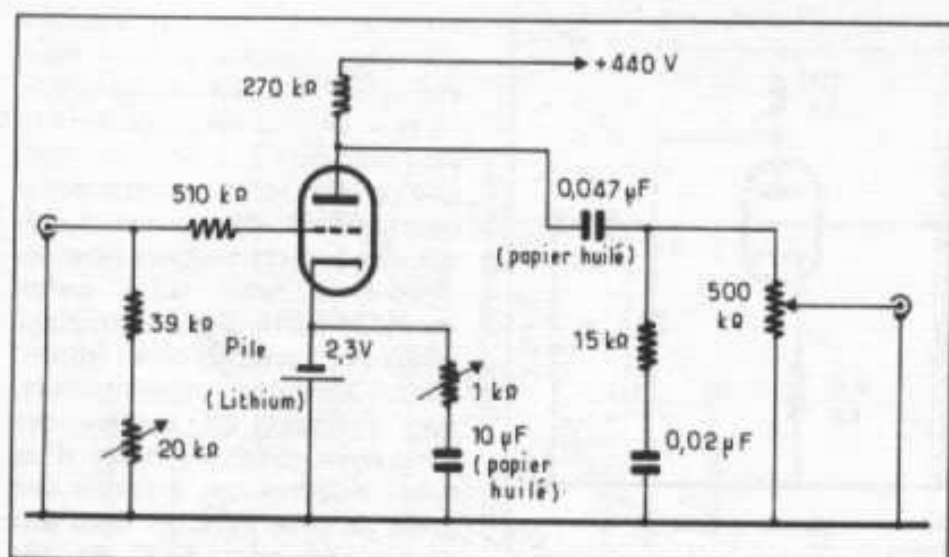


Fig. 10 : Circuit n'utilisant qu'une 1/2 ECC 83, dont le gain est assez limité (environ 32 dB). La polarisation du tube s'effectue par une pile au lithium, soumise à un découplage variable. La correction RIAA est passive et divisée en deux parties, l'une en tête, l'autre en sortie. Noter que la pile n'a pas besoin d'interrupteur.

Les excellents tubes E 83CC, de marque Ultron, tubes dont l'origine était Valvo, en Tchécoslovaquie, ne sont plus disponibles vu que la construction avait été arrêtée en juillet 1980. Depuis, les rares stocks disponibles ont fait monter les prix de ces tubes, déjà chers d'origine, ce qui rend la construction relativement onéreuse pour un amateur moyennement fortuné. Toutefois, une des conditions à respecter dans l'élaboration du circuit est de se servir de ce tube, car il est malgré tout plus facile à se procurer que bien d'autres tubes noval double-triode. On est donc encore obligé de s'en tenir à une configuration du circuit ne posant pas trop de problèmes de réglages (polarisation etc). Le circuit doit malgré cela être performant, capable de rivaliser avec les meilleurs produits du commerce, capable d'égaliser voire de dépasser presque tous les circuits déjà décrits dans ces pages...

Correcteur passif

Le correcteur passif ne sera malheureusement pas utilisé dans le circuit décrit ici. Le but

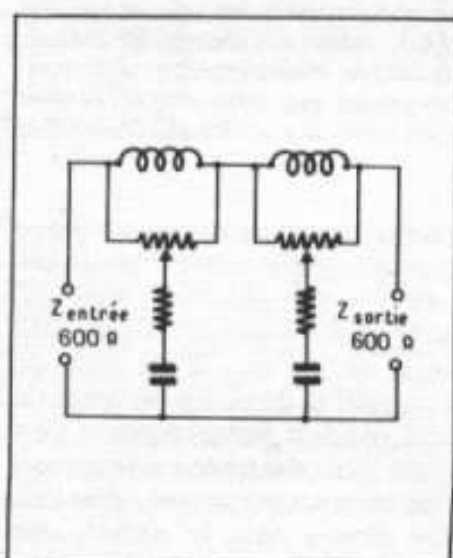


Fig. 11 : Exemple de filtre passif de type LRC dont la valeur de chaque élément peut être calculée pour obtenir une correction RIAA. Deux firmes japonaises l'ont réalisées commercialement. Ce filtre nécessite l'emploi de transformateurs d'entrée et de sortie aux impédances de 600 Ω. Bien que cette méthode soit relativement onéreuse, elle permet d'obtenir une caractéristique de phase particulièrement bonne. Le taux de distorsion que ce filtre passif introduit est très faible. Ce principe avait déjà été appliqué aux USA par Altec ou Scully sur des appareils de monitoring. Il était précédé d'un préamplificateur à tube à sortie push-pull et transformateur dont le secondaire était d'impédance 600 Ω.

du circuit est d'obtenir un gain relativement important, soit au moins 45 dB à l'aide de deux tubes ou d'un tube et demi. Le circuit SRPP, déjà décrit, ne sera pas repris, non pas parce qu'il serait inférieur en performances, mais parce qu'il est plus profitable de présenter au lecteur d'autres circuits, jugés eux aussi excellents. Pour ce gain de 45 dB ou mieux, si l'on désire un rapport signal/bruit particulièrement bon, le réseau d'égalisation passive est exclu, car il introduit une perte d'au moins 20 dB. Le but du circuit présenté est d'autre part une grande dynamique, une large bande passante, un faible taux de distorsion, une tension de sortie élevée, une impédance de sortie relativement basse. Ainsi que les conditions primordiales indiquées ci-dessus, c'est-à-dire un excellent rapport signal/bruit et l'utilisation des tubes ECC 83. Avant la description de ce circuit dans ces pages il y a donc de quoi hésiter quant au choix du circuit. Il aurait par exemple été possible d'avoir recours à un schéma de l'auteur, réalisé en 1971, utilisant des piles au lithium (circuits de cathode) éliminant ainsi la résistance de polarisation et dont la version simplifiée est représentée sur la figure 10.

On pourrait encore présenter un circuit faisant appel au correcteur passif LRC, ce qui est tout à fait idéal vis-à-vis de la réponse en phase, mais qui exige par contre l'emploi de transformateurs d'impédance 600 Ω particulièrement onéreux, et que l'on trouvera sur la figure 11.

On aurait pu suggérer un circuit comportant aussi un tube et demi, utilisant un réseau de correction actif dont les valeurs sont identiques à celles du circuit Kanéda à transistors (figure 12). Les idées ne manquent pas, comme on le voit, et certains « fous » n'hésitent pas à passer plusieurs mois pour déterminer

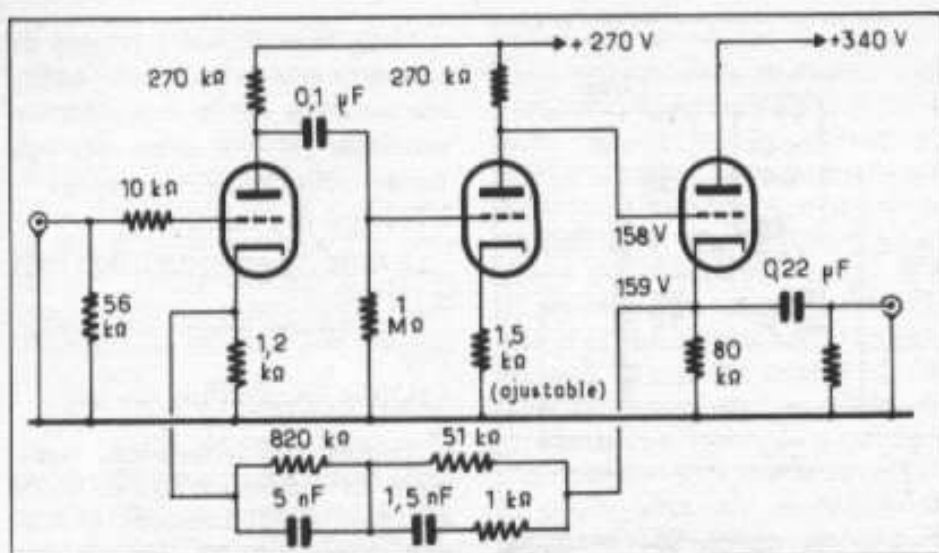


Fig. 12 : Circuit correcteur RIAA (circuit actif) comportant trois 1/2 ECC 83. Le schéma s'apparente au circuit Audio Research SP 3, mais la boucle de correction RIAA est couplée en direct, sans condensateur d'arrêt. Noter que les valeurs du correcteur RIAA sont celles utilisées sur le circuit Kanéda à transistors. Ce circuit a été réalisé en 1977 par un amateur, M. Ohashi. Noter que la valeur de la polarisation du second étage doit être ajustée pour obtenir une polarisation de -1 V sur le dernier tube, le couplage étant direct.

la valeur optimum (sur le plan subjectif comme objectif) de deux ou trois résistances. En effet, si l'on dit que tel préamplificateur est « le meilleur » il faut savoir exactement « par rapport à quoi » - et avoir en conséquence de nombreuses et sérieuses références. Certains chercheurs ont d'autre part un esprit soit « têtue » ou bien complexé par de nombreux « a priori » rendant ainsi impossibles des essais comparatifs sérieux. Certains arrivent à en devenir fou furieux si l'on ose faire la moindre critique, aussi bien placée soit-elle, tout comme si la critique s'adressait non pas au circuit en question, mais au concepteur lui-même.

Encore un schéma avant de terminer ce long préambule. Il ne s'agit pas cette fois d'un circuit préamplificateur, mais d'un circuit d'égalisation de gravure à tubes. La figure 13 montre ce schéma, utilisé par Westrex pour la tête 45D stéréophonique. On s'aperçoit tout de suite de la grande complexité du filtre de

correction. En effet, bien que la courbe de réponse de la tête de gravure, avant application de l'asservissement présente une courbe « pointue », avec une bosse de 8 à 12 dB entre 2 et 3 kHz, l'application de l'asservissement rend la courbe plus linéaire. Cependant il subsiste encore des défauts qui sont ici corrigés avant la gravure : résonances de la tête, chute de niveau au-dessus de 13 kHz, chute de niveau en deça de 50 Hz, etc.

Une courbe de réponse comprise entre 40 et 16 000 Hz étant déjà quelque peu « forcée », on s'imagine ce que devient la même tête de gravure précédée d'un circuit transistorisé s'efforçant de rendre la courbe « absolument plate » entre 20 et 20 000 Hz. De nombreux amateurs préfèrent de ce fait les disques microsillons anciens, c'est-à-dire gravés à l'aide des vieilles machines Neumann, Ortofon ou Scully. Sur ce point, la transistorisation des circuits, la complication de ceux-ci

en est peut-être directement responsable. A propos de cette figure 13, il est donc bon de retenir qu'au-dessous de 40 Hz et au-dessus de 14 kHz la linéarité de gravure n'est due qu'à des pré-corrections très compliquées et qui ne peuvent en rien améliorer la qualité subjective. Songeons d'autre part que l'amplificateur de gravure à transistor, de puissance comprise entre 100 et 400 W devrait être capable de fournir une puissance constante à toutes les fréquences malgré la charge selfique de la tête de gravure, ce qui n'a rien d'évident. Sur ce point encore, l'amplificateur de gravure à tubes (par exemple un circuit OTL) est nettement plus favorable. A ce propos, les lecteurs savent sans doute que plusieurs disques américains de type « gravure directe » ont encore recours à des amplificateurs de gravure à tubes.

On voit donc qu'il y a bien des problèmes au niveau de la gravure, sans parler de celui de la lecture. De plus, il faut reconnaître que les nouvelles normes de gravure RIAA, où l'on remarque une chute rapide du niveau en deça de 20 Hz, ne sont en fait qu'une astucieuse « combine » permettant de s'affranchir plus facilement de défauts tels que le rumble, les disques voilés, les résonances de bras de lecture, le niveau de ronflement. Ce qui est tout à fait à l'avantage des constructeurs et éditeurs de disques mais peut-être moins à l'avantage des audiophiles...

Données principales et étage d'entrée

Il est pour cela nécessaire de partir des quelques restrictions imposées dès le départ, c'est-à-dire :

- Schéma simple, mais si possible

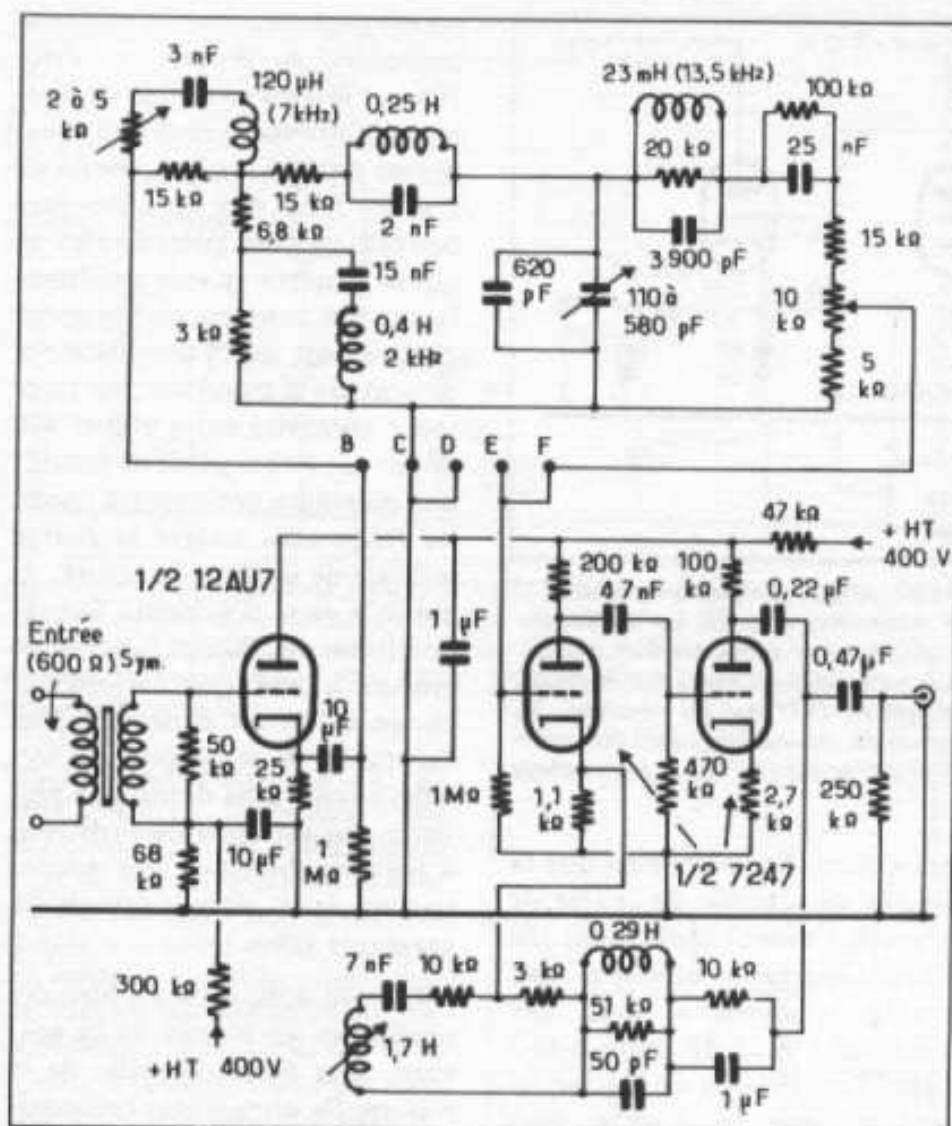


Fig. 13 : Schéma d'un circuit (Westrex) de préamplificateur de gravure, comportant non seulement la correction RIAA de gravure, mais de nombreuses compensations dues aux défauts du burin graveur : chute de niveau dans le grave et l'aigu, résonances de la tête graveuse, non linéarité de la bande passante. Il en résulte un correcteur aux filtres relativement compliqués. Noter que depuis cette époque (1960), la qualité des têtes de gravure n'a pratiquement pas évolué, et que la bande passante, autrefois de 40 à 15 000 Hz, n'a été élargie depuis que grâce aux compensations par circuits de contre-réaction multiples. Noter que d'autre part la tête de gravure est soumise à un asservissement supprimant une forte résonance (8 à 12 dB), située entre 2 et 3 kHz. Ce préamplificateur est suivi d'un amplificateur de gravure comportant aussi de nombreuses compensations (circuits de contre-réaction multiples). Cet exemple montre que les spectres de bande 20 Hz-60 Hz et 13 000 Hz-20 000 Hz sont particulièrement « forcés » par compensations et contre-réactions de taux élevé.

très performant

- Utilisation des tubes ECC 83, soit 1 tube 1/2 ou deux tubes/canal.

- Alimentation des circuits ne dépassant pas 500 V.

Ainsi que des caractéristiques et performances souhaitées :

- Très bon rapport signal/

bruit

- Gain total, égaliseur compris, de 45 dB environ

- Faible taux de distorsion

- Tension d'entrée phono maximum élevée (300 à 350mV/1kHz)

- Tension de sortie, sans saturation élevée (40 à 50 V)

- Large bande passante.

Cela avec le souci majeur de procurer une grande satisfaction sur le plan de la reproduction musicale (ce qui n'est pas très facile à déterminer d'avance) :

- Fidélité des timbres

- Grande dynamique, son très « ouvert »

- Très faible distorsion subjective

- Bonne localisation spatiale.

Toutes ces conditions semblent en apparence être difficiles à remplir simultanément. Cependant l'étude brève des schémas indiqués au début de cet article apporte une aide non négligeable, pour ne pas dire indispensable. Des schémas à la fois simples et performants possédant chacun une ou plusieurs qualités subjectives laissent espérer qu'une synthèse homogène est possible, conjuguant habilement les qualités de chaque circuit, sans pour autant en faire de même pour les défauts (ce qui n'a rien d'évident). Pour cela, il faut donc de bonnes références, raison du choix évoqué ci-dessus. Le circuit Marantz est un circuit exceptionnel sur le plan subjectif comme objectif. Le circuit Mac Intosh aussi, bien que possédant des qualités subjectives différentes : un peu moins fin que le Marantz mais très dynamique, donnant un bon effet de présence du médium. Le circuit Dynaco est lui aussi très simple mais fin, dynamique, équilibré. Le circuit Audio Research est lui aussi exceptionnel et sa conception montre d'après les divers schémas présentés que l'on peut le considérer comme une très bonne synthèse du circuit Mac Intosh et du circuit Marantz. De plus on constate dans ce circuit l'optimisation de diverses valeurs de condensateurs et de résistances, permettant d'accéder à des taux de distorsion extrêmement faibles. Sur ce point il est fort possible que les instruments de mesures

de l'époque 1950-1960 (générateurs B.F., distorsiomètres) n'étaient pas assez performants pour accéder à ces améliorations. Toujours est-il que la comparaison subjective et objective de ces circuits de référence permet de trouver les points communs des circuits ayant une répercussion donnée sur chaque paramètre.

Le premier de ceux-ci à retenir est la valeur de la résistance de charge de plaque. Le choix final réside dans une valeur élevée, c'est-à-dire entre 250 et 350 k Ω . Elle est de 270 k Ω pour le Marantz, de 330 k Ω pour le Mac Intosh et 301 k Ω pour l'Audio Research. Elle semble avoir un rapport avec la dynamique, la finesse du son dans l'aigu. Elle lie l'avantage d'un gain élevé dès le premier étage à une bande passante chutant assez rapidement dans l'aigu en boucle ouverte,

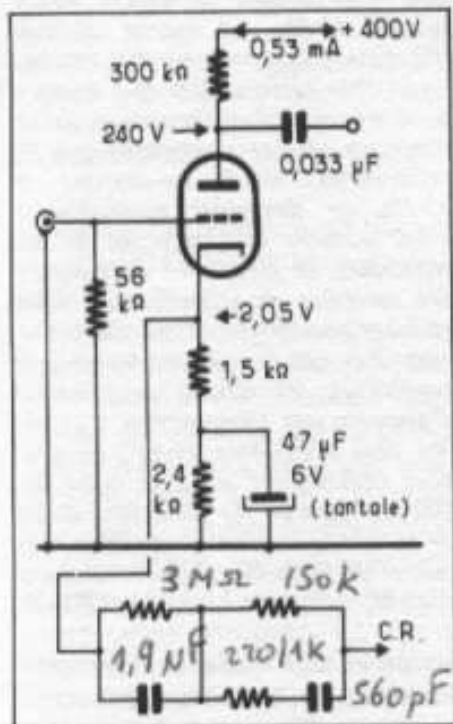


Fig. 14 : Premier étage du circuit préamplificateur, de conception proche du Mac Intosh. Les valeurs des composants passifs et la valeur de la haute tension ont été étudiées pour permettre d'accéder à un gain élevé, à un faible taux de distorsion aux fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz, ainsi qu'à une tension de sortie élevée.

réduisant de ce fait le taux de contre-réaction à appliquer aux fréquences supérieures à 5 ou 6 kHz. Cette valeur élevée se retrouve aussi sur le circuit du Sunsey Minimum pour lequel la valeur de la charge du premier étage est supérieure à 500 k Ω . D'après divers essais comparatifs et écoutes critiques, il semble qu'une valeur de charge élevée apporte aussi des qualités de dynamique sonore, de « profondeur sonore » de « son ouvert ». Il suffit pour cela de réduire la valeur de la charge de circuits connus, de rectifier la correction RIAA active (une baisse de la charge faisant légèrement monter le niveau de l'aigu) et de comparer le résultat auditif au schéma d'origine. Lorsque la valeur de la charge passe de 300 k Ω à 100 ou 150 k Ω le son paraît plus « plat », moins « ouvert » bien que plus « en avant ». Cette remarque se constate encore sur le circuit Dynaco original comparé au même circuit amélioré (voir schémas), où la charge de plaque du premier étage passe de 150 k Ω à 300 k Ω . On constate par ailleurs que le type de résistance utilisé influence aussi quelque peu la sonorité. Bien qu'une résistance au carbone aggloméré du genre Allen Bradley soit excellente, il a été retenu ici la résistance au tantale, pour une question de bruit résiduel.

Le premier étage reçoit d'autre part le circuit de contre-réaction, permettant d'établir la correction de gravure RIAA (figure 14). Il a été choisi ici une autopolarisation semi-découplée, afin de pouvoir obtenir le gain recherché. Remarquer que Mac Intosh utilise aussi cette méthode, pour laquelle le circuit de contre-réaction revient au sommet de la résistance de polarisation. Sur le circuit Mac Intosh, la valeur de la haute tension du premier étage est de 260 V. La tension plaque est de 150 V, la chute de tension assez

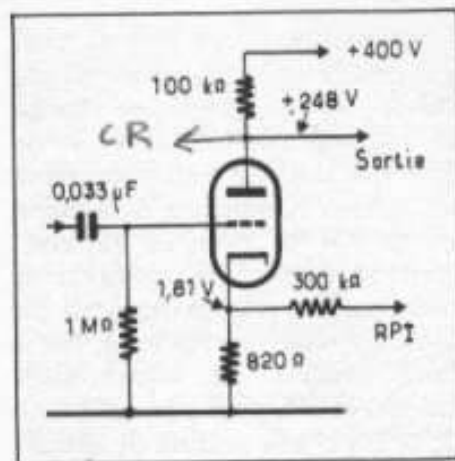


Fig. 15 : Second étage du circuit préamplificateur, alimenté par une tension de 400 V, jugée optimum. Les valeurs des résistances sont, ici aussi, assez proches de celles utilisées par Mac Intosh, mais le présent circuit est destiné à être apte à délivrer, sans saturation, une tension de sortie élevée. Noter la présence de, résistance partant de la cathode (réaction positive d'intensité), méthode utilisée sur le circuit Dynaco et Mac Intosh. Elle améliore la linéarité au-delà de 15 kHz et apporte une impression subjective de grande dynamique. Mal établie, cette contre-réaction positive peut facilement faire augmenter le taux de distorsion ou rendre le montage instable.

importante étant due au courant plaque et à la valeur élevée de la résistance de charge. Le courant de repos est de 0,3 mA. Quelques mesures montrent que ce point de fonctionnement n'est pas idéal du point de vue distorsion et que d'autre part il est possible, en respectant les aires d'utilisations maximum du tube ECC 83, d'obtenir une tension de sortie maximum plus importante. Une alimentation régulée, variable entre 220 V et 500 V permet de constater que le point de fonctionnement le plus favorable correspond à un courant de repos de 0,53 mA et une tension plaque de 240 V. En effet le taux de distorsion moyen (étage seul, pas de boucle de contre-réaction, découplage intégral de la cathode) passe de 3,3 % à 0,7 %, la mesure étant faite entre 1 et 15 kHz.

On retrouve une fois de plus l'avantage de la charge de plaque élevée, vu que pour une charge de 150 k Ω , une tension H.T. de 300 V le taux de distorsion dans les mêmes conditions de mesure est de 3,9 %. Pour ce qui concerne la valeur de la résistance de polarisation, celle-ci demande un ajustage relativement long, car il faut essayer de nombreuses valeurs et effectuer pour chacune de celles-ci une mesure de distorsion, non seulement à 1 kHz, mais à plusieurs fréquences. On peut aussi voir l'aspect que prend la courbe de distorsion à plusieurs fréquences, ceci en fonction de la tension de sortie, ce qui est impossible à déterminer par le calcul ou par évaluation graphique. Ceci sera démontré sur un graphique un peu plus loin.

Couplage au second tube

Le couplage au second tube s'effectue par réseau RC classique et la constante de temps choisie n'est pas très basse (1 M Ω /0,02 μ F) soit 8 Hz, ceci pour une question de stabilité du circuit complet. On pourra par la suite, en fonction de l'alimentation, ajuster cette valeur qui pourra osciller entre 0,01 μ F et 0,068 μ F ou il sera cherché le meilleur compromis stabilité/balance tonale. On constate à ce sujet que malgré des fréquences de coupures très basses, situées entre 1 et 10 Hz, la balance tonale subjective peut changer d'une façon notable. Ceci est étonnant vu que les haut-parleurs ne restituent jamais de fréquences aussi basses d'une part et que d'autre part il n'est pas possible d'entendre des fréquences inférieures à 15 ou 16 Hz. Le circuit a été essayé ensuite avec une valeur de 0,033 μ F et l'équilibre était excellent. Mais il faudra également tenir compte du condensateur de sortie du circuit complet, dont la valeur sera à ajuster en

TENSIONS DE SORTIE	MARANTZ 7	MAC INTOSH C 22
5V/30Hz	0,35 %	0,23 %
5V/1 kHz	0,35 %	0,22 %
5V/15 kHz	0,36 %	0,23 %
10V/30 Hz	0,22 %	0,15 %
10V/1 kHz	0,13 %	0,12 %
10V/15 kHz	0,14 %	0,15 %
15V/30 Hz	0,42 %	0,12 %
15V/1 kHz	0,09 %	0,09 %
15V/15 kHz	7,12 %	0,12 %
20V/30 Hz	0,62 %	0,11 %
20V/1 kHz	0,09 %	0,08 %
20V/15 kHz	sat.	0,11 %

Fig. 16 : Tableau représentant les tensions de sortie maximum aux fréquences de 30 Hz, 1 kHz et 15 kHz, pour des tensions de sortie comprises entre 5 V et 20 V. Remarquer la saturation plus rapide sur le circuit Marantz. Cependant, subjectivement, le circuit Marantz paraît supérieur sur le plan de la distorsion, ce qui semble être dû à la forme du spectre de distorsion ainsi qu'à une différence très légère, mais audible de la courbe de correction RIAA, entre 100 et 1000 Hz.

fonction des mêmes paramètres.

Deuxième étage

Le deuxième étage est chargé par une résistance de 100 k Ω et cet étage sera couplé en direct avec l'étage de sortie. De cet étage sera appliquée la boucle de contre-réaction plaque/cathode, comme sur la figure 15. On remarque la grande similitude avec le circuit Mac Intosh, ce qui prouve que l'on retombe sur les mêmes solutions sans même chercher à imiter un circuit. Cela montre que le circuit Mac Intosh avait été particulièrement bien étudié. Un point curieux du circuit Mac Intosh est que ses caractéristiques de distorsion sont nettement inférieures à cel-

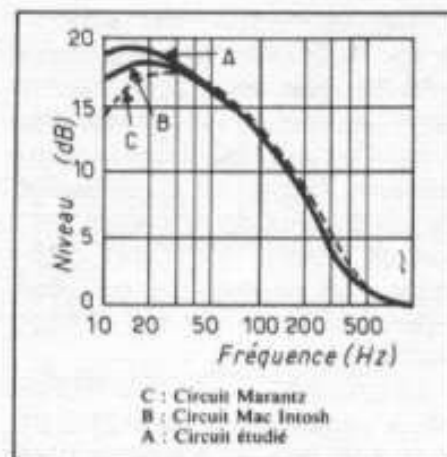


Fig. 17 : Dispersions des corrections de lecture RIAA existant entre le modèle Mac Intosh C 22 et le modèle Marantz 7. Elles sont pratiquement nulles entre 1 kHz et 20 kHz et minimales entre 40 et 1000 Hz. Cependant le décalage de 1 dB environ suffit pour donner au circuit Marantz une sonorité différente, plus ample, plus agréable. On note d'autre part la chute rapide de niveau pour le circuit Marantz, au-dessous de 40 Hz, alors que le circuit Mac Intosh suit la norme RIAA jusqu'à 30 Hz. La courbe arrondie (C) dans le bas pourrait être responsable d'un certain effet de « bosse » dans le grave faisant perdre au son sa précision. Noter cependant que les différences, situées au-dessous de 40 Hz ne devraient normalement avoir aucune influence sur le son reproduit, la fréquence de coupure des systèmes de reproduction étant souvent plus haute. Ainsi, contrairement à ce que l'on pourrait croire, la courbe A du circuit expérimenté n'apporte pas l'impression d'entendre plus d'extrême grave. Le son, plus transparent dans la zone 20-100 Hz (courbe A) vient sans doute de la configuration générale du circuit et de l'absence du condensateur d'arrêt, utilisé sur les courbes B et C.

les du circuit Marantz, bien qu'à l'écoute on aurait pu penser le contraire. Ceci est indiqué sur le tableau de la figure 16. La raison semble en être plutôt l'équilibre subjectif et l'on constate d'ailleurs qu'entre 30 et 1 000 Hz les courbes d'égalisation RIAA de ces deux circuits ne sont pas exactement les mêmes, ce qui est indiqué sur la figure 17. Le léger relevé dans le bas médium fut-il

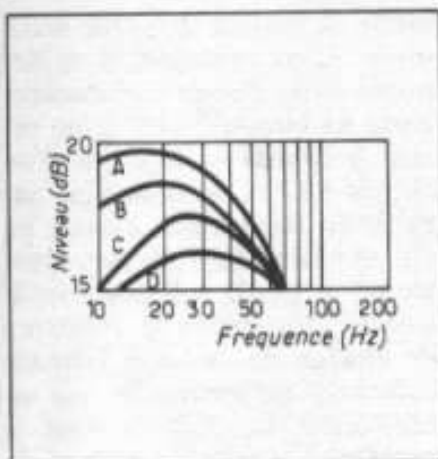


Fig. 18 : Correction RIAA dans l'extrême grave. En D, circuit expérimental avec contre-réaction utilisant $1,9\text{ M}\Omega$ et 1700 pF . En B, circuit Mac Intosh C22. En A, il a été choisi finalement des valeurs de $3\text{ M}\Omega$ et 1900 pF ainsi qu'un couplage direct de la boucle de contre-réaction, ce qui apporte une compensation parfaite de la norme RIAA, jusqu'à 20 Hz . Bien que cette amélioration soit d'ordre « infra-sonore », son effet se répercute jusque dans le médium, lors de comparaisons subjectives. Noter par ailleurs que la correction passive apporte le plus souvent une courbe d'allure C ou D, en raison de l'utilisation d'un ou plusieurs condensateurs de liaison.

de 1 dB est suffisant pour donner un effet d'ampleur, de « chaleur sonore ».

Pour le circuit Marantz, dont la boucle de contre réaction part de la cathode du troisième étage (ce qui est aussi le cas du circuit Audio Research), ainsi que pour le circuit Mac Intosh, on constate que le réseau de correction RIAA utilise un condensateur d'arrêt, destiné à supprimer la composante continue. La valeur est de $0,5\text{ }\mu\text{F}$ pour Mac Intosh et Marantz et de $1\text{ }\mu\text{F}$ pour Audio Research. Ce condensateur a pour effets gênants une constante de temps supplémentaire introduite, certaines colorations subjectives qu'il peut apporter, la valeur étant élevée, et il introduit aussi une perte de niveau en deçà de 30 Hz . On constate à ce sujet que même une enceinte dont la réponse ne descend prati-

quement pas en dessous de 100 Hz apportera malgré tout à l'écoute une sorte d'effet de « bosse » dans le grave, un son « gonflé » et semblant un peu « lourd ». Contrairement à ce que l'on pourrait penser, une courbe de correction ne chutant pas dans l'extrême grave, remontant régulièrement jusqu'à au moins 15 Hz supprime en grande partie ces défauts subjectifs sans pour autant donner l'impression d'un extrême grave descendant « plus bas ». Dans le présent circuit, le condensateur de $0,5\text{ }\mu\text{F}$ ou $1\text{ }\mu\text{F}$ a été supprimé, ce qui permet d'obtenir l'amélioration de la courbe de correction RIAA, dans l'extrême grave, conforme à ce qui est indiqué sur la figure 18. Il faut cependant

tenir compte des atténuations provoquées par la liaison RC entre le premier et le second étage et de la présence du condensateur de sortie. Notons au passage que les circuits Sunsey Minimum et Kanéda possèdent un réseau de correction couplé en continu, cas présent, où l'on constate aussi les bienfaits de la suppression du condensateur d'arrêt. La suppression de ce condensateur va cependant apporter deux inconvénients. Le premier est qu'il va se produire aux bornes des deux condensateurs de correction RIAA une tension continue relativement élevée. La tension plaque étant de 250 V environ, l'un des condensateurs, de valeur 1900 pF aura à ses bornes une tension

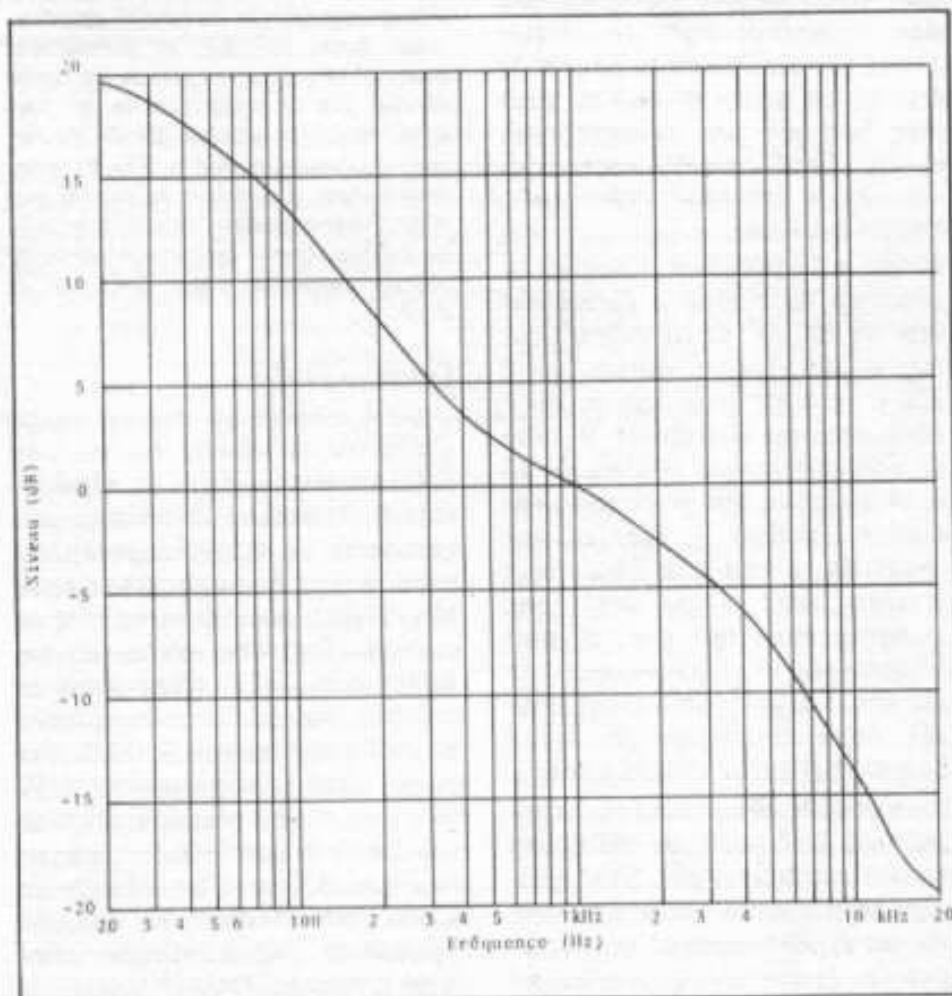


Fig. 19 : Courbe RIAA obtenue sur le circuit étudié. Noter que le réseau de correction RIAA a dû subir quelques modifications, vu qu'il fallait tenir compte des caractéristiques du circuit sans contre-réaction. Les valeurs finalement trouvées étaient $3\text{ M}\Omega/1900\text{ pF}$, ainsi que $150\text{ k}\Omega/220\text{ }\Omega$ à $1\text{ k}\Omega$, ce dernier composant évitant une chute trop rapide de niveau au-delà de 15 kHz .

continue d'environ 230 V. Il faudra en conséquence utiliser ici un condensateur non seulement de faible tolérance, mais encore bien isolé, dont la tension de service serait de 400 V environ. En revenant à la figure 17 on constate d'autre part que le réseau de contre-réaction des circuits Marantz et Mac Intosh n'arrive pas à suivre parfaitement la norme RIAA, ceci au-dessous de 40 Hz, ce qui se rajoute à l'effet de chute de niveau apporté par le condensateur d'arrêt. La figure 18 montre que la valeur $3\text{M}\Omega/1\ 900\ \text{pF}$ apporte l'amélioration souhaitée, alors que la valeur calculée donne approximativement $1,9\ \text{M}\Omega/1\ 700\ \text{pF}$. Le calcul des constantes de temps de $3\ 180\ \mu\text{s}$, $318\ \mu\text{s}$, $75\ \mu\text{s}$ doit donc encore tenir compte des caractéristiques du circuit avant application de la boucle de correction active et ceci ne peut être fait que par de nombreux essais. La figure 19 montre la courbe de correction obtenue à l'aide des valeurs trouvées. On constate la présence d'une résistance en série avec le condensateur de $560\ \text{pF}$. Cette valeur peut être augmentée ou ajustée, entre $220\ \Omega$ et $1\ \text{k}\Omega$ et le but de cette résistance est d'atténuer le taux de contre-réaction au-delà de 12 à 14 kHz, vu que le circuit sans contre-réaction présente une chute de niveau aux fréquences élevées, dont il est déjà tenu compte, mais qui devient plus importante aux fréquences très élevées. Cette technique est utilisée entre autres sur le circuit Marantz et sur le circuit Kanéda. Bien utilisée elle procure un supplément de finesse, de définition dans l'extrême aigu. Son ajustage peut encore servir à procurer un équilibre tonal (extrême-grave/grave/médium/aigu/extrême-aigu satisfaisant), ce qui est très important et qui semble influencer énormément l'appréciation globale de qualité subjective.

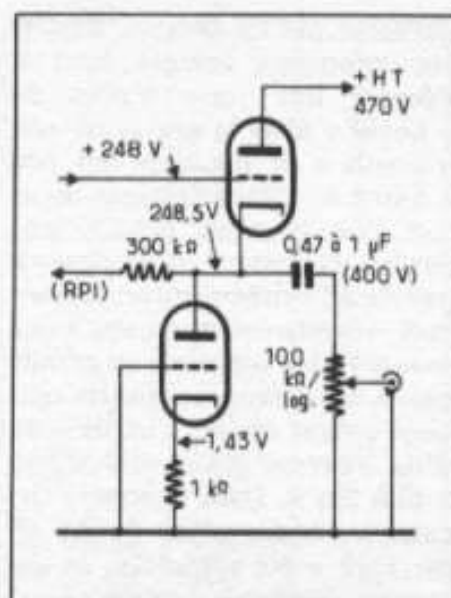


Fig. 20 : Configuration du dernier étage, possédant une sortie « SRPP Cathodyne » ou encore « Cathodyne régulé », alliant les avantages d'un faible taux de distorsion, à ceux d'une impédance de sortie relativement basse ($27\ \text{k}\Omega$) et permettant aussi d'obtenir une tension de sortie élevée, soit 68 volts dans le cas présent. Noter la tension élevée du circuit d'alimentation (+ 470 V), correspondant à presque la moitié par tube. La composante continue en sortie est coupée par un condensateur de valeur comprise entre $0,47\ \mu\text{F}$ et $1\ \mu\text{F}$.

Dernier étage

Le couplage au dernier étage s'effectue en direct, évitant une coloration inutile par un condensateur de liaison et retirant une constante de temps supplémentaire. Etant donné que le circuit Mac Intosh possède une sortie en cathode follower, on aurait pu suivre cette idée. Cependant ce circuit possède une impédance de sortie élevée, soit $330\ \text{k}\Omega$. Cet étage étant sans gain et travaillant par contre-réaction d'intensité à 100 % son intérêt n'est pas très grand, car l'impédance de sortie est élevée, ce qui est opposé au circuit cathode follower courant. D'autre part, le couplage direct mettant la cathode à une tension de 176 V par rapport à la masse, la tension réelle cathode/plaque n'est plus que de 130 V environ, ce qui

limite la tension de sortie maximum. C'est pourquoi il va être utilisé ici un circuit intermédiaire entre un circuit SRPP et un circuit « Uésugi ». Il s'agit d'un circuit SRPP, mais attaqué par sa grille supérieure, comme un circuit cathode follower, dans lequel la partie inférieure de la triode, c'est-à-dire la résistance de charge de cathode (cathode follower) est remplacée par un régulateur de courant dont la grille est à la masse. La plaque de la partie supérieure étant reliée à la haute tension, de valeur 470 V ce circuit permet d'obtenir une tension de sortie maximum conforme au projet soit plus de 40 V. Elle sera en fait de 68 V, sans saturation, ce qui dépasse les performances souhaitées.

On constate d'autre part les bienfaits de la contre-réaction positive appelée aussi R.P.T. (réaction positive de tension) ou R.P.I. (réaction positive d'intensité) dans les circuits Dynaco, Mac Intosh ou Altec. Bien conçus, ils apportent un supplément de dynamique, rendant le son plus clair, plus précis, bien contrasté. Il sera appliqué ici, à la différence près que le circuit de sortie, que l'on peut appeler « SRPP cathodyne » ou « Cathodyne régulé » va donner aux qualités recherchées un complément indispensable de meilleure stabilité spatiale de l'image sonore, un grave très « ouvert », très naturel mais capable néanmoins d'une très bonne « tenue », d'une fermeté rivalisant avec les préamplificateurs transistorisés à couplage direct.

Cette contre-réaction positive est difficile à établir dans le cas du présent circuit et ses influences sont facilement défavorables vis-à-vis des caractéristiques de distorsion et de tension de sortie maximum. A ce propos, on peut citer une étude très intéressante à ce sujet, publiée par Y. Uésugi en avril 1973, montrant que quelques dizaines d'ohms de dif-

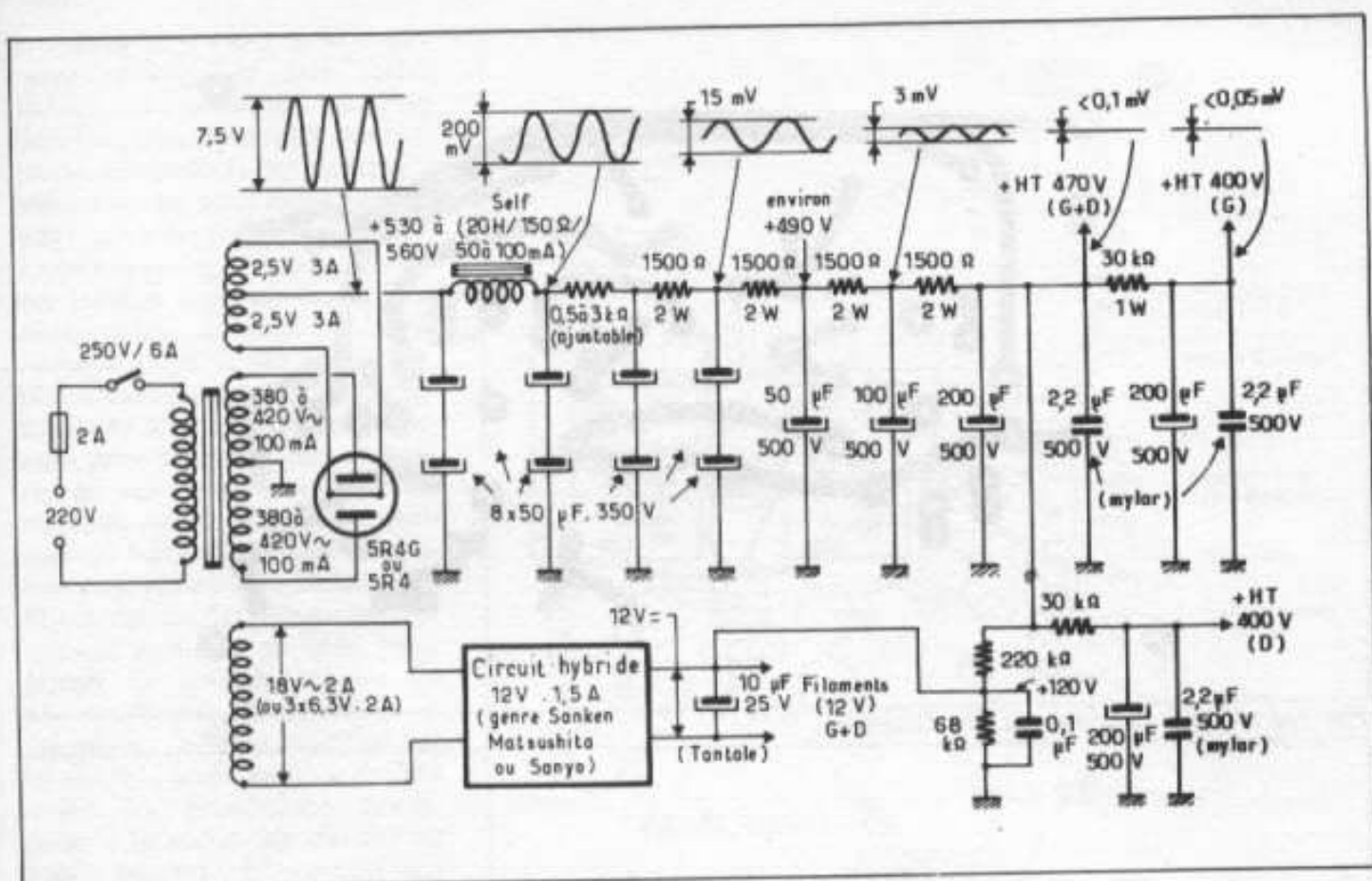


Fig. 21 : Alimentation du préamplificateur. Remarquer le filtrage très soigné, nécessaire si l'on désire obtenir un résidu alternatif nul (moins de 0,1 mV) et d'autre part une très bonne stabilité vis-à-vis des fluctuations du secteur, ce qu'un filtre en pi (même suivi de capacités de très forte valeur) ne peut faire. Noter que le circuit de filtrage comporte une self en tête et que le redressement est réalisé par une valve biplaque, genre 5R4 GY, 5R4, que l'on peut remplacer par d'autres valves le cas échéant. L'avantage de la valve sur le pont de diodes au silicium est que dès la sortie de la première cellule de filtrage, tout pic a disparu, ce que montre l'examen à l'oscilloscope du résidu alternatif. Le circuit filament est régulé par un circuit intégré hybride, demandant toutefois un primaire de 18 V (alternatif). Le redressement et le filtrage sont extrêmement bons en sortie 12 V, ce que ne pourrait procurer un filtrage courant à trois ou quatre cellules. Ce redressement parfait contribue également au rapport signal/bruit. Noter que le circuit filament est polarisé à 120 V par rapport à la masse.

férence dans le circuit de polarisation de l'étage précédent pouvaient influencer notablement le taux de distorsion. Il faut penser aussi que l'on a affaire à une liaison en continu, que la polarisation de la partie supérieure du circuit de sortie n'est que de -0,5 V, résultante de deux tensions, 248 V et 248,5 V et que d'autre part la résistance de contre-réaction positive réinjecte une tension continue dans la résistance de polarisation du deuxième étage. Ceci est équivalent à un découplage par condensateur, à la différence près que la constante de temps n'existe pas et que la coloration du condensateur, inexistant, ne joue plus.

Cependant cela joue sur la polarisation de cet étage où deux courants vont passer dans la résistance, ici ajustée à 820 Ω . On retrouve dans cette valeur, pourtant cherchée et finalement trouvée après de nombreux essais et mesures, la valeur exacte, à l'ohm près, utilisée sur le circuit Mac Intosh, montrant que c'est vraiment un circuit bien étudié. Mais ceci est peut-être aussi un hasard, vu que les tensions d'alimentation sont différentes. On trouvera la configuration de ce dernier étage sur la figure 20.

Alimentation

Il est nécessaire de partir d'un secondaire compris entre

$2 \times 380 \text{ V}$ à $2 \times 420 \text{ V}$. Ceci procure en sortie, après la valve de redressement, une tension comprise entre 530 V et 560 V, en raison de la chute introduite par la résistance interne de la valve. En effet, pour ce circuit très performant, une valve redresseuse a été préférée à un pont de diodes au silicium, vu qu'il est pratiquement impossible de se débarrasser des pics de commutation produits par ceux-ci. On pourrait se demander ensuite le pourquoi d'une tension de départ (en alternatif) aussi élevée alors que $2 \times 340 \text{ V}$ auraient pu faire l'affaire. Il a été jugé en fait nécessaire de parfaire au maximum la qualité du

sateurs de type « très faible résistance série », de très faible inductance parasite, si l'on désire supprimer les pics de commutation résiduels dus au redressement certes, mais aussi à un filtrage qui n'est pas assez poussé. La combinaison des deux méthodes permet ainsi d'obtenir une alimentation de haute qualité, quasi-introuvable sur les préamplificateurs du commerce. Ce filtrage très soigné a été jugé nécessaire pour répondre aux exigences et aux buts souhaités. La méthode Audio Research, utilisant un transistor haute tension d'origine américaine Delco DTS 410 et des diodes zéners de fort wattage montées en série pour former la tension régulée de 440 V, n'a pas été utilisée pour des raisons de bruit introduit par les diodes ; bruit passant, malgré toutes les précautions prises, jusqu'à la sortie des circuits de haute tension. L'avantage est par contre un taux de régulation très élevé, en particulier aux fréquences graves. Mais il faut ici chercher le meilleur compromis, non seulement du côté mesures, mais aussi sur écoute de nombreux disques.

Pour le circuit filaments, on peut choisir soit la solution d'un filtrage redressé et filtré par deux résistances et deux condensateurs, ce qui laisse un certain résidu alternatif, soit adopter une solution beaucoup plus efficace qui consiste à partir d'un secondaire 18 V 2 A à 2,5 A et utiliser un circuit hybride régulateur de tension, tels que ceux fabriqués par Sanyo, Sanken ou Matsushita, dont le choix ne manque pas. L'ampérage redressé souhaité est de 1,5 A, pour laisser une petite marge de sécurité. La tension redressée est de 12 V, c'est-à-dire une valeur très courante sur ce genre de circuit hybride, ne demandant pratiquement aucun composant extérieur (sur certains de ceux-ci le pont de diodes est inclus). La

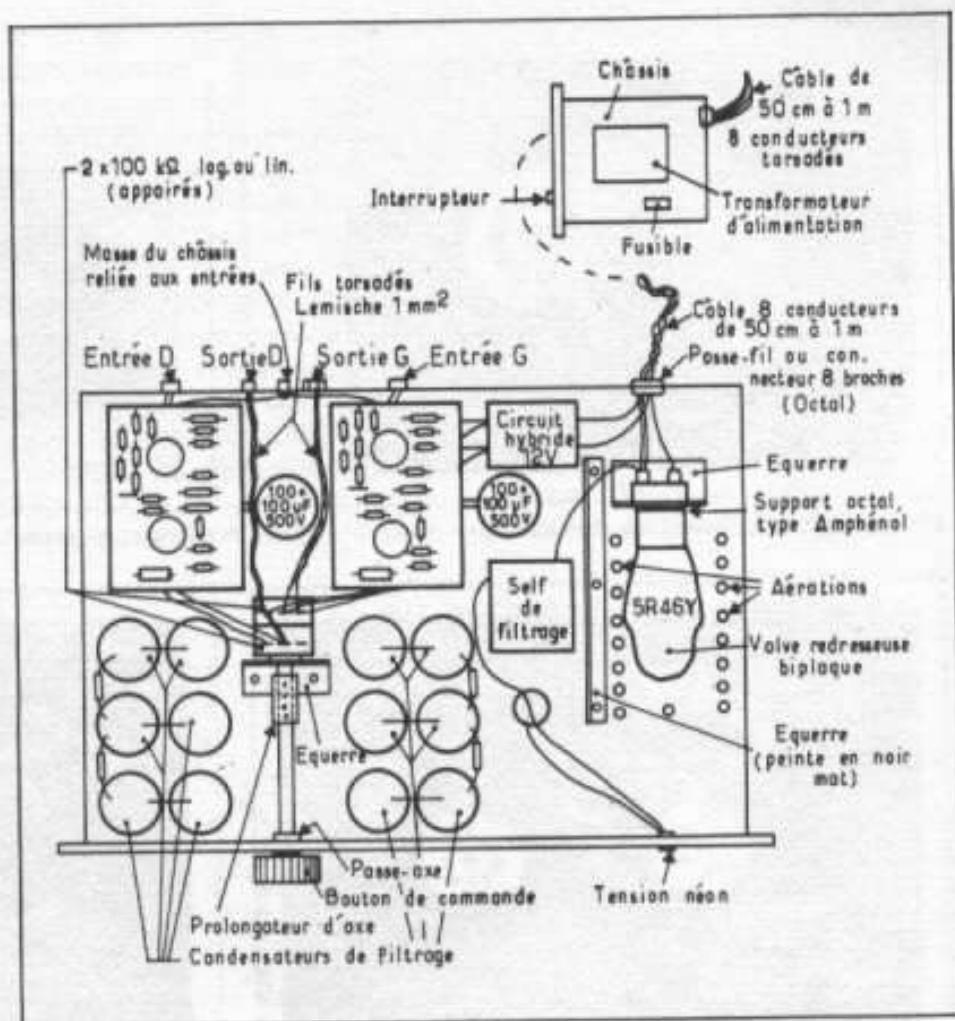


Fig. 23 : Exemple de châssis, avec transformateur d'alimentation séparé, relié au préamplificateur par un câble 8 conducteurs et un connecteur (genre octal ou professionnel). On peut rajouter un sélecteur de volume) et une sortie enregistrement.

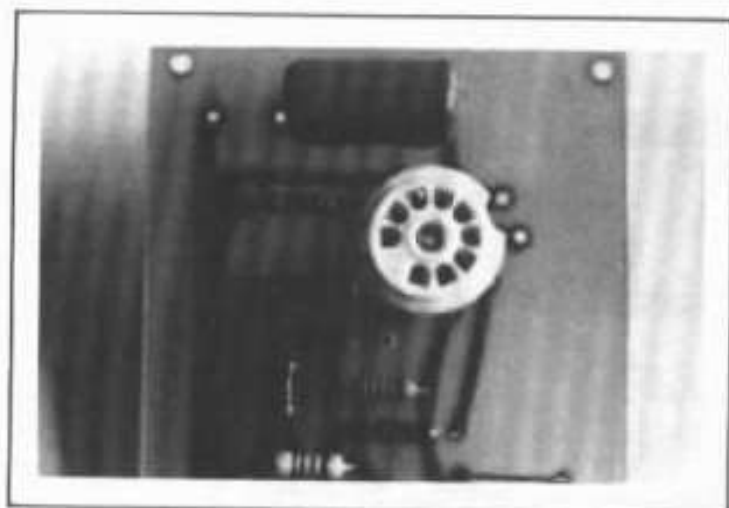
légère baisse de 0,6 V (12 V au lieu de 12,6 V) permet de réduire légèrement le bruit résiduel, sans toutefois abaisser le pouvoir émissif de la cathode, ce qui se traduirait par un son moins défini. Un des côtés de la tension ainsi redressée est polarisé par rapport à la masse, soit + 120 V environ, ce qui est obtenu par un pont diviseur placé entre la haute tension et la masse.

Le filtrage de l'alimentation des filaments étant parfait, il n'est pas nécessaire d'utiliser un rhéostat de 100 à 200 ohms, ce qui se fait d'habitude. Il est évident que ces deux circuits d'alimentation, particulièrement soignés, ont un effet très positif sur le rapport signal/bruit, qui dépasse ici les performances des

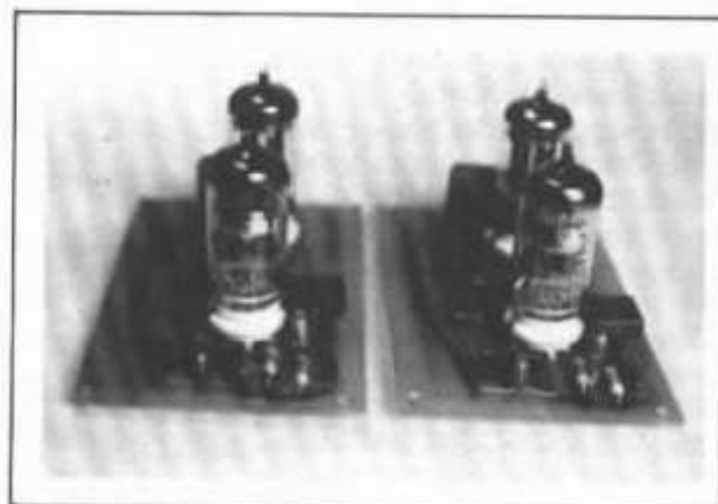
circuits Marantz, Mac Intosh et même celui de l'Audio Research, pourtant remarquable sur ce point.

Montage

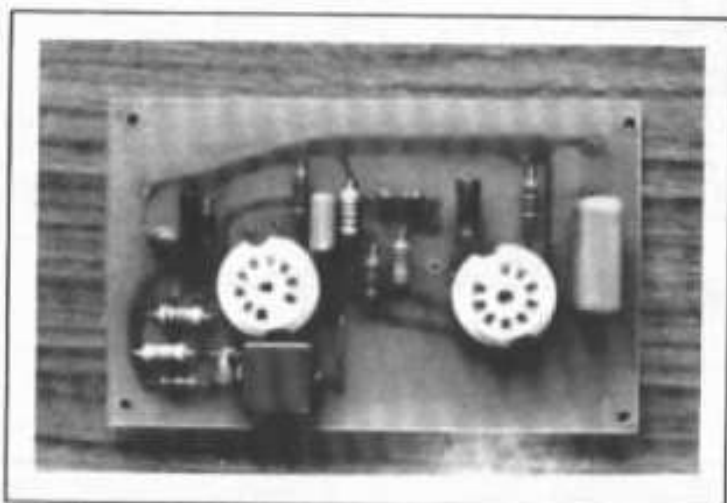
Le montage sur cosses relais, si possible en stéatite est souhaité mais peu pratique ; on peut utiliser un circuit imprimé, en verre époxy, utilisant des pistes épaisses et étamées, sur lequel seront montés les supports des tubes. Il est conseillé d'utiliser des supports en stéatite, pour une question de fiabilité. La figure 22 montre un exemple de circuit imprimé utilisé pour les essais et les mesures. Ce circuit imprimé comporte des pistes courtes et tous les composants du circuit



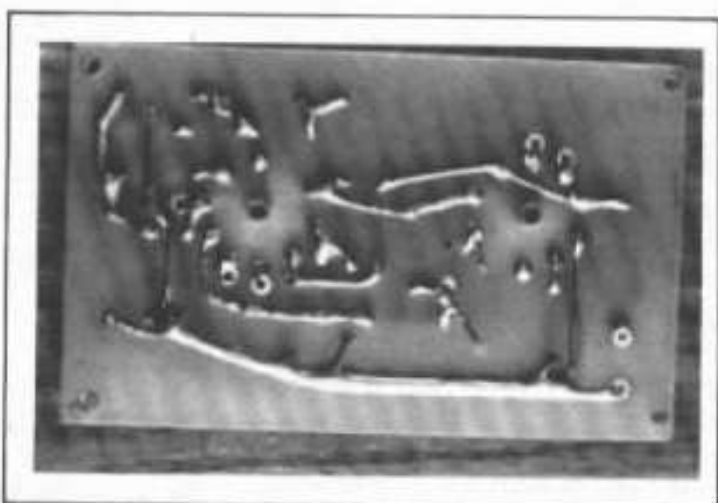
Circuit imprimé. Détail du dernier étage.



Circuits imprimés terminés.



Vue du circuit imprimé monté



Dos du circuit imprimé. Les pistes sont armées avec du fil de cuivre et le tout est soudé sur les pistes de cuivre.

préamplificateur y sont implantés.

Pour le montage dans le châssis, si possible en aluminium, on peut adopter la solution de la figure 23, soit utiliser un châssis standard, du genre de ceux que l'on trouve au Japon, sous la référence « Sound Explorer EL 880 MK 2 » (un châssis très élégant et universel), comme sur la figure 24. Dans les deux cas, il est souhaitable de monter le transformateur dans un boîtier séparé, afin de conserver un rapport signal/bruit aussi bon que possible. Ce préamplificateur peut encore se monter dans un châssis comportant un décrochement et des cloisons, comme indiqué sur la figure 25.

Noter que le montage ne possède aucune commutation,



Fig. 24 : Châssis standard, prépercé et comportant des cloisons internes, d'origine japonaise et de référence EL 880 MK 2. La hauteur interne du châssis étant de 97 mm il convient parfaitement pour les préamplificateurs à tubes. Sa présentation en rack est très élégante.

aucun correcteur de tonalités. On peut à la rigueur utiliser un inverseur bande/direct et ajouter une sortie enregistrement, comme indiqué sur la figure 26. Mais ce circuit est réservé à l'écoute des disques, ceci exclusivement, comme c'est le cas pour le petit « Sunsey Minimum ». Les divers circuits de commutation, de correction apportent des défauts audibles, même avec des composants de qualité, et il est préférable de s'en tenir à une configuration du câblage ultra-simple.

Performances obtenues :

Bande passante : 5-30 kHz (-1 dB)

Correction de gravure : RIAA, à 0,2 dB près

Impédance d'entrée : 56 kΩ

Sensibilité d'entrée : 3 mV (pour 0,57 V en sortie)

Tension d'entrée phono maximum :

1 kHz : 480 mV

10 kHz : 1,31 V

Taux de distorsion harmonique :

0,007 %/1 kHz pour 3 volts en sortie

0,08 % avant saturation.

Tension de sortie max : 68 V

Impédance de sortie : 27 kΩ

Rapport signal/bruit : mieux que 83 dB (pour 10 mV en entrée).

Gain : 47 dB (environ 200).

Conclusion

Le circuit présenté ici a été choisi par ce qu'il répond à plusieurs souhaits de la part des lecteurs. Le premier était le gain, toujours compris dans des marges de 36 à 40 dB pour des circuits comme le Sunsey Minimum, Kanéda ou SRPP (sans circuit de ligne). Ici on obtient 47 dB en trois étages, dont un étage de sortie à basse impédance à très faible gain. Il répond d'autre part à de nombreuses exigences sur le plan subjectif, pour lesquelles les circuits Sunsey Minimum, Kanéda ou SRPP sont déjà très bien placés. Le montage

sur circuit imprimé simplifie énormément le montage, évitant les risques de mauvais fonctionnement. Ce circuit a voulu aussi éviter d'avoir à placer la sortie à l'endroit même d'où part la boucle de contre-réaction de correction de gravure, pour éviter une influence capacitive due à l'étage suivant, le circuit possède l'avantage d'une courbe RIAA parfaitement plate jusqu'aux fréquences les plus basses d'où l'adoption d'une boucle reliée en continu.

Les autres objectifs étaient

Minimum, le Marantz 7, l'Audio Research, le Kanéda ou le SRPP.

Il faut noter à ce propos que le genre de composant passif utilisé, de même que l'origine des tubes, influencent beaucoup le résultat subjectif. Il faut dire, malgré tout, qu'il n'est pas question de grouper toutes les qualités de nombreux préamplificateurs dans un seul circuit, ni de réaliser un circuit absent de tout défaut constaté sur des circuits connus. Mais on obtient ici un très bon compromis et quelques

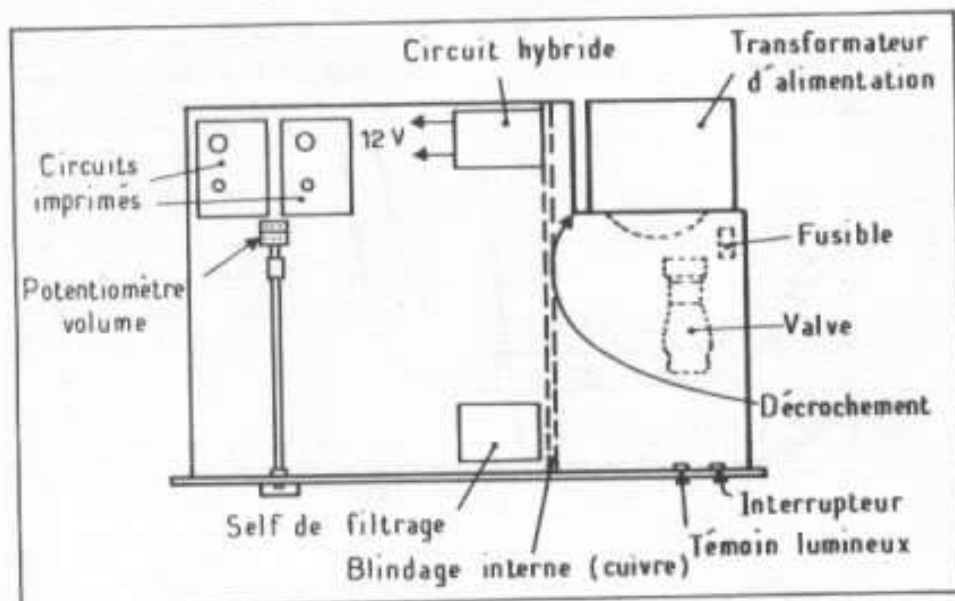


Fig. 25 : Exemple de châssis dont une partie comporte un décrochement, plaçant le transformateur d'alimentation à l'extérieur du châssis. Un blindage interne est utilisé.

d'atteindre un rapport signal/bruit excellent, un taux de distorsion faible, ce qui n'est pas le cas du circuit SRPP n'utilisant aucun circuit de contre-réaction et comportant un correcteur RIAA passif. Toutefois les défauts du circuit de correction actif ont été palliés par le choix d'un schéma original, dont les deux premiers étages sont proches du circuit de base Mac Intosh. Le but du circuit de contre-réaction positive de courant, ainsi que celui de l'étage de sortie est d'apporter, sur le plan subjectif, certaines qualités, éparses mais que l'on rencontre sur des circuits comme le Sunsey

autres petites améliorations, visant le détail seulement, sont encore possibles. Sur ce point, la difficulté est l'accessibilité aux composants spéciaux qui, même remarquablement bons, ne sont disponibles que dans des séries standard (par exemple série E 24 pour les résistances). Disons pour terminer que la valeur des composants du circuit doit être respectée fidèlement et que les tolérances doivent être serrées. Pour les condensateurs du circuit de correction RIAA, il est absolument nécessaire d'utiliser des condensateurs de faible tolérance et si possible appairés.

Des circuits imprimés montés

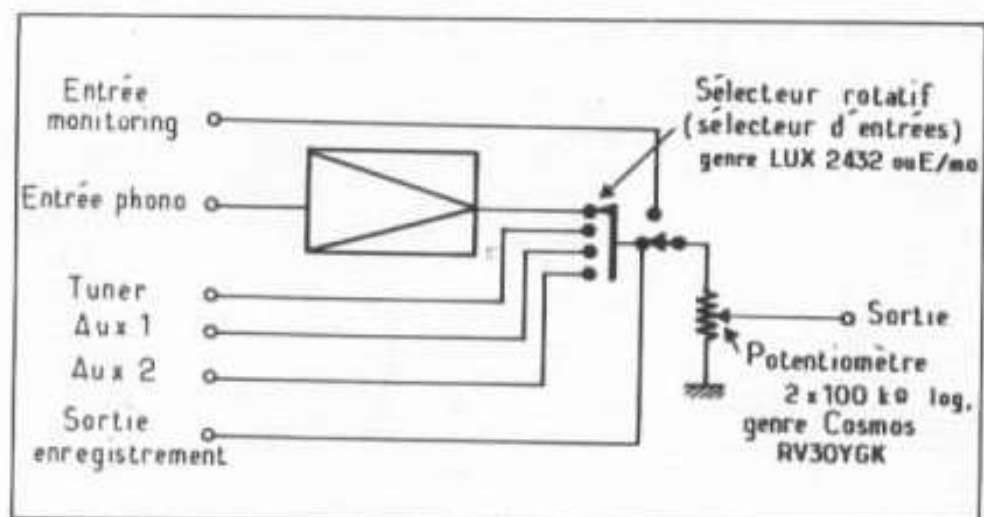
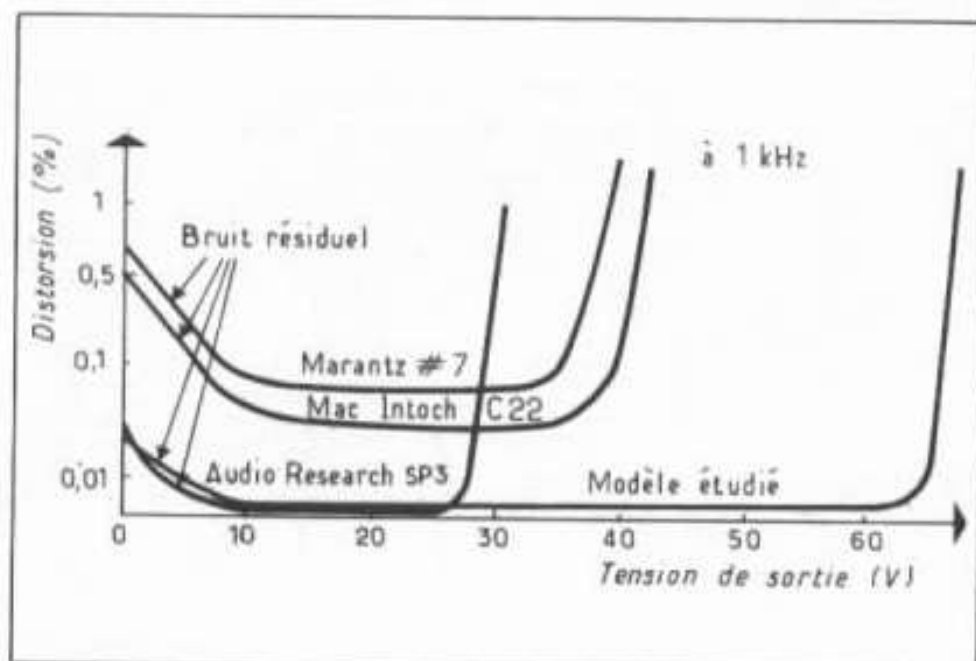


Fig. 26 : Commutations possibles à ajouter au circuit. Noter que les entrées linéaires haut niveau ne sont pas amplifiées, mais passent par la commande de volume. Le potentiomètre est double appairé, du genre Cosmos RY30YGK (Japon). Si le circuit est suivi d'un amplificateur dont l'impédance d'entrée est basse, utiliser un potentiomètre à course linéaire ou anti-log. Le cas échéant, on peut monter un potentiomètre à course log. relié « à l'envers », ce qui apportera (ampli à entrée basse impédance) une variation régulière, mais qui sera par contre dans le sens inverse.



Courbe de distorsion à 1 kHz et tension de sortie maximum pour les préamplificateurs Marantz 7, Mac Intosh C 22, Audio Research SP 3 et le modèle étudié.



Fig. 28 : Condensateurs utilisés pour l'alimentation. A gauche un modèle de valeur $500 \mu\text{F}$ 450 V. Au centre un condensateur au papier huilé (marque SIC-SAFECO) de valeur $10 \mu\text{F}$ 600 V. A droite un condensateur de valeur $2,200 \mu\text{F}$ 450 V (marque General Electric). Ces condensateurs peuvent être utilisés sur le premier étage, alimenté par 400 V.

sont déjà prévus et seront bientôt disponibles auprès de la Maison de l'Audiophile. Ils faciliteront le montage qui sera alors réduit au câblage de l'alimentation, des potentiomètres et des prises d'entrée et de sortie.

Composants :

Résistances au tantale 1/2 W :
1 %

Autres résistances 1 W et 2 W :
au carbone aggloméré, genre Allen Bradley

Prises d'entrées et de sorties :
Cinch stéatite ou Switchcraft série R.F.

Circuit imprimé : Epoxy, cuivre 90 μ étamé.

Condensateurs non polarisés :
Polystyrol (1900 pF et 560 pF), tolérance 2 % max. (on peut le cas échéant monter des valeurs en parallèle). Condensateurs (couplage et sortie) : ITT PMT ou PM.C, au besoin traités avec le vernis conducteur « Super Black ».

Tubes : ECC83, ou équivalents
Valve : 5R4GY, ou 5R4, GZ34, 274B GZ37.

Transformateur : voir schéma.

Circuit hybride de redressement :
entrée 17 à 20 V alternatifs. Sortie 12 V redressés et régulés. Utiliser des modèles d'ampérage compris entre 1,5 à 2 A, disponibles sous les marques Sanyo, Sanken ou Matsushita.

Support du tube redresseur :
amphénol stéatite.

Condensateurs/électrochimiques :
modèles de qualité pour les circuits 400 V et 470 V.

Supports de tubes, circuit imprimé : stéatite.

Câblage : multibrins 1 mm² genre lify

Soudure : Multicore Savbit

Ligne de masse de l'alimentation :
fil de cuivre, section 2 mm à 3 mm.

Références :

- Documents Dynaco, Marantz, Mac Intosh, Audio Research, Citation, Radford.

- A Japanese version of Mac Intosh Circuit, by Y. Uesugi, Oct. 1969, Radio Gijutsu.

- Préamplificateur Marantz, R.

Lafaurie, Revue du Son n° 114, Oct. 1962.

- Préamplificateur Marantz : Janvier 1968, Radio Gijutsu.

- RIAA equalizer maximum input capabilities, par T. Kado, Radio Gijutsu May 1973.

- Mac Intosh imitation circuit, par Y. Uesugi, Avril 1973, Radio Gijutsu.

- Mac Intosh C 22 circuit design, Dempa Gijutsu Dec. 1972.

- A high quality preamplifier circuit, Audio Gijutsu, par J. Hiraga, Nov. 1973.

- Preamplifier circuit, Audio Gijutsu, par J. Hiraga, March 1974.

- Marantz 7 circuit, Audio Gijutsu, Nov. 1971.

- Marantz 7 circuit, Dempa Gijutsu, March 1972.

- Preamplifiers design policy, par Y. Momosé, Radio Gijutsu 1961.

- Technique des amplificateurs basse fréquence de qualité, par Ph. Ramain, Chiron, 1962.

- Harman Kardon Citation circuits, Dempa Gijutsu, Sept. 1972.



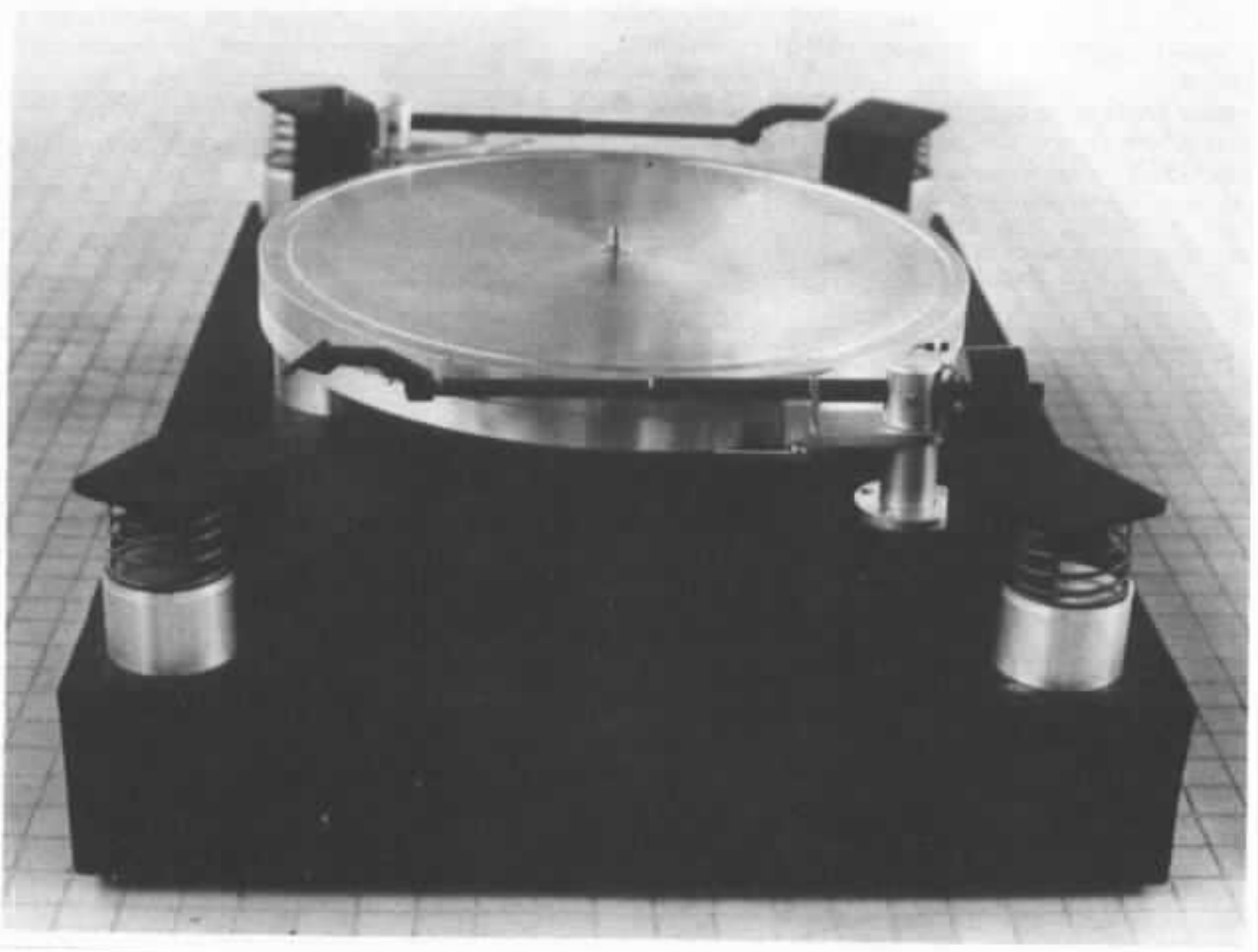


Table de lecture Delaleu

1^{re} partie

Charles-Henry Delaleu

Après avoir décrit dans ces colonnes le bras de lecture Delaleu, nous abordons la table de lecture du même nom. Il s'agit d'une platine tourne-disque à contre-platine suspendue, en quatre points et entraînée par deux courroies montées symétriquement. Nous verrons comment les aspects dynamiques du fonctionnement peuvent être traités.

Une platine tourne-disque est un ensemble de compromis délicat à déterminer, en effet nous avons en présence divers phénomènes difficile à combattre. Afin de fonctionner parfaitement la table de lecture doit posséder une mécanique irréprochable, être insensible aux vibrations mécaniques, et être isolé acoustiquement. Comme pour le bras de lecture la platine ne doit avoir aucun jeu mécanique, une rigidité exemplaire. L'ensemble suspendu doit résonner à une fréquence très basse, en général trois hertz est considéré comme l'idéal.

La majorité des platines à contre platine suspendue sont sujet-

tes à une instabilité très marquée. Pour être équilibré, l'ensemble suspendu devrait être en équilibre autour de l'axe du plateau. Le centre de gravité doit se trouver dans l'axe de rotation et au centre du plan vertical voir figure 1. Le premier point important sera la position du bras de lecture, dès lors il sera impératif de monter un second bras, ou une masse équivalente à l'opposé par rapport à l'axe de rotation du plateau voir figure 2.

Le second point important sera l'entraînement par une courroie, cette courroie va provoquer un couple sur l'axe vertical.

Afin d'équilibrer le couple nous utiliserons un second entraînement par courroie monté symétriquement voir figure 3.

Le troisième point important sera la position des points d'appui de l'ensemble suspendu. Afin de contrebalancer le poids du bras de lecture la majorité des platines suspendues possèdent trois points d'assises placés asymétriquement. Dans le cas de la platine que nous décrivons le centre de gravité se trouvant dans l'axe du plateau les points d'assises seront placés symétriquement par rapport à l'axe voir figure 4.

Avant de décrire les différentes pièces de la platine nous

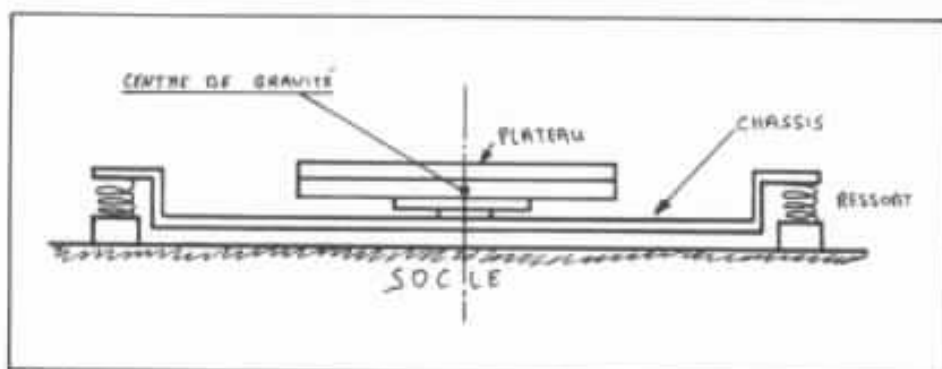


Fig. 1 : Position du centre de gravité

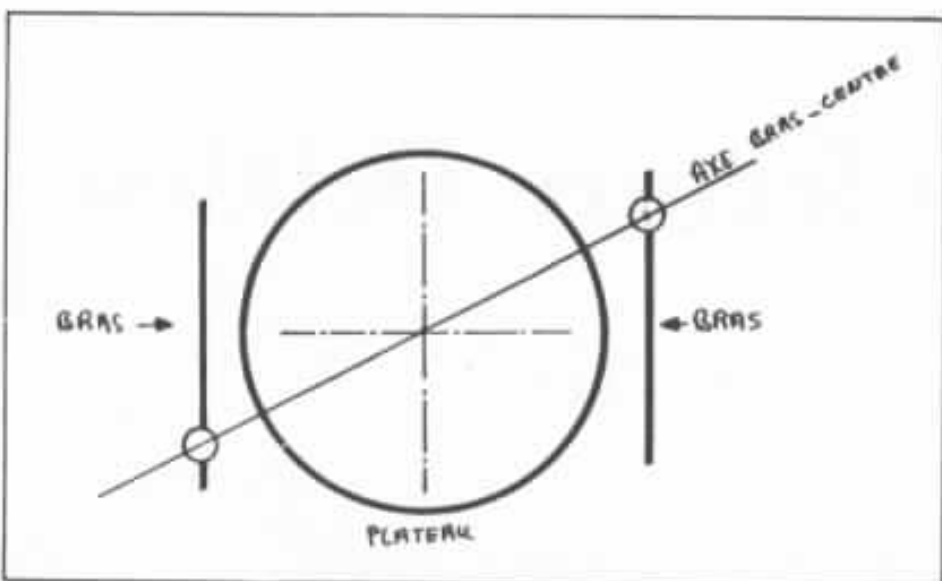


Fig. 2 : Positionnement des deux bras de lecture.

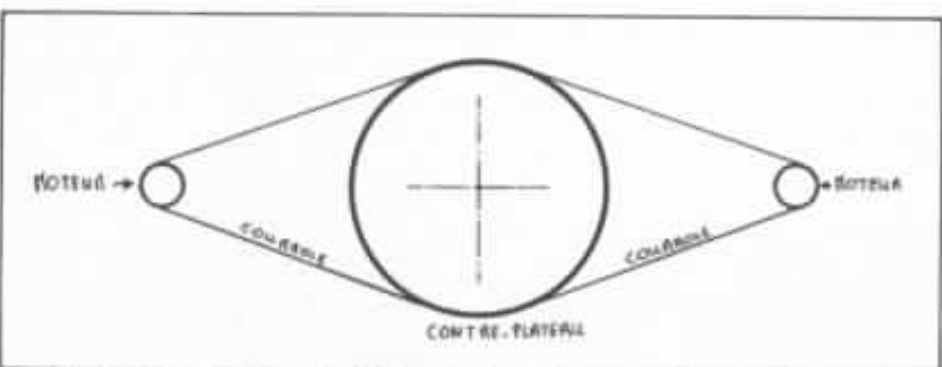


Fig. 3 : Position des courroies. Noter que les tensions exercées sur l'axe sont équilibrées.

allons revenir sur le bras de lecture.

Après avoir réalisé deux prototypes puis une série de 25 pièces, nous nous sommes repenché sur la table à dessin afin d'éliminer les quelques petits défauts apparus. Le point le plus sensible était le lève bras. Tout en gardant la forme le fonctionnement fut amélioré en redessinant la forme du piston afin que l'air

emprisonné entre la chemise et le piston soit chassé. Une petite fente réalisée à la fraise sur le piston évite donc qu'un volume d'air compressé vienne perturber l'action du ressort.

Ce ressort fut changé pour un plus raide, ainsi que la viscosité de la graisse silicone pour une plus épaisse, ainsi le bras descend mieux et sa vitesse est d'avantage contrôlée, l'angle de

manoeuvre de la manette qui actionne le dispositif a été limité, cette manette est rallongée de 2 cm. Il est possible maintenant de régler en hauteur le lève-bras. Le câblage électrique a lui aussi subi une petite amélioration, en effet il est apparu à l'usage que le fil argent est très cassant au niveau des soudures des cosses de branchement de la cellule. Une petite gaine thermorétractable est glissée sur 6 mm afin d'éviter toute casse du fil, dès lors aucune coupure n'est possible. La cellule peut-être démontée des dizaines de fois sans couper le fil. Le bras est désormais livré avec deux contre-poids, au lieu de quatre, seuls les contre-poids découplés subsistent, en effet il s'avère que le résultat à l'écoute est bien meilleur avec ceux-ci. Leurs masses enfin ont été légèrement modifiées afin de s'adapter à toutes les cellules.

La platine.

Le prototype de la platine est équipé de deux bras, l'auteur affectionne deux cellules l'une à bobine mobile, l'autre à réluctance variable et n'aime pas démonter ses cellules plusieurs fois à chaque écoute. La première étant utilisée pour les petits ensembles instrumentaux et la seconde pour les orchestres symphoniques

L'entraînement.

Le plateau étant d'un poids confortable, nous avons préféré utiliser deux petits moteurs plutôt qu'un de taille moyenne, ceci nous a permis d'équilibrer les pressions occasionnées par une seule courroie. Les moteurs sont à courant continu de marque RTC réf: FL 75. Ces moteurs présentent les caractéristiques suivantes.

- Un rotor sans fer supportant un bobinage en oblique
- Un faible moment d'inertie, une constante de temps inférieure à 19,6 ms et un couple de démarrage élevé

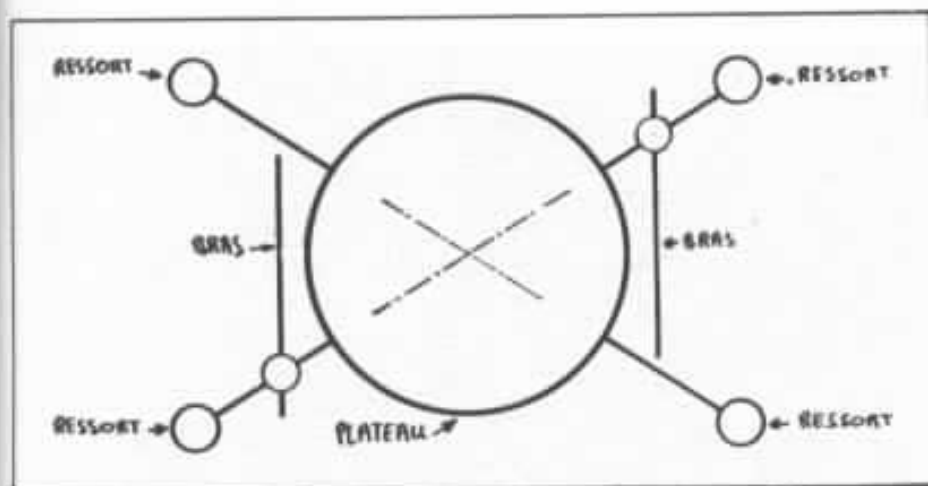


Fig. 4 : Position des points d'assise placés symétriquement par rapport à l'axe de rotation.

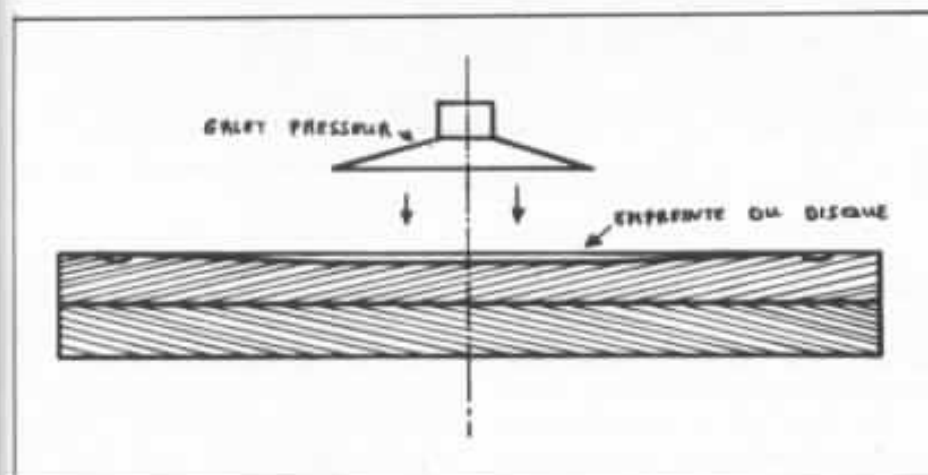


Fig. 5 : Schéma du plateau. Noter :
 - La forme de l'empreinte du disque
 - Le système de serrage du disque
 - Les deux plateaux collés.

- Un collecteur en métal précieux formé de 9 segments et de balais plaqués argent

- Un rendement élevé

- Une construction commutateur/balais et des paliers autolubrifiants qui garantissent une longue durée de vie, un fonctionnement régulier et un faible niveau de bruit.

Les deux moteurs sont alimentés par une électronique réglable qui permet d'obtenir toutes les vitesses désirées.

Le plateau

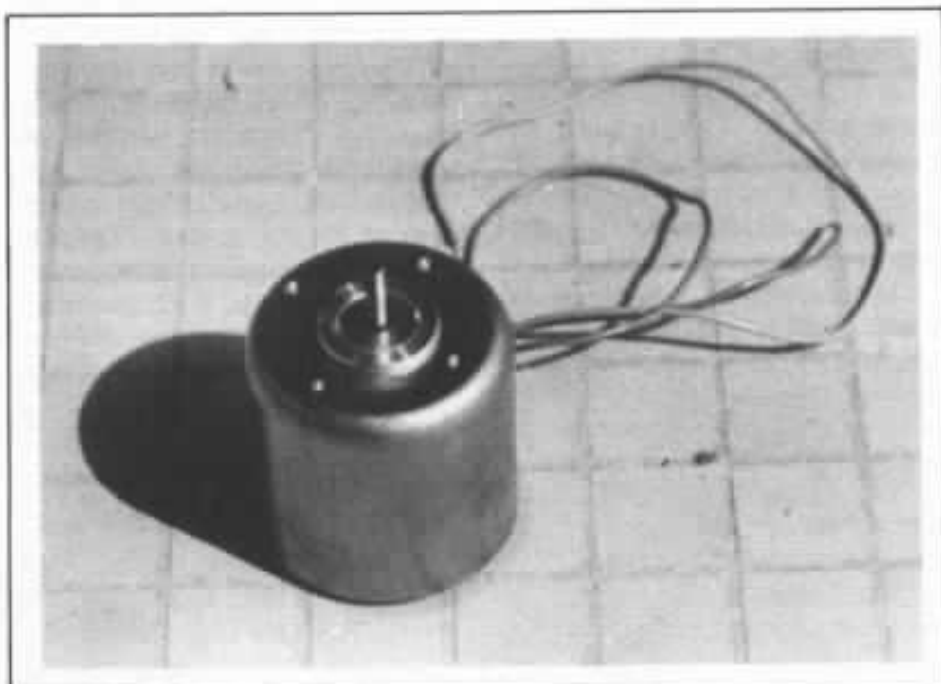
Le plateau est décollé sur un tour avec grande précision pour être équilibré d'origine. Ce plateau est en fait composé de deux plateaux qui sont collés. Ce montage permet d'absorber toutes vibrations néfastes. En effet en

passant du premier plateau au second la propagation est fortement atténuée. Tout mouvement en dehors du plan de plateau crée une contrainte opposée par cisaillement. Le Q du système est très largement réduit ce qui permet un amortissement très efficace.

Le plateau possède un son très mat et très bref. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un couvre-plateau, bien au contraire, le disque est posé directement sur le plateau supérieur. Afin d'obtenir un mariage intime ce plateau est usiné pour avoir l'empreinte du disque, ce profil permet à chaque point du disque d'être en contact avec le plateau, le fait de tapoter du doigt sur le vinyl est très significatif. Voir figure 5

Le pivot.

Le pivot du plateau est composé d'un carter, d'un axe, de deux roulements, et d'un système de rattrapage de jeu. Nous ne reviendrons pas sur la nécessité d'avoir aucun jeu sur une platine tourne disque, pour cela il suffit de se rappeler que 1 kHz gravé à moins 40 dB correspond à 0,8 μm . Le moindre jeu, et, toute la précision, tous les détails fins disparaissent. Le



L'un des moteurs

système d'axe tournant dans un bain d'huile n'a donc pu être retenu. Nous préciserons que la rotation du plateau est bien trop lente pour que le bain d'huile contenu dans le pivot permette de former un film hydrodynamique venant compenser le jeu. La solution finale sera donc celle utilisée dans le bras. Soit des roulements à billes avec une compensation de jeu intégrée. Il s'agit de roulement conique fabriqués en Suisse, ils sont de qualité aviation et appairés. Lorsqu'ils sont lubrifiés aucune friction n'est sensible lorsqu'on les actionne. Leurs prix sont prohibitifs et ils sont très difficile à se procurer. L'extrémité supérieure de l'axe est filetée afin de pouvoir visser un galet presseur sur le disque.

Le châssis

Le châssis (ou contre-platine suspendue) est réalisé en structure sandwich. Les pièces sont formées de plusieurs feuilles de dural contrecollées. Ceci permet d'obtenir une rigidité maximum. Les points d'attache à la suspension sont surélevés. Comme le plateau le châssis possède un son mat et amorti.

La suspension.

La suspension est assurée par quatre ressorts d'un diamètre de 45 mm et d'une hauteur de 90 mm. Afin d'obtenir une bonne suspension les exigences théoriques sont les suivantes.

- Un centre de gravité à la même hauteur que le centre des ressorts.

- Des ressorts aussi éloignés que possible et équidistants du centre de gravité de la platine.

- Un diamètre de ressort de même dimension que la hauteur une fois le ressort chargé.

- Une forme cylindrique de ressort et non de cloche, en effet seule la forme cylindrique permet un amortissement dans tous les sens si les points qui viennent



Vue du plateau. On remarquera l'usinage

d'être cités sont respectés, un ressort en forme de cloche ne permet pas un amortissement dans ce plan horizontal.

- La raideur horizontale des ressorts doit être au moins aussi élevée que la raideur verticale.

Dans une platine à contre-platine suspendue par trois points, les trois ressorts travaillent sous des déflexions et des angles différents. En effet dans ce cas les masses ne sont pas réparties d'une façon équilibrée car seul l'ajustement vertical compte. Mais le cas d'une platine suspendue par quatre points et dont les pièces sont réparties d'une façon équilibrée autour de l'axe de rotation, il est possible, et seulement dans ce cas, d'obtenir un système ayant un comportement dynamique cohérent.

Le socle

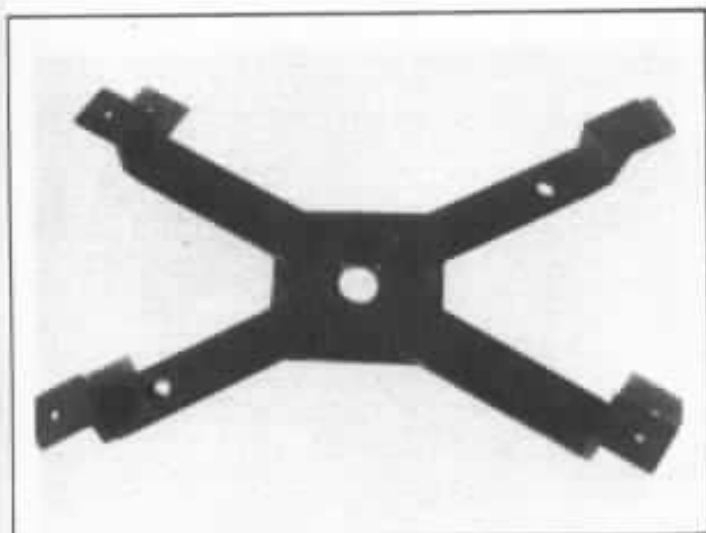
Il existe plusieurs méthodes pour confectionner un socle de qualité. Un bon socle doit être massif, être peu sujet aux vibrations, aux excitations acoustiques émises par les haut-parleurs, ne pas avoir de cavité

qui sont susceptibles de rentrer en résonances. Les matériaux peuvent être soit du béton, soit du granit, soit un ensemble sandwich réalisé en plusieurs couches d'aggloméré de 10 mm d'épaisseur. Afin de pouvoir effectuer de nombreux essais nous avons choisi l'aggloméré soit 10 feuilles contre-collées de grande dimensions.

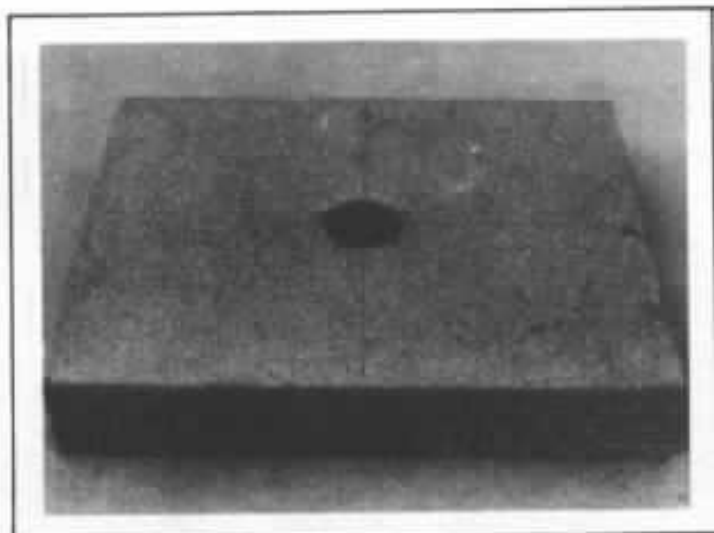
Le son procuré en tapotant le socle du doigt est mat et amorti. Ce socle est ensuite plaqué de bois naturel. Dans le cas d'une installation fixe il est préférable de réaliser le socle en béton.

L'électronique

Le circuit de régulation d'alimentation est réalisé par un régulateur de tension hybride Sanken, le SI-3580 M. Le SI-3580 M possède une tension de sortie réglable consistant en un circuit monolithique avec puces de transistors de puissance intégrée. Le régulateur fournit 1,5A en sortie ce qui est largement suffisant. La tension d'entrée peut être comprise entre 9 volts mini et 40 maxi. Il suffit d'adjoindre



Le châssis en contre-platine



Le socle réalisé à partir de plaques d'aggloméré

au circuit 2 résistances, deux condensateurs et un potentiomètre pour obtenir un montage opérationnel. Dans notre cas, nous avons compliqué le circuit et utilisé trois potentiomètres et un sélecteur afin d'avoir un réglage fin pour 33,33 tours minutes, un second pour 45 tours et un troisième pour une vitesse réglable de 0 à 30 tours minutes. Cet ensemble électronique est placé avec le transformateur et le pont redresseur dans un boîtier en aluminium séparé de la platine afin d'éviter tout rayonnement vers la cellule.

Le collage.

Nous avons vu que le plateau était réalisé en deux parties collées et le châssis en structure sandwich également collée. Afin d'obtenir un collage parfait la colle devra adhérer très franche-

ment sur le dural. Afin d'obtenir un joint élastique entre les différents maillons la colle devra présenter une haute hystérésis. La colle devra donc avoir les qualités adhésives de l'araldite et les propriétés élastiques de la néoprène. Après de nombreuses recherches nous avons trouvé une colle à utiliser avec activateur qui possède des qualités bien supérieures à celles escomptées. En effet le pouvoir adhésif est supérieur à l'araldite et l'élasticité supérieure à la néoprène. Son seul défaut est un prix élevé : plusieurs centaines de francs du kilo par grande quantité au barème industriel.

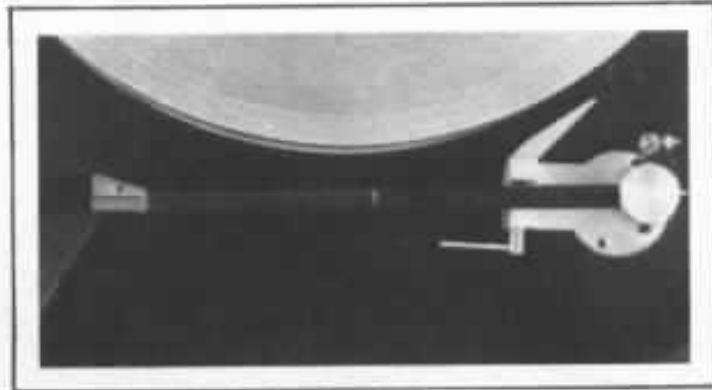
Il peut sembler étrange de continuer de nombreuses recherches sur les platines tourne-disques à lecture mécanique alors que le disque digital sera prochainement commercialisé. Nous pensons que le disque conventionnel

a devant lui encore de nombreuses années. Le lecteur digital n'est pas encore au stade d'une fabrication industrielle. Le choix des œuvres sera très limité pendant longtemps. Un récent sondage effectué auprès des futurs fabricants de vidéo-disque et des éditeurs permet de penser qu'il se passera dix années à partir de la commercialisation de ce nouveau support pour que le vidéo-disque ait totalement supplanté le disque que nous connaissons aujourd'hui.

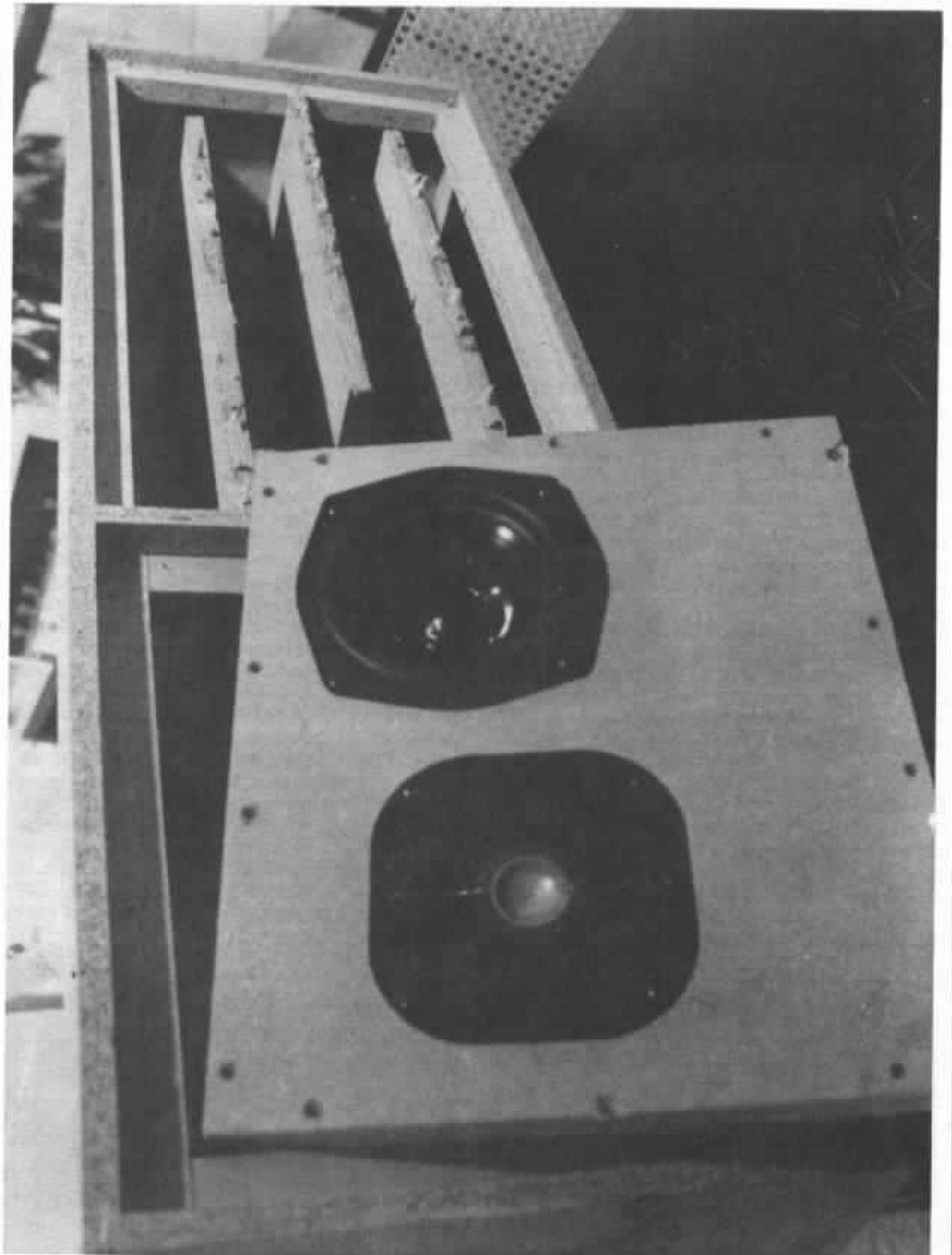
Dans le prochain numéro de l'Audiophile, nous traiterons du comportement dynamique du bras associé à la présente platine grâce à une étude réalisée à l'aide d'un stroboscope et d'un rayon laser. Nous verrons comment, grâce à l'interférométrie laser se comporte un élément mécanique soumis à de nombreuses contraintes.



Vue de la platine



Vue de détail de la fixation du bras



L'enceinte daline

2^e partie

Jacques Mahul

Suite à l'article paru dans le numéro 16 de l'Audiophile, décrivant une réalisation originale surnommée daline (decoupled antiresonant line), de nombreux lecteurs intéressés par les capacités étonnantes d'une telle charge ont réalisés cet ensemble, ou sont sur le point de le faire. Malheureusement quelques erreurs de côtes se sont malencontreusement glissées dans les plans, plongeant ainsi ces amateurs dans la plus grande perplexité. Aussi nous en profitons pour reprendre l'étude plus en profondeur et pour vous faire bénéficier des ultimes améliorations.

A l'origine cette enceinte plutôt large et peu profonde dont les entrailles sont faites d'une cavité et d'un labyrinthe n'était équipée que d'un simple 13 cm. Ce dernier était le 5N401-DB de Focal à double bobine et à membrane Neoflex. Il était accompagné d'un tweeter Audax à dôme référence HD 9x8D25 standard, 8 éléments de filtrage venaient compléter l'ensemble, le tweeter étant coupé à 18 dB/octave, le boomer à 2 fois 6 dB/octave, une compensation d'impédance apparaissant sur le deuxième bobine.

Pourquoi avoir choisi un double bobine ? Tout simplement

pour pouvoir disposer d'un réglage supplémentaire dans le grave et le bas médium et ainsi mieux adapter encoeur le haut-parleur à cette charge si particulière.

L'ensemble descendait magnifiquement dans le grave, on appréciait cette clarté propre aux petits diamètres et le 5N401-DB montrait ses qualités de neutralité et d'accélération.

Suite à de nombreuses écoutes et comparaisons quelques remaniements se sont avérés nécessaires au niveau des haut-parleurs et du filtrage pour accroître encore la précision, la clarté et la dynamique. En effet si le 5N401-

DB donnait toute satisfaction tant en performances dans le grave qu'en qualité de timbres, il souffrait d'une tenue mécanique un peu faible dans l'infra grave, dans ce type de charge. L'équipage mobile était soumis à des déplacements redoutables pour la fiabilité au delà de 30 watts dès que le niveau de grave devenait abondant. N'oublions pas que le système est susceptible de reproduire une fréquence aussi basse que 0,7 fois la résonance du haut-parleur grave (en l'occurrence 35 Hz pour le 5N401-DB) c'est-à-dire 24,5 Hz. La saturation mécanique était un peu rapide.

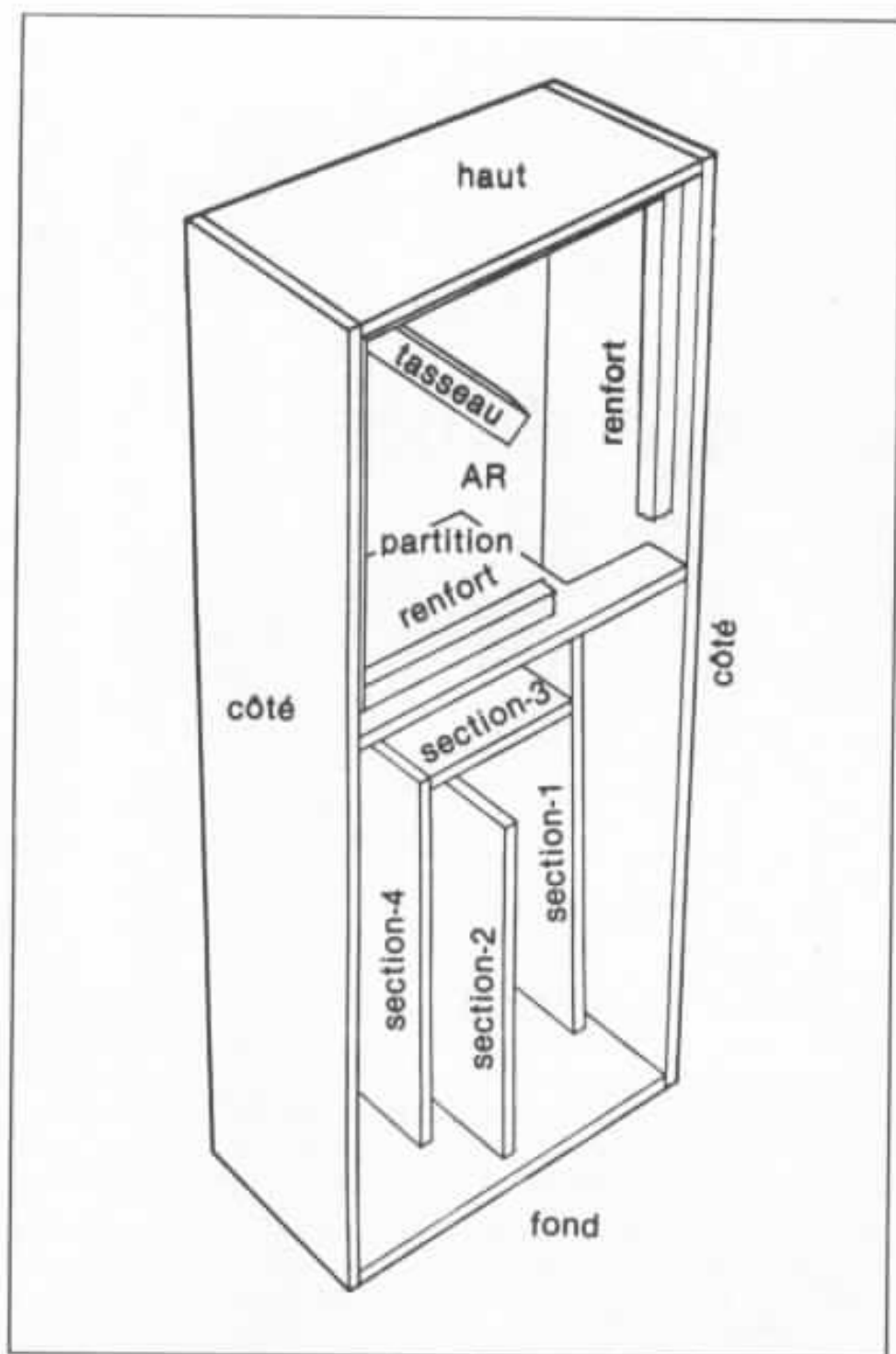


Fig. 1 : Schéma de principe.

De plus ces qualités de clarté, de dynamique et de précision associées à une bande étendue dans l'extrême grave étaient en partie troublées par un raccordement un peu délicat avec un dôme classique. Il était nécessaire de couper à 18 dB/octave le tweeter mais il est évident que ce type de filtrage s'avérera moins bon qu'un 6 dB/octave associé à

un tweeter à plus grande dynamique et qui ne soit pas un dôme. Il fallait gagner encore en clarté et précision.

Cette nouvelle version optimisée est charpentée autour de la même charge mais est animée par un nouveau 13 cm Focal à double bobine toujours à membrane Neoflex le 5N402-DB et par le nouveau tweeter T120FC

qui n'est pas un dôme mais pas un cône véritable non plus mais plutôt un hybride des deux. L'ensemble trouve sa cohérence assurée par une grosse self à air de 3 mH, un condensateur de 2,2 uF et deux résistances. Suprême simplicité pour une vraie 3 voies ! Nous sommes en présence d'un reproducteur de haut niveau où tout a été mis en œuvre pour respecter les accélérations et garantir l'amortissement idéal tant dans le grave que dans le médium-aigu. Les amateurs de spectaculaire seront en partie déçus : l'enceinte n'ajoute rien à l'original, possède une reproduction très « électrostatique » et légère, ni grave résonnant ni aigu cinglant. La tenue en puissance est de l'ordre de 40 watts dans ce type de charge. Les qualités de régularité et d'amortissement des résonances des deux haut-parleurs ont permis de faire un filtrage ultra simple éliminant les rotations de phase et garantissant la cohérence du message.

Le Daline

Rappelons succinctement le principe du Daline. Le Daline est une ligne acoustique ou labyrinthe précédée d'une cavité. Celle-ci joue le rôle de filtre passe-bas entre le haut-parleur et la ligne et évite ainsi la radiation des fréquences médiales dans le tuyau, sources de colorations marquées comme on a pu le rencontrer dans de nombreux systèmes à ligne acoustique TLS ou autres.

Ces colorations étaient en partie atténuées dans les systèmes usuels à couplage direct par l'emploi d'absorbants judicieusement disposés aux endroits critiques de la ligne. Mais ces absorbants avaient pour conséquence d'accroître les pertes dans l'extrême grave et de réduire l'efficacité de la ligne. Aussi il s'avérait indispensable de découpler le haut-parleur de sa ligne dans les fréquences consi-

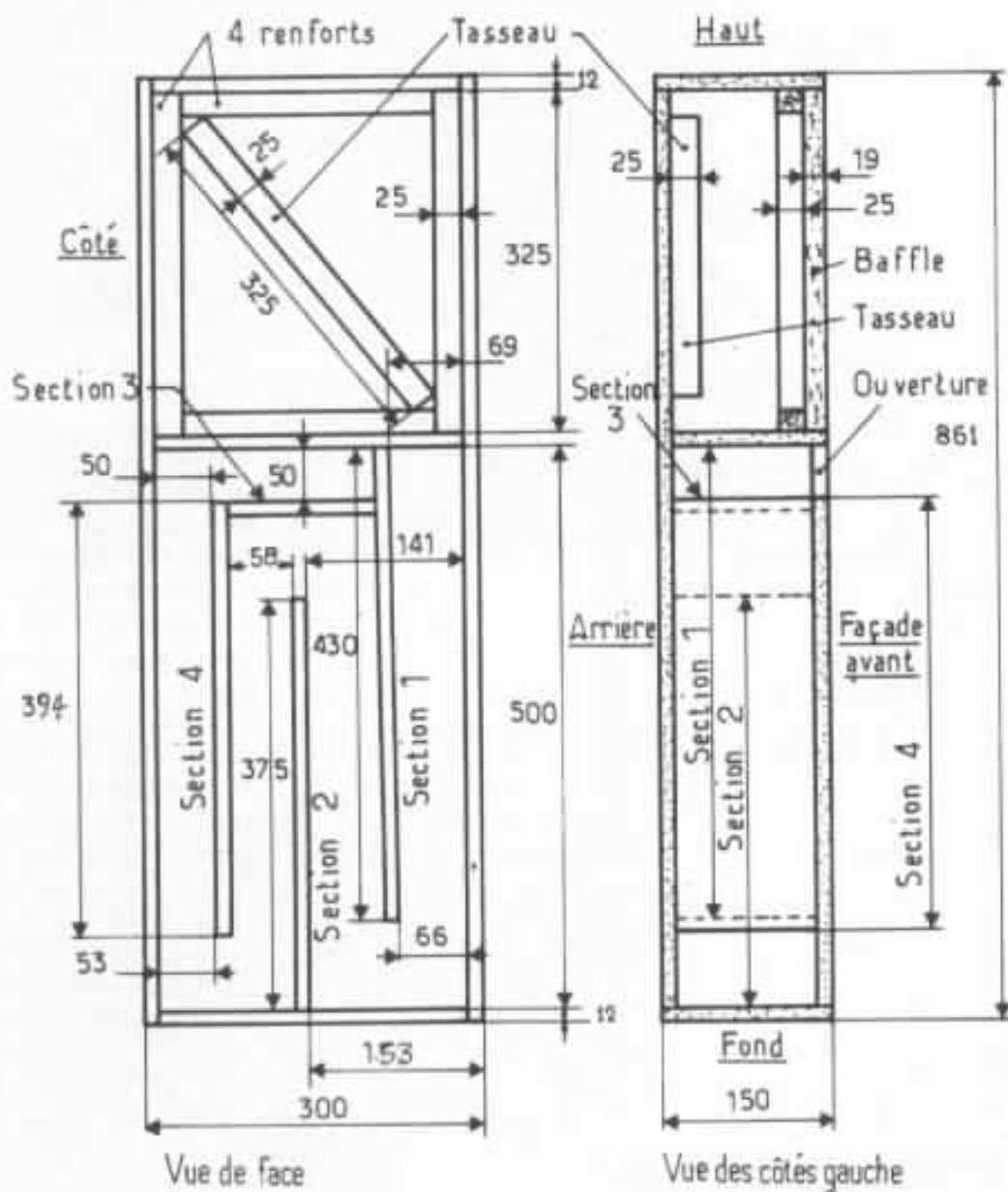


Fig. 2 : Détails de construction.

dérées comme dangereuses c'est-à-dire au dessus de la zone d'anti-résonance. La cavité agit comme un résonateur de Helmholtz. Aux fréquences situées au dessous de l'antirésonance, le tuyau offre une haute impédance à la cavité ; celle-ci présentant une impédance plus basse au cône, la radiation est alors absorbée uniquement par la

cavité. Quand la fréquence descend le cône est progressivement couplé au tuyau. Cavité et tuyau sont légèrement amortis par de la mousse acoustique de faible épaisseur 10 mm pour le tuyau 15 à 20 mm pour la cavité.

L'avantage essentiel qui se dégage du Daline est sa meilleure adaptation du médium aux qualités évidentes du grave. Le regis-

tre médium ne sera pas entaché par le grave, on peut faire varier les paramètres du tuyau sans toucher à la reproduction du bas-médium et du médium.

Le tuyau possède une légère conicité négative pour mieux éliminer le résidu de résonance. Dans la zone d'antirésonance la surface de rayonnement effective s'accroît de 5 à 6 fois. Il est pos-

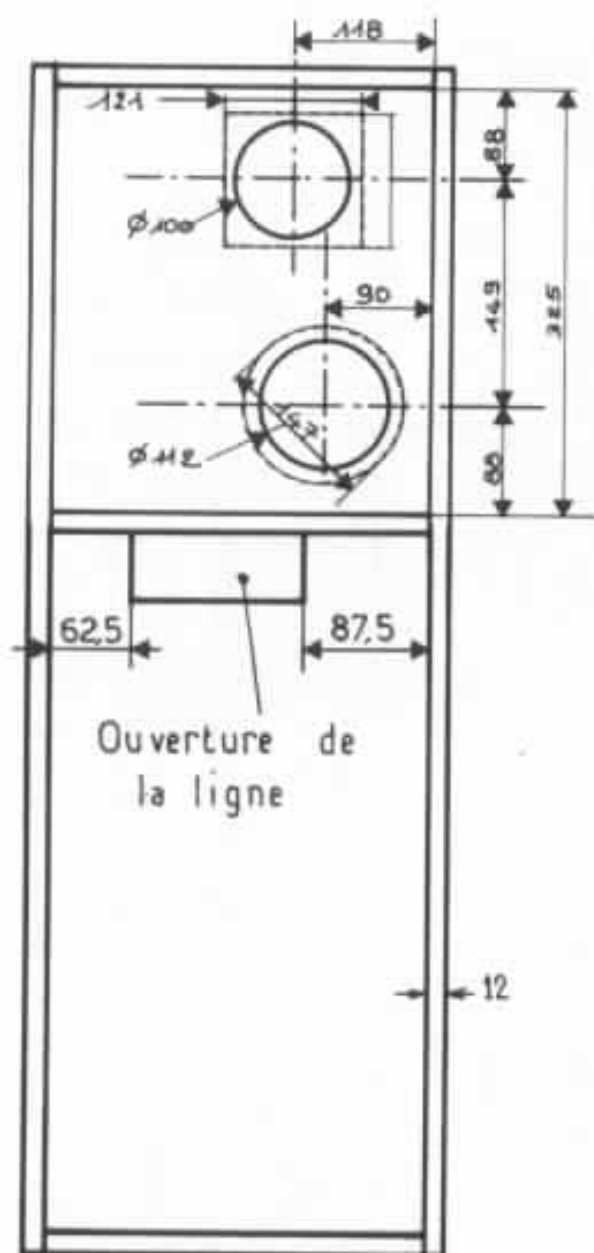


Fig. 3 : Positionnement relatif des haut-parleurs.

sible de descendre plus bas que la fréquence de résonance du haut-parleur de grave, aux environs de 0,7 fois cette dernière. Les meilleurs résultats sont généralement obtenus dans cette charge avec des haut-parleurs de petites dimensions mais il est possible de l'étendre à un 17 cm ou à un 20 cm, le principe reste le même.

Le Daline exploite parfaite-

ment l'antirésonance d'un tuyau accordé pour une extension de la bande passante dans les basses fréquences mais sans que le bas médium n'en souffre et cela grâce à la cavité de filtrage.

Un pas en avant :
le Daline + la double bobine
 Conjuguer le daline à un petit

haut-parleur à double bobine à la fois très souple et à haut pouvoir d'accélération est une solution plus élégante, plus sophistiquée mais aussi beaucoup plus simple. C'est un magnifique moyen d'intervention que nous nous offrons dans le bas médium. Nous pouvons modeler la réponse pour mieux la linéariser.

L'influence du type de charge et de la géométrie du volume est considérable sur la zone du bas-médium. Les résultats seront très différents pour un même haut-parleur selon que la charge est close ou bass reflex, selon la profondeur de l'enceinte, selon l'amortissement interne. Des surtensions plus ou moins importantes sont créées dans le grave et qui auront pour contrepartie des creux plus ou moins accusés dans le bas médium. Une charge peu profonde gonflera systématiquement le registre bas médium tout comme une charge close comparée à son homologue bass reflex. Aussi il est possible en jouant sur la deuxième bobine de compenser certains manques dans une zone étroite plutôt que de devoir raboter toute une large zone pour s'aligner sur la partie la plus basse. Le bilan énergétique plaide en la faveur de la double bobine.

Revenons rapidement sur le principe de la double bobine qui est très simple. les deux bobines du haut-parleur travaillent dans un registre commun : l'extrême grave ; mais si l'une d'elles est coupée très bas généralement à 6 dB/octave pour éviter les rotations de phase et ne fonctionne pas au delà de 400 à 500 Hz, l'autre se charge seule de reproduire le médium. La transition est douce, la mise en phase idéale, le couplage se faisant sur une seule et même membrane. Pourquoi deux bobines plutôt qu'une seule d'impédance moitié ?



Fig. 4 : Le SN 402-DB. possède quatre connexions de par sa technologie double bobine.

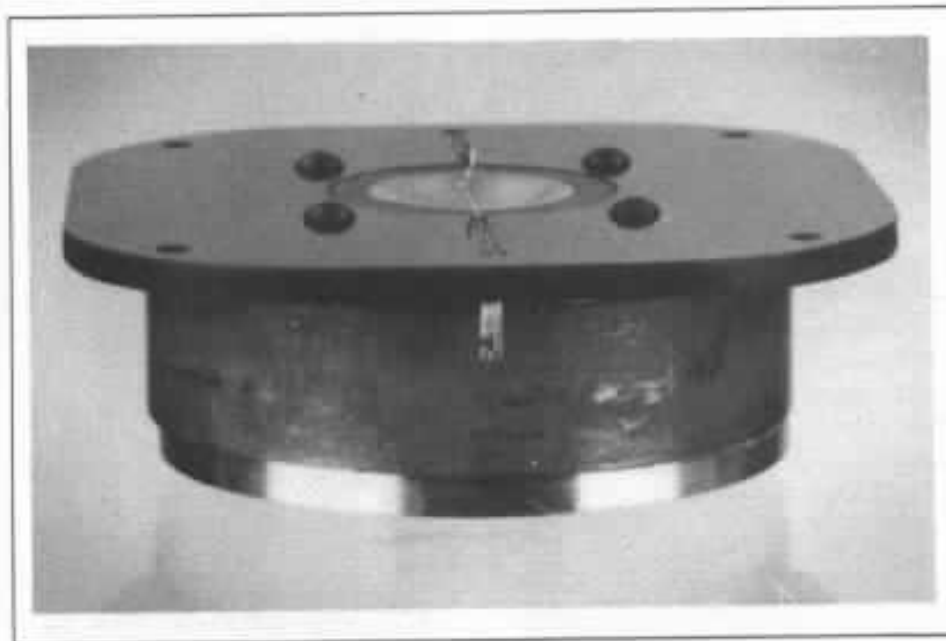


Fig. 5 : Vue du tweeter. Remarquer son imposant moteur et la forme très particulière de sa membrane.

Un haut-parleur à simple bobine de faible diamètre 13, 17 cm ou 20 cm n'est en général pas linéaire, à moins que sa bobine soit très lourde ce qui dans ce cas amène une distorsion élevée. Donc un tel haut-parleur reproduira le spectre qui lui est imparti avec une énergie croissante, son niveau dans le médium est en général considéra-

blement plus élevé. L'énergie minimale se situe dans le bas médium, aussi pour linéariser l'ensemble, il faut s'aligner sur le point le plus bas et raboter tout le spectre au delà de 400 Hz par exemple. Cette opération délicate s'effectue à l'aide de filtres complexes, le résultat obtenu se traduit par un rendement très faible, de sérieuses rotations de

phase conséquence de la multiplicité des composants et un amortissement mauvais dû à des selfs de forte valeur, donc résistantes.

Aussi, est-il plus simple de compenser ce manque d'énergie dans cette petite partie du spectre plutôt que de freiner le haut-parleur sur les 3/4 de son registre. C'est ainsi qu'est né le haut-parleur à double bobine et surtout son utilisation nouvelle. Il permet de compenser à volonté tant en niveau qu'en largeur de bande l'insuffisance des haut-parleurs à simple bobine dans la partie grave-bas médium. La deuxième bobine permet une parfaite linéarisation et au prix d'un filtrage ultra-simple, sans doute avec moins d'éléments qu'il n'en serait nécessaire par le même système à simple bobine. Les rotations de phase sont ainsi réduites et le rendement sera maximal compte tenu des matériaux utilisés.

Un filtrage à 6 dB/octave suffit généralement à réaliser les meilleures performances. La mise en phase est meilleure et le rendement maximal.

La charge du Daline, de par sa cavité peu profonde, aura tendance à gonfler légèrement le bas-médium. De la sorte nous travaillons au niveau maximal et la deuxième bobine peut se permettre de filer jusqu'à sa propre coupure naturelle, si la réponse du haut-parleur le permet et c'est le cas du 5N402-DB. La première bobine est filtrée par une self à air de 3 mH réalisée dans du fil de 12,5/10 mm. La deuxième bobine non filtrée est en parallèle. La courbe de réponse reste très linéaire jusqu'à 5 000 Hz fréquence où la coupure en pente douce voisine de 6 dB/octave intervient. Le même haut-parleur monté dans une petite enceinte bass reflex de 8 litres environ telle que la JM Lab DB13 demanderait une self de 1,45 mH sur la deuxième bobine pour assurer la linéarité

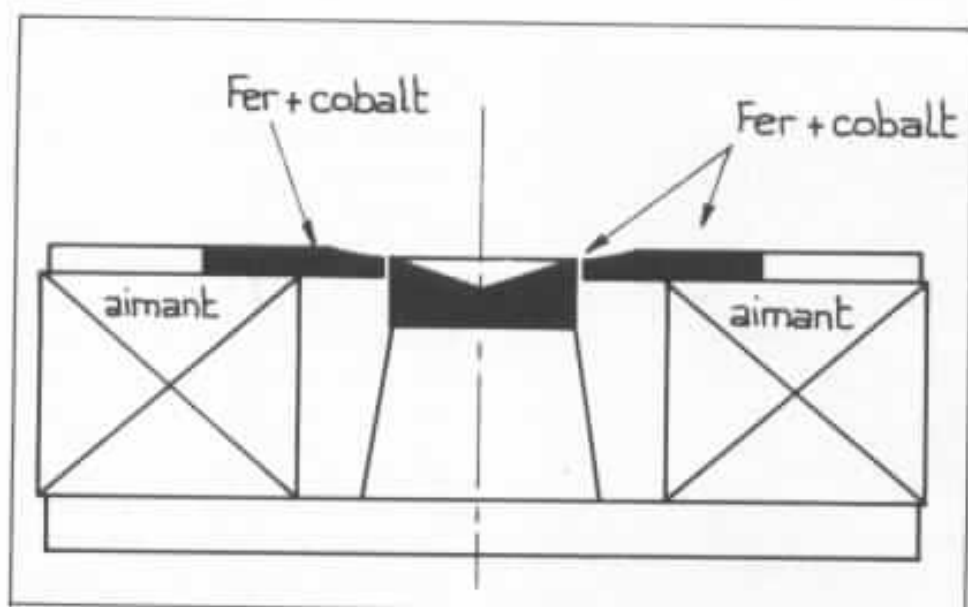


Fig. 6 : Vue en coupe du moteur du T120FC

et s'aligner sur le bas médium et le grave.

Ici le grave est à la fois étendu et à un bon niveau, le bas médium ne se trouve pas creusé c'est ainsi que le rendement est maximal et le filtrage minimal.

Les haut-parleurs

Le 5N402-DB ne diffère du 5N401-DB que par une fréquence de résonance plus élevée 43 Hz au lieu de 35 Hz et une compliance plus faible $1,38 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$ contre $1,70 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$. La tenue mécanique est supérieure pour le premier mais les performances dans le grave sont globalement meilleures pour le second en théorie, c'est ainsi que dans certains types de volume le 5N401-DB conviendra beaucoup mieux.

Le 5N402-DB à priori moins performant donnera cependant de meilleurs résultats dans le domaine grave pour notre charge Daline.

La membrane est toujours en Neoflex, matériau qui conjugue neutralité et rendement, la suspension est en un hybride de PVC et de Néoprène, très neutre spécialement dans le registre médium. Le moteur est animé par un aimant de 100 mm ce qui

est généreux pour un 130 mm. La surface de membrane est de $0,0090 \text{ m}^2$, le champ magnétique de 11 200 gauss et le volume de l'entrefer qui loge les deux bobines concentriques de 799 mm^3 . Les bobines ont un seul et même support en Nomex, garantie d'une excellente tenue thermique jusqu'à 200° C . De plus ce matériau isolant ne conduira pas la chaleur à l'embouchure de la membrane en Neoflex pour la déformer ou la faire fondre comme pourrait le faire un support aluminium. Enfin le saladier très rigide et antirésonnant est constitué d'une tôle d'acier très épaisse de 1 mm d'épaisseur.

Le cône Neoflex est traité en plastiflex alors que le cache noyau est recouvert de plusieurs couches de matériaux différents pour mieux absorber les résonances dans le haut-médium.

Le tweeter T120FC possède la particularité d'être animé par un moteur ultra puissant (l'aimant seul fait presque 1 kg) dont les pièces polaires sont en un alliage de cobalt et de fer. les pentes respectives de chacun sont pratiquement égales. Seuls le sommet du noyau et la partie interne de la plaque de champ sont constitués de cet alliage pour une simple raison magnétique en effet la

saturation magnétique n'intervient que proche de l'entrefer. En effet sur la plaque de champ à épaisseur égale la surface de passage du champ magnétique diminue au fur et à mesure qu'on s'approche du centre. Si on prévoit une épaisseur suffisante pour pouvoir se passer d'un alliage de ce type sur une bonne moitié de la plaque de champ il faut par contre faire appel à un alliage à base de cobalt pour concentrer le flux sans jamais atteindre le seuil de la saturation dans la deuxième moitié. Même chose pour le noyau, l'embase de forme conique est en fer doux et est surmontée d'une calotte de 7 mm d'épaisseur en ferrocobalt, creusée en son centre pour épouser la forme inversée de la membrane.



Fig. 7 : Détail de la construction.

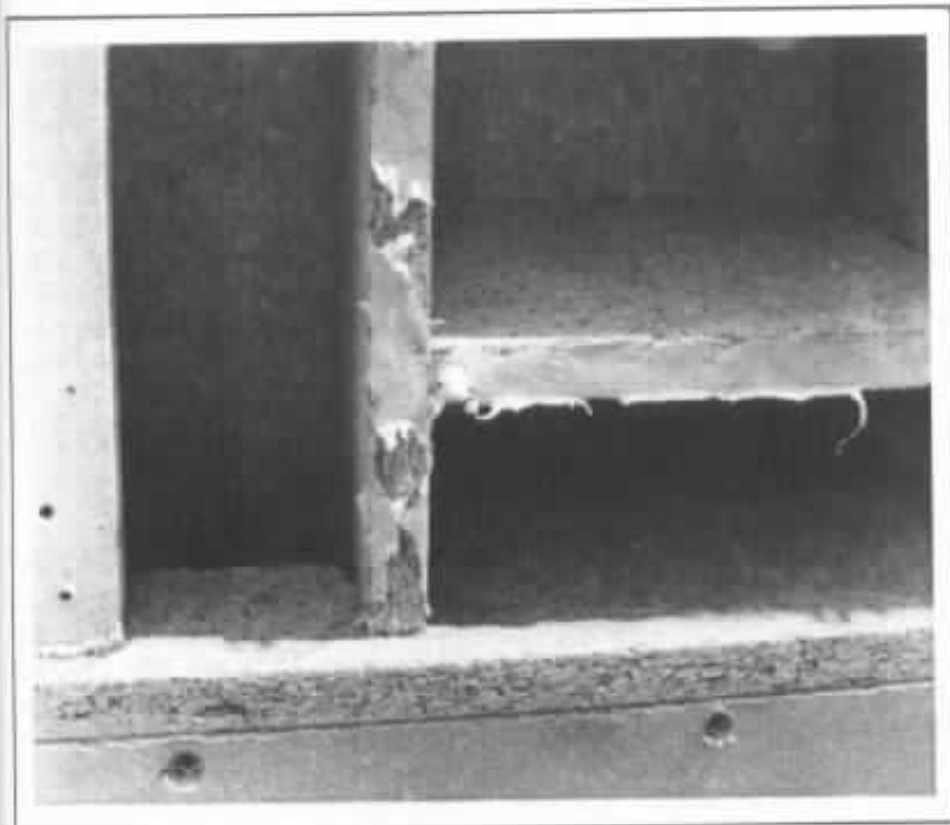


Fig. 7 bis : Détail des assemblages.

L'alliage à 50 % de cobalt possède un seuil de saturation de 24 000 gauss ce qui est nettement supérieur aux 17 000 gauss du classique fer doux à 0,1 % de carbone. Cependant on n'atteindra pas les 24 000 gauss car des fuites importantes apparaissent à tous les niveaux. Des variations importantes peuvent apparaître d'un modèle à l'autre suivant l'usinage et le collage des pièces.

On se contente de se trouver dans la fourchette de 20 000 à 22 000 gauss ce qui est déjà étonnant.

La membrane du T120FC qui a la forme d'une calotte inversée, est en fibre de verre tissée, elle est enduite d'un vernis cuit à 180° C. Cette calotte est reliée à une suspension mousse plate évitant toute réflexion. Cet anneau de mousse est lui même enduit sur sa face interne pour éviter toute distorsion.

La bobine de 20 mm bobinée sur un support aluminium ultra léger de 3/100 mm d'épaisseur prend appui sur la partie centrale de la calotte et non pas sur l'exté-

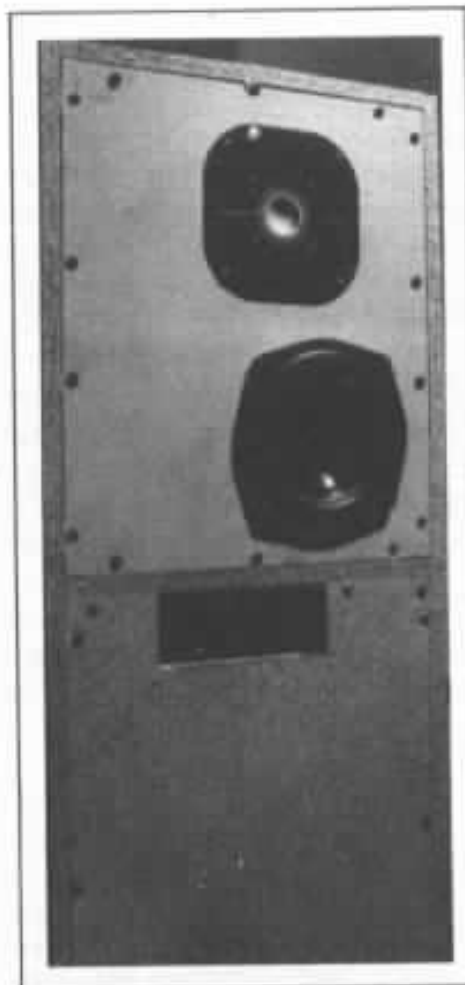


Fig. 8 : L'enceinte terminée, le tweeter est encastré au ras de la face avant.

rieur comme le ferait un dôme. Même si la membrane est monobloc ce système est à rapprocher dans sa conception d'un mini cône. Il possède ainsi les qualités de certains tweeters à cône à savoir la dynamique et l'amortissement tout en ayant une dimension très faible voisine de celle d'un dôme ce qui entraîne une excellente dispersion spatiale. On conjugue les avantages des deux systèmes.

Le champ très élevé aura pour effet d'absorber presque totalement la résonance fondamentale située par ailleurs très bas, vers 800 Hz. Ce même champ magnétique aura aussi pour effet de procurer une réponse très étendue dans l'extrême aigu et une courbe ascendante dans ce domaine.

La réponse globale est ainsi très arrondie, sans résonance, parfaitement adaptée au 6 dB/octave si la tenue en puissance le permettait. Dans le cas qui nous intéresse le tweeter possède 5 dB de trop en rendement comparé au 5N402-DB. Il est nécessaire de placer un pont diviseur pour chuter ce rendement. De plus le T120FC tient 10 watts en continu et il est nécessaire de la couper vers 5 000 Hz. Cela étant, une coupure à 6 dB/octave paraît possible sans devoir faire appel à des artifices du genre ferrofluide, générateur de poids et de frottement, limitant la réponse dans l'extrême aigu.

La construction

Contrairement aux apparences la construction de l'enceinte est relativement simple. Aucun décalage ou pan incliné ne sont prévus. Seules les quatre cloisons constituant le tuyau doivent être ajustées avec précision de façon à assurer la conicité négative.

Le bois utilisé est de l'aggloméré de 12 mm pour le cadre de la boîte comme pour les parois internes. Seule la façade supé-

rieure qui supporte les deux haut-parleurs est prévue en 19 mm pour améliorer la rigidité. D'une part les poids des haut-parleurs sont respectivement de 1,45 kg et 1,35 kg, ce qui est important. D'autre part l'épaisseur de la façade est entamée de 6 mm pour procéder au lamage nécessaire à l'encastrement du tweeter : 5 mm pour la façade avant en altuglass et 1 mm pour le joint d'isolation. Le joint pourra être du mastic du type Bostik. La façade avant du tweeter a fait l'objet d'une recherche importante, en effet certaines façades en aluminium ou en plastic fin transmettent les vibrations et sont des sources de distorsion. L'altuglass en forte épaisseur donne des résultats excellents sur le plan de l'absorption vibratoire et de la neutralité. L'altuglass est taillé dans des plaques de 5 mm et n'est pas injecté, de la sorte la densité est supérieure.

Il est absolument nécessaire d'encaster le tweeter pour de pures raisons acoustiques, ne pas le faire reviendrait paradoxalement à créer des réflexions même si le milieu rencontré est l'air. N'oublions pas que la membrane est inversée et que rien ne

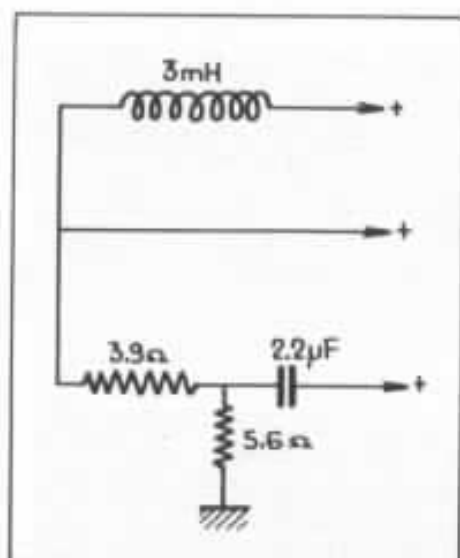


Fig. 9 : Schéma du filtre. On peut difficilement faire plus simple.

dépasse de la façade. Le boomer peut ne pas être encasté, une simple découpe suffit. Ne pas oublier d'isoler celui-ci de la face avant avec le même mastic.

Malgré la faible épaisseur du bois la rigidité de l'ensemble est garantie par les multiples parois du tuyau et le tasseau du fond de la cavité.

Dans un premier temps il faudra assembler le cadre et le fond en 12 mm. Disposer ensuite la paroi de séparation de la cavité et du tuyau, placer ensuite les

éléments du tuyau, coller enfin les tasseaux sur les côtés de la cavité et ainsi que sur le fond.

Coller une plaque de mousse de 20 mm sur le fond de la cavité et des plaques de 10 mm sur une seule des parois de chaque section. C'est-à-dire une face interne sur deux. Complétant la construction en vissant la paroi inférieure, s'assurer de l'étanchéité auparavant et vérifier qu'aucune fuite n'apparaisse d'une section à l'autre.

Positionnement pour l'écoute

Orienter les deux enceintes légèrement vers la zone d'écoute d'environ 15°. Ne pas éloigner démesurément les enceintes l'une de l'autre : 2,5 m est largement suffisant. Décoller les enceintes de chacun des murs d'environ 30 cm. S'asseoir pour bénéficier de la meilleure écoute bien que le tweeter soit très peu directif. En effet la forme de la courbe de réponse de ce dernier est la même en dehors de l'axe, seule la fréquence de coupure haute se réduit avec l'accroissement de l'angle. De la sorte la puissance acoustique rayonnée sur une demi-sphère reste remarquablement constante.



La prise de son

2. Les magnétophones

Claude Gendre

Dans le chapitre précédent, paru dans le numéro 19 de l'Audiophile, nous avons passé en revue le matériel nécessaire au preneur de son pour effectuer un enregistrement de très bonne qualité. Mais cette qualité ne pourra évidemment être conservée qu'en utilisant un magnétophone dont les performances apportent le minimum de dégradation au signal audio-fréquence délivré par les microphones. Actuellement, on dispose de deux types d'enregistreurs : les magnétophones à bande standard et les appareils à cassette « compact » (cassettes lancées sur le marché par la Société Philips en 1964). Nous laisserons volontairement de côté les magnétophones à « micro-cassette » et le Nagra SN qui se placent dans des catégories spéciales. Dans un proche avenir, on pourra aussi utiliser les enregistreurs PCM (modulation à impulsions codées) c'est-à-dire de type numérique dont deux prototypes d'appareils destinés au grand public ont été présentés au dernier Festival du Son : le modèle Technics SV-P 100 à vidéo-cassette et le modèle Alpage DA—C 8 000 à cassette compact.*

Bien que ce nouveau système d'enregistrement soit déjà opérationnel à l'échelon des professionnels, il est encore trop tôt, au niveau des amateurs de très haute fidélité, pour en parler en toute connaissance de cause. Nous nous contenterons donc d'étudier les magnétophones analogiques traditionnels.

** D'autres types de cassettes ont vu le jour : les cassettes stéréo 8 pistes, Fidélipack, C 100 Grundig entre autres et plus récemment l'Elcaset Sony. Toutes ont été abandonnées, leurs fabricants s'étant ralliés à la cassette « compact » Philips pour des raisons commerciales.*

Un peu d'histoire :

C'est le danois Valdemar Poulsen qui, le premier, effectua en 1899 un enregistrement des sons par procédé magnétique. Son appareil, baptisé « télégraphe » (fig. 1), utilisait un fil

d'acier de 0,5 mm enroulé en hélice sur un cylindre de 38 cm de longueur et de 12 cm de diamètre qu'un électro-aimant parcourait de droite à gauche comme le diaphragme du phonographe d'Edison suit les sillons



Fig. 1 : Télégraphone de Valdemar Poulsen (1^{re} version).

du cylindre de cire. Cet électro-aimant, excité par un courant provenant d'un appareil téléphonique (micro à charbon) aimantait de façon variable le fil d'acier qui, à l'inverse, donnait naissance à un courant induit dans le bobinage quand l'électro-aimant le parcourait de nouveau. Ce courant induit était dirigé vers un écouteur téléphonique reproduisant l'enregistrement. Afin d'obtenir une plus longue durée, Poulsen abandonna le cylindre pour un ruban d'acier enroulé sur deux bobines puis l'ingénieur danois E.A. Hitten remplaça le ruban par un fil d'acier (brevet n° 9120) qui permettait de changer facilement le programme enregistré.

Malheureusement, le fil d'acier n'était pas le support idéal pour l'enregistrement sonore : impossibilité de faire un montage (en cas de rupture, il fallait faire un nœud...!), rotation du fil sur lui-même, vitesse variable devant la tête magnétique en fonction du remplissage de la bobine réceptrice, usure rapide de celle-ci et, à l'époque, absence de courant d'effacement et de prémagnétisation à haute fréquence dont le principe ne fut

mis au point qu'en octobre 1940 par deux ingénieurs allemands, Walter Weber et Von Braunmühl. Jusque là, on effaçait l'aimantation en envoyant un courant continu dans l'électro-aimant (Poulsen avait déjà expérimenté la polarisation par courant continu en 1903). Néanmoins, des dictaphones à fil

furent utilisés jusqu'à la guerre de 1939-1945 pour la dictée du courrier et l'enregistrement des communications téléphoniques.

En 1928, un technicien allemand, Curt Stille, inventa un enregistreur sur ruban d'acier qui fut perfectionné par l'Anglais Blattner puis par la société Marconi (fig. 2). Cette dernière fabriqua des appareils fonctionnant avec un ruban d'acier de 3 mm de largeur et de 8/10^e d'épaisseur dont les bobines pesaient 20 à 25 kg. La vitesse était assez élevée (1,5 m/s) et, en cas de rupture du ruban, l'effet était dévastateur ! Les dangers d'utilisation de cette machine « Marconi-Stille » n'empêchèrent pas les principales stations de radiodiffusion de s'en équiper. Un exemplaire en état de marche se trouve encore au Conservatoire des Arts et Métiers de Paris.

C'est également en 1928 qu'un allemand, Fritz Pfleumer, inventa la « bande magnétique » (brevet allemand n° 500 900) qui allait donner l'essor à ce système d'enregistrement des sons. Con-

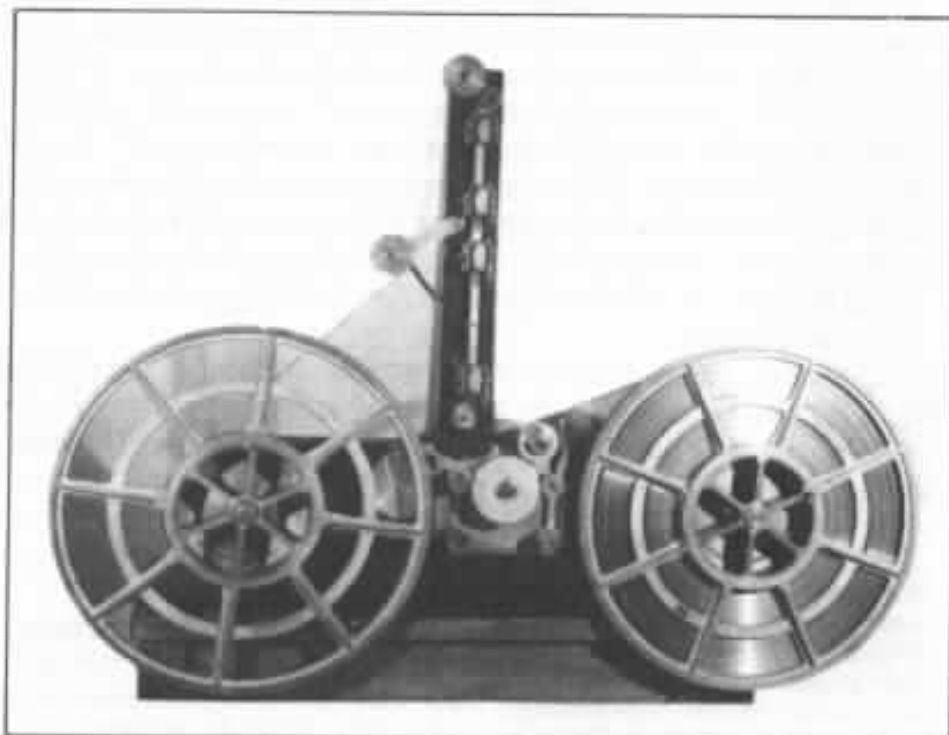


Fig. 2 : Machine Marconi-Stille à ruban d'acier de 3 mm de largeur et de 8/10^e d'épaisseur.

que à l'origine avec du papier « Kraft » recouvert d'une couche d'oxyde de fer gamma Fe_2O_3 , elle fut ensuite fabriquée à partir de matières plastiques : en 1932 avec de l'acétyl-cellulose et du polyvynyle puis après la guerre en polyester et en mylar, ce dernier support n'étant en réalité que la marque déposée par la firme américaine Du Pont de Nemours pour désigner le polyester pré-étiré (afin de réduire l'allongement par traction).

Le mot « magnétophone » vient d'ailleurs du nom du premier appareil utilisant la bande magnétique (et non plus le fil ou le ruban d'acier) construit à la fin de 1935 par la société AEG-Telefunken : le « magnétophon ». Comme pour le frigidaire, terme employé souvent à tort à la place de réfrigérateur, le mot magnétophone est tombé dans le domaine public pour désigner les appareils destinés à enregistrer les sons par procédé magnétique (latin : magnes - grec : phônes).

Grâce à l'amélioration des circuits électroniques, des têtes magnétiques et des oxydes utilisés pour les bandes, les vitesses de défilement assez élevées à l'origine (76 cm/s) ont pu être abaissées à 38, 19, 9,5, 4,75 et même 2,4 cm/s pour des résultats souvent excellents : le magnétophone à cassette « Nakamichi 1000 ZXL » par exemple permet d'obtenir à 4,75 cm/s une courbe de réponse identique à celle d'un magnétophone à bande magnétique standard défilant à 19 cm/s. Néanmoins, quand on veut obtenir une très haute qualité d'enregistrement et de reproduction, il est certain que la cassette « compact » n'est pas la solution idéale pour des raisons de précision mécanique : freinage de la bande par les flasques, irrégularités en début et fin de bande à cause du noyau, différence d'azimutage en raison du déplacement des

têtes magnétiques auxquelles s'ajoutent une faible vitesse de défilement et une faible largeur des pistes diminuant ainsi le rapport signal/bruit de fond.

C'est pourquoi nous laisserons de côté pour l'instant les magnétophones à cassette pour nous attacher uniquement à quelques appareils d'enregistrement à bande standard dont la qualité est unanimement reconnue.

A. LES MAGNÉTOPHONES AUTONOMES :

Le Nagra IV - S

Tous les professionnels du son et les amateurs de haute fidélité

chaise, concours auquel il avait participé comme candidat. Stefan Kudelski avait présenté un reportage effectué sur une piste de ski avec le Nagra en bandoulière. Il était même tombé au cours de la descente, le magnétophone autonome continuant d'enregistrer ses commentaires et ses réflexions ! Il s'agissait du Nagra I, conçu à partir d'un moteur de phonographe Thorens à manivelle avec un amplificateur à lampes miniatures. Stefan Kudelski perfectionna très vite son appareil révolutionnaire qui devint le Nagra II en 1953, toujours à lampes et à moteur mécanique, très recherché à l'époque

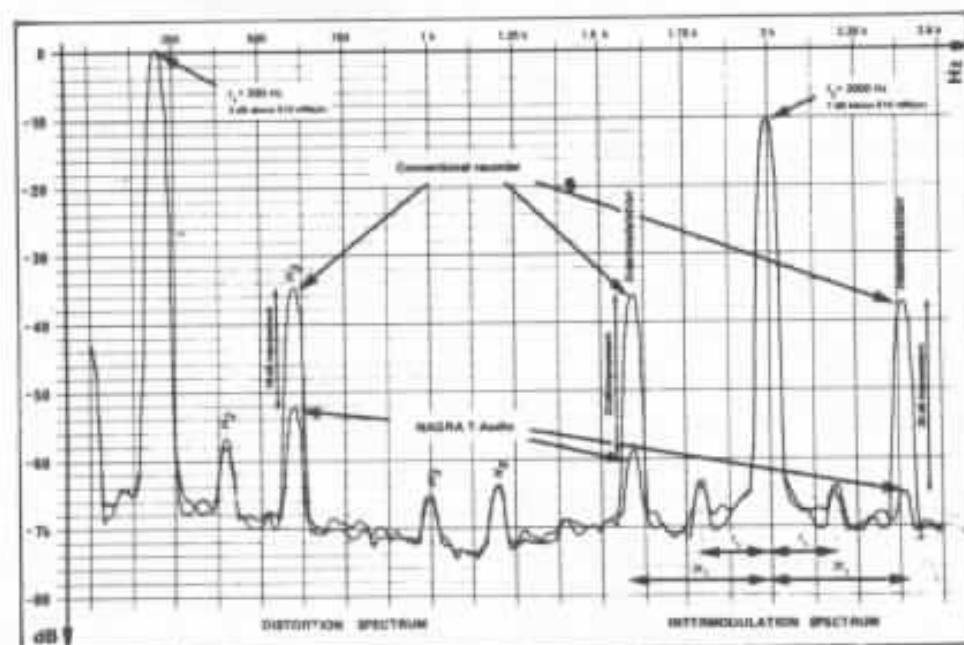


Fig. 3 : Mise en évidence des distorsions par harmoniques (H_2 et H_3) et par intermodulation entre deux fréquences (200 et 2 000 hertz) après enregistrement sur un magnétophone conventionnel et sur le Nagra T audio (document Nagra-Kudelski).

connaissent le « Nagra » (mot qui signifie « enregistrée » en polonais). Son créateur, Stefan Kudelski, né à Varsovie en 1929, se réfugia en Suisse avec sa famille pendant la guerre où il suivit les cours de l'École polytechnique de l'Université de Lausanne. Il présenta son premier appareil en France, en 1952, à l'occasion d'un concours international d'enregistrement sonore créé et organisé par Jean Thévenot pour la Radiodiffusion Fran-

par les reporters des différentes stations de radiodiffusion du monde entier. Jusque là, ces derniers devaient en effet travailler avec un matériel lourd et encombrant. Puis ce fut en 1958, le Nagra III, monophonique pleine piste, transistorisé, avec un moteur électrique à roue phonique pour la régulation dont le principe a été conservé sur le Nagra IV et repris, sous d'autres formes, par de nombreux constructeurs. Enfin, en 1968, le

Nagra IV a remplacé définitivement le Nagra III. Il conserve la même présentation mais avec de nombreuses améliorations permettant d'effectuer des enregistrements dont la qualité dépasse celle des machines de studio. Il est disponible en plusieurs versions dont l'une d'elles est stéréophonique.

Actuellement, la firme Kudelski dont l'usine se trouve à Cheseaux, en Suisse, prépare une machine professionnelle à double cabestan dérivée du « Nagra - Instrumentation » sous la référence « Nagra T -audio ». Elle possèdera des performances exceptionnelles : rapport signal/bruit de 75 dB à 38 cm/s en CCIR ; bloc des têtes interchangeable ; commandes par touches à impulsions ; 4 vitesses dont le 76 cm/s ; pleurage inférieur à 0,025 % à 38 cm/s ; bande passante de 30 à 20 000 Hz à ± 1 dB ; distorsions par harmonique 3 et par intermodulation très faibles (fig. 3) ; vitesses variables de ± 7 % ; tension de la bande contrôlée en permanence par un système à pression qui agit sur un noyau en ferrite se déplaçant dans un bobinage dont le courant asservit le premier cabestan tandis que le deuxième, à droite, tourne à une vitesse constante verrouillée par quartz (cette tension est plus importante que dans un magnétophone conventionnel ce qui diminue le bruit de modulation).

Caractéristiques du Nagra IV-S (fig. 3) :

Magnétophone de dimensions assez réduites : 333 mm de longueur, 242 mm de largeur et 113 mm de hauteur avec le couvercle, d'un poids raisonnable : 6,400 kg avec 12 piles ordinaires et une bande magnétique sur bobine de 13 cm (5,250 kg à vide), il possède trois vitesses de défilement : 38, 19 et 9,5 cm/s avec trois égalisations possibles : NAB, CCIR et Nagra-master.



Fig. 4 : Magnétophone autonome Nagra IV-S avec tête pilote. Cette dernière version est maintenant équipée de volets à bascule protégeant les têtes magnétiques contre un rayonnement parasite.

Cette dernière égalisation est une norme définie par Stefan Kudelski qui améliore le rapport signal/bruit de 4 dB à 38 cm/s mais exige évidemment la lecture sur un Nagra IV-S et demande une certaine expérience car on arrive très vite à la saturation dans les fréquences aiguës. On atteint ainsi 74,5 dB (en mesure pondérée) contre 70,5 dB en NAB ou CCIR. Le Nagra IV-S possède également un circuit spécial anti-distorsion qui permet d'obtenir une distorsion par harmonique 3 ne dépassant pas 1 % et 0,3 % par harmonique 2 au niveau MPL (Maximum peak level) correspondant à + 4 dB par rapport au niveau nominal de 0 dB. Signalons que le niveau de lecture du Nagra IV-S à 0 dB est obtenu avec un flux sur la bande de 510 nWb/m à 38 cm/s, 405 nWb/m à 19 cm/s et 320 nWb/m à 9,5 cm/s.

Comme le Nagra III, le Nagra IV-S possède un seul moteur à courant continu assurant l'entraînement direct de la bande magnétique par son axe qui sert

de cabestan. Une roue phonique crantée (400 dents) solidaire de l'axe du moteur, tourne devant une tête magnétique « tachymétrique » qui détecte le passage des dents et envoie des impulsions mises en forme par le circuit de régulation dont la fréquence et l'amplitude dépendent de la vitesse de rotation du moteur (fig. 5). Une comparaison est effectuée en permanence avec un potentiel fixe de référence et la modification de l'amplitude engendre un signal d'erreur qui sert à contrôler le courant envoyé au moteur par l'intermédiaire d'un transistor ballast, corrigeant ainsi la vitesse de rotation (deux condensateurs servent à mémoriser la valeur des « pics » afin d'éviter une oscillation possible). La stabilité est excellente (0,1 % à toutes les vitesses) et le taux de pleurage et de scintillement est donné pour 0,05 % à 38 cm/s, 0,07 % à 19 cm/s et 0,12 % à 9,5 cm/s (valeurs « crête-crête » pondérées selon la norme DIN 45 507).

L'entraînement des plateaux

des porte-bobines se fait par des courroies à partir du moteur et deux tensiètres placés avant et après le bloc des têtes magnétiques contrôlent en permanence la tension du ruban en agissant sur les embrayages des plateaux.

La partie électronique comprend des préamplificateurs à entrées symétriques sur transformateurs au niveau micro avec une alimentation incorporée pour les modèles électrostatiques. Par commutation, on dispose au choix et sur les deux canaux (prises XLR à trois broches) :

a. d'une entrée pour micros dynamiques avec deux impédances : 50 et 200 ohms (sensibilités : 0,1 mV/microbar et 0,2 mV/microbar).

b. d'une entrée pour micros statiques avec alimentation « fantôme » 12 ou 48 volts (sensibilité : 1 mV/microbar).

c. d'une entrée pour micros statiques avec alimentation parallèle en T de 12 volts (sensibilité : 3 mV/microbar).

La sensibilité des entrées pour microphones à condensateur est diminuée en raison du niveau de sortie élevé de ce type de micros qui risquerait de saturer le premier étage du préampli.

L'entrée « ligne » est une entrée en courant et non en tension : 7,5 microampères avec une impédance de 5 ou 10 kilohms). Un oscillateur incorporé produit un signal composite (fig. 6) de 1,1 kHz avec sa neuvième harmonique (10 kHz). Il permet ainsi le réglage du niveau de référence et l'azimutage de la tête d'enregistrement sans appareil de mesure supplémentaire.

Le modulomètre n'a qu'un seul cadran de type circulaire avec deux aiguilles concentriques pour les canaux droit et gauche avec un temps d'intégration de 10 ms. On peut contrôler avec cet appareil les niveaux en dB, la profondeur de gravure d'un disque, les tensions des piles et la

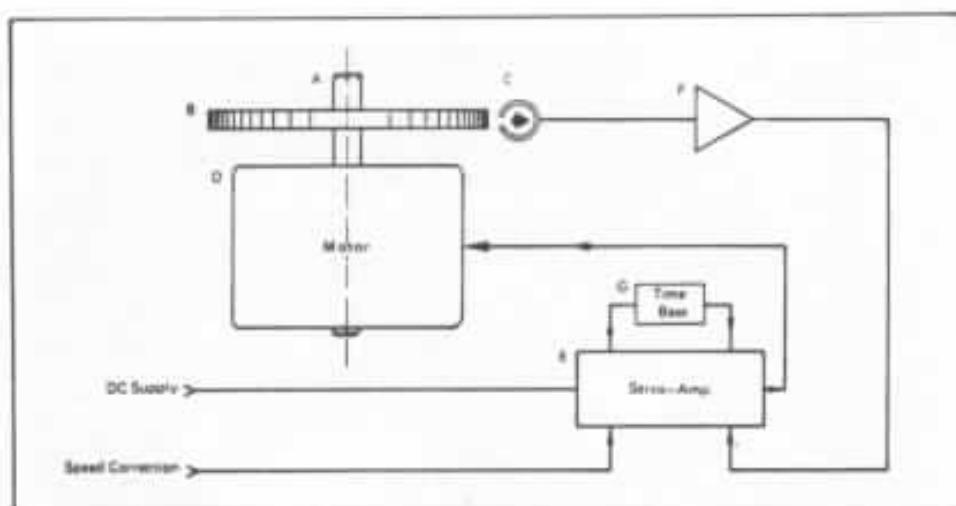


Fig. 5 : Principe du système de régulation du Nagra IV.

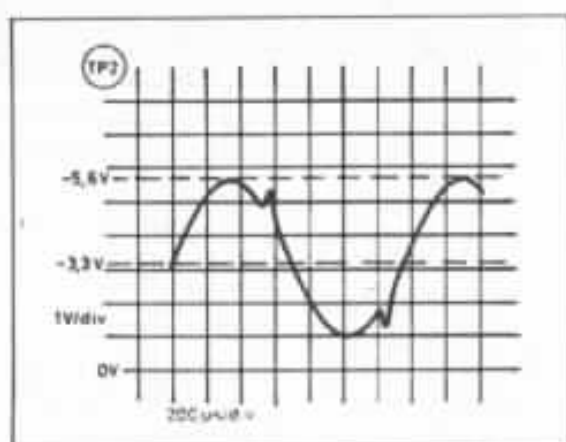


Fig. 6 : Oscillogramme du signal composite (1 kHz + 9^e harmonique) destiné au réglage du niveau et de la prémagnétisation.

consommation du moteur (ainsi que le signal pilote quand le Nagra est destiné au cinéma).

La courbe de réponse à -20 dB est garantie de 30 Hz à 20 kHz à ± 1 dB à 38 cm/s.

Enfin, la consommation totale est très faible par rapport aux possibilités de l'appareil. En enregistrement, on atteint seulement 250 mA soit beaucoup moins qu'un Uher 4200 (450 mA) ! Il est vrai que la tension d'alimentation est de 18 volts et que le moteur, dont le couple est pourtant très élevé, consomme très peu : 15 (± 3) mA à vide et 74 (± 6) mA avec défilement de la bande magnétique. En utilisant des piles alcalines, on dispose de 8 h 1/2 à 9 heures d'autonomie en service continu et 18 heures en service intermittent. En prenant des

accumulateurs au cadmium-nickel de 4 ampères/heure, on peut enregistrer pendant une quinzaine d'heures ce qui est amplement suffisant dans la plupart des cas. Bien entendu, un accessoire (ATN 2) permet l'alimentation sur le secteur et la recharge des accumulateurs incorporés par l'intermédiaire du boîtier « PAR ». Un système additionnel (QGB) que l'on place derrière le Nagra (fig. 7) et qui renferme 2 moteurs à régulation électronique alimentés par le magnétophone (consommation : 220 mA) donne la possibilité d'utiliser des bobines de 26,5 cm ce qui est indispensable pour l'enregistrement d'un concert. Ce système n'apporte pas de perturbation au défilement de la bande. Seule l'autonomie de l'ensemble est réduite : 8 heures



Fig. 7 : Nagra IV-S avec son adaptateur pour grandes bobines (QGB) et l'adaptateur secteur ATN 2.

avec des accumulateurs de 4 ampères-heure.

Sur le Nagra IV-S, on dispose de 6 filtres mis en service par un contacteur à 6 positions : *Flat* (courbe de réponse plate) - *Music* (passe-haut : - 3 dB à 40 Hz) - *M + LFA* (musique + atténuation des basses fréquences : - 7 dB à 40 Hz, - 3 dB à 400 Hz) - *Speech* (passe-haut : - 3 dB à 80 Hz) - *S + LFA 2* (parole + atténuation des basses fréquences : - 7,5 dB à 80 Hz, - 3 dB à 400 Hz) - *Roll-off* (forte atténuation des basses fréquences : - 10 dB à 100 Hz, - 3 dB à 400 Hz). On peut ainsi adapter exactement la courbe de réponse de l'enregistreur aux différentes situations dans lesquelles on peut se trouver (fig. 8).

La fiabilité du Nagra est légendaire. En 1964 ou 1965, j'ai vu personnellement un Nagra III (qui avait coulé avec un bateau au fond de la mer) fonctionner normalement après un séjour de plusieurs mois dans l'eau salée. Et Stefan Kudelski s'excusait presque en me disant qu'il avait été dans l'obligation de le nettoyer et de changer les courroies de caoutchouc ! Seul son prix peut faire reculer un utilisateur

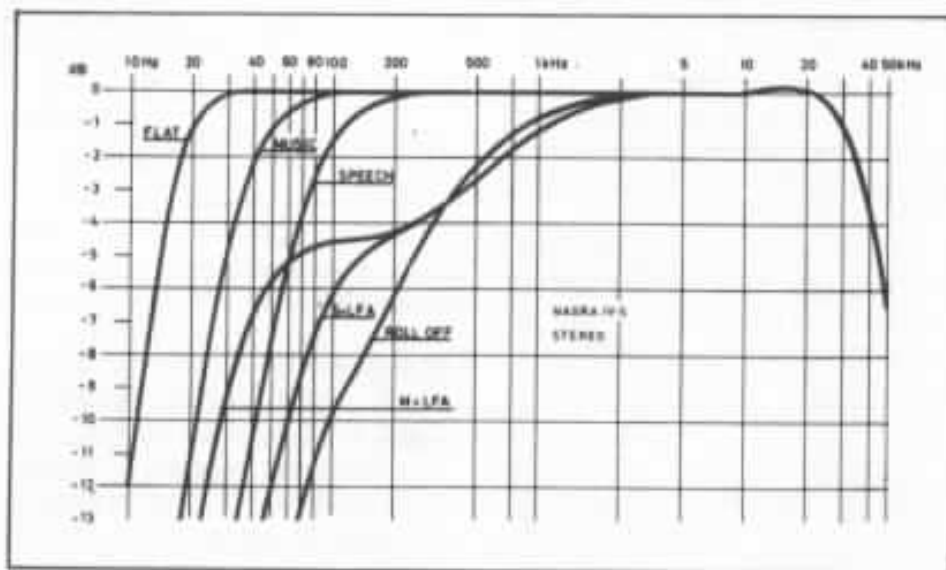


Fig. 8 : Différentes courbes de réponse du Nagra IV-S en fonction des corrections.

éventuel (en Suisse : 8745 FS pour le Nagra IV-S sans tête pilote et sans les accessoires. En France, il faut compter environ 24 000 F HT soit 32 000 F avec la TVA). Mais Stefan Kudelski dit souvent qu'un professionnel préfère payer son matériel plus cher à condition qu'il soit assuré que le magnétophone ne tombera jamais en panne au moment précis d'un enregistrement ! C'est pourquoi les coefficients de sécurité qui sont habituelle-

ment de 5 pour le matériel professionnel ont été augmentés. Tous les composants sont de très haute qualité, sélectionnés et les potentiomètres ont été choisis étanches à piste moulée.

En travaillant directement avec deux micros électrostatiques placés en couple ORTF et branchés sur les entrées d'un Nagra, on obtient certainement le meilleur résultat possible en dehors du système PCM. Il n'est pas sûr d'ailleurs que le découpage du système numérique n'apporte pas de perturbations dans le message sonore ou ne masque des informations. Un ingénieur de la firme Kudelski m'a confié récemment que l'audition des enregistrements numériques en musicothérapie

produisait l'effet inverse des enregistrements analogiques... : énervement et fatigue du patient ! Voilà un beau sujet de thèse...

En utilisant un réducteur de bruit du type DBX associé au Nagra IV-S, on peut obtenir une dynamique équivalente à celle du PCM tout en bénéficiant des facilités d'exploitation de l'enregistrement analogique (en particulier pour le montage).



Fig. 9 : Stellavox avec son adaptateur pour grandes bobines ABR.

Le Stellavox SP 8 :

Conçu par l'ingénieur G. Quellet à Hauterive dans les faubourgs de Neuchâtel, le Stellavox est un magnétophone plus petit que le Nagra : $270 \times 215 \times 83$ mm et moins lourd : 4,6 kg avec les piles, une bande magnétique et la sacoche (3,6 kg à vide). A performances sensiblement égales, cette diminution de l'encombrement et du poids est un argument important pour les techniciens qui doivent se déplacer et faire de longues marches avec l'appareil en bandoulière. Il peut néanmoins utiliser des grandes bobines de 26,5 cm (fig. 9) avec un accessoire supplémentaire (ABR) qui n'a pas de moteurs et ne nécessite donc pas d'alimentation. L'entraînement des plateaux porte-bobines s'effectue par des courroies à partir du magnétophone.

Le point fort du Stellavox c'est l'extraordinaire moteur à courant continu développé par l'ingénieur G. Quellet dont le couple est remarquable malgré ses dimensions très réduites et sa faible consommation (15 mA à vide, environ 60 mA avec la bande magnétique en défilement). Le rotor très plat, portant à sa périphérie 400 dents pour la régulation, ne pèse que 57 g ce

qui donne un moment d'inertie infime permettant des démarrages rapides et une grande insensibilité aux mouvements du magnétophone (accélérations). Le système de régulation est optique : une cellule photoélectrique capte les rayons réfléchis par les dents blanches de la roue phonique en provenance de 4 petites lampes (1 seule lampe permet le fonctionnement nor-

mal du système ce qui laisse une grande marge de sécurité). La fréquence recueillie aux bornes de la cellule est mise en forme et comparée dans un discriminateur à une fréquence étalon (3 200 Hz à 19 cm/s) fournie par un circuit L-C. La différence des fréquences, en plus ou en moins, commande la tension envoyée au moteur par l'intermédiaire d'un transistor ballast (environ 9 volts à 19 cm/s et 16 volts à 38 cm/s). Il faudrait 24 volts à 76 cm/s ce qui a amené l'abandon de cette vitesse. Un moteur a fonctionné pendant 5 ans sans changement des charbons du collecteur : 6 charbons sont utilisés en fonctionnement mais deux seulement suffisent pour la rotation normale.

Le premier magnétophone SP 7 sorti en 1969 et qui avait malheureusement posé quelques problèmes à ses utilisateurs a été remplacé en 1977 par le SP 8 dont la fiabilité semble maintenant assurée. Conçu en éléments modulaires, toutes les parties de l'appareil peuvent être changées en quelques instants : le bloc



Fig. 10 : Vue interne du Stellavox SP8. On distingue les modules enfichables (on remarquera, sur la droite, que deux modules ont été volontairement inversés pour montrer l'intérêt du système fort simple des étiquettes permettant, d'un seul coup d'œil, de vérifier si tout est en ordre.

moteur avec le contre-cabestan est fixé par 3 vis ; les différents circuits électroniques sont enfichables sous forme de modules scellés dont la place est repérée par des étiquettes différentes afin d'éviter une erreur de positionnement puisque les connecteurs sont identiques (fig. 10) ; le bloc des têtes est enfichable lui aussi et peut être échangé instantanément sans avoir à refaire le réglage de l'azimut : on peut ainsi passer de la pleine piste à la stéréo 2 pistes par exemple. C'est donc une conception différente de celle du Nagra. Ce dernier forme en effet un ensemble compact dont les différents éléments, quoique montés sur connecteurs, ne peuvent être échangés que par un atelier agréé.

Le *Stellavox* SP 8 est utilisé par les techniciens du cinéma pour les prises de son synchrones mais une version spéciale, baptisée « *Stellamaster SM 8* » a été prévue pour les enregistrements musicaux de très haute qualité à 38 cm/s uniquement et avec des pistes de 2,75 mm de largeur. Ce modèle est équipé d'un limiteur automatique de modulation qui n'entre en action qu'à partir d'un certain niveau, contrairement au « compresseur » qui diminue la dynamique et par conséquent modifie le message sonore dans de grandes proportions.

Trois vitesses sont disponibles dans l'exécution standard (SP 8) : 9,5 - 19 et 38 cm/s (par commutation électronique). La stabilité de la vitesse est de 0,1 % à 20°C (± 1 % entre -20° et +70°C). Le pleurage et le scintillement sont donnés pour $\pm 0,07$ % en mesure pondérée selon les normes DIN avec un rapport signal/bruit supérieur à 60 dB (67 dB ASA à 514 nWb/m).

Deux entrées « micro » symétriques sont prévues sur des prises XLR (*Cannon*) à trois broches (mâles ou femelles au

choix). Elles permettent l'alimentation des microphones à condensateur par le câble de modulation soit en fantôme 12 ou 48 volts, soit en parallèle 12 volts. Deux entrées au niveau « ligne » sont également disponibles avec réglages séparés des niveaux ce qui permet, en plaçant sur ces entrées, un double préampli disponible en option, d'enregistrer avec 4 micros (2 couples par exemple) sans utiliser de boîte de mixage. D'autre part, sur les entrées « micro » et sur le préampli extérieur, on peut choisir entre une atténuation de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30

échangés contre ceux de la nouvelle série en cas de besoin.

Le *Stellavox* est alimenté par 15 piles ou accumulateurs du type AA (ou R 6). La consommation totale est de 110/120 mA en enregistrement avec une tension stabilisée à 12 volts (le SP 7 n'utilisait que 12 piles avec une tension stabilisée à 10 volts). La consommation est donc très faible mais comme la capacité des accumulateurs de ce format est très réduite (500 mAh) on aura intérêt à utiliser des piles alcalines qui permettront environ 12 heures d'enregistrement.

De nombreux disques ont été



Fig. 11 : Magnétophone de studio *Stellavox* TD 88 sur son berceau mobile.

dB donnant ainsi une grande souplesse d'adaptation du niveau du signal d'entrée pour que le préamplificateur travaille toujours au minimum de distorsion et de bruit de fond.

Les modulomètres sont séparés, à cadran rectangulaire, avec un temps d'intégration de 10 ms et une échelle de -20 dB à + 4 dB. Les derniers modèles bénéficient d'une échelle de -30 dB mais les modulomètres des anciens appareils peuvent être

enregistrés avec le *Stellamaster*, en particulier par Claude Marchaux de la firme VDE/Gallo de Lausanne. Précisons qu'il existe aussi chez *Stellavox* une machine de studio (réf. TD 88) à 4 vitesses dont le 76 cm/s (fig. 11). Les performances, l'encombrement et... le prix sont évidemment supérieurs au *Stellamaster* : pleurage inférieur à 0,04 %, rapport signal/bruit de 70 dB en CCIR, distorsion inférieure à 1 % à 0 dB, 3 moteurs comman-

dés par touches à impulsions (prix : 16 000 FS environ).

Le Sony TC 510-2 :

Les prix des appareils autonomes précédents étant relativement élevés, il nous a semblé intéressant de signaler l'existence d'un magnétophone d'origine japonaise, SONY, dont la fabrication a malheureusement été arrêtée il y a environ deux ans mais que l'on trouve encore en France chez quelques revendeurs au prix d'environ 6 000 FF.

D'une conception inspirée très certainement par le *Nagra*, le

avec un contacteur unique. Deux modulomètres à faible inertie et à cadran circulaire permettent un réglage précis du niveau. Les entrées sont asymétriques avec un filtre commutable coupant les fréquences basses pour la parole à partir de 200 hertz (- 2 dB à 100 hertz, - 6 dB à 50 hertz) et un atténuateur de - 20 dB sur les entrées « micro ». Un limiteur dont l'action commence à + 6 dB peut être inséré dans le circuit.

Cet appareil, réglé spécialement pour des bandes magnétiques bien déterminées (3 réglages sont disponibles pour la préma-

On peut adapter à ce magnétophone (après de légères modifications) le système ABR Stella-vox permettant d'utiliser les grandes bobines de 26,5 cm de diamètre (fig. 13) sans amener de perturbations au niveau du défilement (à condition de régler les tensiomètres agissant sur les plateaux débiteurs et récepteurs). On supprime ainsi le principal défaut du TC 510-2 qui n'accepte, dans sa version d'origine, que les bobines de 13 cm limitant ainsi la durée d'enregistrement à 20 minutes au maximum en utilisant de la bande longue durée (270 mètres). Des bandes plus minces supportent mal la dynamique et ont un écho de spire trop important pour une modulation réglée à 405 nWb/m.

Les têtes magnétiques sont d'excellente qualité, en ferrite, avec une surface de contact parfaitement polie ne provoquant pas de dépôts d'oxyde et favorisant le contact tête-bande ce qui est très important pour l'enregistrement et la reproduction des fréquences élevées (sans exiger une tension du ruban trop importante). Entre la tête d'effacement et la tête d'enregistrement on notera la présence d'un galet rotatif, comme sur les machines professionnelles, dont le rôle est de diminuer le bruit de modulation c'est-à-dire le bruit de fond qui prend naissance au moment de l'enregistrement et provient du passage de la couche d'oxyde de fer contre l'entrefer de la tête magnétique. On peut d'ailleurs le diminuer dans de très fortes proportions, à titre d'expérience, en appuyant la bande contre la tête avec un feutre ou un morceau de coton pendant l'enregistrement d'une fréquence de 1 000 hertz par exemple. C'est ce qui avait conduit les premiers fabricants de magnétophones à utiliser des feutres presseurs sur les têtes avec, par contre, d'autres inconvénients : sif-

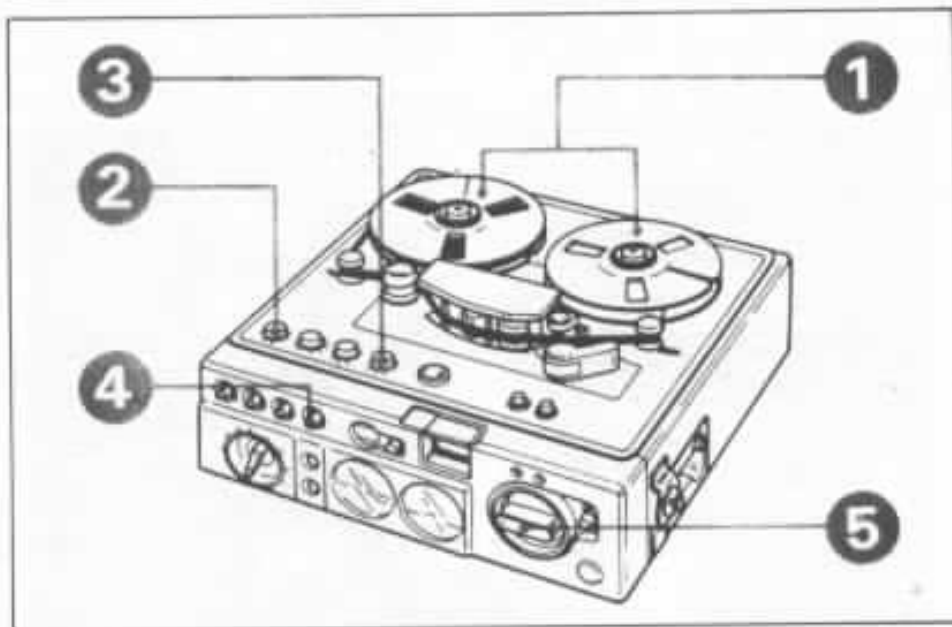


Fig. 12 : Magnétophone Sony TC 510-2 :

1. Bobines de 13 cm de diamètre.
2. Réglage des vitesses (9,5 - 19 cm/s et vitesse variable).
3. Commutateurs d'égalisation à trois positions en fonction du type de bande utilisé.
4. Commutateurs direct-bande, micro-ligne, limiteur et atténuateur de - 20 dB.
5. Contacteur principal : arrêt, lecture, enregistrement et rebobinage avant ou arrière par levier.

Sony TC 510-2 est un magnétophone stéréophonique à 3 têtes, 2 vitesses (9,5 - 19 cm/s), dont le moteur, largement dimensionné et à entraînement direct de la bande, possède une régulation électronique à roue tachymétrique de principe analogue à celui du *Nagra* (mais à circuit intégré).

Les commandes ont été regroupées en façade (fig. 12),

gnétisation et les corrections) donne des résultats étonnants. A 19 cm/s, avec la bande Agfa PEM 468, on obtient une courbe de réponse de 20 à 27 000 hertz à ± 2 dB (mesurée à - 20 dB). Le rapport signal/bruit de fond s'élève à 62 dB en mesure non pondérée à condition de choisir pour 0 dB le niveau donnant un flux de 405 nWb/m sur la bande.

flements au contact de la dorsale, usure irrégulière de la surface de la tête, mauvais passage des « collants » quand la bande a été montée, fiabilité très faibles des feutres.

Le TC 510-2 est alimenté sous 12 volts par 8 piles ou accumulateurs de 1,5 volt placés dans un container fermé, en matière plastique, à l'arrière de l'appareil (environ 8 h d'autonomie avec des accus de 4 AH). On peut également alimenter ce magnétophone par deux boîtiers secteurs : le modèle Sony AC 26 qui prend la place du boîtier des piles à l'intérieur et le modèle Sony AC 122 qui se branche sur une prise spéciale, du côté gauche. Aucune de ces deux alimentations, quoique vendues assez cher, n'est valable. Elles ne sont pas stabilisées et pas assez puissantes (400 mA pour la première et 600 mA pour la seconde) pour encaisser l'appel de courant au démarrage et fournir une tension constante en cours d'enregistrement quand on écoute à un niveau élevé au casque. D'autre part, toutes les deux ont un niveau de bruit important : un ronflement est nettement audible en lecture. Il est donc conseillé de réaliser soi-même une alimentation secteur ou plus simplement d'utiliser le modèle VOC 1, d'un prix très abordable (159 F), stabilisé (1,5 %), protégé contre les courts-circuits, largement dimensionné (2 A) et dont le niveau du bruit ne dépasse pas 12 mV crête-crête en charge ce qui n'augmente pas le bruit propre aux circuits électroniques du magnétophone en enregistrement ou en lecture (aucun ronflement perceptible).

La consommation du Sony TC 510-2 est d'environ 450 à 500 mA en enregistrement. Le rebobinage au moteur est très rapide (avec un couple important) mais la consommation est moins élevée en utilisant les grandes bobines de 26,5 cm (350

à 400 mA) que celles de 13 cm (250 à 550 mA), la traction étant moins forte, en fin de rebobinage, en raison du plus grand diamètre du noyau.

Les enregistrements réalisés avec un couple de micros électrostatiques directement branchés sur ce magnétophone par l'intermédiaire du boîtier d'alimentation avec transformateurs décrit dans le numéro 19 page 90 sont tout à fait comparables à ceux effectués par un Stellavox ou un Nagra à la même vitesse. Seul, peut-être, le snobisme de ceux qui ne jugent la qualité d'une prise de son qu'à travers le nom, la marque et la quantité de matériel utilisé (sans oublier son

de bruit, etc., qui ne valent pas une prise de son faite simplement avec deux micros statiques en couple 110° - 17 cm directement reliés à un très bon magnétophone. La multiplication des éléments de la chaîne d'enregistrement ne peut qu'apporter des problèmes de déphasage et de bruit de fond. Par contre, un réglage exact de la pré-magnétisation, une recherche de la position idéale du couple de micros, un travail minutieux, un matériel en parfait état et... une certaine expérience, permettent à des passionnés de prise de son d'effectuer d'excellents enregistrements avec un matériel vingt ou trente fois moins onéreux que

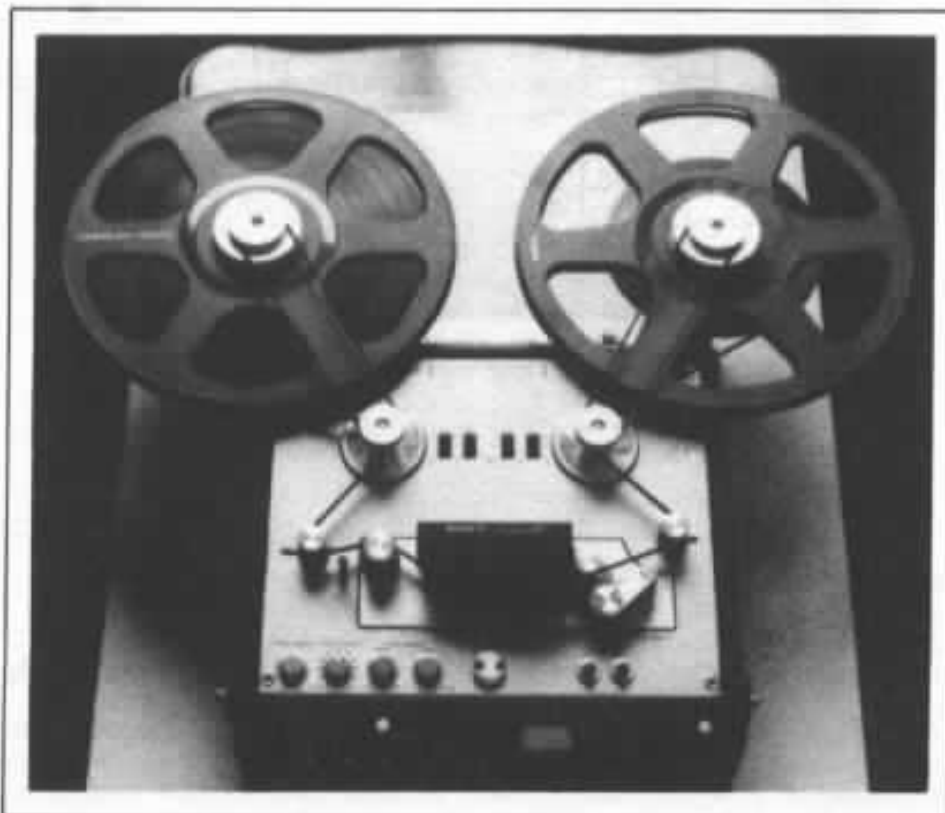


Fig. 13 : Sony TC 510-2 équipé de l'adaptateur Stellavox ABR pour bobines de 26,5 cm de diamètre.

prix !) peut faire pencher la balance pour l'un ou pour l'autre. On pourrait d'ailleurs donner de nombreux exemples de prises de son réalisées avec du matériel très sophistiqué : têtes artificielles avec ou sans « cousins », nombreux micros reliés à une table de mixage, réducteurs

celui des professionnels !

C'est la fiabilité d'un appareil comme le *Nagra*, la qualité de sa fabrication et certains circuits spéciaux propres à ce magnétophone qui lui permettent d'obtenir des performances exceptionnelles unanimement reconnues (en particulier un faible bruit de

modulation et une absence de souffle).

B - LES MAGNÉTOPHONES A ALIMENTATION SECTEUR

Après cette présentation de quelques appareils autonomes, nous allons maintenant étudier deux magnétophones à alimentation secteur dont la qualité se situe à la limite du matériel professionnel de studio quoique d'un prix encore abordable. Il s'agit du Revox PR 99 et de l'Ampex ATR 700.

1. Le Revox PR 99 :

Ce nouveau magnétophone est une version de type professionnel du modèle B 77 maintenant bien connu. La conception de base a été conservée avec le même châssis en fonte injectée, très rigide, supportant la mécanique et les circuits électroniques enfichables. Par contre, la partie supérieure a été modifiée : la matière plastique a disparu pour faire place à une platine métallique en aluminium anodisé (fig. 14) et le tableau des commandes a été mis au même niveau que les

plateaux des bobines afin de laisser en hauteur le bloc des têtes magnétiques permettant ainsi un meilleur accès pour le montage de la bande et le nettoyage. C'est d'ailleurs ce qui aurait dû être fait sur le B 77 dès sa sortie puisque le A 77 avait été justement critiqué à ce sujet ! Au point de vue défilement, un tendeur de bande à ressort a été rajouté du côté du couloir pour absorber la boucle au démarrage comme le fait celui de gauche. Le système de régulation électronique du moteur destiné à l'entraînement du cabestan a été conservé : il s'agit d'un moteur à rotor extérieur (système Papst mais fabriqué par Revox) portant à sa périphérie une couronne dentée. Une tête magnétique placée devant les dents envoie une fréquence dépendant du nombre de tours de rotor à un discriminateur qui la compare à une fréquence étalon. La différence (variable) entre les deux est utilisée pour commander la tension envoyée au moteur à travers un transistor ballast. Mais comme dans le B 77, un capteur placé à proximité des trous inférieurs du rotor extérieur du moteur du plateau

débitteur (le PR 99 est évidemment un magnétophone à trois moteurs...) détecte les mouvements de rotation (fig. 15) et transmet les informations à une logique de commande permettant le passage direct d'une fonction à une autre en pressant sur des touches à impulsions agissant sur un système électronique dans lequel les contacts mécaniques (relais) ont été remplacés par des transistors fonctionnant en interrupteurs. Une touche « tape dump » coupe l'alimentation du moteur de la bobine réceptrice quand on fait du montage pour laisser débiter la bande librement à l'extérieur du couloir. Dans ce cas, le verrouillage du rebobinage avant et arrière n'est plus maintenu afin de permettre un va-et-vient de la bande en pressant alternativement sur les deux touches. Enfin, une cellule à infra-rouge, donc indépendante de l'éclairage ambiant, arrête le défilement de la bande magnétique en cas de rupture (ou au passage d'une amorce transparente).

Au point de vue électronique, il existe de nombreuses différences par rapport au B 77. Tout d'abord, les entrées et sorties au niveau « ligne » sont asymétriques sur transformateurs avec des prises XLR (cannon) à trois broches. En option, les entrées au niveau « micro » peuvent être également symétrisées sur des prises XLR situées à l'arrière du magnétophone tout en conservant les entrées a-symétriques à l'avant sur les prises « jack » 6,35.

Il existe d'origine une fonction « self-sync » pour les deux canaux (réciproquement) avec des circuits d'amplification séparés à niveau ajustable, la lecture s'effectuant alors par la tête d'enregistrement.

Enfin, un inverseur de type professionnel (modèle utilisé sur les machines de studio Studer) permet en enregistrement et en



Fig. 14 : Magnétophone Revox PR 99. Le bloc des têtes est maintenant bien dégagé par rapport à la platine et aux commandes.

lecture de travailler soit avec un niveau variable par potentiomètre (position « uncal »), soit avec un niveau fixe calibré (position « cal ») à 0 Vu + 6 dB en CCIR et 0 Vu + 4 dB en NAB. Le niveau casque est néanmoins réglé normalement par le potentiomètre en position « cal ».

Actuellement, trois versions sont disponibles : 9,5 - 19 cm/s NAB - 2 pistes, 19 - 38 cm/s NAB - 2 pistes et 19 - 38 cm/s CCIR - 2 pistes. On peut choisir l'exécution en « rack 19 pouces » ou en corbeille métallique à encastrer. D'autres versions sont déjà prévues : l'une avec des amplificateurs de puissance, les autres en mono ou en lecture seulement.

Grâce à sa logique de commande, le PR 99 est très agréable à manipuler et cela sans aucun risque pour la bande même en cas de passage rapide d'une fonction à une autre. Il peut être télécommandé à distance dans toutes ses fonctions et un variateur de vitesse à deux plages de réglage permet de modifier la vitesse sur plus ou moins un demi-ton ou plus ou moins sept demi-tons. Il s'agit donc d'un très bel appareil (fig. 16), très complet, dont la fiabilité est certaine puisqu'il reprend la conception du modèle B 77 qui a déjà fait ses preuves. Mais comme pour tous les magnétophones, il conviendra de le régler ou de le faire régler pour un type de bande donné afin d'obtenir les meilleurs résultats. Le mode d'emploi indique d'ailleurs le processus de réglage du niveau d'enregistrement (fréquence de 1 000 Hz) et du courant de prémagnétisation (fréquence de 10 kHz à - 20 dB) en fonction de la bande utilisée. On sait en effet qu'il faut augmenter le courant de prémagnétisation jusqu'à ce que le niveau de la fréquence de 10 kHz enregistrée passe par un maximum puis décroisse d'une valeur ΔU afin que l'oxyde de

fer travaille à son point le plus favorable. Ce réglage doit être effectué pour chaque vitesse de défilement. Les valeurs de ΔU sont données dans un tableau (fig. 17) pour les bandes les plus courantes. Le même processus de réglage est d'ailleurs applicable à tous les magnétophones (à condition qu'ils aient une troi-

sième tête pour pouvoir relever le niveau enregistré sur la bande au moment où l'on augmente ou diminue le courant de prémagnétisation).

On pourra seulement regretter l'absence de compteur en temps réel sur un magnétophone de cette classe. Signalons pourtant qu'un tel compteur existe : il est

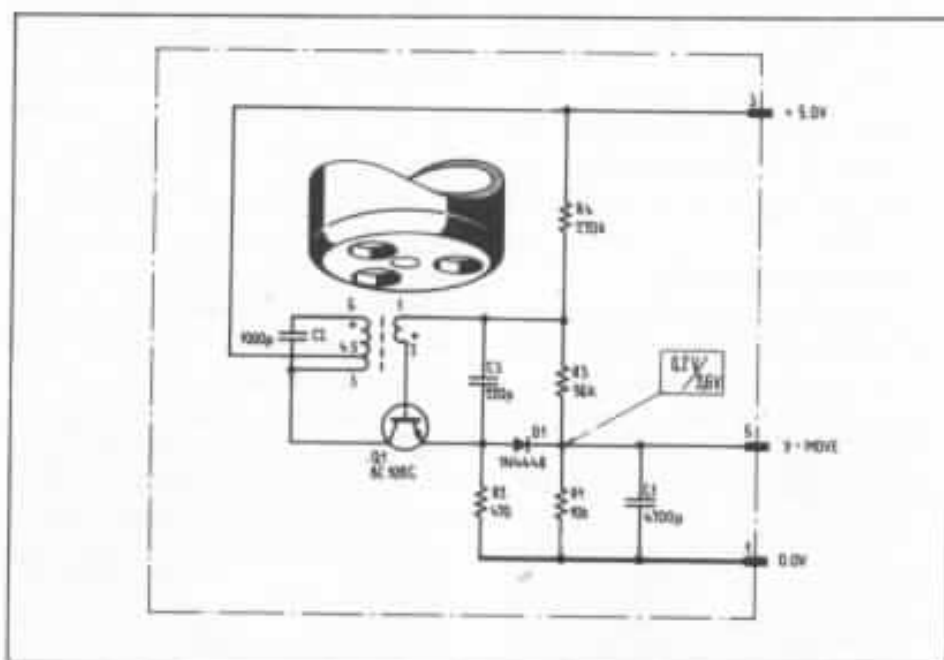


Fig. 15 : Système détecteur de mouvement placé sous le rotor du moteur de la bobine débitrice.



Fig. 16 : Magnétophone Revox PR 99.

Bandsorte Type of Tape		ΔU 3 3/4 ips	ΔU 7 1/2 ips	ΔU 15 ips
Scotch	208	6 dB	5,5 dB	3 dB
	250	5 dB	6 dB	3,5 dB
	256	6 dB	6,5 dB	3,5 dB
	262/263	6 dB	6 dB	3 dB
Ampex	406	6 dB	5 dB	3 dB
	456	5 dB	6,5 dB	3,5 dB
AGFA PEM	468	6 dB	6 dB	3,5 dB
AGFA PER	525	6 dB	5,5 dB	3 dB
BASF SPR	50LM	6 dB	5,5 dB	3,5 dB
BASF LGR	30P	6 dB	5,5 dB	4 dB
EMI	816/817	6 dB	6,5 dB	4 dB
REVOX	601	5 dB	4 dB	3 dB
REVOX	621	4,5 dB	4 dB	2,5 dB

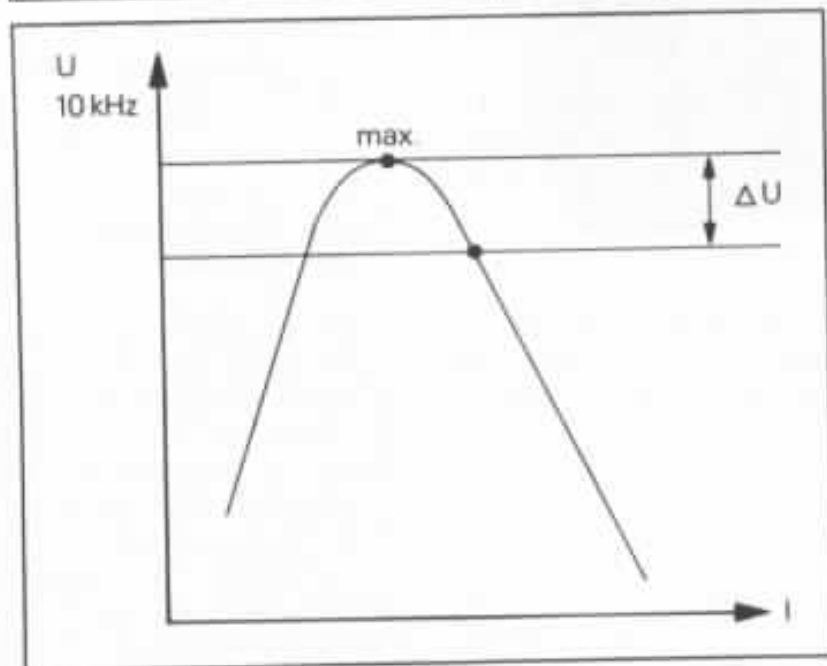


Fig. 17 : Les différentes valeurs du niveau du signal en fonction du courant de prémagnétisation sont données dans le mode d'emploi du Revox.

fabriqué par *Revox-Canada* (à Toronto) et peut s'adapter sur le B 77 et le PR 99 à droite du couloir des têtes. Il indique le temps réel en heures, minutes et secondes avec une précision de l'ordre de 0,2 %. Malheureusement, son prix est très élevé : 2 500 FF, ce qui représente le 1/3 du prix du B 77...! Le montage peut être effectué par *Revox-France*. Si un tel compteur était prévu d'origine sur le magnétophone, il est certain que son prix de revient

serait beaucoup plus raisonnable à une époque où de véritables ordinateurs de poche avec huit mémoires et une imprimante sont vendus environ 700 F sur le marché français (modèle *Sharp EL 7000*).

Les appareils *Revox B 77* et *PR 99* qui ont bénéficié des recherches de la firme *Studer* de Zurich concernant les modèles de studio B 67 et A 80 sont certainement à l'heure actuelle les appareils sur secteur qui offrent

les meilleures performances et le meilleur rapport qualité/prix dans cette catégorie. Les caractéristiques du PR 99 sont excellentes : pleurage inférieur à 0,06 % à la vitesse de 38 cm/s selon DIN 45 507. Courbe de réponse garantie de 30 Hz à 22 kHz à + 2 - 3 dB (et on peut obtenir mieux en reprenant les réglages !), rapport signal/bruit supérieur à 66 dB. De nombreux studios l'utilisent parallèlement aux machines professionnelles dont le prix est évidemment cinq à dix fois supérieur pour des résultats presque équivalents.

2. L'Ampex ATR 700 :

On ne présente plus la firme américaine *Ampex* dont le nom est associé à l'enregistrement magnétique depuis la fin de la deuxième guerre. Il est d'ailleurs amusant de constater que vers 1960, la société japonaise *Akai* a sorti une série de magnétophones (dont le modèle 903 par exemple) qui ressemblaient exactement aux appareils *Ampex* de l'époque : disposition identique des commandes, des têtes magnétiques, des bobines, etc. On trouvait même sur ces appareils le numéro des brevets américains utilisés.

Actuellement, bien que la société *Ampex* se soit orientée en grande partie vers la fabrication des bandes magnétiques et surtout des magnétoscopes pour l'enregistrement des émissions de télévision, on découvre encore dans son catalogue « audio » quelques magnétophones de haut niveau dont le modèle ATR 700 (fig. 18). Cet appareil, portant la marque *Ampex*, est fabriqué en réalité au Japon par la firme *Teac* suivant les spécifications et le cahier des charges *Ampex*.

C'est un modèle à trois moteurs dont l'un d'eux sert à l'entraînement direct du cabestan avec asservissement électronique. Une logique de com-



Fig. 18 : Magnétophone
Ampex ATR 700.

mandé à détecteur de mouvement permet de passer avec une grande souplesse d'une fonction à une autre sans aucun danger pour la bande magnétique. Deux versions sont disponibles : 9,5 - 19 et 19 - 38 cm/s. Le taux de pleurage est donné pour 0,08 % à 38 cm/s et 0,12 % à 19 cm/s en mesure pondérée. Le bloc des têtes, dont le volet supérieur bascule pour faciliter le montage et le nettoyage, est équipé à l'origine de trois têtes : effacement, enregistrement, lecture mais peut en recevoir une quatrième pour la lecture des bandes quatre pistes par exemple (ou pour la synchronisation). Le compteur est mécanique mais donne néanmoins une indication en minutes et secondes valables pour la grande vitesse. Particularité intéressante, il possède trois commutateurs à trois positions permettant de régler la prémagnétisation, le niveau d'enregistrement et l'égalisation pour trois types

de bandes magnétiques déterminées. On peut ainsi utiliser des bandes différentes suivant l'enregistrement à effectuer tout en étant assuré d'avoir toujours le meilleur résultat par simple commutation.

D'autre part, les entrées « micro » sont symétriques sur prises XLR à trois broches situées à l'arrière du magnétophone (avec atténuateur de 20 dB). On dispose de quatre entrées réglables séparément et mixables entre elles (avec la possibilité de choisir entre le niveau « ligne asymétrique » et « ligne symétrique »). Un cinquième potentiomètre règle le niveau général sur chaque canal. On peut donc, sans pupitre de mixage, utiliser quatre micros (ou deux couples) pour une prise de son ce qui est très appréciable ! La sortie ligne est symétrique sur prise XLR et réglable par potentiomètre (niveau + 4 dB/-600 ohms en NAB - maximum :

+ 24 dB). A 38 cm/s, le rapport signal/bruit de fond atteint 60 dB en mesure pondérée à + 6 dB au-dessus de 185 nWb/m (NAB) et la courbe de réponse s'étend de 40 à 100 Hz à + 3 dB et de 100 Hz à 18 kHz à ± 2 dB. Contrairement au Nagra IV-S qui est équipé de modulomètres dont la caractéristique de mesure est différente (fig. 19), on trouve ici deux grands vu-mètres professionnels éclairés.

Précisons également que l'Ampex ATR 700 possède une vitesse variable (± 5 %), une position « edit », qui coupe l'alimentation du moteur de la bobine réceptrice, et la lecture synchrone par la tête d'enregistrement pour le re-recording (self-sync).

C'est un magnétophone très complet qui peut être employé soit pour un travail de studio (montage possible en rack 19 pouces), soit pour une prise de son extérieure (dimensions : 548

× 440 × 246 mm - masse : 28 kg). Son prix, quoiqu'élevé, est encore accessible (environ : 20 000 FF TTC).

Les appareils que nous avons sélectionnés représentent actuellement ce qui se fait de mieux et de plus fiable dans le domaine de l'enregistrement sonore de très haute qualité tout en restant à la portée de l'amateur chevronné ou, pour éviter d'employer le terme « amateur » dont le sens est souvent péjoratif en France, de l'audiophile recherchant la vérité sonore. Bien entendu, il existe sur le marché d'autres magnétophones de bonne qualité mais il aurait été trop long et trop fastidieux de les passer tous en revue. Citons seulement pour mémoire l'excellent Tandberg TD 20 A disponible en deux versions : 9,5 - 19 cm/s et 19 - 38 cm/s, le Philips N 4522 à trois têtes et trois vitesses dont le taux de pleurage est très faible (0,05 % en mesure pondérée) et différents modèles Teac (en particulier le 7300 et le X 10).

Dans un prochain article, nous

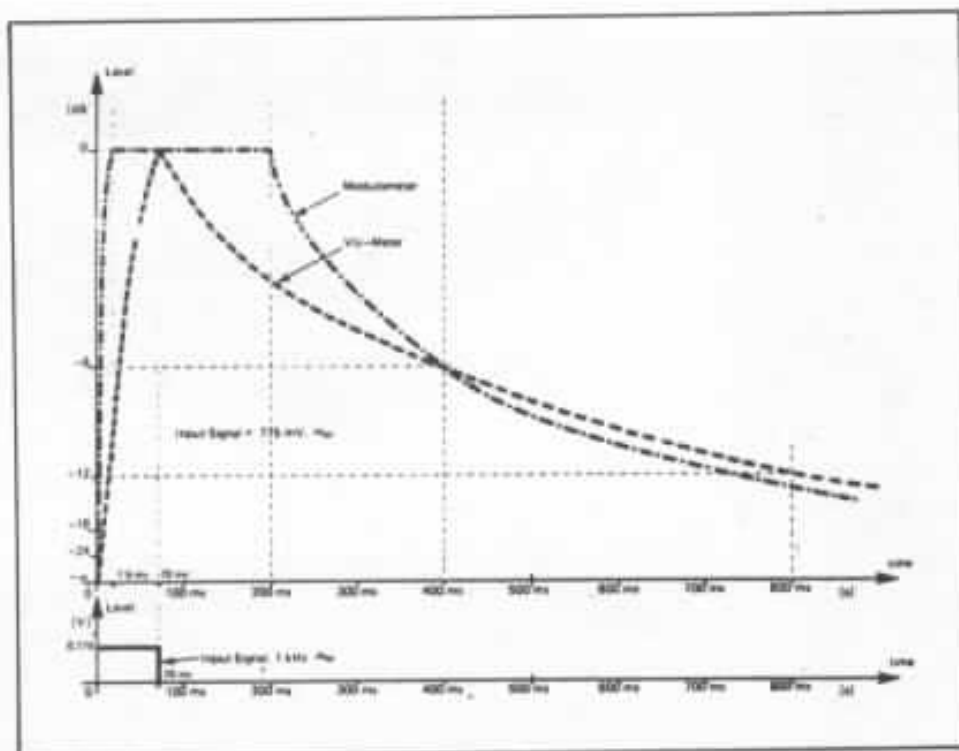


Fig. 19 : Courbes indiquant le temps de réponse de l'aiguille d'un modulomètre du type Nagra et d'un vu-mètre traditionnel. Dans le cas du modulomètre, l'aiguille reste à la position la plus élevée, qu'elle atteigne aussi plus rapidement, pendant 192,5 ms. Dans le cas d'un vu-mètre, l'aiguille atteint le maximum en 70 ms (durée du signal) et redescend immédiatement (Document Nagra-Kudelski).

ferons la relation d'une prise de son réelle, effectuée au cours d'un concert public, afin de mettre en évidence les problèmes

pratiques posés par l'enregistrement sonore de solistes ou de formations musicales (chœurs et orchestres).





Pavillons Iwata

Made in France

Il y a encore bien peu de temps les réalisations d'amateurs japonais nous laissaient songeurs: Depuis, nous avons largement comblé notre retard grâce à leurs acquis, certes, mais aussi en expérimentant des solutions nouvelles et originales. Dans cet article deux amateurs se rejoignent, Michel Etienne qui est désormais bien connu de nos lecteurs pour ses essais les plus osés, et Jean-François Guigue, qui, si son nom n'évoque encore que peu de choses, n'en est pas moins un passionné de très longue date. Chose étonnante, tous deux, malgré des approches très différentes, sont arrivés à un point de convergence : le pavillon Iwata, symbole de transducteur quasi absolu pour la restitution du registre médium. Après plus de trois ans et demi de recherches et d'essais laborieux, Jean-François Guigue parvenait enfin à réaliser le pavillon de ses rêves au moment où Michel Etienne envisageait dans la suite logique de l'évolution de son système de l'adopter. Il ne restait guère qu'à faire les essais. Ceux-ci ont été faits et, dès le début ont dépassé les espérances de chacun...

1 - La grande aventure

Jean-François Guigue

Tout a commencé il y a maintenant trois ans et demi, lors de la parution du n° 3 de l'Audio-ophile en février 1978.

Dans celui-ci, un article de Jean Hiraga sur l'installation de Monsieur Iwata me fit une impression énorme ; jamais je n'avais imaginé qu'un amateur put réaliser une installation chaîne aussi monstrueuse. De plus, le point qui acheva de me conquérir était le design que je considérais comme particulièrement proche de la perfection de ces pavillons.

Le soir même, j'écrivais à Jean

Hiraga au Japon afin d'obtenir le maximum de renseignements à leur sujet. Le lendemain je la donnais à traduire en japonais à un de mes amis et enfin je la postais.

Ce fut l'interminable attente, avec chaque matin, l'espoir d'une réponse ; elle arriva enfin courant mai et, avec elle un plan de pavillon pour moteur deux pouces.

Essayant d'agir avec méthode, je donnais quelques coups de téléphone afin d'avoir une idée du prix de ces moteurs. Il faut dire que j'eus une légère décep-

tion, n'ayant pas dans ma maigre bourse d'étudiant les 6 000 francs que demandait l'acquisition de deux de ces monstres pesant plus de 13 kg chacun.

Je me creusais alors la cervelle afin de trouver une solution de remplacement en prenant comme base les caractéristiques de ces chambres de compression.

Je cherchais un haut-parleur dont les performances et les dimensions pouvaient faire l'affaire. J'en trouvais un chez la maison Audax ayant une surface de membrane comparable, une très large bande passante, un

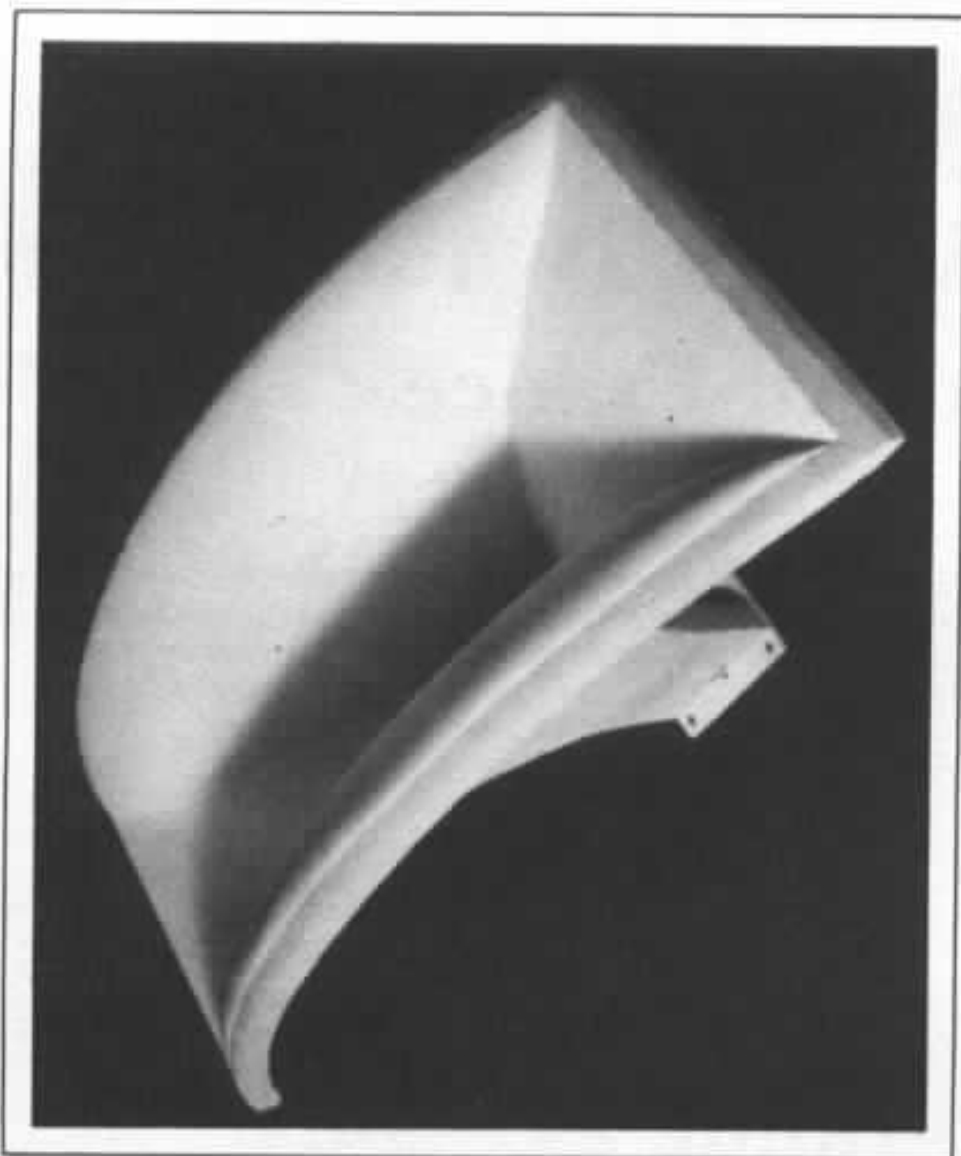


Fig. 1 : Vue de l'embouchure du pavillon, on notera la différence de structure des matériaux employés pour les parties internes et externes.

équipement mobile léger et une bonne définition.

Me mettant au travail, je le modifiais en deux points :

Premièrement, augmentation du champ magnétique par l'emploi d'énormes ferrites pour avoir un meilleur rendement et un meilleur contrôle de la membrane.

Deuxièmement, raidir la membrane papier à l'aide de fibres de carbone que je remplaçais par des fibres de bore qui pouvaient transformer une membrane « en acier trempé » avec un poids de quelques fractions de gramme supplémentaire.

Ces problèmes résolus, je me penchais sur la construction du pavillon proprement dit.

Là, les problèmes devinrent beaucoup plus sérieux, je m'en aperçus en réalisant tout d'abord une maquette en carton qui ne put jamais être achevée à cause du déchirement de cette matière lors de trop fortes contraintes. Je recommençais avec du balsa, mais avec au bout le même résultat.

Un peu déçu par ces échecs successifs, je procédais de manière différente : découpant dans du carton fort les couples de progression d'une moitié de

pavillon, je les disposais et les collais solidement à un bâti, puis je coulais du plâtre sur le tout et, enfin je ponçais afin de ramener chaque couple à fleur de plâtre ; rarement je fis un travail aussi fastidieux.

Quand la forme était parfaite, j'en tirais un moule en thermoformage, tout au moins j'essayais car les épaisseurs courantes des plaques se révélaient insuffisantes et se crevaient dès la mise sous vide à cause de l'éirement excessif de certaines parties. Une demi-douzaine d'essais plus tard, grâce à des plaques de plusieurs millimètres d'épaisseur, j'obtenais enfin un résultat un peu amolisé dans les angles et orné de plusieurs plis, mais tout de même utilisable. Le fixant sur un socle et le raidissant en quelques points, je faisais enfin mon premier tirage en staff que j'assemblais et que je pouvais délicatement afin d'en enlever tous les défauts. Je vérifiais ensuite les côtes qui, il faut le dire, avaient perdu quelque peu de leur finesse, mais j'étais tout de même satisfait, prêt à commencer mes premiers essais.

C'est à cette époque que virent le jour des réunions d'audiophiles où je fis la connaissance de C.H. Delaleu à qui j'exposais mon projet : il m'opposa immédiatement l'absence de l'indispensable pièce de mise en phase dont j'avais espéré pouvoir me passer. Je me plongeais aussitôt dans tous les ouvrages techniques de ma connaissance afin de découvrir quelques bases de calcul, mais hélas, je n'en trouvais pas la moindre miette. Alors, complètement découragé, j'envoyais mon pavillon finir ses jours dans un coin de ma cave.

Ce n'est que deux ans plus tard que l'aventure reprit quand j'appris que Fostex vendait des moteurs à des prix plus sages que les fabricants d'outre-atlantique.

Je téléphonais donc à la société Comel où l'on me demanda sur quel type de pavil-

lon je désirais adapter ces moteurs. Quand je déclarais que c'était pour un modèle Iwata, je reçus comme réponse un mélange d'intérêt et de scepticisme quant aux qualités de l'écoute.

Je proposais alors de prêter le modèle existant (qui n'avait plus très fière allure, écrasé sous une montagne de cartons) afin de procéder à quelques comparaisons.

Dans les jours qui suivirent, j'appris les résultats d'une confrontation entre l'Iwata et ses concurrents choisis parmi les

plus grandes marques mondiales où il les surpassait largement à l'étonnement de tous. C'est ainsi qu'on m'encouragea vivement à poursuivre mes efforts.

Je me remis donc au travail à partir de mon demi-moule thermoformé, réalisant tout d'abord un contre-moule en fibre de verre et époxy. Le choix de l'époxy résidant dans le fait qu'une résine polyester classique aurait attaqué le thermoformage, le transformant en quelques secondes à l'état de chewing gum et que ce même polyester peut se rétracter durant sa poly-

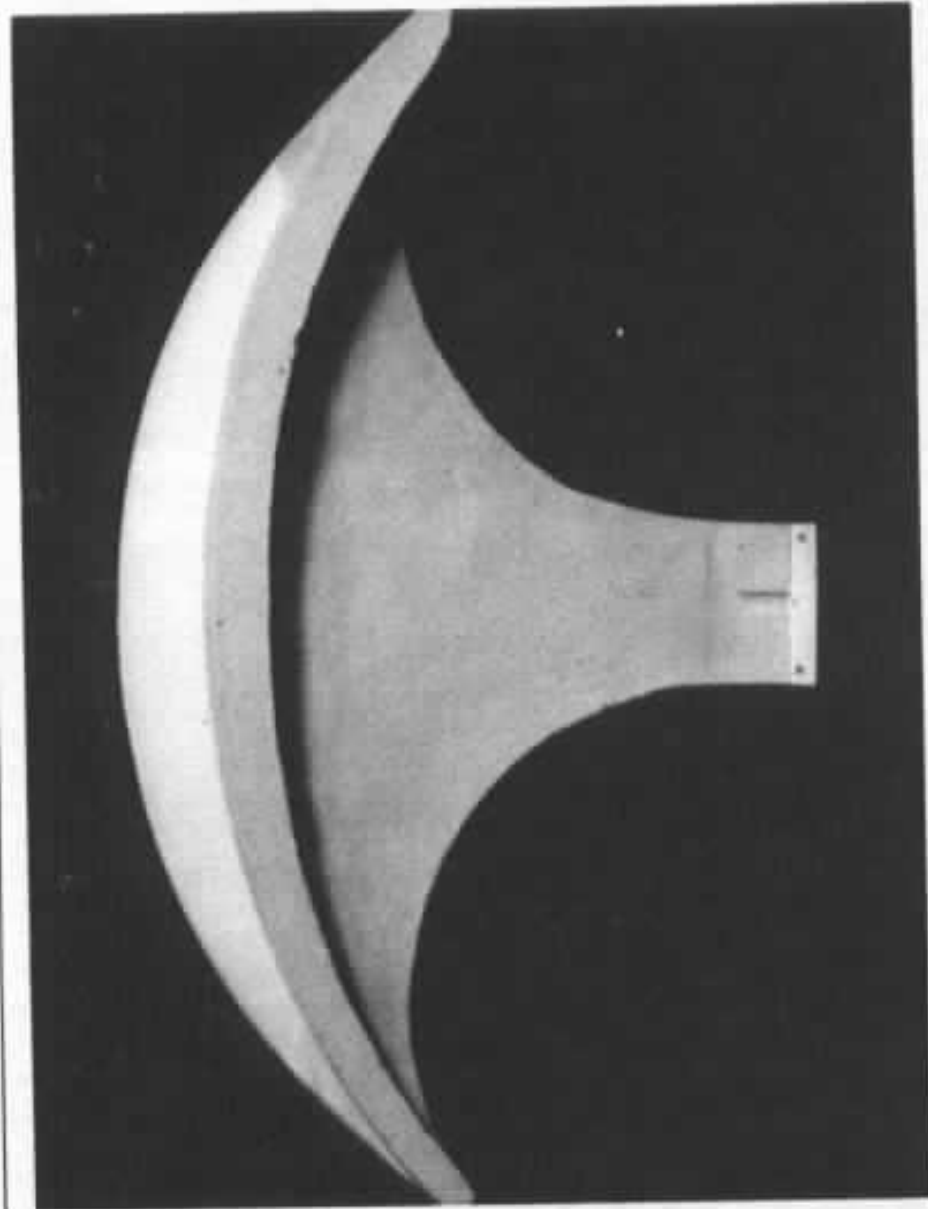


Fig. 2 : Pavillon vu de dessus, montrant de manière évidente les difficultés que l'on peut rencontrer au moulage d'une telle pièce.



Fig. 3 : Moteur 2 pouces utilisé pour les mesures. Il s'agit du modèle JBL 2441, le champ dans l'entrefer est de 18 000 gauss, son rendement est de 111 dB SPL et son poids de 11,3 kg. Ce moteur est identique à la version domestique 376.

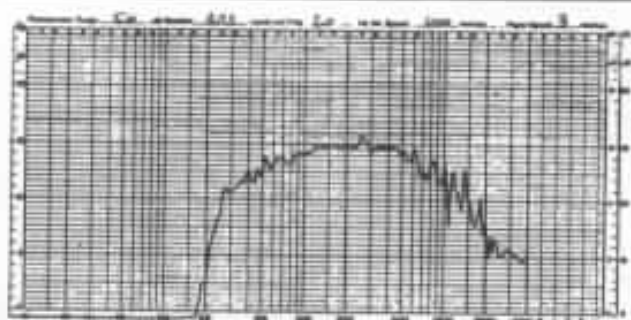
mérisation jusqu'à des valeurs de 10 % faussant du même coup toute précision dans le moulage, mais, comme chaque médaille a son revers, celle de l'époxy est son prix excessivement élevé.

Ce contre-moule réalisé, je continuais en créant à partir de celui-ci le moule définitif toujours en époxy.

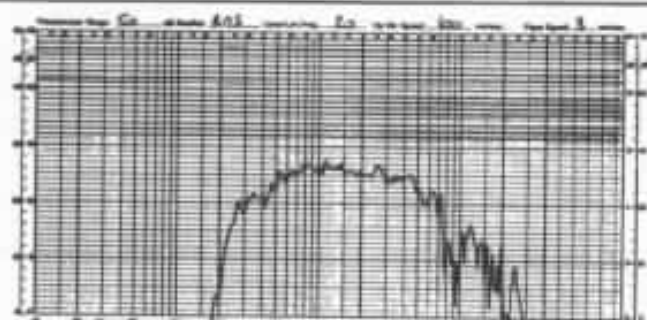
Après vérification de toutes les côtes et un ponçage très soigné, je passais plusieurs couches de cire à démouler puis effectuais enfin la réalisation finale. Mais, là aussi, plusieurs problèmes m'attendaient.

Le premier que j'ignorais totalement était l'impossibilité de démouler proprement du plâtre sur de la résine ; ces deux matériaux étant incompatibles. J'essayais alors en remplaçant la cire par cinq couches de vernis gomme laque avec polissage entre chaque application sans plus de succès ; des parcelles de plâtre adhéraient toujours au moule.

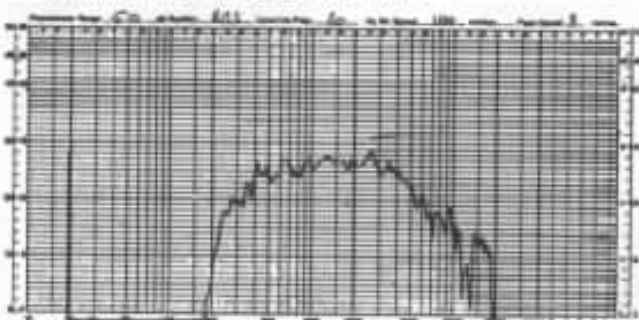
Le second était dû à la forme particulière du pavillon empêchant le moulage d'une seule pièce. Il fallut donc se résoudre à



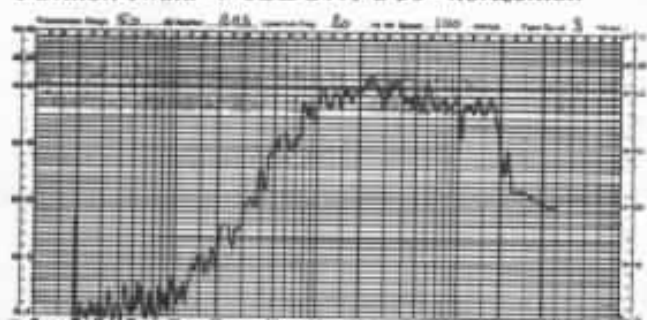
Pavillon Iwata + JBL 2441 à 0°.



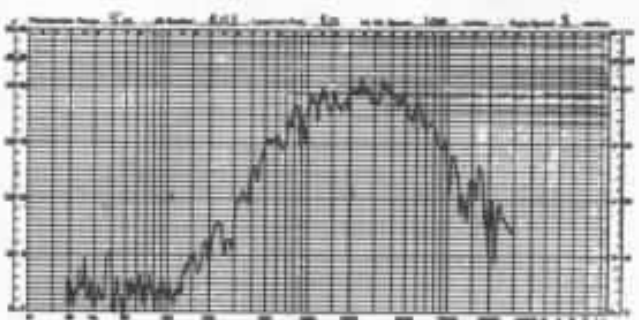
Pavillon Iwata + JBL 2441 à 30° horizontal.



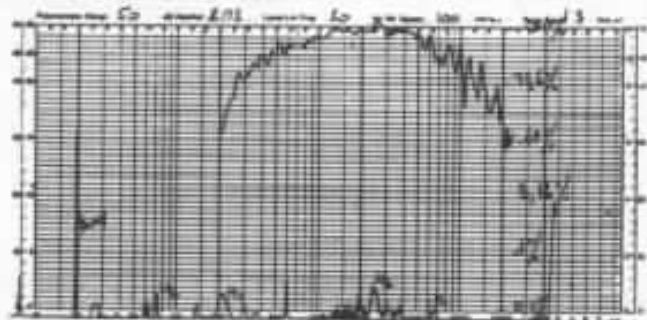
Pavillon Iwata + JBL 2441 à 15° vertical.



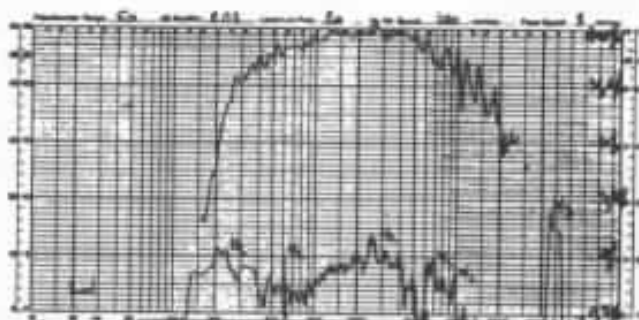
Moteur JBL 2441 seul à 0°.



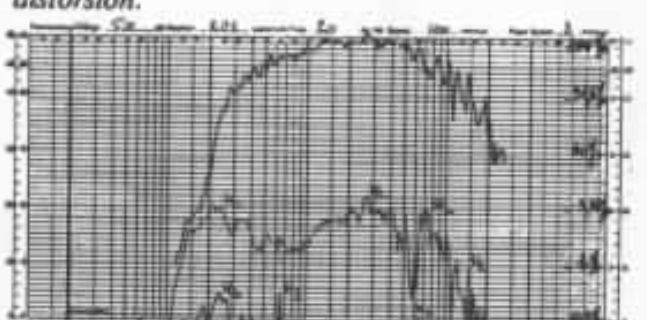
Moteur JBL 2441 seul à 30°.



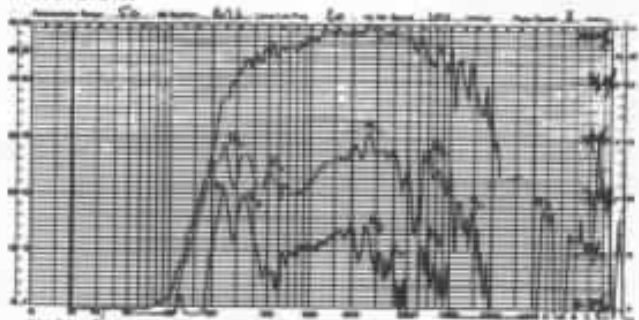
Réponse à 94 dB avec pavillon Iwata et niveau de distorsion.



Réponse à 104 dB avec pavillon Iwata et niveau de distorsion.



Réponse à 114 dB avec pavillon Iwata et niveau de distorsion.



Réponse à 124 dB avec pavillon Iwata et niveau de distorsion.

On notera que la réponse en fréquence est très linéaire en fonction du niveau. Les niveaux de distorsion sont extrêmement faibles compte tenu des niveaux de pression très élevés. A 114 dB la distorsion reste inférieure à 3 %.

Fig. 4 : Réponses amplitude-fréquence et niveau de distorsion en fonction du niveau de pression acoustique. Les résultats sont tout à fait remarquables.

effectuer le moulage en deux parties symétriques.

Un deuxième moule en staff vit le jour et là, tout se passa fort bien.

Quand le moulage est effectué, il est bon de le laisser sécher plusieurs jours, mais en gardant les deux morceaux assemblés, sinon, chacun travaillerait de façon différente laissant apparaître un jeu à l'assemblage pouvant atteindre plus d'un centimètre.

Suit l'ébarbage, le ponçage fin des surfaces afin de faire disparaître les petites irrégularités et découvrir les éventuelles bulles d'air.

Après les petits rebouchages, on assemble le pavillon, on fixe la plaque moteur et, enfin arrive la partie du travail la plus longue et la plus minutieuse : la finition interne et externe.

Extérieurement, différentes solutions ont été essayées faisant varier le poids du pavillon de 3 à près de 100 kg, avec ou sans couche intermédiaire de produit visco-élastique, avec ou sans pierre.

Pour la couche de finition en pierre, de nombreuses techniques ont été testées. Les produits que l'on trouve dans le commerce n'apportent pour cet usage que des résultats décevants : manque de solidité, de masse, d'accrochage, présentant des phénomènes de résonance et parfois ils représentaient un prix très élevé. La pierre calcaire directement sculptée dans la masse manquait elle-même d'homogénéité.

Si bien que je me repençais sur des études de pierre synthétique que j'avais effectuées il y a quelques années pour la restauration et le moulage de statues.

Après plus de 200 essais, je découvrais enfin la bonne formule à cet usage, me permettant de faire varier la teinte, la granulation, la dureté et la masse spécifique de la pierre tout en respectant l'aspect et les réactions

aux produits chimiques de la pierre naturelle.

Le seul défaut étant une préparation s'échelonnant sur plusieurs mois et la disponibilité des matières premières.

Je fabriquais alors un nouveau moule pour obtenir une surface extérieure parfaite, mais j'abandonnais vite cette technique par manque de moyens : table vibrante, pompes à vide, la remplaçant par un travail entièrement manuel.

La surface interne ne fut pas plus simple à déterminer : plâtre nu, matériaux antivibratoires, peintures de toutes espèces, enduits divers, finition de la surface allant du rugueux au lissé de la procelaine : tout fut écouté et comparé. D'énormes différences subjectives de définition, de directivité et de qualité de l'aigu, semblent y être directement liées.

La solution la plus satisfaisante à l'oreille consiste à passer sur les parois internes un produit à base de composants organiques appliqué en cinq couches, dont les quatre premières sont poncées l'une après l'autre à l'aide d'un papier abrasif de grain 1000 et la dernière telle quelle c'est-à-dire légèrement granuleuse.

L'originalité de ce matériau est qu'il présente une surface poreuse et totalement inerte acoustiquement.

Il est bon de rappeler aux amateurs qui désireraient se servir de plâtre dans leurs réalisations que, pour un même type de plâtre, on trouve des écarts de qualité externe suivant les fabricants.

Les épaisseurs des différentes couches constituant le pavillon sont primordiales, en effet, la moindre erreur jouera sur le son dans des proportions importantes : son de pavillon dans le bas du spectre, bosse dans la courbe de réponse très importante vers 1000-1500 Hz, effet d'aboïement, etc.

Bien réalisé, les résultats obtenus

sont fantastiques. Dynamique époustouflante, son très naturel tel que l'on n'a pas l'impression qu'il sort d'un pavillon, très grande finesse dans les micro-informations, directivité peu marquée, impression de puissance en réserve à toutes les fréquences, absence de « sons projetés », très bon rendement, et même coupé très bas, 200 Hz, il possède une telle dynamique et une telle finesse qu'aucun 38 cm n'arrive à le concurrencer.

Chargé par une chambre de compression d'un pouce à l'aide d'un adaptateur, les résultats restent exceptionnels mais ne permettent pas une coupure aussi basse, le moteur ne suivant pas.

Après ses qualités, ses défauts. Il n'y en a heureusement que peu :

- Sa taille : (largeur 85 cm, hauteur 33 cm, profondeur 57 cm) qui est supérieure à celle de ces concurrents commerciaux.

- Son poids qui avoisine les 20 kg.

- La fragilité de sa finition interne qui ne supporte pas les mains moites et les liquides.

Son intégration dans la pièce de séjour se passe habituellement bien grâce à ses proportions et son aspect le rapprochant plus d'une sculpture que d'un objet fonctionnel.

Chose curieuse, ses caractéristiques techniques ne diffèrent pas fondamentalement de celles des autres pavillons sauf pour la courbe d'impédance qui est remarquable.

En guise de conclusion (provisoire). On peut dire que la réalisation de ce pavillon est indiscutablement positive malgré le temps passé : plus de 1000 heures pour sortir le modèle définitif et plus de 15 jours de travail pour chaque paire suivante malgré le moule et surtout les coups de cafard qui ne m'ont pas manqués et que je laisse volontiers aux amateurs prêts à se lancer dans l'aventure.

2 - Les premières expérimentations

Michel Etienne

La fabrication de pavillons Iwata posent de gros problèmes quant à leur réalisation en bois. Le temps passe et les épures restent squelettiques. Les placages éclatent et les courbures se raidissent !!

Pendant ce temps, une personne nommée J.-F. Guigue a eu la très bonne idée de construire de jolis pavillons identiques à mon projet, mais en pierre synthétique.

Il ne restait plus qu'au hasard

de bien faire les choses. Ce fut fait et nous fîmes connaissance. Des essais commençaient alors. Quelques modifications s'avèrent nécessaires sur ces pavillons :

— Suppression d'une couche antivibratoire dans la construction du sandwich qui, au lieu d'évacuer les vibrations semblait les bloquer.

— Puisque ce pavillon est en pierre, autant maximiser le couplage moteur/pavillon et optimiser la forme de la gorge (impossible sur un pavillon en carton) et partir sur un cylindre comme la sortie moteur.

— Fabrication d'une pièce de raccordement transformant la gorge deux pouces en un pouce.

Des lecteurs pourront se demander pourquoi utiliser un pavillon deux pouces avec adaptateur un pouce, plutôt qu'un pavillon prévu pour le premier cas.

En fait, ce modèle de pavillon est celui qui a donné les meilleurs résultats sur tous les paramètres. De plus, il est possible de le couper à 400 Hz et ne colore absolument pas le haut du spectre. A noter que l'utilisation d'un moteur deux pouces reste toujours possible pour l'avenir !?...

Mais avant de détailler plus longuement ce nouveau pavillon, il faut dire un mot sur la formule 902-8T/511 B décrit dans le précédent numéro.

Ce pavillon est d'une taille beaucoup moins importante que l'Iwata, et reste au point de vue

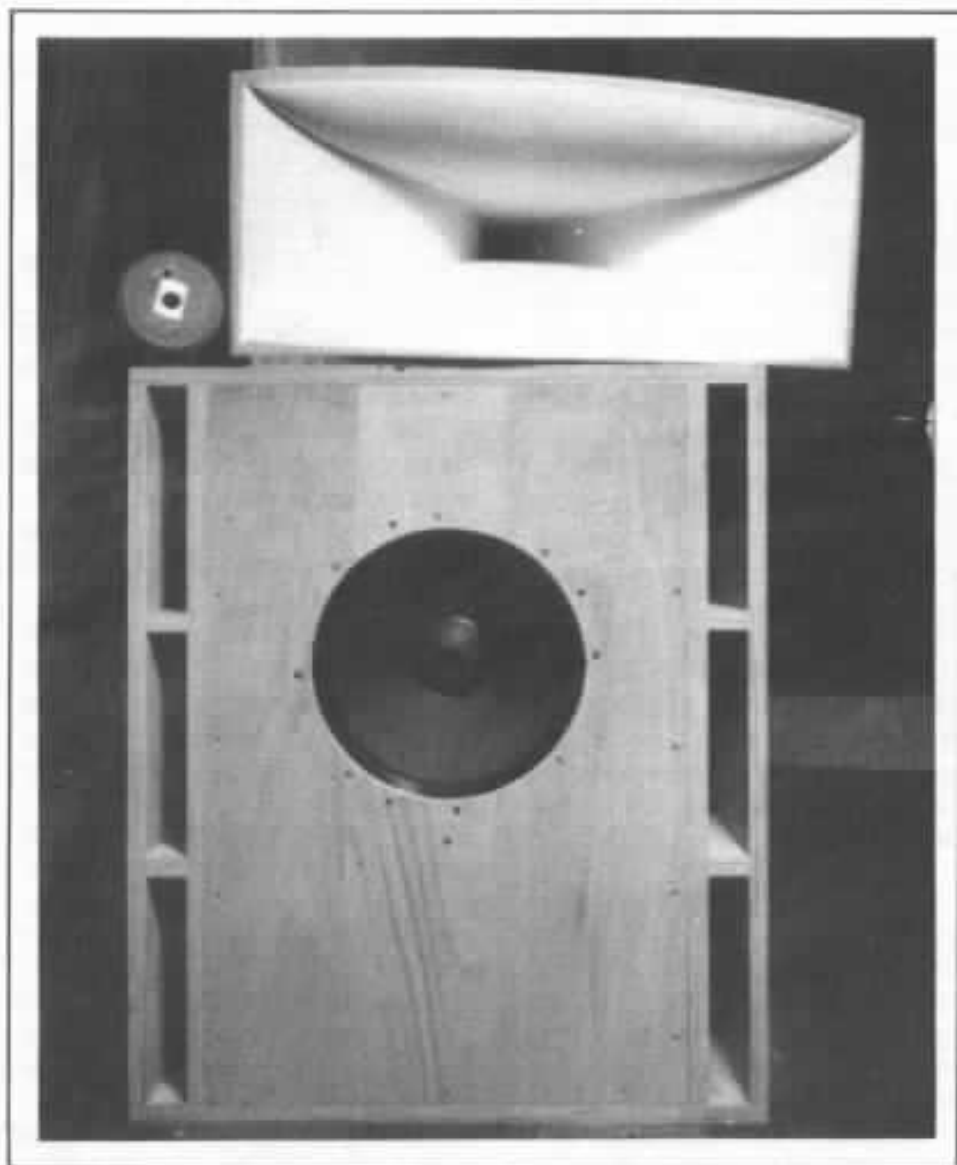


Fig. 5 : Le système de Michel Etienne équipé du pavillon Iwata pour le registre médium.

rapport qualité/encombrement/prix imbattable. Cette solution est donc tout à fait réalisable lorsque la place manque.

Si vous n'êtes pas à quelques dm³ près, et vous avez quelques billets de cent francs à investir en plus, la solution Iwata vous emmènera sous d'autres cieux.

En effet, après avoir modifié le filtre (nous en reparlerons ultérieurement), nous avons pu apprécier la qualité au plus haut niveau de ce matériel.

— La dynamique est encore accrue !!

— Les détails arrivent au galop

— L'image et l'aération semblent encore plus évidentes.

— La vie de l'ensemble s'ouvre. Poussons dans ses derniers retranchements le pavillon.

... Sortons le Toshiba « Pro Japan » ou une locomotive SL 4110 est enregistrée, et poussons le volume.

... les oiseaux chantent, la loco est très loin, il fait beau...

Le train arrive sur la droite, grossissant à vue d'œil. Soudain le sifflet !!!

Contrairement à l'habitude, ce sifflet n'est plus mince et étriqué, mais semble partir d'un point très précis pour s'ouvrir en éventail dans la pièce.

La vapeur de la loco semble nous arriver par panache...

On sortira presque son mouchoir...

Nous ne décrivons que le médium, mais pour le reste du spectre (grave) il faudrait interroger les voisins pour savoir s'ils n'ont pas téléphoné à la S.N.C.F. de peur d'un détournement.

La loco passe.

Les bielles... les roues... les rails... Que de choses redécouvertes... grincements d'essieux... La descente du compresseur à 400 Hz est vraiment heureuse.

La loco s'en va...

Le calme revient...

Nous pouvons respirer à nouveau.



Fig. 6 : Prototype de filtre employé pour les essais. On notera le volume très imposant des selfs.

Vraiment impressionnant !!!

Pour la musique, c'est indescriptible.

On la vit. On la comprend beaucoup mieux. Beaucoup de choses se passent, mais forment avant tout « l'émotion musicale ».

Disons que l'impression générale, c'est que l'ensemble a pris du poumon...

Les sons n'arrivent plus... ils sont là !!

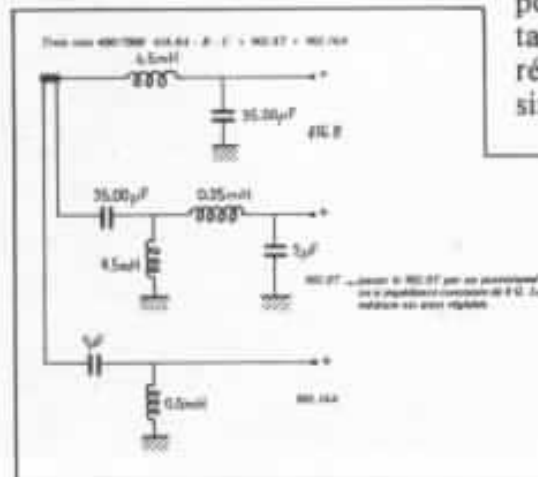
Revenons aux choses plus terre à terre, et notons que l'emplacement, la direction et le mode de positionnement du pavillon est similaire au premier descriptif (cf. Audiophile n° 20) avec le 511B.

Pour le filtre, les valeurs changent, bien sûr, pour le grave et le médium, c'est-à-dire :

A la suite de nombreux essais sur les composants du filtre, j'ai opté pour des selfs en 25/10 possédant une très faible résistance.

Je ne saurais trop insister sur ce filtre dont je n'ai pas beaucoup parlé dans la description du système parue dans le n° 20, mais il est très important que sa réalisation soit très soignée : soudures très importantes ; reliez les selfs et coudes sans utiliser de câbles ; calez à chaque fois que cela est possible les composants sur des blocs de feutre ; et bien sûr installez le filtre comme décrit toujours au n° 20.

A noter : Dans la solution du pavillon Iwata le médium n'est plus amorti par la modification de gorge comme sur le 511B. Il est donc à prévoir, comme indiqué sur le schéma du filtre un potentiomètre à impédance constante (de 8 Ω) de façon à pouvoir régler le niveau médium qui est, sinon, légèrement trop élevé.



Matériel :

Selfs : 4,5mH Ω 25/10; 0,35 Ω
0,50mH Ω 25/10; 0,09 Ω
0,25mH Ω 25/10; 0,06 Ω

Condensateurs 35 μ F
2 μ F
1 μ F

**Page non
disponible**

Performances en bruit d'un préamplificateur associé à une cellule

Philippe Faugeras

Dans les circuits électroniques, on appelle bruit tout signal parasite venant se superposer au signal utile. Ces parasites peuvent être de deux sortes :

- ceux liés à la nature physique du composant (résistance, transistor, circuit intégré),
- ceux liés aux composants externes (rayonnement).

Dans cet article, nous nous limiterons à la première catégorie. Dans un circuit audio, on trouve plusieurs types de processus de génération de bruit, processus faisant appel à des phénomènes physiques différents.

Bruit thermique (ou bruit de Johnson)

Ce bruit est dû à l'agitation thermique des électrons dans un conducteur, il peut être représenté par un générateur de f.e.m.

$$e_R = \sqrt{4kTRB}$$

k : constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$)

T : température absolue en $^\circ\text{K}$ (300°K à l'ambiante)

R : résistance du conducteur

B : bande passante

Par exemple, en série avec une

résistance de $1 \text{ k}\Omega$, il faudra placer un générateur de tension de bruit équivalent ayant pour

f.e.m. :
 $e = 0,57 \mu\text{V}$ ($B = 20 \text{ kHz}$).

Rappelons qu'une cellule magnétique à aimant mobile a une sensibilité de l'ordre de quelques mV.

Bruit de Shottky

Ce bruit représente les fluctuations d'un courant I autour de sa valeur moyenne ; il a pour

valeur :

$$i = \sqrt{2qIB}$$

q : charge de l'électron,
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Par exemple, un courant de $I = 100 \mu\text{A}$ génère un bruit $i = 80 \text{ nA}$ ($B = 20 \text{ kHz}$), ce qui représente une fluctuation du courant I de l'ordre de 0,08 %.

Bruit de Flicker

Ce bruit apparaît dans les composants à basse fréquence (on le trouve aussi souvent sous la dénomination de bruit en $1/f$).

Sa représentation physique étant très difficile, on ne fera ici que le citer mais il ne faut surtout pas l'oublier : c'est ce qui fait la différence entre une résistance au carbone et une résistance métallique !

Chaque élément dans un amplificateur est une source potentielle de bruit : chaque transistor par exemple est la source des différents bruits énoncés précédemment. Afin de simplifier son analyse, on a cherché à modéliser le transistor (F.E.T. ou bipolaire), c'est ainsi qu'un transistor sera représenté par l'association d'un générateur de tension de bruit e_n monté en série et d'un générateur de courant de bruit i_n placé en parallèle sur un amplificateur idéal (fig. 1).

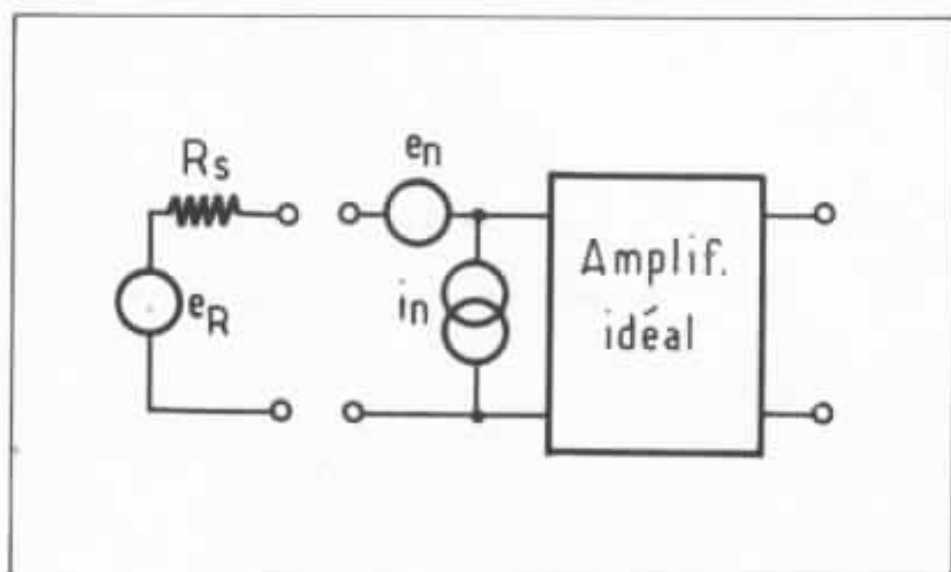


Fig. 1 : Un amplificateur peut être décomposé en un amplificateur idéal, un générateur de bruit en courant et un générateur de bruit en tension.

La tension de bruit e_n est exprimée en « nanovolt par racine de Hertz » (nV/\sqrt{Hz}) à une fréquence déterminée, ou en microvolt (μV) pour une bande de fréquences donnée.

Le courant de bruit i_n est exprimé en « picoampère par racine de Hertz » (pA/\sqrt{Hz}) ou en nanoampère (nA) pour une bande de fréquences donnée.

Maintenant, nous pouvons

examiner la relation qui lie e_n et i_n . Quand une source de résistance interne R_S est connectée à l'entrée de l'amplificateur, la tension de bruit e_R créée par la résistance apparaît en série avec e_n . Quant au courant de bruit i_n , il crée à travers R_S une tension de bruit $i_n \times R_S$. Le bruit total (RMS) apparaissant à l'entrée de l'amplificateur est égal à e_T :

$$e_T = \sqrt{e_n^2 + e_R^2 + i_n^2 R_S^2}$$

Si, par exemple, on choisit un préamplificateur dont le transistor d'entrée possède les caractéristiques $e_n = 2 nV/\sqrt{Hz}$, $i_n = 0,5 pA/\sqrt{Hz}$ et une résistance d'entrée de $47 k\Omega$, le bruit total ramené à l'entrée sera :

$$e_T^2 = 4 \cdot 10^{-18} + 7,78 \cdot 10^{-16} + 5,30 \cdot 10^{-16} = 1,31 \cdot 10^{-15} nV^2/Hz$$

Dans une bande passante de 20 kHz et pour un signal d'entrée de 2 mV, on aura un rapport signal/bruit :

$$S/N = 20 \log \left(\frac{2 \cdot 10^{-3}}{5,12 \cdot 10^{-6}} \right) = 51,8 \text{ dB}$$

FET ou bipolaire ?

Maintenant se pose le choix d'un transistor d'entrée FET ou bipolaire.

Dans le tableau 1, sont résumées les caractéristiques (e_n et i_n) de chacun des deux transistors.

$r_{bb'}$: résistance série de base

r_e : résistance d'émetteur ;

$$r_e = \frac{kT}{qI_c}$$

I_b : courant de base

g_m : transconductance

I_G : courant de gate

Ce tableau montre que le bruit d'un transistor, qu'il soit FET ou bipolaire, est fonction des composants intrinsèques du transistor ($r_{bb'}$, g_m) et de sa polarisation.

Un transistor bipolaire par exemple devra être choisi avec une faible résistance de base $r_{bb'}$ (voir « Préamplificateur pour cellule à bobine mobile » par J.

Transistor	Bipolaire	FET
e_n^2	$4kT (r_{bb'} + r_e) / 2$	$4kT / g_m$
i_n^2	$2qI_b$	$2qI_G$

Tableau 1 : Paramètres de bruit pour un bipolaire et un FET.

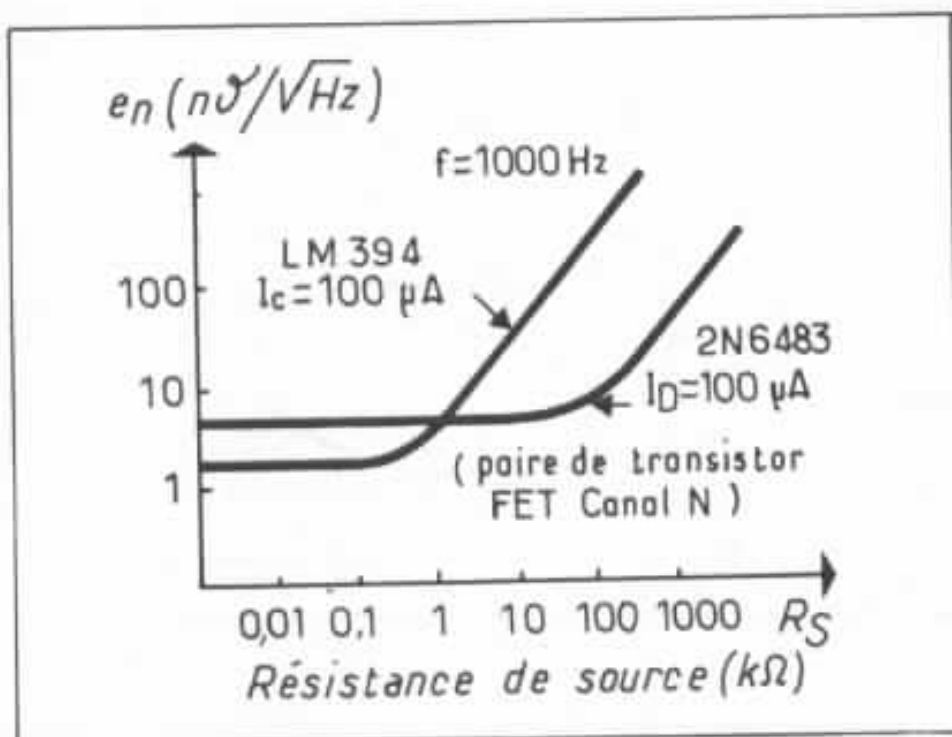


Fig. 2 : Tension de bruit en fonction de la résistance de source pour une paire effet de champ (2N 6483) et une paire bipolaire (LM 394).

Hiraga, l'Audiophile n° 16) et un courant de collecteur I_c qui optimise le bruit total. Quant au FET, il faudra le choisir avec une forte transconductance g_m , c'est-à-dire avec une faible résistance de canal.

Le moment crucial est arrivé

de choisir un FET ou un transistor bipolaire. En fait, les nombreuses publications parues sur ce sujet montrent que le transistor bipolaire est meilleur pour une faible résistance de source (inférieure à $10 k\Omega$) et que le FET est imbattable pour des

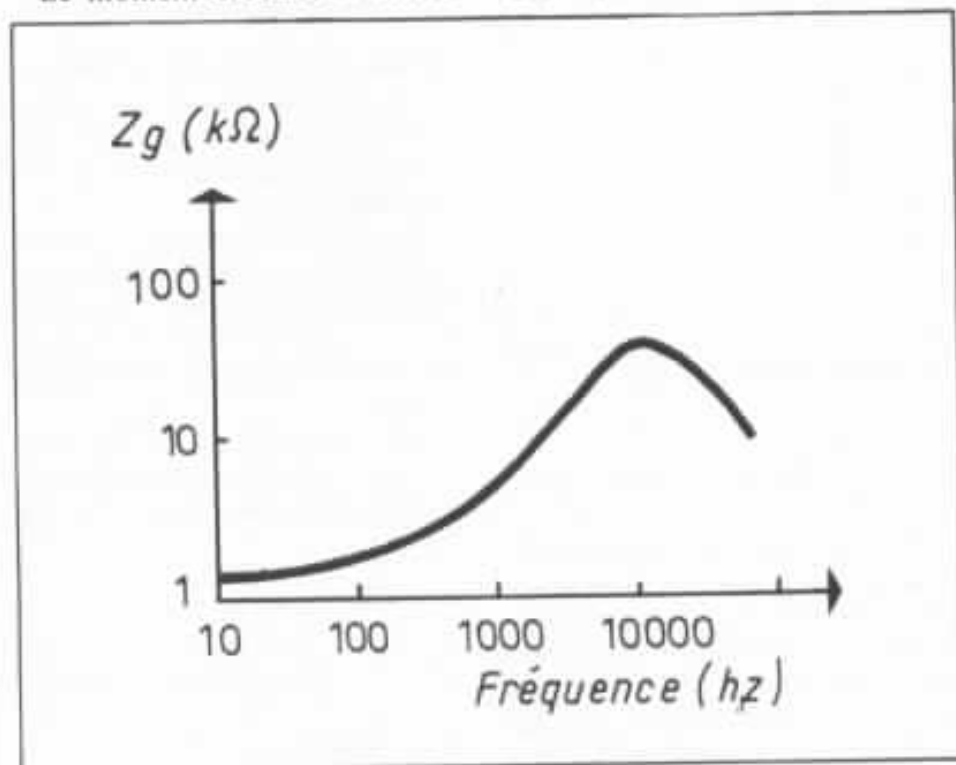


Fig. 3 : Module de l'impédance en fonction de la fréquence d'une cellule à aimant mobile.

impédances de source plus élevées (fig. 2).

La figure 3, représentant l'impédance d'une cellule magnétique en fonction de la fréquence, montre que celle-ci varie entre $1 k\Omega$ et $45 k\Omega$, ce qui ne facilite pas le choix.

Un compromis doit donc être effectué, mon choix s'est porté sur une paire différentielle bipolaire de chez National Semiconductor. En effet, actuellement, il est encore très difficile de trouver dans le commerce des paires différentielles FET dans un même boîtier, ce qui oblige, lorsqu'on utilise des FET, à un appairage très serré (voir préamplificateur Kanéda).

De plus, les caractéristiques en bruit du LM 394 présentées à la figure 4 sont plus qu'alléchantes.

Comme autres caractéristiques, on trouve un gain en courant $h_{fe} = 500$ et une dérive en température inférieure à $0,1 \mu V/^{\circ}C$.

Les différentes sources de bruit étant définies et les composants choisis, il nous est facile maintenant de déterminer un schéma équivalent de notre préamplificateur et de la cellule.

La figure 5 représente les différents éléments d'un préamplificateur et de sa cellule magnétique.

(L_g, R_g) : inductance et résistance de la cellule

C_{in} : capacité de charge de la cellule (capacité de câble de liaison en parallèle sur la capacité d'entrée du préamplificateur)

$R = 47 k\Omega$: résistance d'entrée du préamplificateur

En posant $Z = X_{C_{in}} // R$ et $Z_g = Z // (Z_L + R_g)$ et en faisant apparaître les différentes sources de bruit, on obtient la figure 6. Le bruit créé par la contre-réaction RIAA sera négligé.

Avec $e_g = \sqrt{4kT R_c (Z_g)}$, R_c (Z_g) partie réelle de l'impédance Z_g .

Le bruit total à l'entrée du préamplificateur est :

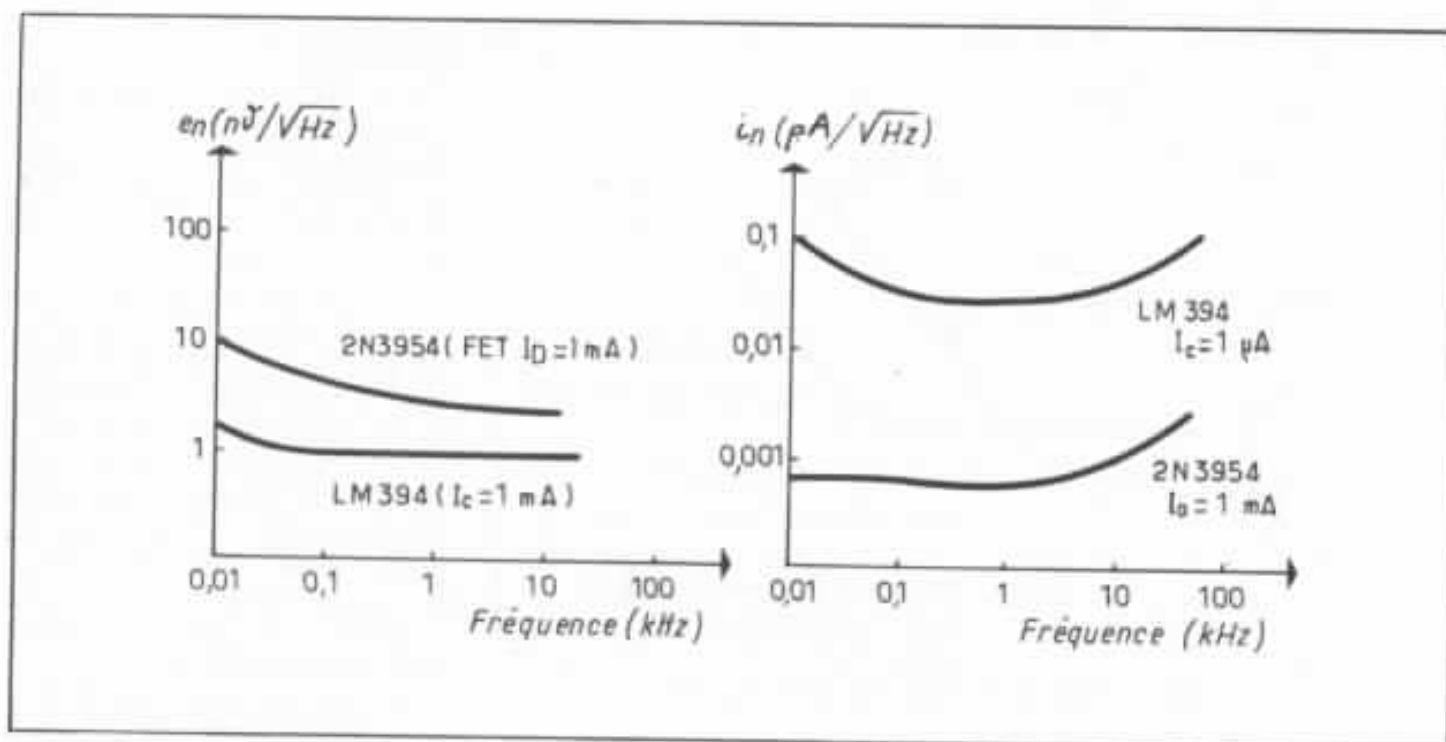


Fig. 4 : Tension et courant de bruit en fonction de la fréquence pour un effet de champ (2N 3954) et une paire bipolaire (LM 394).

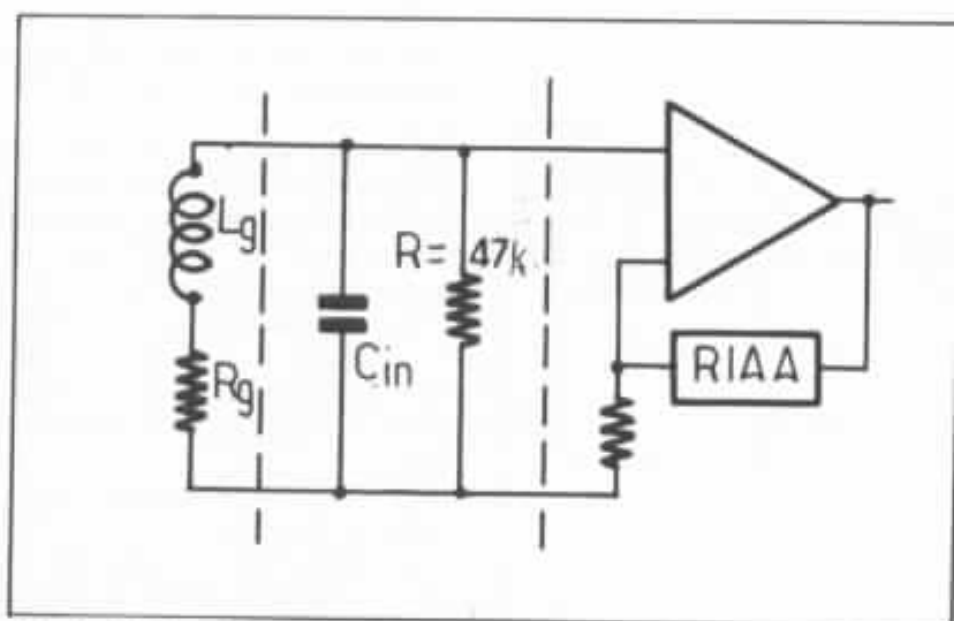


Fig. 5 : Schéma d'un préamplificateur RIAA associé à une cellule.

$$\bar{e}_T^2 \text{ (nV}^2/\text{Hz)} = e_n^2 + \bar{i}_n^2 Z_g^2 + 4kT R_e(Z_g)$$

Ce bruit, comme le signal, subit une correction RIAA, c'est-à-dire que les fréquences basses vont être amplifiées 100 fois plus. Si $A(f)$ est la fonction de transfert du circuit de correction RIAA, on démontre que le bruit total (en μV^2) ramené à l'entrée est :

$$E_T^2 = \int_{f_1}^{f_2} \bar{e}_T^2(f) |A(f)|^2 df.$$

Si vous avez un calculateur, vous n'aurez pas de problème pour calculer cette expression. Sinon, il vous faudra décomposer votre bande de fréquences $[f_1, f_2]$ en intervalles B_i , calculer dans chaque intervalle B_i , $e_{iT}^2(f)$ et $|A_i(f_i)|^2$ et enfin calculer l'expression finale :

$$E_T^2 = \sum_i \bar{e}_i^2 |A_i|^2 B_i$$

L'expression du bruit total E_T^2 ramené à l'entrée étant déterminée, il est intéressant de voir la contribution de chacun (cellule magnétique, transistors d'entrée) à ce bruit.

Bruit généré par la cellule

Dans le tableau 2 sont résumées les différentes étapes du calcul du bruit généré par la cellule magnétique.

Dans notre exemple, la cellule utilisée est une ADC 27 dont les caractéristiques sont : $R_g = 1,13 \text{ k}\Omega$ et $L_g = 0,73 \text{ mH}$, la capacité de charge C_{in} ayant été choisie à 250 pF .

Les expressions de $R_e(Z_g)$ et $|Z_g|$ fastidieuses à déterminer, sont données ici sans démonstration :

$$R_e(Z_g) = \frac{RX_L^2 X_c^2}{(RX_L - RX_c)^2 + X_L^2 X_c^2}$$

$$|Z_g| = \frac{RX_L X_c}{((RX_L - RX_c)^2 + X_L^2 X_c^2)^{1/2}}$$

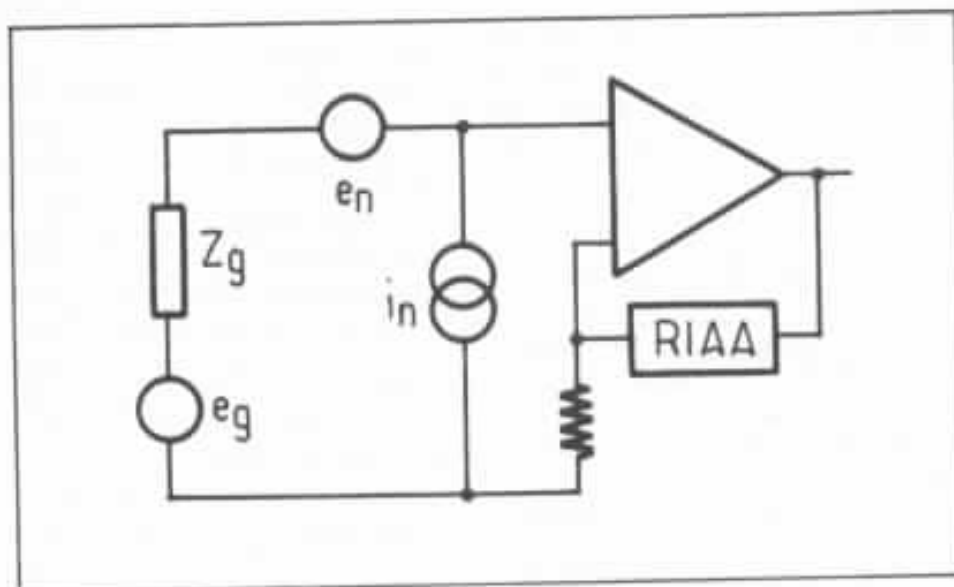


Fig. 6 : Représentation des sources bruit associé à un préamplificateur et à sa cellule.

avec $R = R_g // 47 \text{ k} \Omega$
 $X_L = L_g \omega$
 $X_C = 1 / C_{in} \omega$

Le bruit total généré par la cellule magnétique est donc égal à :

$$E_T^2 = \sum_i 4kT R_e (Z_{B_i}) A_i^2 B_i$$

$$= \sum_i e_i^2 A_i^2 B_i$$

Du tableau 2, on déduit
 $E_T^2 = 5,3 \cdot 10^{-13} \text{ V}^2$,
d'où $E_T = 0,72 \mu\text{V}$.

Bruit généré par un transistor bipolaire

Les caractéristiques en bruit d'un transistor bipolaire ont

montré que celles-ci étaient à la fois fonction des composants intrinsèques du transistor et de sa polarisation.

Si R_s est la résistance de source du transistor, le bruit total e_T^2 ramené à l'entrée est :

$$\bar{e}_T^2 = \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_s^2 + 4kT R_s$$

En remplaçant \bar{e}_n^2 et \bar{i}_n^2 par leurs valeurs données dans le tableau, \bar{e}_T^2 devient :

$$\bar{e}_T^2 = 4kT (r_{bb'} + r_e + R_s) \dots$$

$$+ 2q \frac{I_c R_s^2}{h_{fe}} \text{ Avec } r_e = \frac{kT}{qI_c}$$

l'expression précédente devient :

$$\bar{e}_T^2 = 4kT (r_{bb'} + \dots$$

$$\frac{kT + R_s + R_s^2 2qI_c}{2qI_c h_{fe} 4kT})$$

Si l'on dérive cette expression par rapport à I_c et que l'on cherche à l'annuler, on voit que cette expression présente un minimum

B_i (Hz)	25-50	50-100	100-200	200-400	400-800	800-1,6k	1,6k-3,2k	3,2k-6,4k	6,4k-12,8k	12,8k-20k
$R_e(Z_g) \Omega$	1,11k	1,11k	1,11k	1,15k	1,26k	1,73k	3,86k	12,4k	41,5K	34k
$ Z_g \Omega$	1,12k	1,15k	1,3k	1,77k	2,97k	5,59k	11,7k	24,4k	43,6k	40,1k
\bar{e} (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	4,24	4,24	4,24	4,31	4,51	5,29	7,9	14,2	26	23,5
A^2	63	29,5	10,7	3,85	1,66	0,85	0,49	0,154	0,043	0,019
$\bar{e}^2 A^2 B_i$ (nV ²)	28,3.10 ³	26,6.10 ³	19,2.10 ³	13,2.10 ³	13,5.10 ³	19.10 ³	48,9.10 ³	99,3.10 ³	186.10 ³	76.10 ³

B_i (Hz)	25-50	50-100	100-200	200-400	400-800	800-1,6k	1,6k-3,2k	3,2k-6,4k	6,4k-12,8k	12,8k-20k
$ Z_g (\Omega)$	1,12k	1,15k	1,3k	1,77k	2,97k	5,59k	11,7k	24,4k	43,6k	40,1k
i_n (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	0,6	0,4	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
$i_n^2 Z_g ^2$	0,45	0,46	0,26	0,35	0,59	1,12	2,34	4,88	8,72	8,02
e_n	2	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8
e_n^2	4	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24
$e_n^2 B_i$	4,45	3,7	3,5	3,59	3,83	4,36	5,58	8,12	11,96	11,26
A^2	63	29,5	10,7	3,85	1,66	0,85	0,49	0,154	0,043	0,019
$e_n^2 A^2 B_i$	7k	5,45k	3,74k	2,76k	2,54k	2,9k	4,37k	4k	3,3k	1,54k

Tableau 2 : Calcul du bruit généré par une cellule.

Tableau 3 : Calcul du bruit généré par l'étage d'entrée d'un préamplificateur.

pour :

$$I_c = \frac{kT}{q} \times \frac{\sqrt{h_{fe}}}{R_s} \approx \frac{26\sqrt{h_{fe}}}{R_s} \text{ mA}$$

L'expression précédente montre que lors de la conception d'un préamplificateur, le choix du courant de polarisation du transistor d'entrée sera fonction de son gain en courant h_{fe} et de la valeur de la résistance de source. A 1 kHz, une cellule magnétique présente une impédance de l'ordre de 5 k Ω , la paire différentielle LM 394 présentant un gain en courant de 500. Le courant optimum de polarisation sera :

$$I_c = 26 \times \frac{\sqrt{500}}{5} = 116 \mu\text{A}$$

(f = 1 kHz)

Comme pour la cellule magnétique, toutes les étapes de calcul

de bruit généré par le LM 394 sont résumées dans le tableau 3.

Le bruit total généré par l'étage d'entrée est donc égal à :

$$E_T^2 = \sum_i (e_{ni}^2 + i_{ni}^2 |Z_{gi}|^2),$$
$$A_i^2 B_i = \sum_i e_{Ti}^2 A_i^2 B_i$$

Du tableau 3, on déduit $E_T^2 = 3,76 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2$,
d'où : $E_T = 0,2 \mu\text{V}$.

Si l'on récapitule les différents résultats obtenus, on trouve :

- bruit généré par cellule magnétique + 47 k Ω : 0,72 μV
- transistors d'entrée : 0,2 μV
- bruit total : $\sqrt{(0,72)^2 + (0,2)^2}$
= 0,747 μV

Avec un signal d'entrée de 2 mV, cela correspond à un SNR = 68,5 dB.

Du tableau précédent, on déduit que la contribution de la cellule magnétique au bruit total est de plus de trois fois supérieure à celle des transistors d'entrée !

Conclusion

Les calculs précédents ont montré qu'avec les semi-conducteurs actuels la limitation en bruit d'un système audio est due essentiellement à l'utilisation d'une cellule à aimant mobile et plus particulièrement à la partie réelle de son impédance. L'utilisation d'une cellule à bobine mobile avec une faible impédance (2-40 Ω) permet de rabaisser cette limitation.

Dans un prochain article, un préamplificateur original utilisant les LM 394 et les considérations théoriques énoncées ci-dessus sera proposé.

Références

- Low Noise Audio Amplifiers, AES, mai 1972.
- Noise Specs Confusing — Note d'application National Semiconductor, mai 1974.
- Ultra-Low Noise Preamplifier for Moving-Coil phono Cartridges — AES, avril 1980.



**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

**Page non
disponible**

Audio et Astrologie ?

2^e partie

Jean Hiraga

Kikuji Matsuoka, dont il a été question dans l'article paru dans le précédent numéro de l'Audiophile, est avant tout un grand amateur de musique enregistrée. Sa collection de disques est relativement importante et elle comprend des enregistrements de jazz, de musique « pop », de « country music » et de musique classique. Toutefois il écoute surtout de la musique classique et son choix se porte en particulier sur Fauré, Franck, Debussy, Chopin. Mais, parmi les divers compositeurs, celui qu'il préfère est Wagner. C'est, dirait-on, une question de « goût » personnel. Matsuoka le croit aussi car il n'est pas du tout évident que ceux qui aiment Wagner aiment également Chopin, Fauré ou Debussy.

Comment se forme ce « goût personnel » ? Hérité, culture, environnement ? Ce sont, bien entendu, des influences assez évidentes, mais peut-être pas autant que l'on pourrait l'imaginer, puisque Matsuoka attribue en grande partie le caractère de chacun, le goût personnel, à l'astrologie, à ses effets sur chacun d'entre nous et cela dès notre naissance.

L'astrologie n'est pas une science nouvelle, comme chacun le sait, et, il y a pourtant 4 000 ans, cette science était déjà un outil permettant d'établir avec une précision remarquable des phénomènes naturels comme les éclipses, les marées, les crues des grands fleuves. Depuis, malgré nos progrès scientifiques, cette science n'a jamais disparu, en dépit des nombreux charlatans et

soi-disant « voyants » qui, ayant toujours existé, auraient pu faire oublier au cours des siècles une science qui reste encore sujette à de nombreuses controverses. Comment « fonctionne » l'astrologie ? Quels sont les mécanismes physiques, chimiques, biologiques ou autres qui pourraient jouer sur la détermination du caractère ou de l'avenir d'un individu ? Certains se préoccu-

pent peu de cette question, se contentant de croire que « ça marche ». Pour cela, leurs armes principales sont par exemple des prophéties dont la précision est telle qu'elles dépassent toute coïncidence possible. Ce sont encore des phénomènes qui, bien que « naturels », restent inexplicables, comme par exemple les effets des phases de la lune sur le comportement de certains sujets,

l'effet des marées sur la poussée des cheveux ou bien encore sur les heures de naissance ou de décès. Phénomènes pourtant vérifiables autant qu'inexplicables.

Même en 1980 ou en 1981, certains hommes d'état, certains musiciens n'hésitent pas à reconnaître les bienfaits des fameux «biorythms», s'en servant pour déterminer leurs dates de conférences ou de concerts.

Certains lecteurs se souviennent peut-être d'une certaine Rosemarie Brown, une employée anglaise qui, dès 1964, se mit brusquement à jouer du piano avec une technique irréprochable, ce qui est de taille à provoquer des remous dans la presse, surtout lorsque l'on a des preuves absolues que la personne en question est incapable de lire une partition et n'a jamais touché un piano de sa vie. Cette anecdote avait été assez étonnante pour intéresser les disques Philips, qui réalisèrent un enregistrement en 1976 (X 7605 - 6500 049) où figurent des artistes très variés tels que Chopin, Liszt, Debussy, Grieg, Beethoven et Schubert.

Cette «pianiste», paraissant d'ailleurs tout à fait sincère, n'avait pas hésité à se soumettre aux divers «experts» et une grande revue américaine de hi-fi lui consacra à cette époque une interview faite de questions-pièges, prouvant l'évidence de sa sincérité et, par-là même, l'évidence de faits inexplicables...

Pour ceux qui voient dans l'astrologie le moyen de prévoir, avec au moins 70 % de chances, le caractère physique et mental, les qualités, les défauts et les particularités que présente un sujet venant de naître, il est nécessaire de connaître le signe astral de ce dernier, c'est-à-dire l'année, le mois, le jour, l'endroit et l'heure de la naissance. Normalement, on considère, à ce moment, le nom de la constellation se situant juste au-dessus de l'horizon Est,

la position et la phase de la lune, ainsi que celles du soleil et des planètes. Ceci permet, en Orient comme en Occident, de calculer le «portrait astrologique» de quelqu'un.

En Extrême-Orient, les astrologues considèrent les influences de cinq planètes : Mercure, Saturne, Jupiter, Vénus et Mars, réparties sous neuf positions de base. Selon les asiatiques, ces positions de base auraient un rapport étroit avec la personne naissant, chacune de ces positions correspondant à un principe de vie, à un caractère bien déterminé. Le tableau de la figure 1 en donne un bref aperçu. Tout à fait à l'exemple de l'astrologie née en Chaldée, il

y a 4 000 ans, on retrouve dans l'astrologie chinoise les effets des planètes se situant, à un moment précis, dans une constellation, un signe du zodiaque chinois (planète dite «en domicile» ou en «exaltation»), ou bien nettement en dehors. Cependant, on note quelques différences concernant la signification astrologique d'une planète donnée, bien que le portrait astrologique final en reste curieusement très proche.

Sous quelle étoile ?

Le calcul astrologique en Asie est nettement différent de celui pratiqué en Occident. Matsuoka procède de la façon suivante : on divise l'année de sa naissance par

SIGNE	TYPE	CARACTÈRE
SIGNE N° 1 (Mercure)	Franc, impulsif	Instable, changeant, peut travailler énormément, puis pas du tout (ou bien l'un ou l'autre).
SIGNE N° 2 (Saturne)	Travailleur, courageux	Aime le travail, simple, réfléchit longuement, ne peut prendre une décision rapidement. Esprit cartésien.
SIGNE N° 3 (Jupiter)	Actif	Réfléchit longuement, mais agit rapidement. Souvent précoce.
SIGNE N° 4 (Jupiter)	Ferme	Ferme, assuré, décidé, peu influençable, n'aime pas les changements brusques.
SIGNE N° 5 (Saturne)	Réaliste	Assuré, confiant en lui-même, esprit ouvert et inventif.
SIGNE N° 6 (Vénus)	Autonome	Autonome, fort, très indépendant
SIGNE N° 7 (Vénus)	Sociable	Sociable, ouvert et aimable, réfléchit très rapidement, tempérament stable, goûts parfois extravagants.
SIGNE N° 8 (Saturne)	Bohème	Aventureux, bohème, parfois peu ouvert ou aux idées fixes. Très sensible et passionné. Parfois sombre ou mélancolique.
SIGNE N° 9 (Mars)	Passionné	Intuitif, passionné, beaucoup de conviction, self-satisfait, parle peu.

(Selon K. Matsuoka)

Fig. 1 : Signes astraux et leurs effets sur le caractère humain, tels que les astrologues asiatiques les voient.

$\frac{\text{Date de naissance}}{9} = \dots + \text{reste}$ <p style="text-align: center;">reste</p> <p>Exemple : date de naissance : 1952</p> $\frac{1952}{9} = 216 \text{ Reste : } 8$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>reste</th> <th>signe N°</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>N°2</td></tr> <tr><td>1</td><td>N°1</td></tr> <tr><td>2</td><td>N°9</td></tr> <tr><td>3</td><td>N°8</td></tr> <tr><td>4</td><td>N°7</td></tr> <tr><td>5</td><td>N°6</td></tr> <tr><td>6</td><td>N°5</td></tr> <tr><td>7</td><td>N°4</td></tr> <tr><td>8</td><td>N°3</td></tr> </tbody> </table>	reste	signe N°	0	N°2	1	N°1	2	N°9	3	N°8	4	N°7	5	N°6	6	N°5	7	N°4	8	N°3
reste	signe N°																				
0	N°2																				
1	N°1																				
2	N°9																				
3	N°8																				
4	N°7																				
5	N°6																				
6	N°5																				
7	N°4																				
8	N°3																				

Remarque : Pour les dates de naissance comprises entre le 1^{er} janvier et le 3 février, prendre le signe précédent (par rapport à celui correspondant au reste). Pour ceux nés entre le 22 décembre et le 3 février, il faut tenir compte des influences du signe en question ainsi que de celles du signe précédent. On entend par signe précédent, le signe de numéro inférieur. Pour le n° 1, le signe précédent est le n° 9. Pour le n° 9, le signe précédent est le n° 8.

(Selon K Matsuoka)

Fig. 2 : Calcul de son année astrologique (asiatique), selon Matsuoka.

9 (par exemple 1953) le reste est 0. On se réfère ensuite au tableau de la figure 2, ce qui permet de voir à quelle étoile appartient ce reste. Si l'année de la naissance est 1953, le reste, 0, correspond à la planète n° 2, (ou encore au deuxième signe). Cependant, si la date de naissance est comprise entre le 1^{er} janvier et le 3 février, il faut alors considérer le signe précédent (septième signe au lieu du huitième signe, troisième signe au lieu du quatrième signe, neuvième signe au lieu du premier signe).

Actuellement, l'astrologie extrême-orientale tient compte non seulement de l'astrologie chinoise, mais aussi de l'astrologie occidentale, que l'on trouve sur le tableau de la figure 3.

On trouve encore dans l'astrologie chinoise des planètes dites

en «affinité», par exemple : Jupiter-Mars, Mars-Saturne, Saturne-Vénus, Vénus-Mercure, Mercure-Jupiter, ou au contraire en conflit comme : Jupiter-Saturne, Saturne-Mercure, Mercure-Mars, Mars-Vénus, Vénus-Jupiter.

Selon Kikuji Matsuoka, ces diverses influences astrologiques expliqueraient le fait que Karl Böhm présente très peu d'affinités avec Bach. Il explique également par-là le fait que l'on trouve de nombreux compositeurs et chefs d'orchestre sous les signes n° 1, 2, 5 et 7 et peu d'entre eux sous le signe n° 6. Les tableaux des figures 4 et 5 calculés par Matsuoka, mettent en évidence ces influences. Le signe n° 6, correspondant à un tempérament peu apte à la coopération, à l'harmonie sociale,

peut en effet expliquer que peu de chefs d'orchestre sont nés sous ce signe. Par contre, le piano, qui est un instrument aimant l'originalité, l'indépendance, est particulièrement favorable aux pianistes nés sous ce signe n° 6, ce que montre le tableau de la figure 6

Les signes n° 6 et n° 8 sont des signes qui présentent plusieurs ressemblances et qui correspondent à des caractères stables, le signe n° 8 symbolise entre autre un esprit passionné et délicat.

On peut ainsi établir un horoscope concernant la musique et les affinités astrales existant entre compositeurs et interprètes :

Grandes affinités : 1-6, 2-6, 7, 4-8, 5-7, 6-2, 8, 7-2, 8-6.

Affinités : 1-3, 7, 8, 2-8, 3-3, 4, 7, 9, 4-1, 4, 6, 9, 5-1, 4, 6, 6-1, 5, 7-4, 5, 8, 8-2, 7, 9-3, 4, 5, 8.

Conflit : 1-1, 2, 3, 9, 2-1, 2, 3-2, 3, 8, 4-2, 5-1, 3, 4, 5, 6-3, 6, 9, 7-9, 8-3, 9, 9-1, 6, 7, 9.

On peut pour cela se reporter aux figures 6 et 7.

Dans tout cela, Matsuoka voit l'évidence que Beethoven, appartenant au signe n° 5, doit être particulièrement bien dirigé par des chefs d'orchestre du signe n° 7. On trouve en effet des enregistrements fabuleux, dirigés par des chefs tels que Furtwangler, Böhm, Walther ou Klemperer ! Pour Chopin, qui appartient au signe n° 1 (tempérament passionné mais impulsif, instable) et pour lequel le signe présentant le plus d'affinités est le n° 6, on reconnaît curieusement la plupart des pianistes, dont ceux ayant interprété ce compositeur d'une façon admirable : Cortot, Rubinstein, Horowitz...

Pour Mozart, c'est Haebler, Backhaus, Heifets, Szering, Kreisler, Brendel, etc.

Pour Mozart, appartenant au deuxième signe, la planète Saturne, les signes présentant des

DATE DE NAISSANCE	SIGNE ASTRAL	PLANÈTE (ou astre)	QUALITÉ	DÉFAUT	CARACTÈRE
21 mars-19 avril	Bélier	Mars	Autorité	Ingérence	Esprit leader, sérieux, consciencieux, direct, téméraire
20 avril-20 mai	Taureau	Vénus	Equilibre	Obstination	Aime beauté, charme, parfois réaliste
21 mai-21 juin	Gémeaux	Mercure	Faculté d'adaptation	Inconstance	Plein d'esprit, intelligence, curiosité, esprit analytique
22 juin-22 juillet	Cancer	Lune	Inflexibilité	Mauvaise humeur	Réserve, timidité, parfois bavard. Aime rêver
23 juillet-22 août	Lion	Soleil	Importance	Arrogance	Dignité, franc-jeu, aspect extérieur calme. Romantique
23 août-22 septembre	Vierge	Mercure	Pouvoir analytique	Aime critiquer	Aime propreté Nerveux. Affectueux. Amour-propre.
23 septembre-23 octobre	Balance	Vénus	Charme	Action aveugle, par imitation	Gai, ouvert, accessible, affectueux et sociable, sympathique
24 octobre-22 novembre	Scorpion	Mars	Très versatile	Tenacité	Parle peu. Goût de la recherche. Caractère instable
23 novembre-21 décembre	Sagittaire	Jupiter	Sincérité	Aime jouer et se distraire	Esprit ouvert. Versatile et talentueux. Amabilité et droiture
22 décembre-19 janvier	Capricorne	Saturne	Intelligence	Esprit rusé	Prudent, persévérant. Travailleur. Constant. Parfois difficile et non conciliant.
20 janvier-18 février	Verseau	Uranus	Fraternité	Aime se disputer	Romantique et puriste Aime indépendance et liberté
19 février-20 mars	Poissons	Neptune	Sympathie	Anxiété	Nerveux, romantique, cède facilement aux envies.

Fig. 3 : Horoscope occidental (selon Matsuoka).

affinités avec le sien sont les nos 6 et 7, où l'on trouve les chefs Walther, Furtwangler, Böhm.

Concernant les affinités avec Beethoven, on trouve les noms de : Bernstein, Beecham, Suitner, Muck, Schnabel, Richter,

Giesecking, Kempf, Fisher, Rubinstein, Horowitz, Rostropovitch, Capet, Primerose, Flagstadt, etc.

Pour Bach, c'est Mengelberg, Heifetz, Landowska, Menuhin, etc. Pour Brahms, c'est Suitner, Furtwangler, Böhm, Klemperer,

Kleiber, Ormandy, Richter, Karajan, Kempf, Horowitz, Rubinstein, Serkin, Cziffra, Ashkenasy, etc.

Inversement, on peut retrouver ce qu'un interprète aime particulièrement jouer :

- Argerich : Saint-Saens,

Mercure 1 ^{er} signe	Saturne 2 ^e signe	Jupiter 3 ^e signe	Jupiter 4 ^e signe	Saturne 5 ^e signe	Vénus 6 ^e signe	Vénus 7 ^e signe	Saturne 8 ^e signe	Mars 9 ^e signe
Vivaldi Rossini Chopin Schumann Bellini Rachmaninoff R. Strauss Stravinsky Prokofiev	Mozart Paganini Mendelssohn Gounod Faure Janacek Chausson Mascagni Bartok	Telemann Saint-Saens Rimsky- Korsakov Debussy Sarasate	Grieg Chostakovitch	Beethoven Boccherini Schubert Donizetti Smetana Bruckner Respigi Borodine Mahler H. Wolf	Dvorak Glinka Orff Britten Chabrier	Haydn Weber Wagner Verdi Frank J. Strauss Lalo Tchaikowsky Puccini Leoncavallo Khachaturian	Berlioz Moussorgsky Brahms	Bruch J.-S. Bach Haendel Liszt Bizet Sibelius Schoenberg S. Bjrber
COMPOSITEURS								

Fig. 4 : Compositeurs, classés selon leur signe astrologique (selon Matsuoka).

Mercure 1 ^{er} signe	Saturne 2 ^e signe	Jupiter 3 ^e signe	Jupiter 4 ^e signe	Saturne 5 ^e signe	Vénus 6 ^e signe	Vénus 7 ^e signe	Saturne 8 ^e signe	Mars 9 ^e signe
Leppart Stokowski Munch Isserstedt Bernstein Vandernoot Mehta Nikish Bokovsky Scherchen Blomstedt Redel Tilegant Elmendorff	Weingartner E. Kleiber Ormandy Keilberth Richter Baumgartner Auriacombe Barbirolli Horenstein Matacek F. Buch Karajan	Mengelberg Schuricht Barbier Boulez Ingelbrecht	Beecham Reiner Knapperts- busch Szell Munchinger Abbado Barenboim	Baumgartner Fricsay Guilmi Kubelik Cluytens Sawallish Mitropoulos Kondrashin	Suitner C. Muck	Furtwangler Bohm Walther Klemperer Mravinsky Solti Markevitch Maazel Casals Rodzinski Fremaux Pretre	Monteux C. Kraus Jochum Haitink Meirovitz Neumann Marriner Kempen	Toscanini Ansermet Beinum Kempe Paillard Abendroth Koussevitski Kertesz Collins Tallish Martinon Kosler De Savata
CHEFS D'ORCHESTRE								

Fig. 5 : Chefs d'orchestre, classés selon leur signe astrologique (selon Matsuoka).

Mercure 1 ^{er} signe	Saturne 2 ^e signe	Jupiter 3 ^e signe	Jupiter 4 ^e signe	Saturne 5 ^e signe	Vénus 6 ^e signe	Vénus 7 ^e signe	Saturne 8 ^e signe	Mars 9 ^e signe
Badura-Skoda Schnabel Friedman	Casadesus Kraus Katchen Lipatti Cliburn Levy Nai	Entremont Guilels Levitsky Curzon Ciccolini	Pollini Richter François Landowska Vasary	Haskil Brailowski Argerich Paderewsky	Brendel Kempf Cortot Fisher Rubinstein Gould Horowitz Berman Eschenbach Giesking	Serkin Cziffra Gulda Ashkenazy Waits Moravec Anda	Michelangeli Haebler Pachmann Vines Hofman Bachaus Weissenberg Previn	
PIANISTES								

Fig. 6 : Pianistes, classés selon leur signe astrologique (selon Matsuoka).

Mercure 1 ^{er} signe	Saturne 2 ^e signe	Jupiter 3 ^e signe	Jupiter 4 ^e signe	Saturne 5 ^e signe	Vénus 6 ^e signe	Vénus 7 ^e signe	Saturne 8 ^e signe	Mars 9 ^e signe
Capet Huberman Bloch	Oistrackh	Thibaud Menuhin	Fournier	Francescatti	Grumiaux Milstein Primerose	Casals	Heifetz Stern Schœring Kremer	Szigeti Perlman Neveu Elman
ARTISTES (instruments à cordes)								

Fig. 7 : Artistes (instruments à cordes), classés selon leur signe astrologique (selon Matsuoka).

Debussy, Schumann, etc.

- Toscanini : Beethoven, Respighi, Moussorgsky, Brahms, etc.

Mais Matsuoka rappelle que chacun étant d'une part doué de volonté, et d'autre part influencé par le milieu, les études faites, les professeurs ou la famille, fait que l'on peut tomber « de l'autre côté des chances de prédiction » (de 70 % selon Matsuoka et bien d'autres astrologues). C'est ainsi que Toscanini, par exemple, fait partie des « exceptions », puisque l'on trouve chez ce chef des interprétations remarquables de Rossini ou Vivaldi, lesquels appartiennent à des signes en conflit total. C'est aussi le cas de



Monsieur Kikuji Matsuoka

Lipatti, qui interprétait parfaitement Chopin ou Schumann. Les exceptions existent, certes, mais les affinités aussi. Et même si l'on ne croit pas à l'astrologie, on ne peut renier des faits historiques tels que les dates de naissance ou l'exemple d'interprétations absolument remarquables. De ce côté, les affinités astrales d'une part et les constatations faites d'autre part, montrent qu'il y a bel et bien une sorte « d'accord mystique » entre celles-ci puisqu'au moins 70 % des prédictions « collent » avec la réalité*.

* Le calcul précis de l'horoscope est relativement long et compliqué. Le plus souvent, il est fait d'une façon



Salon d'écoute de M. Kikuji Matsuoka (Yoraku, département de Fukuyama, Japon)

rudimentaire, simplifiée. Il est fort possible que l'ordinateur soit dorénavant un outil précieux pour effectuer ces calculs.

Connaissance et prophétie sont donc deux choses bien distinctes, et il faut reconnaître qu'un horoscope individuel, réalisé avec minutie et à partir de connaissances sérieuses, peut révéler des vérités que l'on ne doit pas nécessairement attribuer

à un mauvais «sort» ou à la «fatalité». Les sceptiques diraient : «40 % d'erreur dans les prédictions, c'est beaucoup». Mais d'autres pourraient répondre : «60 % ou plus de vrai dans les prédictions, cela prouve que ça marche».

Le pouvoir de la musique sur nos sens est, d'une part, une chose bien mystérieuse. D'autre part, les domaines ayant, d'une manière proche ou lointaine, un

rapport avec la haute-fidélité et l'audio sont fort nombreux. Pourtant, pratiquement personne jusqu'ici n'avait, pour ainsi dire, «osé» juxtaposer astrologie et audio. Les recherches de Kikuji Matsuoka montrent qu'après tout, ceci ne fait même plus partie du «bizarre», surtout aux yeux de ceux qui croient à des sciences comme l'astrologie. Et il est bon de se rappeler de ce qui avait été dit au début de la première partie de cet article : certains savants, doués d'un pouvoir de raisonnement, d'une intelligence très supérieure à la moyenne (Bachelard, Einstein, Flammarion, Crookes), certains écrivains comme Conan Doyle, etc., considéraient néanmoins l'astrologie comme une science, une science sérieuse. De ce fait, il devient difficile de rejeter totalement des considérations du genre de celles de Matsuoka, même si elles sortent nettement de l'ordinaire. Au lecteur d'en tirer la conclusion comme bon lui semble.

M. Kikuji Matsuoka est remercié pour sa participation à cet article.

Erratum : Les sigles et leurs annotations n'avaient pas été mentionnés dans le tableau page 76 du n°20

Etoile dominante Jour de la semaine	☉	♀	☿	☾	♄	♃	♂
	Soleil	Vénus	Mercure	Lune	Saturne	Jupiter	Mars
Dimanche (soleil)	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 22 h	2 h 9 h 23 h	3 h 10 h 24 h	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h
Lundi (lune)	3 h 10 h 17 h 24 h	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 15 h 22 h	2 h 9 h 16 h 23 h
Mardi (mars)	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 22 h	2 h 9 h 23 h	3 h 10 h 24 h	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h
Mercredi (mercure)	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 22 h	2 h 9 h 16 h 23 h	3 h 10 h 17 h 24 h
Jeudi (jupiter)	1 h 8 h 15 h 22 h	2 h 9 h 16 h 23 h	3 h 10 h 17 h 24 h	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h
Vendredi (vénus)	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 22 h	2 h 9 h 23 h	3 h 10 h 17 h 24 h	4 h 11 h 18 h
Samedi (saturne)	2 h 9 h 16 h 23 h	3 h 10 h 17 h 24 h	4 h 11 h 18 h	5 h 12 h 19 h	6 h 13 h 20 h	7 h 14 h 21 h	1 h 8 h 15 h 22 h

- ☉ Très bon
 ○ Bon
 △ Moyen, passable
 ✕ Médiocre

Fig. 7 : Tableau établi par le professeur Kikusui Matsuoka. Voir texte. Ce professeur ne le déclare valide que pour la musique et la reproduction de celle-ci. Pour la France, il est nécessaire de retirer sept heures (horaires d'été) ou huit heures aux heures indiquées.