

L'AUDIOPHILE



© 1987 BY AVANCE, INC. ALL RIGHTS RESERVED. 100% COTTON

**Page non
disponible**

EXCLUSIF

60 watts en classe A/AB
avec 4 transistors !

L'amplificateur Quadrige 60 watts

Jean Hiraga

Nombreux sont les amateurs qui ont réalisé par eux-mêmes l'amplificateur mono-transistor Némésis décrit dans nos numéros 34 et 35. Essais et démonstrations publiques ont mis en évidence les étonnantes qualités de cet amplificateur qui, rappelons-le, a pour destination essentielle les voies médium et aigu d'un système multi-amplifié de moyen ou de haut rendement.

La conception mono-transistor ne pouvant convenir à la réalisation d'amplificateurs plus puissants destinés soit à l'amplification de la voie grave soit à un travail en large bande sur une enceinte à moyen rendement, nous nous sommes orientés vers une version push-pull baptisée «Quadrige». Cet amplificateur utilise en tout et pour tout quatre transistors. Sa puissance atteint 60 watts. L'étage de sortie fait appel, comme sur le Némésis, à la technologie MOS-FET de puissance couplée à un transformateur de sortie qui, comme nous le verrons, offre de très sérieux avantages même si, au simple aspect des performances classiques, il semble défavoriser par rapport à la liaison directe.

L'extrême simplicité de l'amplificateur Quadrige, ses performances poussées, en font une réalisation tout à fait originale qui, nous en sommes sûrs, rencontrera un très vif succès auprès des audiophiles. Comme le Némésis, sa réalisation sera très aisée et ne nécessitera presque aucun réglage. Sa puissance élevée offre également un champ d'applications plus large que celui de la plupart des amplificateurs que nous avons décrits dans ces colonnes. Nous souhaitons vous présenter dans cet article la version définitive du Quadrige, toutefois la mise au point du transformateur de sortie implique la réalisation de très nombreux prototypes et quelques semaines nous seront encore nécessaires pour faire avec rigueur le tour de la question. Nos lecteurs impatients pourront, bien évidemment, se renseigner sur l'évolution de ce séduisant projet auprès de la rédaction avant la publication de la seconde partie dans notre prochain numéro.

Dans le numéro 11 de l'Audio-ophile, paru en été 1979, il y a six ans, on avait pu lire, dans l'article relatif à l'amplificateur classe A 20 + 20 watts, une phrase qui

disait à peu près la chose suivante : «Les progrès effectués dans le domaine des transistors à effet de champ sont si rapides qu'il deviendra possible, d'ici un

an ou deux, de réaliser un amplificateur de grande puissance n'utilisant que quatre transistors, de réaliser un ensemble reliant la cellule à bobine mobile

au haut-parleur ne comportant pas plus de cinq étages... Propos qui, incroyable à l'époque, sont pourtant devenus réalité aujourd'hui. En effet, si on associe différents montages proposés jusqu'ici dans l'Audiophile tels que le pré-préamplificateur Hiraga, le préamplificateur «Le Tube» et l'amplificateur Quadrige, on s'aperçoit que cinq étages suffisent pour relier la cellule à bobine mobile aux enceintes, à travers un amplificateur dont la puissance atteint 60 watts par canal. Mais il ne s'agit bien sûr que d'un cas exceptionnel vu que sur des matériels sophistiqués, le signal audio doit parfois voyager à travers plus de vingt étages pour l'obtention d'une même fonction. Or, en matière de distorsion ou de bande passante, le mieux est souvent l'ennemi du bien, la recherche du «plus que parfait» peut tourner en rond pour aboutir à l'imparfait, faute de bon sens ou bien encore à cause d'une sorte «d'intoxication» technologique d'une époque donnée. Lors de chacune des révolutions technologiques telles que l'invention d'un tube pentode, du transistor ou de l'enregistrement numérique, l'enthousiasme tout naturel des inventeurs et des journalistes, toujours à l'affût de sensationnel, ont presque toujours eu pour conséquence l'oubli des inconvénients ou des défauts au profit de certaines qualités ou avantages, processus dont la répétition peut conduire à des erreurs grossières. On pourrait prendre en analogie la course à la distorsion (géométrique) des optiques d'appareils photographiques et s'apercevoir que certains objectifs à trois lentilles, économiques mais bien calculés, tels que ceux conçus par Kodak, peuvent surclasser très nettement, sur les paramètres de transparence et de rendu des couleurs, des optiques très sophistiquées à sept ou huit lentilles traitées dans la masse selon une méthode chère à Zeiss, les-

quelles s'avéraient pourtant nettement supérieures en termes de distorsion géométrique. L'important dans l'histoire n'est pas d'avoir trop pensé aux problèmes de distorsion, mais seulement d'avoir oublié qu'il était possible d'obtenir un meilleur rendu des couleurs, une meilleure transparence à partir d'un procédé plus simple. D'un côté, une politique technico-commerciale rend impossible la commercialisation d'un objectif trois lentilles de très haute qualité. De l'autre, la course à la distorsion et aux chiffres exclut toute possibilité de recherche ou d'amélioration d'un procédé «trop rudimentaire». Même si le lecteur de l'Audiophile est en mesure de mieux comprendre les raisons de ces démarches visant perfection et simplicité, il est cependant évident de penser qu'un amplificateur tel que le «Quadrige» n'aurait jamais pu être commercialisé par un gros industriel américain ou japonais de la haute fidélité.

Pour ou contre le transformateur de sortie

La description du montage à tubes O.T.L. (Output Transformer Less) sans transformateur de sortie, tels que ceux qui ont été décrits dans l'Audiophile pourrait faire supposer aux lecteurs soit une erreur de démarche soit le fait de modes passagères obligeant à renier ou à revenir sur telle ou telle technologie. En réalité, quoi de plus raisonnable de penser que, puisque le parfait n'existe pas, il ne faut pas hésiter à mettre en œuvre tous les moyens à sa portée pour essayer d'aboutir au meilleur résultat possible, quitte à revenir sur une idée qui remonterait à 1953 ou même à 1925 ? Lorsque *Wireless World* publia, peu avant 1920, un schéma à couplage RC remplaçant le transformateur de liai-

son, cette révolution fit tant de bruit qu'elle mena rapidement à la ruine la plupart des fabricants de transformateurs. Vint ensuite la «révolution» du montage «O.T.L.» pour lequel le précurseur Philips fut suivi par les Américains, puis par les Japonais pour les applications en haute fidélité. Le transistor, les perfectionnements du schéma Lin puis l'arrivée sur le marché de composants passifs et actifs ultra-stables participèrent à la création d'un circuit moderne et actuel, l'amplificateur transistorisé de structure O.T.L./O.C.L./D.C., c'est-à-dire sans transformateur de sortie, sans condensateur de sortie et sans condensateurs de couplage. La course à la distorsion conduisait, grâce aux progrès effectués dans le domaine des semi-conducteurs, à des schémas d'une énorme complexité, mais répondant, du moins en théorie à de nombreuses exigences. La concurrence, la guerre des prix font qu'il n'est plus rare de trouver aujourd'hui, sur des appareils de moyenne gamme, des amplificateurs de puissance dont le degré de sophistication dépasse toute imagination : entrée en double cascade différentiel push-pull complémentaire assisté par un double miroir de courant, par des régulateurs de courant, des diodes de régulation et par des alimentations régulées symétriques et locales. Résultat : 144 transistors, 86 diodes, des centaines de composants pour un amplificateur ultra-perfectionné du genre «Orisaf» (petit constructeur japonais) qui se voudrait être le plus performant du monde. Sans aller jusqu'à ces extrêmes, l'examen des circuits transistorisés modernes montre qu'il ne s'agit pourtant pas de fiction.

D'emblée, il serait facile d'éliminer le transformateur de sortie pour des raisons évidentes : bande passante limitée et s'amenuisant avec l'augmentation de

la puissance délivrée, distorsion d'hystérésis, distorsion harmonique, capacités parasites, pertes de transmission, coloration dues aux matériaux employés, aux vibrations parasites des tôles et des bobinages, etc. Pourtant, la démonstration du 8 juin dernier des pavillons Western Electric 15 A et de l'amplificateur WE 25 B, a démontré que ce dernier s'était défendu admirablement bien, notamment par rapport à d'autres amplificateurs nettement plus performants du côté des mesures. D'autre part, on ne pourrait émettre de doutes sur les remarquables performances subjectives dont étaient capables quelques amplificateurs transistorisés qui, comme ceux conçus par Nikko, Mac Intosh ou Quad étaient équipés d'un transformateur de sortie. Prenons pour exemple le Quad 50 E, version professionnelle pour cinéma et studios qui, sous une esthétique très proche du 303, se fit remarquer dans le monde entier en raison de sa « musicalité » poussée, puis se démoda pour tomber finalement dans l'oubli.

Mais on exige parfois beaucoup plus d'un amplificateur. Un puriste, sur le plan technique et musical pourra exiger par exemple des preuves, des arguments inattaquables prouvant que l'insertion du transformateur de sortie entre l'amplificateur et le haut-parleur offre plus d'avantages que de défauts.

Depuis ses premiers articles publiés en France, l'auteur de cet article n'a cessé d'insister sur le fait que le contenu de la distorsion harmonique des amplificateurs étaient beaucoup plus important que le taux de distorsion harmonique total résultant. L'amplificateur 300 B, le préamplificateur SRPP, avec des performances de distorsion médiocres en comparaison avec des appareils récents ont su prouver qu'ils étaient en mesure de pro-

curer une sensation de distorsion subjective très nettement inférieure à des appareils affichant aux mesures moins de 0,001 %.

Afin de ne pas tomber dans un « subjectivisme » dépassant le raisonnable, la revue japonaise *Stéréo Sound*, réputée pour ses critiques subjectives très détaillées et surtout pour ses très belles photos en couleurs, avait déjà, dès 1978, complété ses résultats d'écoute de mesures très poussées, l'une de celles-ci concernant les écarts de distorsion constatés entre la charge réelle (haut-parleur) ou pure (résistance pure) reliant tel ou tel amplificateur. Dans la presque totalité des cas, il avait été remarqué que, par rapport à une charge résistive pure, la charge réelle perturbait de façon parfois très prononcée le fonctionnement de l'amplificateur, le taux de distorsion harmonique pouvant passer de 0,003 % à 1,5 %.

Le laboratoire de la revue *Stéréo Sound* avait également remarqué que certains amplificateurs à tubes pourvus d'un transformateur de sortie se comportaient admirablement bien sur ce point et que sur de bons appareils à tubes, il était même possible de superposer les caractéristiques distorsion/puissance en prenant soit une charge résistive pure soit une charge réelle. Une première explication permet de comprendre pourquoi. Les amplificateurs à tubes pourvus d'un transformateur de sortie sont de type à simple étage ou push-pull et travaillent en classe A ou AB avec une boucle de contre-réaction de faible taux. Il en résulte une excellente stabilité (en général), une prédominance de distorsion harmonique paire et une impédance de sortie relativement élevée (donc un faible facteur d'amortissement). Sur les amplificateurs transistorisés sans transformateur de sortie, les étages de sortie de type SEPP (Sin-

gle Ended Push-Pull) et le travail proche de la classe B (dans la plupart des cas) additionné d'un taux de contre-réaction global élevé tend à diminuer l'impédance de sortie aux fréquences médium (l'impédance interne augmentant aux fréquences basses et élevées). La distorsion de croisement, les dérives lentes ou transitoires, la distorsion harmonique de rang impair, l'instabilité sur charge complexe, les effets de tassement de la dynamique subjective provenant des circuits de régulation, des alimentations des circuits de régulation ou des alimentations calculées de façon peu généreuse peuvent être des explications vis-à-vis des phénomènes cités plus haut.

En 1973, le chercheur japonais Yoshio Yamazaki qui s'était beaucoup intéressé aux différences et à certaines non-corrélations apparentes existant entre les amplificateurs à tubes et

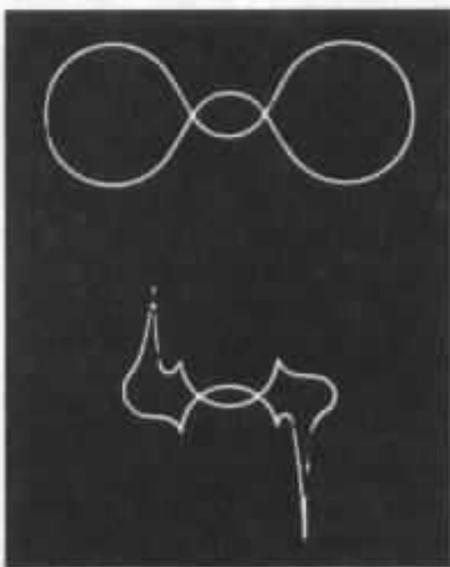
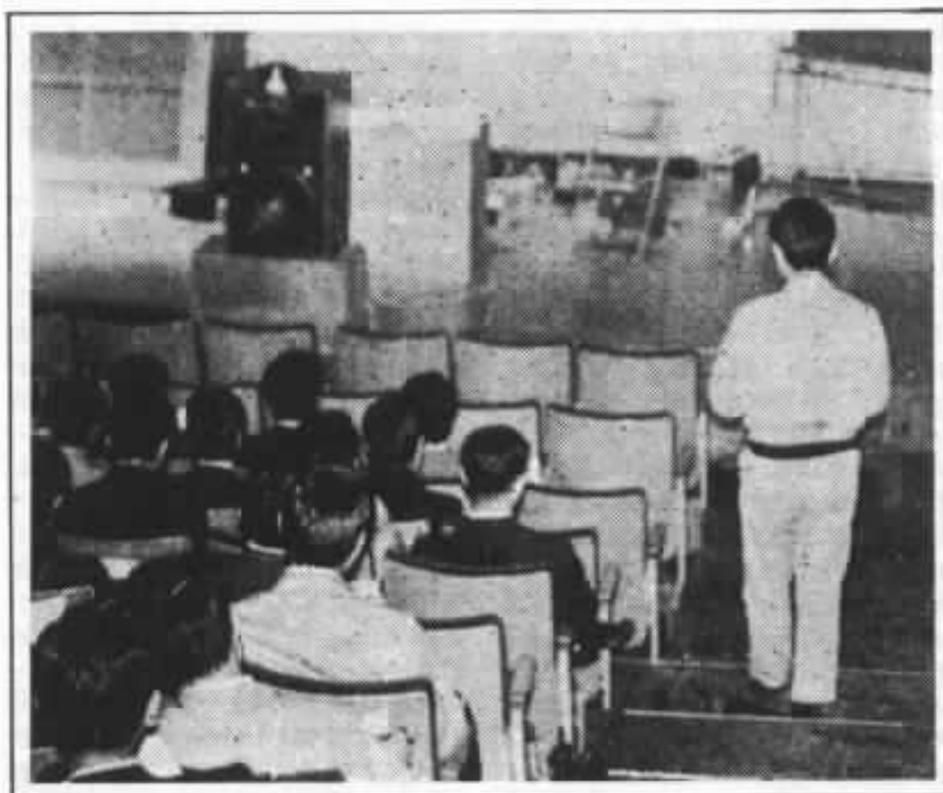


Fig. 1 : Forme de la distorsion obtenue sur un distorsiomètre différentiel sur un amplificateur à tubes, push-pull d'EL 34 (en haut) et sur un amplificateur transistorisé sans transformateur de sortie (en bas). Sur ce dernier et malgré une valeur de distorsion moyenne inférieure à celle de l'amplificateur à tubes, les pics de distorsion transitoire sont beaucoup plus désagréables à l'écoute.

à transistors avait proposé une méthode de mesure originale et édifiancée sur ce point. La figure 1 montre la forme de la distorsion obtenue sur un distorsiomètre différentiel à partir d'un amplificateur à tubes équipé d'un transformateur de sortie (push-pull de tubes EL 34), ou bien à partir d'un amplificateur transistorisé sans transformateur de sortie, un montage SEPP classique dérivé du circuit Lin. Yamazaki, en présentant ces résultats dans un article publié en juin 1973 dans la revue *Radio Gijutsu (Radio Technic)*, insistait sur le fait que l'amplificateur à tubes (figure du haut) présentait un taux de distorsion harmonique qui, en valeur RMS, était beaucoup plus élevé que celui de l'amplificateur transistorisé (en bas). En haut, on constate que la distorsion prédominante en harmoniques pairs ne perturbe pratiquement pas l'agrément de l'écoute. En bas, on constate des pics de distorsion transitoire très désagréable à l'écoute, ceci malgré un taux de distorsion harmonique cinq fois inférieur à celui de l'amplificateur à tubes. A la même époque, Mamoru Kuriyawa, ingénieur en chef du laboratoire de recherches Toshiba, avait pu confirmer, grâce à un sondage effectué en «aveugle» auprès d'une centaine d'auditeurs, que le contenu de la distorsion harmonique était bien plus important sur le plan de la qualité subjective que la valeur globale de la distorsion par harmonique. Il avait cependant remarqué, au cours de ces expériences, d'autres influences tels que le goût personnel de l'auditeur pour tel ou tel type d'équilibre sonore. Néanmoins, il avait réussi à bien dissocier des préférences pour un aigu légèrement relevé par rapport à un aigu «dur» et désagréable produit par un amplificateur mal conçu. Parmi quinze amplificateurs préalablement sélectionnés pour leurs particularités techniques ou



Test d'écoute comparative, effectué en 1973 dans un auditorium de chez Toshiba, sur des amplificateurs à tubes à transistors (voir figure 3 et texte). (D'après Radio Gijutsu, juin 1973).

subjectives, il en sélectionna de nouveau sept autres :

1. Amplificateur transistorisé OCL, puissance 35 watts, taux de distorsion harmonique 0,05 %
2. Idem, mais puissance 20 watts, distorsion 0,08 %
3. Idem, mais puissance 25 watts et taux de distorsion harmonique égal à 0,075 %
4. Amplificateur transistorisé, structure OCL quasi-complémentaire, couplage direct, puissance 22 watts, taux de distorsion harmonique 0,05 %
11. Amplificateur à tubes, montage OTL sans transformateur de sortie, sans contre-réaction, distorsion 0,11 %
13. Amplificateur à tubes, push-pull de 2 A 3 avec C.R., distorsion 1,6 %
14. Amplificateur à tubes push-pull de 300 B, avec C.R., distorsion 0,2 %

Il soumit ensuite ces sept amplificateurs à des mesures de niveau des harmoniques 2 à 12

contenus dans la distorsion de chacun des amplificateurs, test d'autant plus intéressant qu'il était encore capable de mesurer des taux de distorsion aussi faibles que 0,00012 % et surtout que des mesures comparatives étaient effectuées en chargeant l'amplificateur soit par une résistance pure, soit encore par un vrai haut-parleur relié à l'amplificateur par un câble de 8 m de long. Ce type de mesure, encore peu facile à effectuer de nos jours, avait été rendu possible grâce à la réalisation par le laboratoire Toshiba d'un distorsiomètre à sélection harmonique décrit dans la figure 2). Les résultats de mesure de cette expérience unique à l'époque (et encore aujourd'hui) sont publiés sur la figure 3. On peut tirer de ce graphe de nombreuses constatations importantes :

— Parmi les amplificateurs transistorisés, le 1 était le mieux coté sur test en aveugle. On remarque la structure harmonique régulièrement décroissante de la distor-

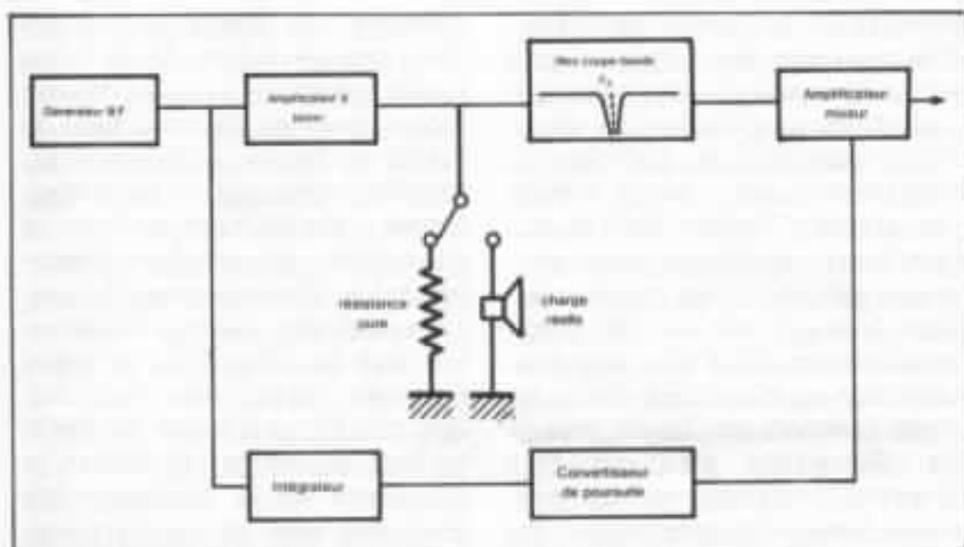


Fig. 2 : Schéma synoptique du distorsiomètre à analyse sélective des harmoniques de rang compris entre 2 et 12 et capable de mesurer des taux de distorsion harmonique de l'ordre de 0,00015 %. Cet appareil avait été réalisé par les laboratoires de recherche Toshiba en 1973.

sion.

— Les amplificateurs transistorisés 2, 3 et 4 possèdent des caractéristiques de distorsion favorisant des harmoniques de rang élevé. Le 2 était le plus désagréable à l'écoute. Le 3 et le

4 procuraient des sensations de dureté et de brillance excessive dans l'aigu.

— Les amplificateurs à tubes et à transformateur de sortie 13 et 14, de loin les plus appréciés à l'écoute, présentent une caracté-

ristique de distorsion favorisant les harmoniques de rang faible, notamment les harmoniques 2 et 3.

— L'amplificateur 14 (push-pull de triodes 300 B), jugé comme étant le meilleur à l'écoute, présente une distorsion dont la structure harmonique correspond exactement au travail idéal d'un montage push-pull, dont le but est l'élimination des harmoniques de rang pair. On remarque en effet l'atténuation des harmoniques 4, 6, 8, 10 et 12 par rapport aux harmoniques 3, 5, 7, 9 et 11.

— L'amplificateur 11, montage OTL à tubes sans transformateur de sortie et non contre-réactionné, n'est pas subjectivement supérieur aux amplificateurs à tubes et à transformateur de sortie 13 et 14, lesquels présentent pourtant un taux de distorsion harmonique total supérieur à ce dernier.

— Enfin, le point le plus impor-

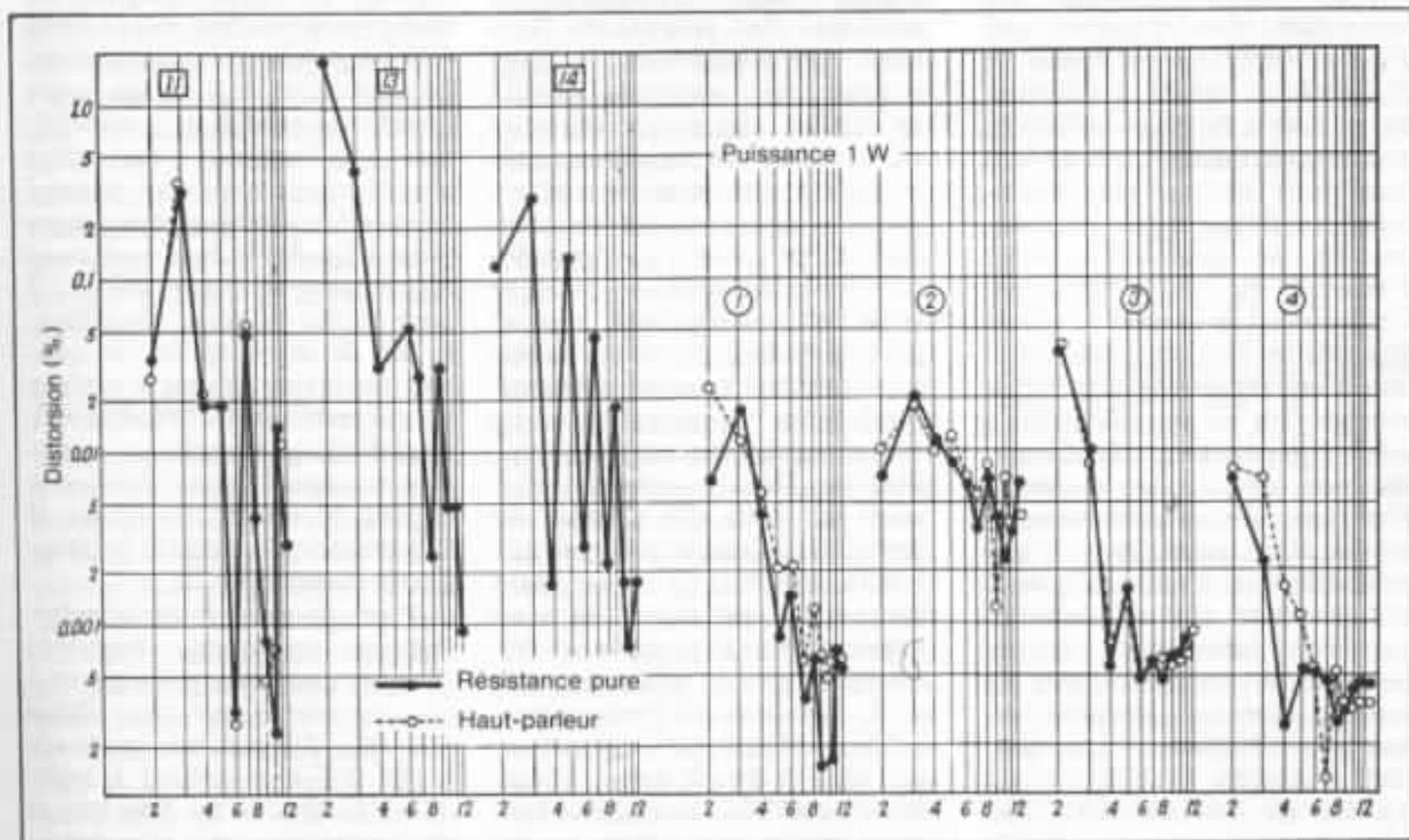


Fig. 3 : Analyse harmonique de la distorsion produite par des amplificateurs à transistors, à tubes, avec et sans transformateur de sortie, chacun des amplificateurs étant chargé soit par une résistance pure, soit par un haut-parleur. Remarquer l'excellent comportement des références 13 et 14.

tant de cette expérience est de constater que seuls les amplificateurs 13 et 14, tous deux équipés d'un transformateur de sortie présentent une distorsion dont la structure harmonique reste absolument identique en présence d'une charge résistive pure ou bien d'une charge réelle. Kuriyawa avait même pris la précaution de «tripler» ces mesures comparatives en prenant pour charge réelle trois enceintes différentes : Toshiba SS 100 trois voies, Tannoy Monitor Gold 12 pouces, Goodmans Axiom 400 C (bicône). On peut encore tirer de cette expérience le fait que la boucle de contre-réaction n'est pas obligatoirement défavorable, en particulier pour ces cas 13 et 14. On s'aperçoit encore qu'une trop faible résistance interne de l'amplificateur ne favorise pas la stabilité de celui-ci sur charge réelle (on se limite toutefois aux cas précis adoptés par Kuriyawa).

C'est en complétant ces recherches passionnantes par d'autres constatations issues de phénomènes relatifs à l'harmonie et dues à diverses influences psychoacoustiques, qu'il devient possible de tirer quelques conclusions présentant toutes les chances de ne pas faire partie d'erreurs ou de confusions. Encore est-il important de savoir dissocier les phénomènes conduisant à des sensations subjectives proches. Sur les amplificateurs à tubes équipés d'un transformateur de sortie, la sensation d'ampleur, de «chaleur sonore» proviendrait aussi bien d'une prédominance d'harmoniques 2 et 3, que d'un effet microphonique lié aux tubes. Il peut encore provenir du transformateur de sortie conduisant à un faible facteur d'amortissement (augmentant l'ampleur subjective du registre de bas-médium). Ou bien encore d'un phénomène de distorsion d'origine magnéto-mécanique (tôle + bobinage) produit en partie par la magné-

tostriction (déformation transitoire des matériaux magnétiques sous le passage du courant), entraînant entre autres des vibrations parasites et audibles du transformateur). Or, il semble important d'insister sur le fait que le type de distorsion harmonique généré par un transformateur de sortie, par un tube triode n'est pas le même que celui produit par un transistor. Dans les deux premiers cas, les origines de la distorsion peuvent être d'ordre magnéto-mécanique, électro-magnéto-mécanique ou mécanico-acoustique, phénomène qui répondent à des lois de physique et d'acoustique. Contrairement à ce que chacun croit, les harmoniques 2 et 3 du La₁ (440 Hz) du violon ne sont ni 880 Hz ni 1 320 Hz. Sans qu'il soit nécessaire d'effectuer des mesures ultra-précises sous stroboscope lumineux ou sous interféromètre à laser, tout luthier sait parfaitement que les harmoniques d'une fondamentale ne sont pas des fréquences fixes mais des fréquences oscillant autour d'une moyenne appelée en anglais «harmonic warmth» ou «chaleur harmonique», assimilable à une sorte de «microvibrato» de chacun des harmoniques. C'est un effet qui, agréable sur un instrument de musique (contrebasse, cymbale, violon) peut le devenir beaucoup moins (pointes, battements désagréables) si la fondamentale et les harmoniques prennent une fixité absolue. Deux exemples confirment ces faits. Le premier est donné par Denon qui commercialisa en 1971 un album de 5 disques-test sur lequel on avait gravé sur une plage une fréquence pure qui, additionnée de 1, 2, 3 puis de 19 harmoniques «devait» finir par reconstituer une note de Stradivarius. Autant dire que si l'illusion auditive était assez bonne, un luthier ou un violoniste n'auraient pas été d'accord sur le critère de «chaleur harmonique». Le second

exemple est donné par Akira Asakura, président de la firme Grace (phonolecteurs) et devenu récemment l'un des présidents de l'AES au Japon. Asakura avait, en effet, remarqué sur les phonolecteurs, sur les haut-parleurs, ce phénomène de «chaleur fondamentale». Des mesures très précises lui avaient permis de découvrir que les vibrations parasites du stilet porte-pointe de la cellule, de la membrane du haut-parleur pouvaient stabiliser la fréquence de la fondamentale ainsi que celle de ses harmoniques. Dans les cas extrêmes, il aurait même remarqué qu'un signal gravé de 1 000 Hz pouvant devenir un signal reproduit de $1\ 000 \pm 1,2$ Hz. Ce qui pourrait (en partie) justifier certaines différences de «chaleur sonore» existant entre un disque phonographique et un disque C.D. Toujours est-il que la conception Némésis ou Quadrige, un ou quatre transistors à effet de champ, un transformateur de sortie ne prétendent aucunement être LA solution, mais seulement une solution vis-à-vis de divers problèmes relatifs à la stabilité, aux influences mutuelles amplificateur/enceintes. Et aussi relatifs à la transparence sonore pour laquelle le bon sens nous fait comprendre que, même s'il peut exister de rares exceptions, le fait de savoir qu'un (ou quatre) transistors ne sont ni parfaits ni subjectivement transparents rend difficile de croire qu'en faisant voyager le signal musical à travers 20 ou 30 transistors, il soit possible d'atteindre la transparence sonore totale...

Pour en revenir au transformateur de sortie, rappelons d'autre part que, par rapport à un transformateur pour tubes EL 34, l'impédance passe de 6 600 Ω (en moyenne) à seulement 64 Ω (cas du Némésis) et 2×64 Ω (cas du Quadrige), c'est-à-dire à une valeur cent fois plus basse. Ce qui permet de s'affranchir de problème de

capacité parasite, de résistance série propres aux primaires de haute impédance. Citons le cas du célèbre spécialiste japonais des amplificateurs à tubes M. Takésué qui, avec son collaborateur Ishii, avait réalisé en 1978 un transformateur de sortie pour tube 6336 A de puissance 50 watts, au primaire de valeur 600 Ω et dont la bande passante à demi-puissance dépassait 1 MHz ! Comme le disait Takésué et comme on le constate sur des appareils Audio Research (amplificateurs à tube de haut de gamme) ou Audio Technica (transformateur pour cellule à bobine mobile de très haute qualité), il suffit d'y mettre le prix (et le savoir-faire). Sur le Némésis et malgré la présence de l'entrefer et l'emploi de tôles de qualité moyenne (mais acceptable), on a pu constater qu'il était possible d'obtenir plus de 80 kHz de bande passante sans contre-réaction. Sur le Quadrige, l'absence d'entrefer et de passage de courant continu unilatéral améliore considérablement l'étendue de la bande passante aux fréquences basses. Nous reviendrons prochainement sur ce transformateur pour lequel la réalisation de différents prototypes permettra de sélectionner la version procurant les meilleurs résultats.

Choix du circuit

Celui-ci avait déjà fait l'objet d'une présélection d'un premier projet décrit dans les numéros 34 et 35 de l'Audiophile. Le circuit push-pull, le problème de la sensibilité d'entrée rendaient obligatoire l'utilisation d'un minimum de quatre transistors, deux de puissance et deux consacrés au déphasage et au complément de gain total. Si la solution finalement adoptée a été celle de l'étage d'entrée différentiel, beaucoup d'autres solutions étaient possibles. Il aurait par exemple été possible de prendre

les deux premiers étages de l'amplificateur 20 watts classe A ou bien du «Monstre». Dans ces deux cas, on aurait cependant obtenu un total de six transistors, quatre d'entre eux étant réservés à l'étage d'entrée. Le schéma A de la page 21 du n° 34 de l'Audiophile est également attrayant car il utilise seulement 4 transistors à effet de champ. Les transistors d'entrée devant être complémentaires, le choix aurait pu se porter sur les 2SK 147 et 2SJ 72, 2SK 170 et 2SJ 74. La seule précaution à prendre aurait été de bien appairer les transistors. Le schéma B, extrapolation du circuit A, en version double différentiel complémentaire aurait pu être utilisé. C'est aujourd'hui un circuit d'entrée «à la mode» qui tend à se compliquer très facilement. La paire complémentaire (en boîtier double) 2SK 240/2SJ 75 aurait pu faire parfaitement l'affaire. Un bon fonctionnement exige par contre l'insertion de sources de courant entre l'alimentation et les sources, ce qui peut porter à huit ou dix le nombre de transistors utilisés sur l'étage d'entrée.

On en arrive donc au schéma C, qui utilise un simple étage différentiel en entrée. C'est celui qui sera retenu, du moins de façon «provisoirement définitive». Il n'est pas toujours évident de tomber du premier coup sur la meilleure solution. Il aurait d'ailleurs été possible de supprimer l'étage d'entrée et de remplacer celui-ci par un transformateur élévateur à secondaire push-pull à point milieu, dans une configuration tout à fait semblable à celle des premiers amplificateurs transistorisés, à la différence près que ceux-ci travaillaient en classe B, que les transformateurs étaient de qualité médiocre et que la puissance de sortie ne dépassait guère 1 watt. L'inconvénient majeur d'un transformateur d'entrée aurait été son prix élevé vu la

qualité requise : environ 100 kHz de bande passante sous 0,5 watt de puissance, ceci malgré un secondaire chargé par près de 600 pF (en plus de la charge résistive). Ces 600 pF correspondent à la fameuse capacité d'entrée C_{gs} , capacité source/gate ou encore gate/boîtier, le boîtier étant relié à la source. Les MOS-FET de puissance du genre 2SK 135 offrent une excellente caractéristique de transconductance (3 MHz pour la fréquence de coupure), laquelle est limitée par la capacité d'entrée C_{gs} de 600 pF et par la résistance intrinsèque de gate, équivalent du R_{bb} des transistors bipolaires et qui atteint la valeur de 65 Ω sur le 2SK 135. Un gros avantage du transformateur d'entrée aurait été la plus faible résistance interne du secondaire. Le schéma équivalent du 2SK 135 est décrit sur la figure 4. On

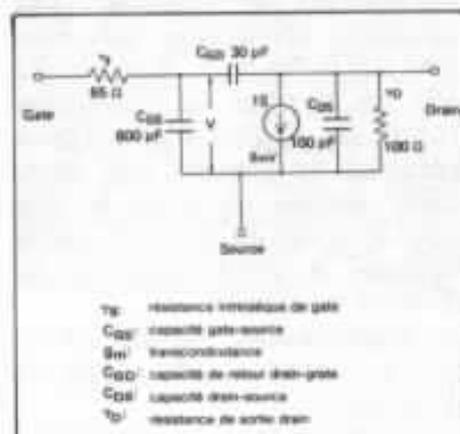


Fig. 4 : Schéma équivalent du transistor MOS-FET 2SK 135.

s'aperçoit en effet que Y_g est placé en série en entrée et que l'association avec le C_{gs} forme un filtre passe-haut. En prenant une résistance interne du circuit d'entrée de 0 Ω , la bande passante serait de 3 MHz (± 3 dB). Or, sous cette condition, on s'aperçoit que même en chargeant le MOS-FET de puissance 2SK 135 en source follower, on pourrait obtenir une bande passante théorique de 28 MHz (!), mais il suffirait, selon les calculs donnés par les ingénieurs de la firme Hitachi

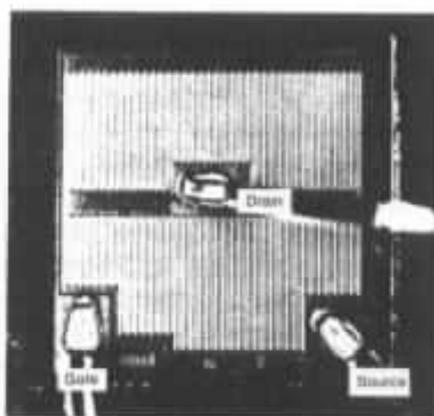


Photo du substrat (puce) du MOS-FET 2SK 135. La puce mesure $4,5 \times 4,5$ mm. Le canal N a une longueur totale de 40 μm et une largeur de 9 μm . (Document Hitachi)

Sampei, Ohashi et Ochi (principaux concepteurs du 2SK 135 et dérivés) d'une self série de 50 nH (0,05 μH) pour faire entrer le circuit en oscillation à une fréquence comprise entre 60 et 80 MHz. Ce qui correspondrait à une liaison de gate de quelques millimètres de longueur. Les équations concernées sont données sur la figure 5. Il en résulte que les mesures de prévention contre ces risques d'oscillations parasites ne peuvent être obtenues, comme on a pu le voir pour le circuit du Némésis, qu'en limitant la bande passante de diverses manières :

- Augmentation de R_g (résistance interne du circuit d'entrée) ;
- Contre-réaction sélective drain-gate réduisant le gain à partir d'une certaine fréquence ;
- Self placée en série avec la charge ;
- Filtre passe-bas placé en entrée ;
- Contre-réaction sélective entrée-sortie.

Dans le cas du Némésis, on a remarqué les précautions prises à cet égard, les trois circuits anti-oscillation ayant malgré tout permis d'obtenir plus de 100 kHz de bande passante après application de la boucle de contre-réaction. Comme cela avait été dit dans les n^{os} 34 et 35, ces réseaux de compensation

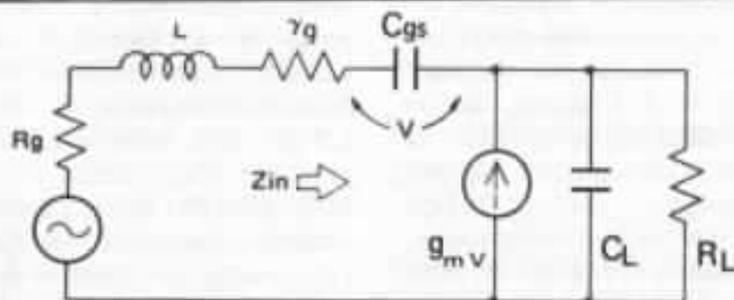
sont d'ailleurs à ajuster selon le câblage et surtout selon l'origine du transformateur de sortie. Les rotations de phase à faible, à demi ou à pleine puissance ne se révélant qu'une fois le montage réalisé, il est difficile de dissocier les origines de ces oscillations. Il serait sans doute possible d'effectuer des mesures de bande passante et de phase sur le 2SK 135 seul en prenant pour charge des résistances pures (modèles à radiateurs), puis de mesurer le transformateur de sortie seul, en appliquant sur son primaire le signal provenant d'un générateur B.F. de puissance ainsi qu'un courant continu de valeur proche du courant réel traversant le primaire. On remarque, même sur les transformateurs de sortie de très haute qualité que si la linéarité est parfaite entre quelques hertz et 100 kHz, des rotations de phase importantes et des sortes de dents de scie sur la réponse niveau/fréquence se produisent à des fréquences plus élevées, entre 120 et 250 kHz (en général), phénomènes toujours gênants même s'ils se produisent à 20 ou 30 dB en deçà de la plage linéaire. Or, les fréquences indiquées ci-dessus concernent un transformateur de sortie pour montage à tubes, dont le primaire aurait une valeur comprise entre 3 et 6 k Ω . Sur 64 ou 128 Ω et en construisant un transformateur de très haute qualité, ces phénomènes parasites pourraient se produire à des fréquences beaucoup plus élevées. Le but est donc de rechercher une bonne association d'éléments limitant plus ou moins naturellement la bande passante (étage d'entrée, câblage, transformateur de sortie) au MOS-FET hyper-rapide (temps de commutation 20 fois supérieur à un transistor bipolaire de puissance classique, genre 2N 3055) et à fréquence de coupure très élevée.

Pour en revenir à l'étage d'entrée, celui-ci doit posséder

une impédance de sortie relativement basse pour une autre raison que celle citée plus haut. Contrairement aux tubes de petite puissance sur lesquels le courant grille pratiquement nul permet une attaque en tension ou presque, un MOS-FET du genre 2SK 135 nécessite une attaque en tension (ou presque) au dessous de 5 à 6 kHz, qui se transforme progressivement en attaque en puissance au fur et à mesure que la fréquence croît. A 250 kHz et sur un montage push-pull OTL de puissance 100 watts, il aurait fallu 100 mW pour attaquer convenablement la gate du 2SK 135, tandis que 0,1 mW aurait suffi s'il avait été question d'une fréquence de 750 Hz.

Cette caractéristique d'attaque en puissance en fonction de la fréquence est représentée sur la figure 6. C'est pourquoi une valeur de 10 k Ω avait été utilisée sur l'entrée du Némésis. Ce qui peut paraître un peu faible mais qui était souhaitable. Sur le Quadrigé, ce problème est résolu par l'insertion de l'étage d'entrée différentiel à effet de champ, ce qui permet de porter à 100 k Ω la valeur de l'impédance d'entrée. On pourra, d'autre part, compenser l'éventuelle perte de sensibilité (si une boucle de C.R. est appliquée) grâce au gain apporté par ce premier étage « amplificateur-déphaseur-driver ». Cette solution est, sur le plan de l'utilisation pratique, beaucoup plus universelle que celle d'un transformateur d'entrée dont le primaire aurait dû être abaissé à 200 ou 600 Ω .

Le Quadrigé utilise donc un étage d'entrée différentiel composé de deux transistors à effet de champ. Un essai préliminaire concernant les transistors 2SK 240 avait été fait en raison de l'apairage remarquable des deux transistors distincts placés à l'intérieur d'un boîtier métallique unique. Le trop faible recul de gate offrait une plage de travail trop faible, conduisant trop



L'impédance d'entrée est donnée par la formule :

$$Z_{in} = r_g + sL + \frac{1}{sC_{gs}} + \frac{R_L}{1 + sC_L R_L} \left(1 + \frac{g_m}{sC_{gs}}\right)$$

$$= r_g + sL + \frac{1}{sC_{gs}} - \frac{sC_L R_L^2}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2}$$

$$- \frac{s g_m R_L}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2) \omega^2 C_{gs}} + \frac{R_L}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2}$$

$$- \frac{C_L R_L^2 g_m}{(H \omega^2 C_L^2 R_L^2) C_{gs}} \dots \dots \dots (2)$$

à condition que :

$$r_g + \frac{R_L}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2} - \frac{C_L R_L^2 g_m}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2) C_{gs}} < 0 \dots \dots \dots (3)$$

Lorsque l'impédance d'entrée Z_{in} possède une partie réelle négative. Si la somme de $R_g + Z_{in}$ réel est négative, le circuit entre en oscillation. La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$sL + \frac{1}{sC_{gs}} - \frac{sC_L R_L^2}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2} - \frac{s g_m R_L}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2) \omega^2 C_{gs}} = 0 \dots \dots (4)$$

$$1 \gg \omega^2 C_L^2 R_L^2, \quad 1 \gg \omega^2 C_L C_{gs} R_L^2$$

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + g_m R_L}{L C_{gs}}} \dots \dots \dots (5)$$

Fig. 5 : Calcul de l'impédance d'entrée et des conditions pour lesquelles le circuit devient instable.

rapidement au pinch-off (ou cut-off) ou dans une région de fort tassement des courbes, soit dans la région positive de la gate. Le schéma final s'est rapproché de celui décrit dans l'Audiophile n° 35, figure 10 (page 15). Les deux transistors 2SK 30 AGR sont donc montés en amplificateur différentiel, avec des charges de drain de valeur 4,7 kΩ. Cette valeur préalablement choisie s'est révélée plus tard être un bon compromis au cours des expérimentations qui ont suivies. La résistance de source R_s , de valeur 240 Ω, permettait d'obtenir la valeur de polarisation souhaitée, soit -0,6 V. Sous cette condition, on a malheureusement constaté un sérieux déséquilibre des tensions alternatives de sortie V_{O1} et V_{O2} , ceci étant dû, comme l'a fait remarquer Gérard Chrétien, au fait qu'un bon équilibre des tensions de sortie ne peut être obtenu qu'à condition de prendre des valeurs de R_D (résistances de charge de drain) beaucoup plus petites que la valeur de R_s , résistance commune de source. Dans la pratique, les alimentations symétriques résolvent pour ainsi dire automatiquement cette question.

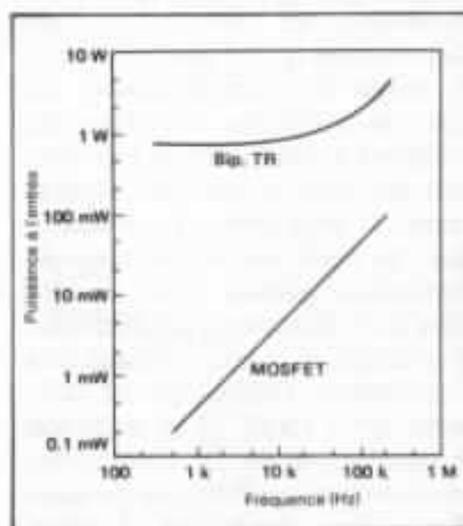


Fig. 6 : Caractéristique d'attaque en puissance de l'entrée des MOS-FET (pour un amplificateur de 100 watts) en fonction de la fréquence. Comparaison avec celle d'un transistor bipolaire.

déplace sur pratiquement toute la droite de charge, y compris dans la région légèrement positive de la gate, le courant de repos étant réduit à une faible valeur.

— La classe A_2 qui est très proche des classes A ou A_1 , pour laquelle le courant de repos est un peu plus élevé qu'en classe A, le point de fonctionnement pouvant se déplacer dans la région légèrement positive de la gate.

— Enfin, la classe AB_1 qui associe les avantages de la grande puissance et du faible taux de distorsion dans un montage push-pull. Le point de fonctionnement se déplace sur toute la droite de charge, mais n'entre pas dans la région positive de la gate. Le courant de repos est un peu plus faible qu'en classe A, ce qui évite la création de distorsion de croisement.

Les expériences faites à partir d'une alimentation séparée réglable ont permis d'atteindre un peu plus de 60 watts en sortie, avec la garantie d'un travail en vraie classe A jusqu'à environ 17 watts (valeur calculée). La polarisation de gate passe à +1,54 V (au lieu de +2,4 V pour le Némésis) et le courant de repos passe à 1,4 A pour les deux transistors, soit 700 mA par transistor. Signalons à ce propos que la distorsion de croisement n'apparaît que pour un courant de repos inférieur à 50 mA. Avec 1,4 A de courant de repos pour les deux transistors, on s'affranchit de ce risque. Sur le projet d'origine, une autre solution avait été imaginée et consistait, selon la méthode classique du changement de classe $A \rightarrow AB$, à modifier simultanément la tension d'alimentation et la courant de repos : 42 V et +2,2 V (classe A) 80 V, 1,5 V (classe AB). Ici le fonctionnement en classe AB_1 , avec un courant légèrement supérieur à la normale assure un fonctionnement en classe A jusqu'à plus de 15 watts et dans une partie encore linéaire des

courbes, avec un passage progressif vers la classe AB_1 , pour les puissances supérieures.

Le transformateur de sortie

Des détails complémentaires seront donnés ultérieurement à ce sujet, plusieurs expérimentations sur des prototypes étant actuellement en cours. Il est fort possible que le circuit évolue vers une structure symétrique du transformateur de sortie, à contre-réaction croisée des sources, selon une méthode connue qu'on a pu trouver sur des montages anciens ou récents, à tubes ou à transistors réalisés par Quad. Audio Research ou Luxman. La figure 8 illustre les deux possibilités qui font actuellement l'objet d'essais et de mesures.

Performances

Celles-ci dépendant en

majeure partie des qualités du transformateur de sortie, il n'est pas encore possible de fournir aux lecteurs des chiffres définitifs, vu que le prototype de transformateur utilisé n'était pas étudié pour travailler au-dessus d'une quinzaine de watts. En classe AB_1 , il a cependant été possible d'obtenir, avec un taux de contre-réaction de seulement 6 dB une bande passante comprise entre 20 Hz et 75 kHz, à ± 3 dB près, un taux de distorsion régulièrement montant avec l'accroissement de la puissance de sortie, compris entre 0,01 % (0,1 W) et environ 2 % (60 watts). Mais il ne s'agit que de performances provisoires. La version push-pull du Némésis est donc très prometteuse et il ne fait aucun doute qu'elle conduira à une version définitive d'une simplicité encore inconnue à ce jour, vis-à-vis de performances de puissance, de bande passante et

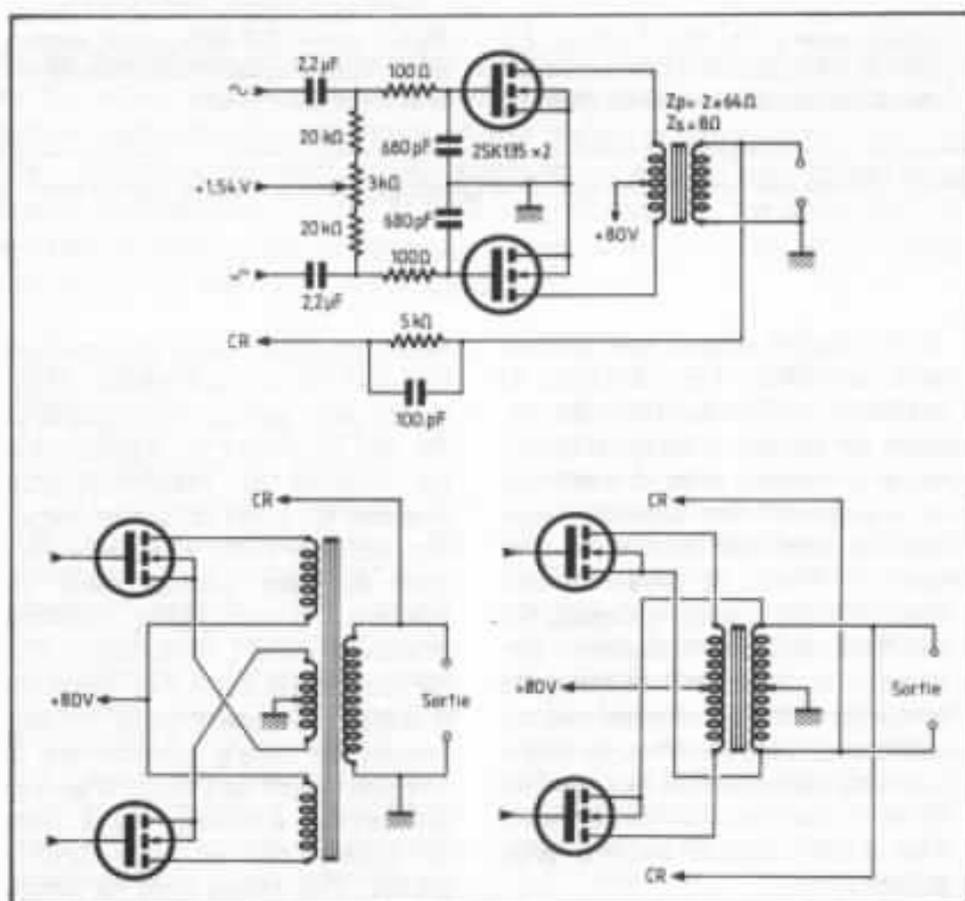
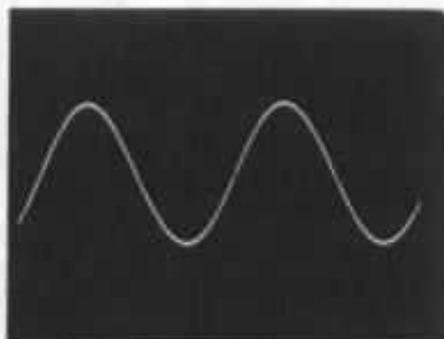
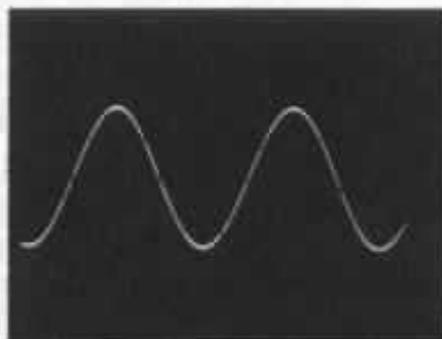


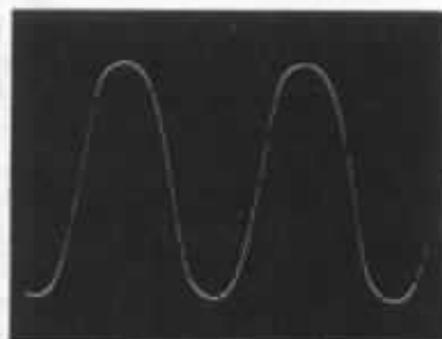
Fig. 8 : Etage de sortie du Quadriga et deux autres projets concernant l'application de deux boucles de contre-réaction de source croisées.



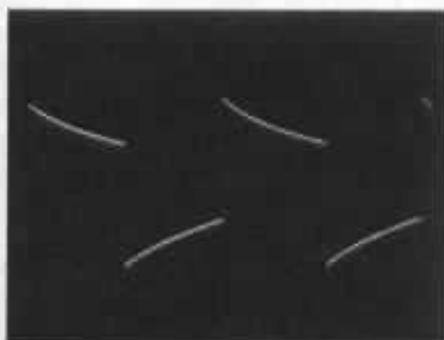
Forme d'une sinusoïde de 100 kHz sous 0,5 watt. Remarquer l'absence de distorsion.



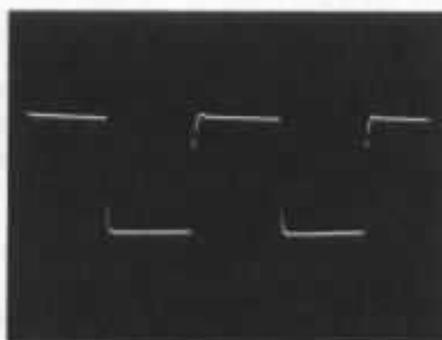
Réponse à 1 MHz, 0,05 watt. Noter l'absence de déformation de la sinusoïde.



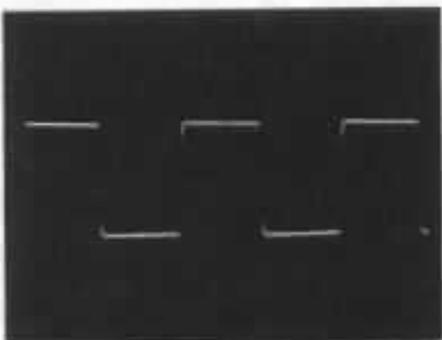
Forme de la saturation d'une sinusoïde (5 kHz) à 60 watts. Remarquer la forme arrondie et sans accident de la saturation.



Signal carré à 50 Hz, 5 watts. La réponse est excellente et on ne remarque ni dépassement ni suroscillation.



Signal carré, 2,5 kHz avant correction. Noter l'irrégularité présente sur la montée du signal.



Forme du signal carré, 2,5 kHz, obtenu après correction (680 pF sur les gates des 2SK 135 et 100 pF sur le réseau de C.R.).

Fig. 9 : Forme des signaux obtenus sur le Quadrige, dans la version décrite dans cet article.

de distorsion dignes des normes hi-fi actuelles. Les résultats et mesures préliminaires concernant les formes d'ondes sinusoïdales et carrées sont donnés sur la figure 9. On constate que ceux-ci sont très prometteurs et que si, d'ores et déjà, de très bons résultats sont obtenus, ils méritent une optimisation des circuits et du transformateur de sortie en vue d'un résultat encore meilleur. Les résultats déjà obtenus, ils méritent une optimisation des circuits et du transformateur de sortie en vue d'un résultat encore plus poussé.

Montage

Le montage du Quadrige sera

décrit en détail dans le prochain numéro de L'Audiophile. D'ici là, les deux autres versions décrites sur la figure 8, comportant les boucles de contre-réaction croisées de sources, seront expérimentées et comparées à la version de base décrite dans ce numéro. Il sera bien entendu question non seulement des mesures mais aussi des résultats d'écoute. Un autre essai, actuellement en cours, concernera le remplacement de l'étage d'entrée différentiel à transistors à effet de champ par un tube double triode. Des essais sont en cours au moment de la mise sous presse de ce numéro. Ils concernent le choix du tube, l'insertion

ou non d'une source de courant (transistorisée) dans les circuits de cathode ainsi que l'éventualité de la mise en place d'une alimentation régulée hybride haute tension, des avantages ou défauts procurés par celle-ci, ainsi que du choix final. Le câblage des transistors de sortie devant comporter des liaisons très courtes, il sera également question du radiateur, de la forme et des dimensions optimales de celui-ci. Il semble d'autre part tout à fait possible de monter le Quadrige dans un châssis de mêmes dimensions que celui du Némésis.

Gestion du «Monstre» sur batteries seules

Jacques Ledauphin

Il est bien tentant, pour profiter au maximum de ses énormes qualités, d'utiliser l'ampli 8 watts «Le Monstre» sur batteries seules. Ce mode de fonctionnement n'est pas sans contraintes, mais le jeu en vaut la chandelle : un rapport signal/bruit inégalable et une indépendance totale avec ce qui se passe du côté de Mr EDF. L'écoute devient d'une transparence et d'une luminosité fantastiques. En utilisant un chargeur de batteries fiables et bien adapté ainsi qu'un dispositif de contrôle lumineux de la décharge des batteries, les principales limitations deviennent la durée d'écoute possible et la durée de recharge de batteries entre deux écoutes.

On verra plus loin (voir fig. 1) que l'expérimentation, qui a été faite sur des batteries de 45 Ah, montre que la durée de marche peut être sans problème de plus de trois heures, le temps de recharge est alors d'au moins quatre heures, et que pour une écoute limitée à deux heures, la recharge est obtenue en trois heures. Ce qui pour des écoutes privées n'est pas si mal !

Les conditions de la gestion du «Monstre» sur batteries seules sont imposées par les caractéristiques de charge et de décharge des accumulateurs au plomb. Le sujet a été évoqué à plusieurs reprises dans la revue, mais il

peut être utile d'y revenir plus en détail.

1. Charge et décharge des accumulateurs au plomb

En utilisation traditionnelle (automobile, alimentation de secours,...) les accumulateurs se chargent jusqu'à 2,5 V par élément, soit 15 V pour une batterie de 6 éléments. Pour ces valeurs, on observe un bouillonnement de l'électrolyte, dont la densité augmente avec la d.d.p. aux bornes. La fin de recharge complète se vérifie en effectuant la mesure de tension (15 V) et en contrôlant la densité de l'électrolyte (acide sulfurique à 22° Baumé). Le dégagement gazeux provoque une

évaporation que l'on compense en rajoutant de l'eau distillée.

Avec ces conditions de pleine charge, lorsque le chargeur est débranché, on observe une chute de tension immédiate d'environ 5 %, puis une stabilisation en quelques secondes aux environs de 2,25 à 2,30 V par élément, sur la batterie à vide.

En utilisation (décharge) cette tension de 2,25 V/élément décroît exponentiellement et rapidement (quelques minutes) puis se stabilise entre 2,05/2,0 V/élément. Ce palier correspond à la plage de fonctionnement normal en générateur à tension constante, dont la durée

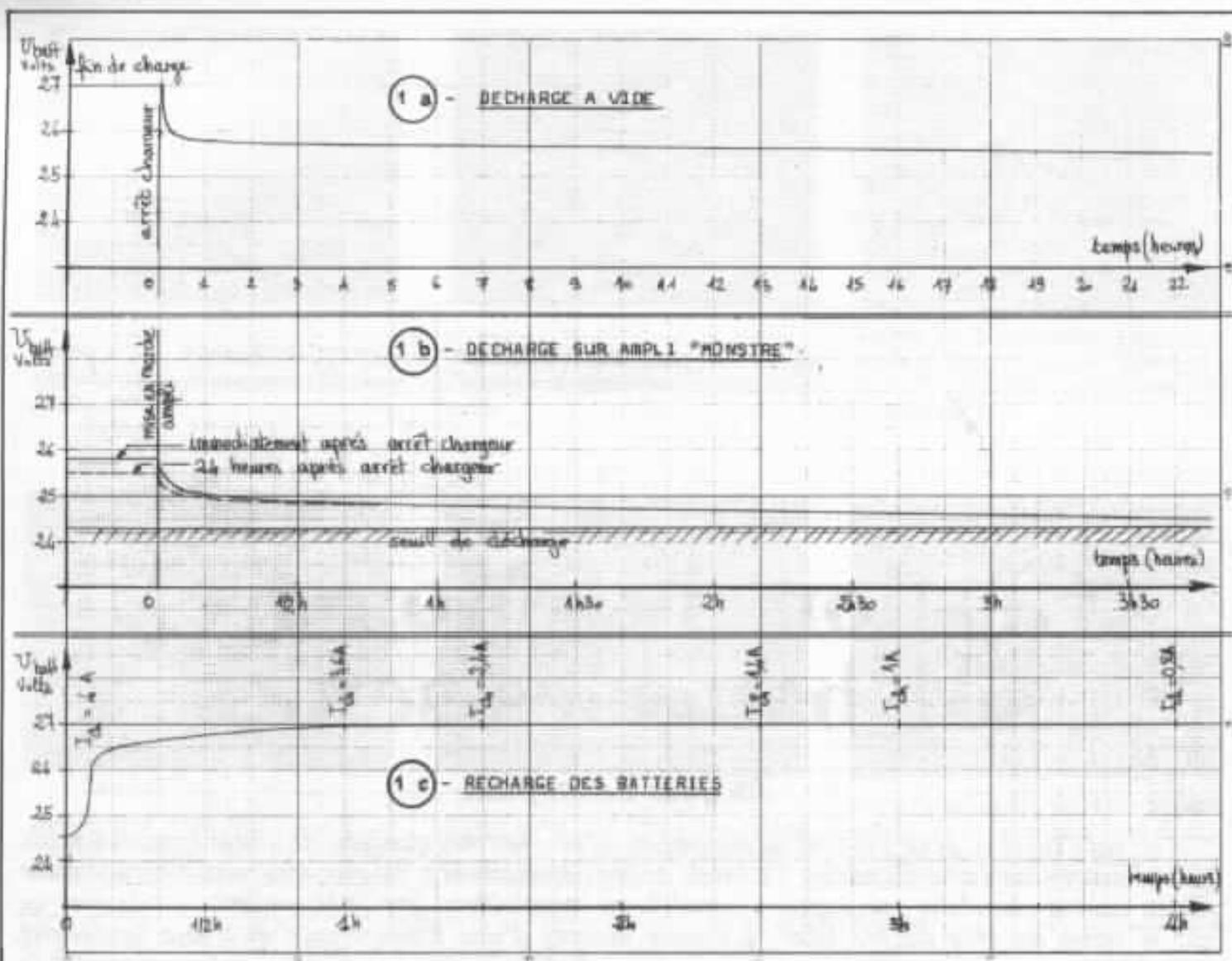


Fig. 1a : décharge à vide. On remarque qu'en mettant l'ampli en marche immédiatement après l'arrêt du chargeur, la tension est au maximum de $2 \times 13,0 \text{ V}$, sans danger pour les supercapas.

Fig. 1b : décharge sur ampli «Monstre». Le courant de repos appelé est de 1,2 à 1,4 A pour un ampli stéréo. Après 3 h de fonctionnement, la tension est de 24,6 V (soit 12,30 V par alim. et 2,05 V/élément).

Fig. 1c : recharge des batteries. Après 3 h 30 d'utilisation, la tension était de 24,5 V. La recharge se fait pendant 1 h environ sous 4 A, la tension remontant alors à 27 V. Le courant de charge appelé va ensuite lentement décroître pour atteindre 0,8 A au bout de 4 h. On peut considérer alors que la charge est terminée, la courbe 1b ayant été obtenue sur des batteries chargées dans ces conditions.

dépend de la capacité de la batterie et du courant d'utilisation.

Si l'on prolonge cette utilisation, la tension finit par se remettre à chuter rapidement. En usage traditionnel on recommande de ne pas descendre sous 1,8 V/élément et de ne pas laisser longtemps une batterie déchargée. En effet cette décharge profonde provoque la sulfatation des plaques (dépôt blanchâtre de sulfate de plomb).

La répétition de ces «accidents» aggrave la sulfatation (qui n'est que partiellement réduite par plusieurs cycles de charge et de décharge), et provoque une augmentation considérable de la résistance interne. Une telle batterie «ne tient plus la charge» : un appel de courant provoque une chute de tension dans cette résistance interne et la tension aux bornes chute rapidement.

2. Application au «Monstre»

Nous devons donc absolument éviter ce genre d'incident. Il faut de même éviter le bouillonnement de l'électrolyte lors de la recharge, surtout si les accumulateurs sont situés à l'intérieur de l'auditorium. D'autre part, l'utilisation des super-capas de 0,47 Farads, dont la tension nominale n'est que 10 V, impose la prudence quant à la tension de départ.

C'est pourquoi nous choisissons de limiter la charge à 2,25 V par élément (soit $12 \times 2,25 = 27$ V pour les 2 batteries chargées en série), et l'intensité maximum du courant de charge à la valeur classique du «1/10 de la capacité» (soit 4 Ampères pour des batteries de 40 ou 45 Ah).

Le cycle de charge et de décharge dans ces conditions a été relevé expérimentalement. Voir figure 1a, 1b, 1c.

Pour une utilisation pratique il convient de proscrire l'usage du (ou des !) voltmètres surveillés du coin de l'œil à chaque écoute. Nous avons donc réalisé un petit module d'affichage par LEDs, photos 1 et 2. Sur les 2 tensions d'alim. de l'ampli (+12 V et -12 V), une LED verte s'éclaire à la mise en marche, s'éteint lorsque la tension devient inférieure à un seuil fixé à 12,25 V (2,04 /élément), une LED rouge s'illumine alors, signalant qu'il faut interrompre les délices de l'écoute.

Les schémas de cet indicateur lumineux et du chargeur qui vont être décrits ne prétendent pas à la moindre originalité, des schémas du même genre abondent dans la presse spécialisée. Nous espérons simplement rendre service aux audiophiles en leur proposant deux circuits adaptés au cas précis qui nous intéresse. L'indicateur lumineux pourra également être utile sur le prépré Hiraga, en n'utilisant qu'un demi-circuit, ou en adaptant les valeurs aux tensions de + 6 V et - 6 V.

3. Description du chargeur 24 V-4 A

La solution retenue consiste à réaliser une très sommaire alimentation à découpage à partir d'un thyristor. Deux circuits contrôlant l'intensité du courant de charge et la tension en sortie vont commander l'amorçage du thyristor suivant le schéma de principe de la fig. 2.

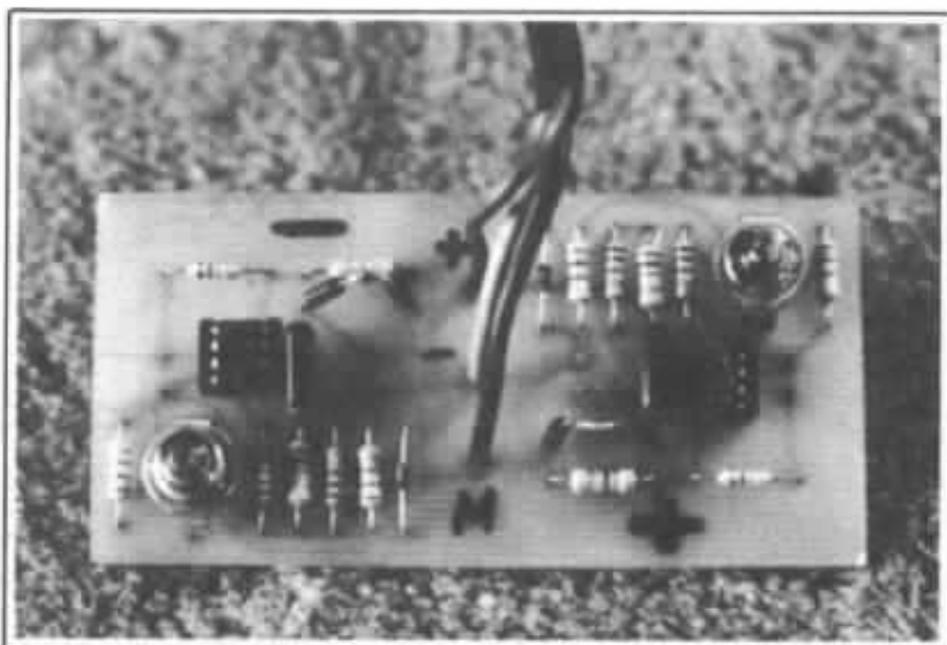


Photo 1 : Module d'affichage de la tension des batteries, côté composants.

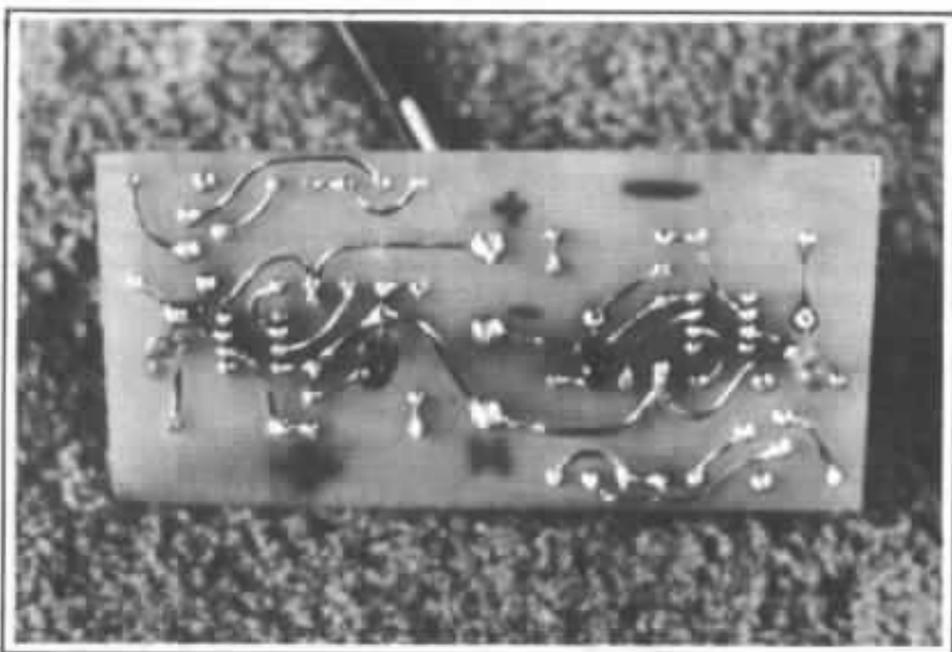


Photo 2 : Module d'affichage, côté piste.

Un tel dispositif présente les avantages suivants :

- un bon rendement (les pertes ne se produisent que dans le shunt de mesure du courant, et qu'à travers la jonction anode-cathode du thyristor, dont l'intérêt est qu'avec un très faible courant de gachette on peut commander un fort courant anode-cathode.

- la charge se fait par une tension non filtrée, ce qui est meilleur pour la non sulfatation des plaques d'accumulateurs (1). La

fig. 4 schématise les tensions obtenues en sortie du pont redresseur et en sortie de chargeur.

- le chargeur est protégé contre les court-circuits en sortie ou contre une inversion du branchement des batteries. Le fonctionnement est automatique et les batteries peuvent être laissées sous charge permanente.

- Le commutateur de l'ampli

(1) : D'où l'angoissante question : «Le chargeur s'entend-il ?»

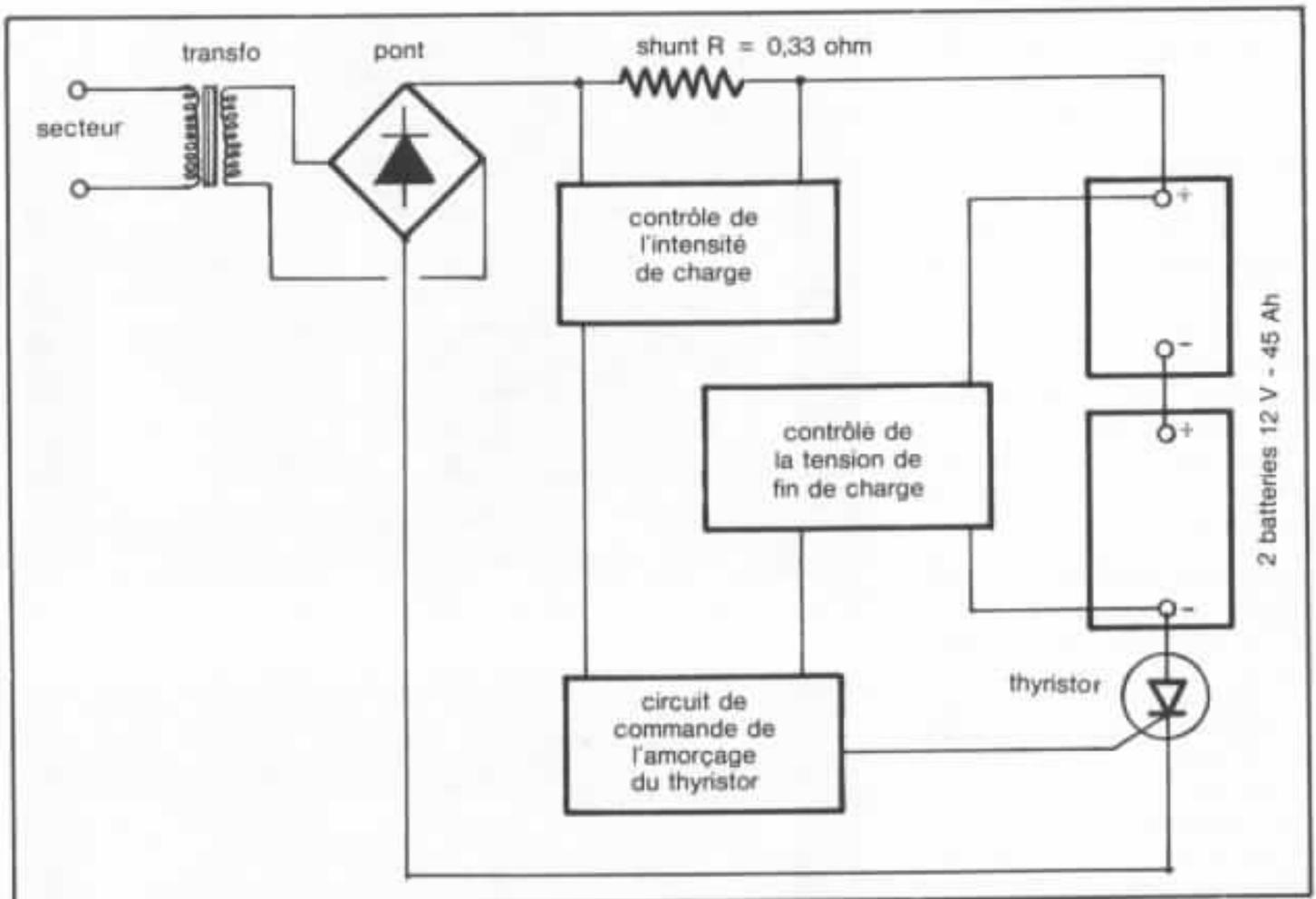


Fig. 2 : schéma de principe du chargeur

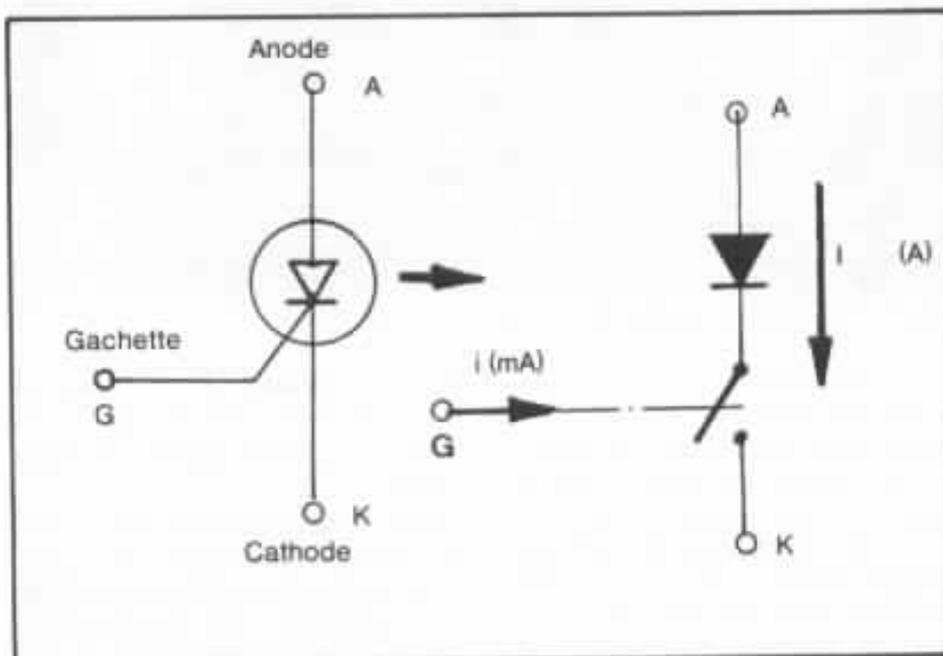


Fig. 3 : rappel du fonctionnement d'un thyristor

tion évite la décharge des batteries quand le chargeur n'est pas sous tension. C'est en effet la tension des batteries qui commande l'interrupteur logique que constitue le transistor T1. Voir schéma complet du chargeur fig. 6.

Le fonctionnement du chargeur

Le branchement de batteries non complètement déchargées polarise la base de T1 qui devient conducteur. Un courant de quelques mA circule donc dans la jonction émetteur-collecteur de T1, rendant T4 conducteur, ce qui amorce le thyristor. Le courant de charge qui circule alors provoque une chute de tension dans la résistance de shunt R, utilisée pour commander l'interrupteur T2. Lorsque cette chute de tension dépasse le seuil réglé par P1, le transistor T2 devient conducteur, bloque T1 et empêche l'amorçage du thyristor. On contrôle ainsi l'intensité de charge maximum.

(double inverseur de très fort ampérage) bascule les batteries soit sur la charge capacitive d'alim., soit sur le chargeur.

• Le double interrupteur du chargeur commute le secteur ainsi que le branchement des accus. Cette dernière commuta-

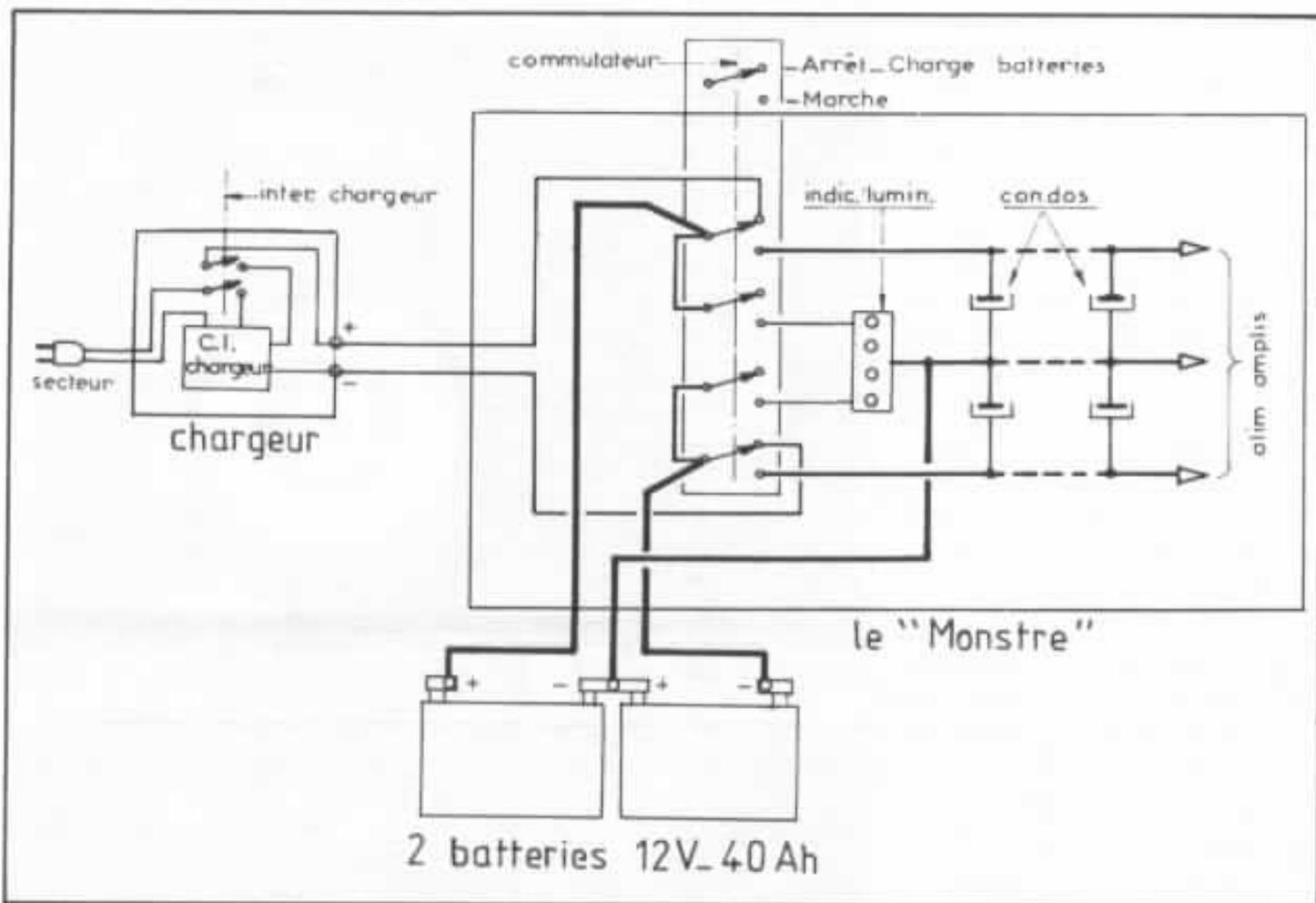


Fig. 5 : schéma complet de l'installation chargeur —Monstre— batteries.

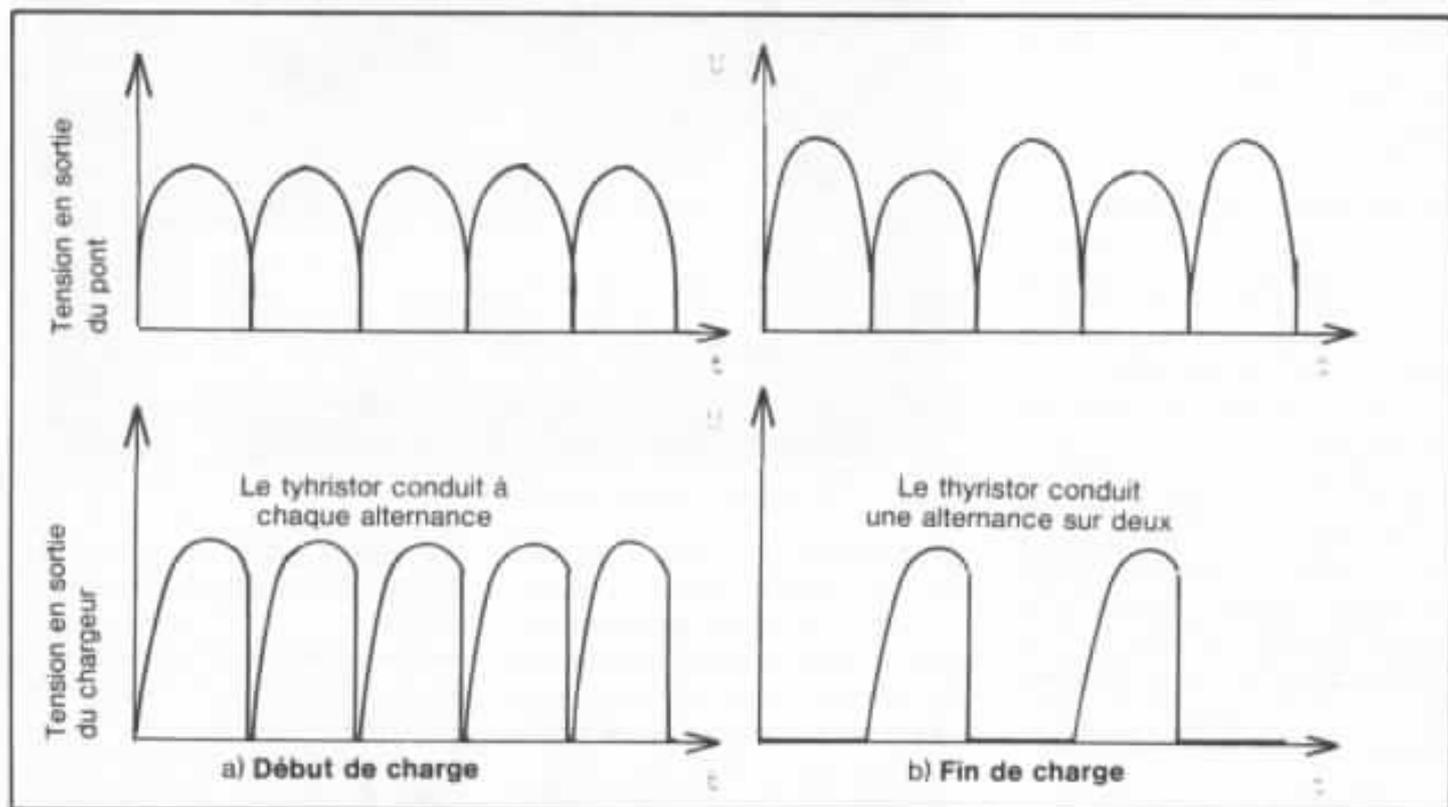


Fig. 4 : Tension en début et en fin de charge en sortie du pont de diodes et en sortie du chargeur.

Le contrôle de la tension maximum se fait par T3 qui compare la tension en sortie à une tension de référence élaborée par la diode Zener et réglée par P2. Lorsque la tension en sortie dépasse le seuil autorisé, T2 devient conducteur et bloque T1.

Le processus recommence chaque fois que la tension en sortie du pont redresseur s'annule (soit 100 fois par seconde), ce qui désamorçage à chaque fois le thyristor : si la tension en sortie de pont était filtrée il ne serait pas possible d'obtenir ce désamorçage qui ne peut se produire que par l'annulation du courant anode-cathode.

Le bouton poussoir n'a d'utilité que pour provoquer l'amorçage sur des batteries complètement déchargées et incapables de polariser correctement la base de T1. Comme cette situation ne devrait jamais se produire, ce bouton n'a pas été monté sur la maquette. Photos 3 et 4.

La diode L1 (verte) indique la mise sous tension du chargeur. La diode L2 (rouge) visualise la valeur moyenne du courant de charge ; elle clignote en fin de charge, la fréquence d'amorçage du thyristor ayant alors diminué.

La réalisation du chargeur

Les précautions à prendre dans la réalisation du chargeur concernent le transformateur, le pont, le fusible F2, le shunt R, le thyristor, qu'il convient, pour une bonne fiabilité du montage, de surdimensionner. Le transfo. F2 et R sont en particulier soumis à des contraintes thermomécaniques non négligeables. Un transfo à circuits en C bien imprégné paraît, après expérience, préférable à un transfo torique qui peut vibrer désagréablement. Le transfo du 20 W Hiraga devrait bien convenir.

Le réglage du chargeur

— sans raccorder les batteries, vérifier la tension en sortie du

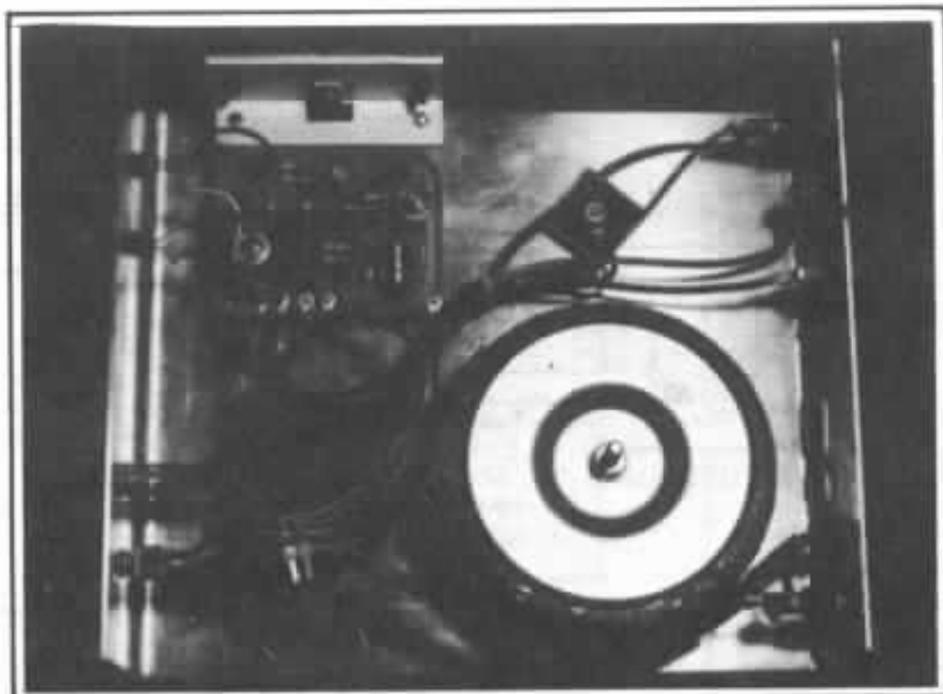


Photo 3 : le chargeur 24 V

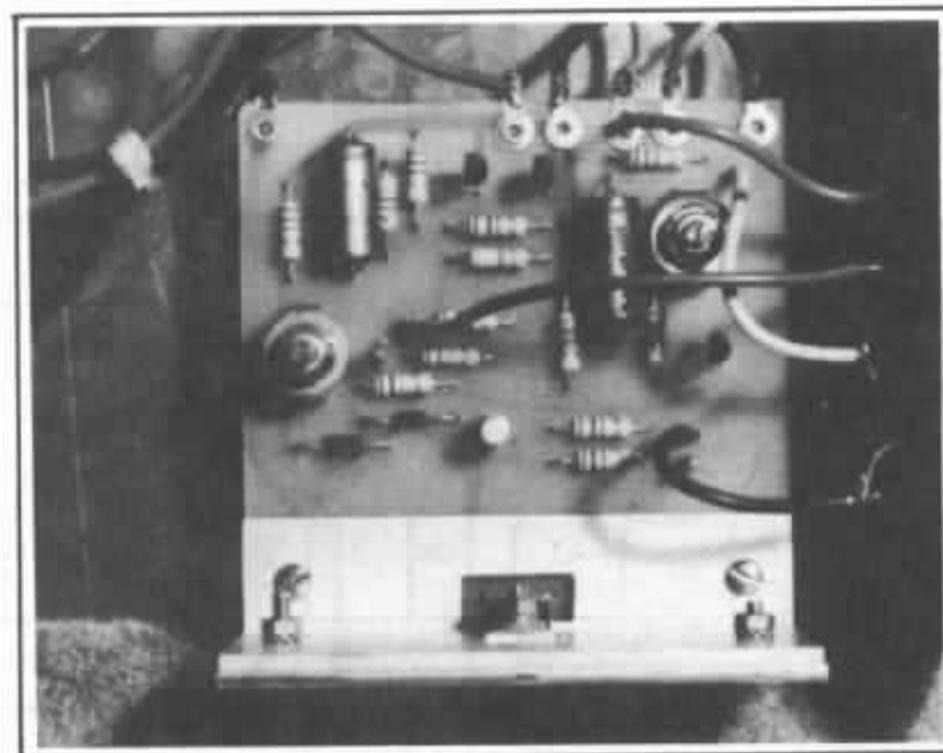


Photo 4 : le circuit imprimé monté

pont (de 30 à 34 V) et l'absence de tension en sortie.

— raccorder les batteries déchargées et un voltmètre continu aux bornes de shunt R. Mettre le chargeur sous tension, et régler P1 pour lire $0,33 \times 4 = 1,32$ V en début de charge. Cette valeur va décroître au fur et à mesure de la charge. Pour 0,2 V on peut

considérer que la charge est terminée (L2 clignote très nettement).

— brancher le voltmètre en sortie et régler P2 pour obtenir 27 V en fin de charge.

4. Indicateur lumineux de l'état de charge des batteries

Le circuit (voir schéma fig 9) consiste en un comparateur de

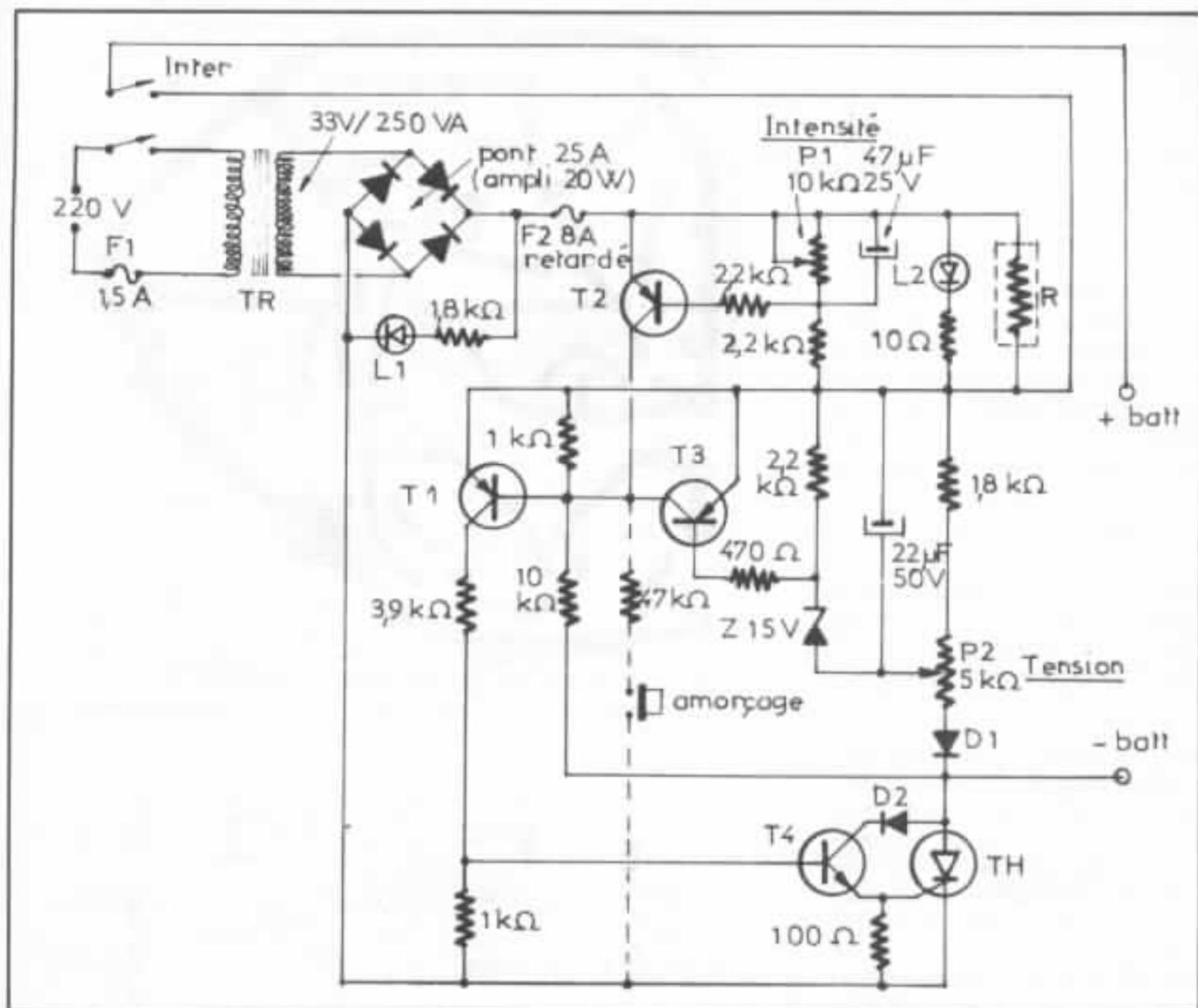


Fig. 6 : schéma complet chargeur 24 V - 4 A

tension utilisant un ampli opérationnel très classique. La diode Zéner fournit un potentiel de référence ($U_Z/2$) appliqué sur l'entrée non inverseuse de l'ampli OP (broche 3). Le trimmer P permet de régler la fraction de la tension aux bornes de chacune des deux batteries qui sera appliquée sur l'entrée inverseuse (broche 2).

Si l'on se fixe comme seuil de décharge 12,25 V, et après réglage du trimmer, le fonctionnement est le suivant :

— Tant que U_{batt} reste supérieur au seuil choisi, le potentiel de l'entrée + est inférieur à celui de

l'entrée - : en sortie du C.I. (broche 6) on retrouvera une tension voisine de 0 V (en fait, en raison de l'absence de réglage d'offset, la tension de mode commun sur les entrées fait que l'on trouve une tension résiduelle de 1,5 à 2,5 V). La LED verte s'allume, indique que l'ampli est sous tension, et que U_{batt} est supérieur au seuil de décharge. Les trois diodes montées en série avec la LED rouge augmentent son seuil de conduction et permettent son extinction complète malgré la tension résiduelle évoquée ci-dessus.

— Lorsque U_{batt} atteint le seuil,

le potentiel de l'entrée + devient supérieur à celui de l'entrée -. La tension en sortie de l'ampli OP devient sensiblement égale à U_{batt} . La diode verte n'étant plus alimentée s'éteint, la rouge s'éclaire. La durée d'utilisation sans dommage des batteries est écoulée : on peut laisser ISAO SUZUKI terminer le solo de violoncelle d'Aqua Marine du disque TBM «Blow Up», mais il faut recharger les accus !

Réglage du circuit :

— soit sur l'ampli, en utilisation d'écoute, avec voltmètre de contrôle sur la batteries.
— soit en confectionnant à

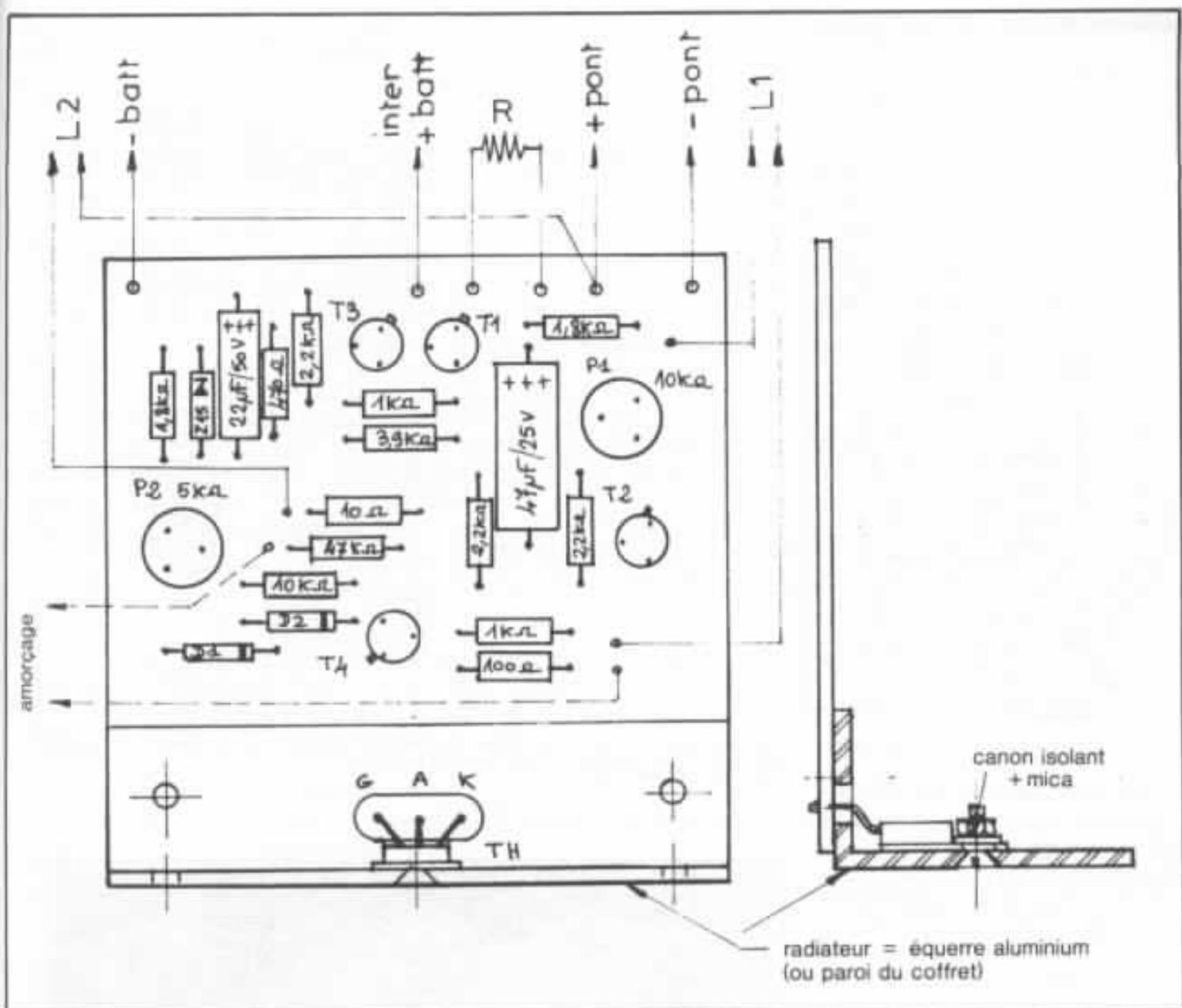


Fig. 8 : circuit chargeur côté composants.

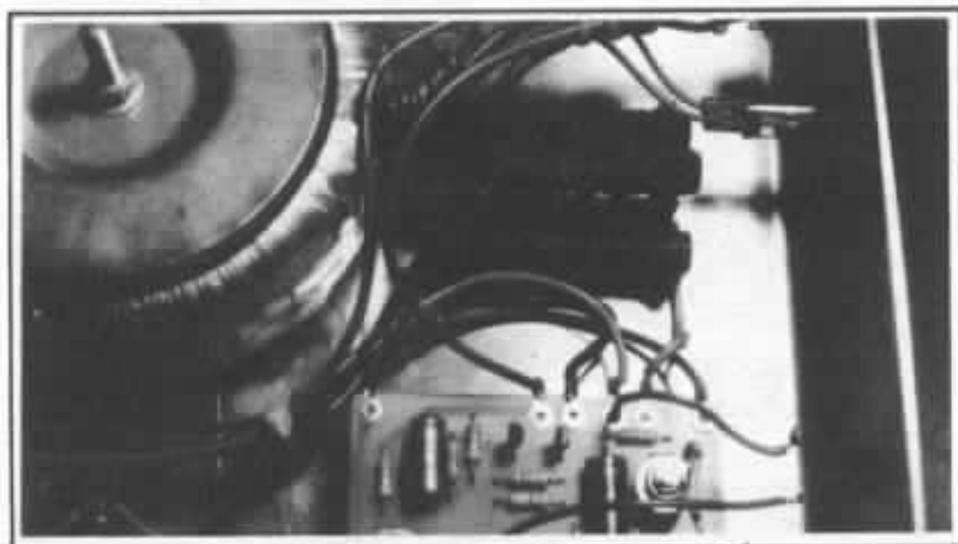


Photo 5 : le shunt R est constitué de 3 résistances de 1 Ohm - 10 watts, montées en parallèle sur une barrette à cosse, à l'écart du circuit.

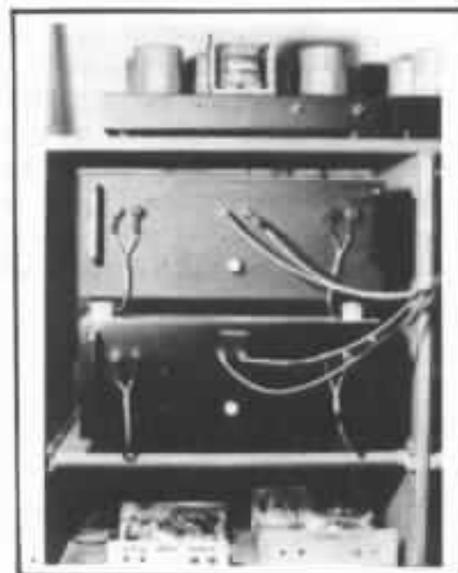


Photo 6 : Vue de l'installation.

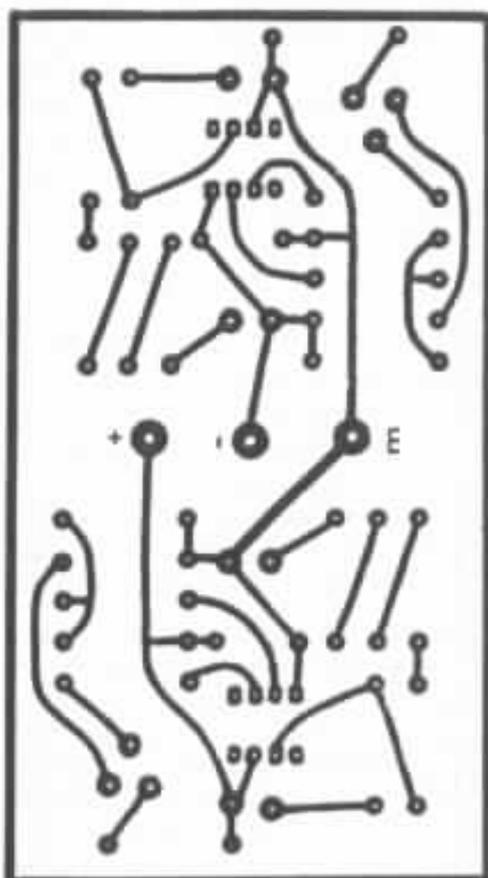


Fig. 10 : circuit imprimé vu côté cuivre

Un ami, qui n'est pas du tout «frappé» par le virus de l'audiophile mais qui est très amateur de musiques, et qui participait à une séance d'écoute comparative entre le 20 W et le Monstre, a exprimé son impression par ce que j'ai baptisé «l'analogie du bouillon de légumes et de volaille» (qui devrait plaire à Jean Hiraga) :

«Avec le Monstre on «goûte» les «yeux» du bouillon, avec le 20 W, le bouillon est toujours délicieux, mais on dirait qu'il a été dégraissé : il manque les «yeux» ! (j'ajouterai que la bouillon distillé par le 20 W, ce n'est pas de la soupe en sachet !).

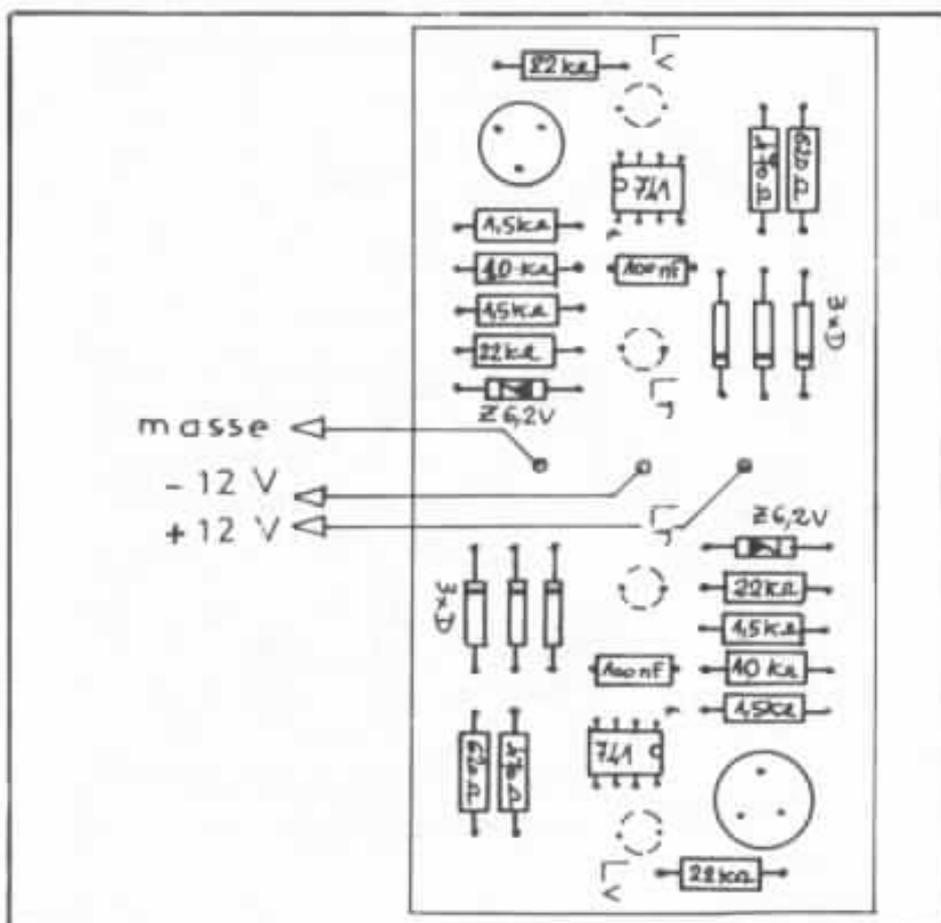


Fig. 11 : circuit imprimé vu côté composants

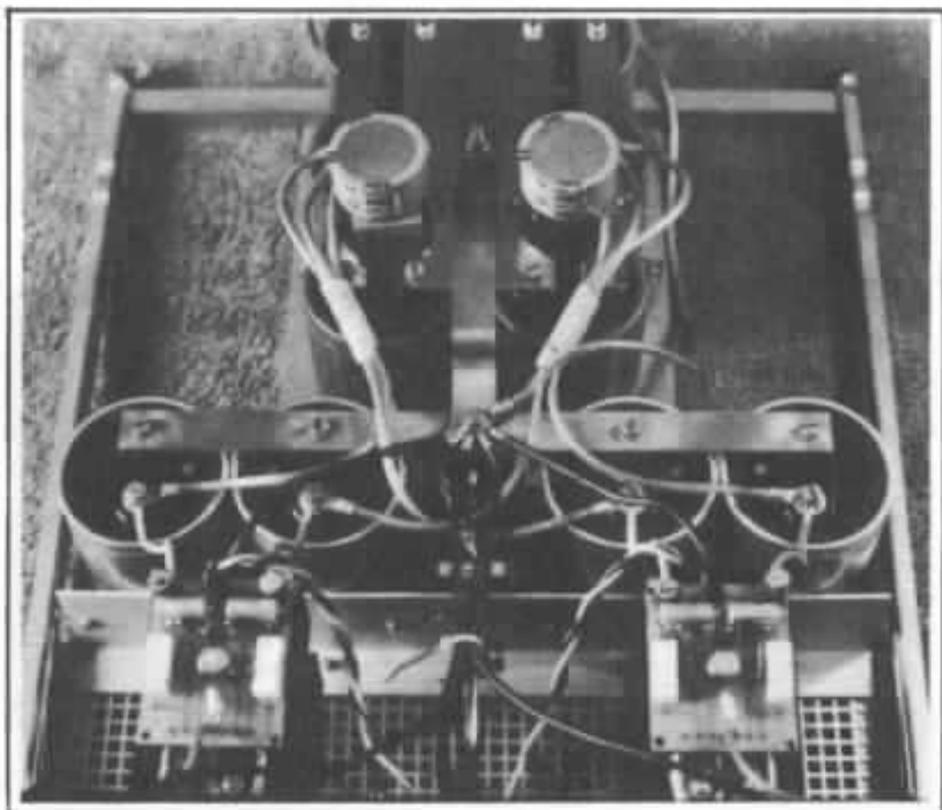


Photo 7 : le Monstre, vue de détail.

Liste des composants du chargeur 24 V - 4 A

- **Résistances à couche de carbone 1/2 - 5 %**
10 Ω : 1 ; 100 Ω : 1 ; 470 Ω : 1 ; 1 k Ω : 2 ; 1,8 k Ω : 2 ; 2,2 k Ω : 3 ;
3,9 k Ω : 1 ; 10 k Ω : 1 ; 47 k Ω : 1.
- **Résistances bobinées**
1 Ohm/10 W : 3
- **Trimmers**
5 k Ω : 1 ; 10 k Ω : 1
- **Transistors**
T1, T2, T3 : BC 177, 2N 2905 A, 2N 2907 A, BC 313 A
T4 : 2N 2222 A, 2N 3053, BC 211 A
- **Tryistor**
Tout thyristor de plus de 200 V et de plus de 8 A :
TIC 116 B, TIC 116 D, BTW 16/400, TIC 126 D, etc...
- **Diodes**
D1, D2 : 1N 4001, 1N 4002, 1N 4003
Pont : 1 pont 25 A ampli 20 W
Zener : 1 watt - 15 V
Leds : 1 verte, 1 rouge
- **Divers**
TR : 1 transfo 32 V/250 VA ou 34 V/220 VA (Ex : transfo ampli
Hiraga 20 W)
F1 : fusible 1,5 A rapide
F2 : fusible 8 A retardé
- **Condos**
47 μ F/25 V : 1 ; 22 μ F/50 V : 1 (de préférence : Tantale CTS 13)

Liste des composants indicateur de charge de batteries

- **Résistances à couche de carbone 1/2 - 5 %**
470 Ω : 2 ; 620 Ω : 2 ; 1,5 k Ω : 4 ; 10 k Ω : 2 ; 22 k Ω : 4.
- **Condos**
100 nF : 2 (Mylar)
- **C.I.**
 μ A 741 : 2
- **Diodes**
Zener 400 mW - 6,2 V : 2
1N 4001, 1N 4002, 1N 4003 : 6
Leds : 2 vertes, 2 rouges
- **Trimmers**
10 k Ω : 2

**Page non
disponible**

L'étage d'entrée de l'amplificateur

1^{re} partie : étude théorique

Héphaïstos

Après l'étude de l'étage de sortie de l'amplificateur qui se terminera en tant qu'étude partielle dans un prochain article, notre étude d'un amplificateur de puissance expérimental à transistors au-dessus de tout reproche, se poursuit par l'étude du circuit d'entrée et des circuits intermédiaires. Dans cet article, nous verrons les solutions les plus couramment utilisées, nous essaierons de voir quels sont les problèmes que pose le premier étage et comment se comportent ces solutions. Ensuite, nous étendrons notre champ d'investigation à d'autres domaines de l'électronique qui utilisent l'amplification linéaire, pour tenter de trouver d'autres solutions plus propres à résoudre les problèmes de cet étage, dans notre contexte, avec les objectifs que nous nous sommes donnés et les moyens que nous pensons être les meilleurs pour atteindre ceux-ci ; cet examen devrait nous conduire à une sélection de circuits qui feront l'objet de mesures objectives et d'expérimentations subjectives, dont les compte rendus seront donnés dans des articles à venir.

Dans cet exposé, nous utiliserons des idées et des résultats déjà exposés dans «La distorsion dans l'amplificateur de puissance» (L'Audiophile n° 28). Pour une bonne compréhension de ce qui suit, nous recommandons donc vivement la lecture ou la relecture de cet article.

Notre étude d'amplificateur de puissance comporte principalement trois volets ; le premier consacré à l'étage de sortie est déjà bien entamé (voir à ce sujet les n° 29, 31 et 34 de L'Audiophile).

Le second qui débute ici, traite de l'étage d'entrée (et aussi des étages intermédiaires pour lesquels, comme nous le verrons plus loin, les problèmes posés sont similaires, quoique moins

critiques). Après avoir examiné les éléments de notre amplificateur, nous nous intéresserons au tout dans le troisième volet, en examinant les différentes façons d'assembler et de contre-

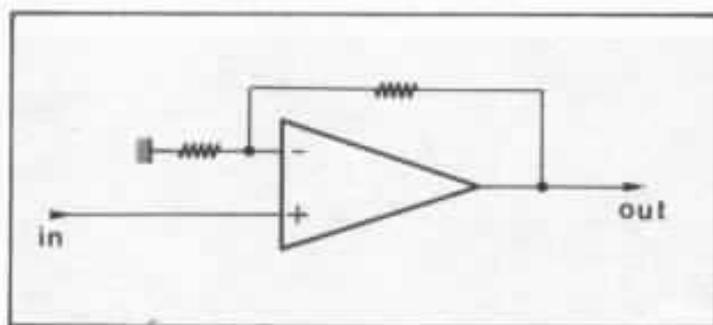


Fig. 1 : Amplificateur contre réactionné non inverseur.

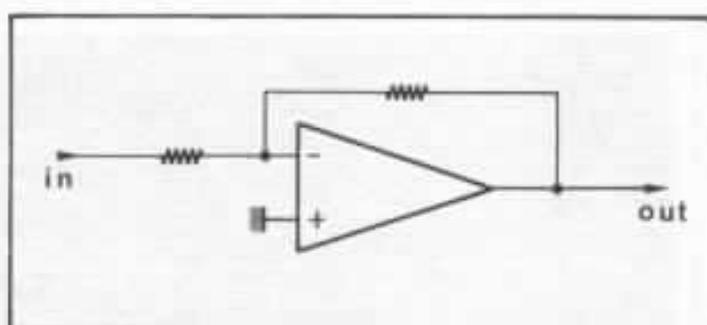


Fig. 2 : Amplificateur contre-réactionné inverseur.

réactionner les étages retenus.

Comme nous l'avons vu, ce qui distingue les étages de sortie de l'amplificateur, c'est la puissance dissipée : celle-ci conduit à faire fonctionner les transistors à des températures élevées, à utiliser des radiateurs volumineux sous peine de dégrader fortement la fiabilité et à se préoccuper du rendement. Si on ne se préoccupe pas de rendement et si on n'a pas peur des monstres, nous avons vu dans notre étude que l'usage de la classe A permet de réaliser simplement (au prix, souvent élevé, de poids importants, de volumes encombrants et de dissipations élevées) des solutions tout à fait satisfaisantes sur le plan purement électronique. Le seul vrai problème de cet étage est de concilier rendement et qualité, et les idées que nous avons exposées dans ces colonnes, ne visaient que ce but.

L'étage d'entrée de l'amplificateur, au contraire, ressemble souvent aux circuits utilisés pour les préamplificateurs : les puissances mises en jeu et l'amplitude des signaux traités sont du même ordre de grandeur ; la fonction est souvent la même. Cette similitude sera largement utilisée dans notre expérimentation subjective des circuits retenus : en effet, pour celle-ci nous intercalerons dans une chaîne électroacoustique de qualité et connue des oreilles des expérimentateurs, des maquettes des circuits retenus, qui amplifieront des signaux bas-niveau, mais nous aurons par la suite l'occa-

sion de revenir sur ce point.

Certaines des idées exprimées dans cet article pour l'étage d'entrée, pourraient être utilisées avec profit dans l'étude de circuits préamplificateurs, avec toutefois une réserve importante : le problème du bruit. Dans le cas qui nous intéresse ici, le bruit n'est pas vraiment un paramètre critique, aussi nous ne nous en préoccupons guère, nous nous contenterons dans un premier temps de faire quelques allusions à ce problème ; dans la suite de cette étude, nous reverrons cette question lors des expérimentations objectives et subjectives des circuits d'entrées retenus.

Etude historico-technique

Il est intéressant de savoir comment la fonction «étage d'entrée» des amplificateurs à transistor a évolué au cours du temps et comment la solution la plus utilisée de nos jours s'est imposée. Cette évolution historique est caractérisée par l'usage général de la contre-réaction globale (jusqu'à une contestation récente dont nous reparlerons plus loin). Cette contre-réaction globale connaît deux configurations : le montage en amplificateur non-inverseur (fig. n°1) et le montage en amplificateur inverseur (fig. n°2).

Ces deux configurations se retrouvent dès le début des

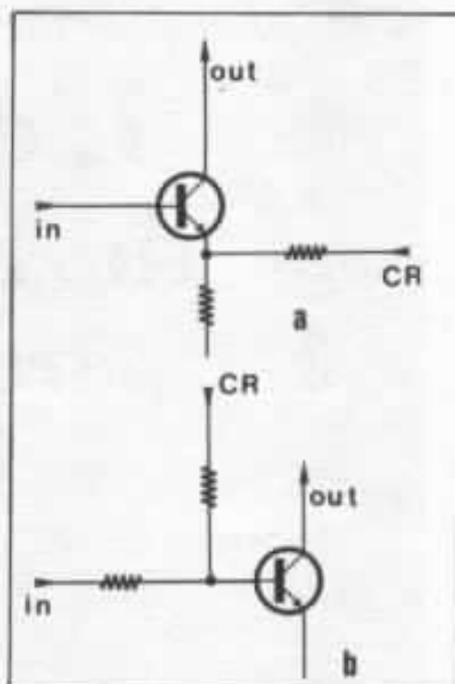


Fig. 3 : Les étages d'entrée des premiers amplificateurs à transistors.

amplificateurs à transistors qui cherchaient alors à reproduire les schémas bien connus à l'époque des amplificateurs à tube. L'étage d'entrée est alors réalisé au moyen d'un seul transistor ; la contre-réaction a lieu sur l'émetteur (fig. n°3a) pour l'amplificateur non-inverseur, ou sur la base (fig. n°3b) pour l'amplificateur inverseur.

Pour illustrer notre propos, la figure n°4 nous montre un exemple de la première configuration extrait de «Transistor Audio Power Amplifier» de R. Tobey et J. Dinsdale (Wireless World de nov. 1961) et la figure n°5 présente un exemple de la seconde configuration extrait de «Quasi-Complementary Transistor

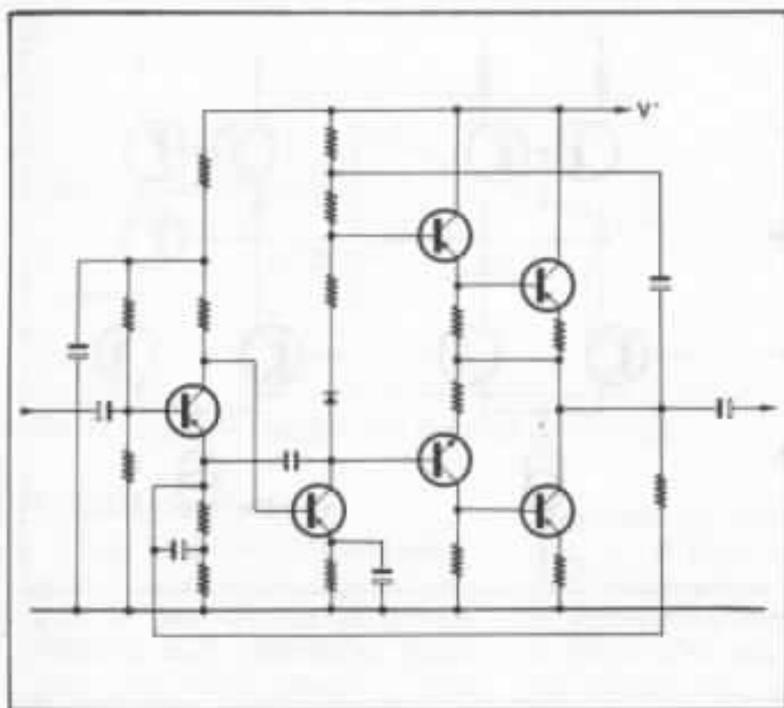


Fig. 4 : Amplificateur à transistors de 1961 (montage non inverseur, contre-réaction sur l'émetteur).

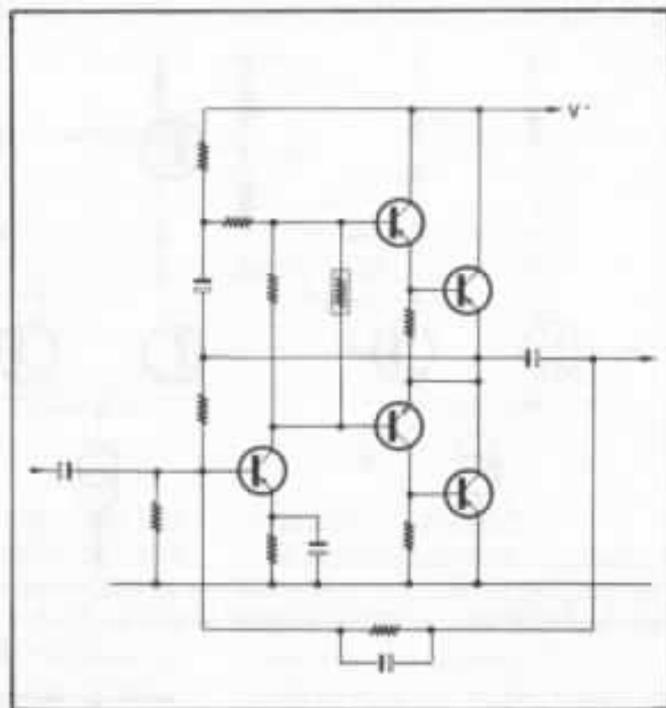


Fig. 5 : Amplificateur à transistors de 1956 (montage inverseur, contre-réaction sur la base).

Amplifier de H. C. Lin (Electronics de sept. 1956).

Un problème important de ces amplificateurs qui n'utilisaient qu'une seule tension d'alimentation était la maîtrise de composante continue : le haut-parleur était alimenté à travers un transformateur d'abord, puis à travers un condensateur chimique, et la contre-réaction traitait différemment signaux audio et composante continue. Il en résultait un traitement peu satisfaisant des signaux graves (souvent aggravé par l'usage d'un circuit dit «bootstrap»).

Les amplificateurs à transistors de qualité évoluèrent donc vers une autre solution utilisant deux alimentations, qui supprimait le condensateur de sortie et remplaçait le transistor d'entrée par le montage différentiel bien connu maintenant ; ce circuit qui s'est quasiment universalisé de nos jours (nous verrons un peu plus loin quelques rares exceptions), peut être réalisé avec des transistors bipolaires ou des transistors à effet de champ ; la figure n°6 nous en montre la structure de base.

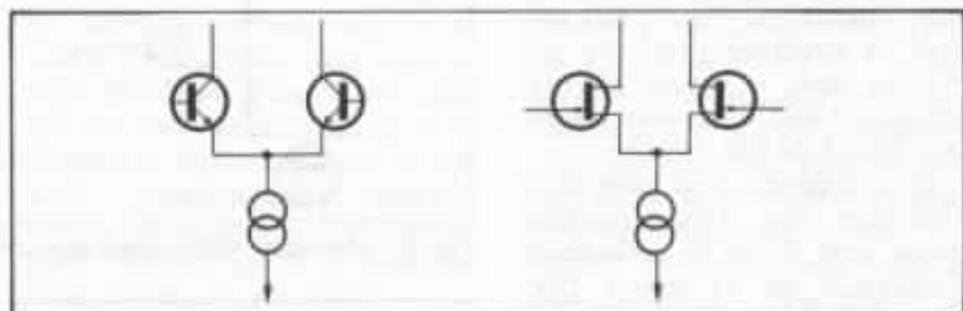


Fig. 6 : Structures de base du montage différentiel.

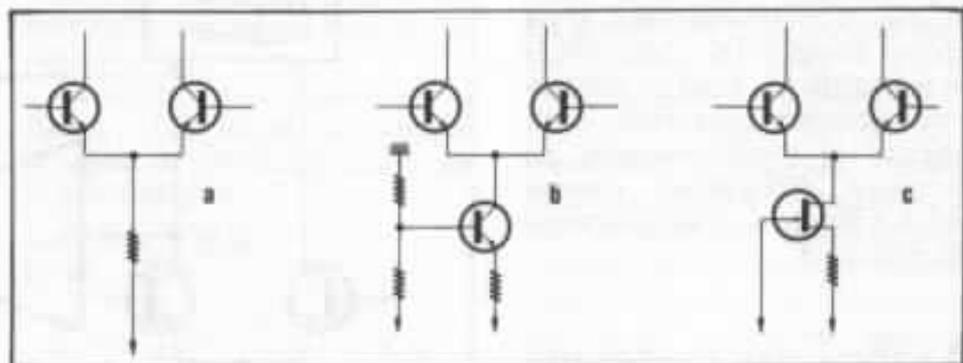


Fig. 7 : Différentes possibilités pour le générateur de courant.

Sur cette structure, on peut imaginer de nombreuses variations et les concepteurs d'amplificateurs de puissance ne s'en sont pas privés : la source de courant peut être réalisée simplement avec une résistance de valeur relativement élevée reliée

à l'alimentation négative (fig. n°7a) ; elle peut aussi être obtenue avec un circuit actif : un transistor bipolaire (fig. n°7b) ou un transistor à effet de champ (fig. n°7c) monté en générateur de courant. La charge peut, elle aussi, être active ou passive : des

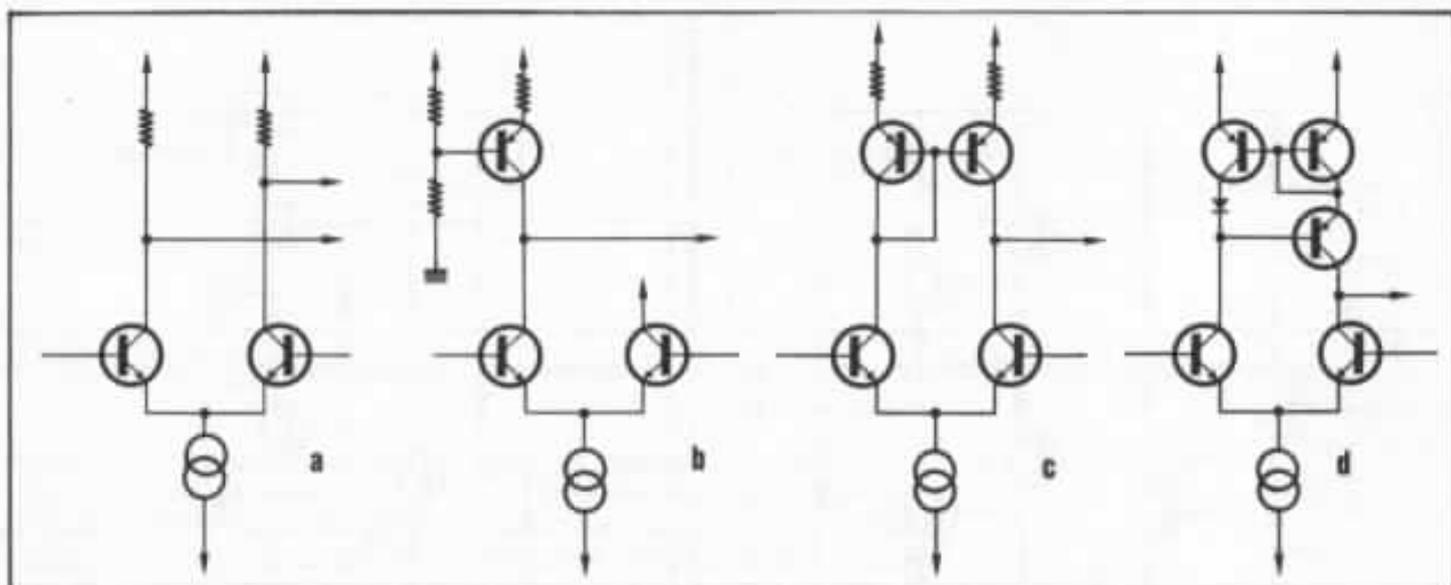


Fig. 8 : Différentes possibilités pour la charge.

résistances (fig. n°8a), un générateur de courant (fig. n°8b), un miroir de courant simple (fig. n°8c) ou un miroir de courant plus sophistiqué (fig. n°8d) suivant la structure proposée par Wilson dans «Current Mirrors, amplifiers and dumpers» (Wireless World de déc. 1981).

Le concepteur peut aussi faire intervenir une contre-réaction locale sous forme de résistances d'émetteur ou de source (fig. n°9), il peut encore introduire au niveau de l'étage d'entrée des compensations destinées à la boucle de contre-réactions. Il y a encore quelques rares possibilités non décrites ici, nous en évoquerons quelques unes après avoir analysé le fonctionnement du montage différentiel comme étage d'entrée de l'amplificateur de puissance.

Analyse des problèmes du premier étage

C'est l'usage intensif de la contre-réaction globale et la transposition plus ou moins directe des solutions qui se sont imposées pour les amplificateurs opérationnels monolithiques, qui expliquent beaucoup de cho-

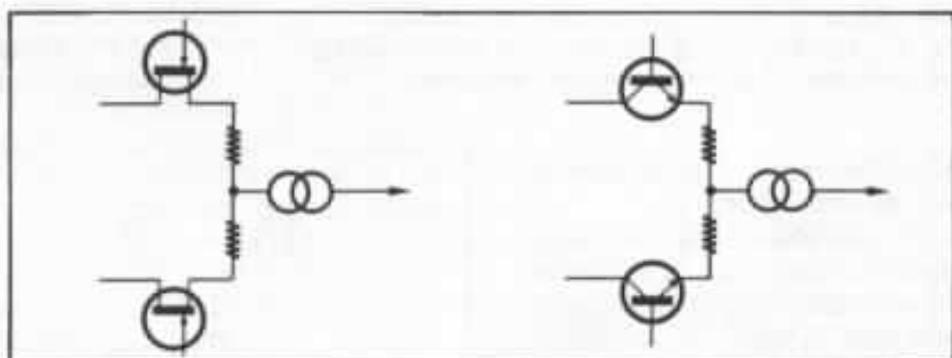


Fig. 9 : Montages différentiels avec contre-réaction locale.

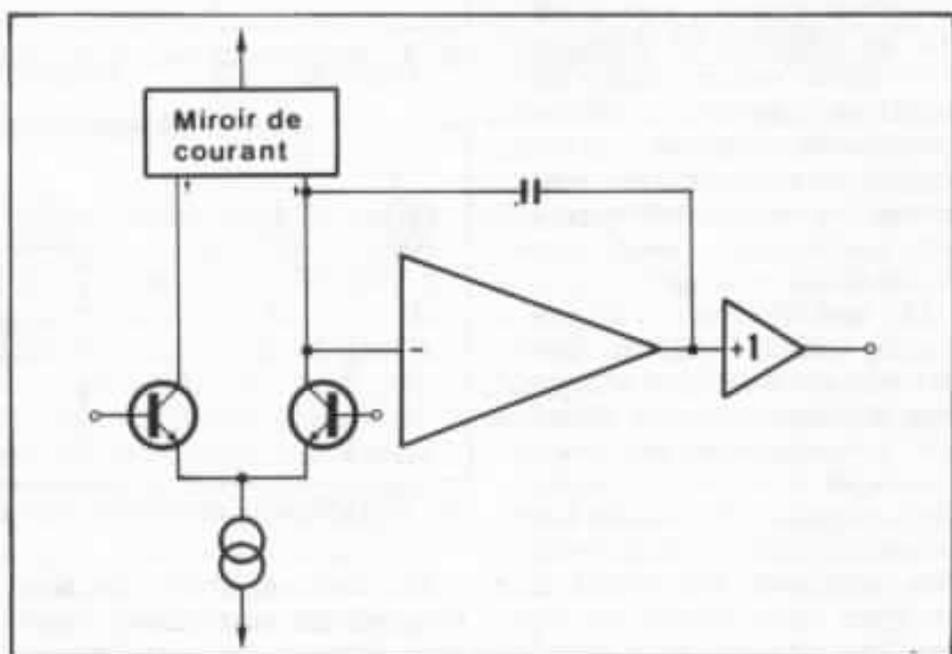


Fig. 10 : Structure des ampli-op.

ses dans l'usage du montage différentiel comme étage d'entrée des amplificateurs ; la figure

n°10 montre la structure de ces amplificateurs opérationnels monolithiques.

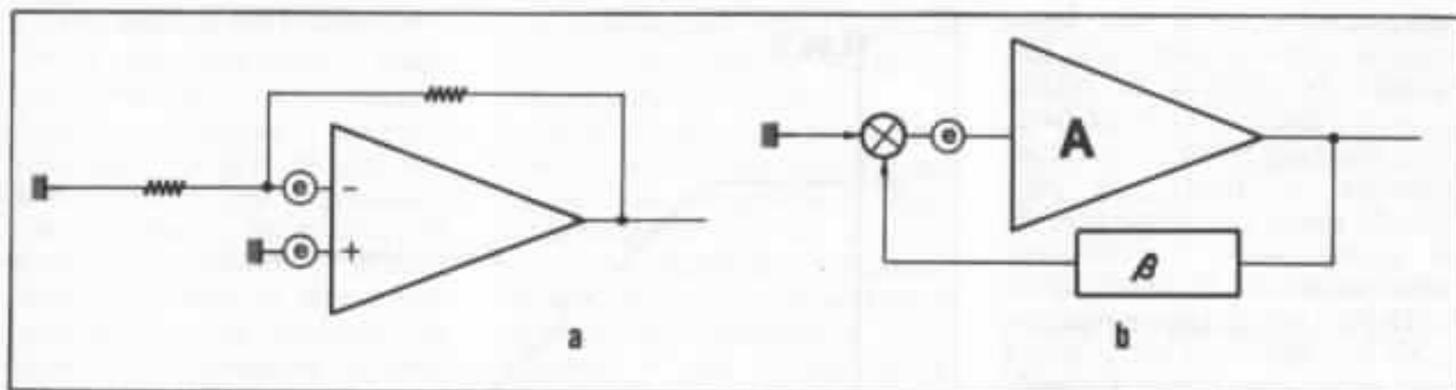


Fig. 11 : Analyse classique des non-linéarités d'entrée.

• Analyse statique

Dans le n°28 de l'Audiophile, nous avons vu que, déjà en statique, le pouvoir de la contre-réaction était réellement limité pour un seul circuit ; nous avons également vu comment la mise en cascade de deux circuits dans une boucle de contre-réaction commune profitait à la linéarité de chaque étage : le second étage bénéficie du gain rebouclé du premier étage, tandis que le gain du second étage diminue l'amplitude des signaux à l'entrée du premier étage.

Ce raisonnement appliqué à la conception des amplificateurs opérationnels, et par la suite à celle de beaucoup d'amplificateurs de puissance en électroacoustique, conduit à des solutions qui cherchent à accroître le gain en boucle ouverte au maximum : usage du miroir de courant, exclusion de toute contre-réaction locale (et si on n'augmente pas plus le nombre d'étage, c'est que cette façon d'augmenter le gain en boucle ouverte se heurte aux problèmes de stabilité). Pour les concepteurs d'amplificateurs, cette recherche effrénée de gain en boucle ouverte était encore empirée par la quête de facteurs d'amortissement élevés (on a vu dans le n°28 de l'Audiophile, ce que je pense de cette mode insensée).

Si on se limite à l'analyse statique et aux distorsions du modèle classique qui supposent que la

distorsion est causée par des lois $V_{out} = F(V_{in})$ stables et bien définies (voir à ce sujet «Mesures et démesures» dans l'Audiophile n°35), il n'est pas déraisonnable de vouloir tout sacrifier (même la linéarité) au gain en boucle ouverte. En effet, les éléments amplificateurs (transistors bipolaires ou à effet de champ) qu'utilise le premier étage sont loin d'être linéaires, pour des raisons physiques dont il est difficile de s'affranchir, et ces non-linéarités théoriques croissent avec l'amplitude des signaux traités. Si on isole selon l'analyse quasi-linéaire ces non-linéarités sous forme de générateurs aux entrées de l'amplificateur, on obtient pour le traitement par la boucle de contre-réaction de ces non-linéarités le schéma de la figure n°11a.

Le schéma plus général de la figure n°11b, permet de calculer le signal de sortie qui résulte de la non-linéarité :

$$S = A(e - \beta.S)$$

D'où

$$S = e \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{A.\beta}} \approx e \frac{1}{\beta}$$

On voit bien que la non-linéarité est amplifiée avec le gain voulu pour l'amplificateur, quelle que soit la valeur qu'on réussisse à obtenir pour A ; l'entrée d'un amplificateur est le point faible de la boucle de contre-réaction, tout signal qui réussit à parvenir, est à l'abri des effets

de la contre-réaction.

Malheureusement, contrairement à ce que dit la théorie classique, il n'y a pas que les non-linéarités du circuit d'entrée à échapper ainsi à la fabuleuse action de la contre-réaction : le bruit de l'étage d'entrée est un exemple bien connu, mais ce n'est généralement pas un problème ici ; les dérives thermiques de l'étage d'entrée échappent aussi à la contre-réaction. Contrairement à d'autres applications électroniques pour lesquelles l'offset et les dérives d'offset sont des problèmes cruciaux, les dérives lentes laissent l'audiophile indifférent. Par contre les dérives rapides, dont on ne se soucie guère en général, sont une vraie catastrophe pour lui (voir les articles sur la distorsion thermique dans les n°32 et 33 de l'Audiophile) et l'impuissance de la contre-réaction est ici tragique. Avec la distorsion thermique, nous avons un peu abordé les problèmes dynamiques, l'analyse dynamique va maintenant nous montrer davantage encore les limites des conceptions classiques.

• Analyse dynamique

Nous avons vu dans le n°28 comment les problèmes de stabilité de boucle de contre-réaction limitaient le gain en fonction de la fréquence selon une loi F.G. = constante (voir fig. n°12). Avoir un gain élevé pour les signaux continus en fonction du

raisonnement décrit plus haut, conduit donc à avoir une fréquence de coupure en boucle ouverte relativement basse (souvent quelques Hertz ou quelques dizaines de Hertz), la plus grande partie des fréquences de la gamme audio se retrouvent dans le cas de F_1 de la figure n°12 : le taux de contre-réaction n'est pas déterminé par le grand gain qu'on s'est échiné à obtenir mais par des critères de stabilité. On peut alors regretter d'avoir tout sacrifié au gain en boucle ouverte : dans le cas de la figure n°13, la fréquence F_1 bénéficie du même taux de contre-réaction, mais la contre-réaction locale introduite dans le premier étage pour cet exemple, conduit à un circuit plus linéaire en boucle ouverte.

Un autre inconvénient de la présence de la fréquence de coupure en boucle ouverte dans le bas de la bande audio est la très fameuse distorsion d'intermodulation transitoire : pour limiter l'amplitude des signaux de fréquence élevée dans les derniers étages, on a pris l'habitude de situer la coupure de bande en sortie du premier étage (dans le cas du schéma des amplificateurs opérationnels de la figure n°10, le montage intégrateur du second étage évite en outre les effets des capacités parasites susceptibles de compromettre la stabilité de la boucle de contre-réaction). Cela veut dire que pour une amplitude de sortie donnée, l'amplitude des signaux que verra le premier étage va croître à partir de la fréquence de coupure en boucle ouverte ; cet accroissement d'amplitude va se traduire par des distorsions accrues (même sans aller jusqu'à la saturation du premier étage, contrairement à ce que semblent croire beaucoup qui nient les effets de cette distorsion en dessous d'un certain slew-rate) : distorsions de non linéarité statique des transistors d'entrée, distorsions thermiques.

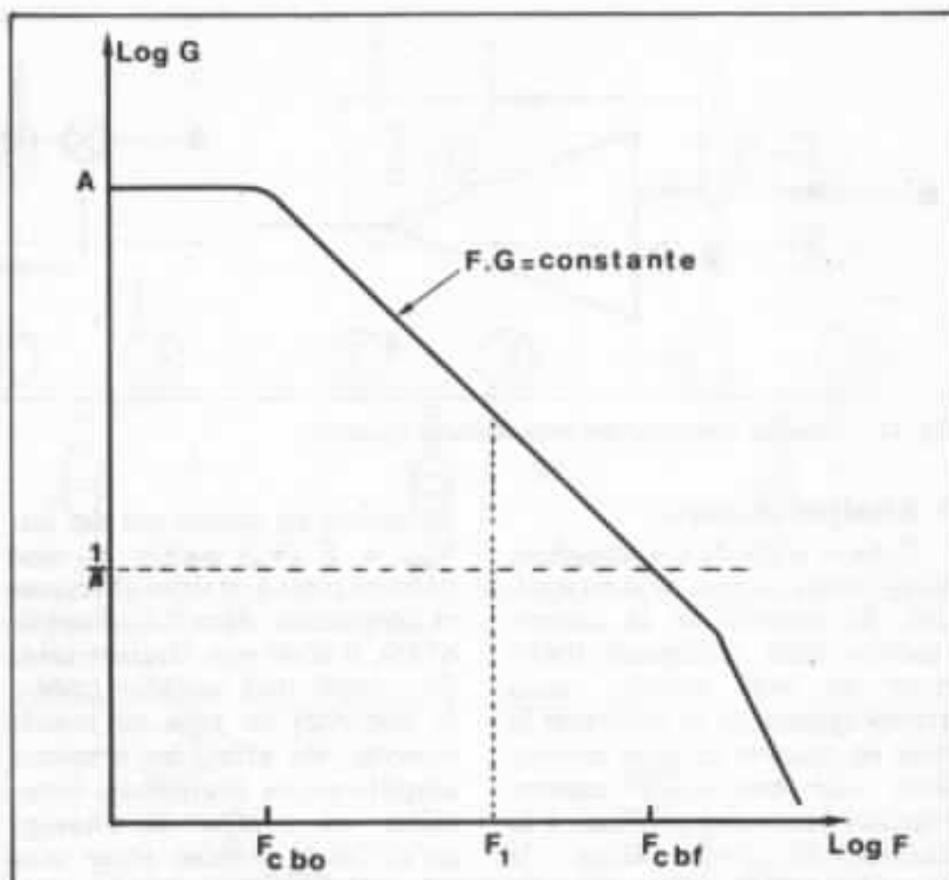


Fig. 12 : La contre-réaction classique.

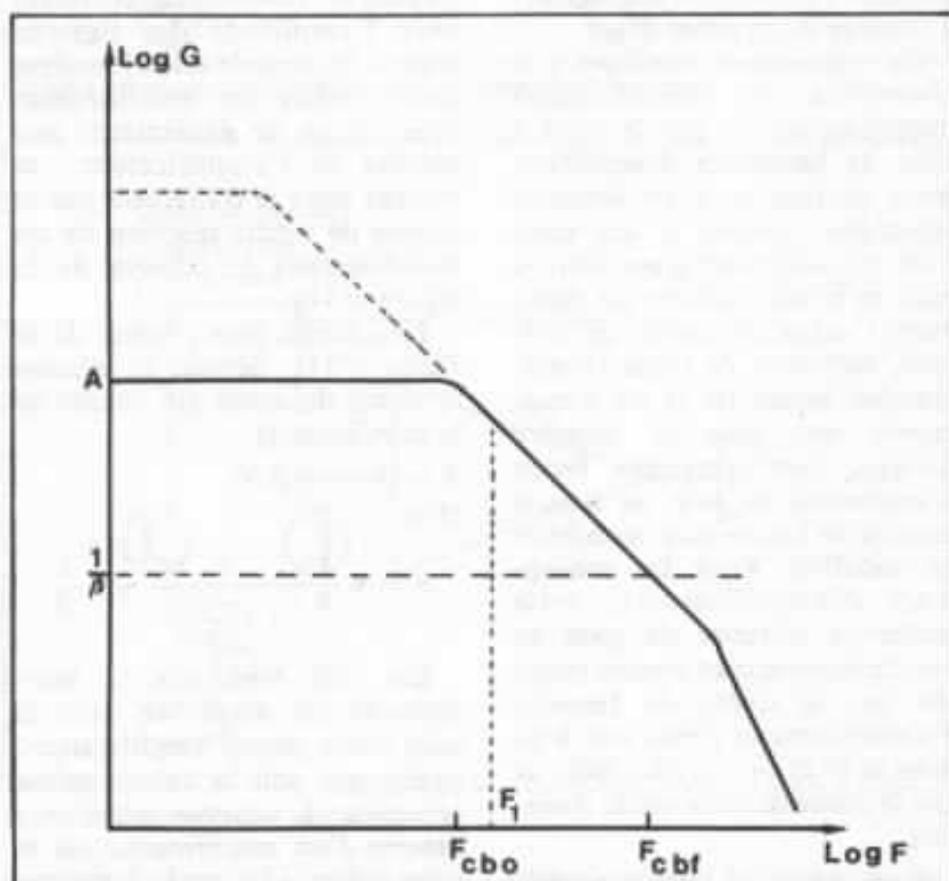


Fig. 13 : Une meilleure contre-réaction pour les applications audio.

• Conclusion de l'analyse

Tout ceci nous montre pourquoi la voie de la contre-réaction globale poussée jusqu'à l'absurde a fait se fourvoyer tant de concepteurs qui dégradèrent d'autant plus la linéarité qu'ils voulaient l'améliorer ; il faut avoir l'honnêteté de dire à leur décharge que les méthodes de mesures traditionnelles ne mettent pas ces problèmes en relief (je reconnais humblement avoir moi aussi fait cette erreur, en d'autres temps).

Ce qui est très gênant, c'est que nos oreilles sont, elles, relativement sensibles à ce genre de distorsion ; ses propres distorsions, d'origine mécanique ou nerveuse, correspondent à des harmoniques d'amplitude décroissante avec le rang de l'harmonique, comme le montrent les courbes de mesures de l'effet de masque. Alors que dans l'usage extrême de la contre-réaction décrit ci-dessus, la contre-réaction perd de son efficacité quand la fréquence augmente, ce qui conduit à des distorsions riches en harmoniques de rang élevé qui sont perçues comme très agressives par nos oreilles. Ceci met une fois de plus en lumière les problèmes de mesure, et l'importance d'une meilleure adéquation entre les mesures faites en audio, et la perception de nos oreilles.

Cela nous conduit à bien définir les critères de nos expérimentations objectives. Le premier concernera la linéarité selon le modèle classique : celui-ci veut que la contre-réaction accroisse la linéarité autant qu'elle diminue le gain du montage, la distorsion harmonique sera donc mesurée de façon très classique pour un niveau d'entrée donné, ainsi que le gain du montage et nous obtiendrons, en divisant la distorsion trouvée par le gain, un chiffre qui mesure la distorsion indépendamment de la contre-réaction. L'évolution de ce chiffre en fonction de la fréquence

sera intéressante, l'idéal étant un chiffre très faible et stable en fonction de la fréquence.

Nous avons vu que les problèmes de stabilité de boucle pouvaient être déterminants dans l'application de la contre-réaction et qu'après la fréquence de coupure en boucle ouverte le produit gain-fréquence était constant et que l'usage de la contre-réaction ne modifiait pas ce chiffre. Nous mesurerons donc le gain aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure et la fréquence de coupure, le produit du gain par la fréquence de coupure permettra de chiffrer l'aptitude du circuit testé à participer à des boucles de contre-réaction avec des taux de contre-réaction importants malgré les limitations de stabilité de boucle.

Après ces tests correspondant à la conception classique de la distorsion, nous testerons nos circuits pour savoir s'ils répondent bien à cette conception, si leurs distorsions sont bien dues à des non-linéarités de type statique et si leurs paramètres n'évoluent pas de façon pernicieuse à court terme. Pour vérifier cela, nous utiliserons des tests de distorsion thermique afin de rejeter ou de guérir de ses fièvres, tout montage dont la fonction de transfert serait le moins du monde fonction des signaux traités.

Nous mesurerons également les performances en bruit des circuits (et des composants retenus), afin de nous assurer que ce problème ne nous gênera pas, une fois l'amplificateur assemblé.

Nous ferons toutes ces expérimentations sur les circuits susceptibles d'être utilisés, ainsi que sur quelques configurations classiques ; ensuite l'expérimentation subjective faite en aveugle devra apporter confirmation de nos choix : toute préférence subjective devra trouver une explication dans les résultats des mesures objectives. Dans le cas con-

traire, il faudrait reprendre l'analyse théorique et compléter les mesures objectives pour obtenir la cohérence entre mesures objectives et expérimentations subjectives qui nous aurait fait cruellement défaut.

Analyse du fonctionnement du montage différentiel

Pour cette analyse dans laquelle nous allons traquer les non-linéarités des principales versions du montage différentiel classique, nous allons nous mettre dans le cas le plus favorable et faire l'hypothèse que le générateur de courant utilisé est parfait, qu'il présente une impédance infinie. En fait, dans la réalité, les différents montages utilisés pour réaliser cette fonction présentent des imperfections, même si avec certains on peut obtenir des valeurs largement supérieures au mégohm en parallèle avec quelques picofarads ; mais évoquer les problèmes liés à notre générateur de courant risquerait de compliquer inutilement notre propos. De même les composants passifs utilisés seront supposés être irréprochables. Nous reviendrons sur ces deux points lors de nos expérimentations objectives et subjectives.

• Différentiel bipolaire simple

Celui-ci se compose, comme nous l'avons vu, de deux transistors bipolaires (voir la fig. n°14)

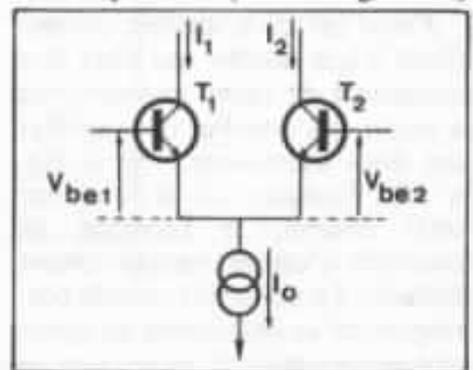


Fig. 14 : Le montage bipolaire simple.

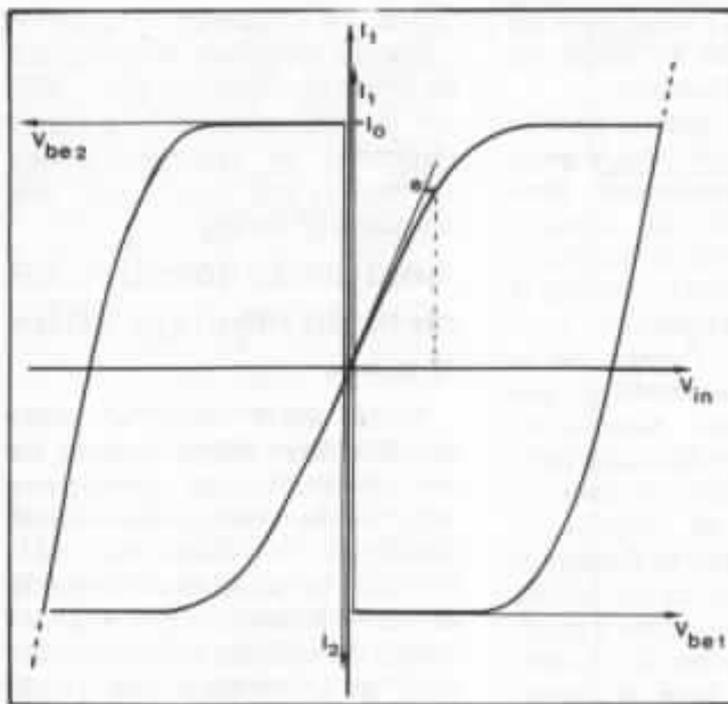


Fig. 15 : Courbes tension-courant du montage bipolaire simple.

dont les courants collecteurs répondent à une loi de la forme :

$$I_c = I_s \left(e^{\frac{Q \cdot V_{BE}}{k \cdot T}} - 1 \right) \\ \approx I_s \cdot e^{\frac{Q \cdot V_{BE}}{k \cdot T}}$$

Si on tient compte de

$$I_1 + I_2 = I_0 \\ V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

on obtient, si les transistors sont identiques ($I_{s1} = I_{s2}$) :

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{Q \cdot V_{in}}{k \cdot T}}}$$

par des calculs qu'on peut facilement retrouver et qui ne présentent pas assez d'intérêt pour être détaillés ici.

Cette loi de transfert correspond à une courbe qui peut être construite de façon géométrique à partir des courbes de transfert des deux transistors (voir la fig. n°15). Comme on le voit sur cette courbe, la fonction de transfert n'est pas excessivement linéaire. Le point qui semble correspondre au maximum de linéarité est le point de repos ; or ce point est un point de retournement car la fonction de transfert

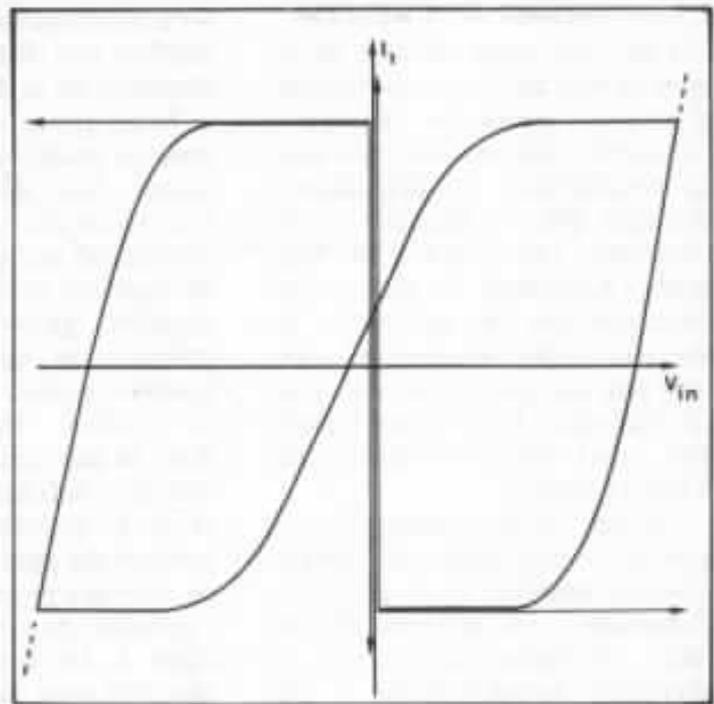


Fig. 16 : Courbes tension-courant du montage bipolaire simple avec deux transistors non identiques.

$I_1 - \frac{I_0}{2}$ est une fonction impaire, cela veut dire qu'en théorie ce montage générera une distorsion constituée d'harmoniques impaires qui sont, subjectivement parlant, les plus agressives.

Le gain de ce montage est déterminé par le courant au repos, donc par I_0 comme tout montage émetteur commun non contre-réactionné, cela est évident dans la formule qui donne I_1 : I_1 est directement proportionnel à I_0 , pour V_{in} donné. Donc on peut, en augmentant I_0 accroître aisément le gain du montage en boucle ouverte, et une application naïve des théories de la contre-réaction nous pousserait dans ce sens-là. Mais nous avons vu que l'accroissement du gain en boucle ouverte du montage n'avait pas d'intérêt, puisque le gain à chaque fréquence est limité par des considérations de stabilité. Il est donc possible d'affirmer que pour les montages de ce type, la valeur de I_0 ne joue aucun rôle pour la distorsion en première approximation ; cela est dû à la formule qui donne I_1 et dans laquelle nous ne pouvons jouer que sur le

numérateur. Le meilleur critère pour juger la linéarité du premier étage d'un montage de ce type est donc la bande passante du montage complet en boucle fermée qui définit le taux de contre-réaction appliqué à chaque fréquence !!!!

On peut aboutir à ce même résultat en raisonnant sur la courbe tension-courant : nous voyons, en effet, sur la courbe de la figure n°15 que la distorsion ramenée à l'entrée pour un V_{in} donné ne sera pas modifiée par une homothétie verticale. Or, nous avons vu que la distorsion qui résultait de e était indépendante du gain en boucle ouverte que nous avons accru en agissant sur I_0 , que V_{in} pour un signal de sortie était fonction du gain à la fréquence du signal et que ce gain était déterminé par des critères de stabilité ; comme l'amplitude de e ne dépend que de V_{in} , la distorsion ne semble pas dépendre de I_0 . La valeur optimum pour I_0 dépend donc de phénomènes du second ordre que nous n'avons pas pris en compte dans nos formules. Lors de nos expérimentations objectives, nous essaierons de mieux

cerner ce point qu'il est impossible de déterminer avec des calculs simples.

On pourrait penser que parmi les facteurs secondaires, la dissymétrie entre les transistors pourrait jouer un rôle important dans la distorsion. En théorie, il n'en est rien, la courbe de transfert est simplement décalée (voir la fig. n°16) ; et si on reprend les calculs avec $I_{s1} \neq I_{s2}$, en posant :

$$V_{off} = \frac{k.T}{Q} \log \frac{I_{s2}}{I_{s1}}$$

on obtient

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{Q \cdot (V_{in} - V_{off})}{k.T}}}$$

Le point de fonctionnement est simplement déplacé, ce qui doit un peu jouer sur la distorsion mais ce doit être vraiment négligeable.

Un point beaucoup plus important est l'effet de la résistance de la source (voir la fig. n°17) ; en effet dans nos calculs nous nous sommes occupés de V_{in} or V_{in} ne correspond à la tension d'entrée que si R_s est nulle ; cela n'est évidemment pas le cas dans la réalité. C'est une cause d'atténuation (ce n'est pas bien

grave) et de distorsion, car même si R_s est parfaitement linéaire, l'impédance d'entrée du montage qui est, en première approximation, équivalente à une diode, n'est pas très linéaire. Pour limiter ce problème, on peut jouer sur I_0 , on peut choisir des transistors grand gain, on peut utiliser un montage darlington dans certains cas (j'avoue ne pas trop croire à cette solution) et on peut aussi travailler avec des impédances faibles. On utilise dans certains circuits intégrés des circuits de compensation du courant d'entrée ; c'est une idée intéressante mais ces circuits (assez complexes) sont difficilement utilisables dans le cadre de cette étude et sont surtout conçus pour augmenter l'impédance d'entrée et il est très probable qu'ils dégradent la linéarité de celle-ci.

• Différentiel à effet de champ simple

Dans le montage à effet de champ (voir fig. n°18), si les choses se passent à peu près de la même façon, il y a quelques différences : tout d'abord, la loi de transfert des transistors est :

$$I_D = I_S \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

Si les transistors sont identiques ($I_{s1} = I_{s2}$, $V_{P1} = V_{P2}$), on peut calculer la loi de transfert :

$$I_1 = \frac{I_0}{2} - \frac{I_S V_{in}}{2 \cdot V_P} \times \sqrt{2} \times \frac{I_0}{I_S} - \frac{V_{in}^2}{V_P^2}$$

Comme il fallait s'y attendre, la fonction de transfert n'est pas la même que pour le montage bipolaire, elle présente à la fois des ressemblances et des différences avec celle-ci (voir sa construction géométrique sur la figure n°19).

Comme avec les bipolaires, la loi de transfert n'est pas très linéaire et c'est (pour les mêmes raisons de symétrie) une fonction impaire qui favorise les distorsions par harmoniques impaires.

Comme pour les bipolaires, le gain de ce montage peut être variable, il vaut :

$$-\frac{1}{V_P} \sqrt{\frac{I_0 \cdot I_S}{2}}$$

mais cette fois non seulement I_0

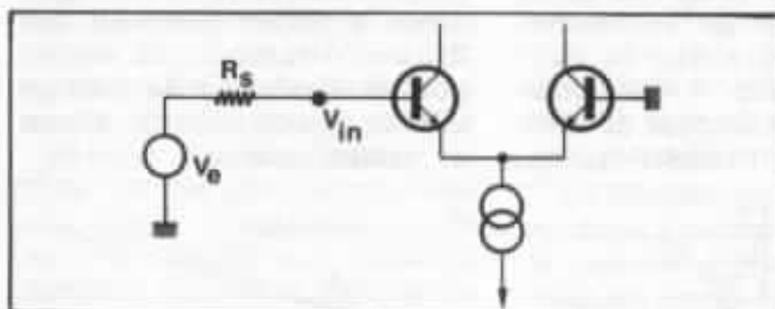


Fig. 17 : Effets non linéaires de la résistance de la source.

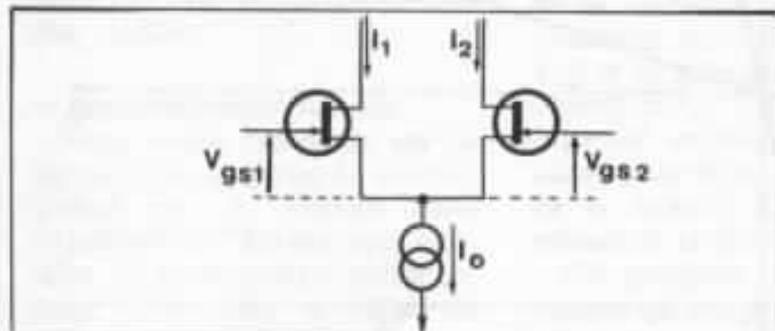


Fig. 18 : Le montage avec transistors à effet de champ simple.

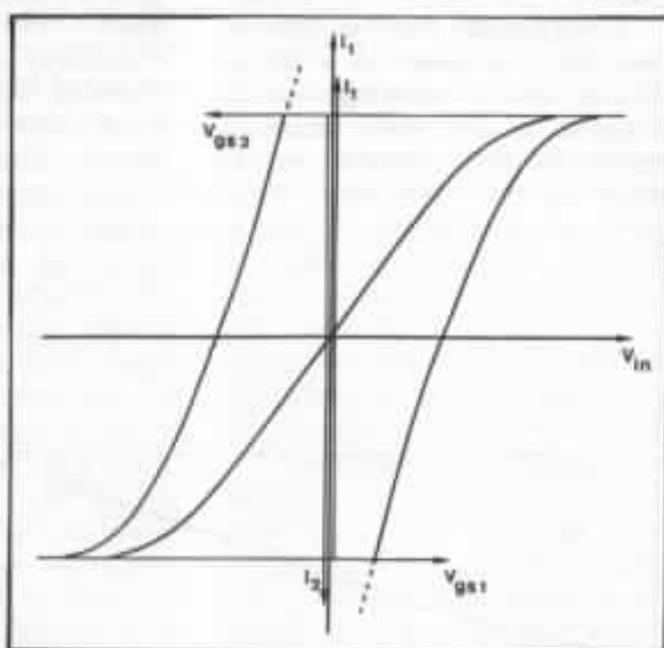


Fig. 19 : Courbes tension-courant du montage avec transistors à effet de champ simple.

joue un rôle, mais les caractéristiques des transistors interviennent, et on peut se demander comment choisir les transistors et la valeur de I_0 , pour minimiser les distorsions. On peut vouloir augmenter le gain en ayant V_P faible et I_0 élevé, mais nous avons déjà vu les limites d'une telle démarche. Les non-linéarités du gain du montage sont dues à l'expression qui est sous la racine de la formule qui donne I_1 , donc plus $I_0 \cdot \frac{V_P^2}{I_S}$ sera grand et plus le montage sera linéaire ; or $\frac{I_0}{I_S}$ est limité

à 1 sous peine de saturer les transistors à effet de champ, nous ne pouvons donc jouer que sur V_P qui devra être élevé : c'est contradictoire avec la première démarche qui nous était suggérée par une application naïve de la contre-réaction.

L'influence sur la linéarité de la dissymétrie entre les deux transistors est plus difficile à appréhender que pour les transistors bipolaires car elle conduit à des calculs complexes d'où il est malaisé de tirer des conclusions, aussi nous n'en parlerons pas.

L'impédance d'entrée très élevée des transistors à effet de champ est un avantage sur les transistors bipolaires dans la recherche de la linéarité, car ils

évitent les non-linéarités d'une impédance d'entrée non-linéaire.

• Différentiel contre-réactionné

Nous traiterons simultanément les effets de la contre-réaction locale dans les deux montages que nous venons de voir ; celle-ci implantée de façon similaire (voir fig. n°9), agit de la même manière.

Sans cette contre-réaction locale, nous avons :

$$V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

avec la contre-réaction nous avons :

$$V_{in} = V_{BE1} + I_1 R_e - I_2 R_e - V_{BE2}$$

$$V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2} + 2R_e \left(I_1 - \frac{I_0}{2} \right)$$

cela revient à dire que dans les formules reliant V_{in} à I_1 , il faut remplacer V_{in} par

$$V_{in} - 2R_e \left(I_1 - \frac{I_0}{2} \right)$$

Cette action linéarise l'étage d'entrée (voir fig. n°20), mais le gain est réduit (c'est une action bien connue de la contre-réaction) alors que la non-linéarité d'entrée a reste constante pour un courant de sortie donné. Pour l'analyse statique

de la contre-réaction de notre montage, nous avons dégradé la linéarité, en réduisant le gain du montage (il sert à réduire les non-linéarités des autres étages) et en maintenant constante la non-linéarité due au premier étage.

Pour l'analyse dynamique, je pense au contraire que la linéarité est accrue : le montage est plus linéaire en boucle ouverte, alors que le taux de contre-réaction peut être maintenu constant pour les fréquences audio en reculant la fréquence de coupure en boucle ouverte (voir fig. n°12 et 13). Les seules victimes de cette contre-réaction locale sont les fréquences sub-audio et le signal continu, la dégradation de leur linéarité ne devrait pas émuvoir longtemps l'audiophile.

Cette contre-réaction locale est assez souvent utilisée, et j'aimerais savoir que c'est dans le but d'améliorer la linéarité pour les signaux audio comme nous venons de la voir ; j'ai peur que ce soit bien souvent pour limiter les effets des dérives thermiques à long terme et des dissymétries entre les deux transistors (avoir des transistors les plus identiques coûte largement plus cher que deux résistances), ou encore pour réduire le gain du montage afin de résoudre des problèmes de stabilité de boucle.

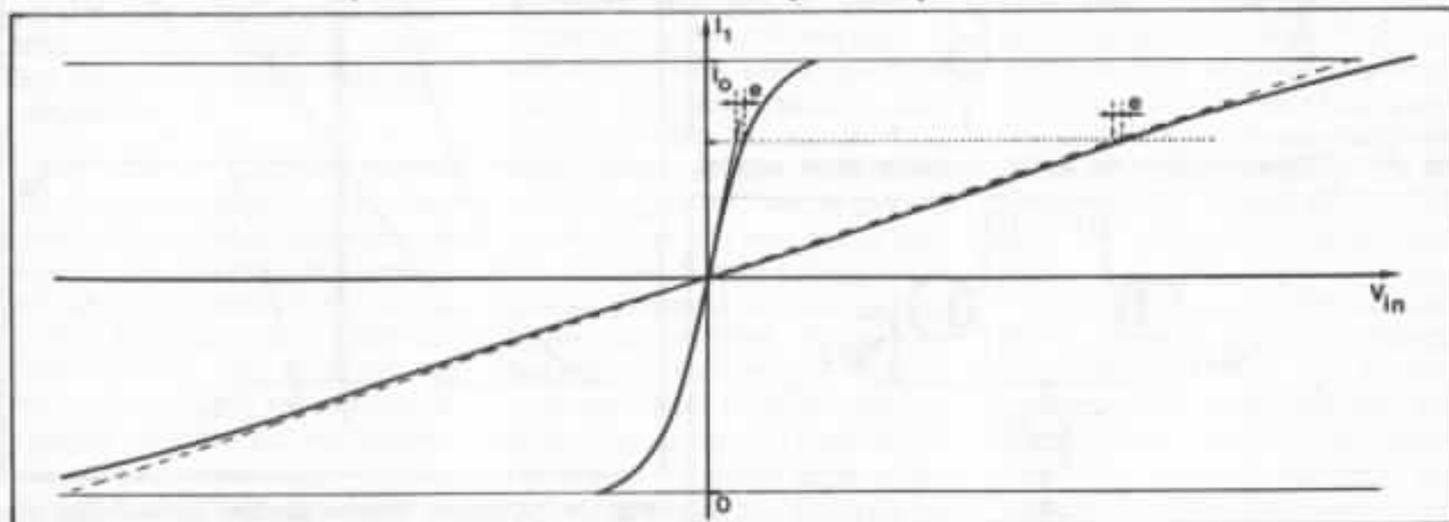


Fig. 20 : Action (très limitée) de la contre-réaction sur l'étage d'entrée.

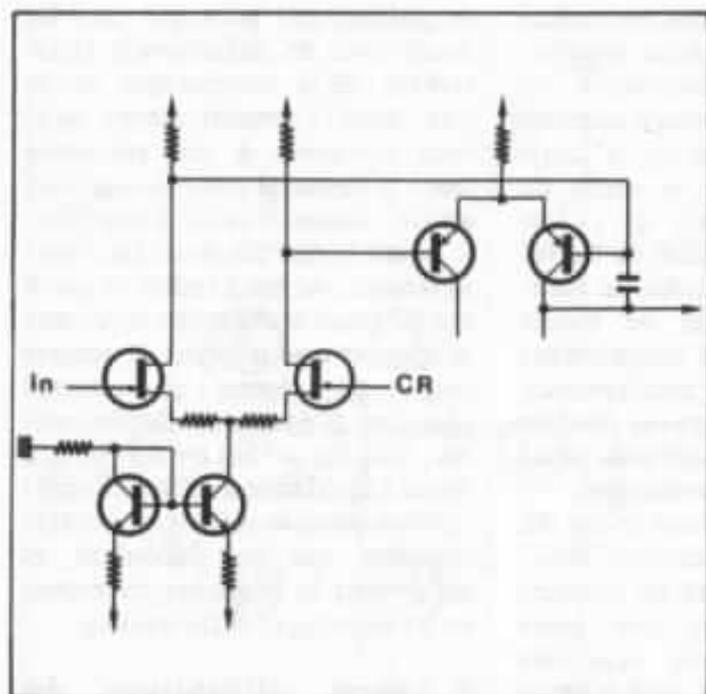


Fig. 21 : Etage d'entrée de l'amplificateur Kaneda.

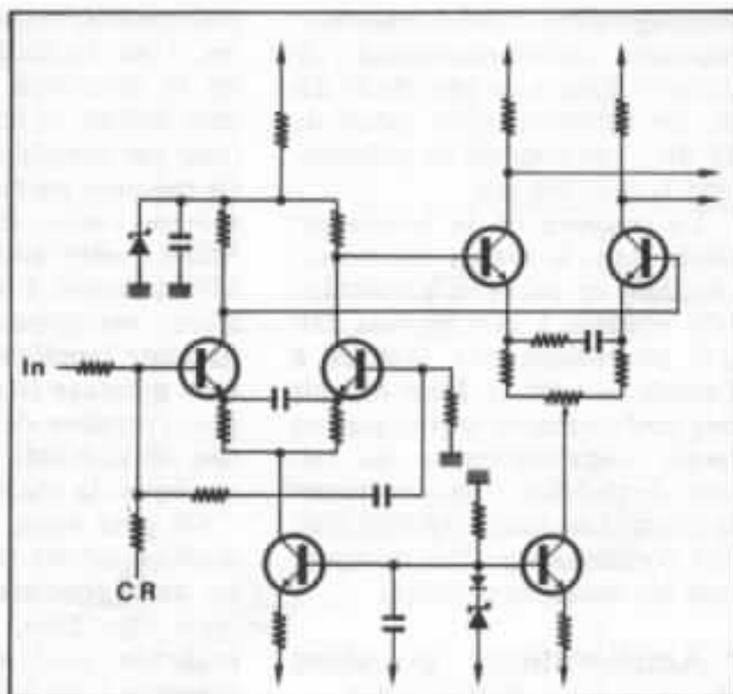


Fig. 22 : Etage d'entrée de l'amplificateur Otala.

• Analyse de deux montages exemplaires

Avant d'analyser avec vous deux exemples particuliers, je voudrais dire deux mots sur la charge de ce premier étage. Nous avons vu que, classiquement on cherchait des valeurs élevées pour augmenter le gain en boucle ouverte et que pour cela on utilisait souvent des charges actives (miroir de courant par exemple), au risque de dégrader la linéarité locale. Comme nous sommes à l'intérieur de l'amplificateur ce n'est pas très grave en soi, mais une charge d'impédance élevée est très sensible aux capacités parasites (fréquence de coupure plus basse) et peut poser des problèmes de dynamique (saturation plus rapide).

— L'amplificateur Kanéda

Nous avons reproduit sur la figure N°21, la partie du schéma (donné par J. Hiraga dans l'Audiophile n°31) qui nous intéresse. Le premier étage utilise un étage différentiel à effet de champ contre-réactionné : pas de problème de non-linéarité de

l'impédance d'entrée ; la tension de pincement des transistors utilisés (2N 3954) est moyenne :

$-1V > V_p > -4,5 V$; les résistances de source introduisent une contre-réaction locale d'environ 12 dB (qui dépend des transistors) et stabilisent le gain en boucle ouverte (malgré la dispersion des transistors).

Le second étage utilise un montage différentiel à transistor bipolaire sans contre-réaction locale (cela ne servirait à rien, au mieux), avec une source de courant moins élaborée.

La coupure en boucle ouverte est due à des éléments parasites : la capacité d'entrée du second étage qui résulte de l'effet Miller. Comme ce phénomène dépend de la capacité parasite base-collecteur (qui est fonction de V_{CB}) et du gain du transistor (qui dépend de I_D), il faut utiliser une capacité extérieure de faible valeur pour éviter des instabilités de la boucle pour certaines valeurs de la tension de sortie.

Ces quelques réflexions ne se veulent qu'une illustration de ce qui a été exposé plus haut, car si notre approche théorique est

plus satisfaisante que celles que l'on rencontre habituellement, elle est bien loin de prendre en compte tous les phénomènes qui interviennent.

— L'amplificateur Otala

J. Lohstroh et M. Otala nous ont proposé dans «An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirement» (IEEE, Trans. on Audio and Electroacoustics de déc. 1973) un schéma d'amplificateur très intéressant (même si, à mon sens, le titre de l'article a mal vieilli) dont les deux premiers étages sont reproduits sur la figure n°22 ; la réalisation de cet amplificateur repose sur les concepts que M. Otala préconise pour lutter contre les distorsions qu'il a dénoncées (distorsion d'intermodulation transitoire et distorsion d'interface) : faible contre-réaction globale, fréquence de coupure en boucle ouverte élevée (hors bande audio), usage intensif de la contre-réaction locale. Ici le taux de contre-réaction globale n'est que de 20 dB ; l'amplificateur est monté en inverseur ; il utilise pour son étage d'entrée et ses étages intermédiaires le

montage différentiel à transistor bipolaire contre-réactionné ; le premier étage a un gain de 26 dB et une contre-réaction locale de 19 dB ; son courant de polarisation I_0 vaut 200 μ A.

La coupure de la boucle est située dans le réseau de contre-réaction, ce qui rend le montage très sensible à des signaux HF qui pourraient être injectés à l'entrée de celui-ci. Pour obtenir des performances suffisantes en haute fréquence (pour des raisons de stabilité) il faut redresser la phase dans tous les étages avec des condensateurs qui compensent les capacités parasites.

• Améliorations possibles du montage différentiel

Nous avons vu que les degrés de liberté était assez limités pour le montage théorique de base, il y a néanmoins des améliorations possibles pour lutter contre des

phénomènes parasites secondaires. Tout d'abord, pour minimiser la distorsion thermique, on peut utiliser un montage cascode (voir par exemple la fig. n°23a). Ce montage permet, en outre, de réduire l'effet Early et l'effet Miller ; cette réduction de l'effet Miller permet d'obtenir de meilleures performances de bande passante (appliquée brutalement à un montage cette amélioration peut entraîner de graves problèmes de stabilité) bien utile pour appliquer la contre-réaction.

On peut aussi, dans le cas du montage contre-réactionné, utiliser deux générateurs de courant (voir fig. 23b), ils sont alors branchés avec leurs capacités parasites à un point à plus basse impédance, ce qui évite de dégrader les performances hautes fréquences du montage dans le cas de l'usage de résistances de contre-réaction locale de valeur élevée.

Autres solutions et variations

Après avoir longuement disserté sur le montage différentiel classique, nous allons faire un rapide tour d'autres solutions utilisées et de quelques utilisations originales du montage différentiel.

• Transistor simple

Revenons sur l'étage d'entrée d'origine dont nous avons déjà parlé et qui a historiquement précédé le montage différentiel. C'est pour cette raison que le transistor bipolaire a été le seul utilisé dans ce montage ; pour le montage inverseur (voir fig. n°3b) les problèmes de linéarités ne sont pas fondamentalement différents de ceux du montage différentiel (la courbe de transfert est différente car la fonction n'est pas impaire, et il y a génération d'harmoniques impaires

et paires) par principe, car les problèmes de polarisation (traitement de la composante continue dans l'amplificateur) peuvent conduire à des solutions dont la linéarité pour les signaux audio, risque d'avoir à souffrir.

Dans le cas du montage non-inverseur, on peut redire ce qui a été dit pour le montage inverseur et ajouter que le point de rebouclage du réseau de contre-réaction (l'émetteur du transistor, voir fig. n°3a) est un point à basse impédance avec les complications pour le réseau de contre-réaction qui en découlent et qu'évitent le montage inverseur et les montages différentiels.

• Autres utilisations du montage différentiel

Les montages complémentaires ont bonne réputation pour les circuits audio car ils réduisent les distorsions par compensation mutuelle entre les deux circuits (en fait, comme nous l'avons vu pour le montage différentiel, cela conduit surtout à réduire la distorsion paire qui est la moins gênante) ; c'est pour cela, sans doute, que certains ont imaginé de doubler le différentiel d'entrée et d'utiliser deux différentiels de polarités différentes en espérant améliorer la linéarité par une action identique pour les deux polarités du signal. Ainsi, par exemple, l'amplificateur Accuphase P 260 (voir la fig. n°24) utilise une telle configuration précédée d'un étage d'isolation à effet de champ. Pour un étage d'entrée, je ne suis pas bien convaincu des vertus de ce montage, en particulier je suis inquiet des conséquences des conflits entre les deux voies. Par contre, pour un étage intermédiaire, qui doit fournir des signaux complémentaires, souvent référencés aux deux alimentations, cela peut être une bonne solution.

Une autre utilisation de deux montages différentiels de polarité complémentaire est un mon-

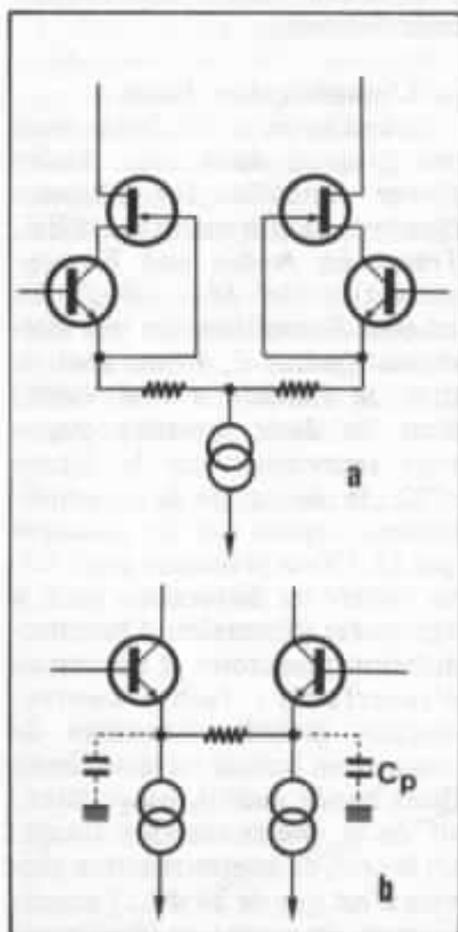


Fig. 23 : Améliorations possibles du montage différentiel classique.

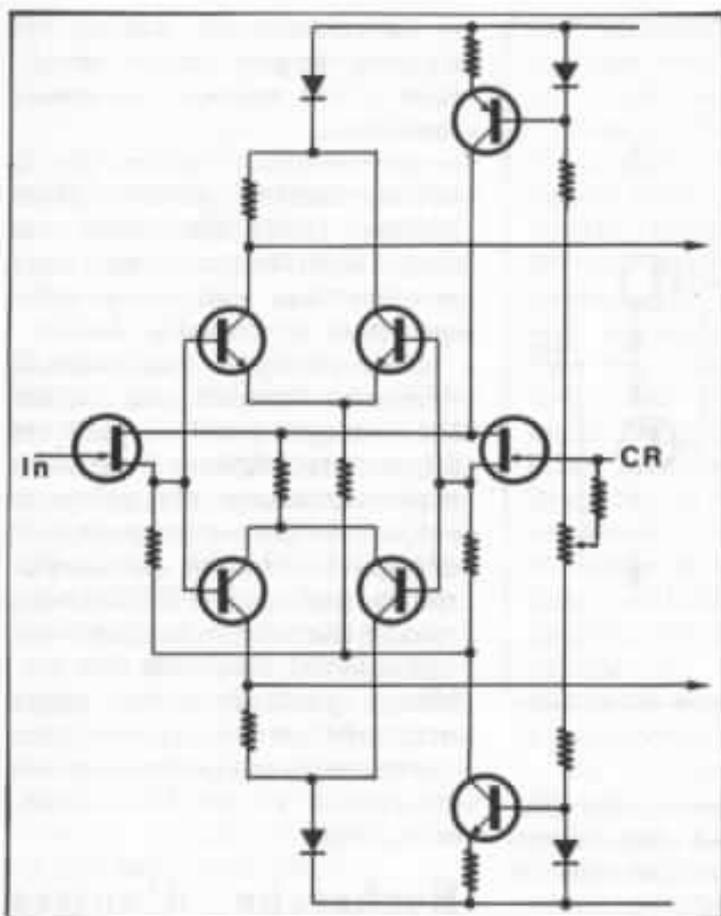


Fig. 24 : Etage d'entrée de l'amplificateur Accuphase P 260.

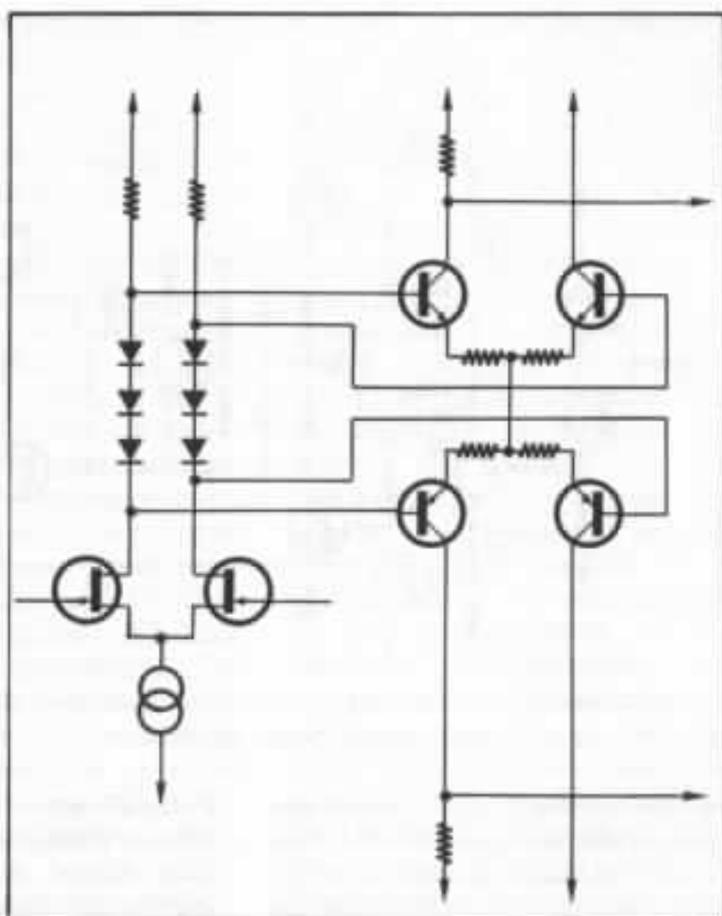


Fig. 25 : Circuit «Diamant» de Sansui.

stage proposé par Sansui (voir la fig. n°25) dans lequel la charge du premier étage (un différentiel classique à effet de champ) est constituée de diodes en série, et dans lequel le second étage est un double différentiel bipolaire complémentaire. C'est une idée amusante mais j'avoue ne pas en avoir saisi l'intérêt : on peut imaginer que les diodes cherchent à compenser les non-linéarités des transistors du second étage (pourquoi trois diodes ?), mais pourquoi tant soigner la linéarité du second étage ? De plus l'influence des problèmes thermiques sur un montage qui comprend tant de jonctions sensibles à la température et à l'auto-échauffement me fait un peu peur. J'espère que l'inventeur de ce schéma y a trouvé des avantages dans un autre domaine que la linéarité.

Il y a une autre version du différentiel que j'ai rencontrée dans le schéma d'un ancien générateur sinusoïdal (aux performances

assez moyennes) de Hewlett-Packard ; son schéma est donné par la figure n°26. Ici la tension d'entrée se retrouve aux bornes de deux jonctions base-émetteur de deux transistors parcourus par le même courant. On retrouve donc les propriétés et les problèmes du montage à un seul transistor d'entrée avec l'avantage de pouvoir reboucler le réseau de contre-réaction sur un point à plus haute impédance. J'ai eu la surprise de voir réapparaître ce principe dans le NAD 3020 (voir l'Audiophile n°18) sans comprendre l'intérêt que ses utilisateurs y avaient trouvé.

• Autres schémas

Revox dans son amplificateur A 740 a utilisé un montage complémentaire (voir fig. n°27) qui est la juxtaposition de deux chaînes d'amplification rebouclées complémentaires utilisant comme étage d'entrée un transistor dans la configuration ampli-

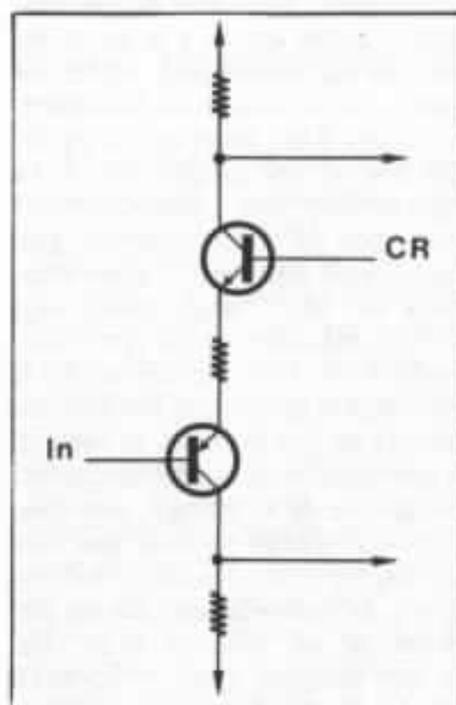


Fig. 26 : Une autre version possible du montage différentiel.

ificateur non-inverseur. Je ne vois pas bien ce que la linéarité peut gagner d'un tel montage dans un amplificateur à plusieurs étages.

Voilà terminé notre tour

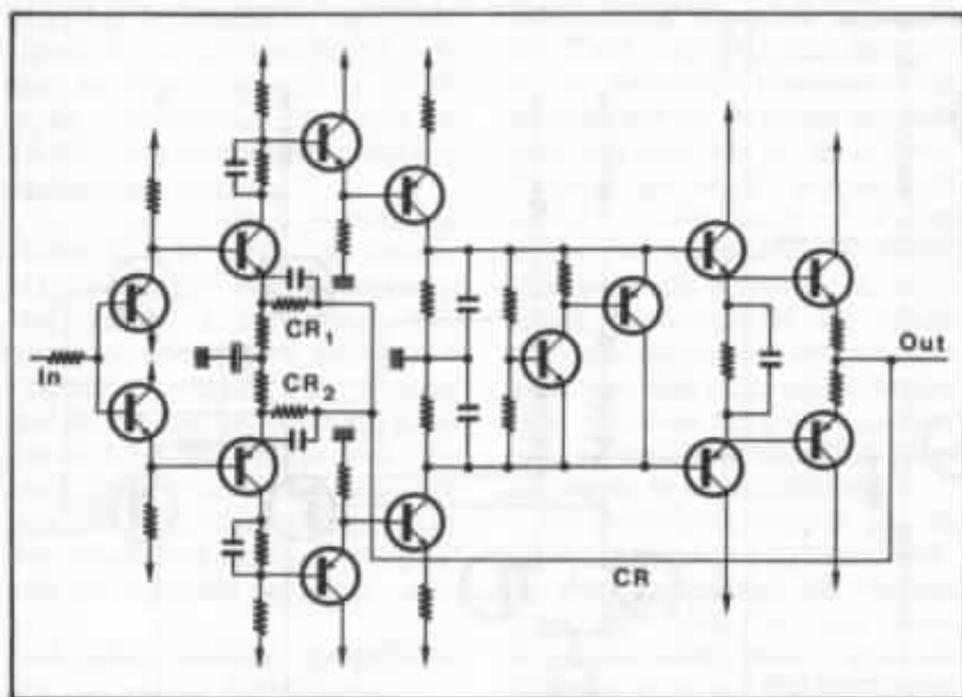


Fig. 27 : Le différentiel vu par Revox (A 740).

d'horizon des étages d'entrée des amplificateurs qui utilisent une contre-réaction globale. C'était, il y a peu de temps encore, le cas de la totalité des amplificateurs à transistors, mais une mode chassant l'autre (car il y a aussi des modes en technique), après les excès dans l'usage de la contre-réaction dont nous avons vu les limites et les pièges, on a vu apparaître des amplificateurs avec peu de contre-réaction globale (voir plus haut l'amplificateur de M. Ota), voire sans contre-réaction. Dans cette nouvelle mode on a pu voir surgir le meilleur et le pire ; le meilleur est connu de nos lecteurs, je veux ici faire allusion aux amplificateurs originaux de J. Hiraga, leur conception inédite ne doit pas être étrangère à leurs qualités subjectives. D'autres idées, comme par exemple un schéma (voir fig. n°28) proposé dans «Wideband Audio Power Amplifiers» (Wireless World de juin/juillet 1980) par une ingénieur moscovite, sont par contre à mon avis, une véritable régression technique.

Les autres étages

Les étages intermédiaires de

l'amplificateur posent des problèmes similaires à ceux du premier étage, avec toutefois de légères différences :

- comme lui, ils fonctionnent en classe A et utilisent des transistors de faible ou moyenne puissance :
- comme lui, leurs coupures de bande peuvent réduire la bande passante du circuit en boucle ouverte et limiter l'action de la contre-réaction globale :
- comme lui, leurs distorsions participent à la distorsion générale :

— par contre, ils traitent des signaux de plus grande amplitude et ont souvent des sorties multiples :

— par contre, l'action de la contre-réaction globale pour réduire leurs distorsions est moins limitée, leur bruit, leurs non-linéarités sont moins critiques pour le résultat globale.

C'est pourquoi, j'ai retenu la démarche suivante pour choisir les montages à utiliser pour ces étages intermédiaires : après les expérimentations objectives et subjectives qui auront permis de dégager les circuits qui sembleront les plus aptes à faire de bons circuits d'entrée, nous choisirons une solution adaptable aux problèmes particuliers des étages intermédiaires (dynamique, interfaces) et qui présente un bon compromis performance-complexité.

Recherche d'autres solutions

Après avoir vu les limites des solutions classiquement retenues, nous allons nous tourner vers d'autres domaines de l'électronique qui comme l'audio utilisent l'amplificateur linéaire et sont à la recherche de linéarité afin de voir si la transposition de certaines solutions utilisées peut nous permettre d'obtenir des cir-

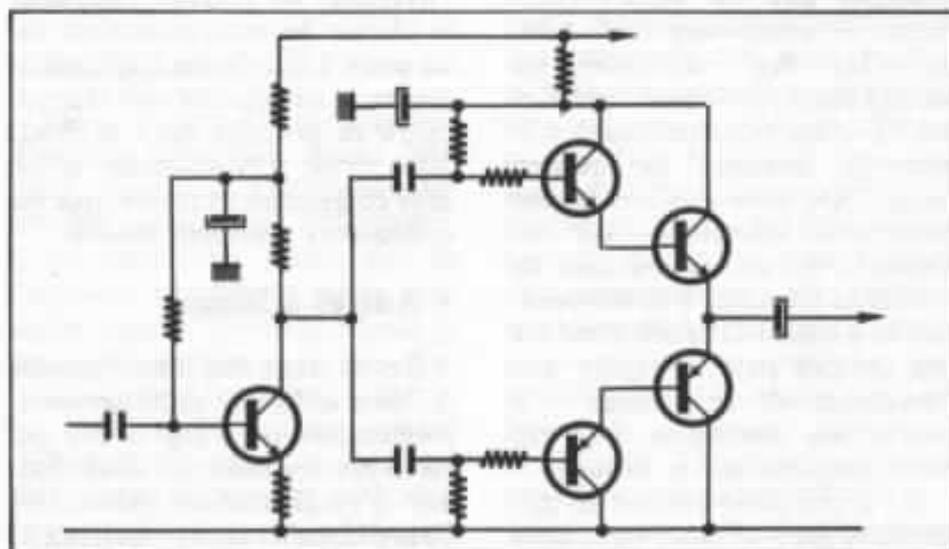


Fig. 28 : Un schéma qui vient du froid.

cuits plus linéaires dont on puisse espérer de bonnes performances subjectives. Cette recherche a été longue et ne m'a pas permis de trouver beaucoup de solutions de rechange, car dans ces autres domaines, il est très souvent fait appel à la contre-réaction globale et au montage différentiel d'entrée que nous avons vu, et cela, très souvent à la plus grande satisfaction de ses utilisateurs. Heureusement, cette satisfaction est parfois tempérée par les limites de la contre-réaction (essentiellement des problèmes de bande passante et de stabilité de boucle) et certains ont proposé des circuits linéaires dont la linéarité devait peu ou rien à l'usage de la contre-réaction. Avant de décrire les résultats de cette quête, je voudrais rappeler les critères que j'avais retenus et qui m'ont guidé dans cette sélection.

• Rappel de la stratégie retenue

Pour lutter contre la distorsion nous avons retenu (voir l'Audiophile n° 28) trois actions : éviter les distorsions qui peuvent l'être, puis essayer de compenser les distorsions qui peuvent l'être et appliquer, enfin, la contre-réaction. Nous utiliserons donc la contre-réaction globale, le plus possible de contre-réaction globale, mais sans rien lui sacrifier et sans lui faire aveuglément confiance ; je pense que la contre-réaction globale est intéressante, mais comme on l'a déjà dit de beaucoup de choses, c'est un bon serviteur et un mauvais maître.

L'étage d'entrée et les étages intermédiaires devront être très linéaires et avoir un gain élevé (nous avons vu les limites du montage différentiel et le peu de liberté qu'on y avait et qui nous obligeait à un compromis linéarité-gain ; peut-être qu'un des résultats de cette étude, sera de montrer que ces limites sont

subjectivement suffisantes, mais rien que pour aboutir à ce résultat, il faut déjà un circuit à performances objectives supérieures et à performances subjectives égales) pour fournir du gain à contre-réaction globale. Ils devront aussi avoir des bandes passantes suffisantes pour pouvoir appliquer sans restriction une contre-réaction globale importante dans toute la bande audio. La contre-réaction locale étant insuffisante pour obtenir beaucoup de linéarité des circuits simples à transistors (bipolaires et effets de champ étant tous deux individuellement, intrinsèquement non-linéaires), il faudra utiliser des compensations qui évitent les écueils (voir le n°28 de l'Audiophile) de cette technique.

La contre-réaction globale rebouclera donc un amplificateur déjà assez linéaire ; nous avons vu que le produit gain-bande passante de l'amplificateur en boucle ouverte nous sera imposé par le gain en boucle fermé que nous chercherons à obtenir et par des problèmes de stabilité (dus aux rotations de phase introduites par un peu tous les étages) ; nous aurons donc, après avoir repoussé au maximum les coupures de chaque étage et ses effets, à choisir la fréquence de coupure en boucle ouverte. La théorie de la contre-réaction nous pousserait à situer cette fréquence en bas de la gamme audio pour maximiser le taux de contre-réaction dans la gamme audio (dans ce cas pour la T.I.M., cela ne change rien), mais les comparaisons subjectives entre amplificateurs à tube avec taux de distorsion relativement élevés et amplificateurs à transistors à taux de distorsion plus faibles mais croissant avec la fréquence, semblent montrer que l'oreille n'aime pas cette solution.

En plus, il faut espérer que nous obtiendrons assez de linéarité en boucle ouverte pour ne pas avoir besoin de ce petit sup-

plément de contre-réaction et intuitivement je préfère que l'action de la contre-réaction (comme tout le fonctionnement de l'amplificateur) soit apériodique. La coupure en boucle ouverte sera due à l'action d'un condensateur ; si la fréquence de coupure est située en bas de la gamme audio, les signaux audio auront à traverser ce condensateur ; j'avoue me méfier des condensateurs et je ne veux pas ajouter ses non-linéarités aux non-linéarités du montage. Par contre, si la fréquence de coupure est située au-delà de la gamme audio, le condensateur ne sera pas parcouru par des courants correspondants aux signaux audio. Un avantage de cette solution est de pouvoir situer cette coupure en sortie du premier étage, de faire précéder l'amplificateur d'un filtre passe-bas ayant la même fréquence de coupure et ainsi éviter tout problème de distorsion d'intermodulation transitoire.

• Les amplificateurs de courant

Le montage différentiel que nous avons longuement examiné, est un amplificateur attaqué en tension ; le courant d'entrée, dû à l'impédance non infini d'entrée, est un phénomène parasite qui dérange et qu'on cherche à réduire le plus possible. Il existe un autre type de montage différentiel qui travaille avec des courants d'entrée ; on l'appelle amplificateur de Norton. La figure n°29 nous en montre le schéma de principe. Le courant de l'entrée non inverseuse I_2 rencontre un miroir de courant (T_1 et T_2) qui en retourne le sens ; au point A le circuit fait donc la différence entre I_1 et I_2 et cette différence agit sur T_3 . Les avantages de ce circuit sont une grande linéarité et une bande passante élevée. Les inconvénients sont la polarité unique de sortie ($I_1 > I_2$ sinon il y

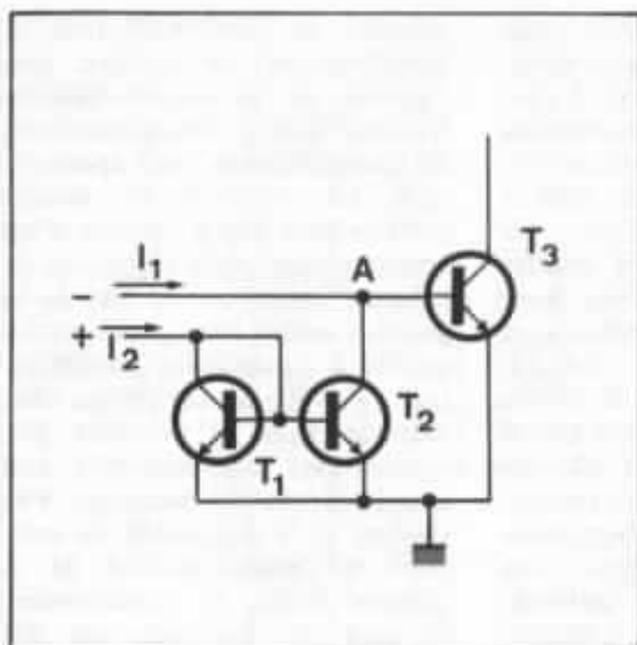


Fig. 29 : Amplificateur de Norton.

a écrêtage) et son impédance d'entrée ; celle-ci est équivalente à une diode polarisée dans le sens passant, il faut donc utiliser ce montage en attaquant les deux entrées avec de grandes impédances de source. Cette impédance d'entrée n'est pas très linéaire : les défauts de ce montage sont rédhibitoires pour notre application.

On remarquera que si on fait précéder ce circuit d'un étage différentiel classique, on retrouve la structure bien connue des premiers étages d'un circuit classique. National Semiconductor a utilisé ce circuit pour un circuit intégré de quatre amplificateurs opérationnels et si on est intéressé par ce circuit original, on lira avec intérêt la note d'application «The LM 3900 - A New Current-Differencing Quad of \pm Input Amplifiers» (AN-72, sept. 1972) de NS.

En partant du circuit de l'amplificateur de Norton (qui ne sait traiter qu'une seule polarité) B. Gilbert (alors chez Tektronix) a conçu un montage différentiel qui accepte les deux polarités (voir la fig. n°30). Ce montage conserve les avantages de l'amplificateur de Norton (linéarité intrinsèque et bande passante élevée). Le schéma utile

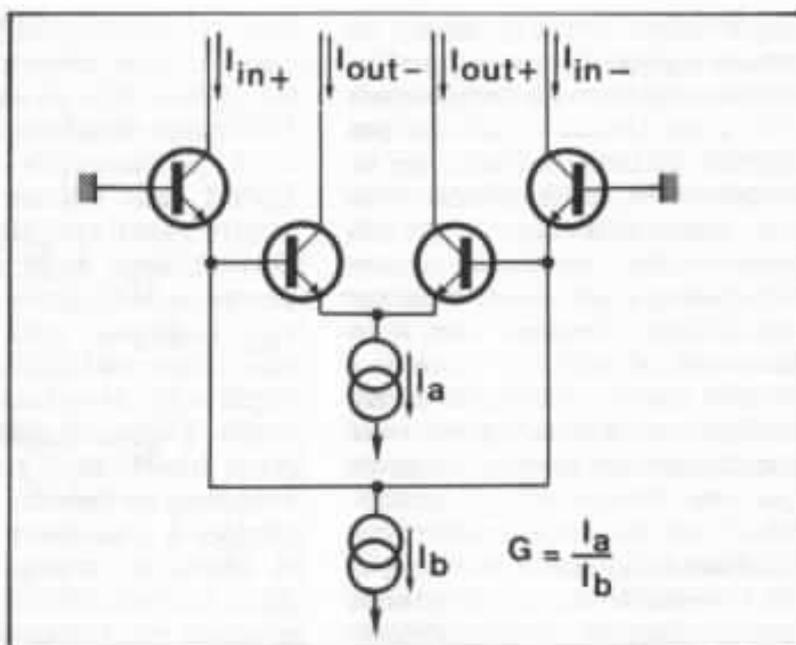


Fig. 30 : Schéma de principe de l'amplificateur de Gilbert.

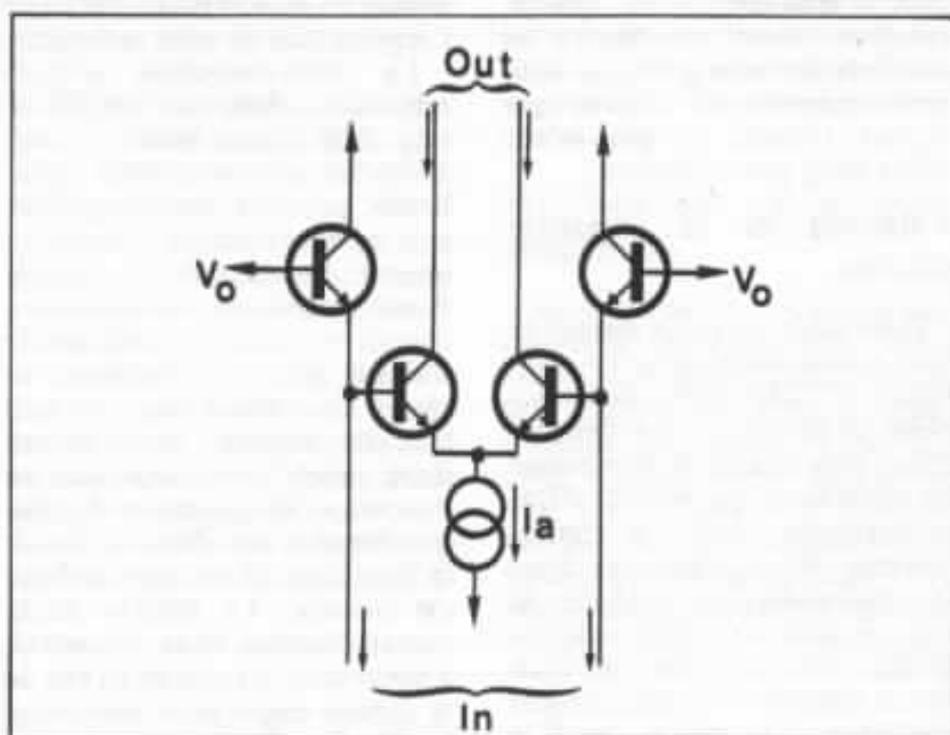


Fig. 31 : Schéma utile de l'amplificateur de Gilbert.

(voir la fig. n°31) a le même fonctionnement, les mêmes avantages et peut être facilement cascader. Ce cascader aisé est dû au fait que ce circuit fonctionne avec des courants en entrée et en sortie ; cela en fait un circuit intermédiaire presque idéal. Cela l'empêche aussi malheureusement d'en faire un étage d'entrée pour notre application.

En faisant précéder plusieurs cellules de ce type d'un étage convertisseur tension-courant,

B. Gilbert a réalisé sur un circuit monolithique un amplificateur différentiel sans contre-réaction pour oscilloscope très rapide, aux performances de linéarité et de rapidité absolument stupéfiantes. Notons au passage les excellentes performances en distorsion thermique de ce circuit (cela est dû aux faibles tensions collecteur-émetteur qu'il est possible d'utiliser ici).

Pour une analyse rigoureuse de ce circuit et pour plus de détails,

il faut lire «A New Wide-Band Amplifier Technique» de B. Gilbert (IEEE Journal of Solid State Circuits, SC-3 n°4 de déc. 1968). Nous ne pouvons même pas utiliser ce merveilleux circuit pour nos étages intermédiaires, parce que ses propriétés sont la conséquence d'un certain degré de similitude entre les transistors qu'il n'est possible d'obtenir que dans le cadre de l'intégration monolithique et que nos moyens limités nous condamnent aux composants discrets.

Pour les mêmes raisons (entrée en courant et nécessité de similitude élevée entre les transistors) nous ne pouvons retenir les bonnes idées exprimées par A. Fabre et P. Rochegude dans «Ultra-Low Distorsion Current-Conversion Technique» (Electronics Letters du 16 août 1984) et par C. Toumazou et F. Lidgley dans «Novel Bipolar Differential Input/Output Current Controlled Current Source» (Electronics Letters du 28 fév. 1985).

Dans le n°28 de l'Audiophile, nous avons signalé et décrit le circuit «cascomp» qui appliquait le principe de la correction avale (feed-forward en anglais) pour linéariser un montage différentiel classique à transistors bipolaires. Ce circuit semble répondre à notre besoin et peut-être faire un bon circuit d'entrée : entrée différentielle en tension, sortie en courant, linéarisation par compensation. C'est une première idée à retenir même si le schéma est assez compliqué.

Un autre circuit à correction avale a été décrit par R. Blauschild dans «An Open Loop Programmable Amplifier with Extended Frequency Range» (IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-16 n°6 de déc. 1981) et dans «An Open-Loop Programmable Amplifier with a Maximum Gate-Bandwidth Product of 1 GHz (IEEE International Solid-State Circuits Conference 1981). Son schéma de prin-

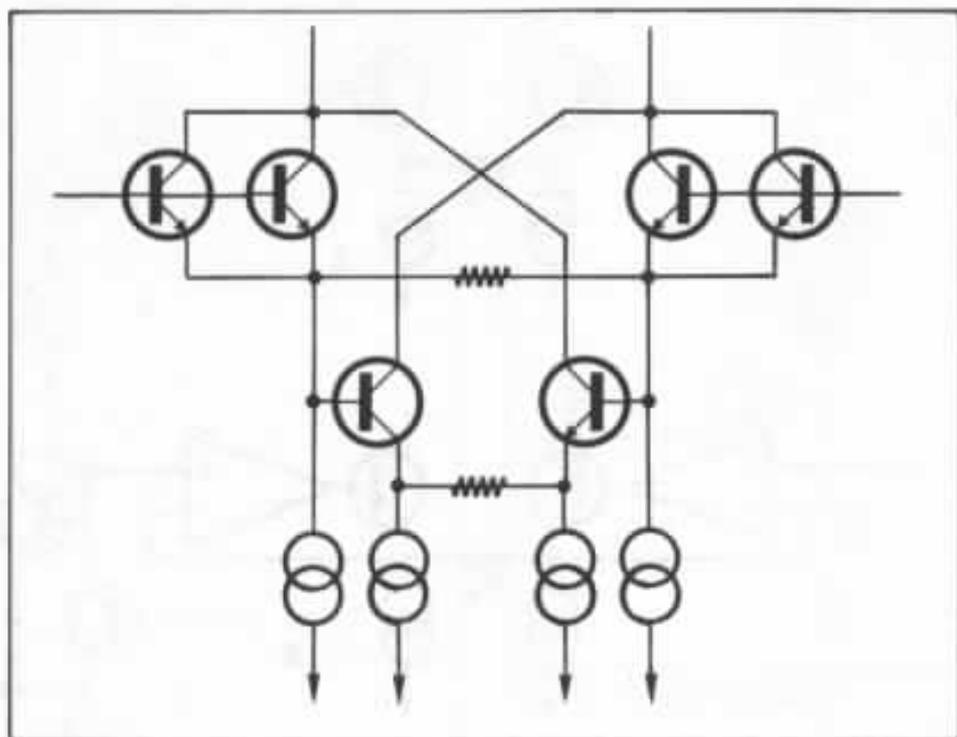


Fig. 32 : Etage d'entrée de Blauschild.

cipe est donné sur la figure n°32. Son principe de fonctionnement (sur lequel je ne veux pas m'étendre ici) repose sur une bonne similitude entre les transistors utilisés, ce qui nous l'interdit. Signalons qu'avec cet étage d'entrée et des circuits intermédiaires qui utilisent le principe de la cellule de Gilbert en l'améliorant, R. Blauschild obtient lui aussi linéarité et bande passante élevée sans contre-réaction.

• Convertisseurs tension-courant

Les circuits que nous allons voir maintenant utilisent le principe de conversion tension-courant qu'utilise le montage différentiel classique fortement contre-réactionné. Nous voyons sur la figure n°33a que les deux transistors reproduisent aux bornes de R_e la différence de potentiel entre leurs bases (à la différence entre les deux V_{BE} près) et que cette différence de potentiel produit un courant qui se retrouve comme différence entre les deux courants de sortie du montage.

L'erreur de ce convertisseur

est due à la différence entre les V_{BE} , il nous faut donc trouver des solutions pour réduire cette erreur. On peut d'abord augmenter R_e ; en effet, cela linéarise le convertisseur tension-courant, mais nous avons déjà vu cette solution : c'est augmenter le taux de contre-réaction et donc réduire le gain du montage.

On peut aussi utiliser deux amplificateurs opérationnels pour diviser les V_{BE} par leurs taux de contre-réaction (voir la fig. n°33b). Mais pour que cette solution puisse nous satisfaire, il faut que ces amplificateurs soient assez linéaires ainsi rebouclés (avec un gain de 1) pour ne pas introduire leur propre distorsion en ce point très sensible de notre amplificateur. Cette solution me laisse sceptique, même si on l'améliore en utilisant des transistors à effet de champ pour éviter les problèmes du courant de base (fig. n°33c), mais je ne l'élimine pas pour autant.

Ce principe a été retenu par A. Van Zanten et J. Huijsing dans «An Accurate Integrated Voltage to Current Converter» (IEEE Journal of Solid State

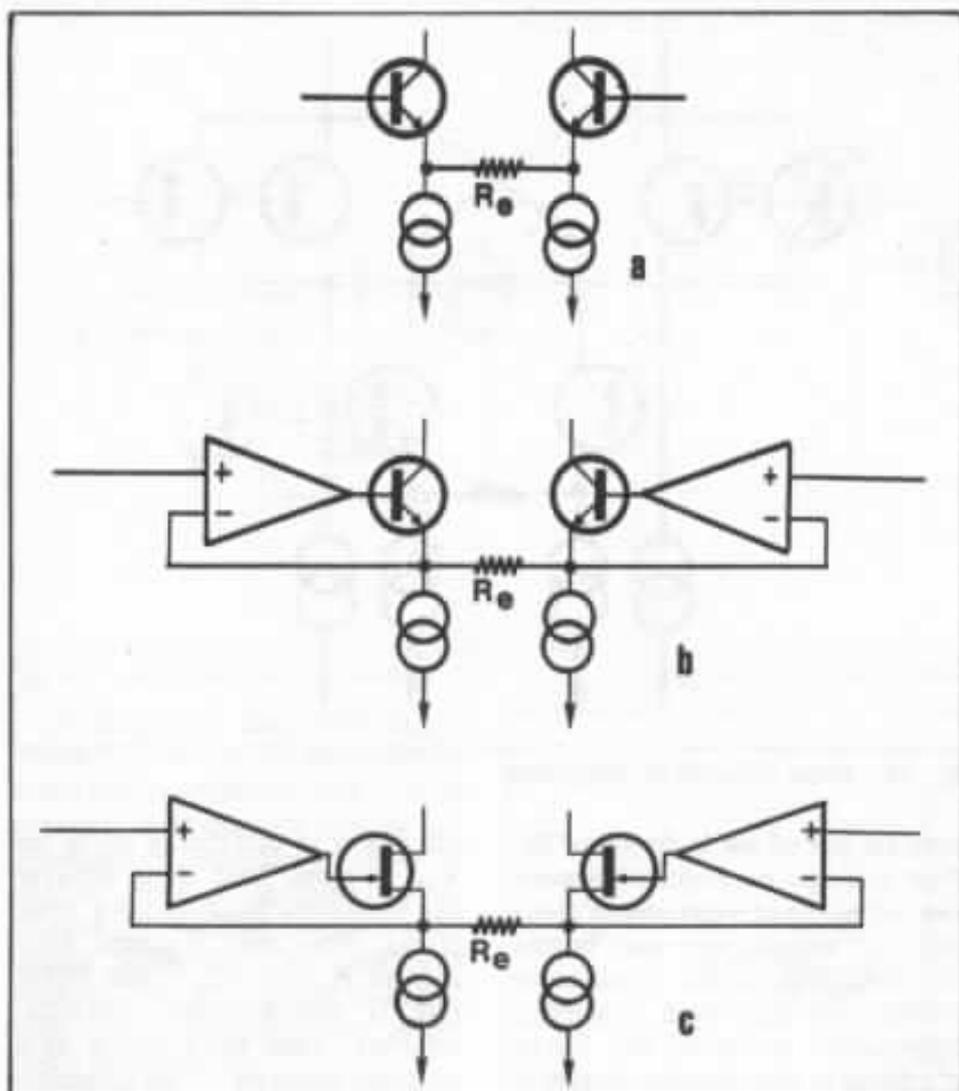


Fig. 33 : La conversion tension-courant.

Circuits SC-10 n°6 de déc. 1975) en remplaçant chaque transistor par un circuit suiveur décrit par K. Klaasen dans «Offset Compensated Emitter Follower» (IEEE Journal of Solid State Circuits SC-6 n°3 de juin 1971) et représenté sur la fig. n°34. S'ils n'aboutissent pas exactement au schéma de la figure n°35, c'est parce qu'ils veulent obtenir en sortie des courants dans l'autre sens, ce qui les conduits à introduire des miroirs de courant qui compliquent un peu le schéma mais le principe reste le même. Cela nous donne un autre circuit possible.

Le principe des dernières solutions que nous venons de voir est de faire intervenir une boucle de contre-réaction locale entre l'entrée du montage et les extrémités de la résistance R_e ; or, il

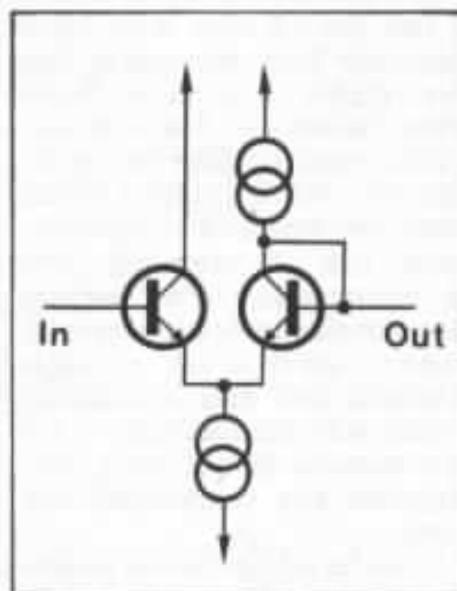


Fig. 34 : Amplificateur suiveur.

existe un montage simple qui accroît la contre-réaction du montage collecteur commun : le montage Darlington. L'application de sa version originale la plus connue (voir fig. n°36a) ne résoud pas notre problème, car au lieu d'avoir une jonction non linéaire, nous en avons maintenant deux en série.

Une autre version du montage Darlington, qui fait appel à des transistors de polarité inverse, est plus intéressante (voir fig.

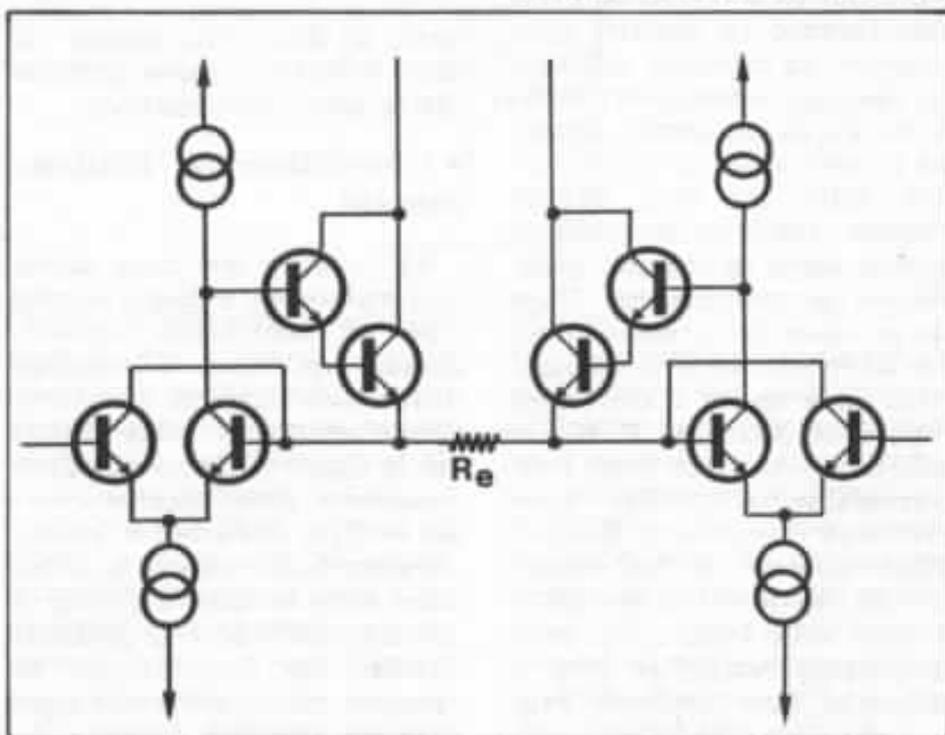


Fig. 35 : Convertisseur tension-courant.

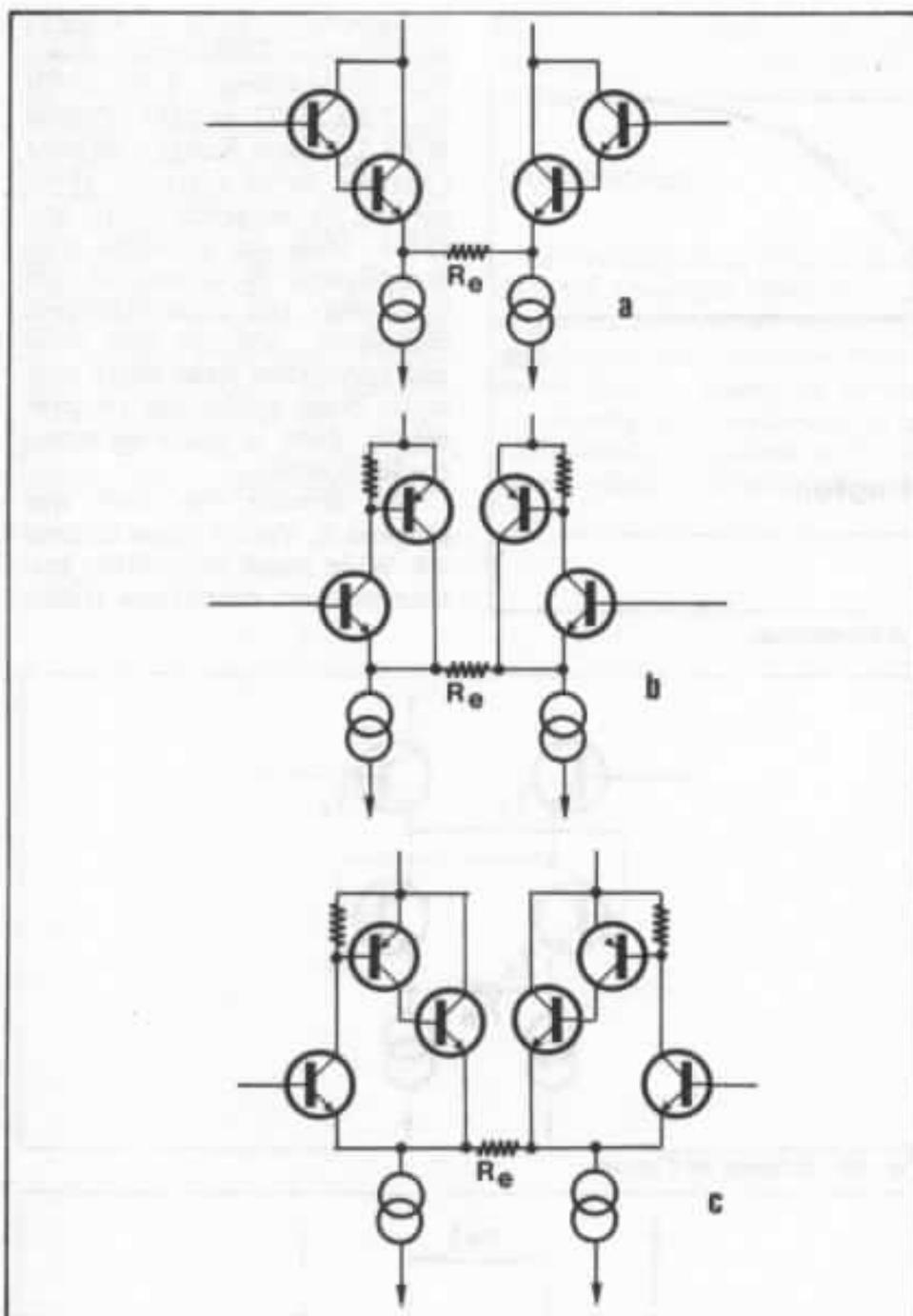


Fig. 36 : Usage du montage Darlington dans un convertisseur tension-courant.

n°36b) ; cette possibilité de circuit pour l'étage d'entrée avait déjà été signalé parmi d'autres par P. Garde dans «Slope Distorsion and Amplifier Design» (J.A.E.S. de sept. 1978). Il y voyait une possibilité de réduire la distorsion d'intermodulation transitoire, je pense qu'il y a plus à tirer de ce montage.

On peut aussi appliquer le montage Darlington décrit par E. Burwen dans «High-gain triple Darlington has low saturation voltage» (Electronics Let-

ters du 3 oct. 1974) et obtenir le schéma de la fig. n°36c. Tous ces montages posent un certain nombre de problèmes (stabilité de boucle, choix des transistors, point de fonctionnement, etc...) dont nous reparlerons lors de l'expérimentation objective. Nous devrions obtenir avec cette solution une courbe de transfert ayant l'allure de la courbe de la fig. n°37.

Nous avons vu que les erreurs du montage classique en tant que convertisseur tension-courant

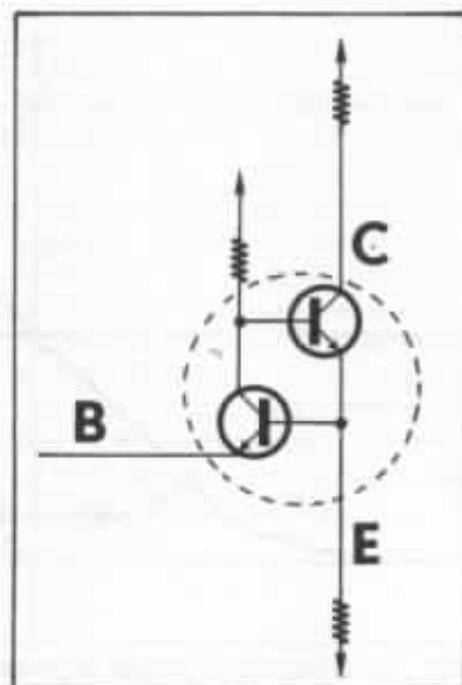


Fig. 38 : Schéma de Blesser.

étaient dues aux variations de la tension aux bornes de jonction base-émetteur. Or, dans «Ultra-linear Transistor Configuration Under Conditions of Minimal Power-supply Drain Current» (IEEE Journal of Solid-State Circuits SC-5 n°3 de juin 1970) B. Blesser nous propose un montage destiné à remplacer un transistor travaillant à faible courant et dont les non-linéarités sont gênantes (voir la fig. n°38). C'est une idée intéressante, mais si nous faisons précéder son montage d'un transistor monté en collecteur commun, nous avons la surprise de retrouver le principe du schéma de la figure n°34 !!!!

Une autre idée intéressante est celle que R. Caprio expose dans «Precision Differential Voltage Current Converter» (Electronics Letters du 22 mars 1973) et qui améliore la linéarité du montage différentiel classique contre-réactionné. On voit sur le schéma de la figure n°39, en suivant les tensions et les courants dans les transistors, qu'on retrouve aux bornes de R_e les tensions d'entrée diminuées des deux tensions V_{BE} correspondant aux deux courants collecteurs du montage classique. La tension

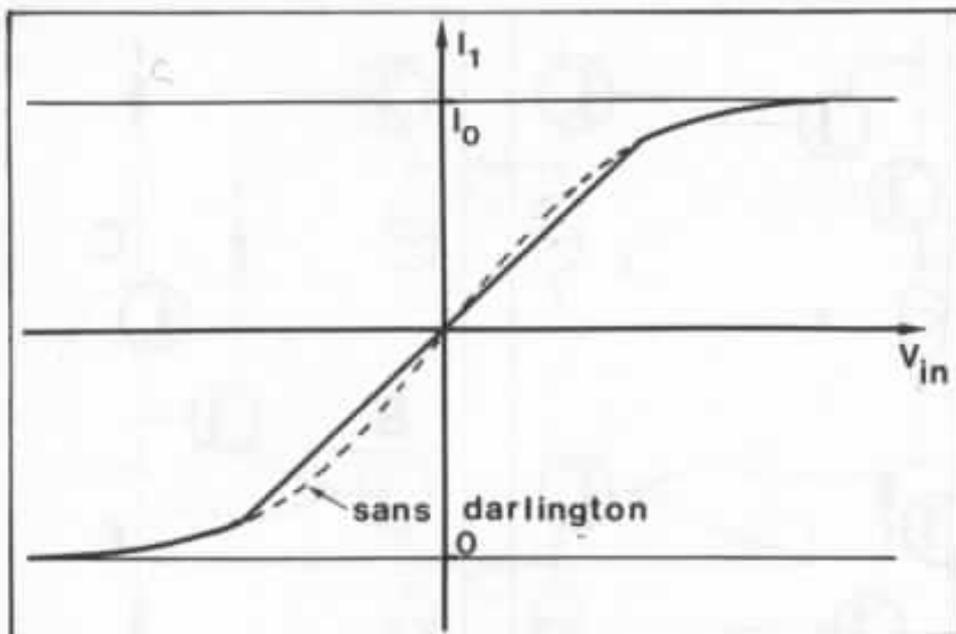


Fig. 37 : Courbe du montage différentiel à Darlington.

aux bornes de R_e est donc bien la tension différentielle d'entrée. C'est une idée prodigieuse mais son application ne va pas sans poser bien des problèmes :

- l'influence de l'appariement non-rigoureux des transistors
- les problèmes de stabilité ; en effet les transistors T_3 et T_4 sont rebouclés l'un sur l'autre, leurs charges dans le collecteur sont des sorties de transistors montés en collecteur commun, elles sont donc de nature réactive (cf. «Output inductance of an emitter follower» de J. Choma dans IEEE Electronic Circuits and Systems de juil. 1979) et les boucles n'aiment pas du tout les gains en boucle ouverte qui augmentent avec la fréquence
- l'influence des paramètres secondaires sur l'identité entre les V_{BE} de T_1 et T_3 , et entre les V_{BE} de T_2 et T_4
- l'erreur due aux courants de base.

Des solutions ont été proposées pour réduire l'erreur due aux courants de base par S. Pookaiyaudom et W. Surakamponorn dans «An Integrable Precision Voltage-to-Current Converter with Bilateral Capability» (IEEE Journal of Solid-State Circuits SC-13 n°3 de juin 1978), par S. Pookaiyaudom et T.

Kuhanont dans «High-performance Differential Quaternets» (Proceedings of the IEEE du 12 déc. 1977) et dans «Precise Wide Dynamic Range Constant Currents Ratio Circuits» (Proceeding of the IEEE du 10 oct. 1977). Mais ces solutions sont compliquées et nécessitent des transistors aux caractéristiques identiques ; elles ne sont donc pas applicables dans notre contexte. Nous étudierons ces problèmes dans le cadre de notre étude objective.

Une dernière idée : celle que propose R. Van de Plassche dans «A Wide Band Monolithic Instrumentation Amplifier» (IEEE

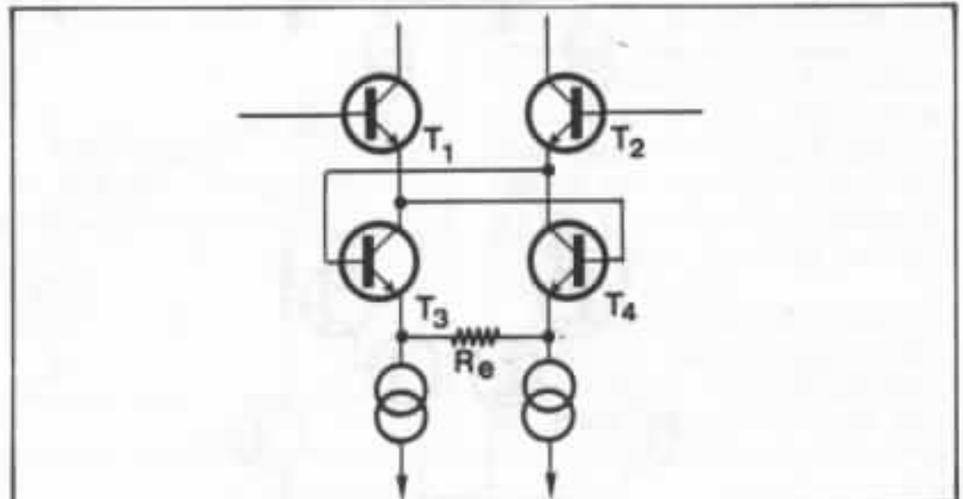


Fig. 39 : Schéma de Caprio.

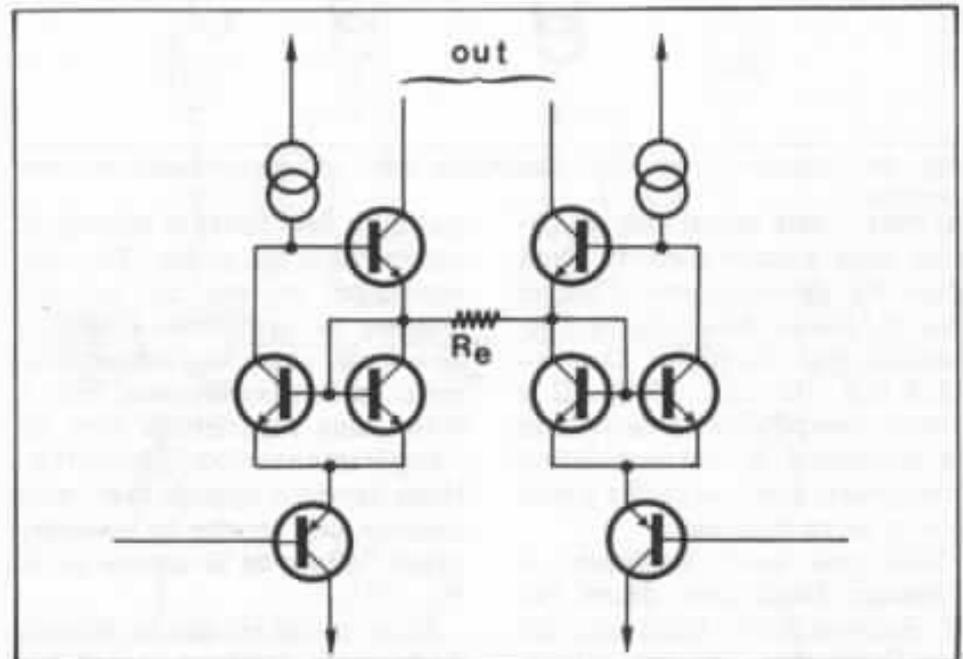


Fig. 40 : Schéma de Van de Plassche.

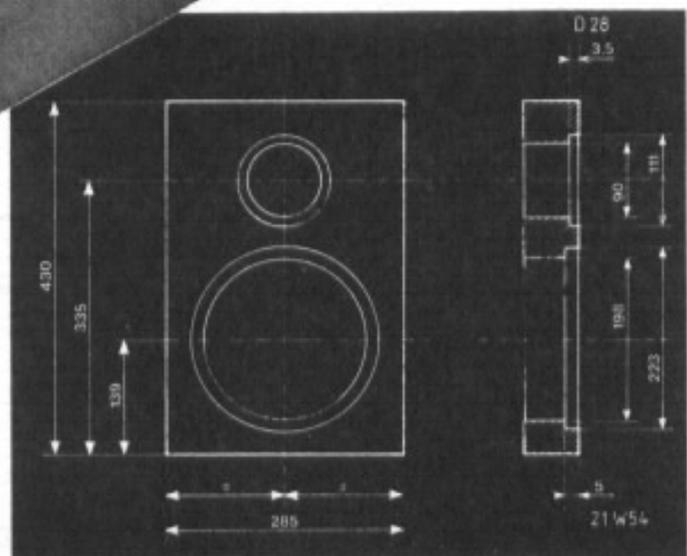
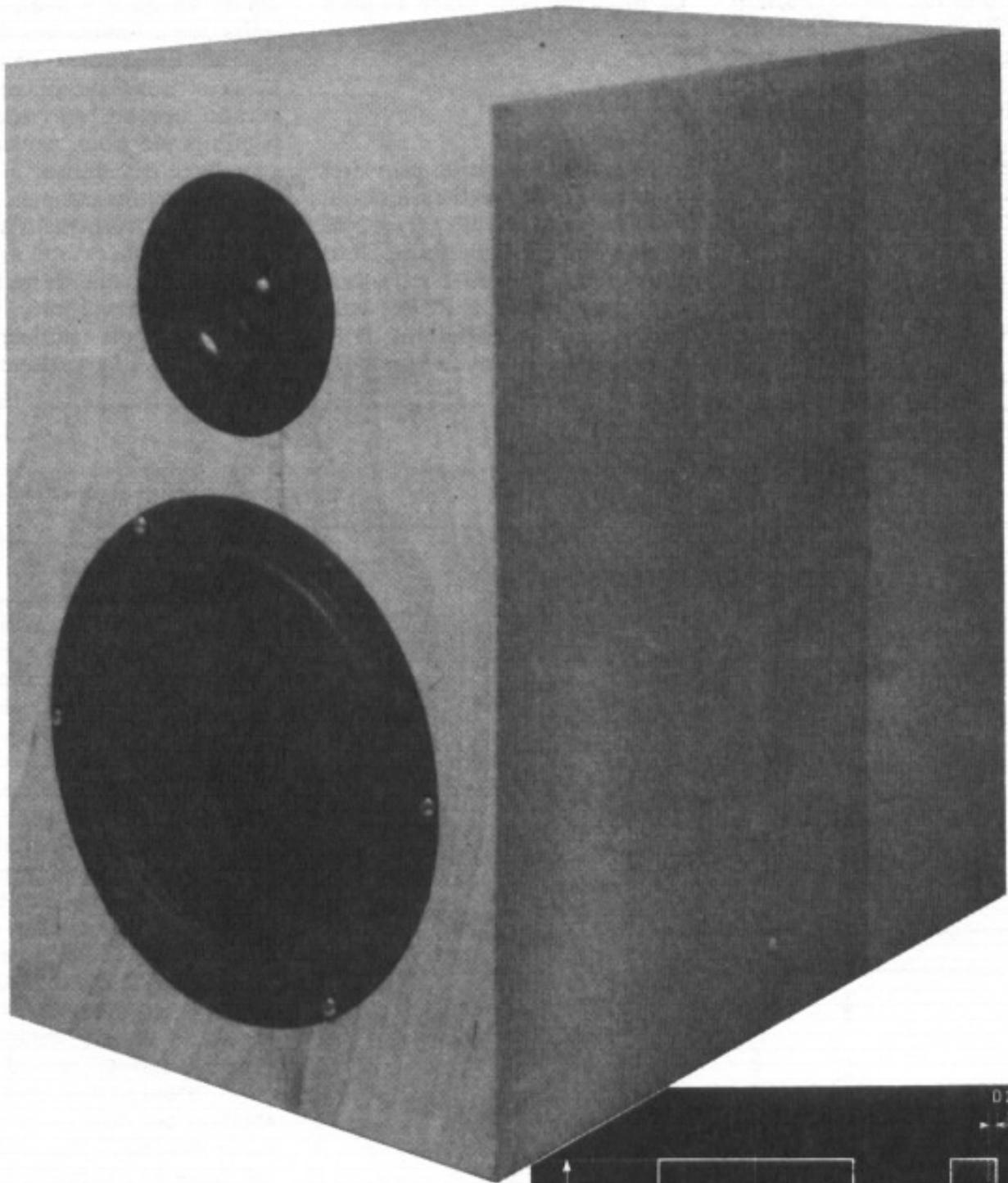
Journal of Solid-State Circuits SC-10 n°6 de déc. 1975). Partant du principe que les erreurs du montage classique proviennent des variations des tensions V_{BE} , et que ces variations sont dues aux variations des courants qui parcourent les transistors, il a conçu un montage, où grâce à des miroirs de courant il impose des courants fixes dans les jonctions qui transposent les tensions d'entrée aux bornes de R_e (voir fig. n° 40) ; c'est une bonne idée, même si elle est assez compliquée

et on peut peut-être en dégager un montage pour notre amplificateur.

Conclusion

La conclusion qu'on peut tirer de cette approche théorique du problème du premier étage, ne saurait être que provisoire. Nous avons tenté de cerner les points importants, et vu les limites de la contre-réaction globale et de la contre-réaction locale pour le

différentiel classique. Nous avons vu qu'il y avait d'autres voies que la contre-réaction pour obtenir linéarité et bande passante et nous avons recensé un certain nombre de circuits susceptibles de nous permettre de repousser ces limites alors que nous ne savons pas encore si ces limites sont réellement gênantes ou non dans le cas qui nous intéresse ici. Je demande maintenant aux expérimentations d'abord objectives puis subjectives de trancher. A suivre, donc !...



Une grande sœur pour la petite Audiophile

Gérard Chrétien

La description, dans notre numéro 31, de l'enceinte acoustique «Petite Audiophile» équipée du haut-parleur Fostex FE 103 Sigma a soulevé un très grand enthousiasme. Il est vrai que les remarquables résultats obtenus avec ce petit système suscitent des interrogations quant aux choix et priorités effectués lors du développement de l'enceinte acoustique. Toutefois, la Petite Audiophile a des limites. Celles-ci ne sont pas réellement gênantes. Cependant, on se prend à rêver d'une enceinte ayant les mêmes performances de définition et de spatialisation avec un registre grave mieux assis et une tenue en puissance digne d'un gros système. C'est dans cet esprit que nous avons travaillé depuis plus d'un an pour essayer de répondre à l'interrogation de nombreux lecteurs et pour voir si ce rêve pouvait se concrétiser.

Les étapes préliminaires

Le FE 103 Sigma et la Petite Audiophile ont réellement ouvert de nouveaux horizons. L'approche d'une petite enceinte dans la philosophie large bande en prenant soin de parvenir à une parfaite balance tonale subjective (la fameuse loi des 400 000 qui, rappelons-le pour nos jeunes lecteurs, définissait le produit de la fréquence la plus basse restituée par la fréquence la plus

haute reproduite pour caractériser un système dont l'équilibre tonal était optimum) offre de sérieux avantages. La suppression de tout filtre place le haut-parleur en couplage direct avec l'amplificateur. C'est un point important. La phase n'est pas perturbée, aussi la spatialisation est-elle optimale d'autant que, le diamètre du haut-parleur 103 Sigma étant de 10 cm, on se rapproche de la source ponctuelle.

Dans cet esprit, nous avons fait divers essais avec des haut-

parleurs large bande de plus grand diamètre pour tenter de gagner en tenue en puissance et en réponse dans le grave. Tous ces essais se sont traduits par un échec. L'amélioration de ces deux critères par rapport à la Petite Audiophile était là mais les grandes qualités de définition du médium n'étaient plus au rendez-vous. Comment expliquer cela ? Les raisons sont de divers ordres. D'une part, l'utilisation de haut-parleurs de 17 ou 21 cm permet de gagner dans le

grave, toutefois, pour monter correctement dans l'aigu, il est indispensable d'avoir recours à un bicône. Ce n'est pas sans poser de problèmes. Par ailleurs, une réponse en fréquence plus étendue dans le grave doit être suivie par une «extension simultanée» dans le registre aigu pour satisfaire la fameuse loi des 400 000 dont nous parlions précédemment. Cela est un peu schématique, toutefois l'expérience a montré qu'au plan subjectif, les corrélations existaient bel et bien.

A ce stade, faire une super-Petite Audiophile semblait être une sérieuse gageure. Nous y avons renoncé en changeant notre orientation : réaliser un système deux voies extrêmement simple sur le plan du filtrage, ayant un rendement du même ordre que le FE 103 Sigma, c'est-à-dire un peu plus de 90 dB, dont les qualités de définition soient comparables à celles de la Petite Audiophile. Là aussi divers essais avec divers haut-parleurs ont été effectués. Dynaudio, nouvellement sur le marché français, proposait des transducteurs de haute qualité et jouissant d'une excellente image de marque dans les autres pays européens a suscité notre intérêt. Pour être très franc, les premières écoutes n'ont pas déchaîné notre enthousiasme. Il s'agissait d'un système trois voies, dont les performances ne tenaient pas la comparaison avec la Petite Audiophile en matière de spatialisation, de légèreté et de définition dans le médium. Cela nous a conforté dans notre décision d'aboutir à des solutions les plus simples possible. Un système deux voies filtré à 6 dB devait réunir les caractéristiques propres à satisfaire nos exigences. Deux premiers essais furent faits avec le 17 cm 17 W 75 et le 21 cm 21 W 54 couplés au fameux D 28. Suite aux écoutes préalables, nous n'avions pas un résultat très favorable.

Cependant, dès les premières notes sur chacun de ces deux petits systèmes, nous avons réalisé qu'il ne fallait jamais porter de jugement trop hâtif sur les qualités individuelles des haut-parleurs sur un système multi-voies. La définition et l'ouverture étaient au rendez-vous. Très vite, le 17 cm a été exclu du challenge car paradoxalement, bien que son diamètre soit plus faible comparativement au 21 W 54, il ne monte pas et sa courbe de réponse chute très rapidement à 3 kHz. L'écoute recoupait tout à fait ces éléments par un médium flou et en retrait. Le 21 cm monte beaucoup mieux et surtout sa courbe de réponse en cloche très douce jusqu'à 10 000 Hz le destine idéalement à une coupure du premier ordre.

L'association 21 W 54 et D 28, dès les premières écoutes, a révélé d'indéniables qualités. Plus d'une année après le début de nos essais, nous nous trouvions enfin en présence d'une enceinte dont la définition était convaincante. Pour les premières expérimentations, l'enceinte a été réalisée très simplement en aggloméré et en latté. Les résultats préliminaires étant à la hauteur, il semblait opportun de doter ces haut-parleurs d'une charge conçue dans un esprit audiophile. Nous avons choisi la solution de l'enceinte en contre-plaqué sablé. Les écoutes de ces six derniers mois sur les pavillons en bois sablé couplés à la compression TAD 2001 nous ont complètement convaincus du bien-fondé de cette technique de fabrication. Quinze jours plus tard, nous étions en possession de deux nouvelles enceintes, répliques exactes sur le plan des dimensions, mais cette fois en bois sablé. Les résultats de la comparaison ont réellement soulevé notre étonnement. Nous nous attendions à une amélioration substantielle dans le grave et le bas médium, mais la surprise fut au niveau du médium. La

différence procurée par la qualité de la charge est telle que l'on croit réellement écouter des transducteurs différents. Sur un disque de piano de chez Saras-tro, la qualité des timbres dans le médium et la définition obtenues dans les enceintes en bois sablé sont telles qu'en réécoutant le modèle de base chargé classiquement, le piano semble «désaccordé». Il est difficile de mettre sur le papier les différences ressenties. C'est au niveau de la ponctualité et de la clarté que la différence se fait. Le rayonnement acoustique parasite d'une enceinte classique entache d'une manière très pernicieuse le message ; malheureusement, on attribue souvent ces défauts aux transducteurs et non à la nature de la charge.

Cette petite enceinte d'une trentaine de litres en bois sablé nous a convaincus : ses qualités sont à la hauteur de nos espérances compte tenu du volume et du coût impartis à la réalisation. Nous vous en donnons ci-dessous une description détaillée. La réalisation est simple ; toutefois, il ne faut pas être trop pressé : la fabrication d'une enceinte en bois sablé demande un minimum de patience et de minutie. D'un autre côté, ces contraintes réservent l'utilisation de cette technique aux amateurs, il n'est pas possible de l'industrialiser, ce qui est somme toute bien sympathique, pour une fois que les amateurs ne sont pas pénalisés...

La description

Les H.P. retenus

Tous deux sont des réalisations de la firme danoise Dynaudio, le grave-médium est le modèle 21 W 54, comme nous l'avons mentionné précédemment et le tweeter porte la référence D 28 (photos 1 et 2).

Le 21 W 54 est un 21 cm ayant pour principales caractéristiques :

Fr : 30 Hz, Q_{TS} : 0,303, V_{AS} : 59,6 dm³.

Sa courbe de réponse en amplitude s'étend jusqu'à 5 kHz et chute en douceur jusqu'à plus de 10 kHz. La dispersion à 30 et à 60° se fait «en douceur», aucun accident n'apparaît, la courbe s'infléchit tout doucement à partir de 1 kHz. La réponse en phase est très linéaire jusqu'à 10 kHz. La figure 1 donne la réponse en amplitude en fonction de la fréquence chargée dans l'enceinte. La mesure ayant été effectuée dans un local de petites dimensions n'est pas tellement significative au-dessous de 200 Hz. Cependant, on notera que la forme générale de l'enveloppe de la courbe en cloche est très légèrement montante. C'est un point positif.

La courbe de réponse du tweeter D-28 est donnée en figure 2. Celle-ci ne suscite aucun commentaire. La réponse très douce et régulière se prête parfaitement à un filtrage à 6 dB/octave. La résonance de ce haut-parleur se situe à 700 Hz, sa réponse en phase ne suscite aucune critique, la linéarité est remarquable : de 2 000 à 40 000 Hz.

Les rendements successifs communiqués par le construc-

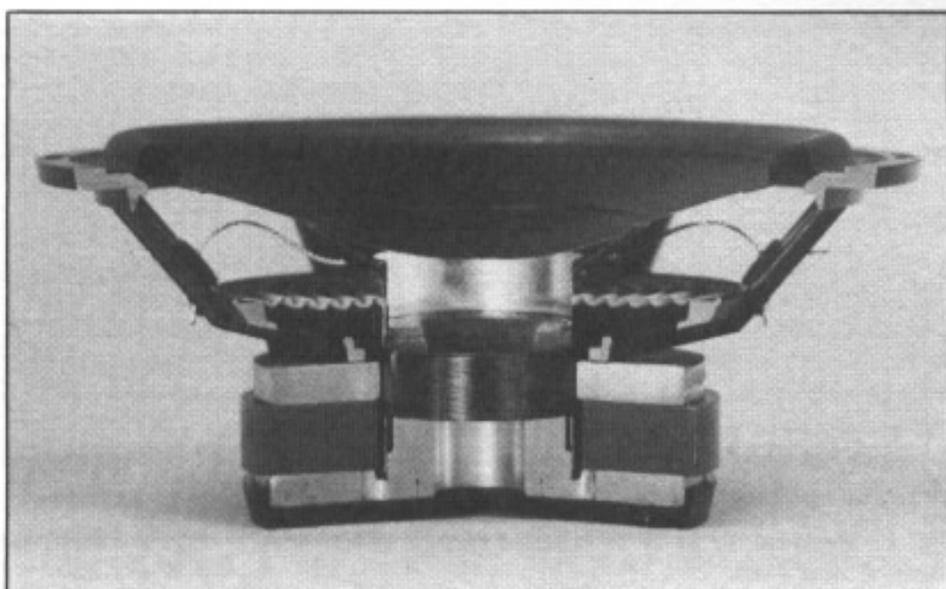


Photo 1 : Vue en coupe du 21 W 54. On notera la décompression au centre du noyau. La bobine de 54 cm de diamètre est réalisée en fil d'aluminium hexagonal.

teur sont de 92 dB/W/m pour le 21 W 54 et de 93 dB pour le D-28.

Le filtrage

Il est bien évidemment limité à un seul condensateur en série sur le tweeter puisqu'il s'agit d'un filtrage de premier ordre. La valeur retenue est de 2,2 microfarads (technologie polycarbonate ou polypropylène) (fig. 4). Cela situe la fréquence de coupure à -3 dB à 10 kHz compte

tenu de l'impédance de 7 ohms pour le tweeter dans cette zone de fréquence. Une telle fréquence de coupure peut paraître très élevée. Il ne faut cependant pas perdre de vue que la coupure à 6 dB/octave n'atténue la réponse à 5 kHz que de 5 dB compte tenu de la forme de la courbe de réponse du tweeter. La figure 3 donne l'allure de la réponse du tweeter filtré.

La figure 5 illustre la réponse de l'enceinte dans l'axe. On notera la bonne linéarité d'ensemble. Le raccord fait apparaître un très léger creux à 5 kHz dans l'axe. A ce sujet, il faut préciser qu'une coupure effectuée avec une capa de valeur plus élevée entraînerait une bosse dans la zone 1 kHz-4 000 Hz sachant que la réponse globale correspond à la sommation de la réponse du 21 cm non filtré et du D-28 filtré. En outre, les caractéristiques de directivité du 21 W-54 font apparaître une légère atténuation à partir de 2 kHz ; aussi, une fois raccordé au tweeter, on notera sur la figure 5 une excellente homogénéité de la réponse à 30°. Le petit creux constaté dans l'axe à 5 kHz n'apparaît plus. La figure 7, donnée à titre indicatif, corres-

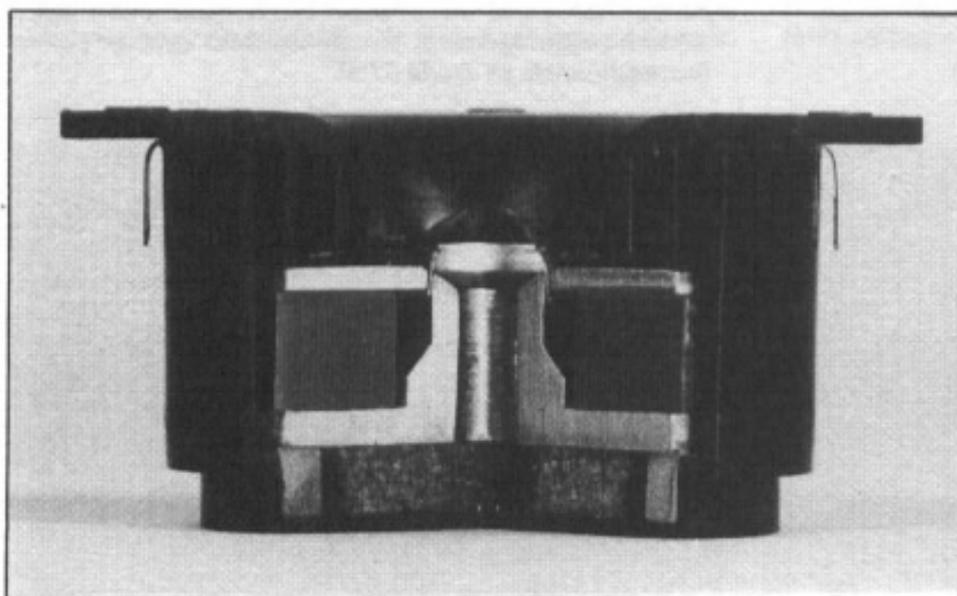


Photo 2 : Vue en coupe du D-28. Là aussi, décompression au centre du noyau et amortissement dans la cavité arrière. La bobine, d'un diamètre de 28 cm, est réalisée en fil d'aluminium hexagonal.

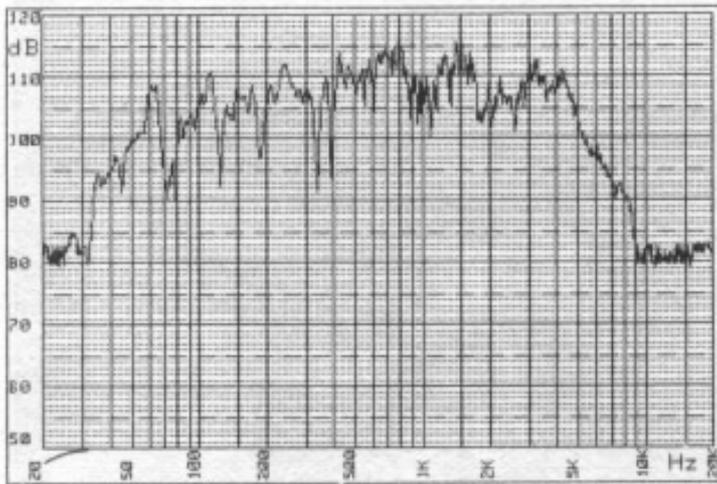


Fig. 1 : Réponse du 21 W 54 dans sa charge. (Mesure en sinus, 4 W à 2 m).

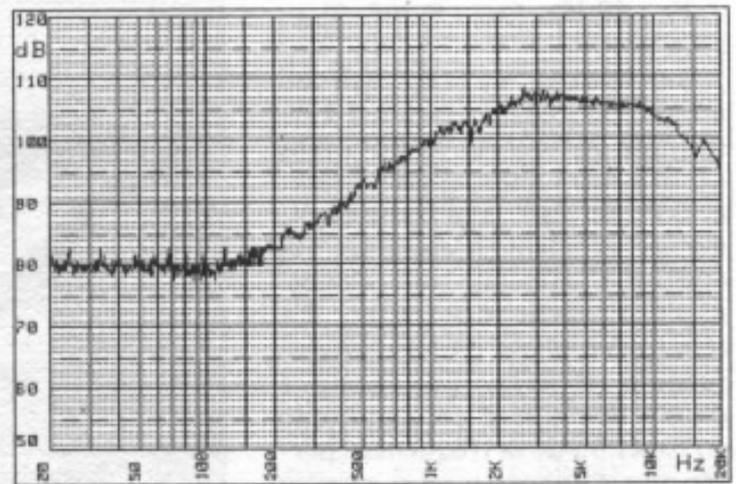


Fig. 2 : Réponse du D-28 non filtré. (Mesure en sinus, 4 W à 2 m).

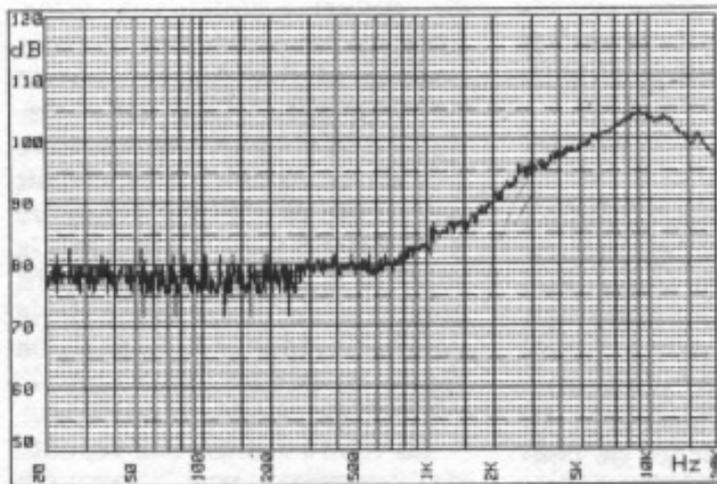


Fig. 3 : Réponse du D-28 filtré par une capacité de 2,2 µF. (Mesure en sinus, 4 W à 2 m).

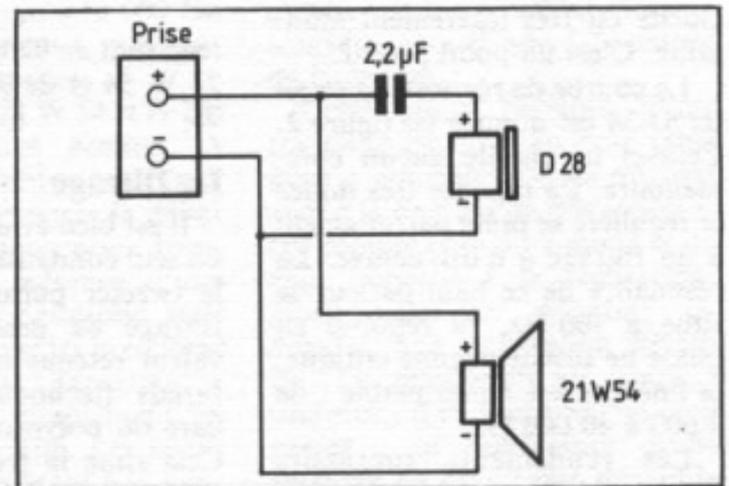


Fig. 4 : Le filtrage est réduit au strict minimum. Le haut-parleur de grave est chargé directement par l'ampli comme en filtrage actif. Le câblage sera effectué par les inconditionnels en Isoda 3160.

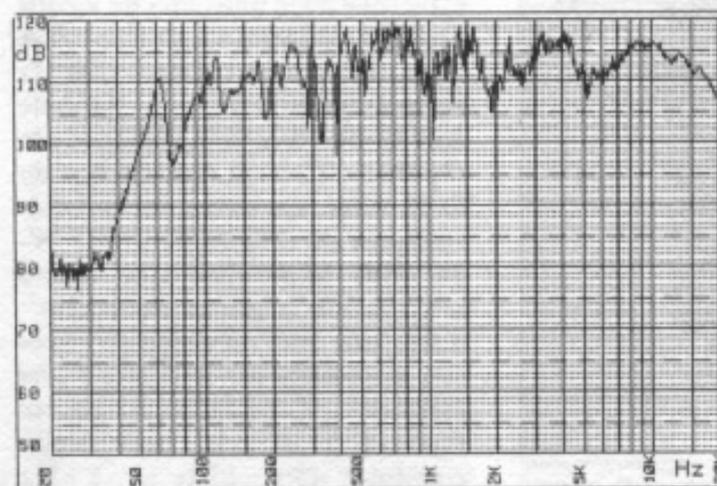


Fig. 5 : Réponse de l'enceinte (mesure en sinus, 4 W à 2 m ; milieu semi-réverbérant) dans l'axe.

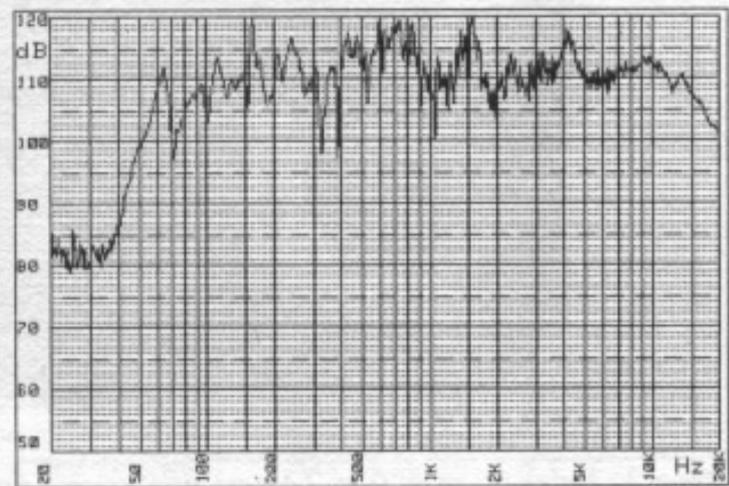


Fig. 6 : Réponse de l'enceinte dans les mêmes conditions que la figure 5 à 30°.

pond à la réponse en amplitude de l'enceinte mesurée en local semi-réverbérant à 6 m de distance. Cette courbe donne une bonne indication de la réponse en énergie dans le haut du spectre dont la forme reste très proche des mesures effectuées à proximité.

La charge

Le volume interne de l'enceinte est de 31 litres. Nous communiquons en figure 8 l'optimisation donnée pour le 21 W-54 en montage bass reflex avec un alignement de 5,7. Sur la même courbe, est indiquée également l'amplitude du déplacement

du cône en fonction de la fréquence, cela pour 10 W, les graduations en ordonnée étant en millimètres. On notera l'excellent comportement préfigurant une remarquable tenue en puissance.

En fait, dans notre cas, il ne s'agit pas à proprement parler d'un montage bass reflex car nous avons retenu la solution du Variovent proposée par Dynaudio. Ce Variovent se comporte comme un évent rempli d'un matériau absorbant destiné à amortir la surtension à la résonance et ainsi à optimiser la réponse transitoire dans le grave. Nous n'avons pu, pour les

besoins de cet article, disposer d'éléments techniques très détaillés concernant ce développement spécifique à Dynaudio. Bien évidemment, il aurait été possible de réaliser une charge bass reflex et une charge close, toutes deux optimisées avec le 21 W-54, de sorte à effectuer des études comparatives par rapport à la solution Variovent et ainsi à mieux expliciter son fonctionnement. Toutefois, tel n'était pas le propos de notre démarche : les résultats subjectifs obtenus valident à notre sens le choix de cette solution pour cette application.

Nous sommes toutefois curieux et nous avons effectué

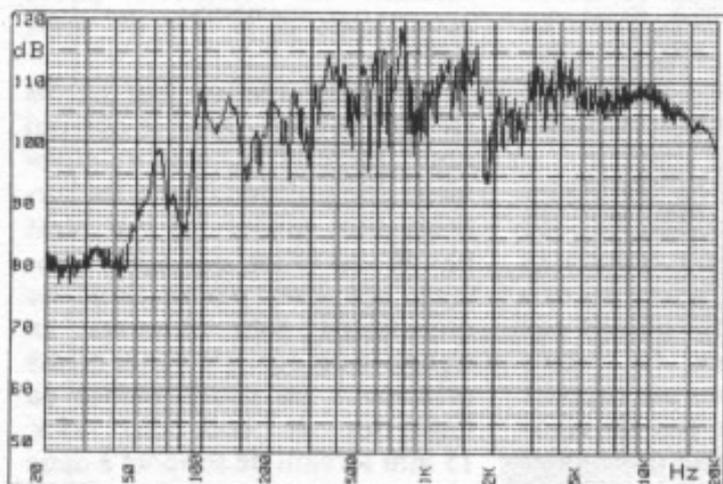


Fig. 7 : Réponse de l'enceinte en milieu semi-réverbérant à 6 m de distance. A noter l'excellent résultat dans le haut du spectre attestant d'une très bonne réponse en énergie.

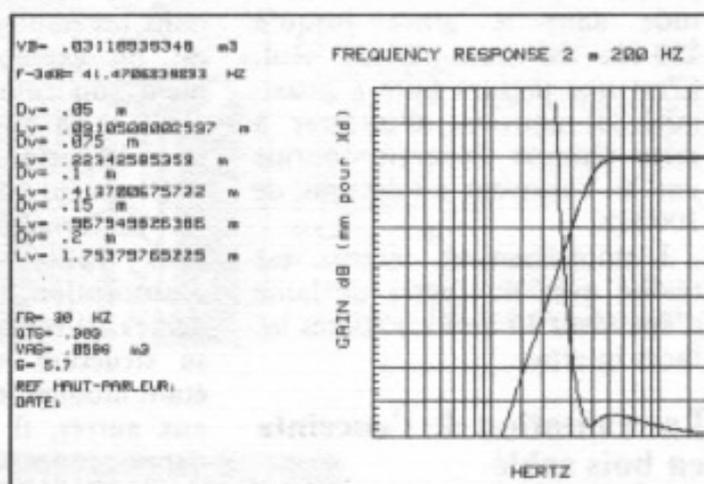


Fig. 8 : Le 21 W 54 en charge bass reflex, alignement 5,7 et déplacement du cône pour 10 W. Les petites graduations correspondent à 1 mm de déplacement.

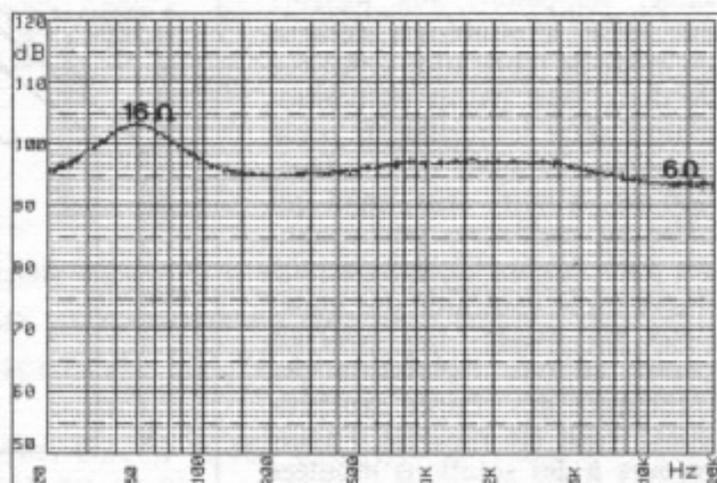
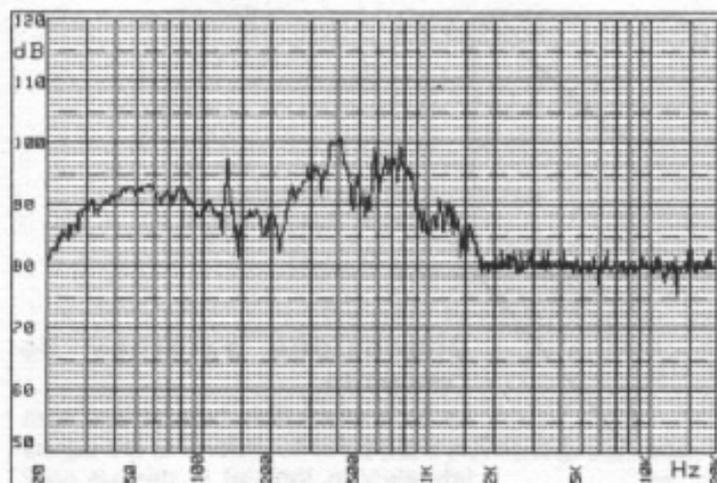


Fig. 9 : Réponse du Variovent (placé dans l'alignement du HP de grave) et courbe d'impédance.

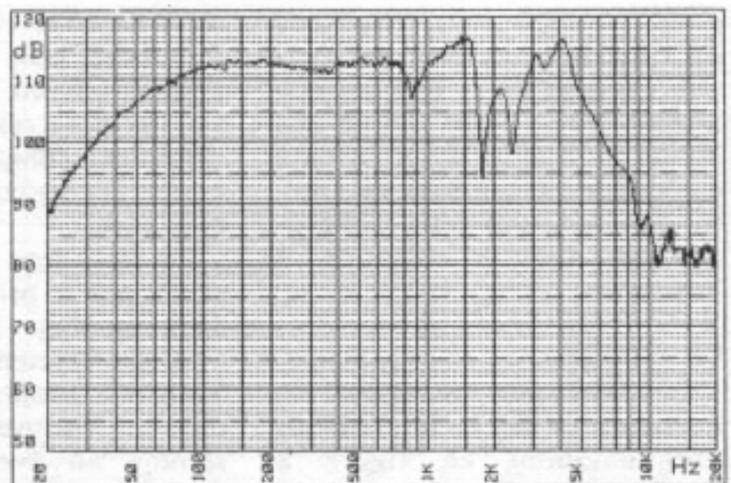
des mesures de réponse en amplitude en fonction de la fréquence à proximité du Variovent (fig. 9). A notre grande surprise, le Variovent n'intervient pas uniquement dans le grave, comme c'est le cas généralement d'un événement, mais joue également un rôle de décompression important de 200 à 2 000 Hz. A préciser que dans notre application le Variovent se trouve placé dans l'alignement du haut-parleur de grave. Il conviendra de veiller à la nature de la paroi située à l'arrière des enceintes pour ne pas dégrader la restitution par réflexion de l'onde arrière dans cette zone de fréquence. La figure 10 donne une idée plus précise de la réponse en amplitude dans le grave jusqu'à 200 Hz du haut-parleur seul. C'est une mesure faite à proximité. Il convient d'intégrer à cette réponse l'énergie fournie par le Variovent au-dessous de 100 Hz.

L'amortissement interne est réalisé avec du feutre de laine d'épaisseur 10 mm sur toutes les faces internes.

La réalisation de l'enceinte en bois sablé

La figure 11 vous donne toutes les dimensions de réalisation du fond, des côtés, du dessous et du dessus en bois sablé. Chacune de ces cinq faces est réalisée en bois sablé. Rappelons aux lecteurs que cette terminologie désigne un mode de fabrication constitué de deux fines parois en contre-plaqué entre lesquelles est coulé du sable. Ce mode de construction est, à notre sens, celui qui offre les meilleures performances pour des applications acoustiques où la neutralité des matériaux est exigée. On pourrait penser qu'avec l'évolution des techniques des résines synthétiques, il eût été possible d'avoir recours à des solutions moulées et donc éventuellement industrialisables. Bien sûr, il existe des

Fig. 10 : Réponse dans le grave mesuré en proximité à 2 cm du 21 W 54 (cf. texte).

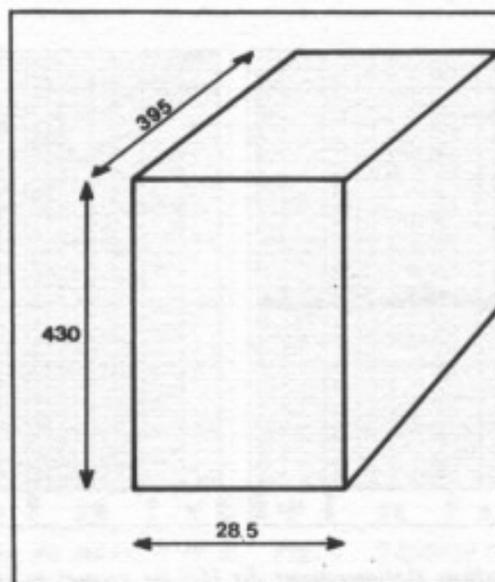


matériaux fort intéressants sur le plan de la qualité d'absorption et de l'absence de coloration propre. Le Trinertal utilisé pour réaliser le caisson Mantra décrit dans les numéros précédents en est un exemple, malheureusement son coût est terriblement élevé et sa mise en application hors de portée de l'amateur.

Comment peut-on expliquer les performances inégalées du bois sablé ? Les qualités d'absorption du sable sont évidentes. Il est certain que de par sa structure même, les grains étant mobiles les uns par rapport aux autres, il n'a pas de résonance propre comme tout matériau solide en présente. Les parois utilisées doivent être fines de sorte à éviter toute propagation en leur sein et à bénéficier de

l'amortissement du sable. Un montage en bois sablé avec des parois épaisses et très dures ne présente aucun intérêt, ces parois seraient de véritables ponts acoustiques et le rôle du sable inefficace.

Comment réaliser ces parois en bois sablé ? Dans le cas qui nous intéresse ici, c'est relativement aisé puisque toutes les surfaces sont planes, ce qui n'est pas le cas d'un pavillon. Chacune des cinq parois dont les dimensions sont données en figure 10 est réalisée sur le même principe : un cadre réalisé en baguettes de bois dur 15 x 15 mm servant de support à deux plaques de contre-plaqué venant le recouvrir de part et d'autre. Le contre-plaqué utilisé sur la face interne de l'enceinte est du



Dimensions externes de l'enceinte.

La face avant et la face arrière sont aux dimensions externes, les parois latérales, le fond et le dessus sont pris en sandwich.

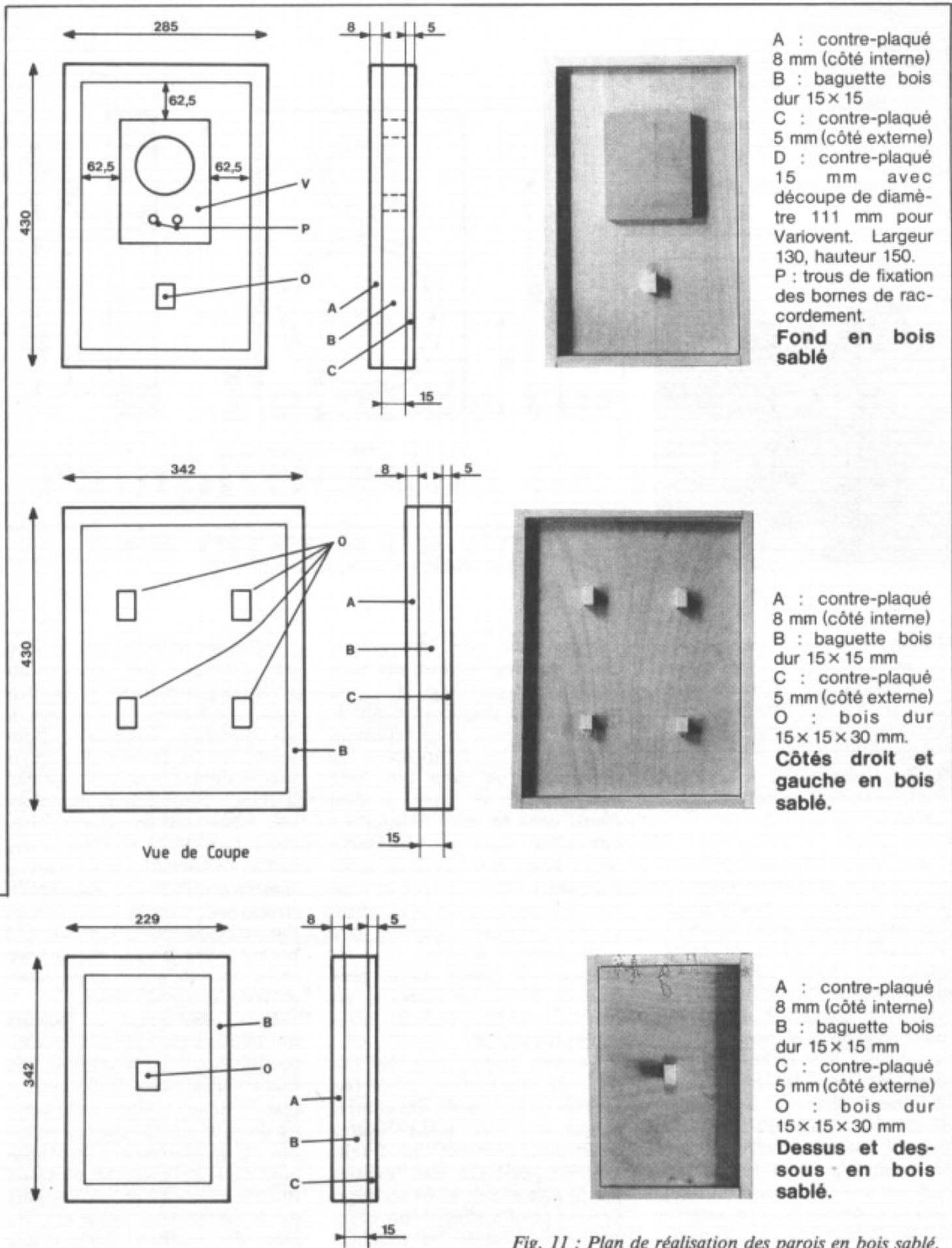


Fig. 11 : Plan de réalisation des parois en bois sablé.

Contre-plaqué multiplis de hêtre (genre Nantex) ou de bouleau. On peut également utiliser un aggloméré très dense genre Mediapan ou Isorel Médium (matériau utilisé pour la Petite Audiophile). Epaisseur 25 mm.

Face avant en bois plein.

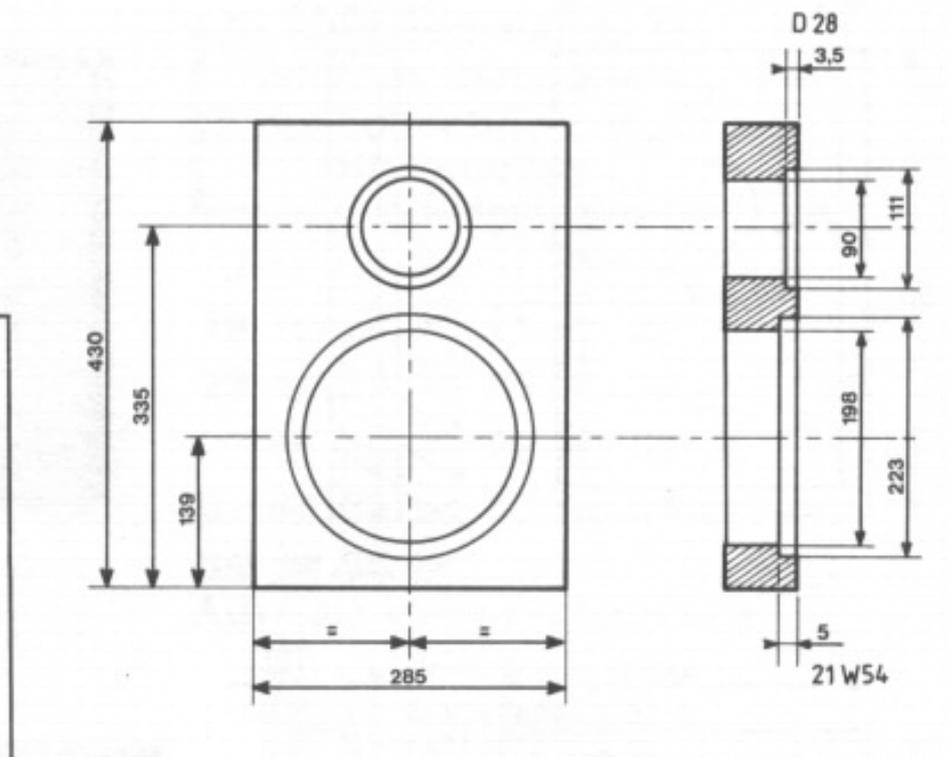


Fig. 12 : Plan de réalisation de la face avant.

8 mm, celui de la face externe 5 mm. Au centre de ces cadres sont prévus des renforts comme indiqué sur les schémas, pour apporter une bonne rigidité à l'ensemble et éviter que les feuilles de contre-plaqué ne se déforment sous la lourde contrainte du sable.

La face arrière nécessite une préparation plus importante car il faut prévoir l'emplacement du Variovent et des prises de sortie. Pour cela, un support de contre-plaqué de 15 mm d'épaisseur et de dimensions 130×150 mm est utilisé. Il est percé à 110 mm pour recevoir le Variovent. Pour le sablage, deux techniques sont possibles, soit sabler indépendamment chacune des parois avant assemblage général (pour cela, il convient d'effectuer des ouvertures pour le remplissage qui seront refermées ensuite), soit procéder à l'assemblage et sabler l'ensemble en effectuant des ouvertures judicieusement

choisies qui, une fois rebouchées, ne dégraderont pas trop l'esthétique générale. Le seul intérêt de la deuxième méthode est de pouvoir éventuellement procéder à un complément de remplissage du sable qui, bien évidemment, se tasse. L'idéal étant, dans ce but, de posséder une table vibrante... Le sable choisi devra être très fin et séché préalablement au four pour faciliter le remplissage. Les ouvertures de remplissage devront être suffisamment grandes : il est utopique de croire qu'un petit trou de 5 mm de diamètre est suffisant, il faut prévoir beaucoup plus grand...

La face avant, pour des raisons de commodité, n'est pas réalisée en bois sablé. Du contre-plaqué multiplis, genre Nantex de 25 mm, convient tout à fait. Les haut-parleurs sont montés par la face avant, aussi un dégagement est-il à prévoir sur celle-ci pour encastrier les saladiers (fig. 12).

Tous les assemblages se font par collage. Des serre-joints seront les bienvenus et faciliteront grandement votre travail. Il est possible toutefois, pour maintenir les feuilles de contre-plaqué durant la prise de la colle, d'avoir recours à de petites pointes. Nous vous conseillons vivement lors de la réalisation des cadres de travailler le plus précisément possible, cela vous facilitera grandement la tâche lors de l'assemblage final. Un conseil : prenez votre temps, laissez bien sécher la colle avant de procéder au remplissage du sable.

Bien évidemment, les lecteurs qui seraient effrayés par la complexité de cette réalisation, très relative il faut bien le dire, ont la possibilité de réaliser l'ébénisterie dans un contre-plaqué multiplis ou un matériau genre Méla mine ou Isorel médium. Ce serait toutefois dommage car l'apport du montage bois sablé est, au plan du résultat final, d'une importance très significative.

Point de vue sur l'amplification de puissance

1. Les circuits à charge cathodique

Guy Marec

On va très certainement m'accuser de faire de la paléoélectronique... Ce n'est pourtant pas le goût de l'ancien qui m'a poussé à réutiliser des montages à tubes mais bien le constat d'une certaine qualité. J'ai étudié et réalisé des amplificateurs à transistors silicium dès 1961 et je suis pourtant de ceux qui pensent que si les tubes électroniques étaient inventés maintenant, c'est-à-dire après l'ère des semiconducteurs, ce serait une véritable révolution dans la reproduction sonore de haute qualité. Je n'ai pas l'intention de ranimer la querelle entre partisans du tube et partisans du transistor ; le point a été fait sur ce problème et les idées sont, je crois, claires sur ce sujet. En étudiant «un dernier» amplificateur à tubes, j'ai voulu me faire une référence d'écoute et surtout appliquer quelques unes des nouvelles idées émises par les audiophiles japonais et européens depuis quelques années. Que le lecteur me pardonne le côté un peu pédagogique et historique de la première partie de cette étude : c'était nécessaire à la compréhension de ce qui va suivre.

Les amplificateurs à tubes à charge de cathode ou sortie cathodique n'ont pas, à ma connaissance, fait l'objet de réalisations commerciales importantes.

Il y a une explication à ce fait, c'est qu'il est difficile de réaliser des appareils très puissants sur ce principe. A la grande époque des tubes, obtenir 10 à 12 watts d'un tel montage était considéré comme très beau.

La première personne qui a beaucoup parlé de ce circuit est R. Brault dans son ouvrage «Basse Fréquence, Haute Fidélité» qui est à l'heure actuelle la bible introuvable des amateurs de circuits à tubes.

On retrouve dans la Revue du Son en 1957 quelques articles du même auteur (n° 47, 48, 51, 52 et 53). J'ai très largement fait appel à ces publications dans cette étude.

1. Les trois montages fondamentaux des tubes

Se référer à la figure 1.

Comme pour les transistors bipolaires ou à effet de champ, il y a trois façons fondamentales de monter un tube. Tous les autres montages plus ou moins merveilleux en sont des combinaisons. Nous allons repréciser ceci sur le tube triode, mais les principes indiqués sont valables

Montages	Cathode commune	Anode commune	Grille commune
Schéma de principe			
Equations	$e_i = v + k u$ $u = v_e$ $v = -Ri$ $i = \frac{k v_e}{e + R}$	$e_i = v + k u$ $u = v_e - Ri$ $v = -Ri$ $i = \frac{k v_e}{e + R(1+k)}$	$e_i = v + k u$ $u = -v_e$ $v = -Ri - v_e$ $i = \frac{-v_e(1+k)}{e + R}$
Schéma équivalent			
Gain $\frac{v_s}{v_e}$	$-\frac{k R}{e + R}$	$\frac{k R}{e + R(1+k)}$	$\frac{R(1+k)}{e + R}$
Impédance entrée	∞	∞	$\frac{e + R}{1+k}$
Impédances sortie	e	$\frac{e}{1+k}$	e
Notations utilisées	e = résistance interne k = coefficient d'amplification ($k = e/s$) u = tension modulée grille-cathode v = tension modulée plaque-cathode i = courant modulé plaque v_e = tension d'entrée v_s = tension de sortie		

Fig. 1 : Schémas de principe et caractéristiques des trois montages fondamentaux des tubes triodes.

pour les tubes tétrode et pentode. Ces trois montages de base se retrouvent dans la plupart des amplificateurs. Les schémas de principe ont été limités aux éléments essentiels intervenant dans les caractéristiques dynamiques. Les circuits de polarisation et d'alimentation n'ont donc pas été représentés. Les caractéristiques des trois montages appellent les remarques suivantes :

Montage cathode commune :

C'est le montage amplificateur le plus utilisé. Il inverse la phase.

L'impédance de sortie du tube est égale à sa résistance interne. L'impédance d'entrée du tube est très élevée. Nous verrons plus loin que dans un montage normal cette impédance est limitée par la résistance de polarisation de grille.

Montage anode commune :

C'est le montage qui nous intéresse particulièrement dans cette étude. Le gain en tension est légèrement inférieur à l'unité, d'autant moins que le coefficient d'amplification est plus fort.

L'impédance de sortie est faible. L'impédance d'entrée est forte, nous précisons plus loin le cas du montage complet. Les circuits à anode commune ou charge cathodique sont généralement utilisés en étages adaptateurs d'impédance.

Montage grille commune :

Son gain est pratiquement équivalent à celui du montage cathode commune mais son impédance d'entrée est très faible et il n'inverse pas la phase. Ce montage n'est jamais utilisé

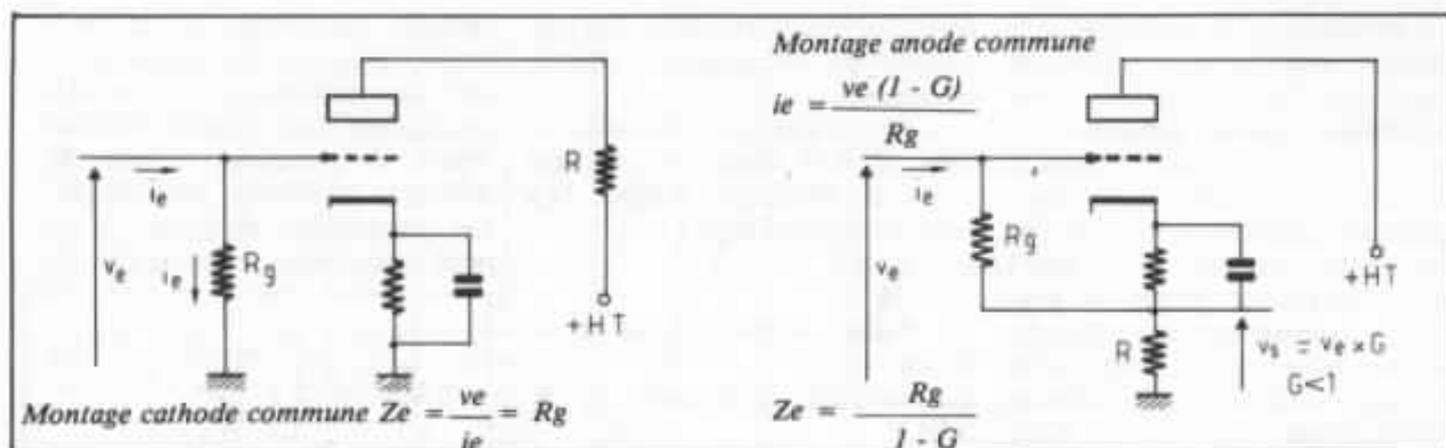


Fig. 2 : Comparaison des impédances d'entrée des montages à cathode commune et à anode commune. Les circuits de polarisation automatique ont été représentés mais n'interviennent pas dans des calculs de courants variables.

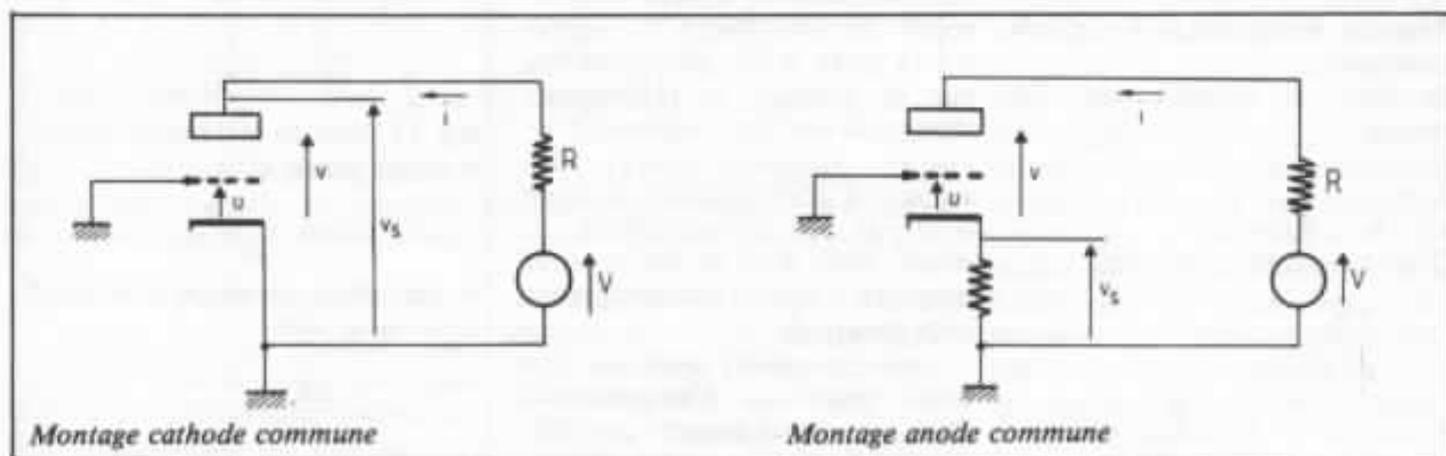


Fig. 3 : Analyse de l'effet d'une perturbation due aux circuits d'alimentation.

seul en amplification audiofréquence, mais dans deux combinaisons principales : le cascade dont il constitue la partie supérieure et certains déphaseurs différentiels.

2. Impédances d'entrée des montages :

La figure 2 représente les montages cathode commune et anode commune configurés en polarisation automatique. L'impédance d'entrée en cathode commune se réduit à la résistance de polarisation de grille R_g .

Dans le cas du montage anode commune, la résistance R_g étant ramenée à la sortie du montage, est soumise à une tension différentielle plus faible, donc parcourue par un courant plus fai-

ble, ce qui augmente l'impédance d'entrée par rapport au précédent. Si le gain du tube vaut 0,9, la résistance d'entrée vaut 10 fois R_g ; cette propriété est extrêmement intéressante.

Un autre intérêt du montage anode commune est d'avoir une capacité d'entrée beaucoup plus faible que celle du montage cathode commune. Dans ce dernier, la capacité grille-anode est ramenée sur l'entrée multipliée par le gain du tube, c'est le fameux « effet Miller ». Dans le montage anode commune, cette capacité est simplement en parallèle sur l'entrée sans effet multiplicateur. Ceci augmente la bande passante des montages dans lequel on place ce circuit pour « adapter » mieux les impédances.

3. Influence des perturbations dues aux circuits d'alimentation

L'influence des perturbations, dues aux circuits d'alimentation, sur le fonctionnement des tubes dans les trois montages fondamentaux est une question qui, à ma connaissance, n'est jamais traitée. L'importance de ce problème est capitale puisqu'il s'agit en fait de savoir comment est répercutée sur le signal utile amplifié une perturbation quelconque amenée par les circuits d'alimentation (résiduelle de redressement, variation rapide du secteur...).

Les comportements des circuits cathode commune et grille commune sont identiques. Nous n'analyserons donc que deux circuits. Se référer à la figure 3.

Les schémas de principe sont limités encore aux éléments essentiels. La perturbation est représentée par un générateur V dans le circuit de plaque donc à la place de l'alimentation statique non représentée. Le principe de superposition des états d'équilibre nous permet (en première approximation), d'additionner en sortie du tube l'effet du signal utile et l'effet du signal perturbateur. Le premier étant connu nous allons calculer uniquement le deuxième. Les grilles sont donc reliées au potentiel zéro.

Réponse du montage à cathode commune :

Sa mise en équation est très rapide :

$$g_i = v + k u$$

$$u = 0$$

$$v = V - R i = v_s$$

D'où le courant perturbant

$$i = \frac{V}{e + R}$$

$$\text{d'où } v_s = -V \frac{e}{e + R}$$

Il y a une division potentiométrique de la perturbation. L'effet sera d'autant moins fort que la résistance interne du tube sera plus faible. C'est un des avantages des tubes triode.

Réponse du montage à charge cathodique :

De la même façon :

$$g_i = v + k u$$

$$u = -R i$$

$$v = -R i + V$$

d'où le courant perturbant

$$i = \frac{V}{e + R(1 + k)}$$

$$\text{d'où } v_s = V \frac{R}{e + R(1 + k)}$$

Il est évident que le courant perturbant est considérablement réduit et que l'influence de la

perturbation est très atténuée par rapport au montage à cathode commune.

A titre d'exemple, prenons un tube 12 Au7 alimenté sous 300 volts et débitant 5 mA. Ses caractéristiques sont :

$$e = 11 \text{ k}\Omega$$

$$k = 16$$

La charge de plaque est $R = 30 \text{ k}\Omega$

En cathode commune $v_s = 0,73 \text{ V}$

En charge cathodique $v_s = 0,057 \text{ V} !!!$

La différence est très considérable et méritait d'être notée. En fonctionnement, quand le tube reçoit simultanément un signal sur la grille et des perturbations sur la plaque, le traitement simultané des deux signaux provoque obligatoirement des signaux d'intermodulation. Je ne traiterai pas ce problème en détail, mais dans ce cas aussi le montage à charge cathodique est plus favorable.

Cette propriété peut ne pas avoir beaucoup d'importance dans les «petits étages» amplificateurs de tension où les alimentations peuvent être très bien filtrées mais au niveau des étages de puissance elle est extrêmement intéressante.

4. Le problème de la distorsion :

Il est très facile de voir que le montage à charge cathodique est un montage à contre-réaction totale ou réaction négative totale de tension. Ceci veut dire que la totalité de la tension de sortie est retranchée de la tension d'entrée. La tension grille-cathode qui excite le tube est donc la différence de ces deux tensions. Ceci explique le gain en tension inférieur à un, mais a une conséquence très importante. C'est la réduction dans des proportions extrêmement importantes de la distorsion harmonique du montage par rapport au montage à

cathode commune. Il est très facile, partant du montage à cathode commune, et en lui appliquant une contre-réaction totale, de retrouver le gain du montage à charge cathodique. Les principaux éléments de ce petit calcul sont rappelés fig. 4.

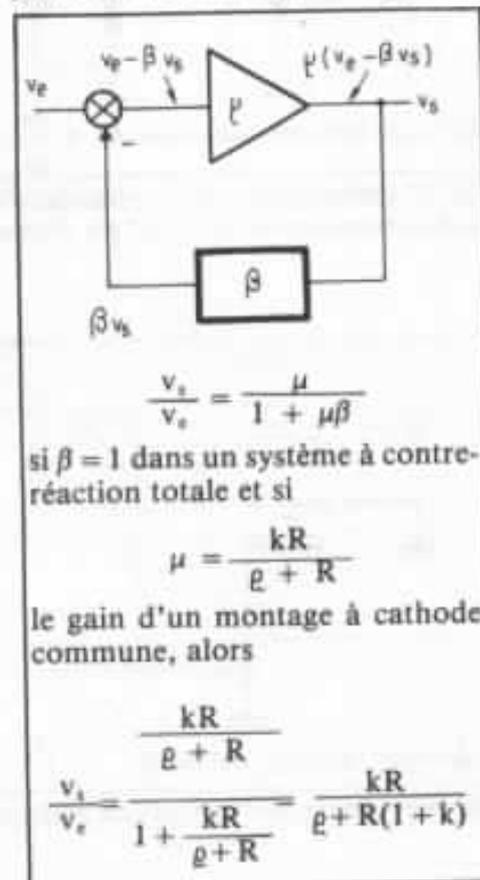


Fig. 4 : Partant du gain d'un montage à cathode commune et en lui appliquant une contre-réaction totale, il est facile de retrouver le gain du montage à charge cathodique.

R. Brault a mis en évidence, de façon très imagée, cette réduction de distorsion en traçant les caractéristiques statiques du tube en montage à charge cathodique. La figure 5 présente ce tracé dans le cas du tube 12 AT7. La régularité du réseau est stupéfiante. Pour le tracer il faut changer d'électrode de référence et compter les potentiels non pas à partir de la cathode mais à partir de la plaque, ce qui explique la valeur négative des tensions cathode-plaque portées en abscisse. Les courbes sont tracées à tension grille-plaque constante.

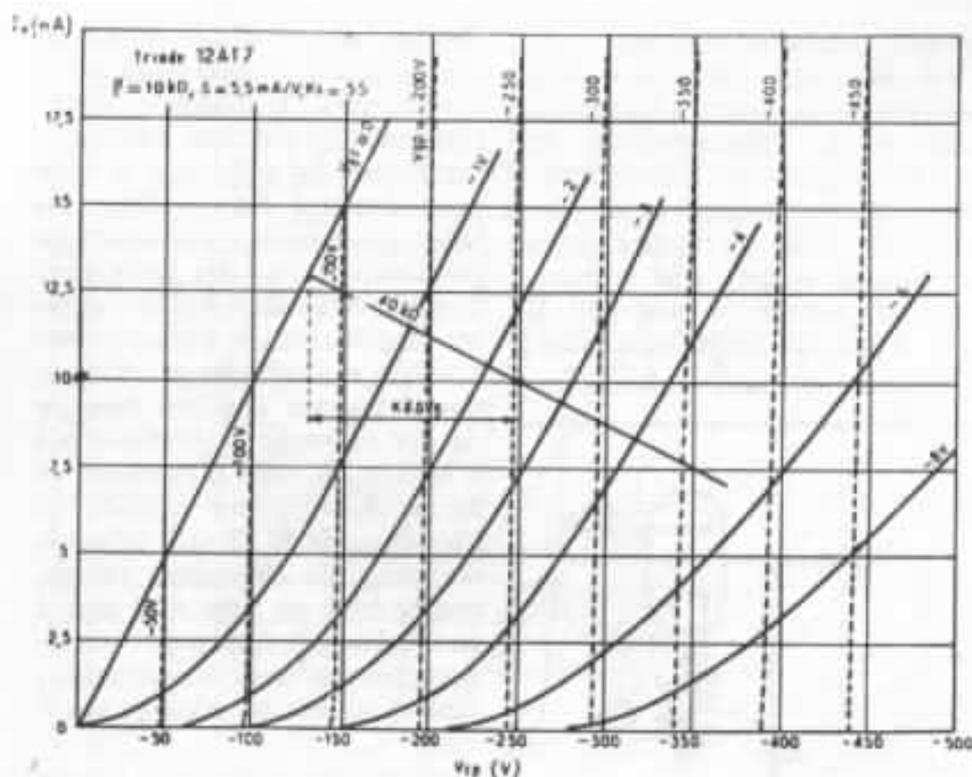


Fig. 5 : Caractéristiques statiques d'un tube 12 AT7. En trait plein en montage cathode commune, en pointillé en montage anode commune ou à charge cathodique. D'après R. Brault, «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 269.

5. Le revers de la médaille :

Devant tant de qualités, une question se pose : pourquoi tous les amplificateurs de puissance ne fonctionnent-ils pas sur ce principe ? En fait, cet ensemble de propriétés remarquables est obtenu au détriment du gain en tension. Il est légèrement inférieur à un (ceci n'empêche pas le montage d'avoir par ailleurs beaucoup de gain en puissance parce que la puissance d'excitation est très faible du fait de sa haute impédance d'entrée). Ceci a fait dire aux détracteurs de ce circuit que, lorsque l'on désire tirer beaucoup de puissance du montage, les problèmes sont reportés sur l'étage précédent.

Ce n'est pas tout à fait faux. En effet, lorsqu'un circuit à charge cathodique est utilisé en étage final, l'étage précédent doit fournir une tension équivalente à la tension d'excitation grille-cathode augmentée de la tension cathode-plaque ce qui est très important. Mais ce que ces mêmes détracteurs oublient généralement de dire, c'est qu'il est souvent plus facile de minimiser la distorsion d'un amplificateur de tension dont la charge est principalement résistive que celle

d'un étage de puissance dont la charge est très complexe.

6. L'étage à charge cathodique en driver :

Cette utilisation, plus courante, est extrêmement intéressante puisqu'elle permet d'améliorer considérablement le fonctionnement d'un amplificateur de puissance. En effet, sans apporter de distorsion supplémentaire, l'interposition d'un driver à charge cathodique améliore la transmission des fréquences basses et élevées entre amplificateur de tension et étage de puissance. La fig. 6 présente un schéma d'amplificateur mettant en œuvre ce principe. L'utilisation d'une tension de polarisation négative permet une liaison directe driver-étage de puissance ce qui améliore la restitution du registre grave. L'amélioration du registre aigu est due à l'attaque à basse impédance de l'étage de puissance qui permet de déplacer plus haut dans le spectre de fréquence les conséquences néfastes de «l'effet Miller».

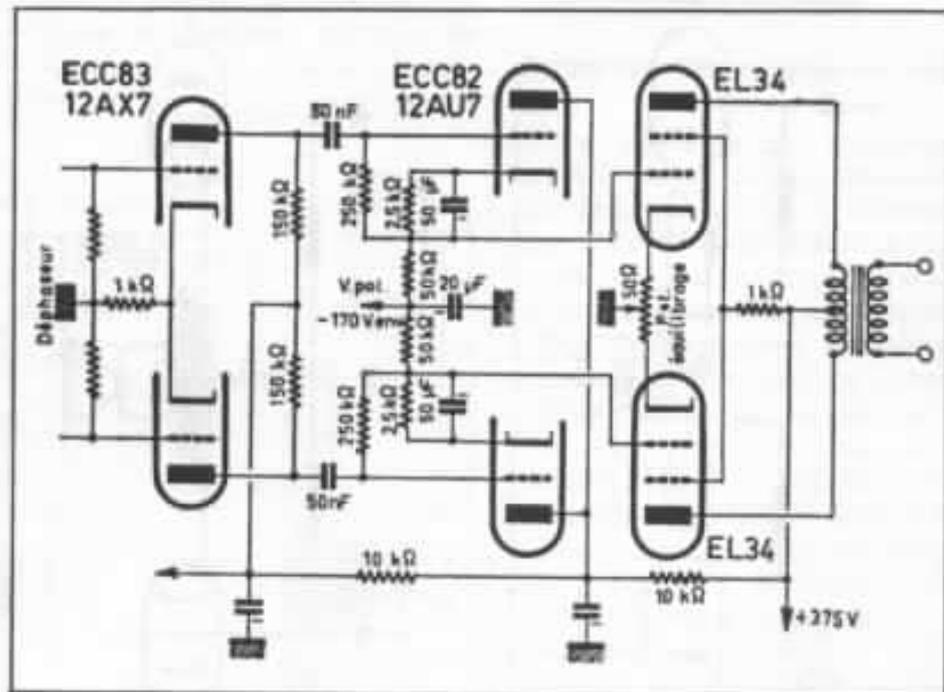


Fig. 6 : L'étage à charge cathodique en driver. L'interposition d'un étage à charge cathodique entre l'amplificateur de tension et l'étage de puissance permet d'améliorer la transmission aux deux extrémités du spectre. D'après R. Brault «utilisation du circuit à charge cathodique». La Revue du Son n° 53 de septembre 1957 page 228.

7. Réalisation des étages de puissance à charge cathodique :

L'utilisation de tubes triodes en montage simple ou push-pull ne pose pas de problème particulier. Il suffit de placer correctement la charge, le circuit de polarisation et la connexion de la résistance de grille. La figure 7 extraite de l'ouvrage de R.

Brault, précise ce qu'il faut et ne faut pas faire. En polarisation automatique, pour pleinement profiter de l'augmentation de résistance d'entrée, il faut ramener à l'autre extrémité de la résistance de grille la totalité de la tension de sortie ; que le montage soit simple ou push-pull, il n'y a qu'une seule possibilité. L'utilisation d'une polarisation

fixe au moyen d'une alimentation négative supplémentaire est envisageable. Il faut faire attention dans ce cas à la résistance maximum de grille que le tube peut admettre. En effet, certains tubes de puissance admettent en polarisation fixe des résistances de grille inférieures à celles admises en polarisation automatique. L'effet multiplicateur d'impédance n'ayant pas lieu dans ce cas, ce montage ne présente pas d'intérêt. A titre d'exemple, la figure 8, toujours extraite de l'ouvrage de R. Brault présente un étage de puissance simple, réalisé avec un tube 6L6 monté en triodes et le réseau de caractéristiques statiques du montage : sans commentaire n'est-ce pas ?

L'impédance de sortie de l'étage de puissance :

Elle est évidemment très basse. En effet, le circuit à charge cathodique divise la résistance interne du tube par $(1+k)$. A cet effet s'ajoute celui du transformateur de sortie qui divise cette résistance résiduelle par le carré du rapport de transformation. L'impédance de sortie, dans la majorité des cas, aura pour composante principale la résistance du secondaire du transformateur. Ceci devrait pleinement satisfaire ceux qui attachent beaucoup d'importance à «l'amortissement» du haut-parleur par l'amplificateur. Je considère, pour ma part, ce paramètre comme secondaire. L'abaissement d'impédance est un facteur intéressant surtout pour le fonctionnement du transformateur de sortie et en particulier son comportement dans le registre grave. Nous traiterons ce problème un peu plus loin.

Le montage des tubes tétrade et pentode :

Le problème posé par la réalisation d'étages de puissance à tubes tétrade ou pentode est plus délicat. En effet, le fonc-

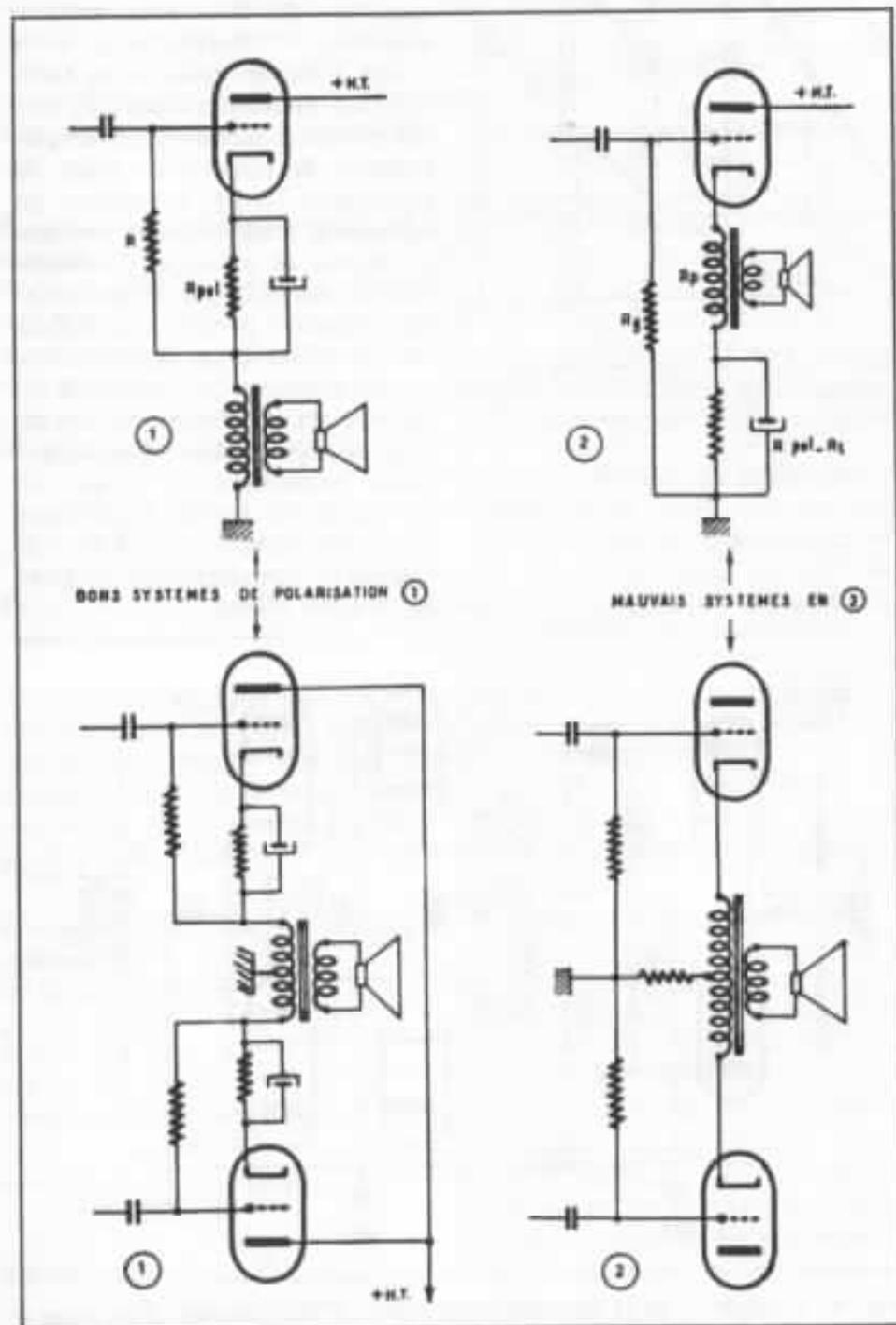


Fig. 7 : Polarisation automatique de l'étage de sortie à charge cathodique ; ce qu'il faut faire et ce qu'il ne faut pas faire. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 273.

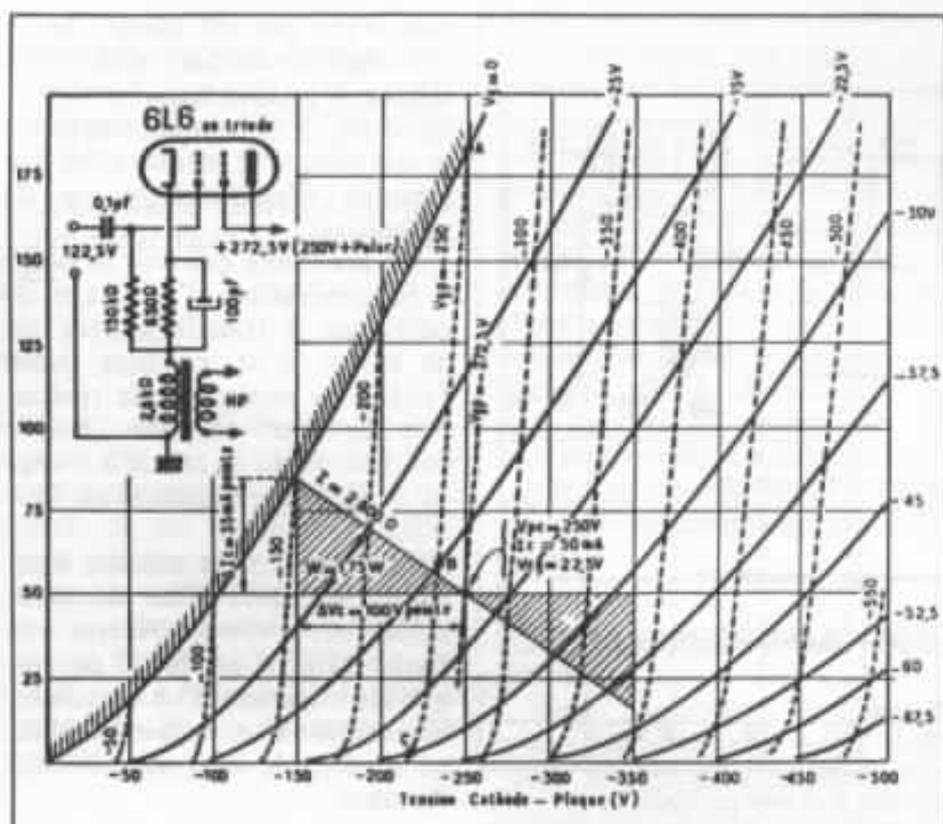


Fig. 8 : Etage de puissance simple réalisé avec une 6L6 en triode et caractéristiques statiques du tube. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 270.

tionnement de ces tubes n'est obtenu que si la tension continue cathode-grille écran est maintenue constante et si la tension alternative ou modulée entre ces deux électrodes est nulle. La dif-

ficulté dans ce cas est d'éviter que le circuit de polarisation de la grille écran ne vienne «shunter» la charge de cathode. La figure 9, toujours extraite de l'ouvrage de R. Brault, propose

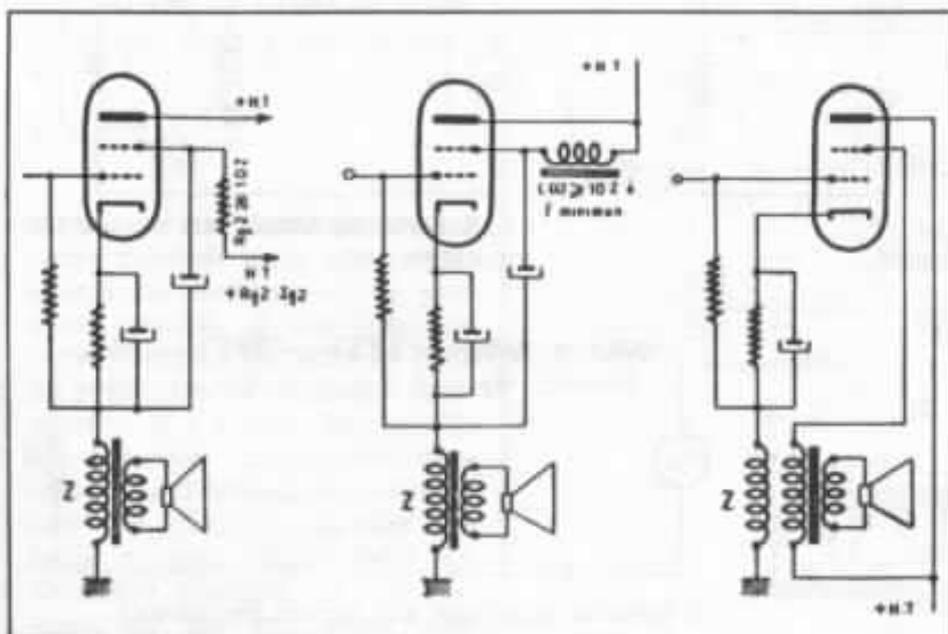


Fig. 9 : Trois façons de polariser un tube tétrade ou pentode en étage de sortie à charge cathodique. Le montage en push-pull s'en déduit directement. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 267.

trois solutions à ce problème.

L'utilisation de ces tubes dans ce montage ne semble pas avoir d'avantage décisif. Leur qualité principale est de pouvoir «être modulés plus à fond» que les triodes et donc de délivrer plus de puissance pour une polarisation donnée. Ceci est obtenu au prix d'une augmentation de la résistance interne et d'une augmentation de la distorsion, en particulier il y a apparition de l'harmonique 3, fléau des audiophiles. Cette augmentation de puissance n'est pas un avantage parce que le tube driver devra lui aussi fournir plus de tension, et nous savons que c'est là la principale difficulté du circuit. L'augmentation de distorsion ne devrait pas poser de problème parce que le taux de rétroaction augmente beaucoup aussi. De même l'augmentation de résistance ne devrait pas être trop gênante. Ce montage est donc possible si le problème du driver est résolu et lui reste donc subordonné. A titre d'exemple, la figure 10 présente un tube EL 84 monté en simple étage et ses caractéristiques statiques.

8. Le transformateur de sortie :

Pièce maîtresse des amplificateurs à tubes, on lui a attribué à tort la limite de leurs performances. C'est la possibilité de sa suppression qui a provoqué l'explosion démographique des amplificateurs à transistors et l'effondrement de la qualité de la production audio des années 60 et 70. Que n'a-t-on pas écrit comme bêtises au sujet de ce circuit robuste, fiable et dont je ne connais pas de limite théorique aux possibilités de fidélité ! Le principal reproche qui lui a été fait, était d'empêcher d'appliquer des taux de contre-réaction élevés aux amplificateurs de puissance, alors que par là, justement, il servait de garde fou à une méthode de réduction de dis-

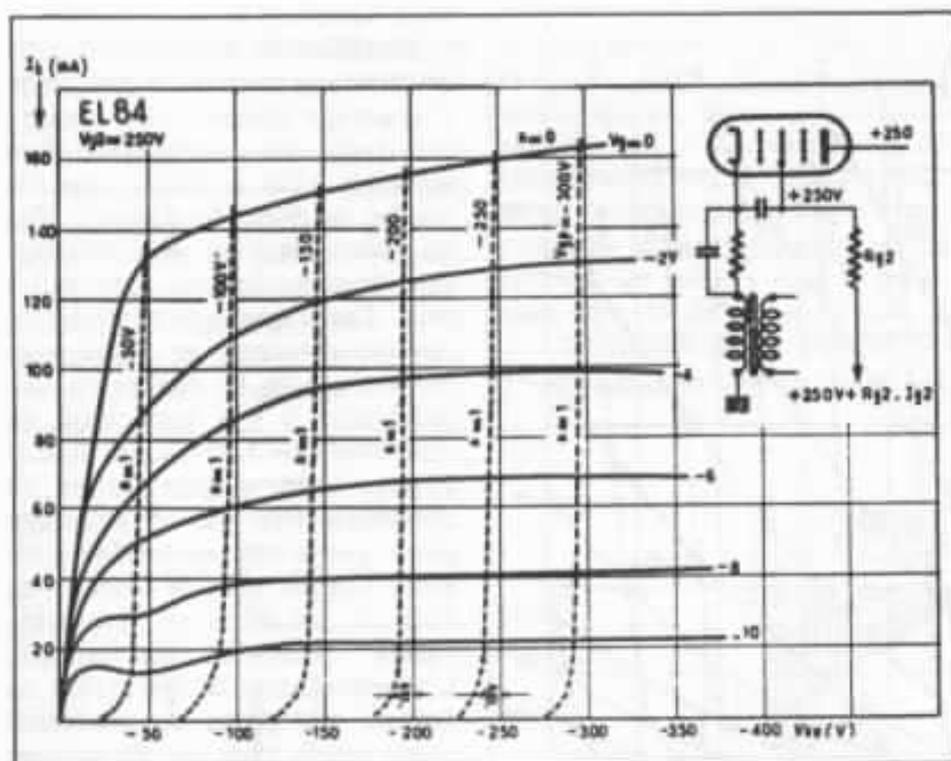


Fig. 10 : Montage d'un tube EL 84 en pentode à charge cathodique. La grille n° 3 (supresseuse) doit être reliée à la cathode. La grille n° 1 doit être polarisée comme dans les montages à triode par une résistance ramenée au sommet du primaire du transformateur. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 271.

torsion dont on sait maintenant qu'elle peut être un remède pire que le mal !!! Il en est des trans-

formateurs de sortie comme des vins ou des fromages, pour être bons il doivent être chers. Lapa-

lisse n'eut pas dit mieux. Je ne reconnai volontier que trois défauts à un bon transformateur de sortie : son volume, son poids et son prix, tout le reste n'est que manque d'information ou de technicité.

Le problème qui doit se poser à la conception d'un étage de puissance à transformateur est de savoir si le montage choisi facilite ou complique la réalisation du transformateur. Dans le cas d'un étage de sortie à charge cathodique la réalisation est facilitée.

Si on analyse le schéma équivalent simplifié d'un transformateur de sortie (se référer à la figure 11a), il est facile de voir que les exigences d'un bon fonctionnement dans le bas du spectre et dans le haut sont contradictoires.

Fonctionnement dans le bas du spectre : (fig. 11b)

La réponse du transformateur est limitée par la décroissance de l'impédance de la self L_p qui vient progressivement court-circuiter le signal d'entrée.

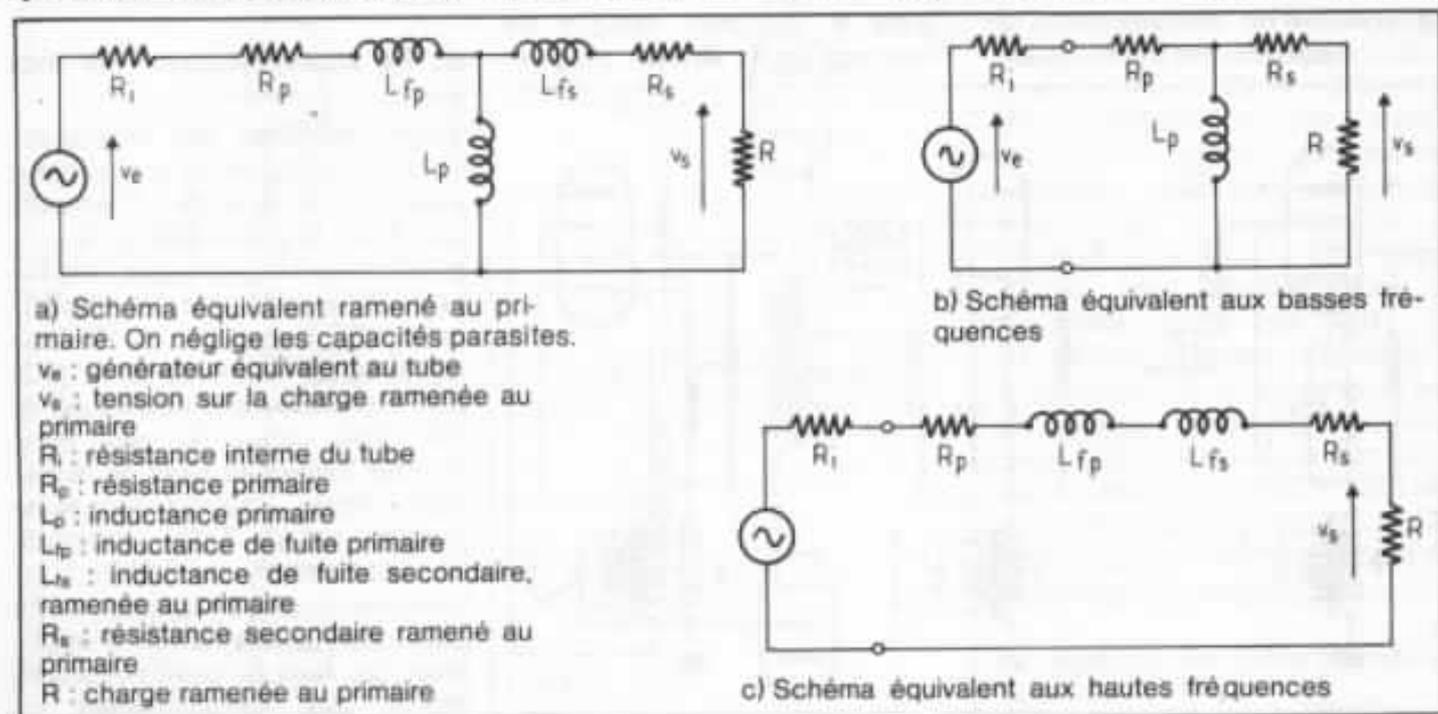


Fig. 11 : Schémas équivalents à un transformateur de sortie. On néglige en première approximation les capacités parasites et les pertes dans le circuit magnétique.

D'une façon plus rigoureuse :

$$\text{si } R_{eq} = \frac{(R_i + R_p)(R_s + R)}{R_i + R_p + R_s + R}$$

La constante de temps du transformateur dans le registre grave est :

$$T = \frac{L_p}{R_{eq}}$$

Pour que la fréquence de coupure soit très basse, cette constante de temps devra être très forte ce qui nécessite une forte self primaire pour le transformateur et une faible résistance de sortie pour le tube. Plus la résistance de sortie du tube sera faible plus, à fréquence de coupure imposée, la self L_p pourra être faible.

Fonctionnement dans le haut du spectre (fig. 11c)

Dans ce registre, la réponse est limitée par l'augmentation des impédances des selfs de fuite qui diminue le courant débité par le tube quand la fréquence augmente. D'une façon plus rigoureuse :

$$\text{si } R_{eq} = R_i + R_p + R_s + R$$

la constante de temps du transformateur dans le haut du spectre est :

$$T = \frac{L_{fp} + L_{fs}}{R_{eq}}$$

et cette constante doit être le plus faible possible pour que la fréquence de coupure soit la plus haute possible. Il faut donc, ou bien minimiser les selfs de fuite ou augmenter la résistance équivalente. Il y a donc une double contradiction. La première concerne la résistance de sortie du tube qui, dans un cas doit être faible et dans l'autre forte. La deuxième concerne la self primaire qui doit être forte : une forte self primaire suppose un transformateur avec beaucoup de spires donc, le risque d'avoir beaucoup de fuite si le bobinage

n'est pas soigné et le risque aussi d'augmenter les capacités parasites, dont nous n'avons pas parlé, mais qui limitent aussi la bande passante dans le haut du spectre. L'utilisation d'un étage de sortie à charge cathodique permet, à fréquence de coupure imposée dans le bas, d'avoir une self primaire plus faible donc moins de fuite et moins de capacités, ce qui facilite la réalisation du transformateur, ou bien, fait travailler un transformateur donné dans des conditions un peu meilleures.

9. Quelques schémas d'amplificateurs :

Pour concrétiser les idées et principes présentés, nous donnons ci-dessous quelques schémas proposés par R. Brault.

La fig. 12 présente un push-pull de tubes EL 34 montés en pentode. Il peut délivrer une puissance de 12 watts. A noter l'idée de la mise en série d'une alimentation supplémentaire

avec l'alimentation de l'étage de puissance pour alimenter l'étage driver et polariser les grilles-écrans. Le principal reproche que je fait à ce circuit est le redressement et le filtrage un peu sommaire de cette alimentation supplémentaire.

Il serait intéressant de comparer puissance maximum et performances du même amplificateur avec les tubes de sortie montés en triode.

La fig. 13 présente un amplificateur de qualité supérieure et de puissance équivalente. Il faut noter le choix de pentodes de puissance à fort courant et faible tension, ce qui facilite le travail de l'étage driver.

Noter aussi l'alimentation des écrans par des enroulements spéciaux du transformateur de sortie, cette méthode astucieuse complique la réalisation du transformateur. Dans ce cas aussi une comparaison avec une version triode serait intéressante.

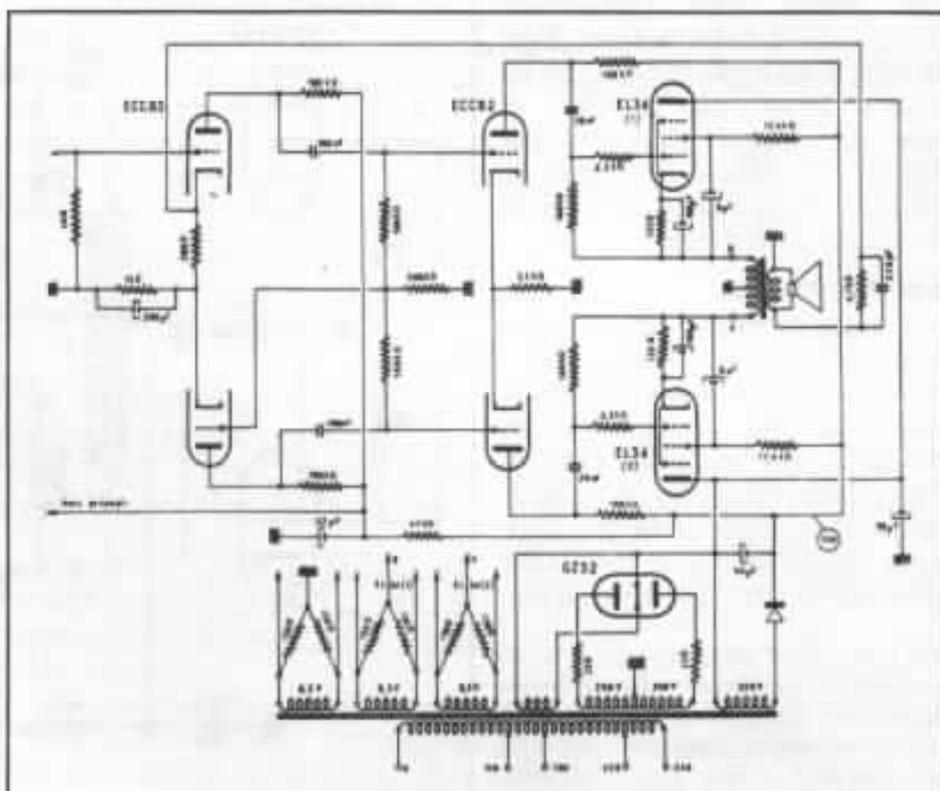


Fig. 12 : Amplificateur délivrant une puissance de 12 watts. Noter le principe, mais non la réalisation de l'alimentation du tube driver. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 577.

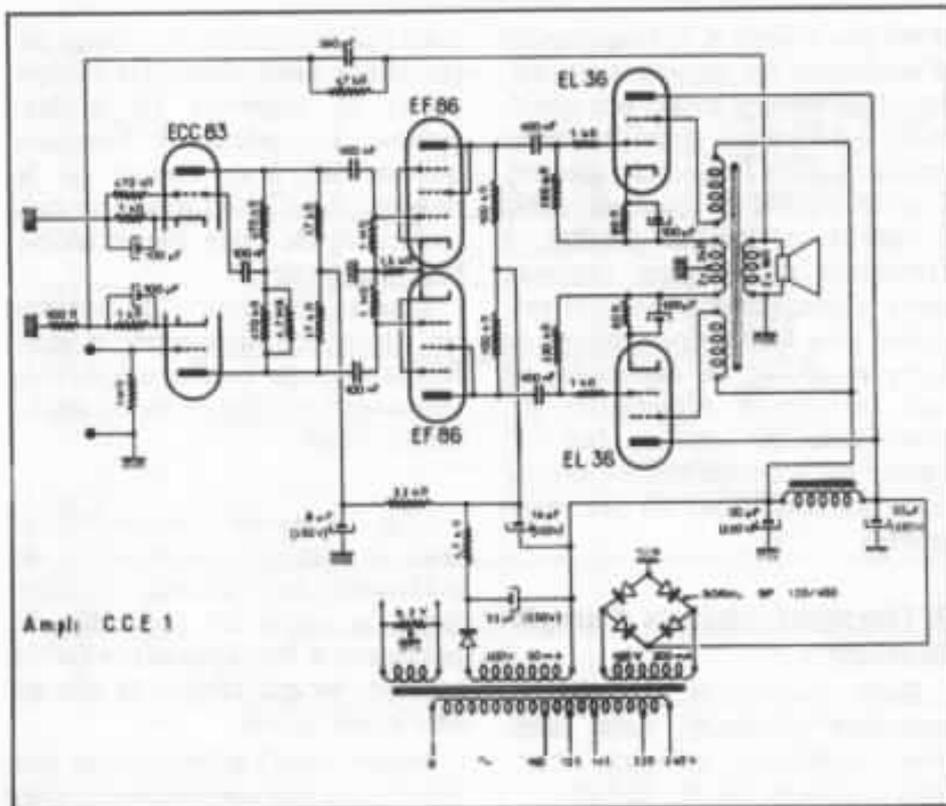


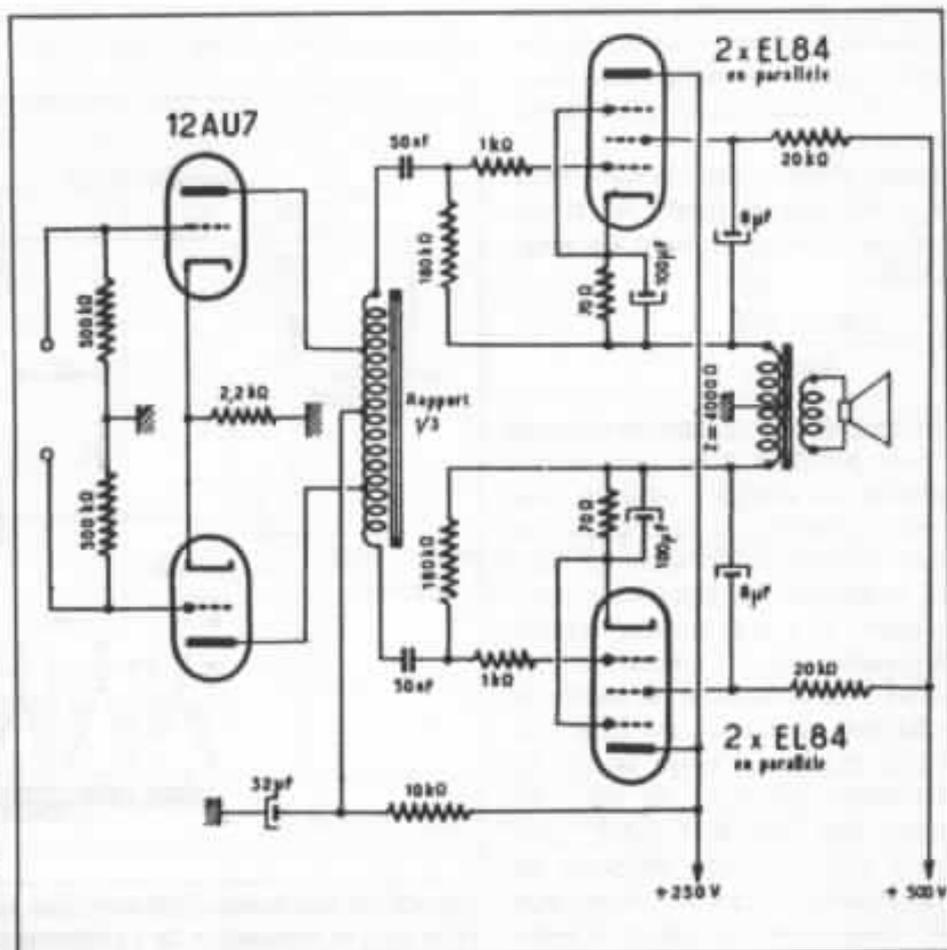
Fig. 13 : Amplificateur d'une puissance de 10 à 12 watts. Noter le choix des tubes de puissance et la technique d'alimentation du driver et des écrans. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 582.

La fig. 14 présente une idée intéressante pour réaliser un circuit driver, c'est l'utilisation d'un auto-transformateur. Bien réalisé, mais c'est difficile, un tel circuit serait très pratique et pourrait résoudre de façon très élégante le délicat problème de l'attaque d'un étage de puissance à charge cathodique.

En conclusion :

L'engouement actuel des audiophiles perfectionnistes pour les systèmes à haut rendement justifie pleinement un retour à des amplificateurs de haute qualité mais de faible puissance. Il est bien connu que quelques watts suffisent pour tirer une puissance colossale d'une

Fig. 14 : Une solution élégante au problème du driver : l'auto-transformateur de tension. La réalisation de l'auto-transformateur est très délicate mais devrait donner de bons résultats. D'après R. Brault «Basse Fréquence, Haute Fidélité» page 578.



chambre de compression chargée par un pavillon. Un amplificateur de 10 watts est déjà surpuissant pour cette utilisation. Je suis convaincu que les audiophiles, qui ne peuvent ou ne veulent pas se lancer dans la construction des fameux «300 B», devraient se pencher sur les possibilités d'un étage de sortie à charge cathodique. Faire un amplificateur de ce type de la puissance du «300 B» est facile et la différence de prix considérable.

Toutefois, à l'intention de ceux qui préfèrent des circuits plus puissants, j'indiquerai prochainement comment il est possible de réaliser un amplificateur à charge cathodique d'une puissance de 35 à 40 watts. J'utilise une paire de ces amplificateurs depuis plus de deux ans et je pense qu'il faudrait que je paye très cher ou travaille beaucoup pour avoir mieux !

Le montage des haut-parleurs

Philippe Gault

Pour tout mélomane sensibilisé par la qualité de restitution domestique de la musique, et en particulier les lecteurs de l'Audiophile, plus personne ne doute de l'influence subjective presque toujours sensible du moindre élément constitutif de la chaîne de reproduction sonore.

Isoler chaque constituant pour analyser son influence, et en comprendre les raisons, est le seul moyen permettant de progresser. Evidemment, la présence de quelques milliers de composants (dans les cas les plus simples) rend toute approche laborieuse. Pour ne pas se bercer d'illusions et vite désespérer, il est souhaitable de viser des objectifs à long terme. Les essais ne sont pas toujours synonymes d'améliorations. En changeant un composant, il est préférable d'oublier ses a priori théoriques et ne croire que ses oreilles, au moyen d'une analyse subjective la plus proche possible de celle présentée par Jean Hiraga dans cette revue.

Si, a posteriori, les résultats cadrent avec les données physiques, la situation se clarifie et la logique y trouve son compte, ce qui est toujours mieux que de baigner dans l'empirisme le plus opaque.

Précisons également avant de commencer que les mesures effectuées au cours des expérimentations qui vont suivre ne nous ont servi que de moyen d'analyse, et en aucun cas, n'ont orienté nos appréciations, choix et décisions. Elles étaient, de toute façon, insuffisantes pour

être significatives et nous essayerons de suivre (de loin) le panache blanc de M. Tanaka sur le plan des améliorations subjectives.

Aujourd'hui donc, ouvrons le chapitre enceintes acoustiques, le paragraphe haut-parleurs, l'alinéa «fixation».

Le problème semble ponctuel, mais n'est pas sans importance ni sans intérêt. D'une part, toutes les vibrations «réactives» devenant parasites, ayant pour origine le fonctionnement même du haut-parleur, transitent par

ses fixations.

D'autre part, les divergences qui apparaissent sur ce point entre les différents constructeurs professionnels justifiaient une mise au point, ne serait-ce qu'à titre personnel.

Le premier problème qui se pose est d'isoler l'influence du mode de montage du haut-parleur des autres éléments constitutifs de l'enceinte acoustique, et en particulier l'enceinte elle-même, qui a son influence propre, et de combien ! (cf. Audiophile n° 28).

Ces considérations nous amènent à diviser cette étude en deux séries d'essais.

La première consistera à évaluer six types de fixation d'un haut-parleur médium (PR 17 HR 37 TSM Audax, membrane traitée) placée en champ libre, donc sans enceinte du tout.

La seconde nous permettra de vérifier si les conclusions des premiers essais s'appliquent avec les enceintes.

Essais du médium en champ libre

Les six montages envisagés sont soumis à une mesure (par tiers d'octave, bruit rose) et à deux écoutes, l'une du médium seul, l'autre avec le médium intégré dans un système à trois voies 4 haut-parleurs décrit en annexe.

Pour les tests subjectifs, deux disques ont été utilisés :

— Carmina Burana Vol. 1 - Clemencic Consort H.M. 335. Excellente prise de son d'une grande variété d'instruments et voix.

— Robert Schumann Lieder op. 24, op. 25 - Fischer - Dieskan - Eschenbach DG 2530543 - Prise de son très naturelle.

Les montages ont été évalués par des comparaisons immédiates, un montage servant de référence.

1) Montage de référence

Il est présenté sur la photo n° 1.

Le médium en champ libre (non bafflé) est fixé par quatre tiges filetées contre un bloc de ciment massif recouvert de stratifié. Ce bloc est profilé de manière à éviter les réflexions de l'onde arrière. Il pèse 50 kg.

Le saladier est en compression.

Une planchette de latté de 15 mm est interposée entre le moteur et le ciment et permet de disposer le haut-parleur d'aigu (90 H Fostex) juste au-dessus.

2) Support souple,

que l'on peut assimiler à un

découplage du médium des autres structures.

Le haut-parleur est posé sur une bande de feutre, son moteur étant «assis» sur une petite selle taillée dans du liège acoustique (photo 2).

Les vibrations ne peuvent s'évacuer.

Subjectivement, par rapport au montage de référence, la restitution est plus douce mais les contours sont moins définis. Il y a une perte de niveau subjectif dans le haut médium aigu, moins de détails sonores, et une perte de dynamique des transitoires.

Le montage de référence apparaît comparativement plus net, plus propre, plus transparent. Les transitoires sont plus violents. La liaison avec l'aigu est meilleure, bien qu'une bosse subjective légère soit ressentie dans le haut médium aigu.



Fig. 1 : Montage de référence. Médium en champ libre fixé contre un bloc de ciment.

3) Support bois - Saladier non comprimé

Ce montage est conçu pour se rapprocher des fixations habituelles, rigides, entre un haut-parleur et son support habituel (face avant d'enceinte).

Le haut-parleur est toujours maintenu par quatre tiges filetées, mais le moteur n'est pas

appliqué contre le support. Un empilement de planchettes solidarisées au support du haut-parleur mais en arrière représente la masse moyenne d'un coffret de médium (photo 3).

Dans ce cas, les vibrations «réactives» transitent par le saladier, puis par les tiges filetées.

A la restitution, le médium semble manquer de niveau dans la partie basse de son spectre, la liaison avec le grave est moins bonne et manque de cohérence. Quelques résonances dans le haut médium sont perceptibles.

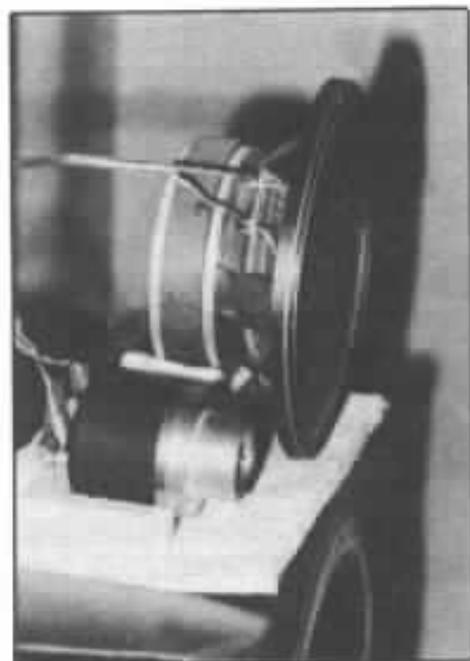


Fig. 2 : Découplage du haut-parleur, simplement posé sur un support souple.

Le montage de référence donne un médium plus plein, des timbres mieux respectés, une plus grande dynamique.

4) Support bois - Saladier comprimé

Le montage est le même que le précédent, excepté le serrage qui, cette fois-ci, comprime le saladier en appliquant le moteur contre le support en bois (photo 4).

Subjectivement, par rapport au montage précédent, les résonances dans le haut médium sont atténuées. On peut donc les attribuer en partie aux vibrations parasites du saladier et des tiges

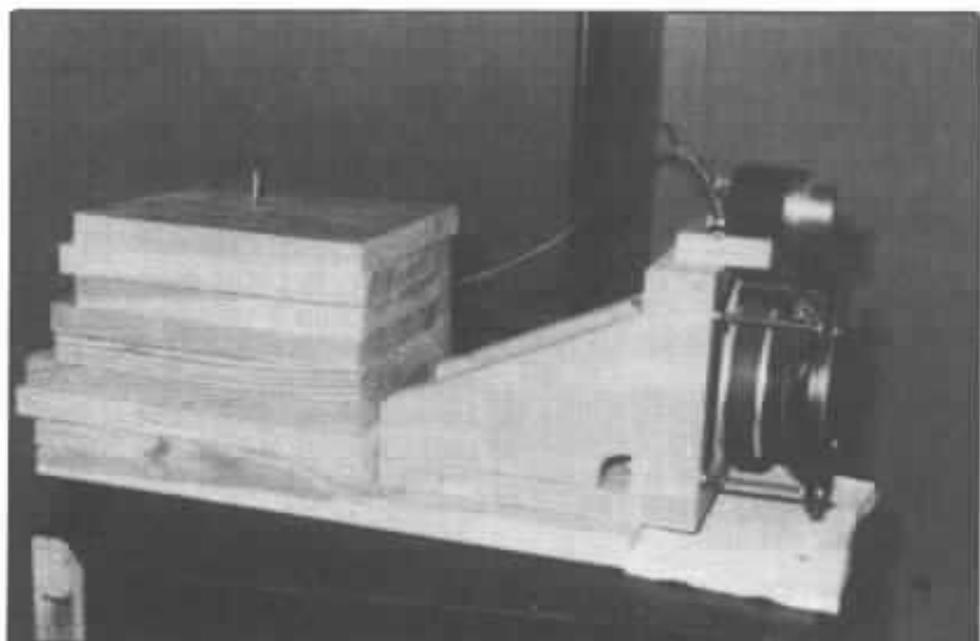


Fig. 3 : Haut-parleur fixé par son saladier. L'empilement de planchettes représente la masse moyenne d'un coffret de médium.

de fixation.

La dynamique du bas médium n'est pas meilleure et reste sensiblement plus faible que celle du montage de référence.

5) Support ciment et sable

Le médium est fixé par des tiges filetées, saladier comprimé, à un coffret profilé vers l'avant, toujours pour éviter les réflexions de l'onde arrière, et rempli pour la moitié antérieure par du ciment, pour la moitié postérieure par du sable (photo

5). Il pèse 60 kg.

Cette fois-ci, le nouveau montage en lice prend l'avantage sur le montage de référence.

La distorsion subjective est sensiblement réduite, de nouveaux détails apparaissent.

La restitution gagne en naturel, en transparence, en spacialité, en fluidité.

L'aigu, moins masqué, apparaît plus fin, plus détaillé.

La dynamique est aussi bonne que la référence dont l'augmentation de niveau subjectif dans le

haut médium aigu est clairement ressentie lors de cette comparaison, et correspond à une brillance légère mais artificielle.

Comme dans l'article du numéro 28 de l'Audiophile, on peut attribuer au bloc de ciment, les résonances et le manque d'amortissement des vibrations parasites dans le haut du spectre.

Par contre, le support comprenant un volume de sable est capable d'amortir ces vibrations. La masse de ciment juste contre le haut-parleur donne l'inertie qui permet de le pousser dans ses derniers retranchements dynamiques. Les écoutes sont très significatives sur ce point.

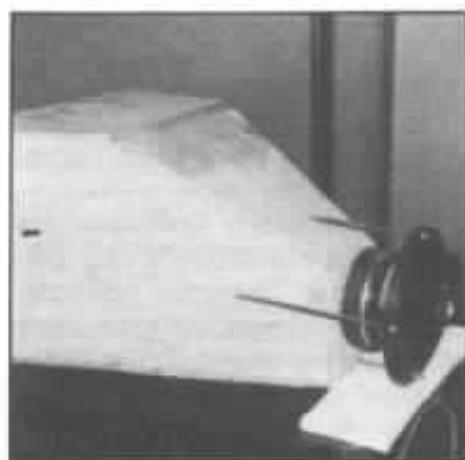


Fig. 5 : Le médium est fixé contre un coffret rempli pour la moitié antérieure par du ciment, pour la moitié postérieure par du sable.

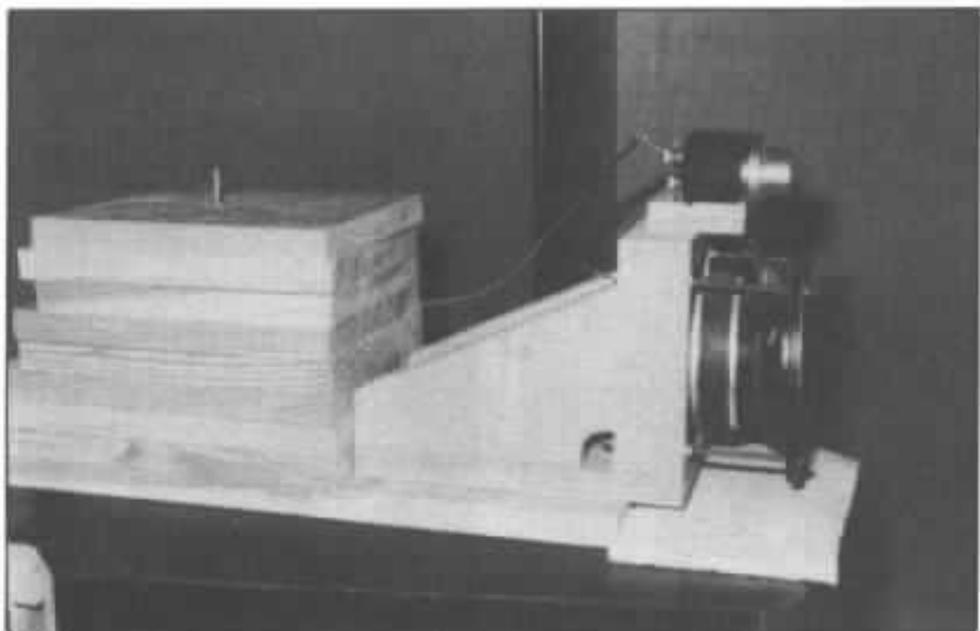


Fig. 4 : Même montage que le précédent. Mais le saladier est neutralisé par compression. Le moteur est appliqué contre le support en bois (Nantex).

6) Support ciment et sable, plus baffle plan

Sur la base du montage précédent, un baffle en fait incurvé pour atténuer les effets de bord, est adapté au haut-parleur et au bloc (photos 6 et 7).

Le baffle lui-même est une feuille de plomb de 5 mm d'épaisseur, pour éviter les transmissions de vibrations.

Il est renforcé sur les bords externes par une lame de contreplaqué Nantex de 10 mm.

Une moquette épaisse recouvre tout le baffle pour éviter les réflexions et diffractions parasites.

Le poids de l'ensemble atteint 75 kg.

Par rapport à l'essai précédent, le médium prend du corps, la restitution est très naturelle mais apparaît parfois légèrement gonflée dans le bas médium. Certains détails sont légèrement moins perceptibles que sans baffle.

Conclusions des premiers essais

1) La solidarisation du haut-parleur à une masse lui donnant une inertie bien supérieure à la sienne propre permet d'obtenir une dynamique, nettement plus grande et de plus bien répartie le long du spectre.

2) Cette masse doit être capable d'amortir les vibrations qui lui sont transmises sans les réémettre d'une façon ou d'une autre, d'où la nécessité de prévoir une ou plusieurs parois sablées.

Nous éviterons également les coffrets en matériaux à trop faibles pertes internes (pierre, béton, etc...) qui obligent leurs utilisateurs à découpler les haut-parleurs pour atténuer la transmission de vibrations que le coffret n'amortit que très lentement.

3) Le saladier du haut-parleur, même de bonne qualité comme

c'est le cas ici, doit être neutralisé pour éviter la surimposition de ses propres vibrations parasites au message sonore. Un montage permettant une mise en compression du saladier est une solution.

Essayons, dans une deuxième phase, de conjuguer ces principes avec la présence d'une enceinte.

Essais comparatifs de trois modèles d'enceintes à montages différents des haut-parleurs

L'un des modèles mettra en application les principes issus de nos premiers tests. Cette enceinte comporte une âme centrale sur laquelle viendra s'appuyer le moteur du haut-parleur grave médium. Cette âme comporte une moitié antérieure remplie de ciment et bloquant les tiges filetées de fixation, le reste sera rempli de sable.

Le saladier du haut-parleur est découplé de la façade avant de l'enceinte par un hiatus prévu de construction et un joint de silicone.

Les faces latérales, supérieures et inférieures sont sablées.

La face postérieure comprend les événements laminaires type Jensen

(photos 8 à 13).

Pour atténuer les phénomènes de directivité et de diffraction, la face avant est d'une surface la plus petite possible. Ses angles sont arrondis.

Vue en plan, l'enceinte est trapézoïdale, la petite base devant. Cela évite qu'à volume égal, elle soit trop profonde. On peut aussi considérer cela comme une amorce de pavillon entre le haut-parleur et les événements.

Les haut-parleurs choisis sont le HIF 166 F2 CA 9 et le tweeter AM TW 51 A Audax. Ce sont des haut-parleurs de séries dites économiques. Dans ce test, notre motivation n'est pas une quête d'absolu à ce stade, mais l'évaluation de principes de montage, donc une appréciation relative.

Outre une puissance admissible limitée, les défauts flagrants à l'écoute du HIF 166 par rapport à des haut-parleurs de haute qualité (et beaucoup plus onéreux) proviennent de colorations de la membrane et de résonances du saladier en tôle emboutie.

Cependant, la masse mobile est très faible, le BL n'est pas ridicule, et on dispose d'un facteur d'accélération excellent.

Une enduction à l'époxy fluide traitera les colorations de mem-

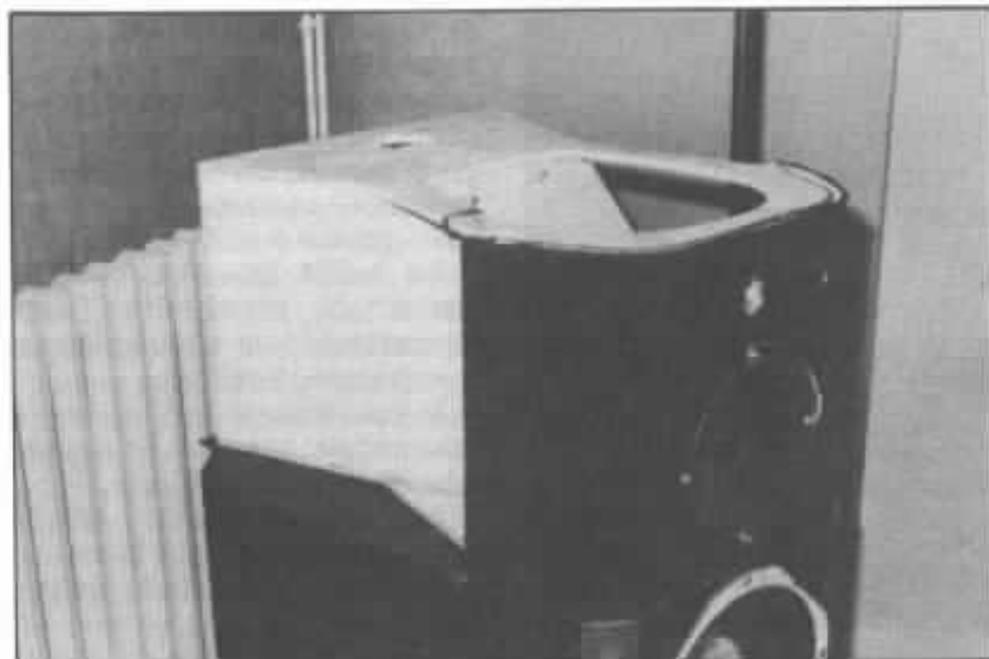


Fig. 6 : Un baffle «plan» incurvé est adjoint au montage précédent.



Fig. 7 : Vue du baffle en plomb sans la moquette.

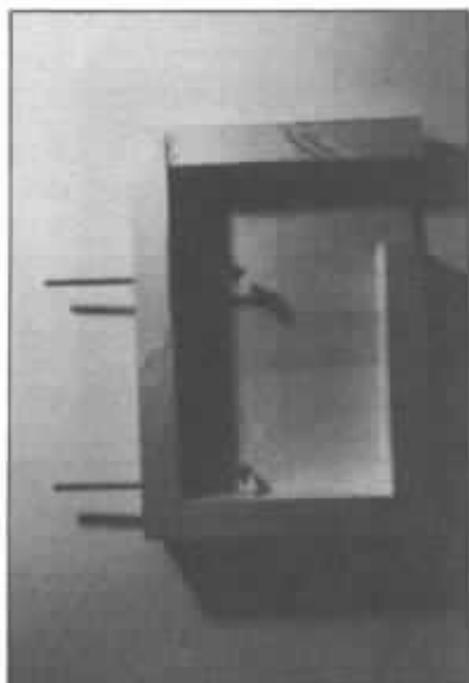


Fig. 8 : Coffret de l'âme centrale de l'enceinte sablée. Le ciment englobe les tiges filetées jusqu'à la ligne médiane.

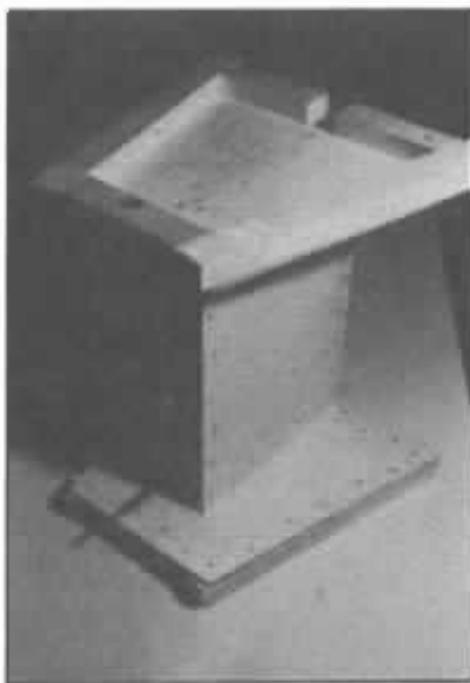


Fig. 9 : Construction de l'enceinte sablée. Les faces supérieures et inférieures sont assemblées sur l'âme centrale.



Fig. 10 : Faces latérales assemblées. Les orifices permettent le remplissage du sable et du ciment.

brane, sans alourdir excessivement celle-ci.

Les vibrations parasites du saladier sont neutralisées par compression dans le montage présenté.

Le médium grave n'est pas filtré.

Le tweeter est filtré à 6 dB/octave par un condensateur

papier de $2,2 \mu\text{F}$, un réseau régularisant l'impédance est placé en parallèle aux bornes du tweeter, il comprend une résistance de 10Ω et une capacité de $5,6 \mu\text{F}$ en série.

Cette enceinte sera comparée à deux autres de construction plus classique. Les haut-parleurs et leur traitement de membrane, les

filtres, les volumes internes, les accords des événements sont identiques.

L'une a la forme d'une petite colonne construite en Nantex. L'évent se trouve à la base. Les haut-parleurs sont placés sur un pan coupé réalisant une mise en phase (obtenue par inclinaison sur les autres). Le montage des



Fig. 11 : Vue antérieure.



Fig. 12 : Vue postérieure après disposition du feutre.

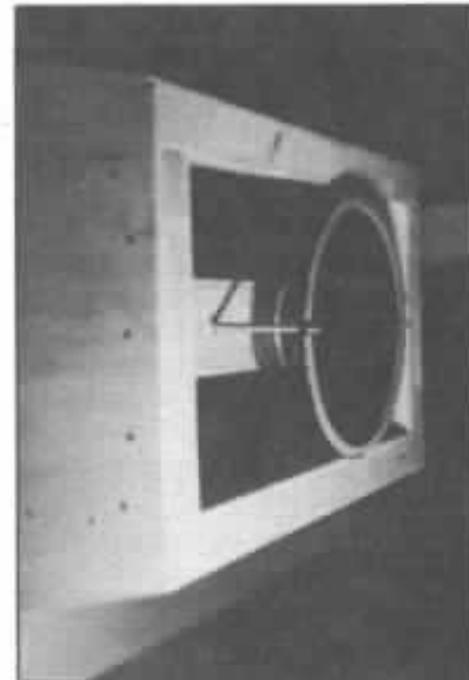


Fig. 13 : Vue du montage du haut-parleur. Saladier en compression.

haut-parleurs est traditionnel, sans découplage ni neutralisation du saladier (photos 14 et 15). Etant donné la petite taille de l'enceinte, l'ébénisterie est particulièrement rigide.

La dernière enceinte de la comparaison est le modèle PL 20 de Pascal Louvet (photo 16). Elle est construite en aggloméré dense plaqué d'oberflex, revêtement dur et raide incluant une feuille de bois, et améliorant sensiblement la rigidité des parois. Les angles antérieurs sont également arrondis. L'évent tubulaire est en face avant. Le saladier est traité pour atténuer ses vibrations.

Avant d'attaquer les écoutes comparatives, précisons tout de même que leurs poids respectifs sont de 19 kg pour l'enceinte sablée, 11 kg pour celle en Nantex, 6 kg pour celle aggloméré. Et si elles étaient commercialisées, leurs prix seraient dans les mêmes proportions. Mais le problème du rapport qualité/prix ne rentre pas en ligne de compte ici.

1) Colonne en Nantex

Le grave, le bas médium apparaissent propres, transparents et même détaillés. De nombreuses informations sont perçues dans ces secteurs.

Il n'y a pas d'effet de masque sur un extrême grave aisément perçu. Les instruments jouant dans ce registre sont parfaitement identifiables, même lorsqu'ils sont plusieurs à jouer en même temps. La localisation en largeur et en profondeur est assez bonne, comme la focalisation.

La situation se dégrade lorsque l'on analyse le médium qui a tendance à monter et surtout le haut médium, qui au moindre forte devient dur et franchement désagréable. C'est particulièrement sensible sur les voix féminines.

L'aigu reste fin et détaillé.

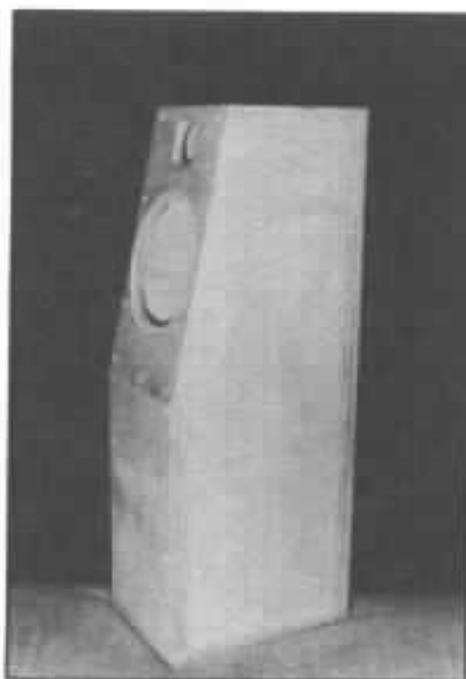


Fig. 14 : Colonne en Nantex; avant placage



Fig. 15 : et placée, terminée.

2) Enceinte à parois sablées et âme centrale

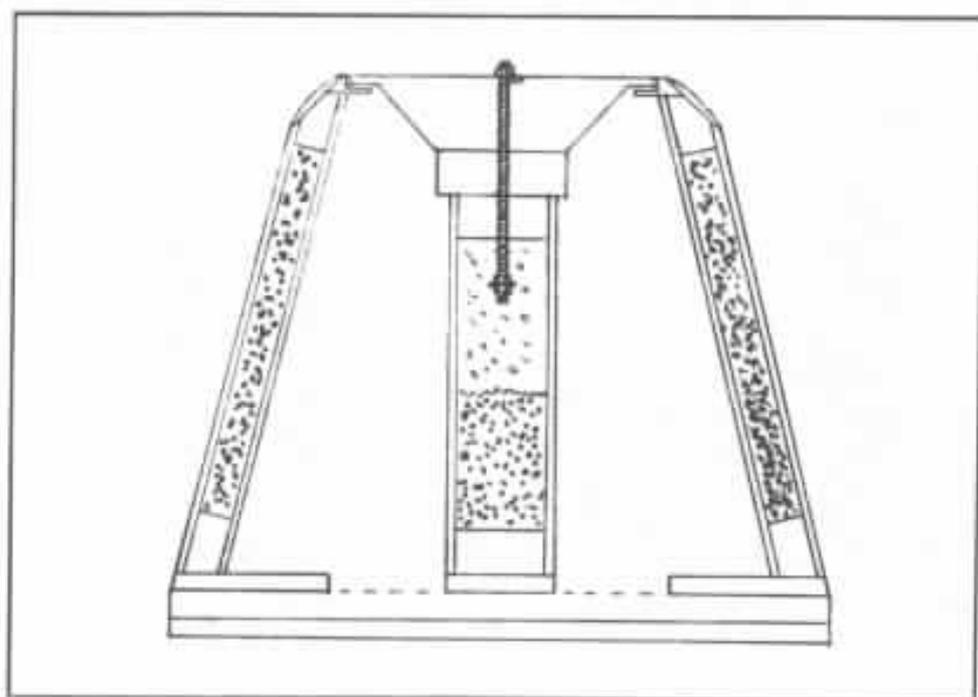
La première chose qui frappe à l'écoute est une résonance très marquée à 100 Hz (confirmée par la mesure). A l'examen (digital, ... pardon, tactile), il s'avère que les parois latérales vibrent copieusement. Le sandwich de contre-plaqué de 5 mm plus stratifié externe et 3 cm de sable manque totalement de rigidité.

Une thérapeutique d'urgence

s'imposait. Des planchettes de Nantex de 10 mm d'épaisseur sont collées intérieurement sur les parois coupables.

Notons au passage que les faces supérieures et inférieures, dont les parois internes sont rigidifiées par l'âme centrale de l'enceinte, ne vibrent pas du tout.

Le résultat est presque concluant. Presque, car la résonance est encore sensible, sans être



Coupe horizontale de l'enceinte à parois sablées.

vraiment gênante. Néanmoins, le grave est moins défini, détaillé que dans les colonnes en Nantex, et l'extrême grave est moins bien perçu.

Par contre, le bas médium est beaucoup plus dynamique et cette dynamique semble bien répartie sur tout le spectre. Le médium est plus naturel, les timbres plus justes. Je n'affirmerais pas que la restitution est somptueuse, mais le haut médium, sans atteindre des sommets de définition et d'absence de distortion subjective, a quand même oublié ses velleités agressives. Ce brave petit haut-parleur, poussé dans ses derniers retranchements pourrait même surprendre.

Ces différences marquées avec l'enceinte en Nantex nous permettent d'attribuer aux résonances du saladier, et aux faibles pertes internes du coffret, les colorations du haut médium remarquées sur les colonnes.

3) Enceinte en aggloméré PL 20

Comparativement aux deux autres, ce modèle fait preuve d'une moindre dynamique et dispose d'une moindre énergie dans le bas du spectre. Les résonances du haut médium sont mieux maîtrisées que sur les colonnes en Nantex, mais moins bien que sur les enceintes sablées. La restitution reste globalement assez propre et homogène. Précisons que cette enceinte commercialisée n'a d'autres prétentions que de proposer un bon rapport qualité/prix, et ne peut rivaliser avec les systèmes habituellement présentés dans ces pages. Cependant, à niveau d'écoute moyen ou modéré, la musique qu'elle reproduit n'en sort pas traumatisée et elle est capable de restituer une quantité d'informations sur tout le spectre peu courante dans cette gamme de prix (c'est-à-dire, pour fixer les idées, deux fois moins chère que la «petite audiophile» si celle-ci était commercialisée par les circuits habituels).



Fig. 16 : PL 20 et son homologue sablée.

Conclusion

Les essais présentés dans cet article nous ont amené à tirer les conclusions suivantes :

1) La masse rapportée de façon rigide aux structures les plus proches de l'origine du mouvement dans un transducteur électro-acoustique est un facteur très sensible dans le résultat final. Il y a un effet d'inertie réduisant

l'amplitude des vibrations parasites, et augmentant l'amplitude des vibrations effectives.

2) Un système d'amortissement à fortes pertes internes doit être adjoint à cette masse qui, du fait de sa constitution en matériau dur, est incapable d'absorber les vibrations parasites et les restitue.

3) Il est préférable de neutraliser

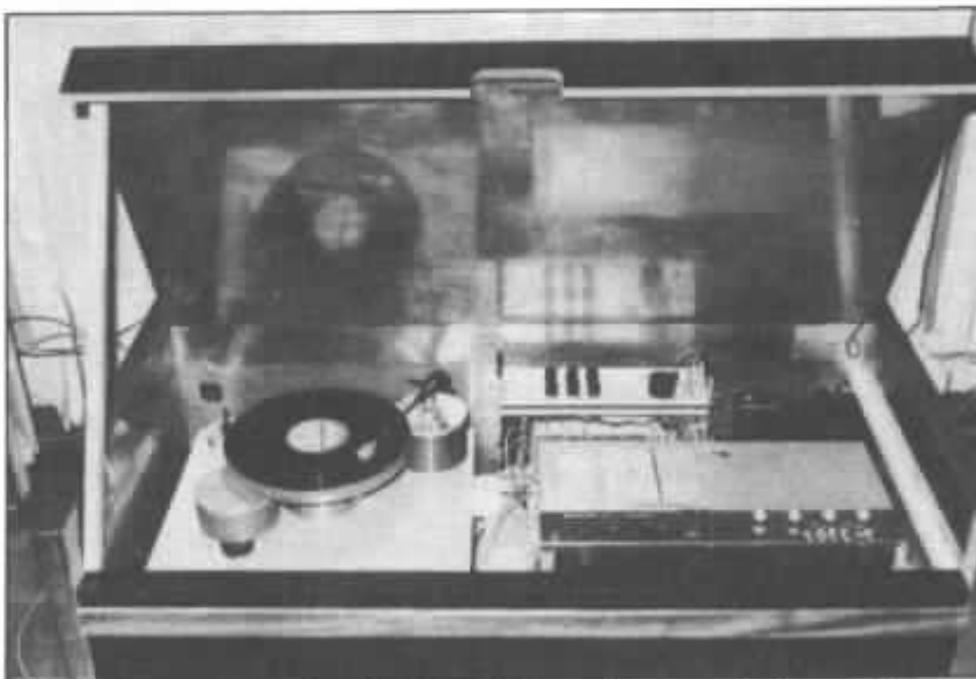


Fig. 17 : Les sources. Sous le Nakamichi, quelques farads de capacité pour l'alimentation du pré-préampli Hiraga, du préampli et du filtre Kaneda. L'encadrement des éléments a été retiré. Les liaisons sont les plus courtes possibles (quelques centimètres).

le saladier des haut-parleurs en les fixant à la masse directement par leurs moteurs, le saladier pouvant être en compression.

4) Les parois sablées, malgré les pertes internes élevées des vibrations parasites, peuvent résonner fortement dans le bas du spectre si la paroi interne n'est pas assez rigide. Une grande rigidité des parois est indispensable pour une bonne reproduction du grave, mais elle empêche l'amortissement des vibrations parasites de fréquence élevée.

Pour parvenir à associer des principes aux exigences parfois contradictoires, nous sommes amenés à concevoir une enceinte qui, pour éviter les «compromis», sera constituée de 3 structures découplées les unes des autres :

1) Les haut-parleurs, fixés contre une masse de ciment profilée, pour éviter les réflexions de l'onde arrière, par des tiges filetées noyées d'un côté dans le

ciment, de l'autre soumettant les saladiers à de fortes compressions.

La masse de ciment est elle-même englobée dans un volume de sable, le tout formant une âme de l'enceinte.

2) Une enceinte interne, très rigide.

3) Une enceinte externe, formée d'une paroi mince pour éviter les transmissions de vibrations parasites, mais en matériau assez raide, séparée de la précédente par une couche d'au moins 4 cm de sable.

La réalisation de ce projet fera l'objet d'un futur article.

Les tests subjectifs ont été réalisés avec le système visible sur les photos 17 et 18.

La platine et le bras sont des Vecteur-Lurné.

La cellule est une Dynavector Karat 23R, chargée par un pré-pré Hiraga «maison». Le préampli est constitué d'une carte Kaneda. Les alimentations sont surdimensionnées et sur batteries. Un filtre actif Kaneda est

utilisé entre grave et médium (600 Hz).

Toute cette partie de la chaîne repose sur une colonne en aggloméré remplie de sable et traversant le plancher de la pièce pour éviter toute transmission de vibrations parasites au système de lecture et à l'électronique.

Le tout est également contenu dans un meuble très lourd avec couvercle pour éviter les résonances par voie aérienne. Toutes les faces internes sont couvertes de cuivre pour réaliser une cage de Faraday. En fonctionnement à partir de disques, seul du courant continu pénètre dans le meuble.

L'alimentation de la platine a été séparée.

L'installation a également été conçue, en plus du traitement des problèmes vibratoires et électro-magnétiques, pour avoir les liaisons les plus courtes possibles entre éléments.

Le fil de Litz est utilisé entre cellule et préampli.

Ensuite, le câble Vecteur, ancien ou nouveau modèle suivant le cas, réalise toutes les autres connexions.

Les amplis, situés juste derrière le meuble, sont des Taki pour le grave, des 300B (W.E.) proches de la version Tanaka, pour le médium aigu.

La voie médium actuelle est le numéro 5 du premier test de cet article.

La voie grave comprend une mise en série (16 Ω pour les Taki) d'un E 110 JBL et d'un MHD 24 P66 USM Audax dont les qualités et les défauts se «compensent».

Le rendement dépasse 100 dB/W/m.

Les résultats auditifs sont presque satisfaisants. Ce système a une bonne capacité à se faire oublier.

P.S. : Le principe de montage haut-parleur sur masse centrale fait l'objet d'un dépôt de brevet.



Fig. 18 : Le système.

On en parle...

Câbles Isoda

Voilà un an, nous avons introduit sur le marché français le très étonnant câble hybride Isoda. A préciser que nous avons été les premiers à réellement croire aux bienfaits de cette nouvelle technologie et cela à l'échelon international. Nous tenons à remercier tout particulièrement les personnes ayant présidé au développement de cette nouvelle technique pour leur appui et leur remarquable travail. Dans notre numéro 34, nous vous communiquons les fondements de la démarche ayant présidé au développement de structures hybrides pour les câbles de raccordement ampli-enceintes acoustiques. Depuis cet article, nous avons obtenu de nombreux renseignements complémentaires qui méritaient de vous être commu-

niquer afin de mieux vous faire comprendre la rigueur avec laquelle M. Isoda a développé ces nouveaux câbles. A l'heure actuelle, quatre références sont disponibles. Toutes les quatre bénéficient bien évidemment de la structure hybride qui,

rappelons-le, consiste en l'utilisation de différents métaux dans une répartition du nombre et du diamètre des brins constitutifs toute particulière. En effet, la conductivité dépend de la nature du métal (σ est égal à $5,8 \cdot 10^7$ (ohm-m) $^{-1}$ pour le cuivre et à $3,53 \cdot 10^7$ (ohm-m) $^{-1}$ pour l'aluminium) c'est bien évident, mais il convient aussi de prendre en compte dans la propagation des notions telles que l'effet de peau.

Ainsi, la résistance varie dans des proportions significatives suivant la fréquence. Pour un câble de diamètre 0,5 la résistance passe de 93 m Ω /m à 1 000 Hz à 178 m Ω /m à 10 000 Hz alors que pour un câble de diamètre 1 mm, la résistance passe de 33 m Ω /m à 1 000 Hz à 90 m Ω /m à 10 000 Hz. On notera que la variation de la résistance en



Diamètre	Aluminium	Laiton	Cuivre	Plomb
0,1 mm	0	7	7	0
0,2 mm	12	5	5	0
0,3 mm	3	3	3	0
0,4 mm	2	2	2	0
0,5 mm	1	1	1	1

fonction de la fréquence s'accroît plus le diamètre est élevé.

Ainsi, pour la référence HB 3320, qui est un câble de raccordement ampli-enceintes acoustiques, sa structure se compose de 55 brins pour le noyau maintenus par 3 brins en spirale. La composition et la répartition des diamètres de chacun des brins pour le noyau est défini selon le tableau

La spirale de trois brins externes utilisent un brin d'aluminium, un de laiton et un de cuivre, chacun d'un diamètre identique de 0,6 mm. La résistance ohmique du HB 3320 est de 10 mΩ/m. La gaine isolante transparente est en polyéthylène.

Viennent ensuite deux autres références : HB 3160 et HB 3160 DD. Cette seconde dénomination caractérise un câble bifilaire de même technologie que le 3160 qui, lui, est monofilaire comme l'est le HB 3320. La structure de base des références 3160 est constituée, pour le noyau, de 22 brins dans trois métaux différents. Le plomb n'est pas utilisé dans cette version «simplifiée». Le tableau de répartition est le suivant :

Diamètre	Aluminium	Laiton	Cuivre
0,1 mm	0	4	4
0,2 mm	5	3	3
0,3 mm	1	1	1

La spirale périphérique est, ici aussi, constituée d'un brin en aluminium, un brin en laiton et un en cuivre, chacun d'une section de 0,4 mm. La gaine protec-

trice est un chlorure de polyvinyle. Il est disponible en différentes couleurs. Sa destination est le câblage interne, tant pour l'électronique que pour les enceintes acoustiques. Le HB 3160 D est donc une version double du HB 3160. C'est un câble bifilaire destiné au raccordement des enceintes acoustiques dans une tranche de budget très attractive (de l'ordre de 50 F le mètre). La résistance ohmique est de 40 mΩ/m. Pour la version D, la capacitance est de 40 pF à 1 kHz et l'inductance de 2 mH à 1 kHz. Dans notre numéro 35 dans cette même rubrique, nous vous parlions déjà de ces câbles, toutefois les références définitives ont quelque peu changé et une précision s'imposait à leur sujet.

Comme promis, le câble blindé de raccordement inter-électronique est enfin disponible. La version commercialisée diffère quelque peu des premiers échantillons dont nous avons disposé pour les Journées de la Haute Fidélité en mars dernier. Les modifications apportées vont dans le sens d'une amélioration significative en matière de capacités et d'efficacité de blindage. La référence de ce câble d'interconnexion est HB 3161-CR. Ces câbles sont fournis en différentes longueurs, 0,5 m, 0,75 m, 1 m, 1,50 m, 2 m. Les terminaisons sont effectuées par des fiches Cinch d'excellente qualité. La constitution de ce câble mérite, elle aussi, des explications détaillées parce qu'elle est résolument originale. La partie centrale du câble coaxiale, l'âme, est une structure 22 brins

entourée de trois spirales, le tout gainé d'un chlorure de polyvinyle. C'est une structure semblable à celle du HB 3160. Pour le blindage par contre, les choses se compliquent et c'est un point qui a nécessité un énorme travail de mise au point et qui explique en partie les délais nécessaires pour la mise en fabrication de ce câble blindé.

Ce blindage n'utilise pas moins de 8 conducteurs de structure 22 brins-3 spirales formant un bobinage hélicoïdal extrêmement dense sur l'âme centrale. Le gainage extérieur est en polyéthylène transparent comme sur le HB 3320 et laisse voir la structure incroyablement complexe de ce blindage. Cette débauche de matériaux conducteurs utilisés pour le blindage se retrouve dans sa résistance ohmique qui chute à 8,5 mΩ/m alors que celle de l'âme centrale est de 48,5 mΩ/m. On notera qu'à l'analyse de ce critère, l'âme centrale diffère quelque peu de la structure du 3160 pour lequel la résistance ohmique est de 40 mΩ/m. La capacitance du HB 3161 CR est de 260 pF à 1 kHz et l'inductance de 3 μH à 1 kHz. A l'écoute, ce câble blindé donne, en première impression, un résultat moins spectaculaire que celui que l'on peut obtenir avec le HB 3320 qui a convaincu la totalité des audiophiles l'ayant essayé sur leur système et cela quel qu'en soit le type haut ou bas rendement, électrostatiques... Pourtant, les qualités du câble hybride se retrouvent dans le câble blindé et ce qui frappe sans doute le plus est en fait l'absence de coloration. La meilleure preuve en est qu'au cours du salon High End 85 auquel nous avons participé en août 85 à Francfort, le système que nous propositions était intégralement câblé en Isoda de la cellule aux enceintes, et aucun défaut ou coloration n'est apparu. Bien au contraire

d'un enregistrement à un autre, les différences d'ambiance, de réverbération de salle, étaient encore accrues. Ceci est à mettre à l'actif d'une très grande faculté qu'a la structure hybride à transmettre un très grand nombre d'informations. En outre, l'excursion dynamique sur les *forte* en particulier est substantiellement améliorée, cela se traduit par une plus grande liberté de restitution sans jamais de projections ou de duretés sur les fortes modulations qui traduisent souvent une saturation ou une non-linéarité «mal contrôlées»...

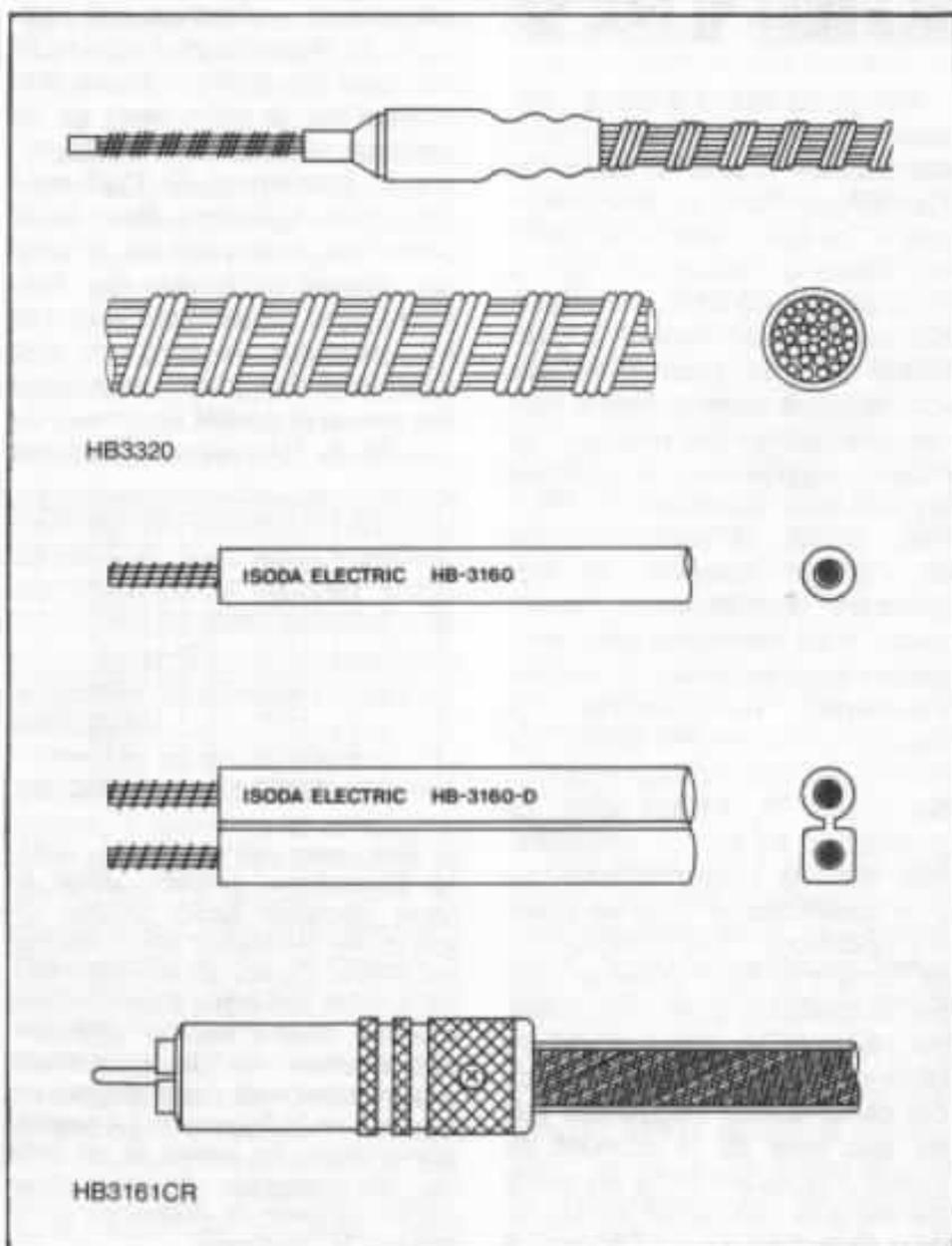
Question prix, le tableau est moins idyllique. Le 3320 est un câble très onéreux, cependant il est entré dans les mœurs et les personnes qui se le sont offert se disent qu'elles auraient dû dépenser beaucoup plus dans d'autres maillons pour gagner autant au plan de la qualité globale de restitution. Le 3160 et 3160 D, quant à eux, sont peu onéreux en regard de la technologie (30 F et 50 F environ), par contre, le câble blindé 3161-CR coûte une véritable fortune, 900 F pour 1 m en stéréo. Ceci étant, c'est un prix qui est couramment appliqué pour des cordons de haut de gamme dont la constitution est beaucoup plus simple puisqu'ils n'utilisent que du cuivre...

Il est un point à évoquer quant à la structure hybride. Le fait d'associer plusieurs métaux n'est pas aussi simple qu'on pourrait le penser. En effet, la mise en contact de conducteur de structure atomique différente s'accompagne d'un «effet de pile» entraînant une altération accélérée des métaux constitutifs. C'est une question qui a été brillamment résolue par M. Isoda (faisant l'objet d'un dépôt de brevet), le secret de fabrication est à ce niveau jalousement gardé comme on le comprendra aisément. Force est de constater qu'aucun vieillisse-

ment, ni oxydation prématurés n'apparaissent. Cela démontre, si c'était encore nécessaire, l'incroyable avance technologique de la firme Isoda alliée à la Nippon Light Metal Company. D'ailleurs, il faut s'attendre à voir apparaître des applications très différentes de celle de l'audio, les domaines ayant recours aux câbles sont multiples.

Nous terminerons cette rubrique sur les câbles Isoda, en précisant un point digne d'intérêt et que nos lecteurs férus en physique auront peut-être soulevé. Nous vous parlions ci-dessus d'un effet de pile. Plus précisé-

ment, il s'agit d'un «effet Peltier» caractérisant l'apparition d'une force électromotrice au contact entre deux métaux différents maintenus à la même température. Cette force électromotrice a un sens et dépend directement de la nature des métaux mis en contact. Elle a pour effet d'atténuer la chute de tension apparaissant entre un couple de deux métaux parcouru par un courant, ce qui revient à faire chuter la résistance série. Il est certain que dans la structure Isoda, les points de contact entre les différents métaux sont multiples. Faire un modèle théorique s'appuyant sur l'effet Peltier



d'une telle structure est une autre histoire. Toutefois, on trouverait sans doute à ce niveau l'explication du fait que la résistance série du câble (10 m Ω /m dans le cas du HB 3320) soit plus faible qu'elle ne devrait être au vu de la résistivité des métaux et des sections utilisées...

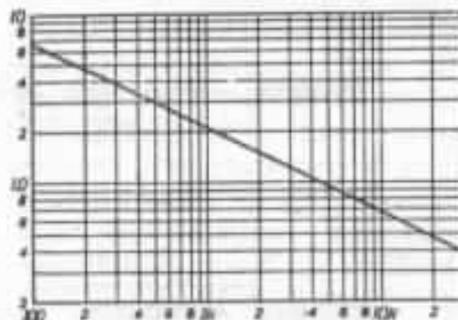
The Essex Echo



Un grand bravo à notre concitoyen anglais *Hi-Fi News*, dans son numéro d'août 85 Malcolm Hawksford signe un article intitulé «The Essex Echo» consacré aux câbles de liaison. Il s'agit là d'un article tout à fait remarquable car l'auteur aborde le problème sur un plan théorique extrêmement large puisqu'il part des fondements des principes de l'électromagnétisme en utilisant les fameuses équations de Maxwell. Certes, la compréhension de l'article nécessite de très sérieuses connaissances, néanmoins il est nécessaire pour progresser dans les années futures de s'attaquer sérieusement au fameux problème des câbles. Le lièvre a été soulevé dans le milieu des années 70, dix ans après, ce problème a été pris en considération mais la compréhension au plan fondamental reste un point très nébuleux. Les conclusions de l'article de *Hi-Fi News* ne sont pas exhaustives et ne prétendent pas régler en six pages ce sérieux casse-tête, toutefois il en ressort des observations frappantes telles que celle de la vitesse de l'onde voyageant dans un câble qui est à la fois faible et dépendant de la fréquence (2,93 m/s à

50 Hz pour 58,69 m/s à 20 kHz). D'autre part, l'«effet de peau» est on ne peut plus significatif (9,35 mm à 50 Hz et 0,47 mm à 20 kHz). L'auteur, au vu de son modèle suggère l'utilisation d'un câble en cuivre de 0,8 mm de diamètre comme solution optimale. En outre, il souligne qu'un conducteur en cuivre présente un effet de mémoire significatif qui influence le comportement transitoire. De plus, l'utilisation de câbles multibrins semble être à son goût une solution peu recommandable.

Bien sûr, de telles conclusions ont de quoi surprendre. Elles ne corrélaient pas nos constatations subjectives... Pourtant, il convient de respecter et d'applaudir une telle démarche, c'est en travaillant sur de telles bases qu'on arrivera réellement à comprendre le fondement de l'influence des câbles de liaison. Pour notre part, nous avons mis sur le coup des «super-matheux» qui baignent dans les guides d'ondes et les équations de Maxwell afin d'élaborer une première critique (au sens très positif du terme) du modèle de Hawksford. Espérons



Il faut noter qu'en février 1976, M. Yamashitsu publiait dans la revue japonaise *Radio Gijutsu* un article très intéressant sur la théorie des câbles. Certes, les investigations sur le plan théorique étaient moins poussées mais il insistait déjà fort judicieusement sur des critères tels que la variation de l'effet de peau en fonction de la fréquence. Le graphique ci-dessus est extrait de cet article. En ordonnée, la profondeur d'effet de peau en millimètre et en abscisse la fréquence.

que les retombées seront fructueuses. Pour conclure, mentionnons que l'auteur s'en est tenu dans son analyse exclusivement au cuivre. Appréhender par la voie théorique les bienfaits des structures hybrides Isoda est une autre histoire mais il ne faut pas désespérer. Dans toute démarche scientifique, l'observation n'est-elle pas le point de départ à toute analyse et à l'élaboration d'une théorie ou d'un modèle...

Mogami Prefer MGK-18

Dans notre numéro 32 et dans cette même rubrique, nous vous avons parlé de la structure des câbles Mogami. Depuis, une nouvelle référence est proposée, il s'agit du MGK-18. Ce câble regroupe de nombreuses originalités. Tout d'abord, il offre une très faible capacité (54 pF/m), cela est obtenu par un diamètre extérieur conséquent de 7,6 mm. Ensuite, c'est un câble faible bruit à très faible perte, En plus du blindage classique en cuivre, une couche de carbone conductrice fait office de second blindage entre la partie centrale du câble et la tresse de blindage. Cette technique est utilisée dans certaines applications en métrologie pour s'affranchir au maximum des problèmes de bruit lors de la mesure de très faibles signaux. Le conducteur central a une section de 0,5 mm² et offre une résistance linéique de 35 m Ω par mètre. Le blindage en cuivre de section 2,25 mm² présente une résistance linéique de 8 m Ω par mètre.

Les tests d'écoute que nous avons effectués se sont avérés extrêmement positifs. Grande définition, grande neutralité, très bonne transmission des microinformations. En outre, sa très faible capacité (la plupart des câbles blindés ont une capacité de 200 à 300 pF au mètre) le



recommande tout particulièrement pour raccorder des électroniques dont l'impédance de sortie est relativement élevée, ou dans le cas d'une disposition des amplificateurs à proximité immédiate des enceintes pour effectuer des raccordements aux préamplificateurs sur une longue distance sans avoir de perte de définition ou d'atténuation dans l'aigu.

Triangle câblé en Isoda

La sympathique firme française Triangle joue délibérément la carte de la qualité. Dès cet automne, le modèle le plus évolué de la gamme, la Transept, sera intégralement câblée en Isoda. Après divers essais avec le câble hybride, le constructeur a réellement pris conscience des étonnantes qualités de ce câble de raccordement. Un grand bravo pour cette remise en cause permanente et pour faire toujours progressé la qualité des produits.

Préampli Kanéda économique

Pour une application particulière, nous avons fait dernièrement un essai fort intéressant : un préamplificateur Kanéda avec une alimentation très économique. Cette alimentation n'est pas

non plus la première venue. Il s'agit de l'alimentation régulée du filtre actif décrite dans notre numéro 24, page 36. L'adaptation à la tension requise pour alimenter le préamplificateur, soit + et - 36 V ne pose aucun problème. En effet, la tension de référence est obtenue à partir du diode zener (10 V dans le cas du filtre). La tension de sortie est de 3 fois la valeur de cette tension de référence. Ainsi, pour obtenir les 36 V, il suffit tout simplement d'utiliser une zener de 12 V. Les performances de cette alimentation tant en résistance-série qu'en réponse en fréquence sont tout à fait remarquables. L'étage pré-régulateur pour l'application au préamplificateur a été réalisée par un montage passif avec capacités de 4 700 microfarads/40 V et la fameuse double self dont l'efficacité sur le taux d'ondulation résiduelle est excellente. Cela permet d'éviter l'utilisation des régulateurs intégrés 317 et 337 générateurs d'harmoniques de rangs très élevés s'accompagnant d'un son caractéristique. Il faut bien voir que dans le cas d'un préamplificateur, les signaux d'entrée peuvent se trouver à un niveau de près de - 60 dB par rapport à celui d'un filtre actif, aussi est-il important de s'affranchir de tout risque d'intermodulation entre le message audio et des harmoniques erratiques en provenance de l'alimentation.

Sur le plan de l'écoute, ce préamplificateur, version économique, a toutefois de remarquables qualités de dynamique et de définition. Le registre grave est superbement bien tenu. Bien sûr, par rapport à une alimentation type batterie, la restitution perd un peu en velouté et en douceur mais en regard du coût de mise en œuvre, c'est une solution que nous recommandons vivement aux amateurs désireux de s'offrir un très bon préamplificateur sans toutefois dépenser une petite fortune.

Base de données LEDA



Bibliothèque Nationale

Département
de la Phonothèque Nationale
et de l'Audiovisuel

Depuis le 15 mai dernier, une nouvelle base de données audiovisuelle est accessible en version Vidotex. Elle s'appelle LEDA (Lecture Encyclopédique des Données Audiovisuelles) et recense l'exhaustivité des enregistrements sonores et des vidéogrammes édités et diffusés en France depuis décembre 1983. Par plus de 200 000 points d'accès, elle permet d'interroger des références d'enregistrement son et vidéo et cela sur plus de douze critères que l'on peut croiser ainsi que des renseignements sur les personnes : compositeurs, interprètes, groupes, éditeurs, producteurs, commanditaires...

Mise à jour quotidiennement à partir des documents reçus au titre du dépôt légal qui, rappelons-le, concerne non seulement les éditions nationales mais aussi les importations diffusées sur le territoire français, c'est une base d'informations unique en son genre. Elle s'adresse aux professionnels du disque et de l'édition mais également aux amateurs désireux de retrouver une œuvre, un interprète, un auteur, un titre, un lieu d'enregistrement... Le coût des services de cette base de données est de l'ordre de 120 F de l'heure.

Nos lecteurs qui seraient intéressés peuvent s'adresser pour tous renseignements au département de la Phonothèque Nationale et de l'Audiovisuel 2, rue de Louvois, 75002 Paris. Tél. : (1) 42.61.82.83 poste 566. Pour s'abonner, s'adresser à Sunist BP 112 38303 Bourgoin-Jallieu. Tél. : 74.27.28.10. Sunist (Paris) M. Jean Boudard 5, rue Auguste Vacquerie 75116 Paris. Tél. : (1) 47.20.85.58.

Le disque CD «Soundrama, The Pulse»

Les disques-test ne sont pas récents. Dès 1915, les laboratoires américains de la Bell System avaient déjà proposé un disque 78 tours de référence LABO-Model 250, sur lequel étaient gravées des fréquences pures, suivies de tests d'aptitude à la lecture. Dès la lancée du disque microsillon stéréophonique, les disques-test et les disques de démonstration firent leur apparition. Les «anciens» de la hifi se souviennent peut-être des séries «Audio-Fidelity» sur lesquelles, en plus des effets de ping-pong classiques, des enregistrements de fanfares ou d'orchestre, on pouvait entendre la voix de Louis Armstrong, des «sound effects» de verre brisé, d'orage et même des enregistrements simultanés, dans le même sillon et au même endroit de jazz sur la voie gauche et d'orchestre symphonique sur la voie droite, le contrôle de balance à 100 % du préamplificateur permettant d'écouter séparément l'une ou l'autre source. Il y a environ six ans, les audiophiles français se souviennent peut-être encore d'un disque test intitulé «Audio Symphony» que notre collaborateur Jean Hiraga avait rapporté du Japon. Ce disque mis (par la suite) à la disposition de quelques amateurs et revendeurs, connut une brillante carrière dans le domaine de la destruction des tweeters à ruban et même des haut-parleurs graves, ceci tant les attaques transitoires de grosse caisse et de cymbales étaient violents et surtout très difficilement supportables par la plupart des haut-parleurs. Chaque année, au mois de mars, les Réalisations de l'Audiophile ont pour habitude de terminer leurs démonstrations par l'écoute de disques «spéciaux», dans le but de mettre en valeur les possibilités dynamiques de leurs système,

de démontrer que, grâce au haut rendement des enceintes, il est possible d'obtenir un niveau sonore proche de «l'intenable», à partir d'amplificateurs dont la puissance ne dépasse guère les 25 watts. C'était notamment le cas de la fameuse «locomotive» (disque-test Toshiba-EMI), du disque «Drum Record» (Sheffield). Si certains méprisent plus ou moins ce genre de test, il est cependant important de considérer que si la haute fidélité concerne la reproduction aussi parfaite que possible de la musique, elle concerne aussi celle de toutes les formes de bruits et de sons inclus dans la bande audio, partant de bruit résiduel d'écoute jusqu'au seuil de douleur, de l'ordre de 120 dB, imposé par notre système auditif. En s'imposant ces deux limites, on s'aperçoit avec étonnement qu'aucun système de reproduction domestique actuel, quel que soit son prix, n'est capable de satisfaire totalement à ces conditions, en omettant bien sûr les considérations de bon voisinage : pièce d'écoute trop étroite, saturation rapide des enceintes ou des amplificateurs, effet de compression de la dynamique, rapport signal/bruit insuffisant de l'enregistrement et des électronique, bruit de fond résiduel du local d'écoute.

Yoichi Namékata, ingénieur du son particulièrement connu au Japon pour ses enregistrements «hyper-réalistes» de jazz, d'effets sonores, s'est depuis plus de dix ans déjà, sérieusement attaché au problème de la qualité et de la fidélité des disques-tests. On lui doit, en plus du fabuleux enregistrement de la «locomotive» du disque de démonstration Toshiba, de nombreux enregistrements de jazz (notamment parmi les disques du label TBM), d'ailleurs souvent récompensés par des grands prix du disque. Avec l'avènement du disque CD, avec les possibilités offertes par ce procédé, l'ingé-

neur du son Namekata a décidé de frapper beaucoup plus fort en lançant récemment l'enregistrement intitulé «The Pulse». Ce disque CD, qui est paru au Japon en juillet 85 comporte treize séquences dans lesquelles la dynamique s'accroît progressivement pour atteindre sur les quatre dernières plages des niveaux transitoires absolument «déments», que les petits tweeters et haut-parleurs graves de 20 cm ne pourraient supporter, ne serait-ce qu'une fraction de seconde.

Les premières séquences, particulièrement douces et enregistrées avec une fidélité remarquable, figurent cependant parmi les types de sons naturels dont la transcription est d'une difficulté pour ainsi dire insurmontable : enregistrement d'une boîte à musique d'origine Thorens, de pluie, de torrents, d'oiseaux dans la forêt. Viennent ensuite le bruit des vagues de l'océan s'échouant sur le sable des plages. Inutile de dire que même en se limitant à ce stade, le son qui sort de la petite enceinte de 25 litres, parfois réputée pour «faire presque mieux que les grandes», ne fait plus penser à un océan mais à un «clapotis de baignoire» confondu avec les colorations de membrane, à un son de bruit blanc et de papier froissé rappelant à peu près tout, sauf un vrai océan.

Mais Namékata ne s'arrête pas là. Arrive ensuite, sur la plage 5, l'admirable enregistrement d'un énorme «tsurigané», cloche en bronze d'un temple perdu dans la montagne. A la fois musicale et réaliste, assourdissante et grandiose, l'attaque et la vibration d'une masse dépassant deux tonnes atteint une puissance acoustique «renversante». Un moine japonais raconte à ce propos qu'un curieux avait eu un jour la sottise de vouloir se placer sous la cloche pour «voir l'effet que ça ferait» et qu'il était tombé raide mort, la tête pulvé-

sée par les ondes de choc concentriques. A Notre-Dame de Paris, chacun sait d'ailleurs que la cloche repose sur un échafaudage de bois destiné à éviter la transmission directe des vibrations aux murs de l'édifice. Vient ensuite sur la plage 9 l'enregistrement d'un tambour japonais, le «talko» qui n'est pas de la dimension d'une grosse caisse mais ne mesure pas moins de 3 mètres de diamètre par 8 mètres de long ! Inutile de dire qu'il s'agit d'un test insupportable pour la majorité des enceintes. La plage 10 concerne l'enregistrement de voitures de course au Mans. Une succession de vrombissements que les haut-parleurs de médium et d'aigu supportent vraiment très mal. La plage 11, enregistrement d'un feu d'artifice réalisé en Italie, est un «choc» d'un réalisme très étonnant, malheureusement impossible à restituer sur 99 % des systèmes hifi domestiques. Mais les «clous» du disque sont de toute évidence les plages 12 et 13. On trouve, sur la plage 12, un extraordinaire enregistrement de canons de 103 et de 203 mm réalisé à seulement quelques mètres de ceux-ci. «The Pulse», titre du disque, signifiant qu'on a affaire à une impulsion extrêmement brève, sans trace de traînage ; dont l'amplitude atteint la limite du procédé numérique, soit un peu plus de 90 dB ! Inutile de dire qu'il s'agit d'un test d'une difficulté inouïe, ceci aussi bien sur casque que sur enceintes. Bien entendu, on surpasse très largement les possibilités du disque microsillon tout en évitant les impossibilités évidentes lors de la gravure et de la lecture. Pour terminer, Namékata propose en dessert le passage en rase-mottes d'avions Phantom F-4, Boeing 747 et YS-11, un petit bimoteur à hélice pouvant transporter une cinquantaine de passagers.

Avec le disque «The Pulse», on est en présence d'un enregist-

rement, d'une succession d'obstacles pratiquement insurmontables, d'un test dont la valeur ne saurait vieillir, ceci même en tenant compte des progrès qu'on pourrait réaliser dans les quinze années à venir. Mais prévenons sérieusement les futurs possesseurs éventuels de ce disque. Le disque «Audio Symphony», déjà particulièrement sévère et qui avait déjà mis hors d'usage nombre de tweeters et d'enceintes, n'est qu'un test relativement facile par rapport au disque «The Pulse», qui fera très certainement beaucoup parler de lui. Pour terminer, disons à ceux qui n'apprécient pas ce genre de «musique» que le fortissimo d'un grand orchestre peut dépasser 110 dB et que les coups de canon ou de pistolet existent dans le «1812» de Tchaïkowski ou dans des œuvres de Johann Strauss. Si on pense être arrivé à une reproduction assez fidèle de la musique, celle des sons de diverses natures semble être remise en cause par l'arrivée sur le marché d'un disque de ce genre.

Compact-disc technique Denon

Nombre d'audiophiles sont à la recherche de signaux de tests pour l'évaluation de leur système tant au plan électronique qu'au plan acoustique pour éventuellement procéder à une correction acoustique du local ou plus sim-

plement trouver le positionnement optimal des enceintes acoustiques dans la salle d'écoute. Jusqu'à présent, il fallait faire appel à du matériel de mesure lourd et très onéreux. De plus, divers appareils étaient nécessaires pour couvrir le très vaste champ d'investigations que constitue le domaine audio. En effet, un générateur de fonction permettant de faire des tests d'impulsions n'a pas d'excellentes performances en termes de distorsion et ne possède pas de sortie de signal de bruit (rose ou blanc). Bref, à la base de toute évaluation, un minimum de trois appareils est nécessaire : générateur de fréquence à faible distorsion, générateur de fonction et générateur de bruit. Autant dire que le budget d'un tel dispositif atteignant plusieurs dizaines de milliers de francs n'est pas à la portée de l'amateur ; qui plus est, il n'en aura une utilisation que très ponctuelle qui ne justifie en aucun cas un tel investissement.

La technologie du compact met à la portée de l'amateur toutes ses possibilités. En effet, Denon propose un CD technique étonnamment bien fait et qui relègue aux antiquités tous les disques de tests techniques analogiques. 99 pistes sont proposées. Leur répartition est la suivante :

— Pistes 1 et 2 : contrôles de base tels que repérage des canaux, mise en phase...

— Pistes 3 à 11 : 8 plages d'échantillons musicaux : orchestres, concertos, musique de chambre, piano, orgue, jazz, rock, voix. De courte durée, elles aident à une évaluation globale et rapide des performances d'un système.

— Pistes 12 à 17 : signal sinusoïdal de fréquence 1 001 Hz à différents niveaux, gauche, droite, gauche plus droite, gauche moins droite. Ces tests recourent les plages 1 et 2 d'évaluation générale.



— Pistes 18 à 45 : ces pistes contiennent tous les signaux nécessaires pour contrôler les performances de lecture des lecteurs CD. Un signal sinusoïdal de 1 001 Hz-0 dB sert de référence pour la mesure de la distorsion harmonique, séparation des canaux... Un autre signal de même fréquence mais à -60 dB permet d'évaluer la gamme dynamique. Un signal balayé de 20 Hz à 20 kHz aide à la mesure de la réponse en fréquence. Une combinaison de deux fréquences 250 Hz/8 020 Hz permet la détermination de la distorsion d'intermodulation...

— Pistes 46 à 64 : ces pistes contiennent des signaux en fréquence fixe qui couvrent l'étendue du spectre pour différents niveaux. Attention, les pistes 46 à 55 sont enregistrées à 0 dB. Dosez bien votre potentiomètre de volume, vos haut-parleurs risqueraient de ne pas apprécier !

— Pistes 65 à 70 : la piste 65 délivre un signal balayé en logarithmique de 5 Hz à 22,05 kHz. Les pistes 66 à 68 sont des balayages de niveau de -60 dB à 0 dB et les pistes 69 et 70 sont des balayages de phase de 0 à 360°.

— Pistes 71 à 92 : les pistes 71 à 78 représentent des tests d'impulsions (signaux carrés à 100 Hz Toneburst à 1 001 Hz, 401 Hz et 4 000 Hz et impulsion simple). Les pistes 79 à 90 contiennent les tests en bruit : bruit rose, bruit par bande d'octave... pour mesurer les caractéristiques acoustiques, la réverbération de la salle d'écoute.

— Pistes 93 à 99 : les 93 à 96 contiennent des programmes musicaux identiques à -60, -40, -20 dB et normal. Les pistes 97 à 99 contiennent des programmes musicaux répétés 4 fois pour permettre des essais comparés.

Comme on le voit, il s'agit là d'un programme extrêmement complet de signaux d'évaluation pour un système haute-fidélité. Une précision quant à la fré-

quence de 1 001 Hz, cette valeur impaire vient du fait que les fréquences sont produites par un générateur de signaux numériques et les valeurs obtenues sont celles qui sont divisibles par 44,1 kHz, fréquence d'échantillonnage et qui représentent les valeurs de 16 bits théoriques en signal sinusoïdal.

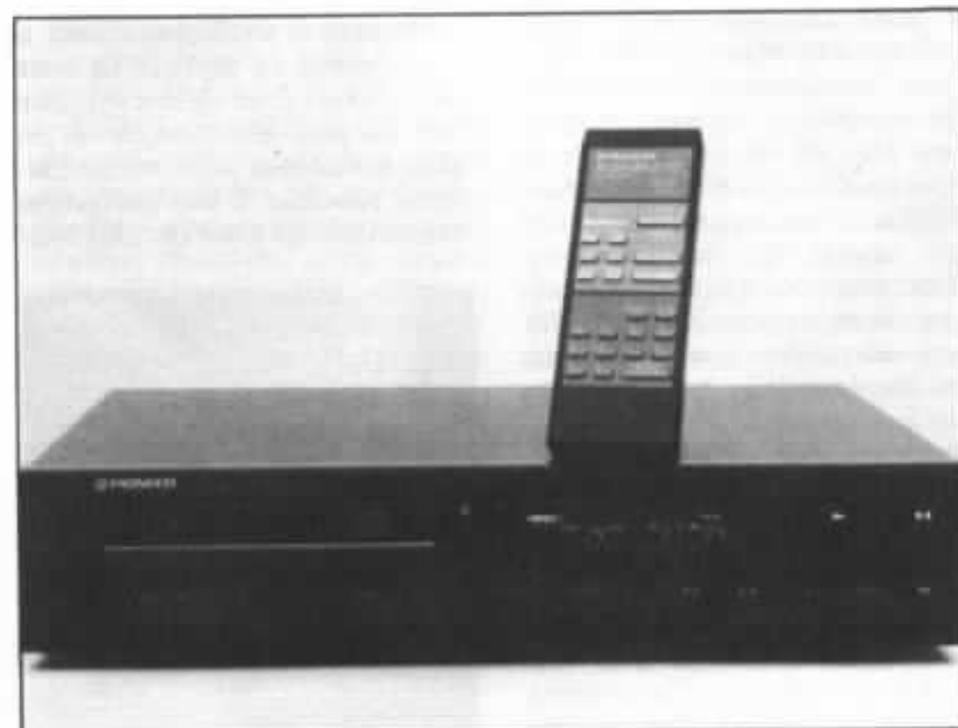
Deux réserves, toutefois, quant à l'utilisation de cet extraordinaire outil : d'une part il faut posséder un lecteur qui puisse sélectionner sans difficulté 99 plages, d'autre part les tests en signal carré se limitent à 100 Hz compte tenu du fait qu'avec le CD et la fréquence d'échantillonnage adoptée il est hors de question de reproduire correctement le signal carré à 10 kHz par exemple qui soit effectivement un signal de mesure.

CD Pioneer

On vous avait parlé dans cette même rubrique il y a quelques numéros, de faire la manip. qui consistait à introduire non pas un mais deux CD dans le tiroir de votre lecteur. Les résultats d'écoute étaient significatifs. Les

Japonais, Pioneer en l'occurrence, n'ont pas tardé à rectifier le tir. Après analyse de la question, il s'est avéré que de nombreux CD présentent un très léger voile qui, aussi infime soit-il, est générateur de vibrations une fois le disque mis en rotation. Ces vibrations sollicitent les asservissements des têtes en permanence ainsi que les circuits de correction d'erreurs. Le message restitué par le lecteur se trouve dans ces conditions composé d'une proportion plus importante d'informations reconstituées et non originales. Le fait de placer 2 CD limite ces vibrations pernicieuses et par là même limite le nombre d'informations reconstituées à partir du circuit de correction d'erreurs. Dans sa troisième génération, Pioneer ne se contente plus de maintenir le disque uniquement en son centre. Un stabilisateur placé à la périphérie du disque aide à éliminer les vibrations parasites ainsi que leurs fâcheuses conséquences.

Dans un autre ordre d'idées mais toujours chez le même constructeur, il est très séduisant de voir avec quel à-propos et



quel sens réel du marketing, les nouvelles tendances de l'audio sont appliquées, ainsi les alimentations deviennent des éléments clés de l'argumentation pour justifier des différences de rendus subjectifs. C'est un réel progrès par rapport aux arguments de marketing d'il y a quelques années encore. Plus fort encore, maintenant il est fait mention de découplage mécanique des condensateurs de filtrage de l'alimentation et même des circuits d'amplificateurs afin d'éviter tout effet «microphonique». Sans compter le soin évident apporté aux connexions et aux bornes de raccordement haut-parleur qui permet l'utilisation de câbles sérieux. Tout cela est bien sympathique. Les grands groupes industriels japonais savent utiliser à bon escient les résultats de «travaux d'amateurs», c'est peut-être un des bienfaits de ces années de crise où la hifi n'est plus ce qu'elle était...

Evolution des ventes de disques C.D.

Un rapport très détaillé sur le marché et les ventes de musique enregistrée a été publié par Market Direction, Euromonitor. Il couvre les marchés du disque et des bandes magnétiques pour la France, la Grande-Bretagne, l'Italie, les Etats-Unis et la République Fédérale d'Allemagne. On y trouve de très nombreuses informations concernant l'évolution de ces marchés au cours de ces dernières années. Ainsi, les ventes de compact-discs sont passées à 11,2 millions d'unités en 84 contre 2,5 millions en 83. A titre de comparaison, en 84 il s'est vendu 407 millions de disques 33 tours qui, eux, ont accusé une très sérieuse récession puisque 560 millions d'exemplaires avaient été vendus en 80. Tous ces chiffres couvrent l'ensemble des cinq pays men-

tionnés précédemment. On notera que les C.D. représentent à peine 3 % des exemplaires vendus. Un autre point intéressant concerne l'évolution du marché du C.D. entre 83 et 84, ainsi les progressions ont été de 272 % pour la France, 175 % pour l'Italie, 166 % pour la Grande-Bretagne, 625 % pour les Etats-Unis, et 222 % pour l'Allemagne de l'Ouest. La part du marché américain est passé de 31 % à 52 %, ce qui est énorme. La part du marché français en 84 représente 12 % environ. En 83, il s'était vendu 900 000 exemplaires en R.F.A. contre 800 000 aux Etats-Unis et 350 000 en France. En 84, pour ces trois mêmes marchés, les résultats ont été de 2,9 millions en R.F.A., 5,8 millions aux U.S.A. et 1,3 million en France. Paradoxalement, le marché anglais est celui qui a le moins progressé, cela est d'autant plus étonnant que, sur le plan du marché de la musique enregistrée, c'est un pays qui se place dans le peloton de tête avec plus de 12 % du chiffre d'affaires global (les Etats-Unis représentent 66 %... et la France 8 %).

Les perspectives d'avenir sont relativement pessimistes puisque les ventes de musique enregistrée ne devraient progresser que de 2 % en nombre d'exemplaires vendus entre 84 et 88. La progression du compact-disc va continuer mais son incidence sera relativement modérée compte tenu de la faible part de marché qu'il représente.

Condensateur Taitso

La nouvelle s'est confirmée : les fameux condensateurs de liaison Taitso, polypropylène et armature en cuivre, ne sont plus disponibles. L'arrêt de fabrication n'est sans aucun doute pas dû à une demande insuffisante, les délais d'approvisionnement étaient de plus en plus longs... D'autres raisons ont certaine-

ment présidé à cette décision, toutefois nous n'en savons pas plus pour l'instant. Nous avons pensé à regarder des solutions de remplacement qui puissent être à la hauteur, malheureusement ce n'est pas chose facile. Nous attendons des échantillons...

Caisson Audiom

Le caisson Audiom décrit dans notre numéro 35 et constituant la charge du Focal Audiom 15, a suscité quelques petites critiques auprès de son concepteur Jacques Mahul. Cela est, somme toute, normal. Tout lancement de nouveaux produits dans un créneau aussi pointu que celui visé par le 38 cm Focal nécessite une prise de recul, de sorte à pouvoir procéder aux retouches ou petites optimisations encore possibles... C'est ainsi qu'un produit atteint sa réelle maturité. Le caisson Onken équipé du 416 Altec n'a-t-il pas fait l'objet d'un nombre considérable d'essais quant aux proportions et à la répartition du volume et des événements. A ce niveau de qualité, force est de constater que l'optimisation préliminaire obtenue fort aisément maintenant avec des méthodes de calcul tout à fait rôdées, est loin d'être suffisante pour parvenir aux plus hauts niveaux.

Il est certain que tous les travaux de Thiele, Small... ont beaucoup fait pour la compréhension du bass-reflex et surtout pour la systématisation de sa mise au point. Toutefois, la théorie développée est loin de couvrir tous les aspects du fonctionnement réel d'un système bass-reflex. Quiconque a fait l'essai pour un même haut-parleur de diverses charges, de même volume avec le même accord mais avec des proportions différentes, a pu se rendre compte de l'influence significative d'une telle modification. Il est dommage qu'à ce niveau de mise au point, aucun moyen de

calcul par ordinateur ne peut donner la solution optimale ; seuls de longs et patients essais pourront permettre de dégager l'ultime solution. Cela n'est pas exclusif à l'acoustique, dans tous les domaines de pointe il en est ainsi.

Bien évidemment, avant la publication du numéro 35, divers essais de caisson ont été faits par Jacques Mahul et aussi par nous-mêmes. Ces essais ont abouti à diverses retouches sur la charge pour parvenir au modèle décrit dans ce numéro. Depuis, nous avons pris le recul nécessaire et fait de nombreuses écoutes et dans le souci de progresser encore, des petites critiques s'imposent quant à la qualité de reproduction du grave dans la zone des 100 Hz qui, subjectivement, semble gonflée. Ce défaut n'apparaissait pas sur les premiers caissons qui, au contraire, donnait un grave hyper-tendu, voire trop tendu. Cette constatation trouve très certainement son origine dans l'écoulement de l'onde arrière. Le système d'évent choisi, avec une très large répartition sur toute la périphérie, semble poser quelques problèmes, principalement au niveau des événements horizontaux les plus près du sol. En les bouchant, paradoxalement même si l'accord est quelque peu perturbé, le résultat subjectif d'ensemble est meilleur. Nous avons évoqué ce point avec Jacques Mahul qui, lui aussi, continue dans ses essais.

Cela ne remet en aucun cas en doute les qualités de l'excellent 38 cm Audiom 15, bien au contraire : ses performances sont telles qu'il mérite réellement une charge «mijotée aux petits oignons»...

Phase absolue du circuit Prépré Hiraga

Nous avons été submergés de

coups de téléphone suite à la publication de notre publicité produits finis Les Réalisations de l'Audiophile dans la Nouvelle Revue du Son d'octobre, concernant un point très particulier : la phase absolue du «Le Prépré».

En effet, cet appareil utilise un schéma de type Hiraga, c'est-à-dire avec un seul transistor sur le trajet du signal. Il est très intéressant de n'avoir qu'un seul étage pour des raisons bien évidentes de simplicité, moins le signal traverse d'étage, plus de chances il a de ne pas être dégradé... En contrepartie, il est bien évident qu'une telle configuration de circuits inverse la phase. Cela ne pose aucune problème, il suffit par exemple d'invertir «point chaud» et «point froid» sur chacun des canaux à la connexion sur la cellule. A préciser pour les lecteurs peu avertis qu'il ne faut pas confondre une inversion de phase absolue (qui correspond à un déphasage de 180° sur chacun des canaux) avec la phase dont on parle plus généralement concernant la mise en phase des haut-parleurs pour ne pas déphaser le canal droit par rapport au canal gauche ou inversement, ce qui se traduit par une image sonore complètement «étalée» sans focalisation.

La notion de phase absolue est beaucoup plus subtile, toutefois c'est un élément à prendre en considération. L'influence sur l'écoute est significative. La manip est on ne peut plus simple et mérite l'essai. Bien évidemment, il est possible d'invertir la phase au niveau haut-parleurs en inversant les connexions «plus» et «moins». Cependant, cela pose un problème vis-à-vis des sources haut niveau qui n'inversent pas la phase. Il est dommage que les constructeurs n'indiquent pas plus précisément ce critère dans leurs spécifica-

tions. Il est difficile de s'y retrouver pour l'amateur ne possédant pas de matériel de mesure !

Une distribution plus large pour les Réalisations de l'Audiophile

Depuis sa création en 79, l'orientation de notre gamme de produits «Les Réalisations de l'Audiophile» a suivi la droite ligne que nous nous étions fixée... Conçues à l'origine dans un esprit kit «pour amateurs bricoleurs», les Réalisations de l'Audiophile ont très vite pris l'orientation produits finis à part entière. Les succès remportés sur les marchés étrangers nous ont confortés dans notre démarche et encouragés à continuer dans cette voie en travaillant sur les qualités de fabrication, l'esthétique, la finition pour être réellement compétitifs sur des marchés où notre démarche n'était pas encore connue. Ces cinq années furent un challenge très excitant. Pour cette rentrée 85, nous souhaitons étendre notre représentativité sur l'ensemble du territoire français. Très souvent, des amateurs de province nous contactaient pour savoir où s'adresser pour écouter telle ou telle de nos réalisations et force est de constater qu'il n'était pas toujours aisé de donner une adresse relativement proche de leur domicile... Pour pallier à cela et pour progresser encore, nous avons confié la distribution de notre gamme de produits finis exclusivement à un réseau qui n'est autre que celui de Nad par l'intermédiaire de la société TRC. En effet, notre structure n'est plus suffisante pour mener à bien les diverses facettes de notre activité. Nous pensons qu'ainsi le contact sera mieux établi avec l'ensemble des revendeurs pour encore nous faire encore mieux connaître.

Fiches Cinch WBT

Une nouveauté très intéressante en provenance d'Allemagne, la société WBT (des initiales de son fondateur Wolfgang B. Thörner) propose toute une gamme de connecteurs pour l'audio réalisée dans l'esprit des connecteurs professionnels. Nous avons noté plus particulièrement dans la gamme de cette firme une fiche Cinch mâle qui, en dehors de ses remarquables qualités de réalisation, offre une originalité : elle est verrouillable par rotation du corps de la prise (comme un mandrin de perceuse...). Les autres spécifications sont décrites ci-dessous.

La prise Cinch femelle est conçue pour que le contact du point chaud s'effectue après connexion de la masse. C'est un des handicaps des connecteurs Cinch où le point chaud est habituellement connecté en premier, cela, outre des risques de «plocs» désagréables, peut présenter un danger pour certaines électroniques à très large bande passante qui peuvent «partir en oscillations» lorsque le point chaud est excité sans que la masse soit connectée. En outre, cette Cinch femelle est conçue pour un montage isolée du châssis, c'est bien pratique pour les entrées phono en particulier et cela évite d'avoir recours à un montage préalable sur une petite plaque isolante.

Fiche coaxiale WBT-0101 :

1. Pour câbles coaxiaux et câbles coaxiaux jumelés (symétriques) jusqu'à 9 mm de diamètre.
2. Contact électrique optimum assuré par des contacts intérieurs

et extérieurs à effet de ressort.
3. Meilleur positionnement des contacts pour une grande sécurité.
4. Verrouillable sur chaque prise coaxiale par un nouveau mécanisme de serrage par contrainte.
5. Haute conductivité assurée par un alliage de cuivre spécial «OFC».
6. Haute résistance à la corrosion obtenue par application

Prise coaxiale WBT-0200 :

1. Prise coaxiale pour le montage (prévue pour des supports d'une épaisseur de 0,5-6,0 mm).
2. Excellent contact assuré par un anneau-ressort fendu en acier.
3. Conductivité excellente assurée par un alliage de cuivre spécial «OFC».
4. Haute résistance à la corrosion obtenue par application d'une surface multicouche (plaquée or haute densité),

d'une surface multicouche (plaquée or haute densité - 24 carats).
7. Isolement en téflon résistant aux hautes températures et à la déformation.
8. Montage facile, points de soude spéciaux facilement accessibles.
9. Serrage efficace du câble assuré par une vis sans tête à grand diamètre.

