

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.

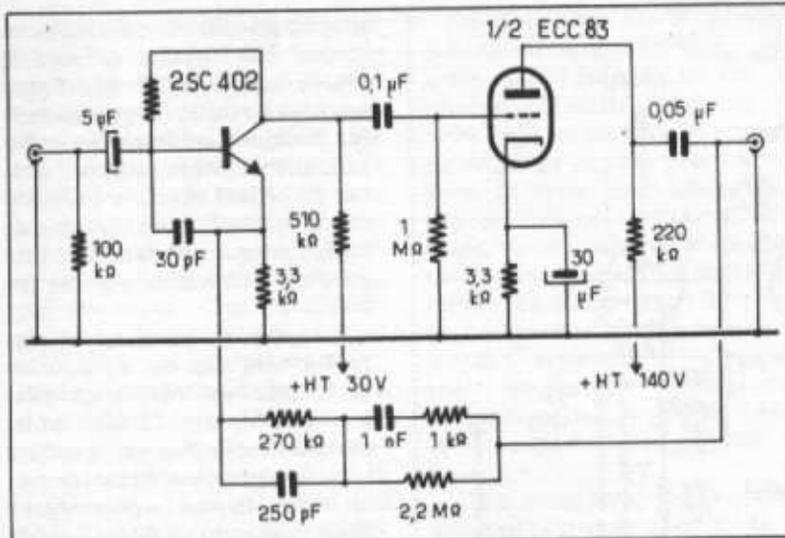


Fig. 2 : Circuit Sansui, adopté pour des modèles de type AU 111, SAX 600, APS 430. Remarquer le montage hybride transistor/tube. Remarquer la nécessité de l'emploi d'un condensateur électrochimique en série avec l'entrée phono, ce qui est susceptible d'apporter des colorations et des défauts à l'écoute.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

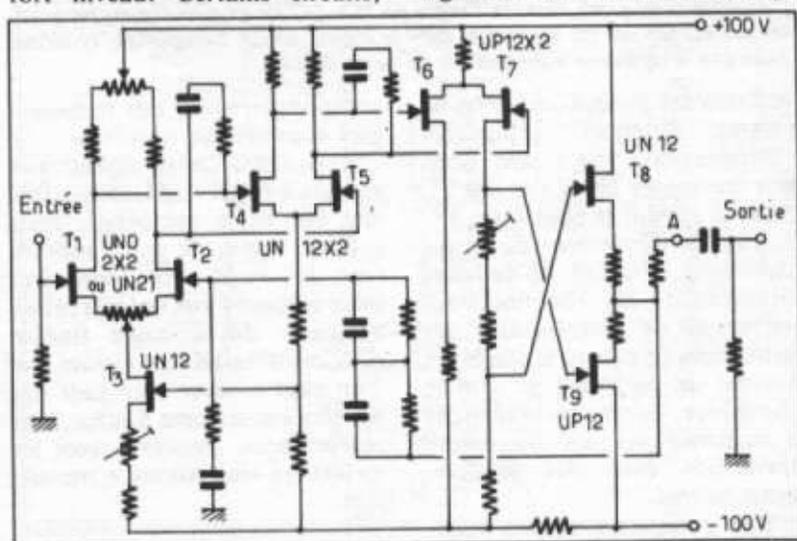


Fig. 3 : Circuit transistorisé à couplage direct et étages différentiels, utilisant des transistors à effet de champ capables de travailler sous des tensions élevées, soit 200 à 250 V, ce qui serait censé allier les qualités des tubes à celles des transistors. Ces transistors spéciaux dont le prix a toujours été élevé, ont été successivement fabriqués par Fétion (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

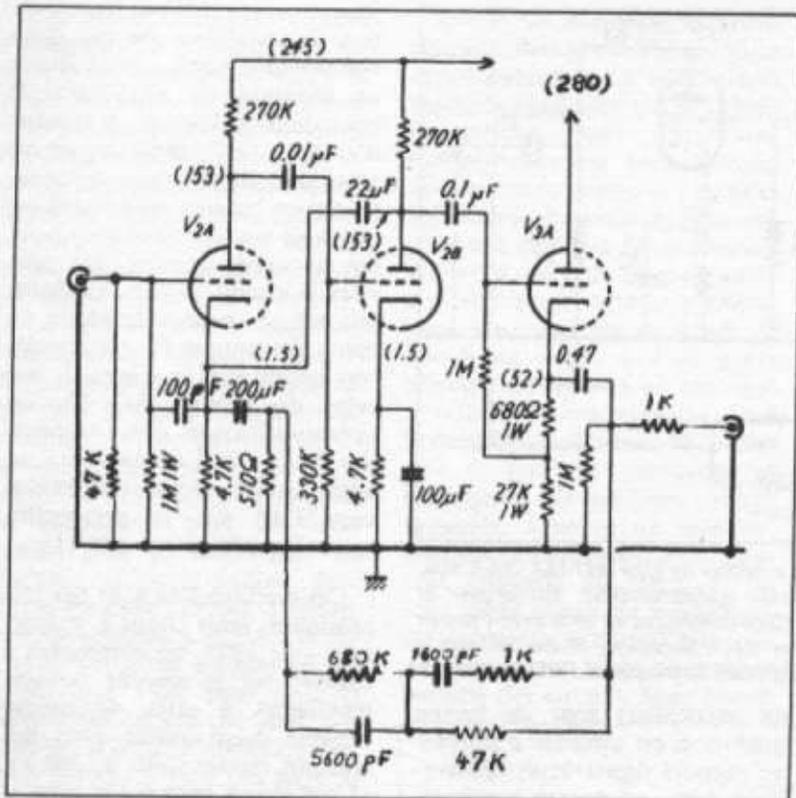


Fig. 4 : Circuit Marantz, partie RIAA utilisant trois 1/2 ECC 83. Le circuit de contre-réaction est de type C-C (cathode-cathode) sur trois étages. La tension d'alimentation est de 245 V et 280 V. La sortie est de type cathodyne, l'impédance de sortie étant de l'ordre de 30 k Ω . C'est un circuit dont 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 transistor 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 Ip/Up 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

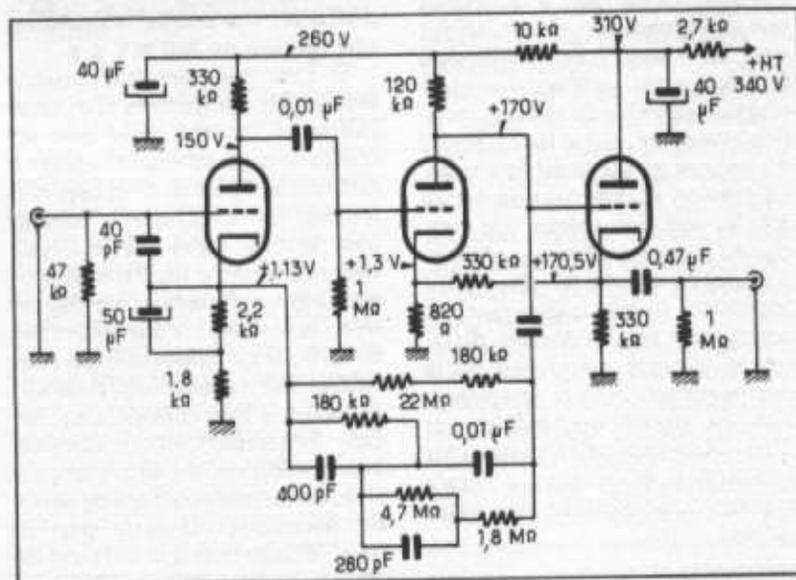


Fig. 5 : Circuit Mac Intosh C 22, partie RIAA. Il utilise trois 1/2 ECC 83. La correction RIAA active s'effectue sur deux étages (P.C., plaque/cathode) et le réseau est assez compliqué. La sortie est de type cathodyne, mais d'impédance assez élevée : 300 k Ω environ. On remarque une RPI (réaction positive 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
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-

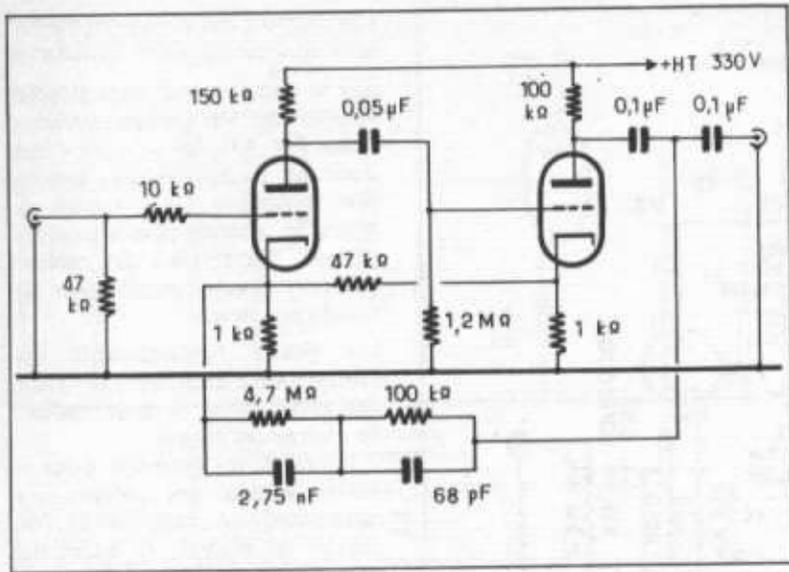


Fig. 7 : Circuit du préamplificateur Dynaco PAS 2, PAS 3 ou PAS X, où n'est représentée que la partie RIAA, dont le gain total est d'environ 35 dB. C'est un circuit simple mais aux performances excellentes. On remarque la présence de deux condensateurs de sortie montés en série. La contre-réaction s'effectue 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 1». 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-

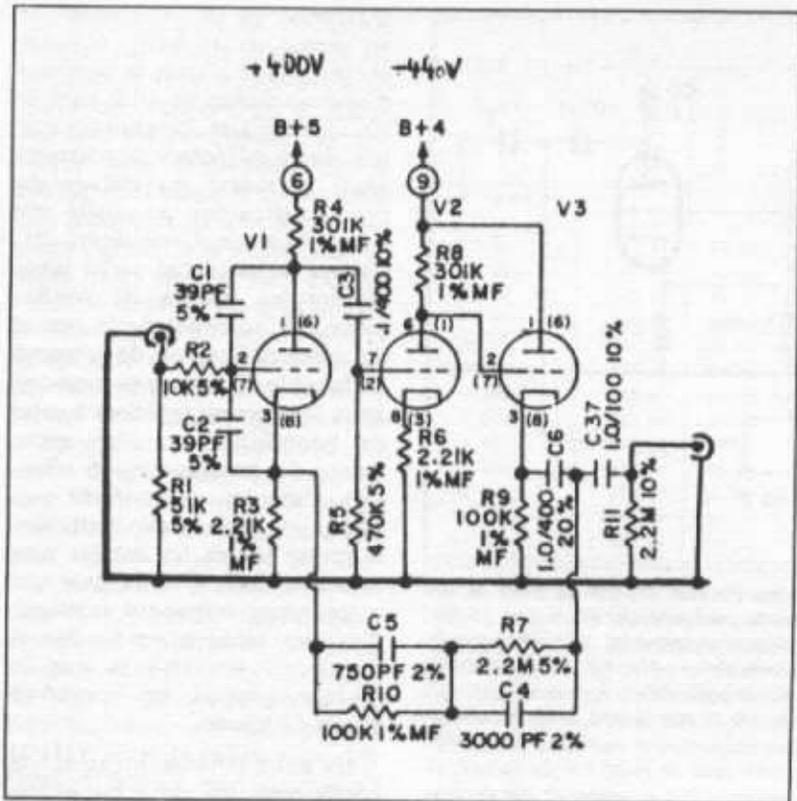


Fig. 8 : Circuit Audio Research SP 3. C'est un circuit particulièrement performant, pour lequel les valeurs des composants, des tensions d'alimentation ont été ajustées en vue de performances très poussées. Les performances du catalogue Audio Research donnent un taux de distorsion de l'ordre de 0,005%, un rapport signal/bruit de 70 dB en entrée phono (10 mV). Remarque 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. Remarque 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 simples. 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

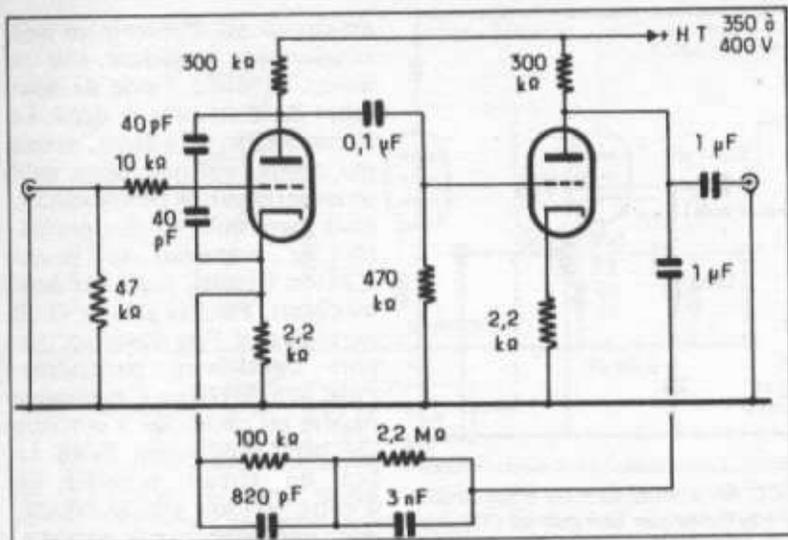


Fig. 9 : Circuit Dynaco, rebaptisé « Ultimate PAS » par ses créateurs californiens « Audio Dimensions ». Pratiquement toutes les valeurs ont été modifiées, ainsi que la valeur de la haute tension. La figure 8, le circuit Audio Research, montre qu'ici on s'est inspiré en grande partie des valeurs utilisées 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 30 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.

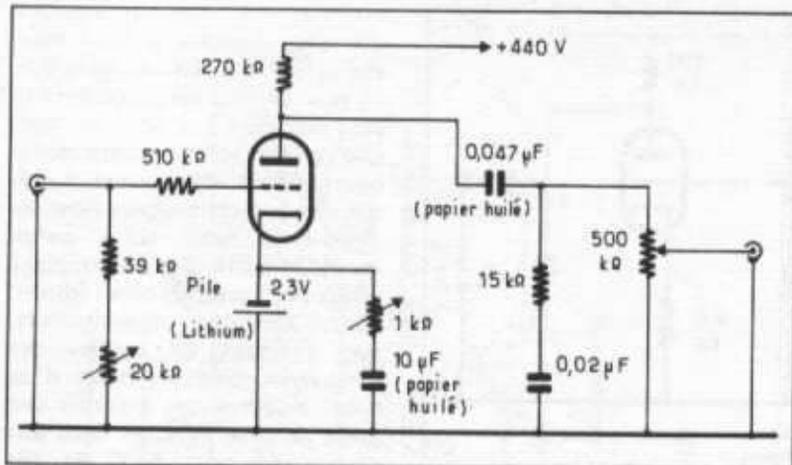


Fig. 10 : Circuit n'utilisant qu'une 1/2 ECC 83, dont le gain est assez limité (environ 32 dB). La polarisation du tube s'effectue par une pile au lithium, soumise à un découplage variable. La correction RIAA est passive et divisée en deux parties, l'une en tête, l'autre en sortie. Noter que la pile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

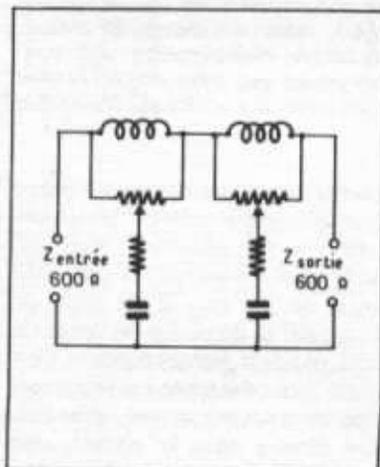


Fig. 11 : Exemple de filtre passif de type LRC dont la valeur de chaque élément peut être calculée pour obtenir une correction RIAA. Deux firmes japonaises l'ont réalisées commercialement. Ce filtre nécessite l'emploi de transformateurs d'entrée et de sortie aux impédances de 600 Ω. Bien que cette méthode 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

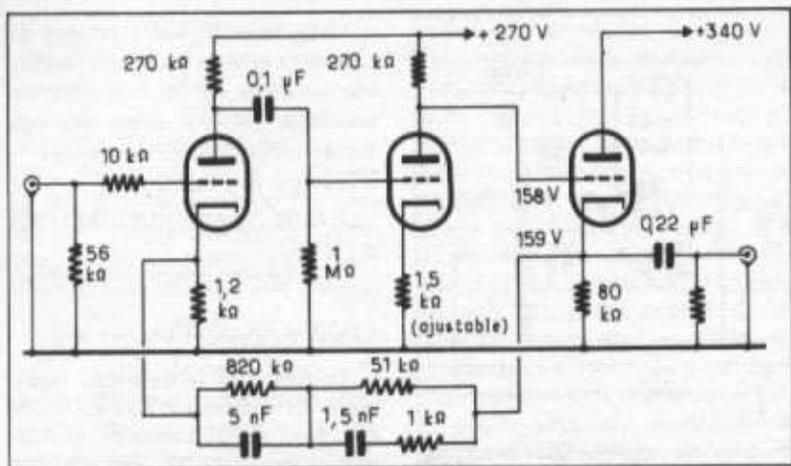


Fig. 12 : Circuit correcteur RIAA (circuit actif) comportant trois 1/2 ECC 83. Le schéma s'apparente au circuit Audio Research SP 3, mais la boucle de correction RIAA est couplée en direct, sans condensateur d'arrêt. Noter que les valeurs du correcteur RIAA sont celles utilisées sur le circuit Kanéda 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 deçà 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 deçà 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

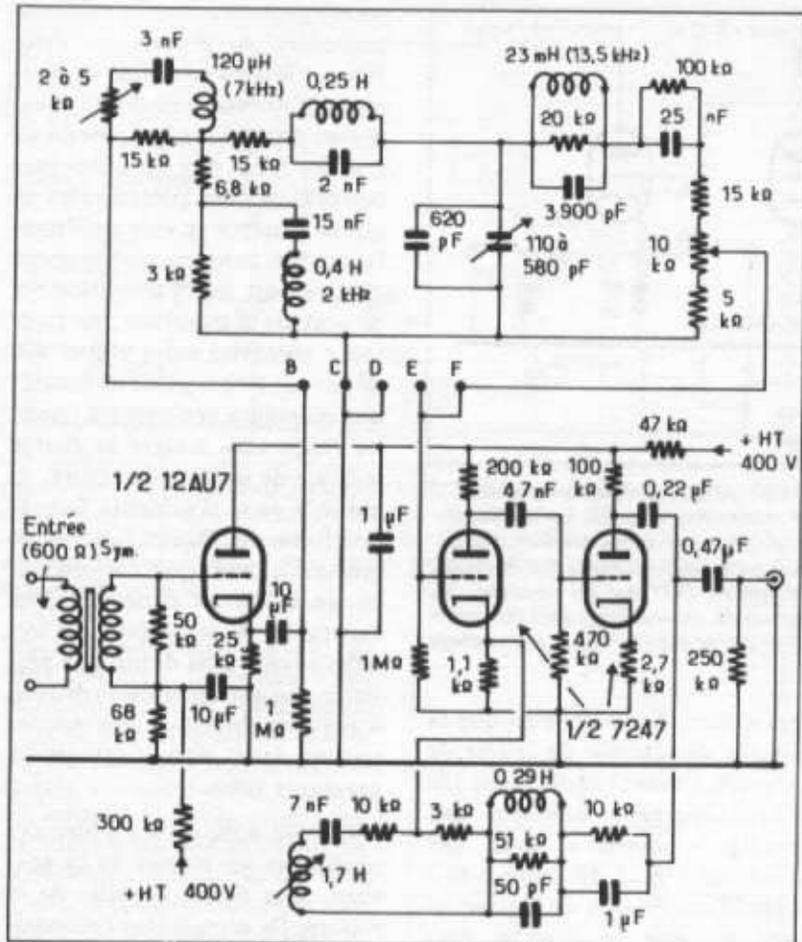


Fig. 13 : Schéma d'un circuit (Westrex) de préamplificateur de gravure, comportant non seulement la correction RIAA de gravure, mais de nombreuses compensations dues aux défauts du burin graveur : chute de niveau dans le grave et l'aigu, résonances de la tête graveuse, non linéarité de la bande passante. 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,

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

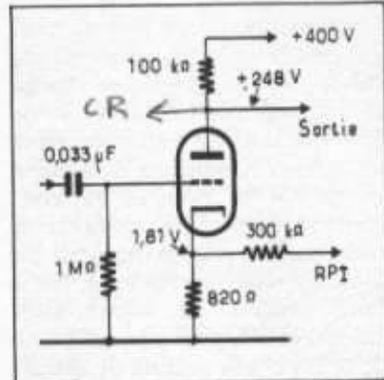


Fig. 15 : Second étage du circuit préamplificateur, alimenté par une tension de 400 V, jugée optimum. Les valeurs des résistances sont, ici aussi, assez proches de celles utilisées par Mac Intosh, mais le présent circuit est destiné à être apte à délivrer, sans saturation, une tension de sortie élevée. 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.

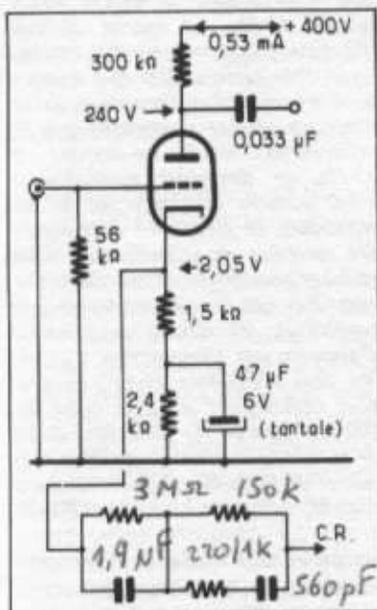


Fig. 14 : Premier étage du circuit préamplificateur, de conception proche du Mac Intosh. Les valeurs des composants passifs et la valeur de la haute tension ont été étudiées pour permettre d'accéder à un gain élevé, à un faible taux de distorsion aux fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz, ainsi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

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 %	0,13 %
10V/1 kHz	0,13 %	0,12 %
10V/15 kHz	0,14 %	0,13 %
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-

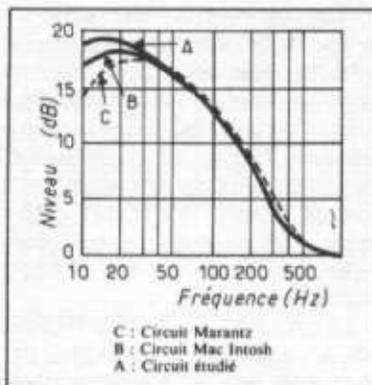


Fig. 17 : Dispersions des corrections de lecture RIAA existant entre le modèle Mac Intosh C 22 et le modèle Marantz 7. Elles sont pratiquement nulles entre 1 kHz et 20 kHz et minimales entre 40 et 1000 Hz. Cependant le décalage de 1 dB environ suffit pour donner au circuit Marantz une sonorité différente, 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, situés 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

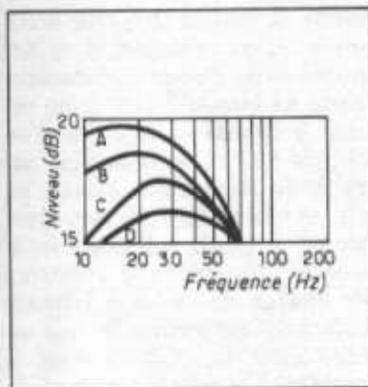


Fig. 18 : Correction RIAA dans l'extrême grave. En D, circuit expérimental avec contre-réaction utilisant $1,9 \text{ M}\Omega$ et 1700 pF . En B, circuit Mac Intosh C22. En A, il a été choisi finalement des valeurs de $3 \text{ M}\Omega$ et 1900 pF ainsi qu'un couplage direct de la boucle de contre-réaction, 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 $0,5 \mu\text{F}$ pour Mac Intosh et Marantz et de $1 \mu\text{F}$ 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 deça 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 $0,5 \mu\text{F}$ ou $1 \mu\text{F}$ 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

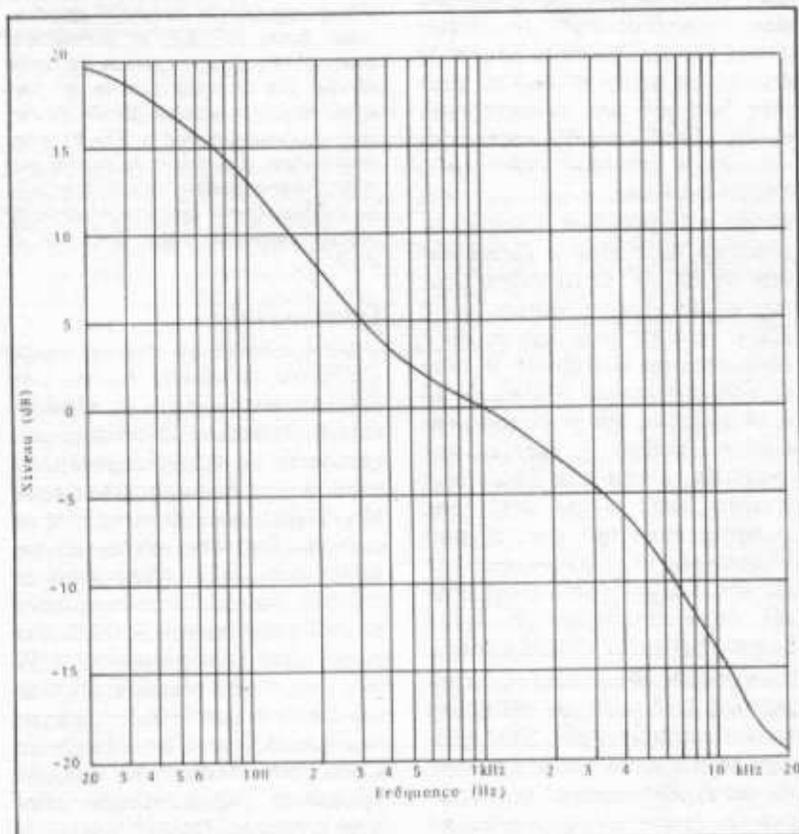


Fig. 19 : Courbe RIAA obtenue sur le circuit étudié. Noter que le réseau de correction RIAA a dû subir quelques modifications, vu qu'il fallait tenir compte des caractéristiques du circuit sans contre-réaction. Les valeurs finalement trouvées étaient $3 \text{ M}\Omega/1900 \text{ pF}$, ainsi que $150 \text{ k}\Omega/220 \Omega$ 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.

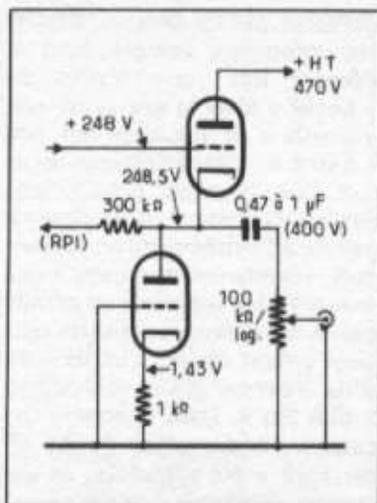


Fig. 20 : Configuration du dernier étage, possédant une sortie « SRPP Cathodyne » ou encore « Cathodyne régulé », alliant les avantages d'un faible taux de distorsion, à ceux d'une impédance de sortie relativement basse ($27\ \text{k}\Omega$) et permettant aussi d'obtenir une tension de sortie élevée, 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-

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

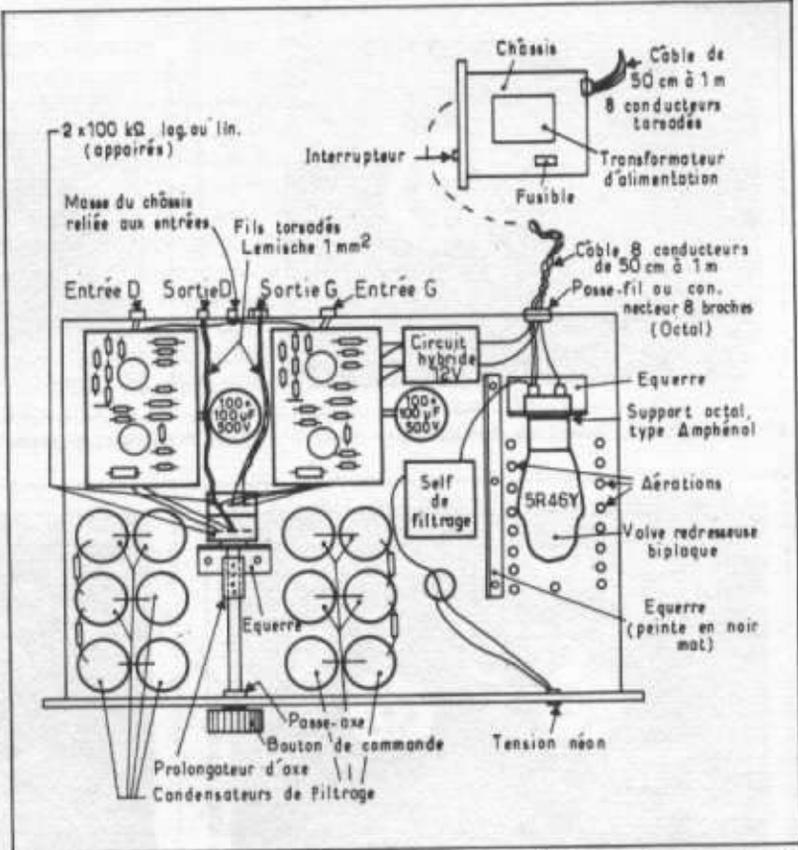


Fig. 23 : Exemple de châssis, avec transformateur d'alimentation séparé, relié au préamplificateur par un câble 8 conducteurs et un connecteur (genre octal ou professionnel). On peut rajouter un sélecteur d'entrées (entrées lignes non amplifiées mais passant par la commande de volume) et une sortie enregistrément.

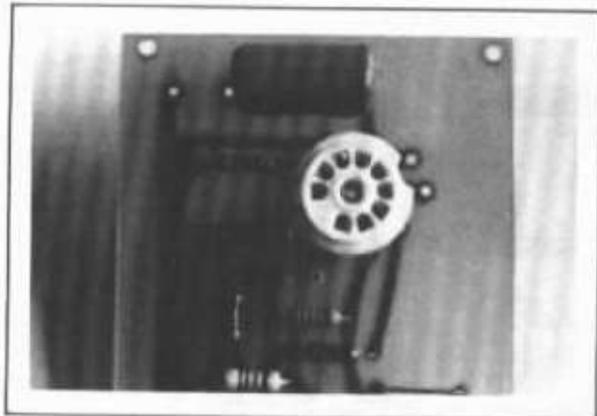
légère baisse de 0,6 V (12 V au lieu de 12,6 V) permet de réduire légèrement le bruit résiduel, sans toutefois abaisser le pouvoir émissif de la cathode, ce qui se traduirait par un son moins défini. Un des côtés de la tension ainsi redressée est polarisé par rapport à la masse, soit + 120 V environ,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

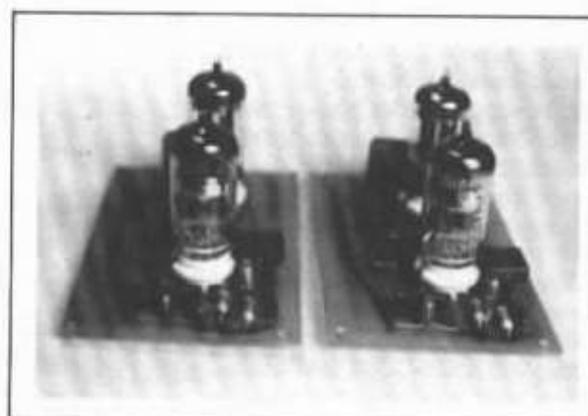
circuits Marantz, Mac Intosh et même celui de l'Audio Research, pourtant remarquable sur ce point.

Montage

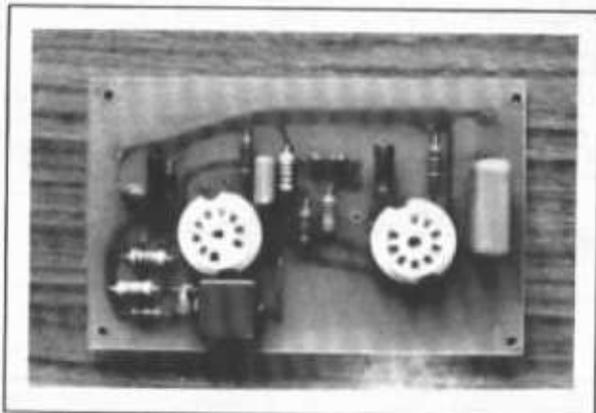
Le montage sur cosses relais, si possible en stéatite est souhaité mais peu pratique ; on peut utiliser un circuit imprimé, en verre époxy, utilisant des pistes épaisses et étamées, sur lequel seront montés les supports des tubes. Il est conseillé d'utiliser des supports en stéatite, pour une question 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



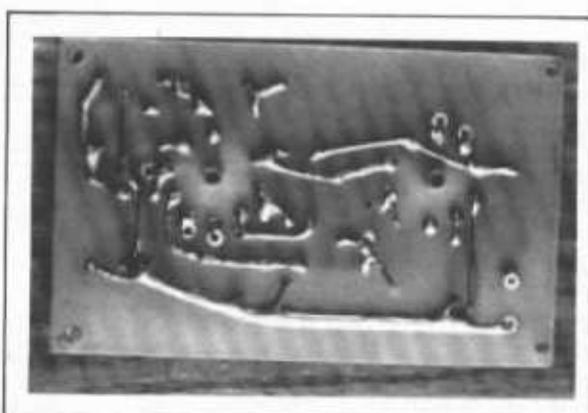
Circuit imprimé. Détail du dernier étage.



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, préperçé 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 k Ω
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 k Ω
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

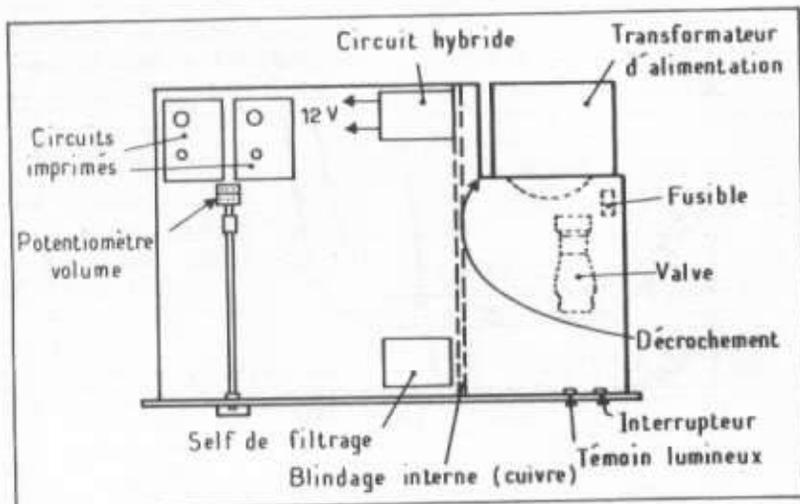


Fig. 25 : Exemple de châssis dont une partie comporte un décrochement, plaçant le transformateur d'alimentation à l'extérieur du châssis. Un blindage interne est utilisé.

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 appariés.

Des circuits imprimés montés

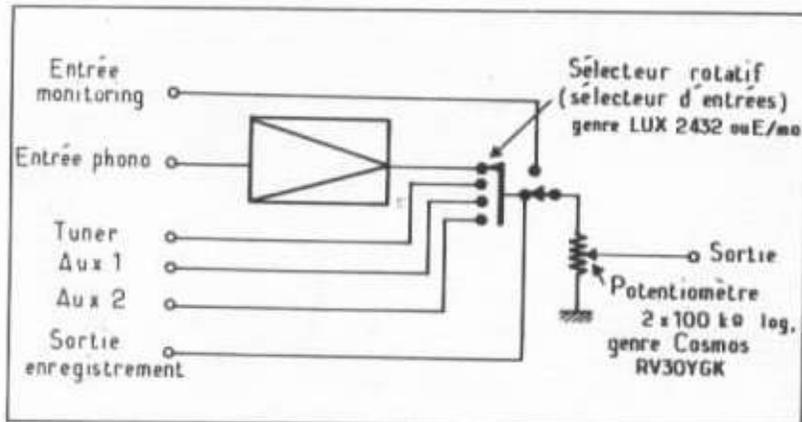
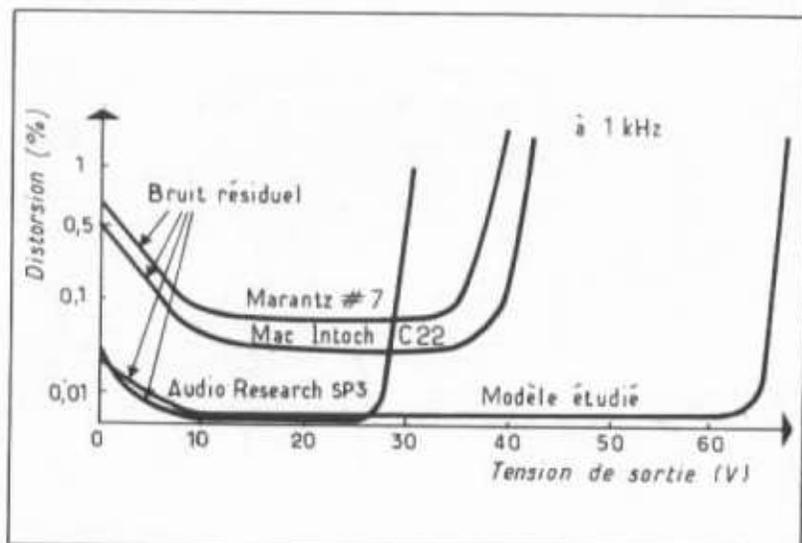


Fig. 26 : Commutations possibles à ajouter au circuit. Noter que les entrées linéaires haut niveau ne sont pas amplifiées, mais passent par la commande de volume. Le potentiomètre est double appairé, du genre Cosmos RY 30Y GK (Japon). Si le circuit est suivi d'un amplificateur dont l'impédance d'entrée 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 μ F 450 V. Au centre un condensateur au papier huilé (marque SIC-SAFCO) de valeur 10 μ F 600 V. A droite un condensateur de valeur 2,200 μ 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 P.M.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 :
amphérol 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. Romain, Chiron, 1962.

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



τ MF 310V

