

# L'AUDIOPHILE



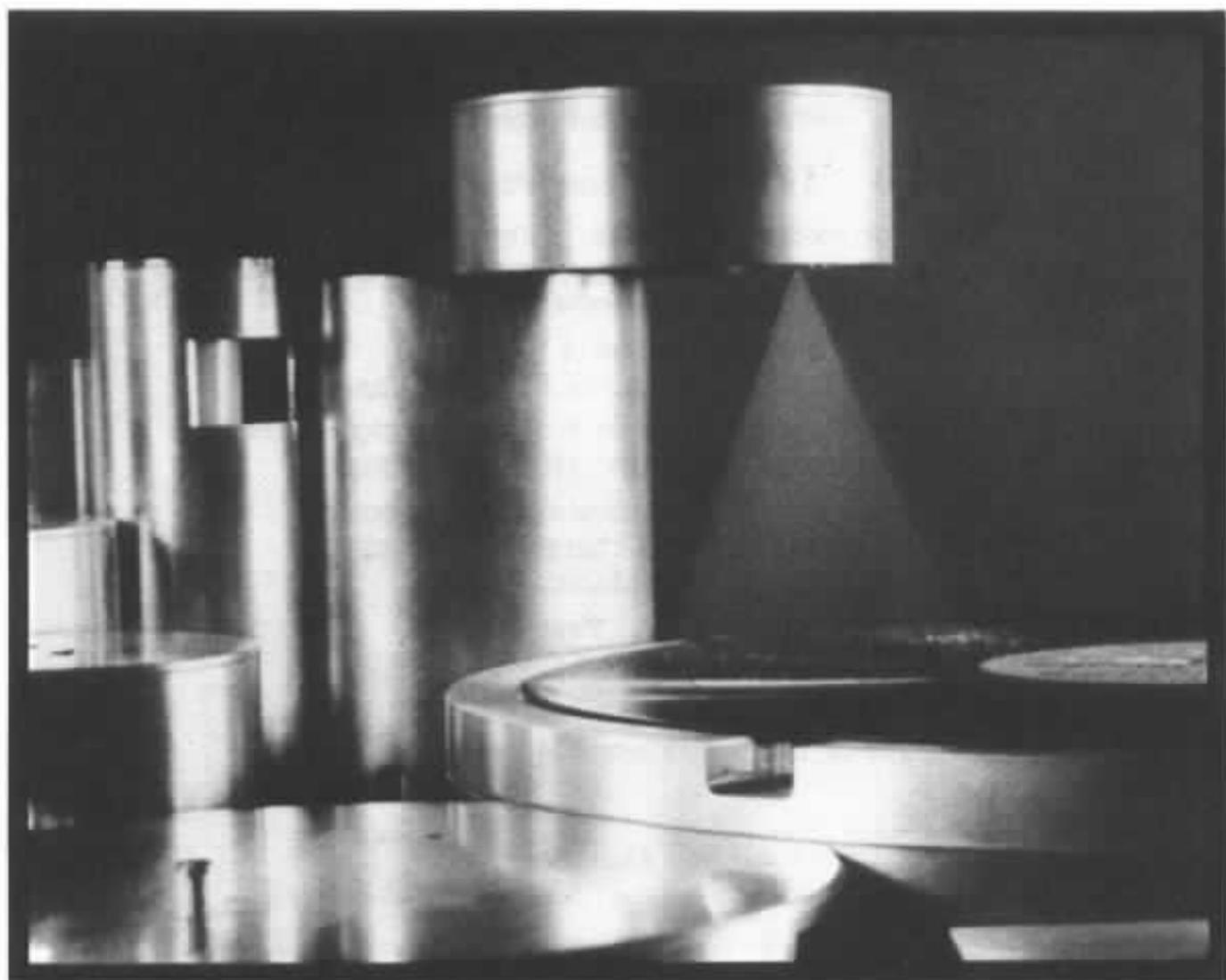
8<sup>e</sup> ANNÉE. N°27. HIVER 1986. 43 F

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



# Table de lecture sans pivot, à auto-centrage

## « Entrez dans ma folie, j'entrerais dans la vôtre » \*

*Faire « l'éloge de la folie », quoi de plus sage ? J'ai toujours plaisir, je l'avoue, de trouver plus folle entreprise que celle que ma modeste folie peut d'aventure engendrer. Par voie de conséquence, rencontrer sur mon chemin, en général, ou dans les couloirs des Editions Fréquences, en particulier, plus fou que moi tient du régal.*

*Puis-je vous faire partager ?*

*Un homme venu d'ailleurs était entouré par un groupe de « Fréquenciens ». La scène se passait dans le laboratoire que les amis qui viennent nous visiter connaissent bien, face à l'entrée, début du couloir.*

*Que se passait-il ? Curieux moi-même comme tout un chacun, je m'approchai et m'associé au groupe. L'homme, celui venu d'ailleurs, se penchait onctueusement sur une sorte d'autel antique brillant des reflets archaïques du métal massif. Il aspirait à l'aide d'une seringue les gouttes éparses d'un autre métal au brillant glauque comme le mercure (c'était du mercure...). Patiemment, dans le silence profond de l'attroupement héberlué, il refaisait précautionneusement le geste d'aspirer les perles épaisses afin de les réinjecter dans l'Athanos...*

\* Jean-Paul Sartre.

*A ses pieds, un étrange plateau (météorite de 22 kg).*

— *Qu'est-ce ?*

— *Une platine, Monsieur.*

— *Une platine ???*

— *Une platine !*

*Quelques paires d'yeux me dévisagèrent interrogatives : allait-il rire, hurler, plaisanter ?... Je devais d'ailleurs leur présenter un visage inhabituel.*

— *Une platine...*

*L'homme que je reconnus tout de même pour l'avoir déjà rencontré se retourna et daigna interrompre ses étranges infiltrations. Quelques toussotements décongestionnèrent le moment.*

— *Une platine... mais... c'est du mercure... c'est de l'acier, du massif, c'est au moins X kilogrammes de métal. C'est fou ! (Le mot était lâché. C'était fou). — J'y travaille depuis mai (nous étions mi-décembre). J'ai eu du mal (tu parles !) mais ça marche. — Que disent les mesures ? (la batterie avide des appareils de mesure à quelques mètres avait déjà rendu le verdict).*

— *Elles sont très bonnes, me dit C.D. Pas de problème. C'est même très bon.*

*Notre homme me regarda fier, mais stigmatisé par l'inquiétude très caractéristique du montreur d'invention. J'observais l'ensemble, étonnant, inimaginable (avant de l'avoir vu). C'était bien plus qu'une platine cette platine, (tout au moins pour moi). Je me mis alors à piaffer mon admiration haut et ferme. L'homme me conseilla d'essayer de soulever le plateau (vous savez, la météorite qui était à ses pieds). Bof ! Il pesait 22 kg et mes reins, il faut bien l'avouer, n'ont plus vingt ans.*

*Après un bref regard de commisération, l'homme avec la désinvolture du cavalier avisé qui saute sur sa monture, souleva vivement ce dernier puis reconstitua l'ensemble en venant le déposer délicatement, très délicatement, sur la flaque de mercure. Un bouton vert s'alluma et tout se mit en branle. Puis un autre bouton, rouge cette fois, obéit aux doigts impératifs de son créateur. Alors, d'un des trois cylindres d'acier qui se serraient sur la gauche jaillit un jet (un jet d'eau pure).*

*L'officiant et son ensemble statique m'avaient beaucoup impressionné (vous venez de le lire), mais quand le mouvement se fit, Dieu, c'était encore plus fou, plus merveilleusement fou ! Je redoublais d'exclamation. Je devenais un peu fou moi-même. C'est du moins, j'en suis sûr, ainsi que me jugeaient les «Fréquentiens» de plus en plus pétrifiés.*

— *Oh, ce n'est qu'un prototype ! Il faut encore... (ceci, cela...). Et lorsque le produit sortira, il sera... (comme ceci, comme cela...). L'homme, l'inventeur, l'alchimiste, le docteur (sic), la seringue toujours dans une main, le pinceau épousseteur dans l'autre, voulait me faire les honneurs de ce que serait le produit fini, comme on dit.*

*Le charme, je l'avoue, venait un peu de se rompre. Au diable, les produits finis, lèchés, aseptisés, lavés et relavés par un marketing décapant emmerdant (puis-je me permettre ?). Je dis à l'homme tout le bien que je pensais du prototype, du sentiment d'esthétique (pure !) qu'il m'inspirait. Un boulon hirsute, une tête de vis mal fraisée, c'était ça le truc ! Les traces d'outil sur l'acier, les soleils entrelacés de la fraise, c'était ça, c'était ça...*

*Usant de toute ma conviction enthousiaste, je pense avoir ébranlé un peu notre ami. Forcément, je devenais plus fou que lui. Je lançais follement dans la foule des idées et des mots SON objet, je me l'appropriais après qu'il l'eut pondu... Bien plus qu'une platine... que m'importaient les taux de fluctuation, sa destination, son usage...*

*Oui, mes amis, cette histoire est vraie, j'ai tenu à vous la raconter sans tricher, sans l'enjoliver. Ça s'est passé comme ça et je l'ai ressenti comme ça.*

*Peut-être n'aurez-vous pas la chance de rencontrer, comme moi, à l'état naturel cet objet, ce prototype... Ce prototype du XX<sup>e</sup> siècle qui permettait de tremper le bout de son doigt dans la flaque moite de mercure au fond du chaudron et sentir un instant, un bref instant privilégié cette odeur de soufre — ô ! alchimie.... Je le regrette pour vous. Je le regrette, oui, car que deviendra ce prototype ? Comment se multipliera-t-il ? Je ne le sais pas. Ce que je sais par contre, c'est que*

*dans le Moment ce prototype et l'homme à la seringue s'étaient enveloppés d'une nuée de folie bienfaisante. Cette folie qui nous manque tellement. Cette folie qui fait que, parfois, l'Homme avec elle, par elle, peut dépasser sa triste et très passagère condition.*

E.P.

*N.B. Vous n'avez pas rencontré le mot Art au cours de ce petit récit car, comme moi (au fond de vous-même), vous savez très bien qu'il ne veut pas dire grand chose.*

# Descriptif

Jacques Marteau

Cette platine résulte, pour son objet, de la volonté de faire usage d'un plateau lourd, dont l'intérêt est certain, et procède, pour son mode de conception, des informations recueillies dans de nombreux articles et tout spécialement dans l'Audiophile qui s'est penché à maintes reprises sur les tables de lecture.

Tant les considérations générales que les réflexions sur le son des platines et a fortiori, les descriptions et analyses des réalisations commerciales ou ésotériques ont été la base de la présente démarche qui a aussi permis de confirmer des remarques personnelles et de renforcer des convictions,

## Les plateaux lourds.

Qu'ils soient préférables, nul n'en doute.

Les plateaux légers, malgré l'immense bénéfice de la contre-platine suspendue, restent minces, sont souvent résonnants et en tout cas sensibles au Larsen ou Feed Back acoustique (Y. Neveu, Réflexions sur les platines, Audiophile n° 12). Ils ont, en outre, les inconvénients propres à la suspension (G. Milot, Audiophile n° 15 ; J. Bicht, Audiophile n° 14).

Les plateaux semi-lourds (de l'ordre de 5-8 kg) apportent à la lecture une amélioration évidente mais n'atteignent pas à la qualité obtenue avec des tables comme la Verdier, la Vecteur ou la Reference et la Prestige Thorrens, la Lurné Minimum.

## L'orientation choisie

La qualité atteinte avec ces mécaniques de précision plaçait

la barre très haut. Et pour parvenir à un résultat équivalent, il fallait mettre en œuvre de gros moyens et recourir aux mêmes usinages coûteux. En un mot, les mêmes efforts répétés permettaient, au plus, de faire aussi bien. Ne pouvant faire mieux, il fallait procéder différemment.

La question à résoudre était de faire tourner en silence une masse de plus de 20 kg, en étroite liaison avec le reste de la platine, sans recours à des artifices visant à diminuer les déformations de l'axe.

La solution est venue du souvenir de la démonstration d'un gardien de phare breton : d'une poussée du doigt, il faisait tourner la lourde optique du phare sans effort et sans bruit : plus de 2 tonnes glissaient sur un bain de mercure avec une facilité déconcertante.

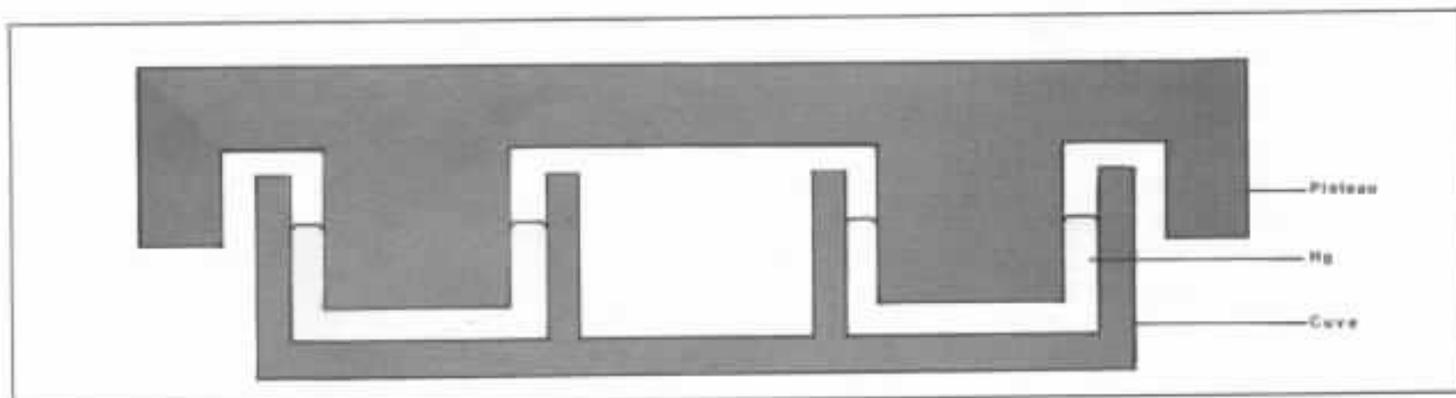


Fig. 1 : Vue en coupe, la plateau est en sustentation dans la cuve remplie de mercure.

## Constitution de la platine.

### Cuve et plateau.

L'âme de la platine est une cuve annulaire qui reçoit le mercure et dans laquelle vient se pla-



Photo 1 : La cuve remplie de mercure.

cer l'anneau circulaire du plateau. Ainsi, il apparaît que le plateau se sert d'axe et de support à lui-même et que cette fonction, habituellement remplie par des pièces métalliques rapportées, en contact mécanique, se fait ici de façon directe dans un liquide. Le mercure étant très dense — 13,6 — il en faut peu pour obtenir la poussée nécessaire à la sustentation de la masse importante qui y est plongée : 25 kg. L'équilibre est immédiat, la surface du plateau se met à l'horizontal spontanément ; une minime impulsion provoque la rotation et le mouvement se poursuit très longtemps même lorsque la vitesse est devenue infime : il y a une quasi-absence de frottements.

Cuve et plateau sont en acier, métal qui ne forme pas de composés avec le mercure. L'usinage de ces deux pièces maîtresse ne présente pas de difficultés parti-

culières ; par contre, leur concentricité est impérative, comme le parallélisme de leurs différentes faces. C'est une condition de base pour une rotation sans défaut. Les proportions entre la hauteur de l'anneau, sa largeur

ments et les vérifications en plus et en moins ont constitué l'élément — de loin — le plus onéreux de la réalisation de ce premier modèle.

L'acier est magnétique : la partie supérieure du plateau est en dural, la tête n'a ainsi rien à craindre.

L'épaisseur totale atteint 95 mm pour un diamètre de 335 mm, supérieur de près de 40 mm à celui d'un disque. Ce faisant, les périphéries de plateau et du disque ne « coïncident » pas, ce qui est avantageux du point de vue des résonances, tandis que l'augmentation de taille du plateau accroît très fortement le moment d'inertie.

La figure 2 montre le profil du plateau : le bord est surélevé ou, si l'on préfère, la face supérieure est creusée afin que le disque se trouve incorporé à la masse de métal. Pour créer une discontinuité d'épaisseur, le bord est en échelon.

### L'entraînement.

Il est réalisé par une courroie torique de 4 mm de diamètre en caoutchouc synthétique, provenant d'un fabricant réputé.

Comme le plateau a une certaine liberté de mouvement dans la cuve, il n'est pas possible de se servir du montage habituel, où la courroie est tendue entre la poulie moteur et le plateau. Il se pro-

et le poids total du plateau sont assez critiques. La marge est faible entre un espace insuffisant pour la quantité nécessaire de mercure (avec, comme conséquence, son débordement) et un espace trop vaste.

A partir des données théoriques et d'un résultat approché presque satisfaisant, les ajuste-

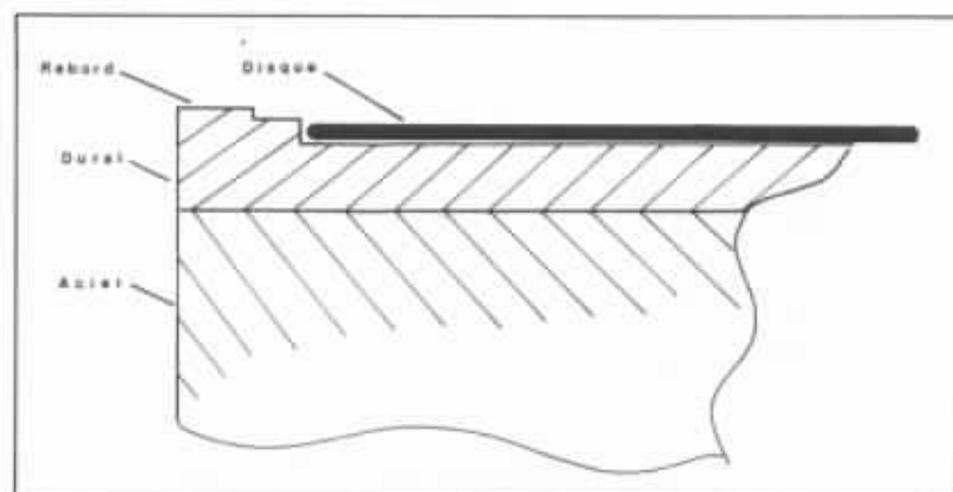


Fig. 2 : Vue en coupe du plateau. On notera son profil et sa constitution.

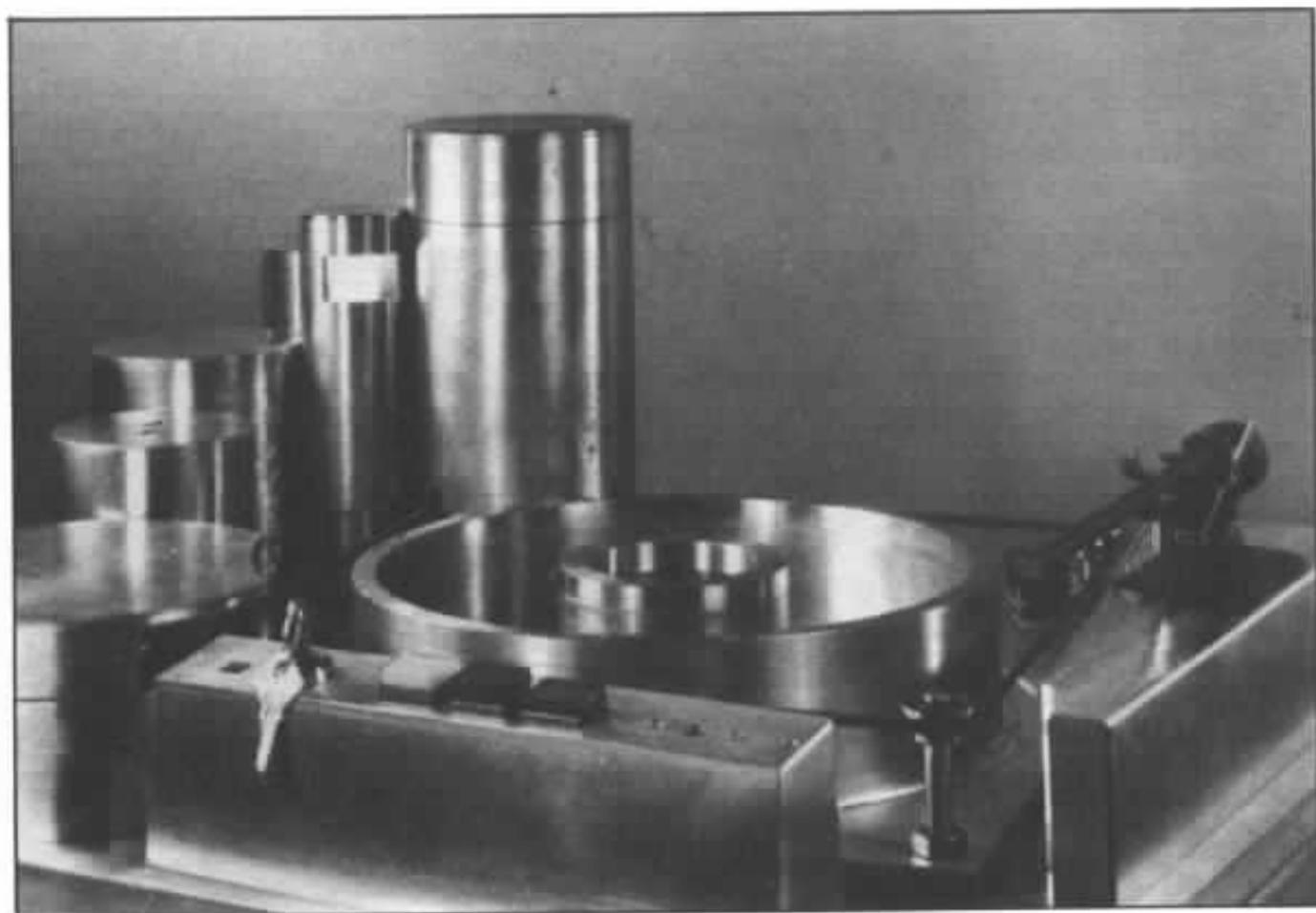


Photo 2 : La cuve positionnée sur le socle de la platine.

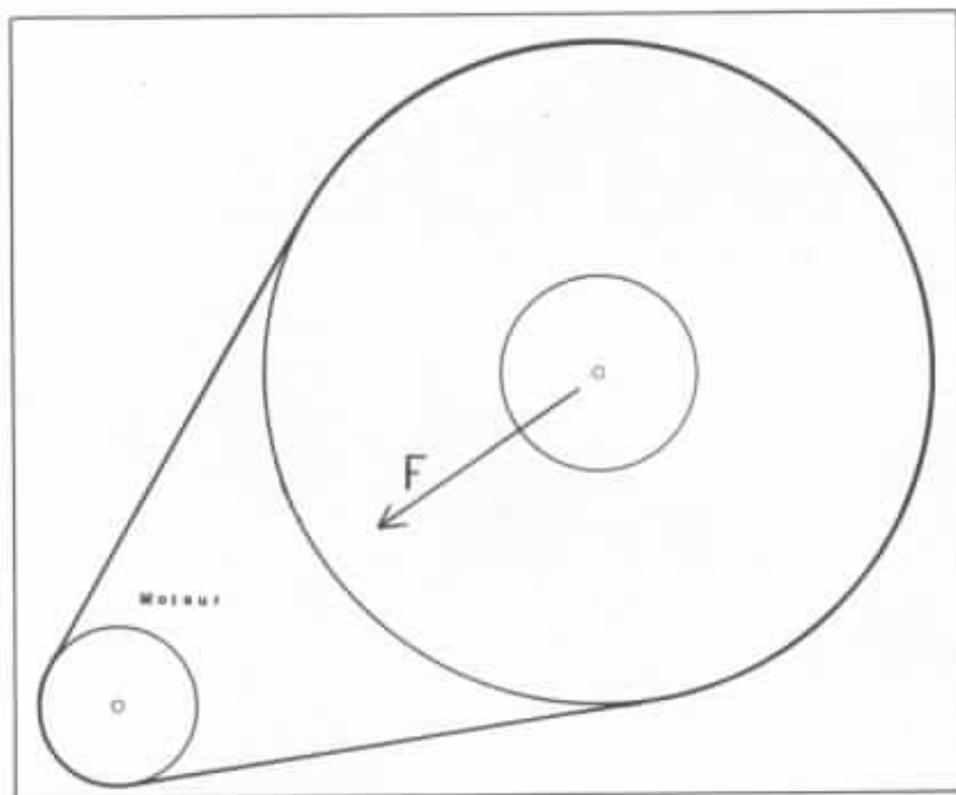


Fig. 3 : Le principe d'entraînement par courroie tel qu'il est habituellement appliqué.

duirait une attraction du plateau vers le point fixe que constitue le moteur. Aussi la courroie est-elle écartée par des poulies fixées aux quatre angles du carré inscrivant la circonférence du plateau. Elle lui est tangente en quatre points qui sont les sommets de deux diamètres orthogonaux du cercle. Les forces que la courroie applique aux points tangents se font face deux à deux : elles ont même grandeur mais sont de sens opposé et s'annulent donc. Ainsi le plateau est-il centré du fait de son mode d'entraînement qu'on peut qualifier de **dispositif d'entraînement à auto-centrage**.

Remarques :

— Il faut en pratique appliquer la courroie sur quelques centimètres pour qu'elle ne glisse pas, les caoutchoucs actuels étant traités pour adhérer le moins possible. Avec 5 cm de contact aux 4 points d'application, on obtient un démarrage franc, une accélération régulière et une vitesse

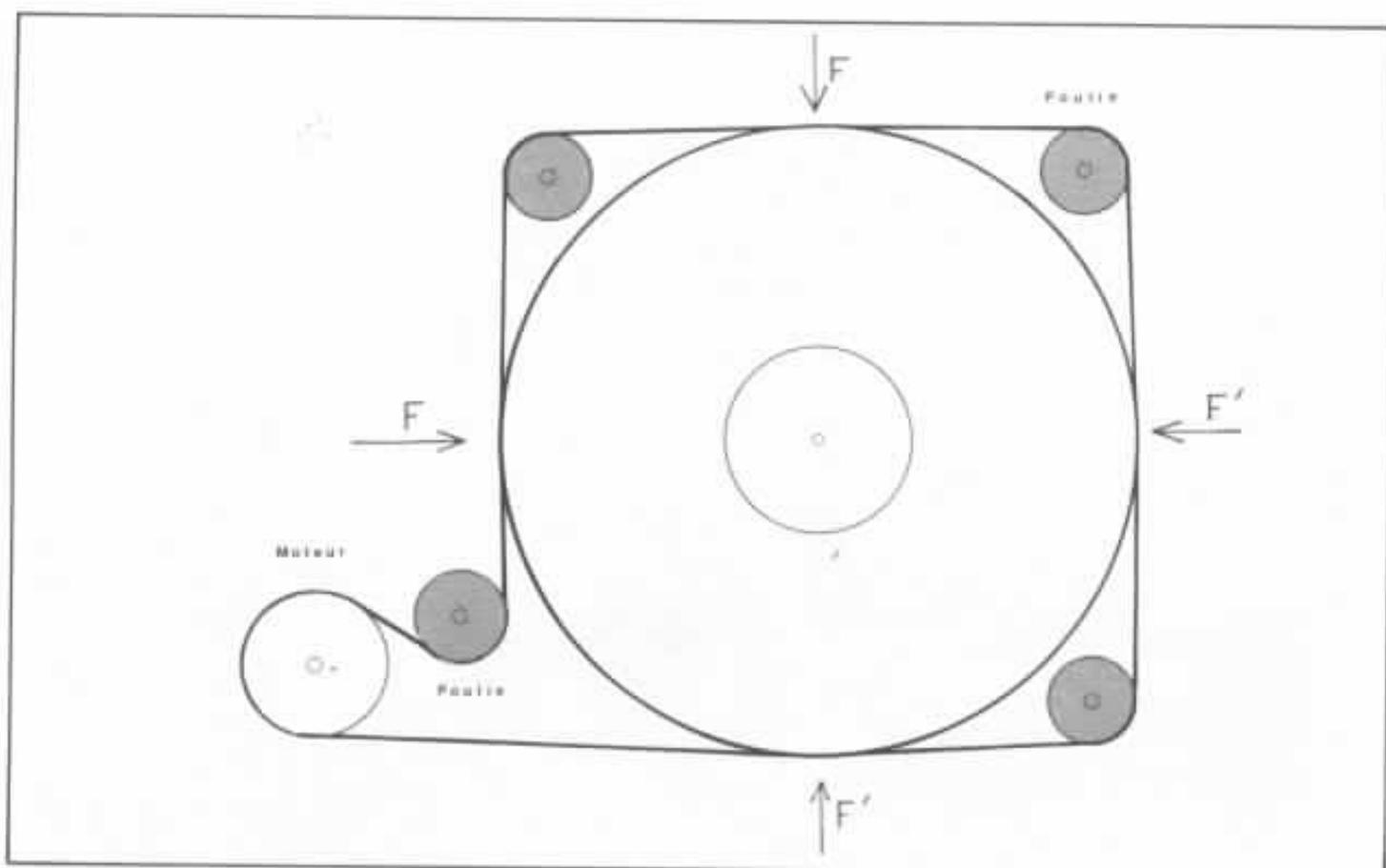


Fig. 4 : Le principe d'entraînement à auto-centrage retenu pour la réalisation.

constante en moins de 10 s (moins qu'il n'en faut pour poser le bras), sans aide au moteur avec une courroie peu tendue, ce qui ne peut qu'aider à lui garder ses caractéristiques dans le temps.

Avec 20 cm au total contre les 80 cm en mode normal, on obtient une réduction de 75 % du contact avec le plateau. C'est un bénéfice important pour l'effort moteur et autant de gagner sur la transmission des vibrations.

— la poulie moteur, de diamètre supérieur aux autres, écarte l'un des brins ; il est ramené par une poulie accessoire qui sert de tendeur.

La photo 3 montre le détail du montage. Les tiges filetées avaient leur raison d'être pour le prototype (réglage en hauteur) mais disparaîtront par la suite ; les roulements à billes qui ont tendance à émettre un très léger sifflement pour un effort même

infime en dehors de l'axe, seront sans doute remplacés par du Delrin.

— pour éviter de chasser le plateau pendant la pose du disque,

un doigt de maintien peut être agréable ; il évite d'attendre que l'entraînement ramène le plateau au centre.

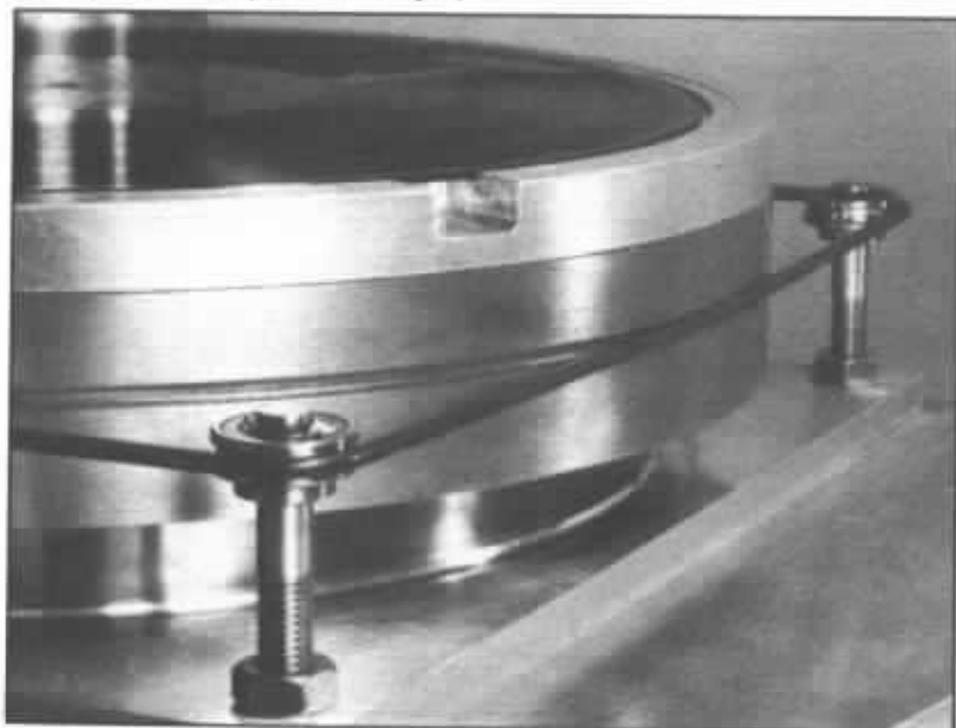


Photo 3 : Vue de détail de l'entraînement à auto-centrage.

### Le moteur - Le support moteur.

Le moteur est le RTC SR 27III. Il a les avantages d'une bonne puissance et d'une vitesse — lente — de 250 tours. Il doit surtout se faire oublier sur le

### Le support de bras.

Sa proximité de la tête l'a fait choisir en dural. Solution peu économique mais la dépense est compensée par un bel aspect de surface après usinage. C'est un bloc volumineux en forme de

rectangle allongé qui se rétrécit de la base au sommet et, comme le bloc moteur, est creusé et rempli de plomb.

Sa position est repérée par des ergots ; il n'est pas fixé rigidement. Il assure une très grande stabilité au bras et le protège des vibrations : il faut une impulsion verticale importante pour qu'elle se transmette et soit perçue dans les haut-parleurs.

### Socle.

C'est un élément important d'une platine auquel les constructeurs ont consacré de nombreux efforts. Les matériaux les plus variés ont été utilisés dans le but de réduire les vibrations et d'assurer une bonne assise aux éléments mécaniques.

Par souci d'homogénéité de la construction, dans une vision esthétique d'ensemble, par attirance aussi pour le métal, il a semblé préférable que le plan sur lequel prenaient appui les constituants métalliques de la table soit une planche épaisse de dural.

Haute de 20 mm (25 ultérieurement), cette dalle métallique est à la fois rigide et portable. On

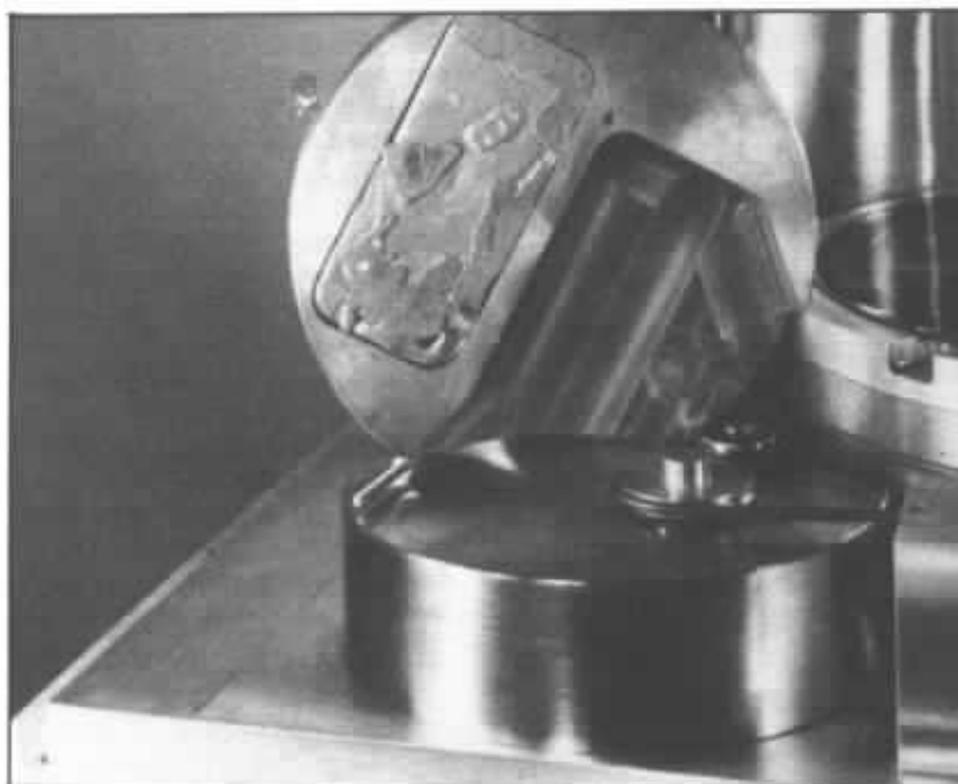


Photo 4 : Le support moteur et son capot lesté avec du plomb. Le dégagement sert au passage de la courroie.

plan mécanique. A la lumière de ce qui s'est fait de mieux pour neutraliser les vibrations (Verdier, Micro Seiki), il a été inséré dans un bloc d'acier de 180 mm de diamètre, évidé pour y couler du plomb et porté au poids de 13 kg ; descendu dans un logement dont il ne touche pas les bords et isolé du fond par 5 mm d'élastomère de silicone à très faible coefficient de transmission, ce support qu'aucune vis n'assujettit, rempli parfaitement sa fonction : il fait ignorer le moteur.

La poulie n'appelle pas de remarque particulière : taillée dans du dural, elle a tendance à « chanter ». Le laiton la rend silencieuse.

De son diamètre dépend la vitesse, elle est usinée au 1/100<sup>e</sup>.

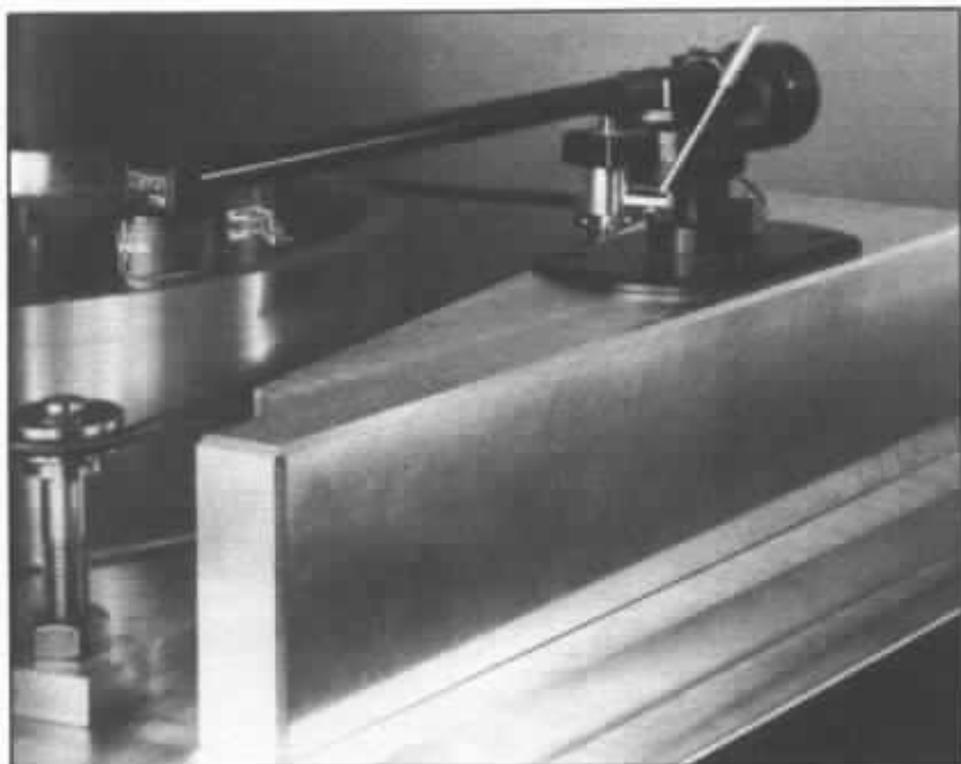


Photo 5 : Le support de bras.



Photo 6 : Le support de bras et le capot du bloc moteur sont tous deux évidés et lestés avec du plomb pour accroître leur inertie.

doit en tenir compte pour la manipulation, surtout lorsque comme c'est le cas ici, les dimensions en sont conséquentes (620 × 450).

A sa surface sont creusées les alvéoles recevant la cuve et le support moteur. Seules les tiges filetées des poulies y sont vissées, les autres éléments pourvoient à leur maintien par leur poids. Les contraintes liées au serrage sont ainsi évitées.

### Commandes.

Groupées sur une console, elles comportent :

- un interrupteur à clef, de type bipolaire
- les boutons de mise en marche, d'éclairage et de pulvérisation d'eau, monopolaires : cela réduit le nombre de fils circulant dans la platine.

### La pulvérisation automatique d'eau.

Outre qu'il contribue à amortir le socle par sa masse, cet ensemble volumineux permet à ceux qui apprécient la reproduction sans bruit de surface, de

s'affranchir des préparatifs de l'humidification. Dans son principe, le système comporte une buse de très haute précision projetant au travers d'un orifice de 330 microns un faisceau plat de fines gouttelettes d'eau (fente défléctrice sur la buse). Comptenu de la pression (1,6 à 1,8 bar), une hauteur de projection de 10 cm au-dessus du disque « couvre » la largeur de la gravure (8 à 9 cm). La projection dure environ 2,5 secondes et se produit en début de lecture puis 10 minutes plus tard (à mi-lecture). Ces chiffres sont variables car réglables.

On trouve, en effet, quatre cylindres contenant les éléments de l'automatisme :

- dans le premier, le programmeur électronique avec deux molettes de réglage, une pour la durée de pulvérisation quasiment fixe (1 tour = 2 secondes), la

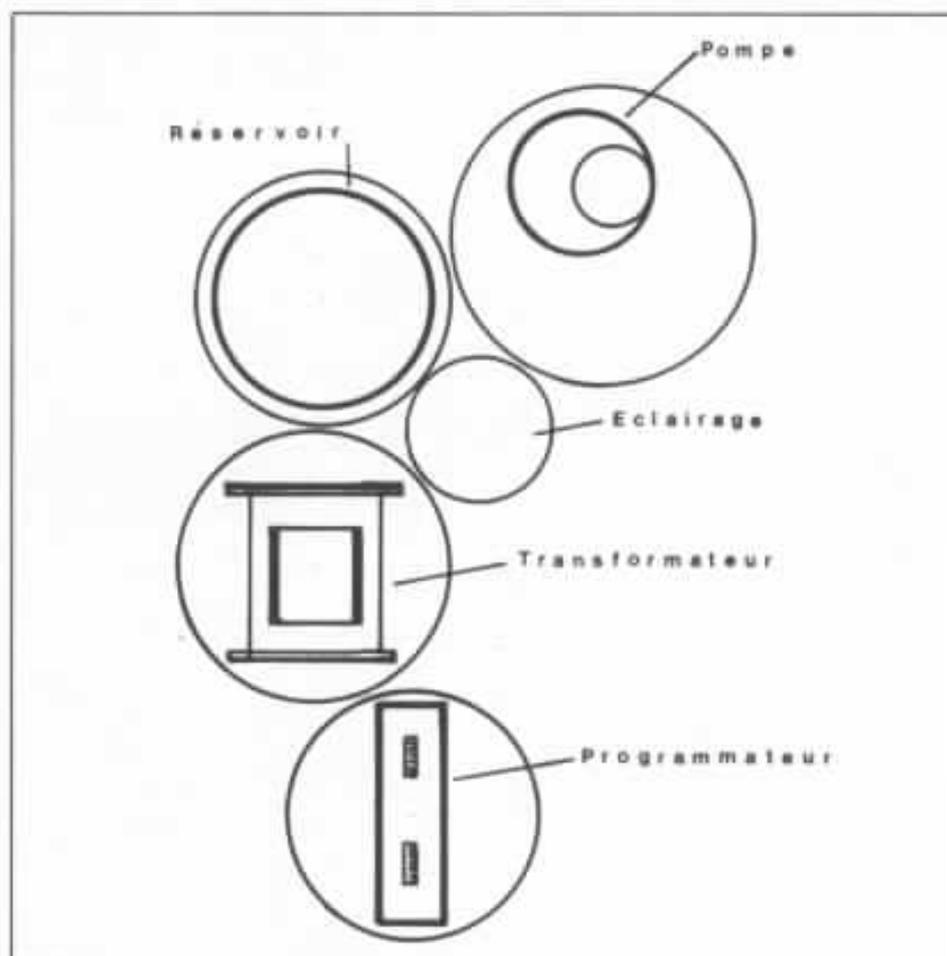


Fig. 5 : Disposition et fonction des éléments du système de pulvérisation automatique.

deuxième pour l'intervalle entre les arrosages, fonction de la température ambiante et de l'hygrométrie (variables suivant la saison, la latitude).

— dans le second est placé le transformateur 220/12 V et la cellule de redressement.

— dans le troisième est introduit le réservoir d'eau distillée (et non déminéralisée) en communication avec,

— dans le quatrième cylindre, la pompe surmontée de l'injecteur.

A propos de lecture humide, on a coutume de dire qu'un retour à la lecture sèche est impossible. Ce n'est que partiellement vrai car un lavage soigneux débarrasse les sillons de la poussière conglomérée qui s'y trouve (trempage des disques pendant 20 minutes dans de l'eau à 25° additionnée de détergent — 1 cuillère à café pour 5 l

d'eau — suivi d'un nettoyage en profondeur par passages répétés d'une grosse boule de coton hydrophile dans le sens des sillons. Rinçage à l'eau claire, puis séjour de quelques secondes dans de l'eau distillée.

## Conclusion.

L'idée directrice était de réaliser une « machine à disques » qui présente le minimum de défauts propres et « absorbe » par sa nature la plus grande quantité possible des inconvénients de la triade disque-bras-cellule.

En fonction des paramètres reconnus critiques, le modèle décrit ici propose son approche des problèmes par :

— son poids important : la masse totale est de 80 kg. C'est énorme si on la rapporte à celle

d'un disque. En termes dynamiques, les forces développées à la lecture sont considérables et les proportions, considérées sous cet angle, beaucoup moins impressionnantes.

— sa réponse par l'élimination de l'axe à toutes les questions relatives à cette pièce aussi délicate qu'essentielle. Les solutions aux problèmes de conception, position par rapport au centre de gravité, d'usinage et d'usure, sont fournies de façon simple et radicale. Mais surtout, par l'absence d'axe, on fait disparaître la source principale de frottement, de bruit et de vibration qui affecte le plateau et diffuse radialement dans le disque par l'intermédiaire du centreur ; liaison mécanique renforcée par le palet-presseur.

— son mode d'entraînement qui tend à centrer la masse en rota-



Photo 7 : La platine telle qu'elle se présente dans son ensemble.

tion au lieu de la tirer en permanence à l'extérieur.

Le but poursuivi était aussi de réaliser un ensemble sans mécanique complexe, donc bien reproductible, fiable et d'un prix de revient supportable. Le résultat paraît obtenu, malgré le prix de la matière. A partir du prototype présenté, il n'est pas prévu de modifications profondes. Seules les pièces d'étude, en surépaisseur, vont s'incorporer à l'ensemble. La conception modulaire sera conservée. Elle fait partie intégrante du système et permet un transport et un montage aisé. Le bras sera toujours lié à son support, usiné pour lui, et plusieurs types de supports sont prévus (bras de 230 et de 300 mm). Pour changer de bras, il suffira de placer le nouveau bloc bras-support dans les repères correspondants du socle. De cette manière la lecture se fera, toujours à l'endroit préférentiel, ce que ne permet pas la disposition des bras à la périphérie du plateau où deux d'entre eux sont alors proches du moteur.

La pulvérisation automatique n'aura pas un caractère obligatoire : il est prévu une version qui n'en comportera pas mais tous les modèles auront des

cylindres dans lesquels on pourra, ultérieurement, enficher les composants.

La description ne laisse pas place à l'aspect affectif de la réalisation. C'est pourtant un devoir et un plaisir de nommer les établissements Chevillard, à Montrouge, et de citer Monsieur Marvier, qui dirige une équipe tout à fait remarquable et sans qui rien n'aurait été possible. Les conseils utiles, la résolution des difficultés sans concession à la rigueur, le sérieux et la sincérité permanente de l'accueil le disputent à l'extrême compétence de chacun.

La qualité de l'usinage a frappé ceux qui ont vu la platine.

Voilà un atelier hautement recommandable à qui s'adressent beaucoup de remerciements.

## **Annexe : Précautions d'emploi du mercure.**

Le contact du mercure avec la peau ne présente aucun danger au cours des manipulations.

Par contre, l'inhalation de vapeurs de mercure est nocive ; or le mercure s'évapore

— quand il est chauffé : à 357° il s'évapore en totalité

— quand il est à la température ordinaire, mais en faible quantité.

Dans les conditions d'utilisation présentes, la surface de mercure en contact avec l'air est très réduite (elle se limite aux étroits anneaux situés de part et d'autre de la partie plongeante du plateau). Néanmoins, pour parer à tout inconvénient, une toute petite quantité d'huile de paraffine est déposée sur le mercure avant la mise en place du plateau ; l'huile de paraffine remonte à la surface de l'espace libre et empêche l'évaporation.

Le mercure ne doit évidemment pas être absorbé par la bouche.

Pour ces raisons, le plateau doit rester immergé en permanence (son poids découragera toute tentative de juste curiosité de la part des très jeunes audiophiles...) et la stabilité de l'ensemble être garantie (la platine est obligatoirement assujettie à un bâti qui comporte les indispensables vérins de calage).

Il est utile de savoir que la poudre de cuivre ou de zinc neutralise les gouttelettes qui pourraient sauter lors du remplissage, si celui-ci est trop rapide. Le mercure est un liquide très mobile : c'est le vif-argent.

# Un amplificateur à tubes stable et performant

*François Blesbois*

*Nombreux sont les lecteurs désireux d'entreprendre la réalisation d'un amplificateur à tubes. Toutefois la difficulté d'approvisionnement en composants, leur coût bien souvent élevé, ont freiné nombre d'amateurs. En outre, de plus en plus rares sont ceux qui ont l'expérience du tube et beaucoup craignent de se lancer dans une aventure onéreuse sans toutefois être certains de parvenir à leur fin.*

*Pour satisfaire cette demande importante, émanant surtout de notre tranche de lectorat la plus jeune, nous vous proposons la description très détaillée d'un amplificateur à tubes simple, de puissance modérée, utilisant des composants faciles à se procurer et de coût sans concurrence. De plus, cet amplificateur peut constituer un tremplin idéal à des réalisations plus imposantes. Le schéma, synthèse d'idées maîtresses en matière d'amplificateurs de qualité, reste dans la grande tradition des meilleurs amplificateurs des années 60. Les performances subjectives d'un tel circuit ont de quoi faire de nombreux envieux parmi les concepteurs d'amplificateurs de technologie moderne...*

## **Préambule**

L'idée de base de cette description n'était pas de présenter une étude théorique sur le fonctionnement des amplis à tubes : d'autres l'ont fait avant nous. Nous n'avions pas non plus la prétention de faire du neuf avec

de l'ancien car dans ce domaine tout a été tenté, ou presque, depuis bien longtemps.

Notre démarche est plus empirique et basée sur une quinzaine d'années d'observations et d'interrogations. Alors que le transistor commençait à « démoder » son homologue à haute

tension, nous étions perplexes car les résultats obtenus avec des circuits de type LIN qui étaient le nec plus ultra du moment, étaient loin d'égaliser les classiques ultra-linéaires de l'époque. Sans trop savoir pourquoi, nous avons donc remis l'état solide en attendant des jours

meilleurs...

Les choses ont évolué, le comportement d'un amplificateur en audio-fréquences et sur charge complexe est maintenant mieux connu et l'on peut expliquer de manière rationnelle les erreurs du passé.

Fort de cette expérience, on peut désormais concevoir des montages transistorisés objectivement et subjectivement performants. Il reste que ce résultat n'est possible qu'un demi siècle après l'apparition de la 2 A 3 et près de 30 ans après celle du transistor, ce qui montre que dans ce domaine l'évolution est loin de l'exponentielle...

Nous restons convaincus que la conception et la réalisation d'un système à tube se justifie pleinement. Avec un minimum de soin et de rigueur, le bilan sera largement positif et la qualité du produit le placera au-dessus des « modes et des tendances ».

Pour ceux qui souhaiteraient « tâter » du tube, trois solutions sont possibles :

- soit acheter un produit commercial fini et garanti, mais il faut savoir que, dans la grande majorité des cas, on aura affaire à des « copies d'ancien » vendues au prix d'un original sans en avoir forcément la classe :
- soit reconditionner ou améliorer un ancêtre, ce qui est une bonne solution, sous réserve que tous les composants soient encore disponibles :
- soit enfin sortir des sentiers battus et réaliser un montage original à partir d'éléments modernes et fiables.

Cette dernière solution est évolutive et permet d'accéder à un produit correspondant bien aux ambitions de son concepteur.

Dans ce qui va suivre, nous décrivons un amplificateur simple et de puissance modérée, une dizaine de watts, mais qui est la synthèse de quelques idées maîtresses en matière d'amplifica-

tion de qualité. Il peut être une fin en soi mais également un tremplin pour des réalisations plus imposantes, sinon meilleures.

## Le schéma retenu

L'amplification à tube utilise deux configurations de base :

### Le tube unique

Triode ou multigrille monté en classe A, ce montage peut être la meilleure et la pire des choses. La meilleure quand il met à profit des tubes triodes comme les 2A3 et W300B bien servis par un transformateur de sortie irréprochable. La pire quand il est adopté dans un but d'économie ; petite tétrode à grande pente, transfo lilliputien et contre-réaction généreuse pour masquer les défauts. C'est le type même de l'application « grand public ». Dans tous les cas, le montage à tube unique est peu puissant (rarement plus de 5 W), son taux de distorsion global est élevé, même si cette distorsion est « harmonieuse ». Son emploi le réserve donc à des systèmes à très haut rendement ou à la multi-amplification.

En outre, les triodes de puissance, qui sont les seuls tubes valables dans ce cas, deviennent extrêmement rares, donc chères, et sont bien souvent dégradées par un stockage prolongé. Un test systématique au lampemètre nous semble nécessaire pour des fabrications antérieures à 15 ans.

### Le montage symétrique push-pull

Il est, lui aussi, bien connu. Rappelons brièvement ses caractéristiques essentielles :

Il s'oppose par définition à la génération d'harmoniques paires, d'où une DHT plus faible que le tube unique.

Grâce à la symétrie des enroulements, la composante continue des courants plaques ne crée aucun champ dans le noyau, ce qui permet de réaliser des tranfos

sans entrefers, plus légers et d'un meilleur rendement. Il en va de même pour tout signal en « mode commun », comme les résiduelles de filtrage, qui se trouve atténué par déphasage, d'où un meilleur rapport S/B.

Il permet, surtout en classe AB, d'utiliser des tubes à grand gain, comme les tétrodes ou les pentodes, ceux-ci n'effectuant que la moitié du travail dans la partie la plus linéaire de leur courbe. Ceci permet de réduire le nombre d'étages amplificateurs de tension, ce qui compense l'avantage qu'il y aurait à employer des triodes distordant moins. Certains montages permettent d'ailleurs de hisser les tétrodes au niveau des triodes, mais nous y reviendrons plus loin.

Le rendement, toujours en classe AB, est le triple d'un montage à tube unique. A puissance de sortie égale, la dissipation est beaucoup plus faible, ce qui est un gage de longévité pour les tubes (un point qu'il vaut mieux ne plus négliger). Dans un montage push-pull à tube, comme à transistor à effet de champ de puissance, la classe A n'apporte pas d'avantages décisifs. Une augmentation du courant de repos au-delà du point de fonctionnement AB n'apporte pratiquement plus que des calories, donc de l'usure.

Une symétrie parfaite de l'étage de sortie n'a d'intérêt que si les tensions d'attaque sont elles aussi parfaitement bien déphasées et symétriques. Or un déphaseur à tube est plus délicat à mettre en œuvre que son homologue à transistor, ceci provenant en grande partie de la grande résistance interne des tubes et de leurs capacités inter-électrodes relativement importantes. De plus, le vieillissement et le régime thermique des tubes sont des facteurs de dérives difficiles à maîtriser.

De ce qui précède, on comprendra que le push-pull ABI

permet dans tous les cas de « limiter la casse » (ce qui n'est pas un compliment) et c'est certainement ce qui lui a valu sa bonne réputation et son succès commercial. Ce n'est pas pour autant un montage galvaudé et si l'on s'en donne les moyens, ce montage est excellent et peut prétendre au plus haut niveau de qualité.

L'amplificateur que nous

avons conçu est une synthèse de nos convictions en matière d'amplification à tube. Pour être tout à fait honnête, un montage célèbre nous a — dans la forme au moins — montré la voie ; il s'agissait du célèbre Quad II de P.J. Walker. Comme lui, notre amplificateur ne comporte que deux étages, un déphaseur à grand gain voisin du « paraphase » et un étage de puissance

configuration « semi-triodes » mais la ressemblance s'arrête là. Dans le Quad II, le déphaseur d'entrée utilise deux pentodes à grand gain EF 86 fournissant les 30 V nécessaires à l'attaque des tetrodes KT 66 chargées par un transformateur possédant un enroulement séparé pour une contre-réaction cathodique. Voyons maintenant notre schéma (Fig. 1) en détail.

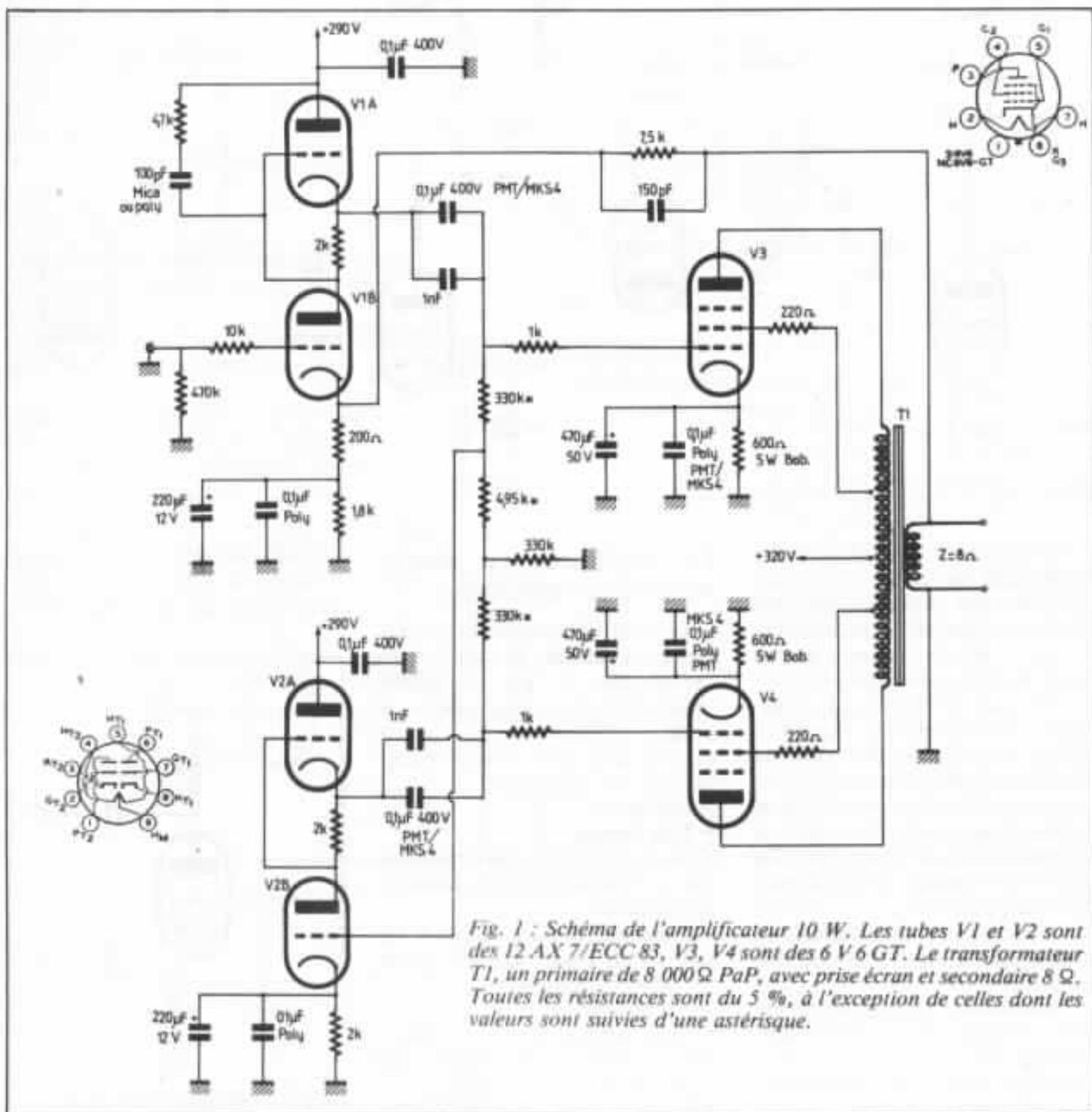
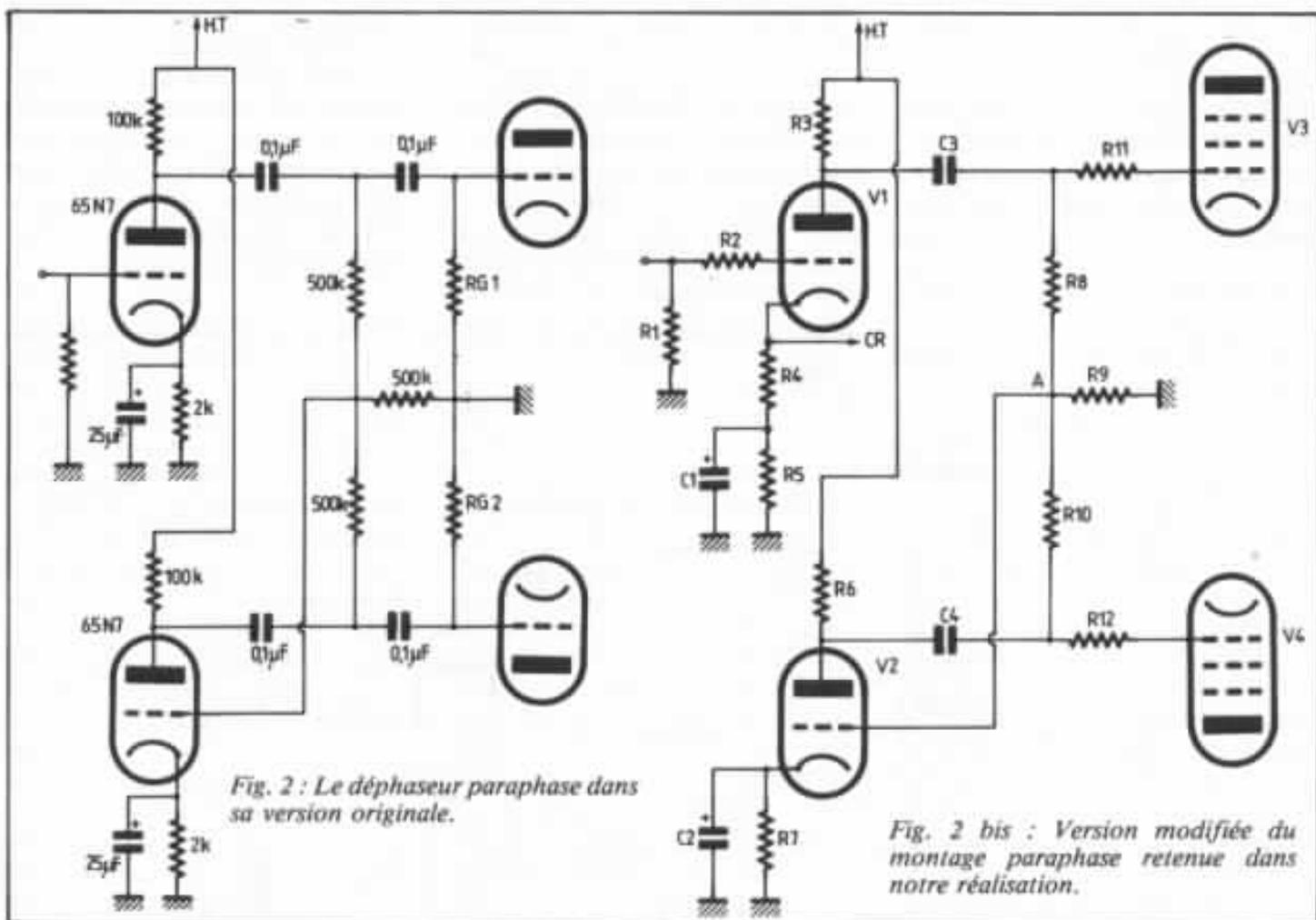


Fig. 1 : Schéma de l'amplificateur 10 W. Les tubes V1 et V2 sont des 12 AX 7/ECC 83, V3, V4 sont des 6 V 6 GT. Le transformateur T1, un primaire de 8 000 Ω PaP, avec prise écran et secondaire 8 Ω. Toutes les résistances sont du 5 %, à l'exception de celles dont les valeurs sont suivies d'une astérisque.

## L'étage déphaseur d'entrée



Ce circuit est la seule véritable originalité de notre amplificateur. Il s'agit d'une variante du montage paraphase ou « balancière ». Nous l'avons retenu pour les raisons suivantes :

— Son gain est important, puisque c'est celui du tube monté en ampli de tension, soit près de 40 dB dans notre cas.

— Sa symétrie est excellente et indépendante de la fréquence et du vieillissement des tubes. De plus elle s'ajuste et se corrige automatiquement.

— Il n'est pas trop sensible à la charge qu'on lui présente et distord très peu.

— Il permet l'application d'une CR sur son tube d'entrée sans nuire à son équilibre.

Citons pour mémoire les systèmes déphaseurs les plus connus :

### Le déphaseur à charge répartie ou cathodique

Le tube est chargé sur sa plaque et sa cathode par deux résistances RA et RK de même valeur. Un signal appliqué sur la grille se retrouve en phase sur la cathode et à 180°, avec le même niveau, sur la plaque.

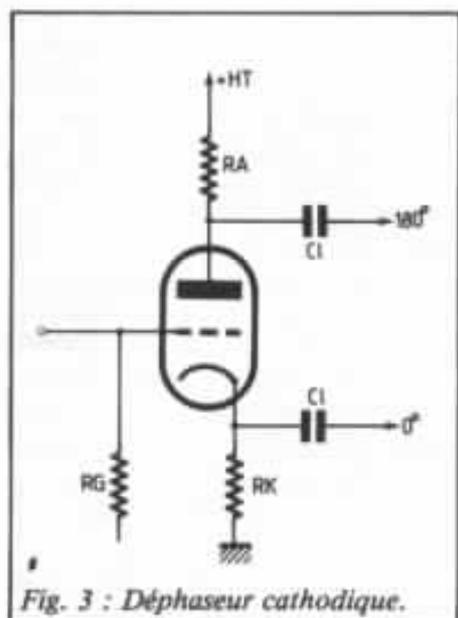
**Avantages :**

- Très simple
- Peut se coupler sans condensateur à l'étage précédent (schéma Williamson)
- Assez performant quand il est suivi d'un étage tampon avant les tubes de puissance

**Inconvénients :**

- Gain faible (entre 3 et 6 dB)
- Non linéaire en raison des capacités internes du tube
- Equilibrage précaire et instable

- Très sensible à la charge (valeurs de RA et RK critiques devant RG des tubes suivants)



## Le déphaseur de Schmidt

Deux triodes sont montées en différentiel, la grille du deuxième tube V2 est découplée à la masse par un condensateur CG2. Le signal appliqué sur la grille de V1 est déphasé de  $180^\circ$  sur sa plaque et appliqué à l'étage suivant via C11. V2 fonctionne en grille commune et est couplé à la cathode de V1. Le signal se retrouve en phase avec l'entrée sur la plaque de V2, soit à  $180^\circ$  de V1 et avec le même niveau.

**Avantages :**

- Très linéaire
- Equilibrage facile et assez stable
- Distord très peu
- Peut se coupler directement à l'étage précédent

**Inconvénients :**

- Qualité de CG2 critique
- Gain moyen (car RK1-RK2 ne sont pas découplées) de l'ordre de 15 dB
- Appairage de V1 et V2 nécessaire. Tube double conseillé

## Déphaseur à transformateur

Le schéma parle de lui-même. Malheureusement ce déphaseur très simple est pratiquement irréalisable de nos jours. Sa qualité est liée uniquement à celle de son transformateur devenu complètement introuvable (sauf peut-être au Japon) et de toute façon elle égalera difficilement celle d'un « Schmidt » ou d'un « Paraphase » bien réalisé.

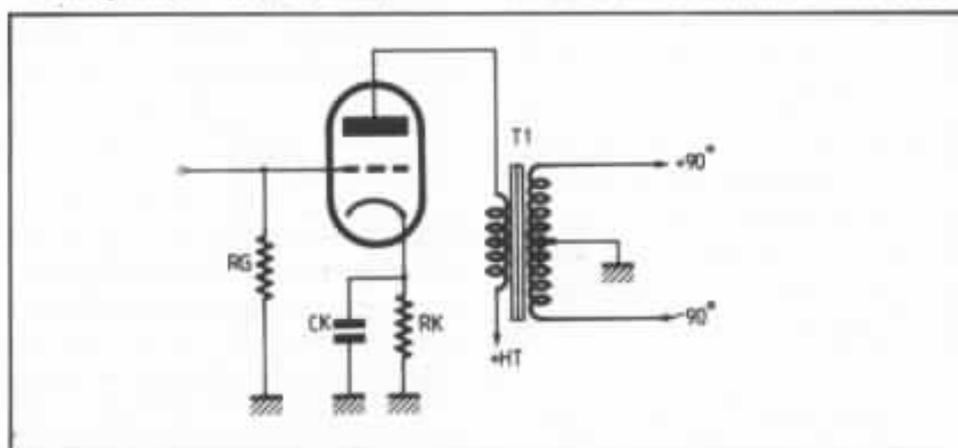


Fig. 5 : Déphaseur à transformateur.

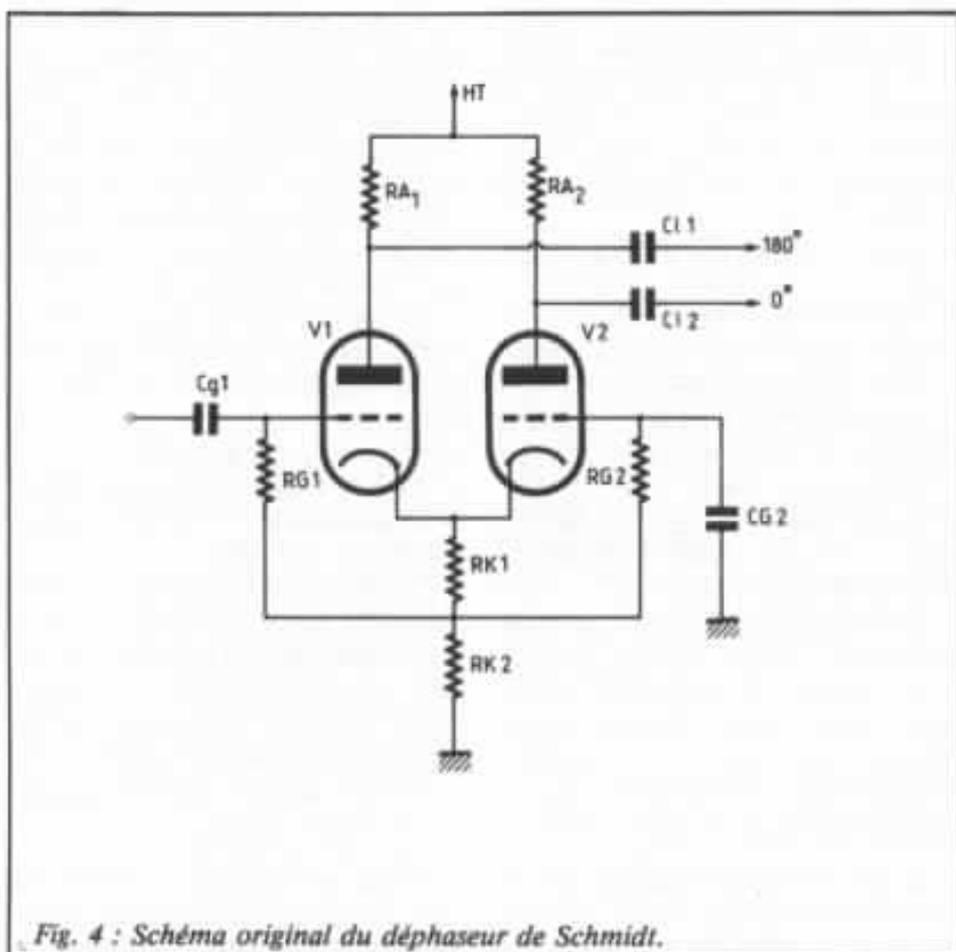


Fig. 4 : Schéma original du déphaseur de Schmidt.

Revenons à notre « balançoire » et voyons ce qui s'y passe. Le tube V1 est utilisé comme un quelconque ampli de tension entre l'arrivée du signal appliqué sur sa grille via R2 qui stabilise le tube et la grille du tube de puissance V3 à travers C3. Sa cathode est chargée par une résistance composite R4 R5 partiellement découplée par C1 afin de permettre l'application d'une contre-réaction modérée.

Sa plaque est classiquement chargée par R3 de valeur assez faible (120 k) pour minimiser les effets de la charge. Le gain à vide est d'environ 35 dB.

La deuxième triode V2, identique à V1 et polarisée de manière identique, prélève son signal de grille sur un diviseur résistif R8, R9, R10, qui est également la charge de grille des tubes de puissance. Le courant de grille de ces tubes est tellement faible que la tension continue au point A est négligeable et sans effet sur V2. Cette disposition est une simplification du montage d'origine (Fig. 1) mais les performances sont meilleures car on élimine deux condensateurs de liaison et deux résistances de charge inutiles. Cela n'aurait pas été possible avec certaines triodes dont la fuite de grille est importante.

En y regardant de plus près, nous voyons que V2 est non seulement alimenté par le signal de plaque de V1 divisé par 2 puis-

que  $R8 = R10$ , mais que son gain est fixé par ces mêmes  $R8$  et  $R10$  par la relation approchée :

$$GV2 = \frac{R8 + R10}{R8}$$

(en négligeant le gain « à vide » du tube très supérieur à  $GV2$ )

d'où  $GV2 = 2$  car  $R8 = R10$   
Le signal de plaque de  $V2$  sera donc strictement égal à celui de  $V1$ , mais à  $180^\circ$ . L'incidence du vieillissement sur la symétrie est négligeable car :

- Toute variation du gain de  $V1$  se retrouvera sur  $V2$

- Une variation du gain de  $V2$  en une « boucle ouverte » aura un effet négligeable sur le gain en « boucle fermée » qui est de 2.

*Exemple* : Une perte de 3 dB de  $V2$  ramenant son coefficient d'amplification  $K$  de 60 à 40 entraînera :

$$\frac{K + G}{K} \text{ soit } \frac{40 + 2}{40} = 1,05$$

soit 5% de dissymétrie ce qui est encore excellent.

Cela montre en outre l'intérêt qu'il y a à utiliser un tube à grand gain dans cette fonction et c'est la raison pour laquelle nous avons retenu pour notre déphaseur la double triode 12AK7/ECC83 dont le  $K$  est précisément de 60. Ce tube donnera une dissymétrie initiale de 3% que l'on compensera une fois pour toutes en jouant sur les valeurs de  $R8$  et  $R10$ . Mais *attention* car le réseau  $R8 R10$  est à la fois diviseur de tension et boucle de CR d'où un effet cumulatif ; le résultat recherché sera obtenu en augmentant de 1,5% la valeur de  $R10$ , ce qui revient à lui ajouter une résistance de 4,95 k $\Omega$  en série dans le schéma définitif. Ce déphaseur a été testé sous cette forme et nous avons pu constater qu'il fonctionnait parfaitement quel que soit l'état des tubes.

Des mesures effectuées à vide, sur charge résistive de 100 k $\Omega$  ont donné les résultats suivants :

- *Distorsion harmonique* : 0,13% (- 58 dB) de 10 Hz à 100 kHz avec prépondérance paire (H3 à - 72 dB, H4 à - 68 dB) et cela entre 100 mV et 2 V à l'entrée.

- *Gain* : 33 dB à 1 kHz et pour 100 mV à l'entrée.

- *BP* à 1 dB ; 8 Hz à 160 kHz

- *Dissymétrie de niveau* pour 1 V à l'entrée à 100 Hz : 0,3% ; à 1 kHz : 0,2% ; à 10 kHz : 0,6% ; à 20 kHz : 0,8% ; à 40 kHz : 1,3%.

- *Déphasage relatif en sortie* pour 1 V à l'entrée à 100 Hz :  $182^\circ$ , à 1 kHz :  $178^\circ$ , à 10 kHz :  $183^\circ$ , à 20 kHz :  $186^\circ$ , à 40 kHz :  $188^\circ$ .

Les deux dernières mesures nous ont montré les limites du montage sous sa forme originale. Par curiosité, nous avons ajouté des capacités de 30 pF sur les résistances de charges et nous avons refait nos mesures, car nous voulions simuler la charge réelle des tubes de sortie. Nous avons trouvé des résultats assez différents :

- *Distorsion harmonique* pour 1 V à l'entrée 0,13% jusqu'à 7 kHz ; 0,22% à 15 kHz ; 0,30% à 20 kHz, avec une remontée de H3 à partir de 7 kHz.

- *Gain* : 33 dB à 1 kHz et pour 100 mV à l'entrée.

- *BP* à 1 dB, 8 Hz à 65 kHz.

- *Dissymétrie de niveau* pour 1 V à l'entrée 100 Hz : 0,3% ; 1 kHz : 0,2% ; 10 kHz : 0,6% ; 20 kHz : 0,9% ; 40 kHz : 1,5%.

- *Déphasage relatif* pour 1 V à l'entrée 100 Hz :  $182^\circ$  ; 1 kHz :  $178^\circ$  ; 10 kHz :  $185^\circ$  ; 20 kHz :  $189^\circ$  ; 40 kHz :  $191^\circ$ .

Au vu de ces mesures, et bien qu'aucun autre schéma essayé n'ait donné de meilleurs résultats, nous avons cherché longtemps un système capable d'améliorer « l'inertie » de ce déphaseur vis-à-vis de sa charge.

C'est alors que nous avons pensé au montage SRPP que les lecteurs de l'Audiophile connais-

sent bien. Dans ce circuit, l'amplificateur de tension voit sa charge anodique remplacée par un autre tube monté en cathode follower. Le tube composite ainsi créé s'apparente au montage push-pull et possède des caractéristiques intéressantes :

- L'impédance de sortie est plus faible ce qui le rend moins sensible à la charge

- On bénéficie d'une autorégulation du point de fonctionnement en fonction de la tension d'entrée. Les écarts dynamiques sont mieux respectés et la distorsion à haut niveau est plus faible. On remarquera cependant que la cathode du deuxième tube se trouve à un potentiel élevé ; son filament devra donc être porté à un niveau voisin ou supérieur si l'on veut éviter qu'il devienne émissif à son tour ce qui lui serait préjudiciable et dégraderait le rapport S/B. Cette précaution sera prise au niveau de l'alimentation générale de l'amplificateur

Nous avons donc appliqué le SRPP à notre déphaseur en ajoutant une demi 12 AX 7 dans chaque branche et en considérant chaque doublet comme un tube unique. Le résultat se passe de commentaires. Sur une charge de 10 k $\Omega$  seulement et shuntée par 47 pF, nous avons trouvé :

- *Distorsion harmonique totale* : 0,1% (60 dB) de 5 Hz à 100 kHz mais entre 50 mV et 3 V à l'entrée.

- *Gain* : 32 dB à 1 kHz

- *BP* : à 1 dB, 8 Hz à 150 kHz

- *Dyssymétrie* : < 0,5% entre 10 Hz et 100 kHz

- *Erreur de phase relative* : <  $2^\circ$  entre 20 Hz et 100 kHz.

La plupart de ces mesures ont pu être effectuées grâce à un analyseur vectoriel de précision de Rohde et Schwarz associé à un banc de mesure audiofréquence de la même marque.

Nous avons testé ce déphaseur sur plusieurs prototypes après plus de 1000 heures de fonction-

nement et de nombreuses écoutes comparatives, sans trouver la moindre dérive des caractéristiques.

Dans le montage définitif, nous avons particulièrement soigné les découplages en employant systématiquement des condensateurs hybrides chimiques/polyester ou polyester/mica pour les deux condensateurs de liaison. Un réseau RC 4,7 K/100 pF disposé sur le tube d'entrée limite sa bande passante à 80 kHz. La boucle de contre-réaction est appliquée sur la cathode partiellement découplée de ce même tube sans que la symétrie en soit affectée.

## L'étage de puissance.

Nous avons vu au début de l'article, les raisons qui nous ont poussé à choisir des tetrodes pour l'étage de puissance. Mais avant d'aller plus loin rappelons quelques bases de l'amplification de puissance à tube.

A l'inverse d'un montage à transistor dont la configuration est proche de l'amplificateur opérationnel, l'amplificateur à tube peut s'assimiler à un générateur de courant et son impédance de sortie n'est pas nulle. Cette différence provient essentiellement de la résistance interne élevée des tubes à vide. De ce fait on tirera les remarques suivantes :

- Un ampli à tube doit être adapté à sa charge ; on déterminera sur la courbe caractéristique du tube une droite, appelée droite de charge. En fonction de la classe d'amplification choisie, des courants et tensions admissibles, on trouvera sur cette droite un point correspondant à l'impédance optimale de la charge de plaque (comprise entre 1000 et 10 000  $\Omega$ )

- Le transformateur est encore le moyen le plus rationnel et le plus satisfaisant pour coupler un tube à un transducteur à basse impé-

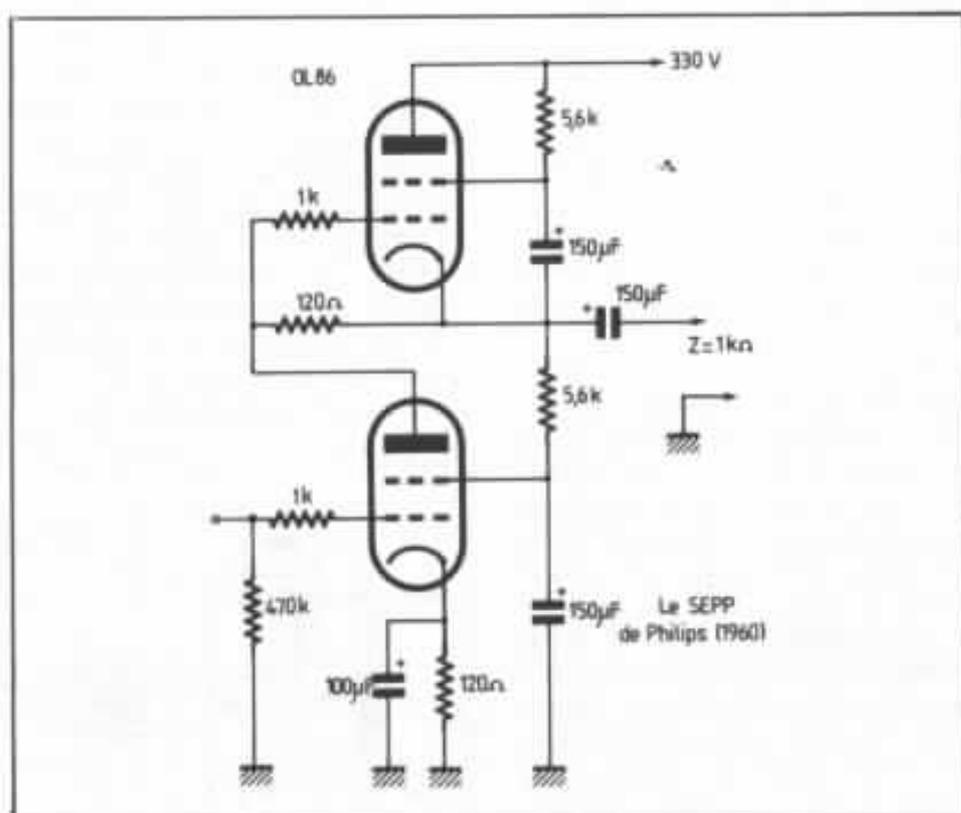


Fig. 6 : Le montage SEPP de Philips (1960).

dance. Des systèmes comme le SEPP de Philips (la version puissante du SRPP) nécessitaient des tubes spéciaux, des HP de 1000  $\Omega$  d'impédance avec une bobine mobile énorme et fragile. De plus les liaisons s'effectuaient à l'aide de condensateurs chimiques à haute tension. Et tout cela pour 5 W d'un son peu convaincant (souvenir de l'auteur).

D'autres systèmes OTL abaissent l'impédance de sortie par mise en parallèle d'un grand nombre de tubes, souvent spéciaux, et sont de véritables monstres. Pour supprimer les condensateurs de liaisons, le haut-parleur est souvent porté à un potentiel élevé, ce qui n'est pas sans risque. Nous n'avons jamais écouté de tels systèmes mais une telle complexité nous laisse sceptique...

- Le facteur d'amortissement ( $Z/R_i$ ) est le point faible des amplificateurs à tube. L'intérêt de ce paramètre est de mieux « tenir » les haut-parleurs sur des phénomènes transitoires et

d'éviter traînage et suroscillation.

Il existe trois façons de l'améliorer :

- choisir des tubes et des configurations à faibles résistances internes

- utiliser de très bons transformateurs de sortie avec des résistances d'enroulements et des inductances de fuite aussi faibles que possible.

Utiliser un réseau de contre-réaction. A dose modérée, elle réduit considérablement la résistance interne de l'amplificateur, même si ses effets bénéfiques sur la distorsion et la bande passante ne sont pas recherchés à priori. Dans un ampli à tube, il suffit de 15 à 20 dB pour arriver à nos fins, ce qui est plus faible que dans beaucoup de montages transistorisés réputés « sans contre-réaction ».

Le résultat final sera en moyenne 10 fois moins bon que pour le transistor (un facteur de 30 est un maximum pour le tube) mais ne perdons pas de vue qu'une fraction d'ohm perdue dans les câbles, les filtres ou les

bobines mobiles remettra nos concurrents à égalité...

• A l'inverse du transistor, le tube craint moins le court-circuit que le circuit ouvert. A vide la tension crête est doublée et peut provoquer des claquages, alors qu'en court-circuit les tubes sont auto-protégés par leur résistance interne (ne pas en abuser tout de même !).

Notre amplificateur ne comportant que deux étages, le seul type capable de délivrer 10 W ou plus à partir des 15 V du déphaseur est la tétrode, ce qui n'est pas un grand inconvénient dans un push-pull AB. Rappelons que la classe AB se subdivise en deux « sous-classes » AB1 et AB2, selon que  $I_G$  est stable ou varie avec  $I_p$ . En AB1, on peut utiliser la d.d.p. aux bornes de  $R_K$  pour polariser la grille, réunie à la masse par  $R_G$ . En AB2, il est préférable de relier la cathode à la masse, d'où un meilleur rendement, et d'abaisser la grille par une tension négative externe. Ce montage permet d'accroître la puissance de sortie mais il a trois inconvénients majeurs :

- il nécessite une alimentation négative stable mais réglable
- le réglage est assez pointu et instable ; il doit être repris périodiquement à mesure que le tube vieillit.
- en cas d'avarie de l'alimentation de grille, la destruction des tubes est quasi immédiate car le courant n'est limité par aucune résistance (une astuce consiste à mettre un fusible en série dans la cathode).

Comme la classe AB2 n'apporte qualitativement aucun avantage par rapport à l'AB1 si ce n'est peut-être l'absence de résistance de cathode et de condensateur de découplage, nous ne courrons aucun risque et nous la réserverons à des montages plus puissants, là où le rendement thermique n'est plus négligeable...

Bien que la triode ne semblât pas s'imposer, nous ne souhai-

tions pas nous priver totalement de ses avantages (moindre distorsion et résistance de plaque réduite). C'est pourquoi nous avons retenu un montage hybride appelé « ultra-linéaire » mis au point par un certain D. Hafler dans les années 50.

Dans le fonctionnement en tétrode ou en pentode classique, l'écran du tube est à un potentiel voisin de la plaque mais il est découplé de celle-ci (fig. 7).

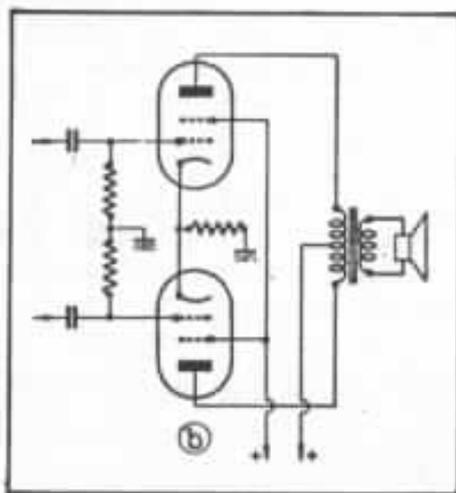


Fig. 7 : Fonctionnement classique.

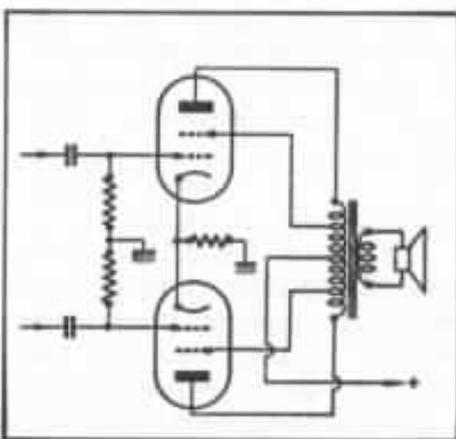


Fig. 8 : Montage en ultra-linéaire. On notera qu'une fraction de la tension alternative est appliquée sur l'écran.

En « ultra-linéaire » (fig. 8), l'écran est toujours au potentiel de plaque mais une fraction de la tension alternative lui est injectée par une prise sur le primaire du transfo de sortie, créant un effet de contre-réaction locale améliorant la linéarité du tube, réduisant la  $R_i$  et la distorsion mais aussi, bien sûr, le gain. Ce mon-

tage cumule donc les avantages des modes triode et pentode, ce qui lui a valu un énorme succès. Il suffit d'examiner une de ses premières versions commerciales (fig. 9) datant de 1956 et de comparer avec les schémas de Marantz, Dynaco, Leak ou Radford de l'époque, ou même des Ampliton ou Y. Cochet pour trouver plus que des ressemblances. En vérité ce montage est pratiquement ce qui peut se faire de mieux avec des pentodes et les constructeurs auraient eu tort de se gêner car ils leur restaient d'autres arguments sérieux pour convaincre, tel que la qualité de leur transformateur de sortie.

Une fois encore Quad Acoustical se démarquait du lot en proposant la même année un système de contre-réaction locale par couplage de cathode ayant un effet proche du montage ultra linéaire (fig. 10). Un autre constructeur américain lançait au même moment un ampli révolutionnaire mettant en œuvre un étage de sortie à contre-réaction d'écran et de cathode. Le transformateur ne comportait pas moins de quatre enroulements distincts et demandait deux semaines de travail à un ouvrier (très) qualifié. Muselées de la sorte les pentodes 1614 n'avaient guère plus de gain que des 2A3 et la stabilité du montage était critique. Le « Mac-Intosh » est devenu légendaire car c'était un amplificateur très puissant et merveilleusement réalisé. Côté performances auditives nous en connaissons de meilleurs...

Mais revenons à notre montage ultra-linéaire pour préciser que sa qualité est directement liée à celle du transformateur utilisé et de sa bonne adaptation aux tubes. Voyons maintenant comment ce tube 6 V 6 a été retenu. Dans cette gamme de puissance toutes les pentodes ou tetrodes ont des performances très voisines :

— Pente de l'ordre de 10 mA/V

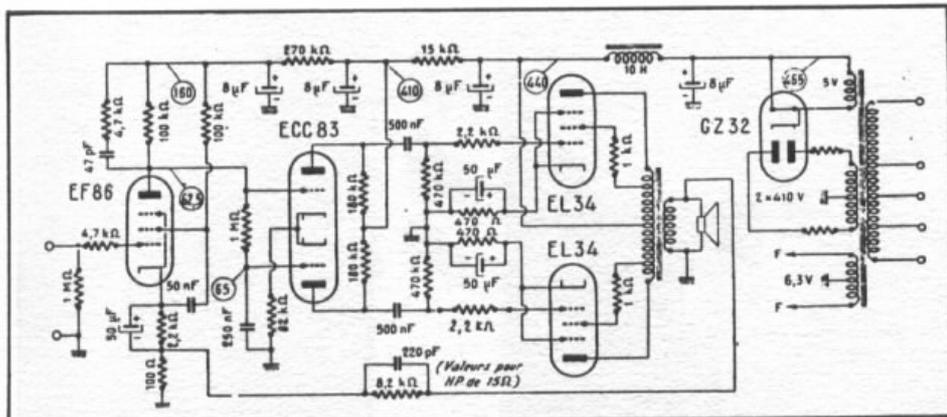


Fig. 9 : L'amplificateur « Mullard » (1956). Montage en ultra-linéaire, puissance 20 W.

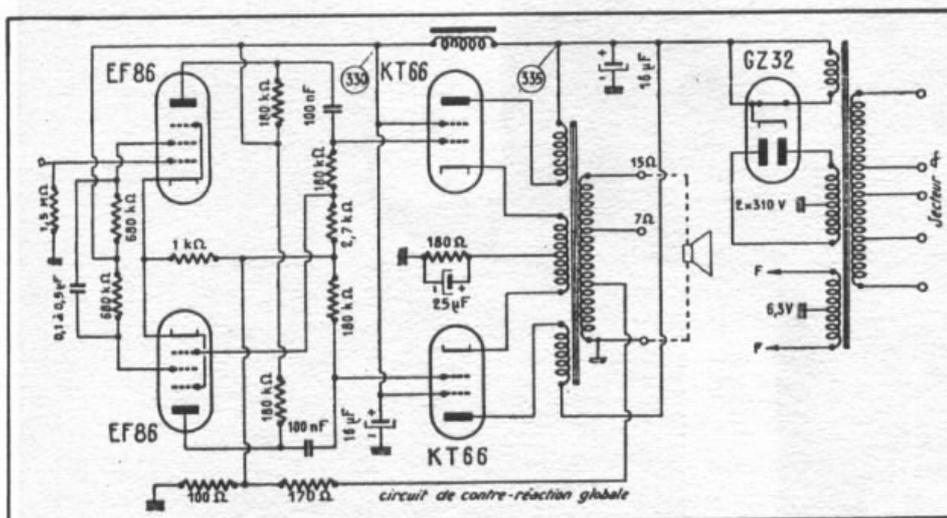


Fig. 10 : L'amplificateur « Quad II ». L'enroulement de cathode a dix fois moins de spires que l'enroulement de plaque. Les écrans étant découplés à la masse et les cathodes étant à un potentiel variable par rapport à la masse, la tension écran-cathode varie comme dans le circuit ultra-linéaire.

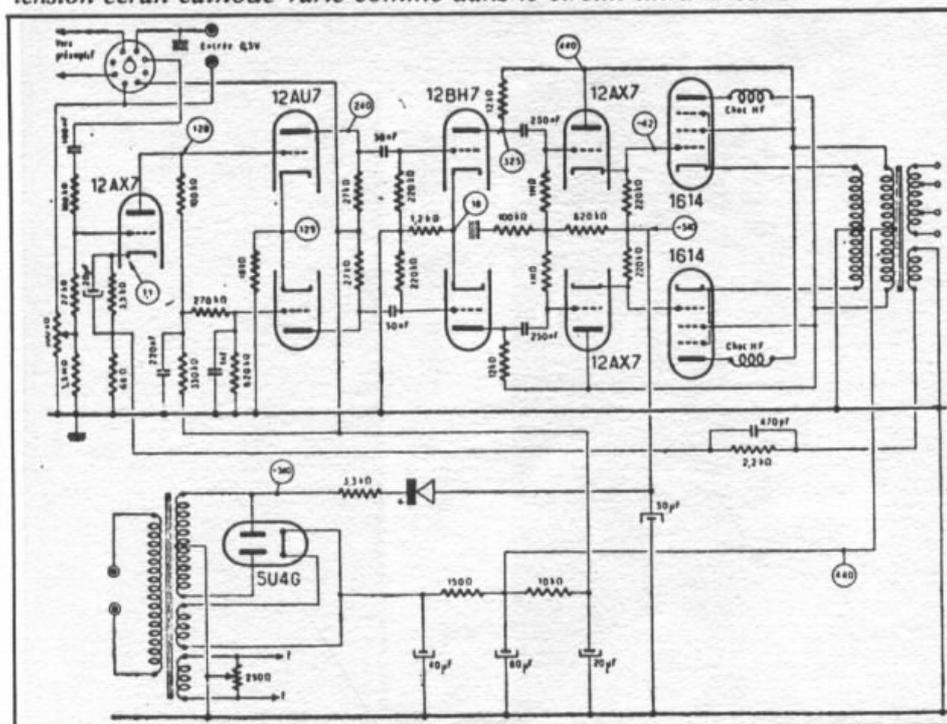


Fig. 11 : L'amplificateur « Mac Intosh ». On notera que l'étage de sortie comporte un transformateur à enroulement bifilaire pour éviter les fuites entre les deux moitiés de l'enroulement primaire.

- Résistance de plaque d'environ 40 kΩ
- Impédance de charge voisine de 8000Ω P à P en push-pull AB1.

Nos critères de choix se sont donc portés sur d'autres paramètres qui sont :

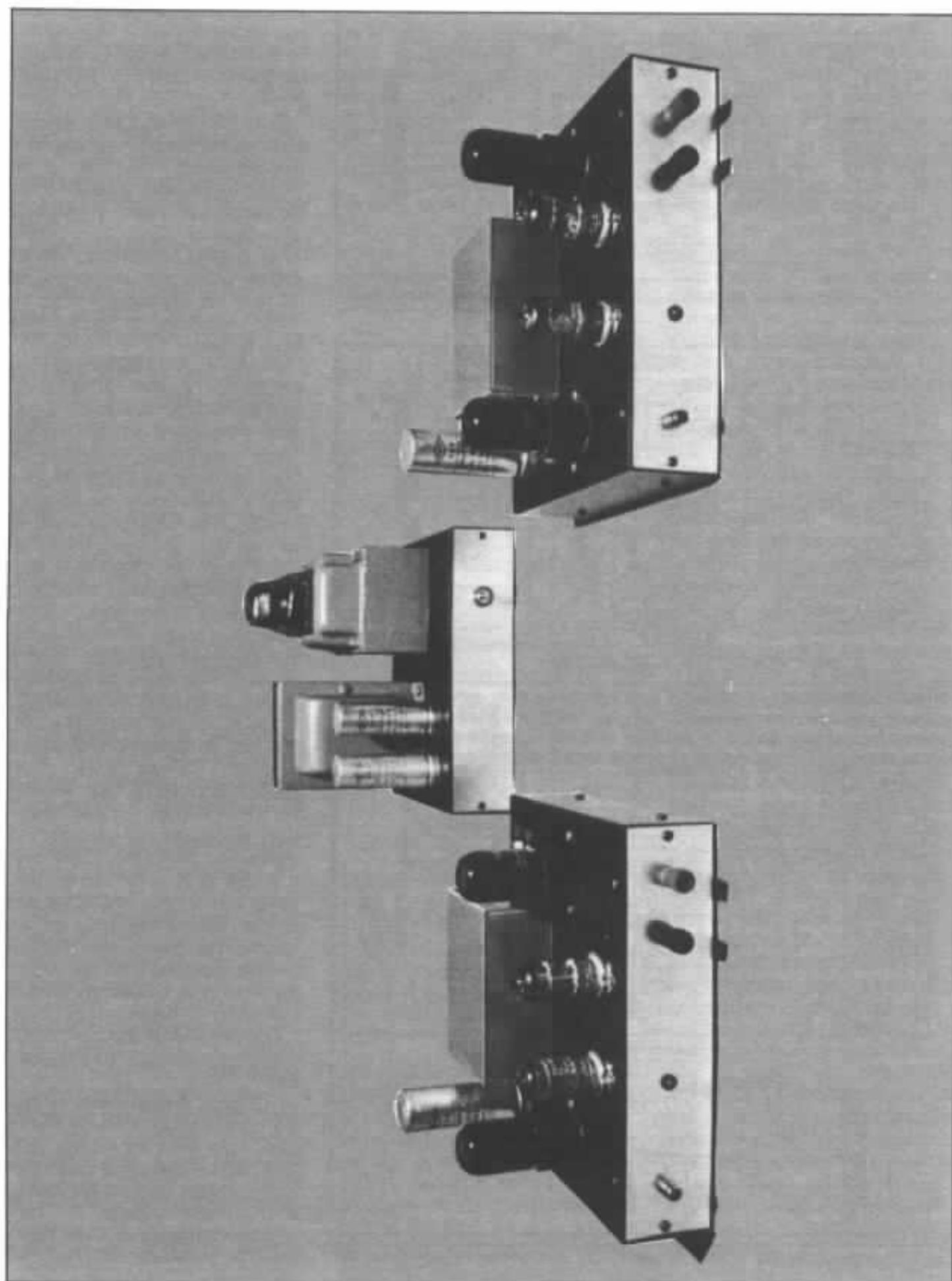
- la distorsion propre du tube, en particulier dans le montage ultra-linéaire
- la qualité subjective, liée en grande partie au comportement du tube sur des signaux forts
- la robustesse et la stabilité dans le temps.

Nous avons ainsi testé le 6AQ5, la EL84, la 7189, la ECL82 moins puissante et la 6V6. C'est cette dernière qui est sortie victorieuse car c'est la seule à être descendue en-dessous de 2% de distorsion harmonique en AB1 ultra linéaire pour 10 W en sortie. Sa réputation de robustesse s'est confirmée tout au long de nos essais et nous la conseillons donc sans réserve. Son culot octal, ses électrodes et son ampoule imposante, surtout en version ancienne (6V6G) sont autant de facteurs rassurants.

Un autre tube, pourtant moins puissant et moins auréolé nous a surpris. Il s'agit de la petite triode pentode ECL82. Montée en triode (écran réuni à la plaque) et chargée par un transformateur de 5000Ω P à P elle nous a donné 6 W avec 2% de DH. Nous avons donc réalisé un prototype équipé de deux de ces tubes, en utilisant la partie triode pour le déphaseur. Le résultat est surprenant de qualité malgré une puissance ne dépassant pas 5 W.

On notera deux particularités importantes dans le montage des 6V6 :

- Chaque tube possède sa propre résistance de cathode découplée. Ceci évite les dérives statiques et les risques d'oscillation par couplage cathodique (cas de la résistance unique).
- Une résistance de 220Ω maintient le potentiel de VG2 au-dessous de VP. Cette précaution





lisation de condensateurs au mica argenté serait peut-être intéressante mais nous ne l'avons pas essayé. On pourrait également remplacer ces chimiques par des condensateurs à huile à haute tension mais ces composants sont extrêmement onéreux et encombrants.

La tension de plaque des quatre 6V6 est donc prélevée en sortie de self. Deux circuits RC indépendants abaissent la haute tension d'une trentaine de volts et découplent efficacement les étages déphaseurs des voies droites et gauches.

### Le circuit de chauffage des filaments

Compte tenu des niveaux mis en jeu, un chauffage par courant continu n'aurait rien apporté à notre montage (il n'en irait pas de même pour un préamplificateur) et moyennant quelques précautions classiques (filaments isolés de la masse et « centrés » par un point milieu fictif) le rapport S/B optimum est atteint sans problème. Par contre, un diviseur résistif placé dans le circuit haute tension permet d'élever le potentiel global à environ 100 V afin d'éviter qu'au niveau du déphaseur les filaments ne se transforment en cathodes (voir § Etage déphaseur d'entrée, montage SRPP). Un enroulement secondaire 6,3 V 5 A séparé des deux autres sera nécessaire pour cette fonction.

### Les composants passifs

Les résistances seront des modèles à couche carbone/métal ou tantale à 5% de tolérance, ceux qui disposent d'un ohmètre numérique auront intérêt à soigner les symétries surtout dans le déphaseur. Pour les charges de cathode de 6V6 on préférera les résistances bobinées vitrifiées. Les condensateurs polyester seront de préférence des PMT 2R ITT ou Wima MKS4.

La liaison entre alimentation et blocs amplificateurs sera réali-

sée à l'aide de câbles multiconducteurs souples terminés par des connecteurs bouchon Octal.

Ne pas utiliser dans ce montage de fils souples de forte section, mais du fil rigide en cuivre pur recuit et étamé sous gaine PVC ou Teflon, et de 0,6 à 1 mm de diamètre.

### Les composants utilisés

On pense, et souvent à tort, que les réalisations à tubes sont affaire de récupération de composants. Si cette démarche peut être valable dans certains cas (châssis, transformateurs de sortie et d'alimentation, pièces mécaniques) il vaut mieux s'abstenir si l'on n'a pas de moyens de contrôle sérieux à sa disposition (ponts RLC, diélectrimètres, etc) d'autant qu'en cherchant un peu, tout est encore disponible chez les revendeurs ou presque. Voici quelques conseils à l'usage des débutants pour acquérir les composants de ce montage et de bien d'autres.

### Tubes

N'acheter que des marques connues portant clairement le type et le nom du fabricant sur l'ampoule et l'emballage. Se méfier des cartons blancs anonymes car il peut s'agir, soit de rebuts des marchés d'Etat, soit de surplus militaires, soit, et ce n'est pas mieux, de fabrications d'Europe de l'Est. En ces temps de disette, ces filons juteux refont surface. Dans tous les cas réagir en professionnel et refuser un tube de plus de vingt ans dont le vide est forcément dégradé, à moins qu'il ne soit un objet d'ornement...

Nos essais et nos écoutes nous font préférer le 6V6 de RCA Radiotron (inventeur de ce tube) mais le General Electric est aussi très réputé. Pour les 12AX7/ECC83, les Philips et Telefunken sont excellentes. Ne s'agissant pas d'un montage à bas niveau, il n'y a aucun intérêt à utiliser la série « sécurité »

E83CC, peut-être plus fiable et moins bruyante mais beaucoup plus onéreuse. La durée de vie d'une 6V6 en classe AB est d'environ 5000 heures et celle d'une 12AX7 dépasse souvent 20 000 heures, c'est dire la robustesse de ces lampes.

### Les condensateurs chimiques

Ils doivent être de fabrication récente (sur les produits sérieux, la date de production figure en clair sur le boîtier) car ils se dégradent dans le temps, surtout au stockage. Cette précaution est indispensable pour des modèles à haute tension. Trois ans d'âge est un maximum prudent. Les modèles choisis dans notre montage sont des cartouches à fixation vissante contenant deux éléments séparés ( $2 \times 50 \mu\text{F}$ ).

### Les supports de tubes

Ils seront des modèles châssis en stéatite (matière blanche analogue à la porcelaine) plus chers mais bien supérieurs aux modèles en bakélite, surtout s'ils doivent chauffer. Le type utilisé est un noval pour les 12AX7 et un octal pour les 6V6 et 5U4.

### Le transformateur d'alimentation

Il peut être récupéré ou acheté neuf. Rappelons ses caractéristiques :

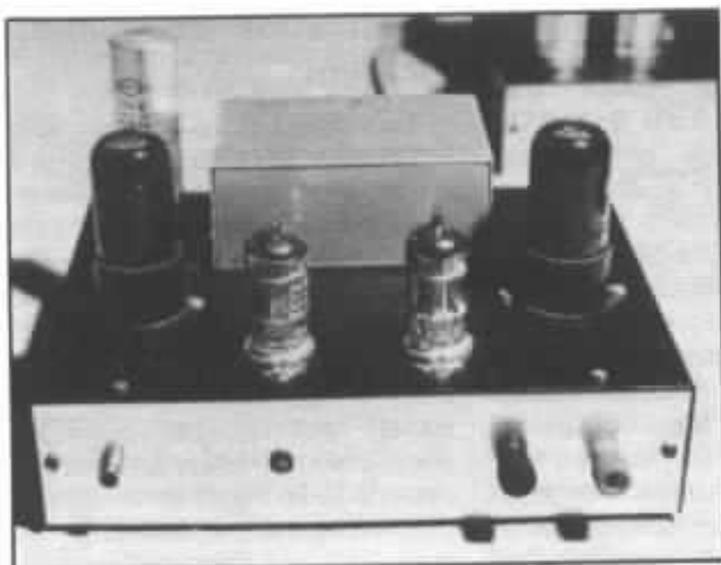
- Primaire - 110 à 240 V (ou 220/240 V)
- Secondaire - 450 à 550 V PM, 150 à 200 mA, 6,3 V 5 A, 5 V 3 A

### La self de filtrage

Elle peut aussi être récupérée ou achetée. Son inductance sera de 5 à 10 Henry, sa résistance ohmique de 200  $\Omega$  max et son courant admissible de 200 mA. A défaut, le primaire 240 V d'un transformateur d'alimentation de 25 VA peut convenir.

### Les transformateurs de sortie

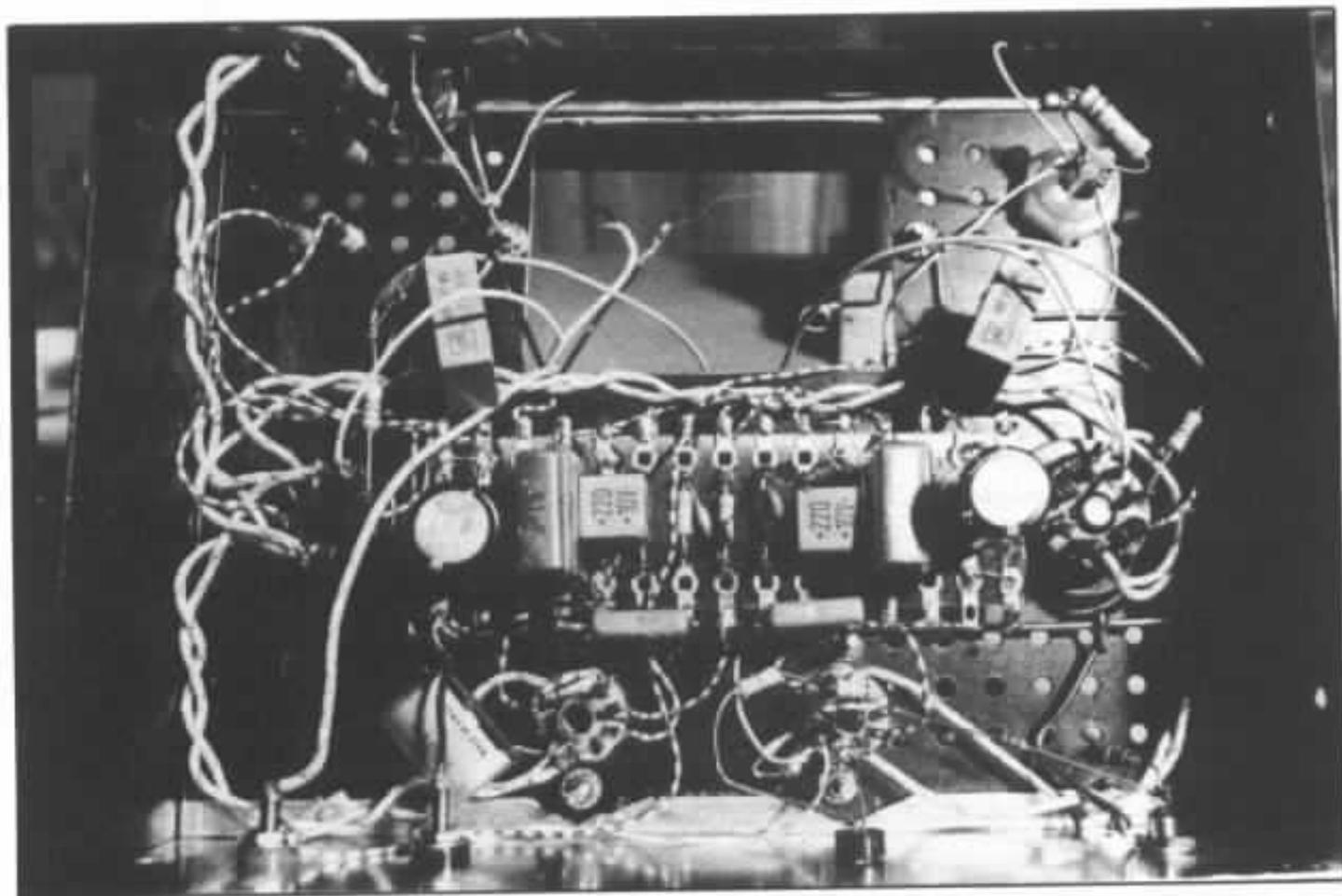
Ce sont les éléments les plus



*L'amplificateur terminé avec transformateur de sortie TU 101. Il s'agit là d'un bloc mono. Sur la face avant, à gauche l'entrée, à droite la sortie haut-parleur.*



*Le bloc alimentation. Il est commun aux deux blocs mono amplificateur.*



*Détail du câblage d'un bloc amplificateur.*

importants de cet amplificateur. Il s'agit d'un modèle très classique en son temps mais qui n'existe plus que sur le catalogue de deux fabricants français : Millerioux et Audax. Voici ses caractéristiques essentielles :

- Primaire - 8000 $\Omega$  plaque à plaque avec prise d'écran à 30% environ, courant admissible 150 à 250 mA.

- Secondaire - 4, 8, 16  $\Omega$  commutable ou 8  $\Omega$ .

- Circuit magnétique en tôles croisées (sans entrefer) et à grains orientés ; puissance admissible 30 W à 50 W.

En récupération ou à l'étranger, on peut encore trouver des marques prestigieuses comme Acrosound, Partridge, Savage, Subouncer, Leak, Thordarson, Solar, etc ou des françaises comme Millerioux, L.I.E., Supersonic et Cabasse.

Nous avons essayé sur notre ampli un FHB Millerioux de 1957 et un TU101 Audax de 1984, quatre fois plus petit, et le résultat est intéressant. Comme prévu le Millerioux l'emporte par son aptitude à retranscrire les écarts de niveau et les fréquences extrêmes, la scène sonore est ample et stable quel que soit le niveau d'écoute. Avec le TU101 le son est très propre et défini mais on a l'impression que la bande passante rétrécit à mesure que le niveau monte et que l'image sonore se tasse un peu ; ce sont là des impressions subjectives.

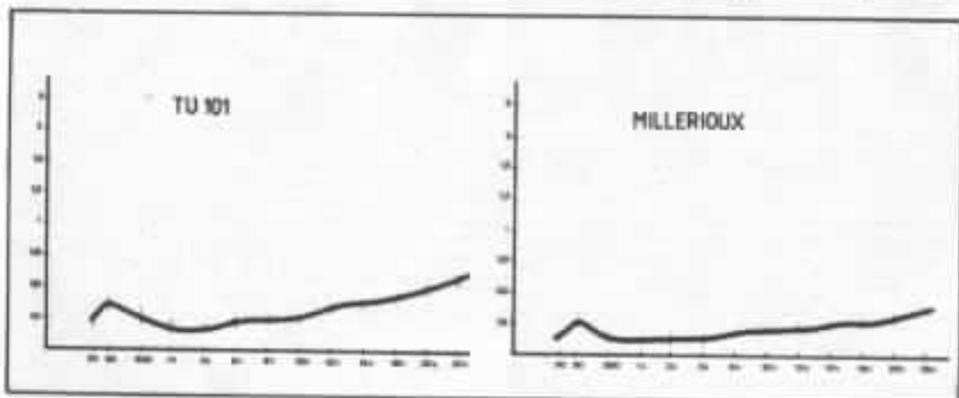


Fig. 13 : Distorsion en fonction de la fréquence pour une puissance de 3 W sur 8  $\Omega$  pour chacun des transformateurs Audax TU 101 et Millerioux FHB.

- Puissance max (écrêtage 1 kHz)

Millerioux 14 W, Audax 12 W.

- Bande passante à 5 W dans 1 dB :

avec Millerioux 6 Hz à 32 kHz

Audax 8 Hz à 26 kHz

à noter dans le Audax, une remontée de + 3 dB à 39 kHz (résonance ?)

- Bande passante à 10 W dans 1 dB

Millerioux 6 Hz à 31 kHz

Audax 10 Hz à 21 kHz

Ces chiffres ne disent pas tout mais mettent en évidence l'intérêt qu'il y a à bien choisir le transformateur de sortie ; la qualité de restitution est très dépendante de cet élément et il ne sert à rien de paufiner les autres composants si le niveau de celui-ci est insuffisant. Le Audax TU101 n'est pas la panacée mais

agréablement. Son rapport qualité/prix est de toute façon imbattable et sa disponibilité est encore assurée.

## Réalisation de l'amplificateur

Le schéma est si simple que la réalisation peut être entreprise à coup sûr même par un débutant. Bien que cela soit possible nous n'avons pas utilisé de circuit imprimé car nous pensons que dans le cas du tube, rien ne vaut un câblage fil à fil. Dans les circuits à haute impédance et à haute tension, les couplages parasites sont toujours à craindre ; il peut s'agir de couplages diélectriques, électriques ou magnétiques. Or malheureusement le circuit imprimé réunit tous ces critères de couplage du fait de :

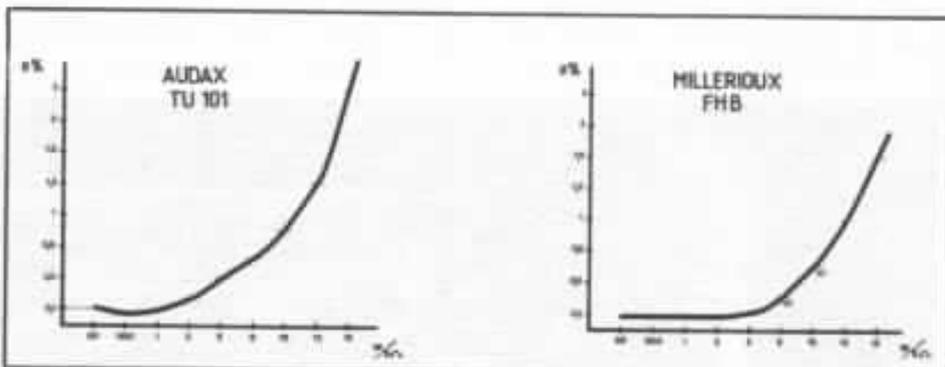


Fig. 14 : Distorsion en fonction de la puissance de sortie pour chacun des transformateurs Audax TU 101 et Millerioux FHB.

pour des écoutes à niveau modéré sur des systèmes bien amortis, ne favorisant pas trop les extrêmes, il peut surprendre

- La constante diélectrique du support

- Son caractère hydrophile (verre - époxy)

- La largeur et la faible section des liaisons

- Leur situation coplanaire.

Le câblage « vrai » élimine partiellement ces défauts et en cas de difficulté, il est toujours possible de rectifier le tir, ce qui n'est pas évident avec un circuit. Enfin, dernier point, les circuits imprimés s'accommodent mal du régime thermique des tubes, surtout dans les étages de puissance. Cela peut aller du changement de couleur jusqu'à la brûlure complète du support et des

pistes, entraînant parfois la chute des composants au fond du boîtier...

Notre propos n'étant pas, pour l'instant du moins, de faire un guide de montage, nous nous contenterons d'énoncer ici quelques principes de base pour un câblage correct.

**Le châssis** doit être choisi suffisamment vaste et rigide pour supporter sans tassement tous les éléments du montage ; préférer un châssis en tôle d'acier traitée de 8 à 12/10 plus difficile à travailler que l'aluminium mais plus stable et soudable à l'étain. Prévoir un capot inférieur démontable et percé de quelques ouïes d'aération. Un capot supérieur en grille ou en tôle extrudée peut être utile mais pas indispensable.

**L'implantation** doit être logique et se rapprocher du schéma ; placer les éléments par affinités mutuelles. N'installez pas les tubes d'entrée près du transfo de sortie ou les chimiques contre les tubes, laissez un espace suffisant autour des tubes de puissance pour qu'ils puissent évacuer leurs calories. Une bonne solution consiste à percer quelques trous radiaux autour des supports pour faciliter la convection naturelle au travers du châssis. Eloigner le plus possible les prises d'entrée et de sortie. Le bon sens en somme.

**Les retours de masse** ne s'effectueront jamais « au petit bonheur » en un point quelconque du châssis mais sur une **ligne de masse isolée** de ce dernier sauf en un point soudé de préférence à proximité de l'entrée BF. On

utilisera à cette fin un fil de cuivre rigide et nu de 2 à 3 mm de  $\varnothing$  qui cheminera au fond du châssis, près des supports de tubes, et maintenu isolé de celui-ci par des petits blocs de plexiglass ou de bakélite collés ou vissés.

**Le câblage** s'effectuera toujours dans le même ordre en employant des fils isolés et rigides de couleurs différentes suivant les fonctions (par ex. : jaune pour les filaments, vert pour la BF, noir pour la masse, orange pour le 300 V, rouge pour le 330 V). La plupart des liaisons s'effectueront avec les composants eux-mêmes mais on peut être amené à employer des barrettes relais (en fibre de verre ou en stéatite. On placera d'abord la ligne de masse, puis le câblage des filaments effectué à partir de l'embase d'alimentation vers les tubes de puissance puis les tubes d'entrée, au moyen de deux fils rigides torsadés serrés, de 1,5 à 2,5 mm<sup>2</sup> car le courant est important.

On amènera ensuite la haute tension près des tubes sur des colonnettes à plusieurs cosses à l'aide de fils de couleur vive (!), la tension la plus élevée allant directement au transfo de sortie. Nous préférons un montage court et direct, plutôt que truffé de renvois et de rallonges, même si l'esthétique y perd un peu.

Une sage précaution consiste à étudier sur papier le câblage et l'implantation avant d'allumer le fer à souder. Il est aussi très commode de repérer l'attribution des cosses de supports (au marker sur le châssis). Les liaisons BF seront mises en place en dernier.

**La vérification** sera faite de préférence par un « candide » et répétée deux fois au moins avant de passer aux essais.

**Les essais** sont simples. On placera tous les tubes sauf la valve pour s'assurer qu'ils « éclairent » normalement. Puis on mettra la valve en place. Au bout de quelques secondes, il se peut que le transfo de sortie siffle ou « grogne », dans ce cas inverser le câblage du secondaire car l'ampli oscille par réaction positive. On contrôlera ensuite les tensions du montage, en particulier la haute tension, la tension de plaque des 6V6 (280 à 300 V), la tension de cathode (environ 18 V pour le courant de repos de 30 mA) qui doit être égale à 2% près sur les 6V6 d'un même ampli, et enfin la tension de cathode des déphaseurs qui est d'environ 2 V par rapport à la masse pour la triode inférieure.

Si tout est normal, l'amplificateur doit fonctionner correctement, c'est-à-dire qu'il ne doit faire aucun bruit (ou extrêmement faible) sans signal à l'entrée mais doit être capable de fournir environ 10 W sur 8  $\Omega$  avant écrêtage. Les plus outillés pourront effectuer un test complet des performances.

En ce qui concerne l'alimentation le principe est le même, en plus simple. La seule précaution est de ne pas placer le transformateur et la self avec leurs circuits magnétiques parallèles ce qui causerait de la mutuelle induction, donc du ronflement.

L'exemplaire photographié dans cet article a été réalisé, sans assistance extérieure, par un novice de moins de vingt ans et il a fonctionné du premier coup...

**Page non  
disponible**

# L'étage de sortie de l'amplificateur

## 4<sup>e</sup> partie : expérimentation de solutions moins classiques

*Héphaïstos*

*Cet exposé fait suite et s'oppose à celui de l'Audiophile n° 35 qui présentait l'expérimentation et la mesure des solutions classiques ; il est axé sur des solutions proposées par d'autres concepteurs (dont certaines dans l'Audiophile) et sur des solutions originales qui se sont dégagées de nos études théoriques (l'Audiophile n° 29) et de nos simulations (l'Audiophile n° 31) et qui utilisent les non-linéarités exponentielles des diodes et des transistors bipolaires. Celles qui utilisent les non-linéarités paraboliques des transistors à effet de champ et qui laissent espérer un fonctionnement théoriquement parfait que j'ai baptisé classe A quadratique, feront l'objet d'un exposé particulier.*

« Petit à petit, l'oiseau fait son nid » dit la sagesse populaire ; ainsi en est-il de notre étude d'amplificateur, patiemment, article après article, avec des digressions sur des sujets connexes qu'il importe de bien maîtriser, nous progressons. Trop lentement sans doute, au gré de certains ; mais cette sage

lenteur n'est que la conséquence du soin que nous voulons apporter à cette étude, de la volonté de fouiller chaque problème de façon exhaustive et d'essayer le plus de solutions possibles. C'est ce qui fait, à mon avis, l'intérêt de cette étude et son originalité (en occident) car elle est à contre-courant de notre époque dont

l'esprit pousse tout inventeur d'une idée nouvelle à se précipiter pour la mettre en œuvre ; cette hâte (souvent non-exempte de considérations économiques) risque de se traduire par de la négligence pour certains « détails » et le résultat est souvent décevant.

Je crois que les lecteurs qui ont

la patience de me suivre dans cette longue démarche, voient leur patience largement récompensée : alors qu'il semble à beaucoup que tout ou presque a déjà été dit sur notre sujet, cette étude montre que ce domaine est loin d'avoir été complètement exploré, même s'il a été beaucoup sillonné. J'en ai été le premier surpris car même si avant cette série d'articles j'avais un certain nombre d'idées originales sur le sujet, elles étaient un peu décousues ; les impératifs de l'exposé et les discussions avec l'équipe de l'Audiophile m'ont contraint à une plus grande rigueur et une articulation logique de mes idées ; mes recherches bibliographiques ont alors été plus systématiques et moins aléatoires, mon imagination qui avait tendance à tourner en rond, s'est réveillée, j'ai abandonné certaines idées qui se sont révélées décevantes, d'autres se sont imposées ; bref, j'apprends et je découvre beaucoup avec ces articles et j'ai plaisir à penser qu'il en est de même pour maints lecteurs.

Dans notre étude théorique des problèmes de l'étage de sortie (se reporter au n° 29 de l'Audiophile) nous avons vu se dégager la notion de linéarité de l'impédance de sortie en boucle ouverte ; en effet, l'étage de sortie fournit la puissance et surtout le courant qui parcourt le haut-parleur, l'impédance de sortie de l'amplificateur se traduit donc par une tension qui se superpose au signal, il est donc important que cette tension soit le plus linéaire possible. Les non-linéarités de sortie peuvent être dues soit à l'amplificateur et à la boucle de contre-réaction globale (c'est une idée déjà connue), soit à l'impédance de sortie en boucle ouverte (c'est une idée moins familière). Nous nous sommes donc plus attachés à la linéarité de l'impédance de sortie qu'à sa valeur pour examiner l'état actuel de la technique des

étages de sortie et pour rechercher les solutions théoriquement les meilleures. Nous avons vu que la meilleure solution était l'usage de la classe A (belle découverte en vérité) et nous avons limité notre ambition à travailler à définir des circuits plus linéaires et moins voraces en énergie que la classe A classique mais travaillant aussi en classe A.

Dans le n° 31 de l'Audiophile, nous avons mis en œuvre une simulation statique sur ordinateur pour certains étages de sortie : le circuit classique avec différentes valeurs de polarisation ainsi que certains circuits qui nous avaient semblé prometteurs dans la voie que nous avons choisie. Ces simulations ont confirmé pour le schéma classique les défauts de la classe B, les imperfections de la classe AB et la suprématie pour la linéarité de la classe A. Elles ont aussi montré la possibilité de réaliser des circuits de sortie travaillant en

classe A et utilisant les non-linéarités exponentielles (pour les diodes et les transistors bipolaires) ou paraboliques (pour les transistors à effet de champ) des semi-conducteurs pour obtenir un meilleur rendement que la classe A classique. Pour ce qui est de la linéarité, les solutions à non-linéarités exponentielles (testées expérimentalement dans cet article) semblent équivalentes à la classe A classique, alors que celles qui utilisent les non-linéarités paraboliques laissent espérer une linéarité théoriquement parfaite ; mais ces simulations, pour passionnantes qu'elles soient, sont purement théoriques et appellent une confirmation expérimentale.

A la suite de ces articles, un audiophile nancéien m'a soumis un schéma intéressant (voir la fig. n° 1) dérivé du schéma classique, qui fonctionne en classe AB et qui correctement polarisé, présente sur le schéma classique l'avantage d'avoir une impé-

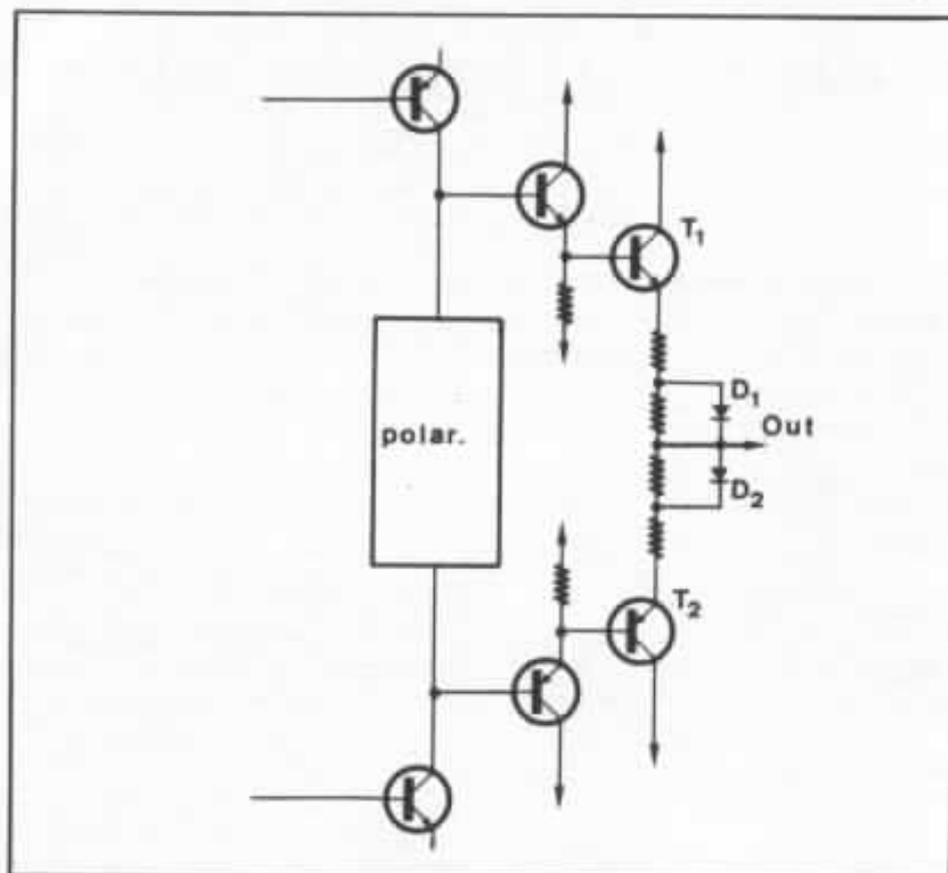


Fig. 1 : Schéma proposé par un lecteur de Nancy.

dance de sortie constante ( $R_e$ ) quand le courant de sortie varie. En effet, si la polarisation est réglée pour que  $T_1$  et  $D_2$  (ainsi que  $T_2$  et  $D_1$ ) commutent simultanément et de façon complémentaire, on aura lorsque  $T_1$  et  $T_2$  conduiront,  $D_1$  et  $D_2$  bloquées et le fonctionnement en classe A de la classe AB ; l'impédance de sortie vaudra alors ;

$$\frac{R_e + R_e}{2} = R_e$$

Lorsqu'un transistor se bloque,  $T_1$  par exemple, seule la branche de  $T_2$  fournit du courant et l'impédance de sortie est celle de cette branche ; et comme  $D_2$  est entrée en conduction quand  $T_1$  s'est bloqué, son impédance dynamique est très faible et court-circuite l'impédance de  $R_e$  qui est en parallèle ; nous avons donc ainsi une impédance de sortie qui vaut alors  $R_e$ .

Ce circuit repose sur le même principe que la classe B théorique, dans laquelle une commutation théoriquement simultanée des deux transistors de sortie est sensée donner une impédance de sortie constante ; il souffre donc des mêmes limitations pratiques : les commutations ne se font que progressivement suivant une loi exponentielle, la polarisation correspondant au point de fonctionnement théorique est très pointue et difficile à maîtriser avec précision à cause des dérives thermiques (dérives lentes et rapides). Mais ce circuit présente un immense avantage sur le circuit classique de la classe B : alors que pour celle-ci, ces problèmes interviennent au changement de polarité du courant de sortie, donc même pour des signaux très faibles, avec ce circuit ils interviennent à partir d'une certaine valeur du courant de sortie. Cet avantage important justifie une étude plus approfondie, et je compte tester ce circuit dans ma simulation sur ordinateur quand je pourrai emprunter à nouveau le mini-

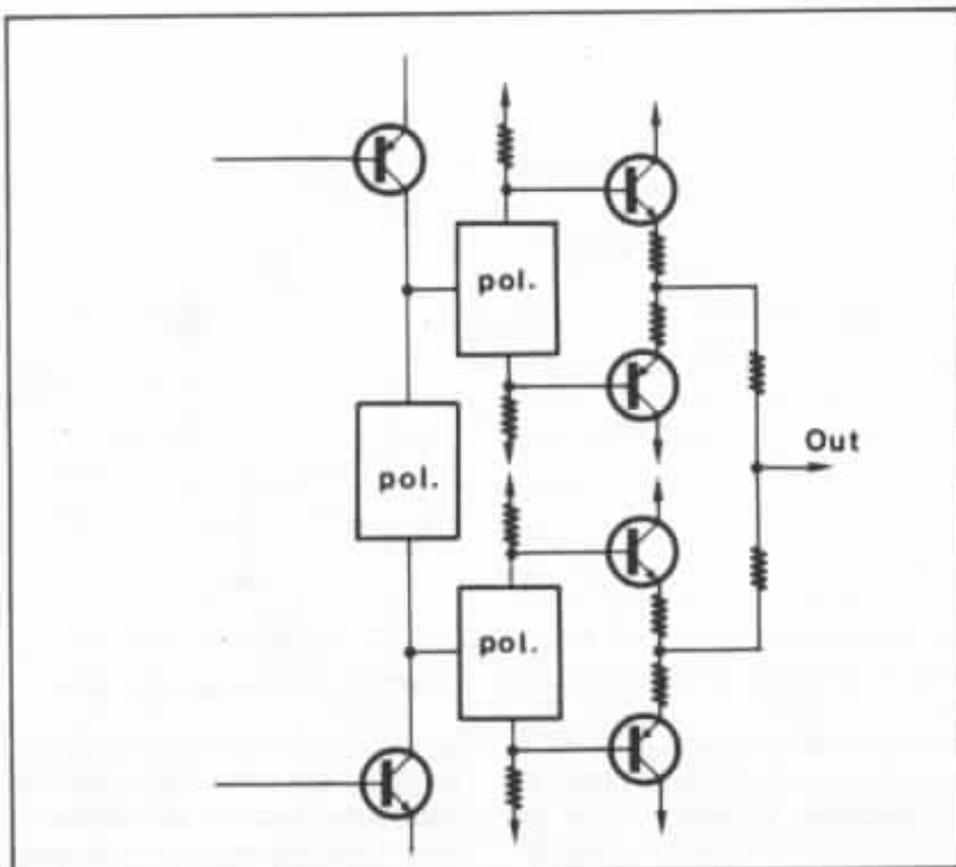


Fig. 2 : Autre schéma possible de classe AB plus linéaire.

ordinateur que j'ai déjà utilisé. Il sera alors possible de se faire une idée sur les effets des commutations selon des lois exponentielles, et sur l'influence de certains paramètres (dispersion des caractéristiques des diodes et des transistors, dispersion des valeurs des résistances, déséquilibres thermiques, etc...).

Ce circuit est une très bonne idée, digne des articles ou des brevets qui se publient sur le sujet, et je suis très content que mes idées stimulent la créativité des lecteurs (j'ai d'autres exemples sur d'autres sujets dont nous aurons à reparler). Il y a quelques années, mes réflexions sur ce sujet m'avaient conduit à une idée assez voisine dans le résultat, mais qui utilisait un schéma différent (voir la figure n° 2) qui au moyen de deux circuits polarisés en classe B produisait aussi un fonctionnement en classe AB avec une impédance de sortie théoriquement constante. J'avais abandonné cette voie à cause des problèmes de commu-

tation des transistors qui ne me semblaient pas compatibles avec la perfection que je poursuis, mais la lettre de ce lecteur me l'a rappelée et il y a peut-être moyen avec ce schéma ou avec celui plus simple qui m'a été soumis de réaliser des étages de sortie plus satisfaisants que ceux qui sont couramment utilisés en classe B ou en classe AB.

Dans notre article du n° 34, nous avons décrit et expliqué le principe de mesure de l'impédance de sortie retenu (voir le principe en fig. n° 3). Nous avons alors réalisé une maquette correspondant à ce principe ; celle-ci nous avait alors permis de faire et de vous présenter des mesures sur le schéma classique sous différentes polarisations et avec quelques variations (y compris l'usage de MOSFET de puissance). Depuis nous avons réalisé selon le même schéma, une espèce de prototype de l'appareil de mesure correspondant ; celui-ci présente l'avantage d'être plus facile à mettre en œuvre et d'être

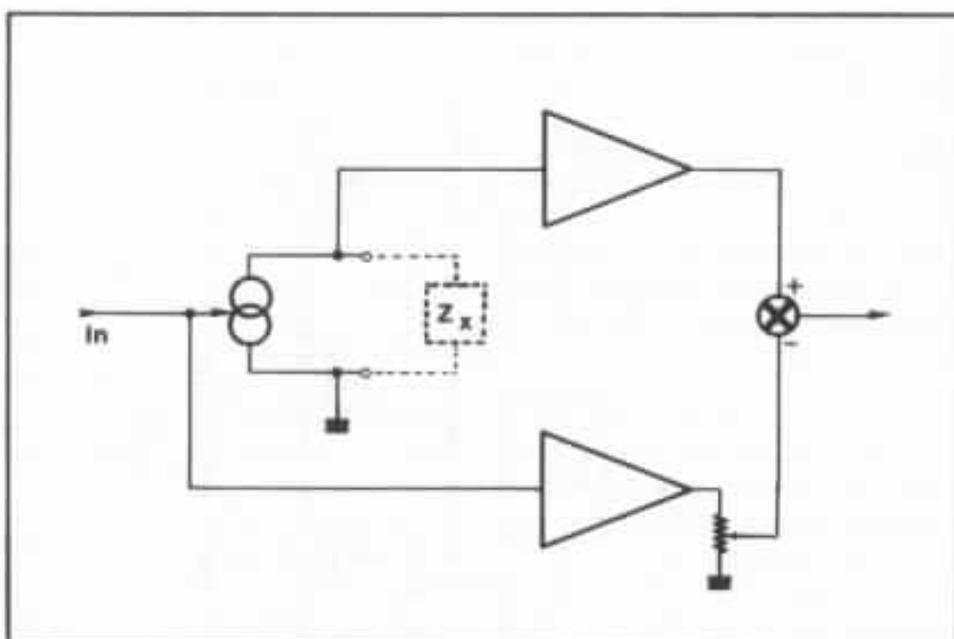


Fig. 3 : Principe de notre instrument de mesures des caractères de sortie.

transportable. Il permet en outre une lecture directe de la valeur de l'impédance mesurée. C'est lui que nous avons utilisé pour les mesures qui vont suivre après que nous nous soyons assurés que ses performances étaient identiques ou meilleures que celles de la maquette que nous avons toutefois conservée comme éventuel témoin.

## Le circuit Cherry

Parmi les solutions non-classiques que nous avons vues dans notre étude théorique, j'ai retenu comme circuit intéressant à tester le circuit que E. M. Cherry avait proposé dans « A High Quality Audio Power Amplifier » (Proc. of the IREE Aust. de jan./fév. 1978) et qu'il a réutilisé dans « A New Result in Negative-Feedback Theory and its Application to Audio Power Amplifiers » (Int. J. Circuit Theory, vol. 6, juil. 1978). Le principe de ce circuit est décrit dans la figure n° 4. Je n'ai pas repris exactement le schéma utilisé par E. M. Cherry et comme on peut le voir sur la figure n° 5 il y a deux différences principales : tout d'abord le taux de contre-réaction n'est pas réduit par le gain qui est donné

au circuit de sortie dans le circuit original (20 dB). En outre la charge des deux circuits différentiels n'est pas un miroir de courant (comme dans le circuit original) mais une résistance ; on a pu lire dans le n° 36 de l'Audiophile tout le bien que je pense de ce circuit utilisé comme charge d'un

différentiel d'entrée (il aurait été pensable d'utiliser un des meilleurs circuits différentiels décrit dans ce même numéro, mais outre que ces circuits n'ont pas encore été tous essayés, il faut déjà juger de la valeur de ce principe avant que de vouloir s'évertuer à l'améliorer).

Le circuit de polarisation nous a posé quelques problèmes : en effet le circuit multiplicateur de  $V_{BE}$  que j'avais jusqu'ici beaucoup utilisé dans ces expériences (à cause de sa grande souplesse) ne convenait pas car il a une tension à ses bornes supérieure ou égale au  $V_{BE}$  ; or il faut pour polariser le montage de E. M. Cherry des valeurs de polarisation voisines de 0 V (donc inférieure à 0,6 V). Nous avons tourné cette difficulté en le modifiant suivant le schéma de la figure n° 5 et ainsi obtenu grâce au décalage en tension produit par les diodes des tensions de polarisation variables pouvant même être négatives.

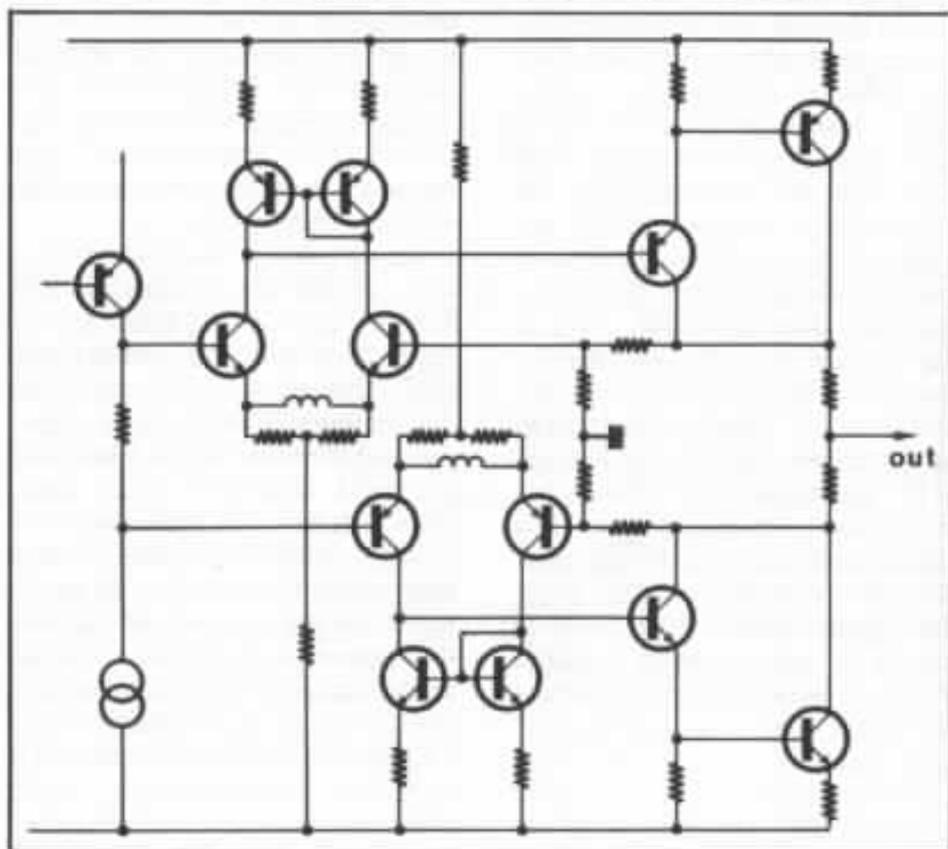


Fig. 4 : Principe de montage de E.M. Cherry

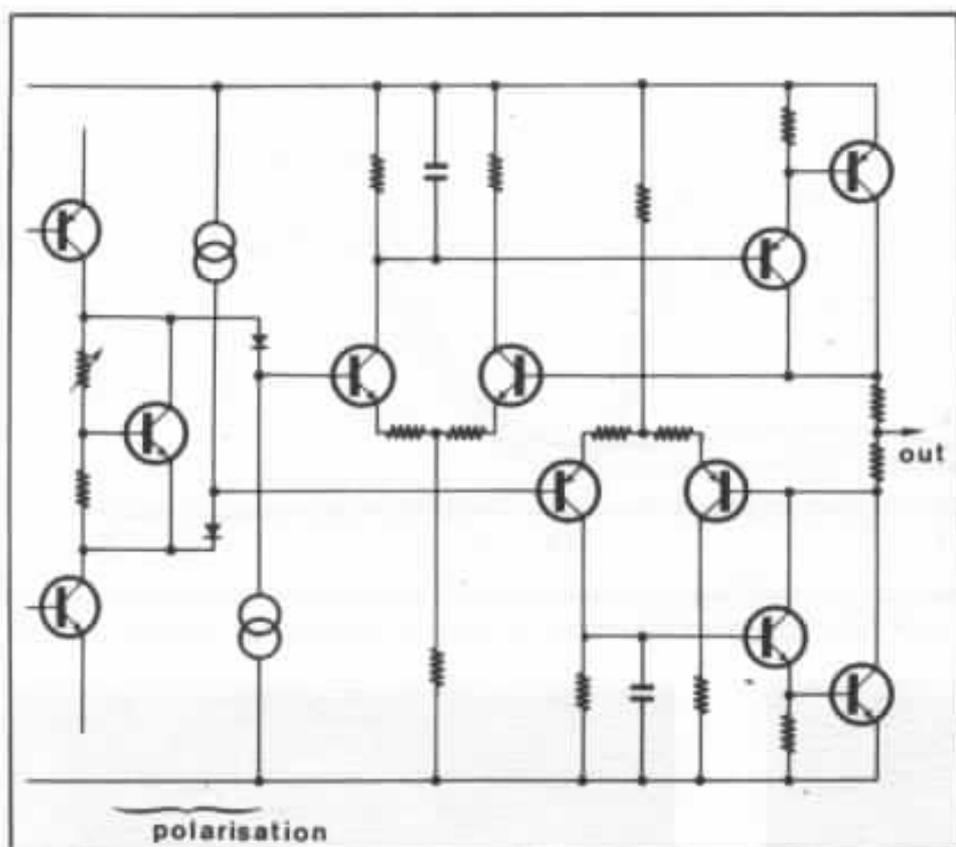


Fig. 5 : Schéma du montage de E.M. Cherry utilisé et circuit de polarisation de test.

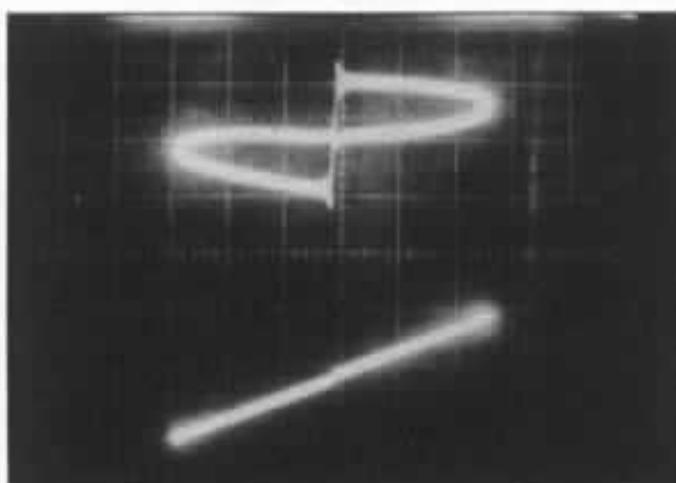
Ainsi pourvus, nous avons pu entreprendre une série d'expériences avec ce circuit : nous avons eu la curiosité de commencer par un mauvais réglage, le circuit de sortie a donc été sous-polarisé ; nous avons obtenu les oscillogrammes de la figure n° 6

qui sont assez caractéristiques (si la compréhension de ces oscillogrammes vous pose quelques problèmes, reportez-vous aux explications du n° 34 de l'Audio-ophile ; cette représentation est assez nouvelle et moi-même j'ai dû m'y habituer) et la courbe de

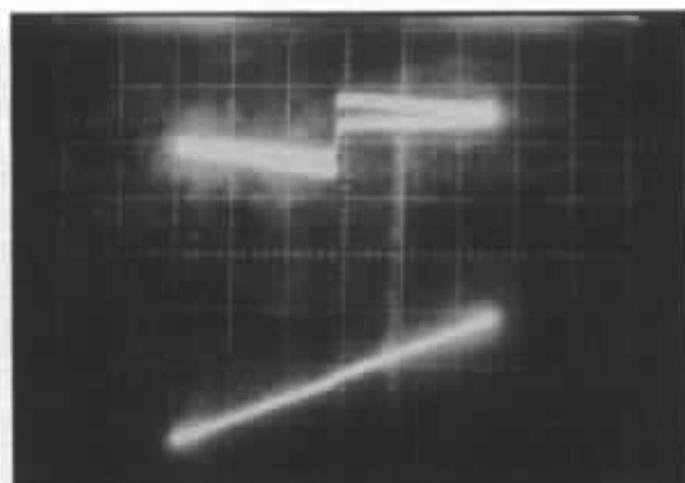
distorsion de la figure n° 7. Le résultat est plutôt horrible et j'ai mal aux oreilles d'essayer d'imaginer le résultat d'un tel réglage à l'écoute.

Ensuite pour nous remettre de ces horreurs, nous sommes passés directement à un réglage qui correspond à la classe A, avec un courant de repos d'environ 1 A ; nous avons alors pu photographier les superbes oscillogrammes de la figure n° 8 et obtenir la distorsion de la figure n° 9. On peut constater les effets bienfaisants de la contre-réaction locale du montage, qui est plus importante que pour le montage classique et qui contrairement à ce qui se passe dans le montage classique prend en compte les non-linéarités intrinsèques des transistors de sortie.

Après la classe A, nous avons testé la classe AB et fait deux séries de mesures correspondant à des courants de repos de 60 mA et de 600 mA, de façon à pouvoir directement comparer ces résultats à ceux du n° 34. Les résultats obtenus ici font l'objet des figures n° 10, 11, 12 et 13. On y voit que l'action de la contre-réaction locale conduit à un fonctionnement proche du fonctionnement théorique de la classe AB.



6a : Test à 1 kHz (1,5 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (1 A/div).



6b : Test à 100 Hz (1,5 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (1 A/div).

Fig. 6 : Aspect de la distorsion du schéma de E.M. Cherry sous polarisé.

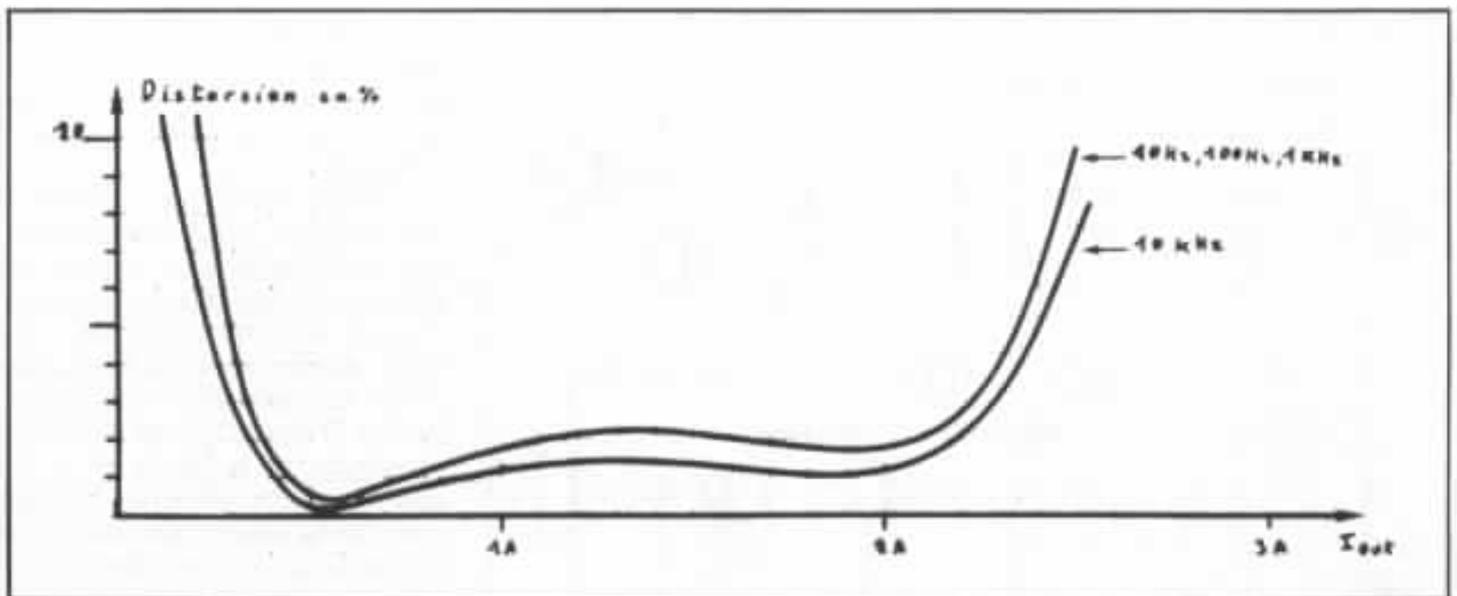
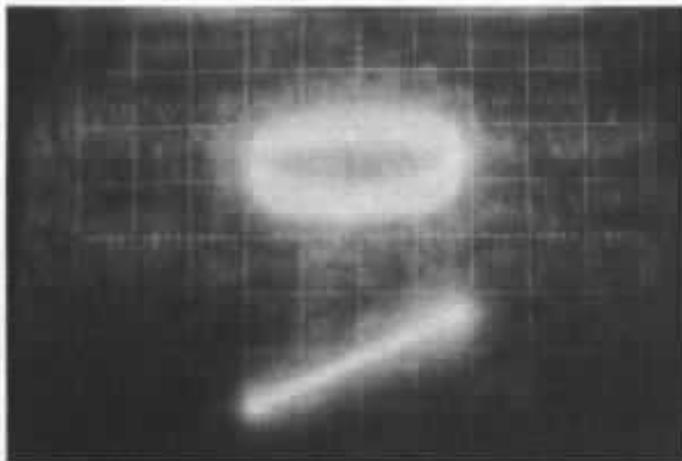
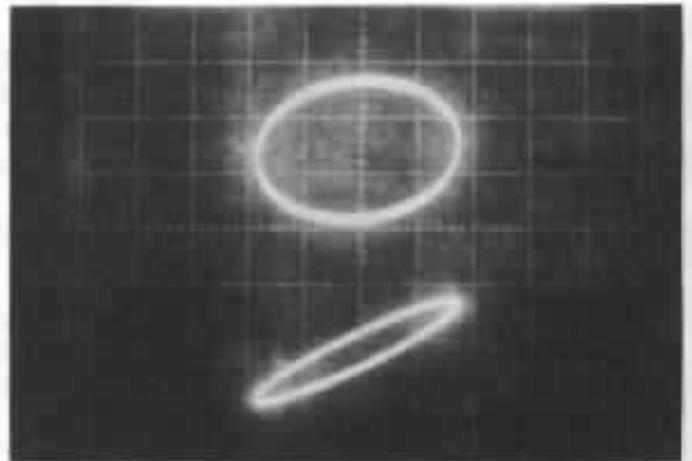


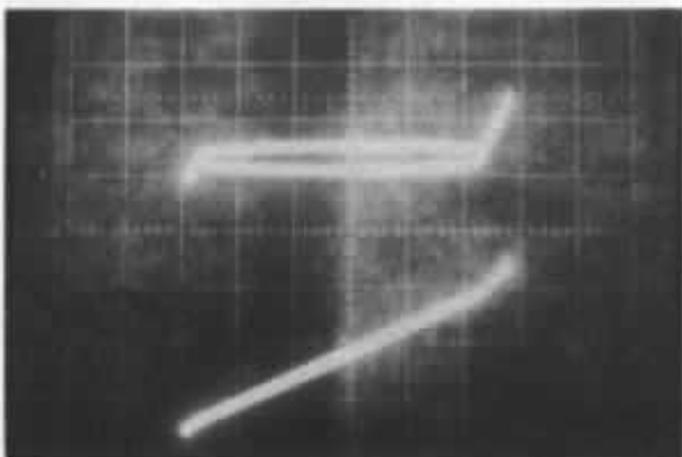
Fig. 7 : Distorsion de sortie du schéma de E.M. Cherry sous polarisé.



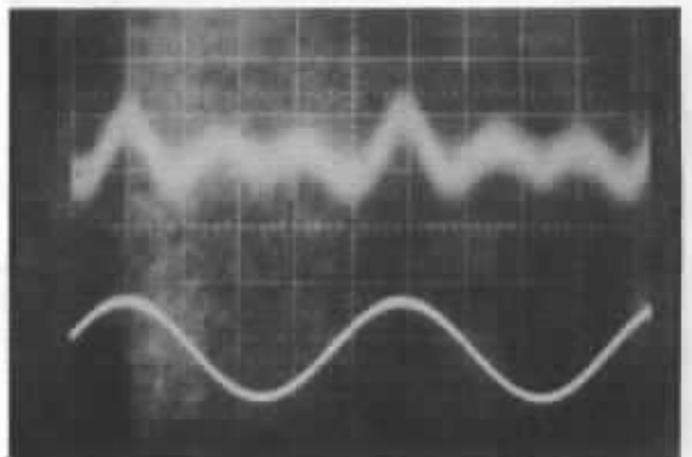
8a : Test à 1 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



8b : Test à 10 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



8c : Test à 1 kHz (1,5 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



8d : Aspect de la distorsion de sortie mesurée au distorsiomètre classique à 1 kHz (1 A eff.) : du bruit et de l'harmonique 3 principalement.

Fig. 8 : Aspect de la distorsion du montage de E.M. Cherry en classe A.

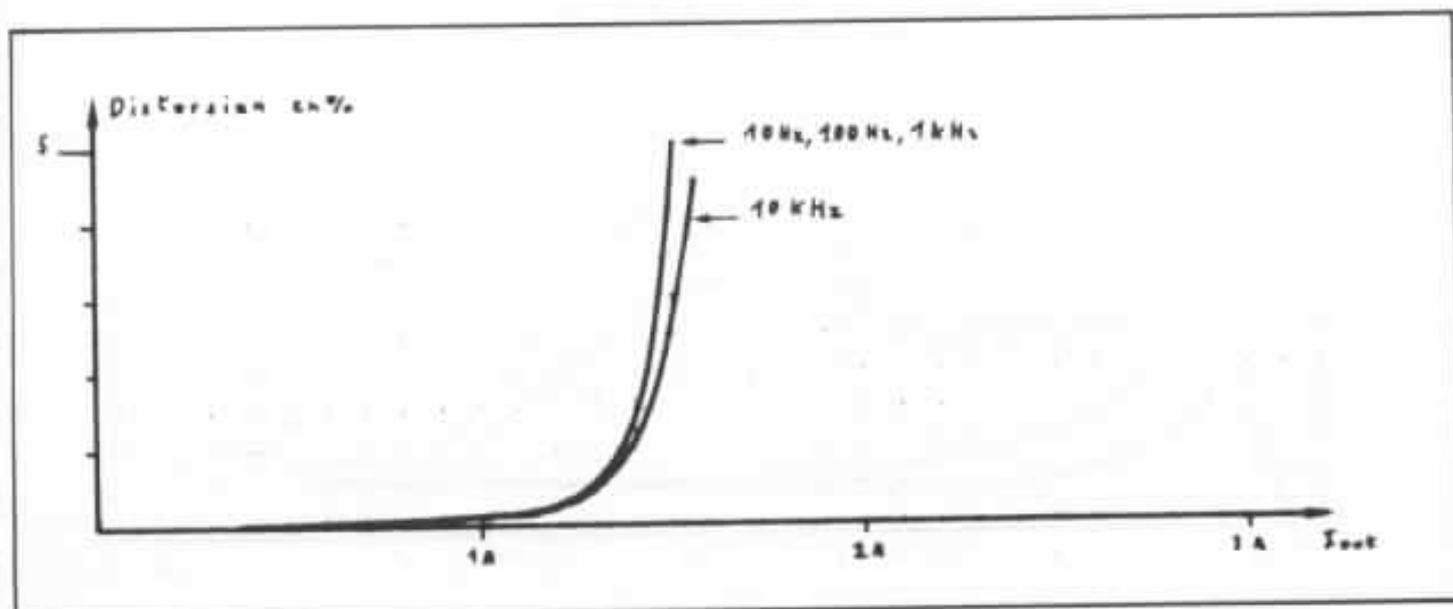
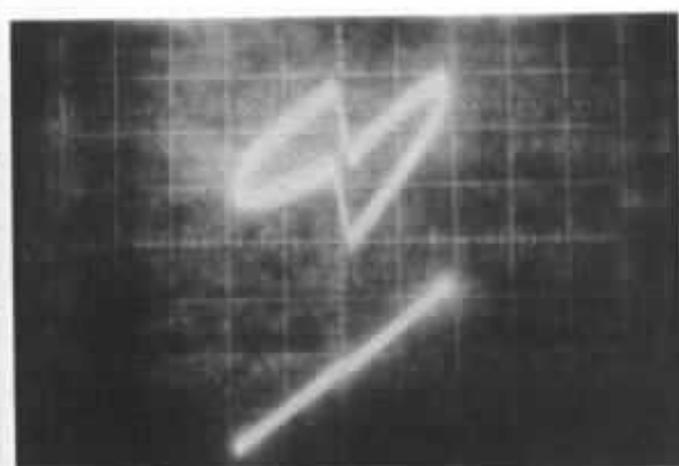
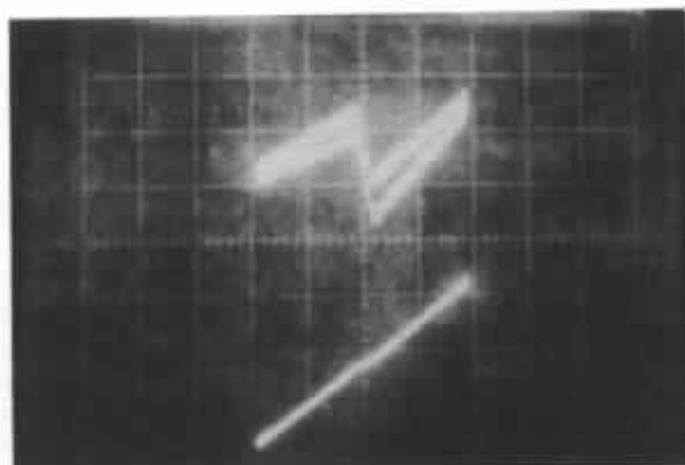


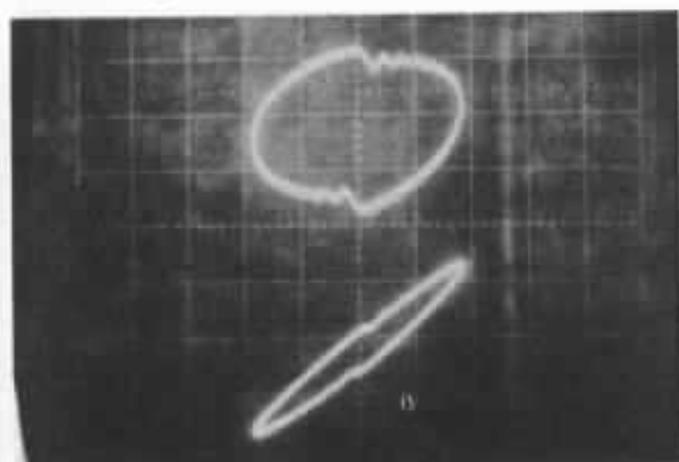
Fig. 9 : Distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry en classe A.



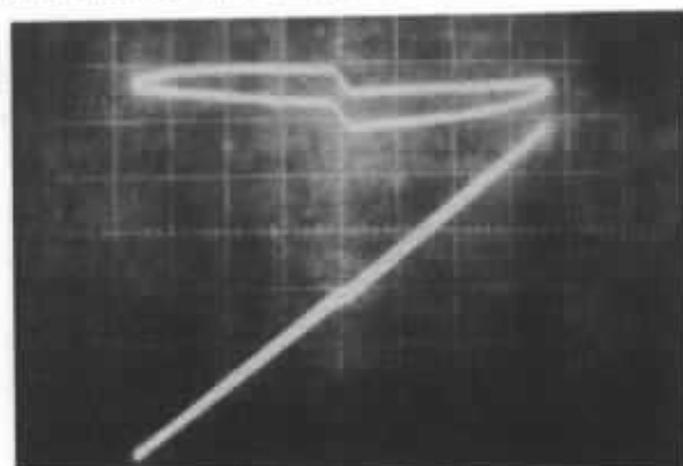
10a : Test à 1 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal de sortie du montage testé (0,5 V/div).



10b : Test à 100 Hz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage (0,5 V/div).



10c : Test à 10 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



10d : Test à 1 kHz (2 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

Fig. 10 : Aspect de la distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry polarisé à 60 mA

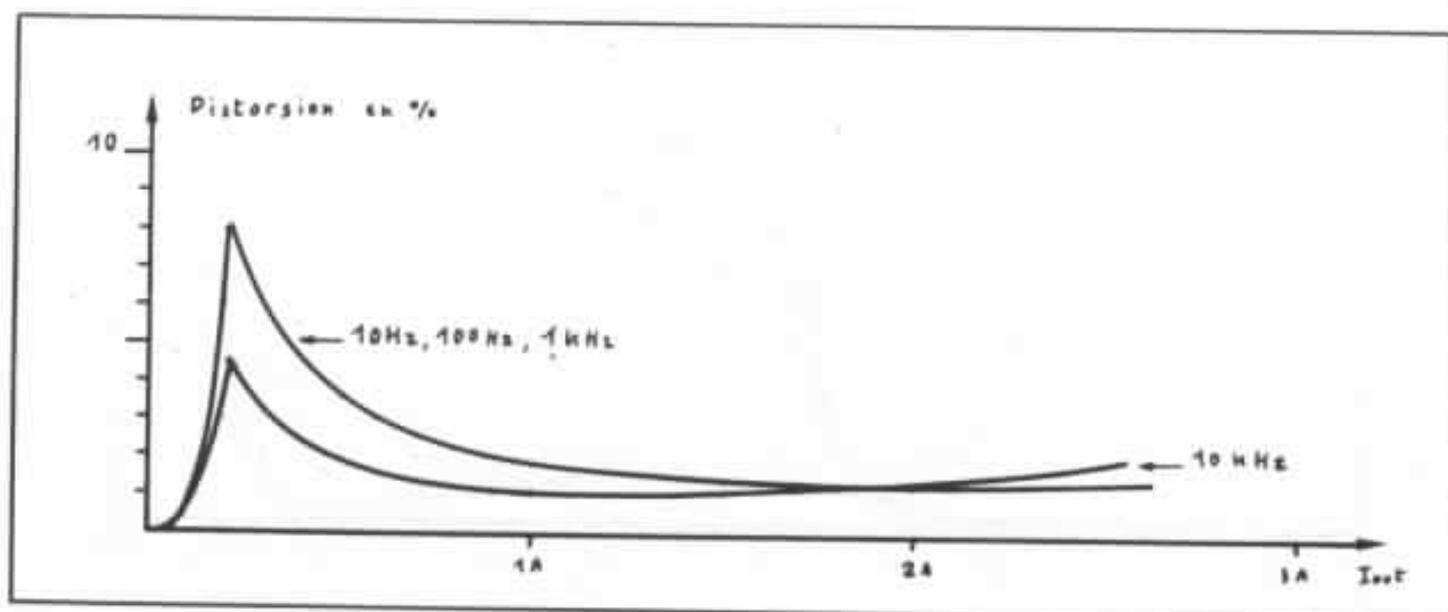
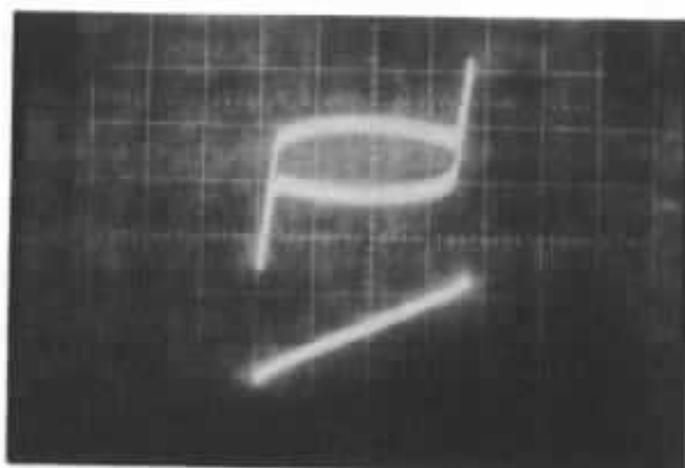
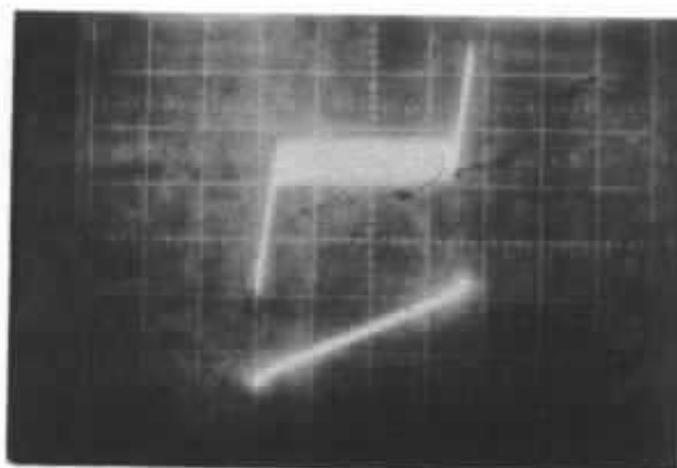


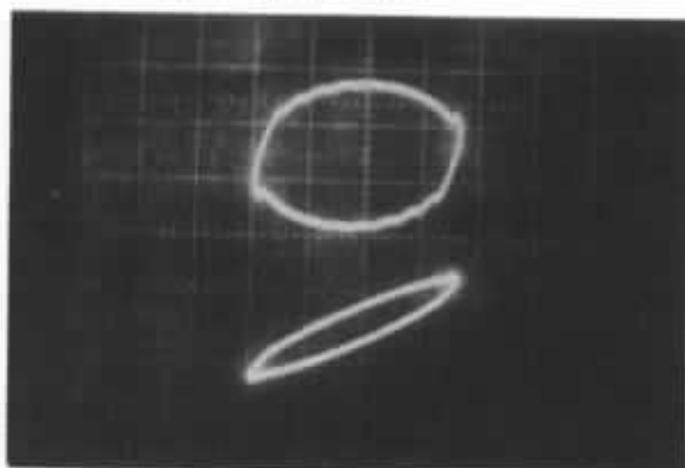
Fig. 11 : Distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry polarisé à 60 mA.



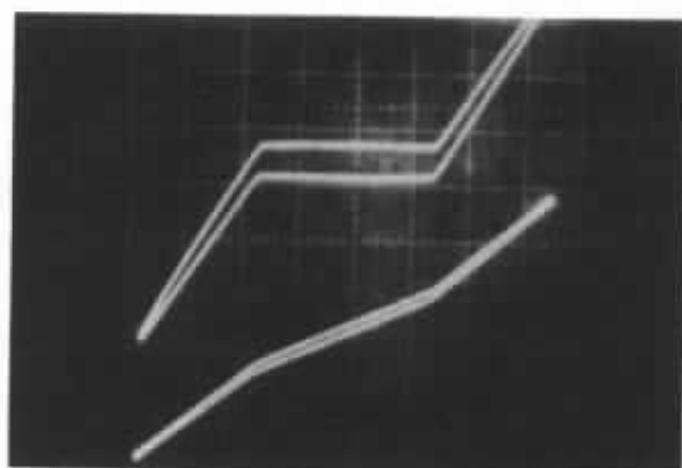
12a : Test à 1 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



12b : Test à 100 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



12c : Test à 10 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



12d : Test à 1 kHz (2 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

Fig. 12 : Aspect de la distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry polarisé à 0,6 A.

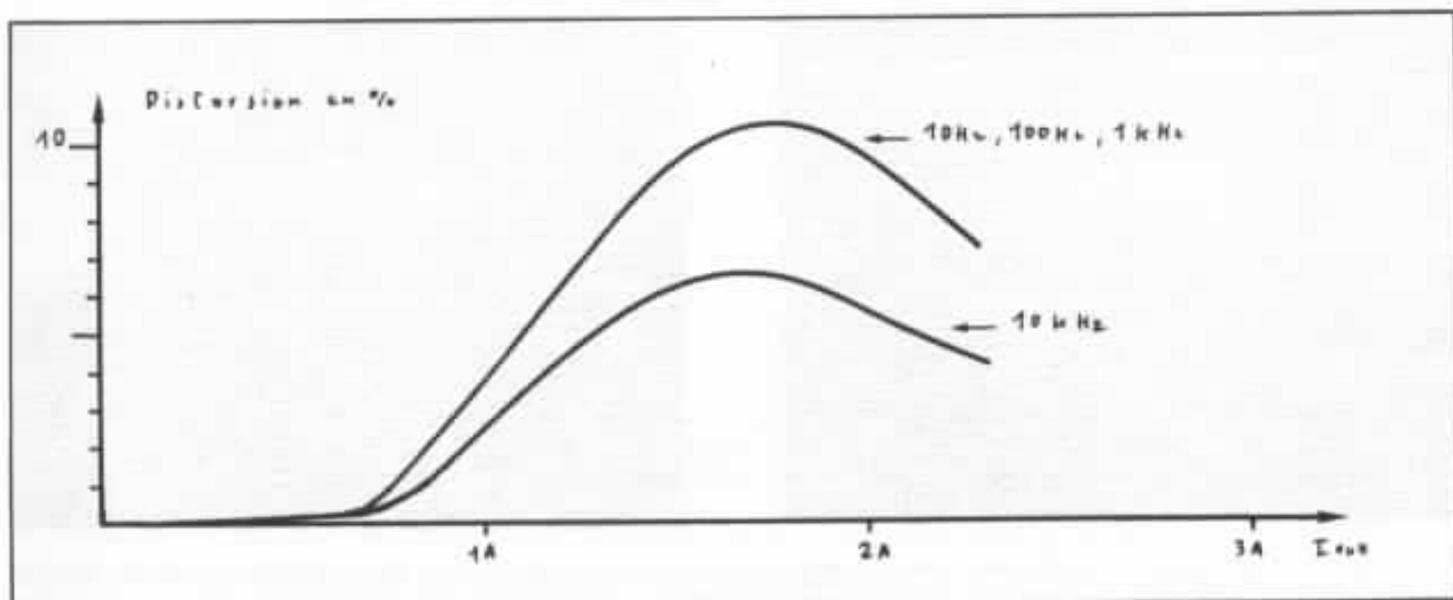
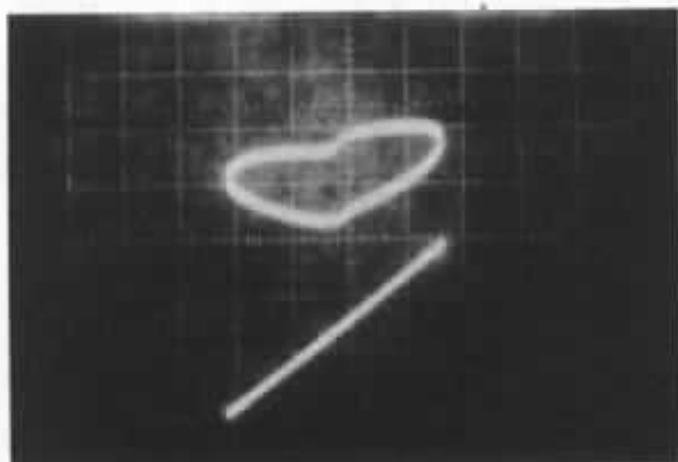


Fig. 13 : Distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry polarisé à 600 mA.

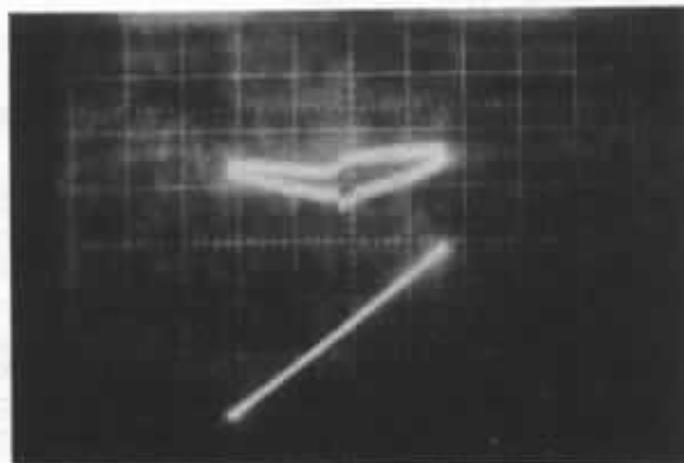
Enfin nous nous sommes intéressés au fonctionnement en classe B ; un réglage à l'oscilloscope nous a donné dans un premier temps les oscillogrammes de la figure n° 14. On voit que malgré l'action de la contre-réaction locale, les impédances des deux branches ne sont pas identiques. Les deux résistances en série ont donc été soupçonnées et un réglage en classe AB avec environ 160 mA de courant de repos (alors que la sortie était en l'air) les a fait passer aux aveux : il y avait 66,6 mV aux bornes de l'une et 65,3 mV aux

bornes de l'autre, soit un écart de 2 % (pour des résistances à 5 %, il n'y a là rien de scandaleux). Nous avons donc remédié à cette différence en mettant une résistance de 22  $\Omega$  en parallèle avec la résistance la plus forte. Les oscillogrammes obtenus ont montré (voir figure n° 15) la justesse de notre diagnostic et des problèmes de commutation qui empêchent de faire correspondre parfaitement les deux morceaux de la courbe : il faut un réglage très légèrement différent pour un bon raccordement de chaque côté.

Je voudrais ici faire une petite parenthèse pour parler de l'aspect elliptique de certaines courbes relevées à l'oscilloscope, et qui fait que souvent on obtient deux traces au lieu d'une. Cela est dû à une composante de la tension de sortie qui est en quadrature avec le courant que nous injectons et que par principe notre distorsiomètre différentiel, quelque bon que nous puissions le faire, ne peut éliminer. Cette tension en quadrature a essentiellement deux causes : la première qui intervient surtout pour les faibles impédances mesurées

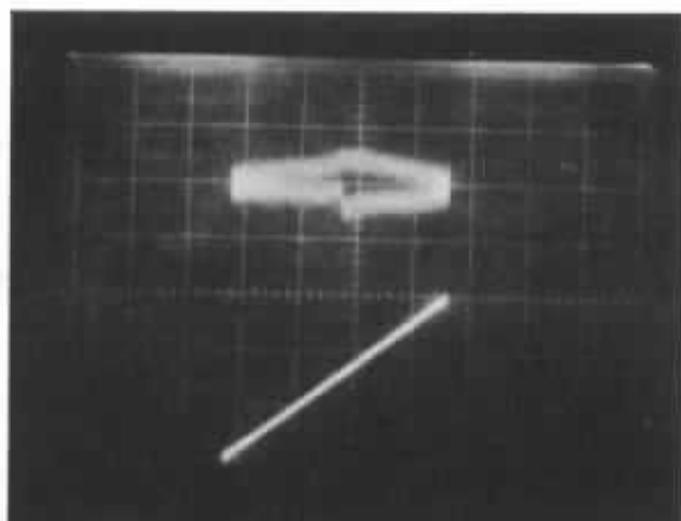
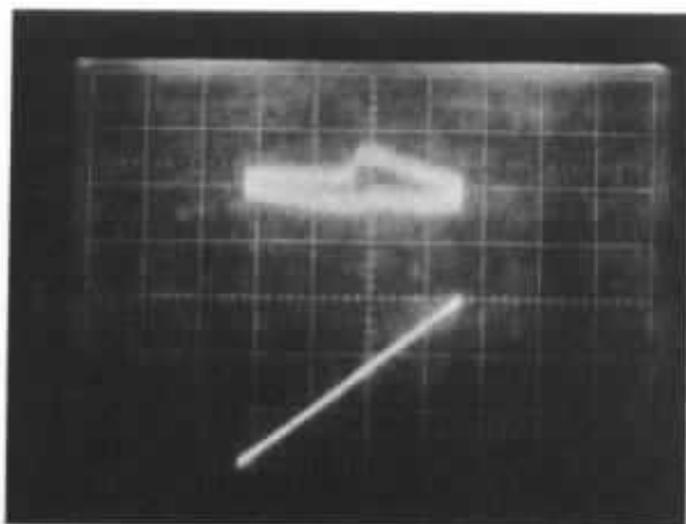


14a : Test à 1 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



14b : Test à 100 Hz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

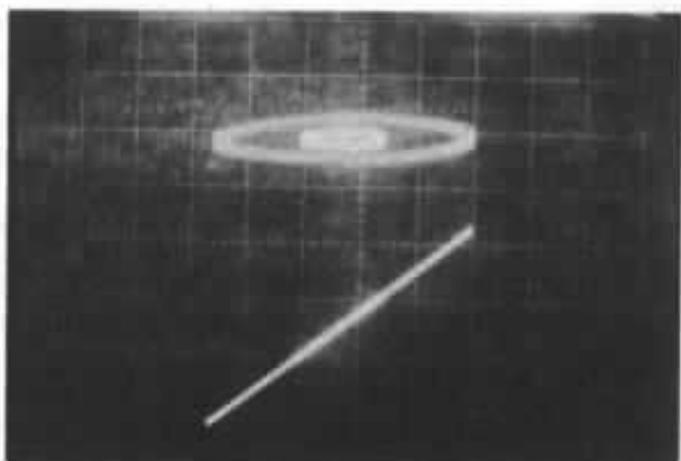
Fig. 14 : Aspect de la distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry en classe B.



15a et b : Tests à 100 Hz (1 A eff.) avec deux réglages différents de la polarisation, horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



15c : Test à 1 kHz (1 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div), En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



15d : Test en transitoire à 1 kHz (1,5 A eff. et 0,5 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div). On constate une légère distorsion thermique.

Fig. 15 : Aspect de la distorsion de sortie pour le montage de E.M. Cherry en classe B après rééquilibrage des résistances de sortie.

est due à des défauts de notre instrument de mesure qui amplifie les signaux prélevés en sortie du montage testé ; cette amplification n'est pas parfaite et a, en particulier, une bande passante limitée. La coupure de bande se traduit même pour des fréquences bien plus basses par une très légère rotation de phase qui crée une composante en quadrature. Ce phénomène est d'autant plus accentué que la fréquence de test est élevée, et que l'impédance

mesurée est faible (il faut alors faire intervenir plus d'étages d'amplification). La seconde cause qui est celle que nous avons le plus souvent rencontrée dans nos expériences est la part réactive de l'impédance que nous cherchons à mesurer. Cette part réactive n'est pas due à des capacités parasites comme j'ai eu tendance à le penser spontanément, mais elle est selfique et est due à l'action de contre-réactions. En effet le calcul montre que

l'action d'une contre-réaction qui cherche à réduire une résistance, et qui décroît avec la fréquence pour des raisons de stabilité dont j'ai déjà beaucoup parlé, conduit à une impédance qui croît avec la fréquence et qui possède une part réactive importante. Cette propriété est utilisée pour obtenir des effets selfiques dans les circuits HF monolithiques (on peut lire à ce sujet « Output inductance of an emitter follower » de J. Choma dans

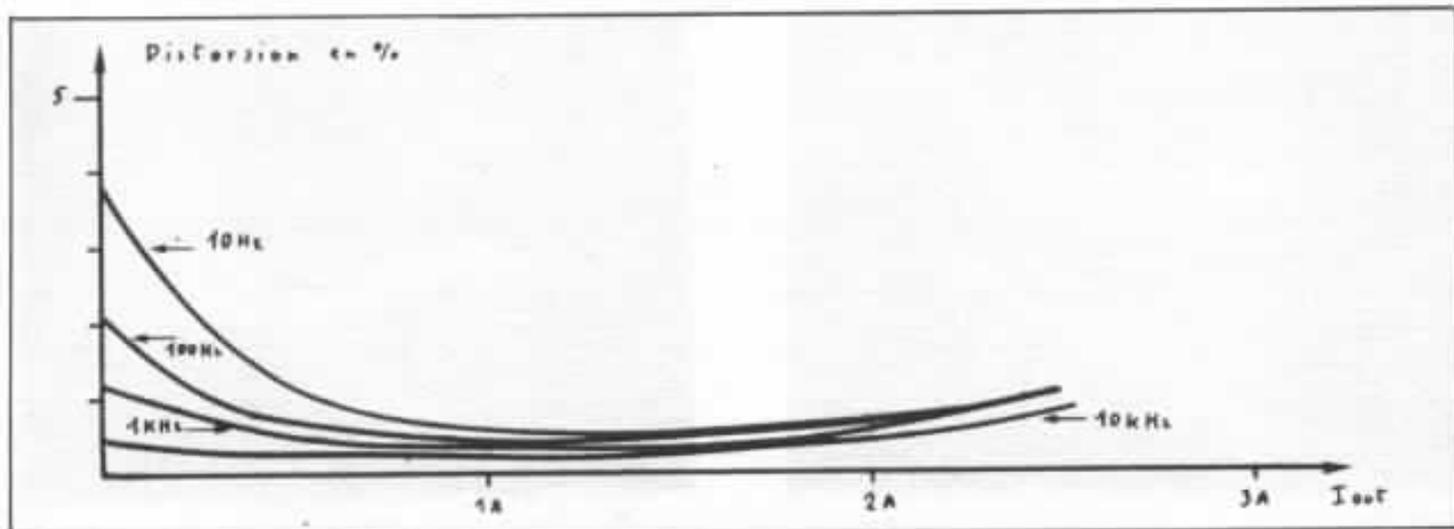


Fig. 16 : Distorsion de sortie du montage de E.M. Cherry en classe B.

IEEE Electronic Circuits and Systems de juil. 1979). Or très souvent, nos circuits de sortie font appel à des contre-réactions locales, que ce soit de façon explicite comme dans le schéma de E. M. Cherry ou de façon implicite avec, par exemple, les transistors de sortie utilisés en collecteur commun du montage classique.

Pour des essais à fréquence pure, ce déphasage n'est pas très gênant et on peut même en plaçant des condensateurs (en général d'assez forte valeur en parallèle avec le montage testé) annuler ou accentuer ce phénomène en fonction de ce qu'on veut observer. Mais la valeur de ce condensateur varie bien évidemment pour des raisons théoriques faciles à retrouver, avec la fréquence du signal ; cela rend ce phénomène très gênant pour l'observation de signaux de test non-sinusoidaux (signaux carrés, signaux complexes, signaux musicaux réels, etc...).

Pour en revenir à notre sujet (la figure n° 15), on voit sur cette figure outre les problèmes de raccordements dus probablement à des composantes selfiques non-identiques des impédances de sortie de chaque branche (il devrait être possible d'y remédier en soignant plus la symétrie entre les deux amplificateurs qui constituent chaque

branche), des problèmes d'oscillations amorties qui sont dus à la commutation de chaque amplificateur. En effet quand une des deux branches ne fournit pas de courant à la charge, sa boucle de contre-réaction est contrariée parce qu'elle ne peut pas jouer son rôle et commander la tension de sortie comme cela le lui est demandé. Elle part alors en saturation, et cela d'autant plus violemment que l'action de la contre réaction est énergique. Lorsque les conditions font que l'amplificateur se débloque (inversion du sens du courant de sortie), il passe par un état transitoire dans lequel la contre-réaction se met en place avec plus ou moins de bonheur. Ces problèmes se voient surtout à fréquence élevée, et on peut estimer la fréquence de ces oscillations supérieure ici à 100 kHz. C'est dans ces conditions que nous avons relevé la distorsion de sortie de ce montage (voir la figure n° 16).

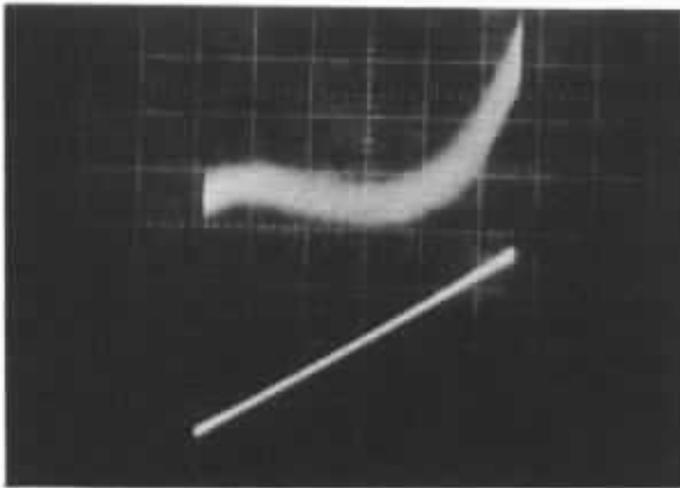
Que conclure de ces mesures faites sur le montage de E. M. Cherry ? On peut remarquer que l'intervention d'une contre-réaction locale plus marquée produit un fonctionnement plus conforme à la théorie simple des différentes classes de fonctionnement, que pour le circuit classique et que les lois exponentielles des transistors de puissance

n'interviennent plus.

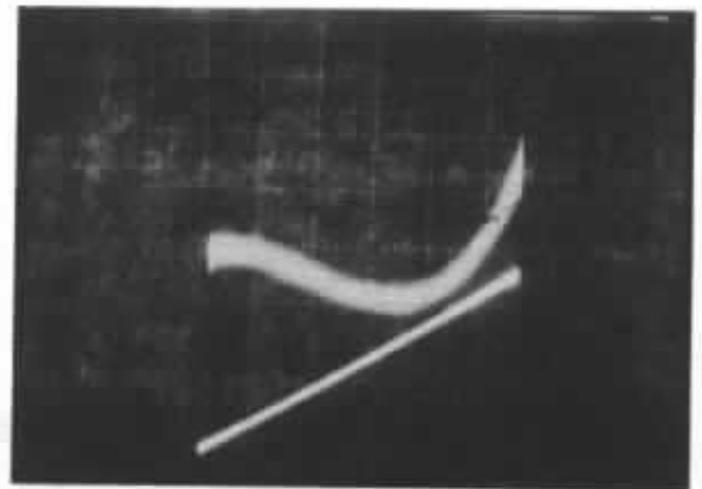
En classe A, on obtient ainsi une amélioration sensible de la linéarité de sortie (cela confirme mon engouement pour des contre-réactions locales), par contre le fonctionnement obtenu en classe AB est plus marqué (je dirais même caricatural) que pour le montage classique. Le résultat à l'écoute d'un tel montage doit probablement être plus dur et plus agressif que le montage classique en classe AB réglé de la même manière ; ici les lois exponentielles des transistors doivent adoucir les transitions, mettre en quelque sorte de l'huile dans les rouages. Je pense qu'ici l'action de la contre-réaction est loin d'être bénéfique en classe AB.

En classe B, ce montage ne semble pas permettre de s'affranchir simplement des deux grands problèmes de la classe B : symétrie et commutation, et ce malgré l'action de la contre-réaction.

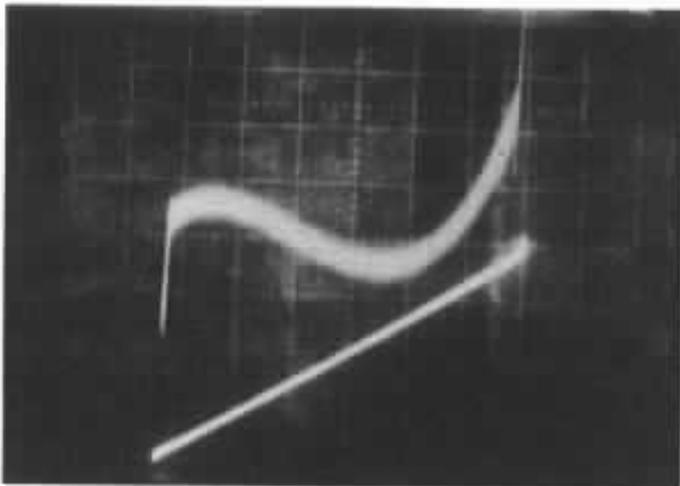
Comment E. M. Cherry a-t-il utilisé ce montage ? se demanderont les audiophiles qui n'ont pas accès aux références bibliographiques que j'ai données plus haut (l'Australie, c'est loin !). Il a été utilisé ce montage avec un gain de 20 dB (sans trop se préoccuper de l'identité des deux réseaux de contre-réaction, pas plus d'ailleurs que de l'identité



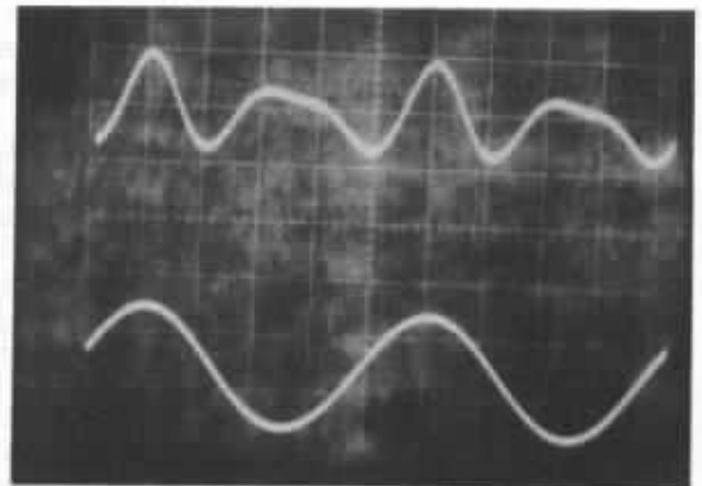
17a : Test à 1 kHz (1,7 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distortion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).



17b : Test à 100 Hz (1,7 A eff.) horizontalement courant dans la charge (1 A/div), En haut distortion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).



17c : Test de saturation à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distortion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div). En bas signal de sortie de l'ampli testé (2 V/div).



17d ; Aspect de la distortion de sortie mesurée au distorsiomètre classique à 1 kHz (1,7 A eff.). On retrouve la distortion de la fig. 17a déroulée.

Fig. 17 : Aspect de la distortion de sortie du 20 W Hiraga.

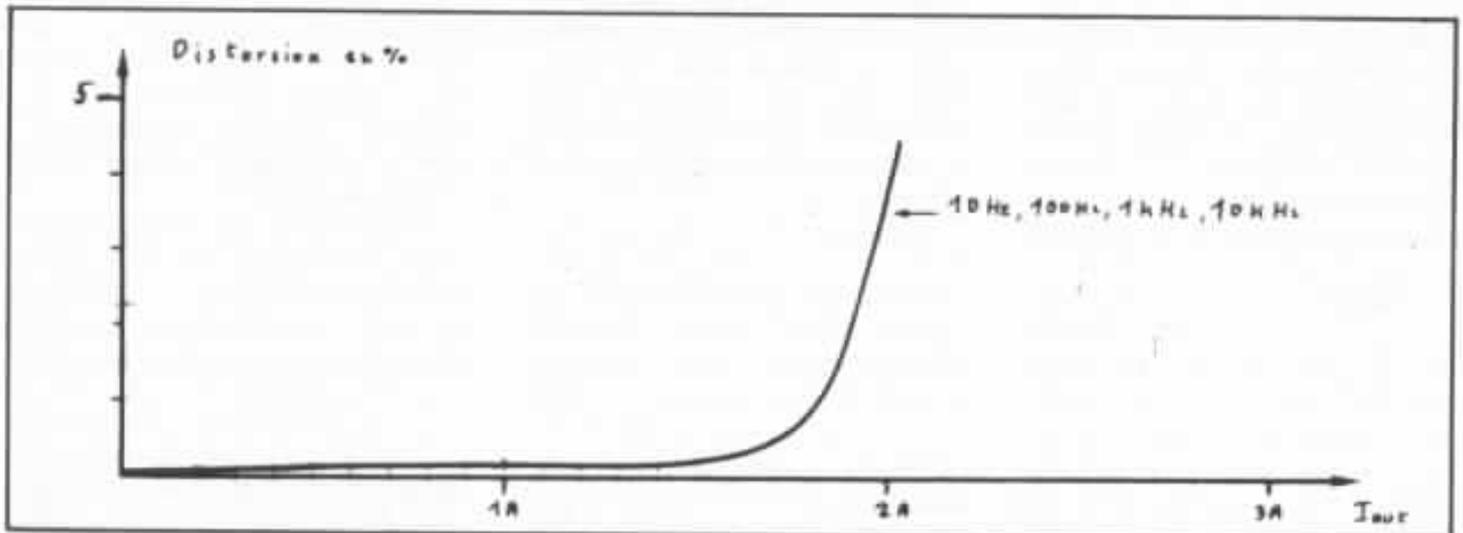


Fig. 18 : Distorsion de sortie de l'amplificateur 20 W Hiraga.

des valeurs des deux résistances de sortie) et une polarisation à l'entrée de 20 mV. Cela correspond donc à une polarisation en sortie de 200 mV aux bornes de deux fois  $1 \Omega$ , soit à un courant de repos de 100 mA ; on a donc affaire à un fonctionnement en classe AB tel que ceux que nous avons vu plus haut. Bien que E. M. Cherry nous dise obtenir ainsi une distorsion inférieure à 0,002 % dans la bande audio, je suis inquiet sur les résultats à l'écoute de son amplificateur et je pense qu'un passage à une classe A complète, s'il ne devrait pas modifier beaucoup les chiffres, devrait modifier d'une manière appréciable les « mesures » subjectives.

## Les amplificateurs de l'Audiophile.

Parmi les solutions originales que nous avons vues lors de notre étude théorique, il y en a une que nos lecteurs connaissent bien : le schéma proposé par J. Hiraga et qui a donné lieu à 3 réalisations qui peuvent fournir 8, 20 ou 30 W. Les qualités subjectives de ces amplificateurs étant bien établies, j'étais très intéressé par les caractéristiques de sortie de ceux-ci. Avec l'aide des membres de l'équipe de l'Audiophile, aussi curieux que moi des résultats de ces mesures de linéarité de sortie faites sur leurs produits, j'ai donc fait des mesures sur l'amplificateur classe A Hiraga 20 W et sur la version 30 W.

Je ne ferai pas aux lecteurs l'injure de leur présenter le schéma de J. Hiraga, qui a fait l'objet de plusieurs articles dans l'Audiophile. Les mesures sur l'amplificateur 20 W Hiraga ont montré (voir les oscillogrammes de la figure n° 17) une distorsion régulière et constante avec la fréquence. Les mesures faites au distorsiomètre classique montrent en effet, une distorsion composée essentiellement d'har-

moniques 2 et 3. La courbe de distorsion (fig. n° 18) confirme également les qualités de ce schéma. Un point très intéressant à noter est l'impédance de sortie trouvée :  $1,3 \Omega$ . Cette valeur est remarquablement élevée pour un amplificateur à transistor ; elle ne va pas du tout dans le sens d'un facteur d'amortissement élevé. J'ai été fort surpris par ce résultat qui éclaire d'un jour nouveau les réflexions théoriques de nos articles des n° 28 et 29 de l'Audiophile. Faut-il mettre des résistances en série avec la sortie des amplificateurs à transistors pour améliorer leurs qualités subjectives ? J'avais eu autrefois connaissance d'une rumeur qui rapportait que les très grosses enceintes d'une célèbre firme américaine recelaient en leur sein des résistances de puissance aux dimensions impressionnantes. Je rappellerai qu'un des buts de cette étude est de préciser le problème de l'impédance de sortie optimum.

Il a également été fait quelques mesures en signal transitoire afin de voir si cet amplificateur souffrait de distorsion thermique de

sortie (voir les résultats en fig. n° 19); connaissant les qualités subjectives de cet amplificateur j'aurais été embarrassé si j'avais trouvé la moindre trace de distorsion thermique, mais comme le montre la figure 19, l'amplificateur Hiraga 20 W est irréprochable sur ce plan-là aussi.

Nous avons aussi fait des mesures sur le classe A 30 W, qui a donné des formes de distorsion voisines (voir les oscillogrammes de la figure n° 20) et des chiffres de distorsion un peu plus faibles (voir les courbes de la figure 21). L'impédance de sortie est ici un peu plus faible ( $0,78 \Omega$ ), mais reste bien supérieure aux objectifs courants pour les amplificateurs à transistor. Pour l'étude du comportement en transitoire, où cet amplificateur est également irréprochable, nous avons fait des expériences avec des tone-burst et avec des signaux audio réels (voir les résultats en figure n° 22). La photographie de la figure 22 b ne permet pas de se faire une bonne idée de ce que l'on voit sur l'oscilloscope et que les nécessités de la pose pour le cliché transforme en de lointai-

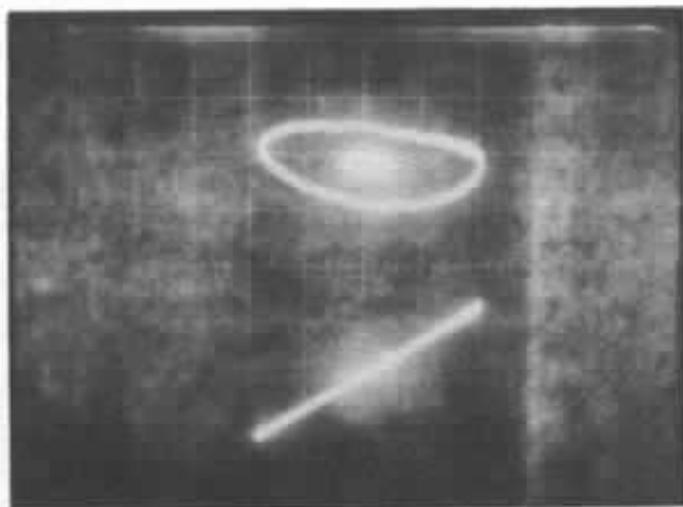
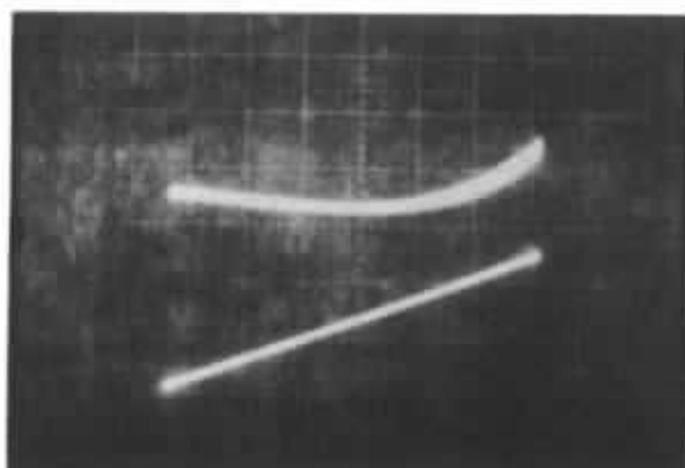
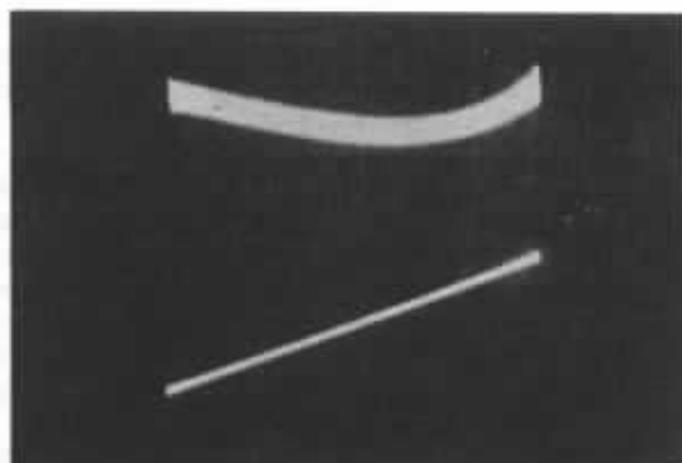


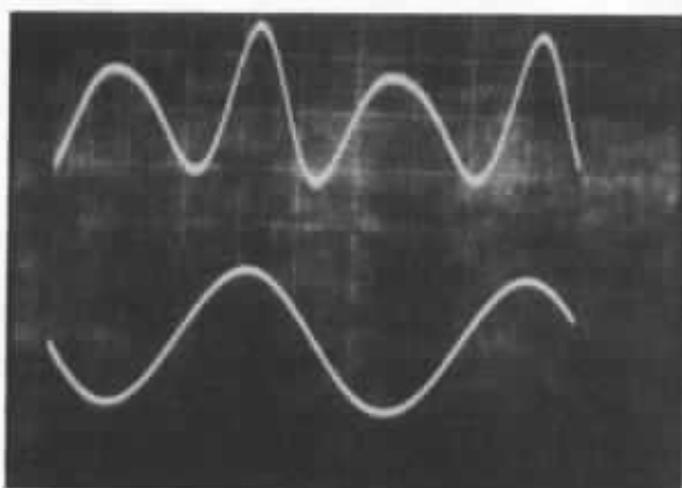
Fig. 19 : Test en transitoire de l'amplificateur 20 W Hiraga, essai avec un tone-burst à 1 kHz (1,4 A eff. et 0,6 A eff.). Horizontal courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (100 mV/div) avec déphasage accentué pour mieux observer les transitoires. En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div). On notera l'absence de transitoires thermiques.



20a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).



20b : Test à 100 Hz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). (L'épaisseur de la trace est due à une ronflette). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).



20c : Aspect de la distorsion de sortie mesurée au distorsiomètre classique à 1 kHz (2 A eff.). On retrouve la distorsion de la fig. 20a déroulée.

Fig. 20 : Aspect de la distorsion de sortie du classe A 30 W.

nes galaxies.

J'aurais souhaité faire également des mesures sur un amplificateur du type Némésis (voir les n° 34 et 35 de l'Audiophile) mais l'impédance de sortie très élevée de ce montage (pratiquement en boucle ouverte) limitait les mesures (avec mon appareillage qui ne dispose d'une excursion de sortie limitée à une dizaine de volts) à des courants de sortie très faibles, aussi il nous a fallu renoncer. Nous avons par contre profité du montage de notre banc de mesure à la Maison de l'Audiophile pour faire quelques mesures non prévues dont les résultats, même s'ils sortent du

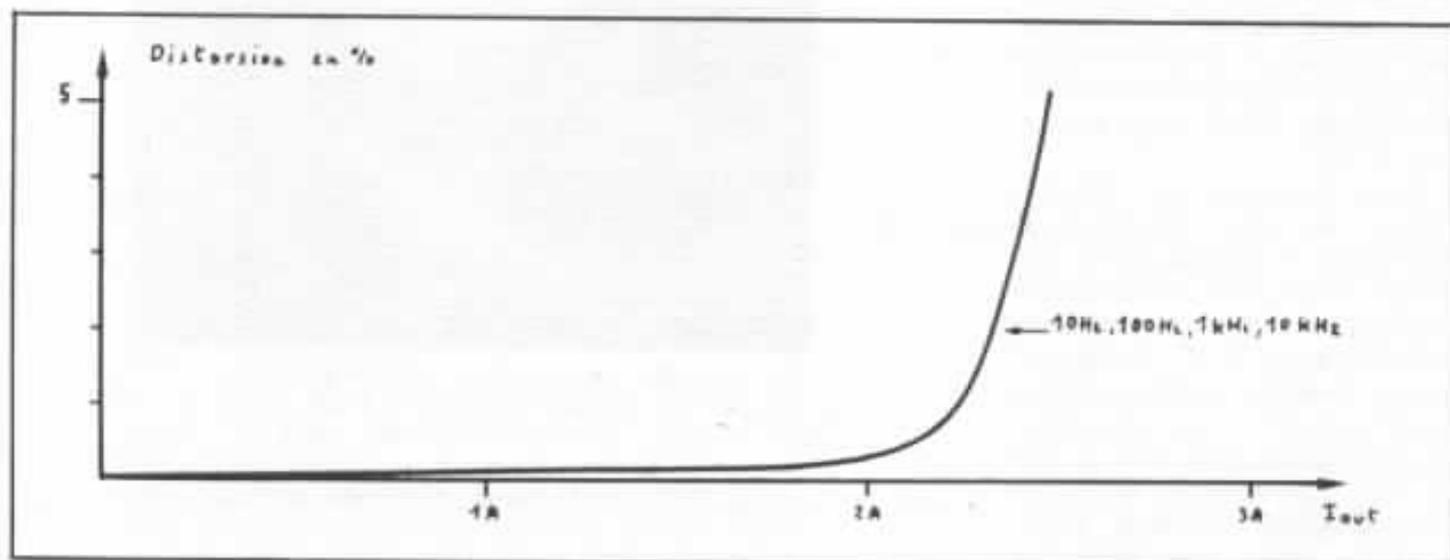
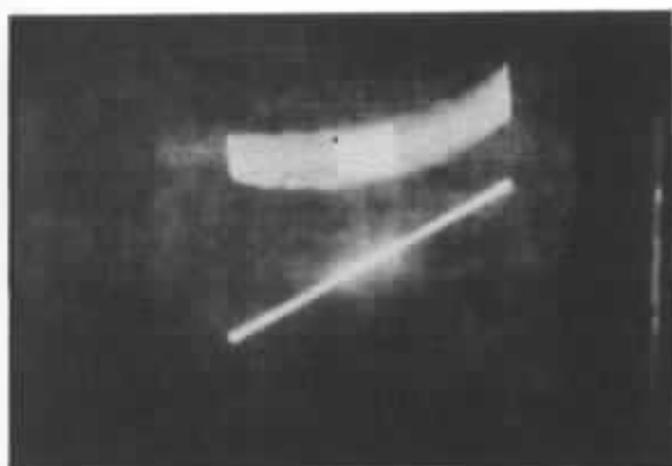
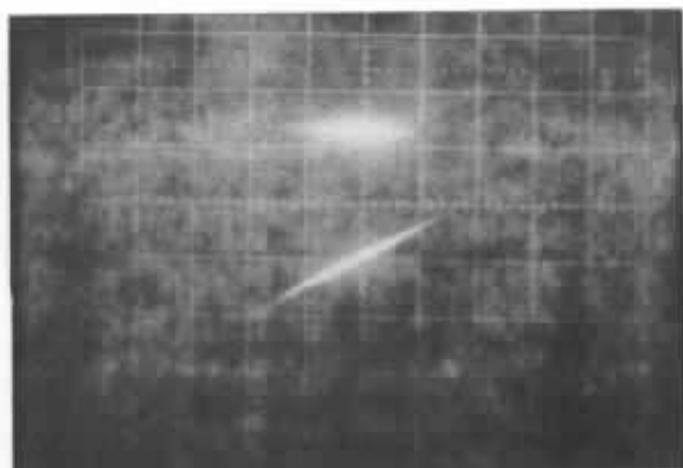


Fig. 21 : Distorsion de sortie du classe A 30 W.



22a : Test avec un tone burst à 1 kHz (1,8 A eff. et 0,7 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). (L'épaisseur de la trace est due à une ronflette). En bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).



22b : Test avec des signaux audio, horizontalement courant dans la charge (1 A/div), en haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div) en bas signal en sortie de l'ampli testé (2 V/div).

Fig. 22 : Test en transitoire du classe A 30 W. On notera l'absence de transitoires thermiques.

déroulement logique de cet exposé, devraient intéresser les lecteurs.

Nous avons fait des mesures sur un amplificateur de 120 W à FET de sortie, qui avait la particularité de donner de très bons chiffres aux mesures traditionnelles et des résultats aux tests auditifs peu satisfaisants ; les mesures ont montré une impédance de sortie très faible et assez linéaire, mais comme le montre l'oscillogramme de la figure n° 23, cet amplificateur (dont je n'ai pas eu le schéma) semble fonctionner en classe B et les commutations qui résultent de ce fonctionnement ne se passent pas très bien (problème de commutation en sortie mal corrigé par la contre-réaction globale ?).

Nous avons aussi fait des mesures sur un bon vieil amplificateur à tube avec transformateur de sortie (40 W) et j'étais curieux des résultats. La distorsion de sortie est relativement élevée mais elle est douce (voir les figures 24 et 25). L'impédance de sortie est relativement élevée (comparée à celles des amplificateurs à transistor) et

varie avec la fréquence (ce qui n'a pas été observé pour les montages à transistor) : 1,7  $\Omega$  à 10 Hz, 0,9  $\Omega$  à 100 Hz et à 1 kHz et 1,1  $\Omega$  à 10 kHz. Tous ces résultats sont passionnants mais il est trop tôt pour commencer à faire sérieusement des corrélations entre ceux-ci et des résultats de « mesures » subjectives même si la tentation en est forte.

Pour finir avec cette petite digression et pour compléter ces mesures sur des amplificateurs

complets, je voudrais vous montrer les oscillogrammes que j'ai obtenus avec un amplificateur à transistor très classique dont je pouvais faire varier la polarisation. Les oscillogrammes de la figure n° 26 correspondent à des réglages différents pour la classe AB ; on peut voir les effets de la contre-réaction globale qui fait que les résultats sont très similaires et doivent donner des chiffres de distorsion identiques. Toutefois il reste des petits accidents en sortie de notre distorsiomètre

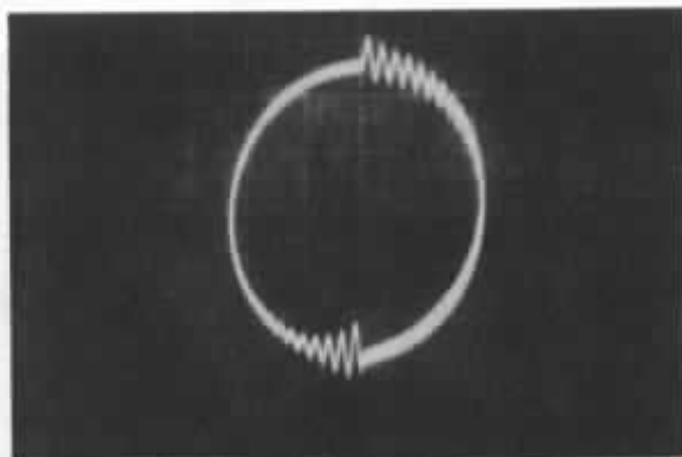
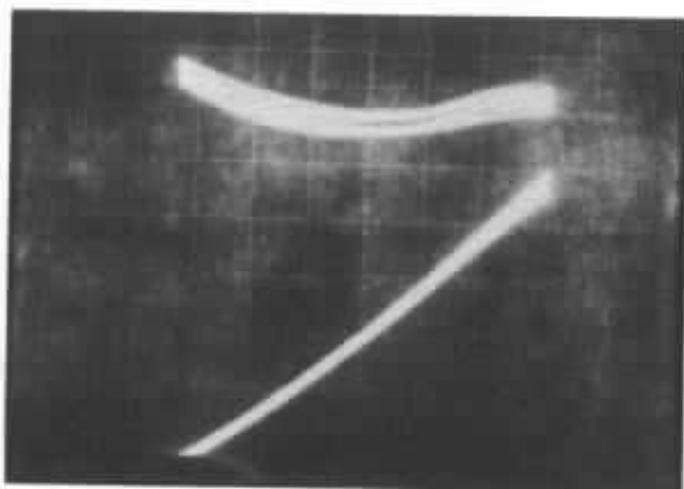
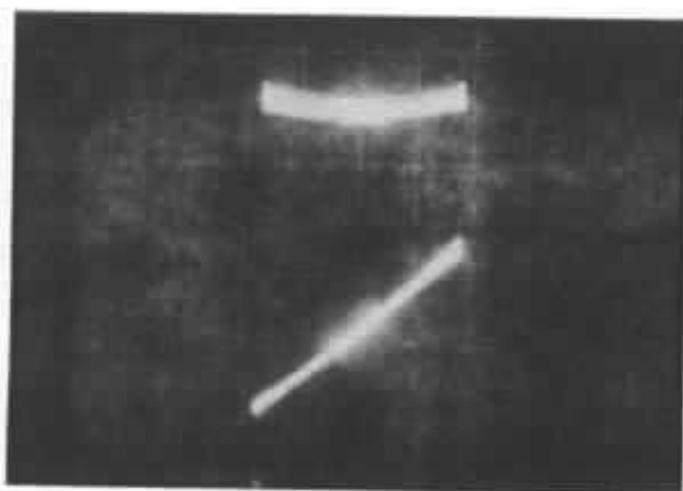


Fig. 23 : Aspect de la distorsion de sortie à 1 kHz (1,5 A eff.) d'un amplificateur à Fet du commerce. Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). Verticalement distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div).



24a : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans le charge. En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (1 V/div).



24b : Test en tone burst à 1 kHz (1,3 A eff. et 0,35 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli testé (1 V/div).

Fig. 24 : Aspect de la distorsion de sortie d'un ampli à tube.

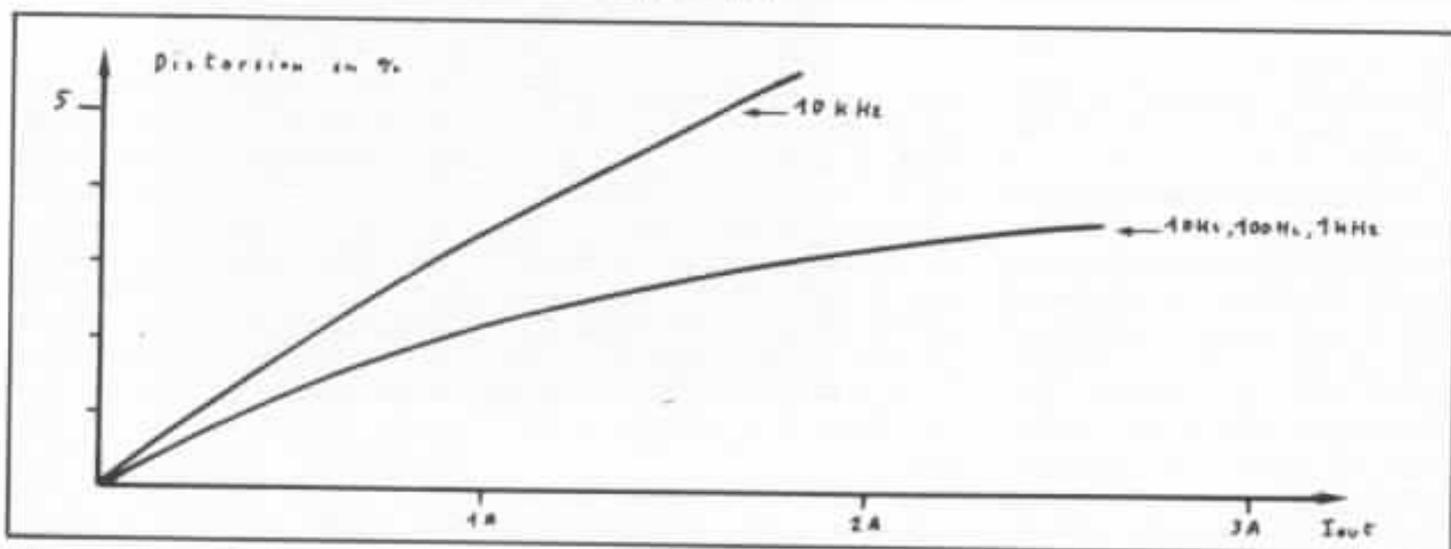


Fig. 25 : Distorsion de sortie d'un ampli à tube.

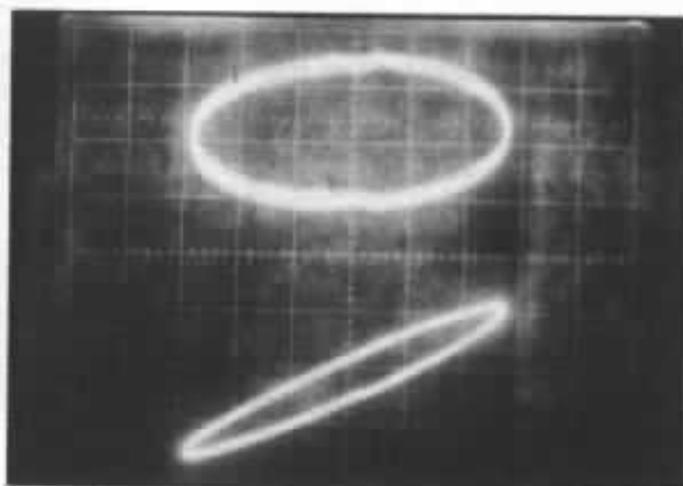
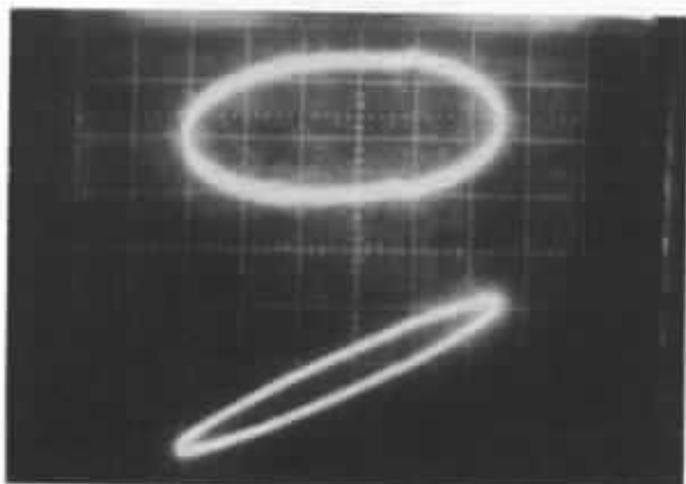


Fig. 26 : Test d'un amplificateur classique à transistor à 1 kHz (1,5 A eff.) pour deux réglages de la classe AB ; horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli (200 mV/div).

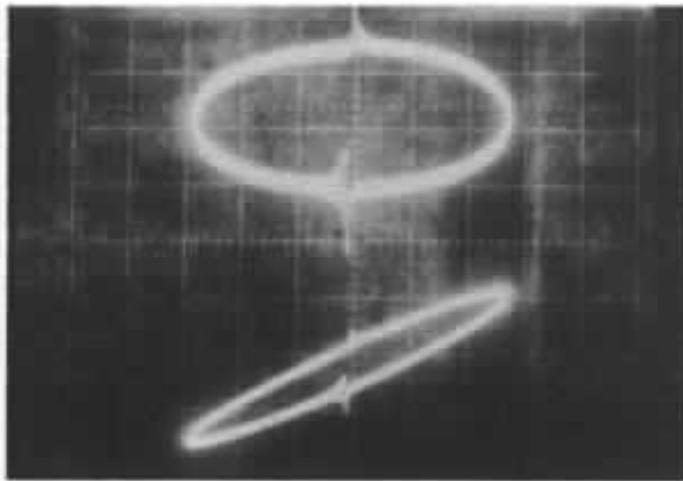


Fig. 27 : Test d'un amplificateur classique à transistor à 1 kHz (1,5 A eff.) en classe B ; horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie de l'ampli (200 mV/div).

différentiel qui laissent deviner le réglage utilisé. Pour la classe B (voir la fig. n° 27) l'aspect de la distorsion reste aussi le même, malgré les problèmes de commutations dont on voit les effets. En somme les petits accidents que laissent voir ces expériences ne se traduisent pas par des chiffres très différents pour les mesures traditionnelles mais font toute la différence lors des tests subjectifs.

## Solutions nouvelles.

Dans notre étude théorique, nous avons vu que pour obtenir une classe A avec un rendement amélioré, plusieurs axes de recherche étaient possibles. La première voie était de faire suivre deux amplificateurs linéaires de réseau non-linéaire à conductance croissante. Notre simulation a montré qu'un réseau formé d'une diode en série avec une résistance laissait espérer un tel fonctionnement avec une linéarité satisfaisante. Nous avons donc voulu expérimenter un circuit correspondant à cette première solution et le schéma de la figure 28 a été câblé.

Pour nos premiers essais, nous avons utilisé par prudence une résistance de valeur importante

(0,4  $\Omega$ ) par rapport aux résultats de la simulation et le résultat qui est visible sur la figure 29 est décevant : on retrouve le fonctionnement du montage classique pour les mêmes valeurs de résistance en série dans chaque branche, légèrement dégradé ; mais ce résultat est conforme à nos simulations.

Nous avons donc voulu passer

à des résistances de valeurs plus faibles conformément à nos simulations, mais les valeurs recherchées sont très faibles et du même ordre de grandeur que la résistance parasite en série avec la jonction des diodes (résistance du silicium, des liaisons internes et du boîtier). Nous avons donc utilisé comme réseau jonction-résistance des diodes seules. Les oscillogrammes de la figure 30 et les courbes de la figure 31 montrent les résultats obtenus : ils sont très satisfaisants si on sait que le courant de repos correspondant est d'environ 200 mA. La distorsion obtenue est douce et me fait penser à celle des amplificateurs Hiraga ; il est vrai que les chiffres correspondant sont plus élevés en %, mais en comparant les oscillogrammes on peut voir que la valeur en tension de la distorsion est du même ordre de grandeur (la différence entre les valeur en % est due à une valeur de l'impédance de sortie bien plus faible ici : 0,14  $\Omega$ . Inquiet des problèmes d'emballement thermique

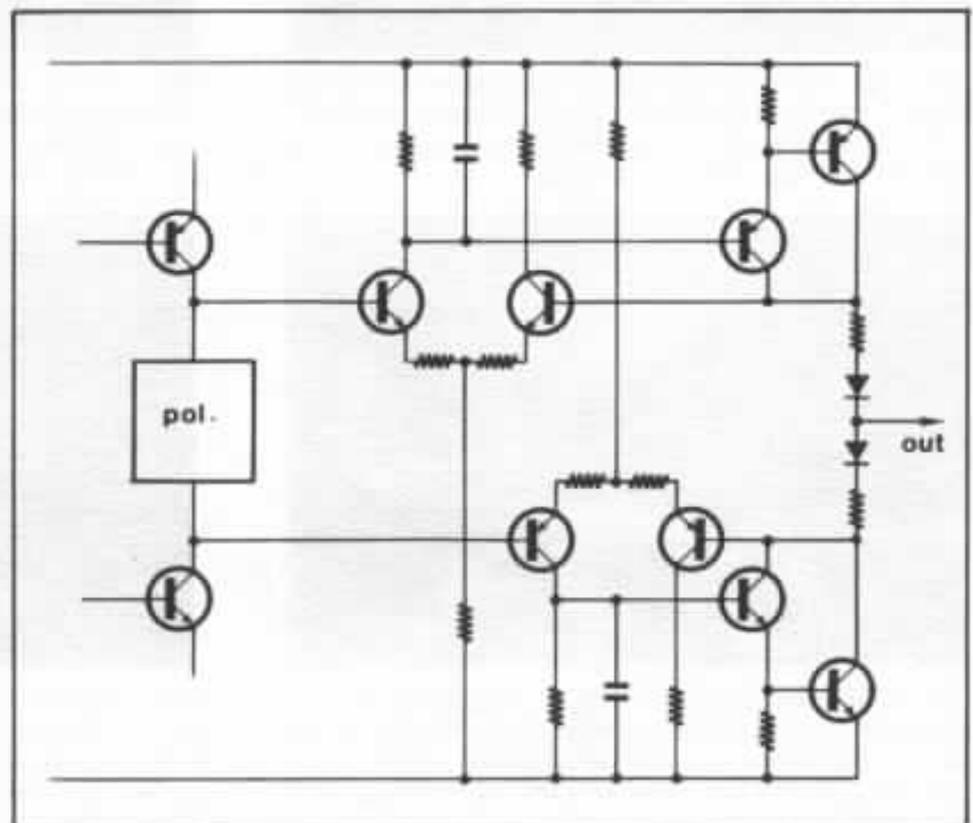
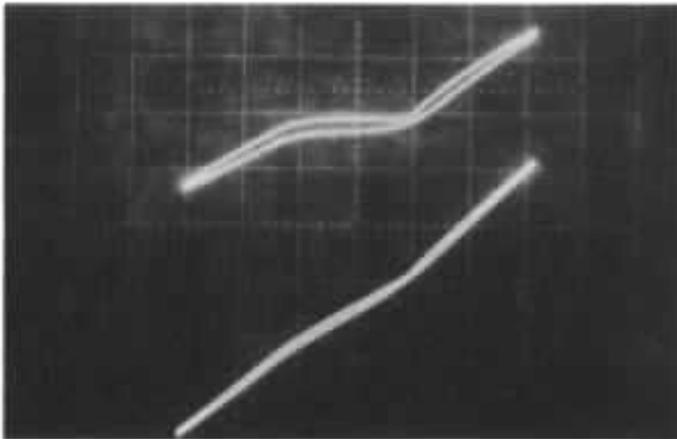
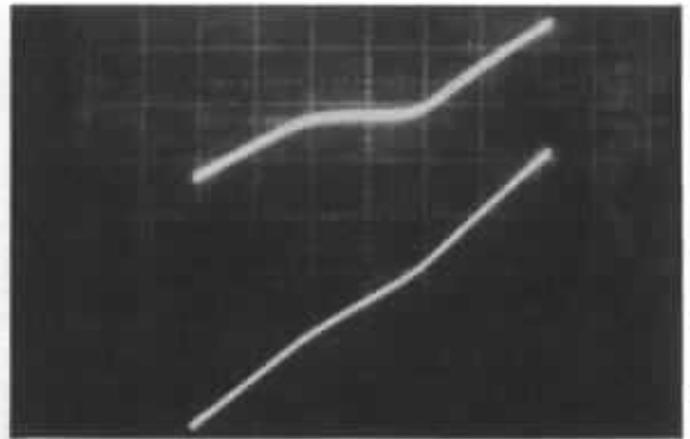


Fig. 28 : Schéma de la première solution.

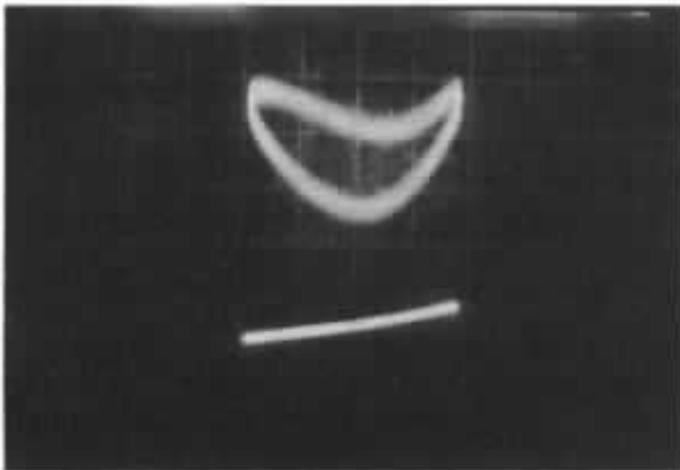


29a : Test à 1 kHz (1,7 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

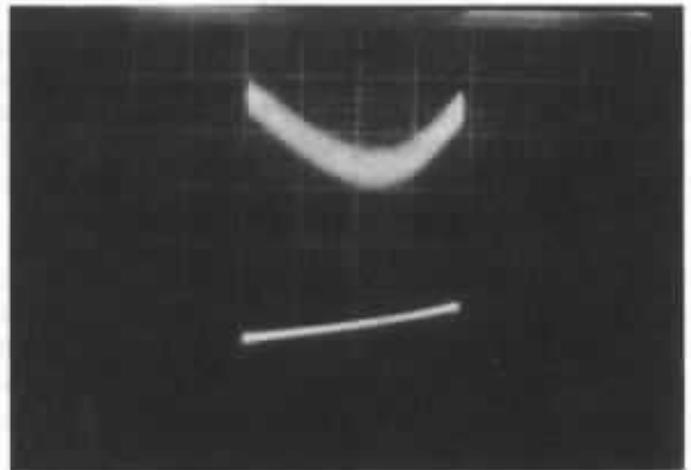


29b : Test à 100 Hz (1,7 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (200 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

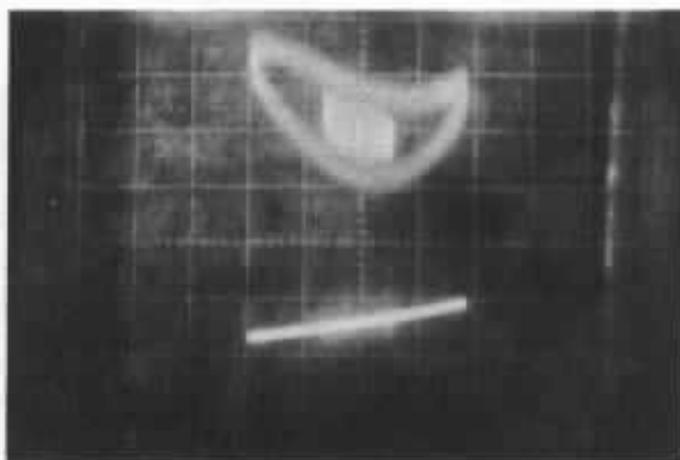
Fig. 29 : Aspect de la distorsion de sortie pour la première solution avec diode et résistance (0,4  $\Omega$ ).



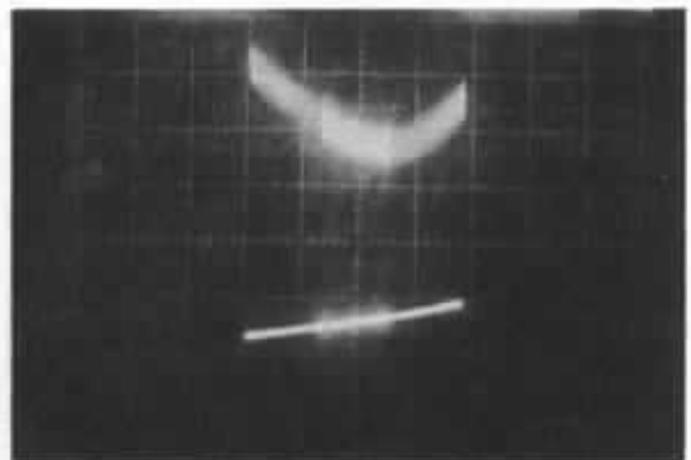
30a : Test à 1 kHz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortant du montage testé (0,5 V/div).



30b : Test à 100 Hz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut, distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas, signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



30c : Test en transitoire à 1 kHz (1 A eff. et 0,3 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



30d : Test en transitoire à 100 Hz (1 A eff. et 0,3 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel. En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

Fig. 30 : Aspect de la distorsion de sortie pour la première solution avec diode en série.

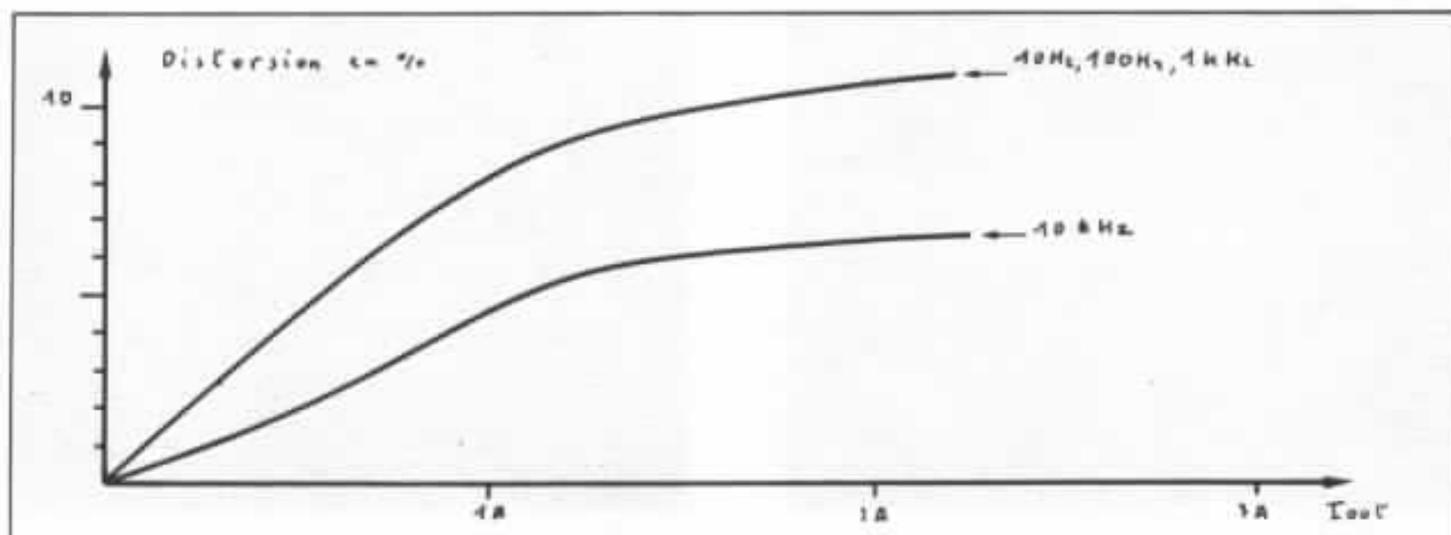


Fig. 31 : Distorsion de sortie de la première solution avec diodes en série.

contre lequel ce montage est par principe très peu protégé, j'ai utilisé des grosses diodes de redressement (boîtier type DO 4) à faible résistance série, les essais en transitoires (figure 30 c et 30 d) semblent montrer que ces précautions étaient suffisantes puisque le montage a montré dans ces tests un comportement satisfaisant.

Le deuxième type de solution dégagé par nos considérations théoriques utilise deux amplificateurs non-linéaires avec une transconductance croissant avec le signal. Ce type de circuit peut être obtenu en utilisant les caractéristiques de transconductance des transistors bipolaires. C'est ce que nous avons obtenu dans le schéma volontairement simple de la figure 32. Nos simulations ont montré le rôle très important de la résistance  $R_e$  dans le bon fonctionnement de ce circuit. Nous avons donc commencé nos expérimentations avec une valeur de  $100 \Omega$ , recherché au moyen de l'oscilloscope et de notre appareil de mesure original, la polarisation optimum et obtenu les résultats des figures 33 et 34.

Ces résultats appellent des commentaires : ils ne sont pas trop mauvais si on sait qu'ils correspondent à un courant de repos d'environ  $100 \text{ mA}$  mais ils font apparaître une certaine

dissymétrie entre les deux branches du montage. Toutefois les non-linéarités sont douces et la stabilité thermique, comme le montre la figure 33 d, est tout à fait satisfaisante.

Nous avons donc cherché à améliorer le montage sans le compliquer. Le calcul d'après des mesures complémentaires des éléments utilisés et nos simu-

lations nous ont conduit à utiliser pour  $R_e$  une valeur plus faible ( $20 \Omega$ ) ; d'autre part nous avons un peu mieux apparié les gains en courant des transistors des multiplicateurs de courant du montage (relire l'article du n° 31 de l'Audiophile, pour bien comprendre l'importance de ces paramètres). Le résultat de ces opérations est très positif comme on peut le constater au vu des

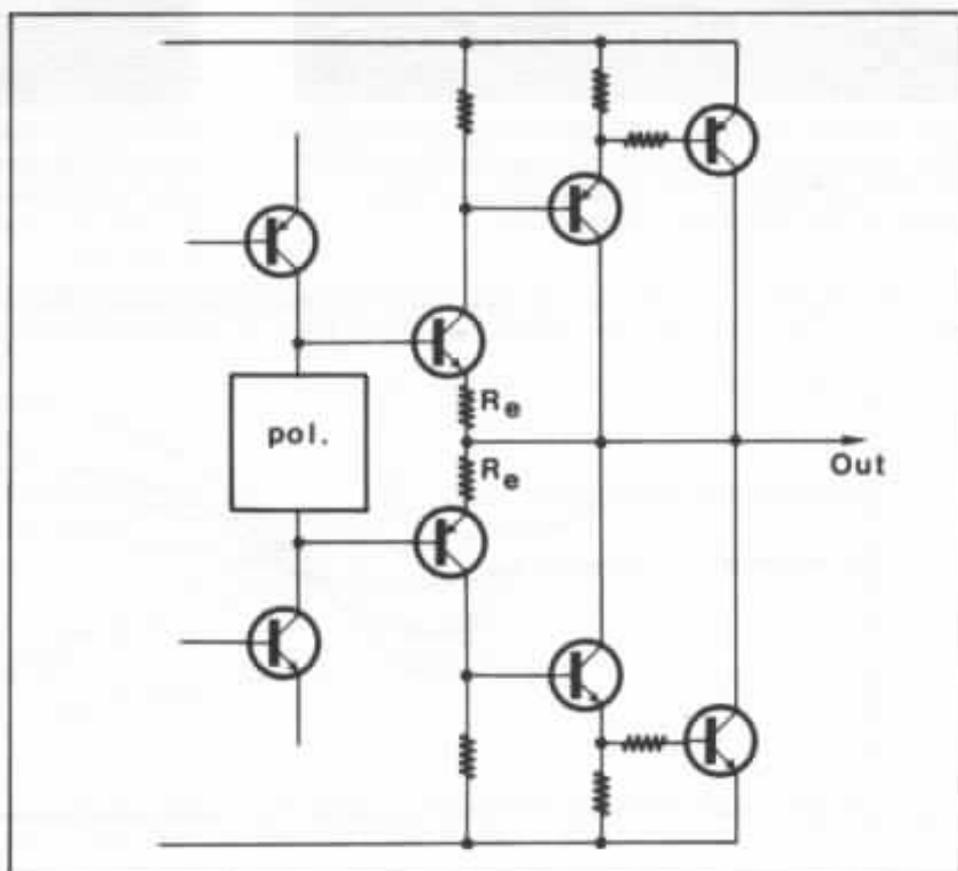
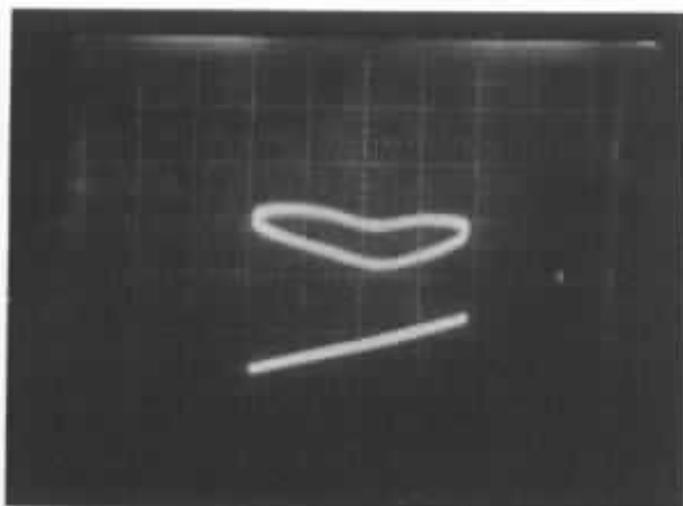
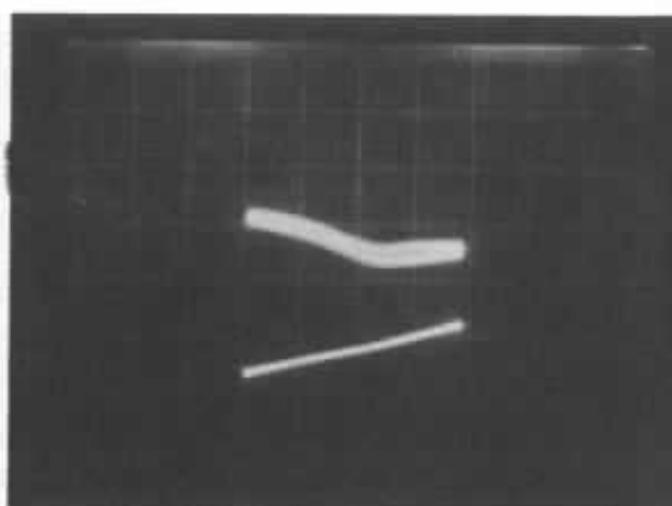


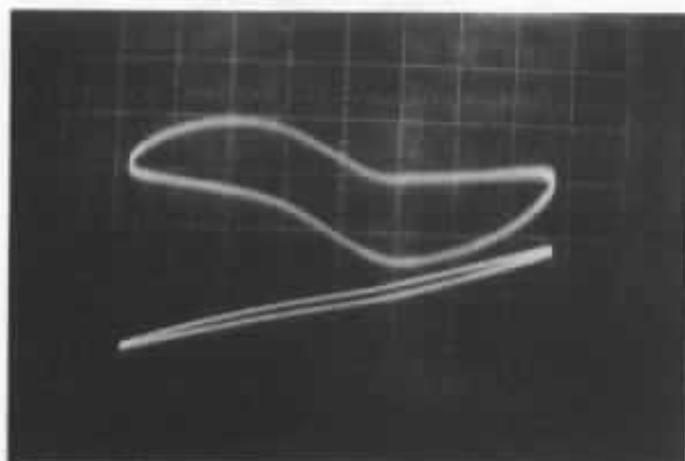
Fig. 32 : Schéma de la seconde solution.



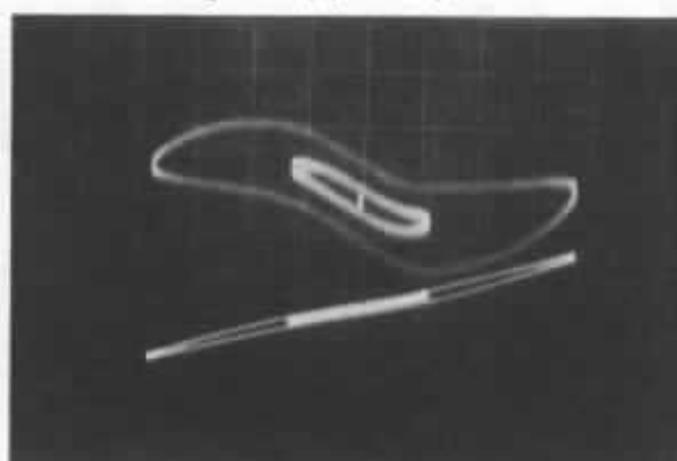
33a : Test à 1 kHz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



33b : Test à 100 Hz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



33c : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).



33d : Test en transitoire à 1 kHz (2 A eff. et 0,6 A eff.) Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (50 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,5 V/div).

Fig. 33 : Aspect de la distorsion de sortie de la seconde solution avec 100Ω.

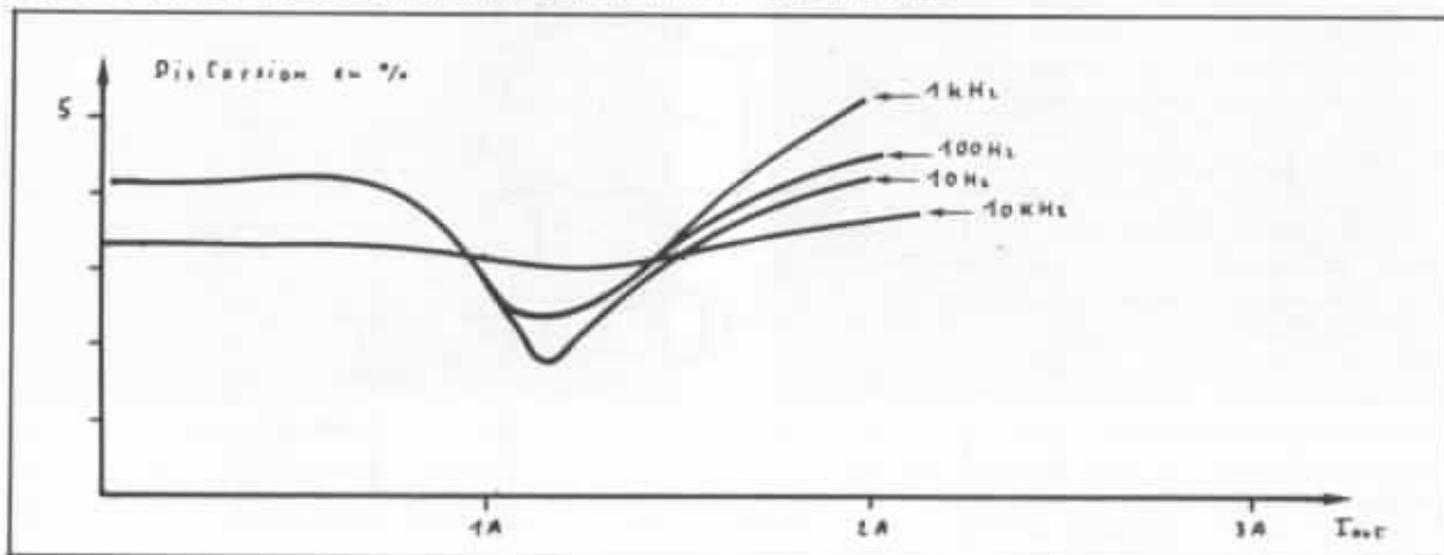
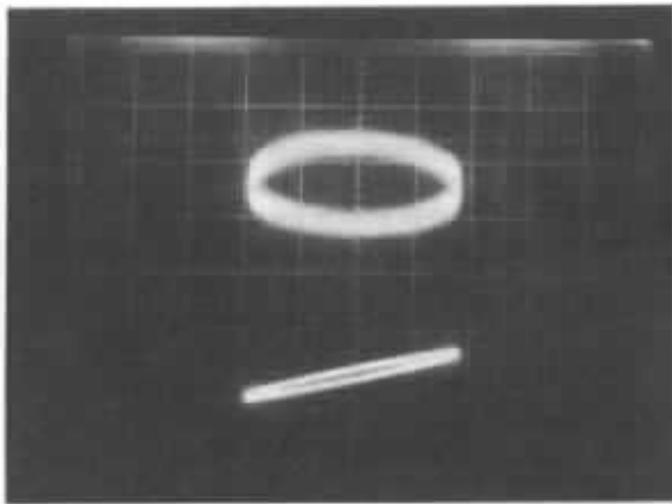
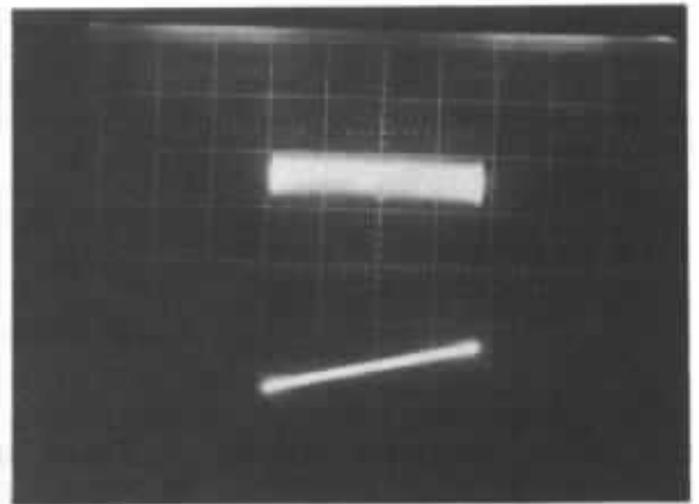


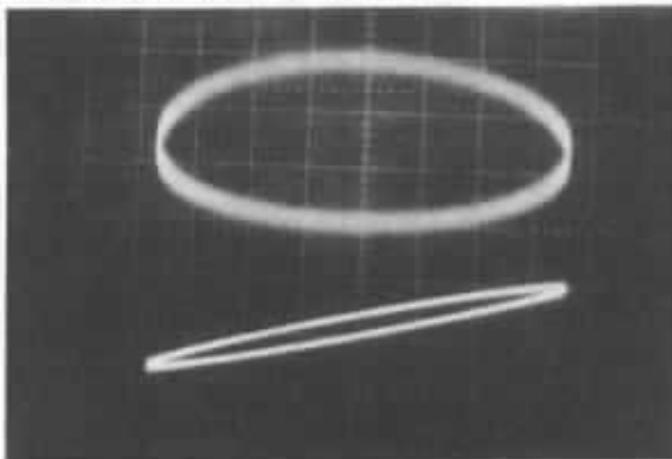
Fig. 34 : Distorsion de sortie de la seconde solution avec 100 Ω.



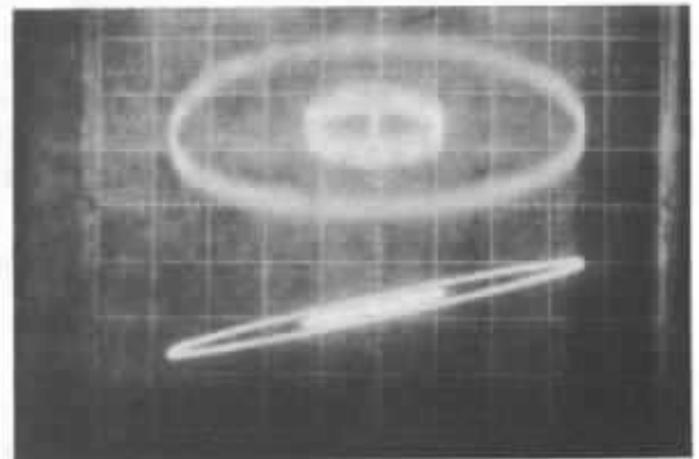
35a : Test à 1 kHz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,2 V/div).



35b : Test à 100 Hz (1 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,2 V/div).



35c : Test à 1 kHz (2 A eff.). Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,2 V/div).



35d : Test en transitoire à 1 kHz (2 A eff. et 0,6 A eff.) Horizontalement courant dans la charge (1 A/div). En haut distorsion au distorsiomètre différentiel (20 mV/div). En bas signal en sortie du montage testé (0,2 V/div).

Fig. 35 : Aspect de la distorsion de sortie de la seconde solution avec 20  $\Omega$ .

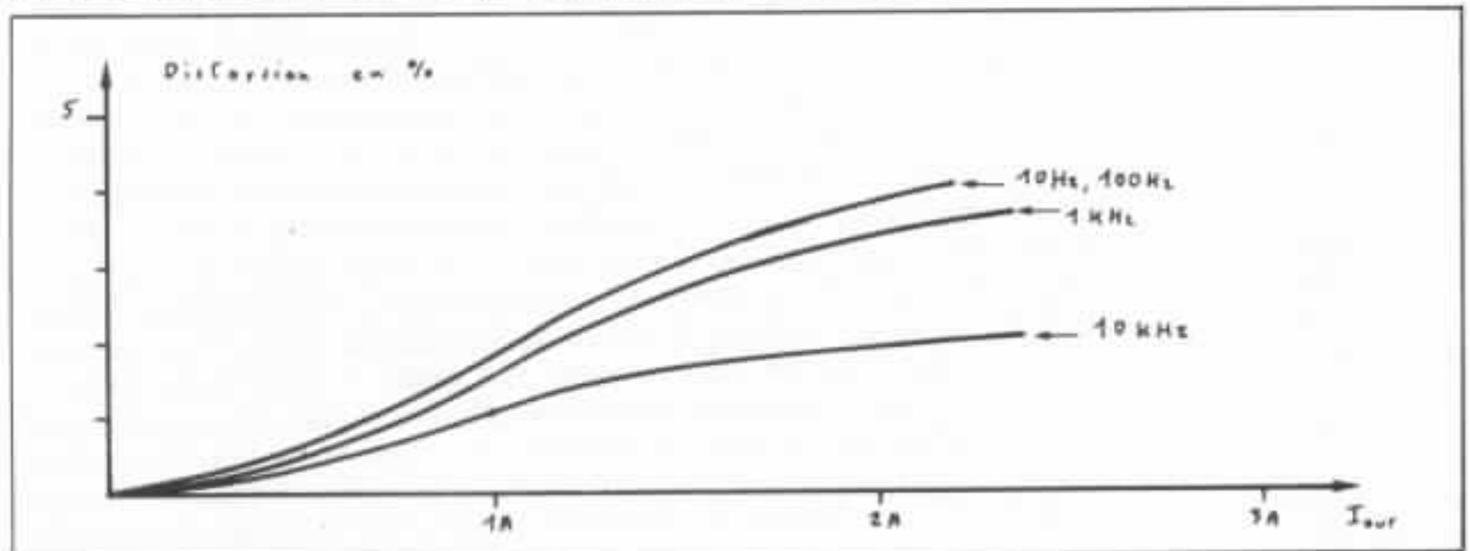


Fig. 36 : Distorsion de sortie de la seconde solution avec 20  $\Omega$ .

mesures (voir les figures n° 35 et 36). Mais ce tri des transistors n'est pas satisfaisant, or nos simulations ont montré la nécessité d'avoir des multiplicateurs de courant ajustables pour la version qui utilise des transistors à effet de champ et une étude est en cours pour produire de tels multiplicateurs de courant. Mais les schémas correspondants auxquels nous avons aboutis ne sont pas encore tout à fait au point, et sont d'une complexité supérieure. C'est pourquoi nous reparlerons de la solution à transistors bipolaires lors du prochain article consacré aux solutions à base de transistors à effet de champ. Mais même dans cette version simple, ce circuit est très intéressant pour la distorsion, pour l'impédance de sortie ( $0,07 \Omega$ ) et pour la stabilité ther-

mique obtenues pour un courant de repos de  $0,2 \text{ A}$ , si on pense que ce circuit peut être inclus dans une contre-réaction globale qui améliore tous ces paramètres, et je suis impatient d'en connaître les vertus subjectives.

## Conclusion

Pour conclure cette étape d'une étude qui continue à me passionner, on peut dire que nos considérations théoriques ont trouvé un début de confirmation dans nos expériences et qu'elles conduisent à des solutions qui semblent prometteuses. Les expérimentations faites sur les amplificateurs Hiraga avaient plus pour but de juger notre démarche expérimentale que de

critiquer un schéma dont les qualités subjectives sont bien établies et donnent des résultats dont nous aurons à reparler. Notons aussi au passage les effets de la contre-réaction que nous avons pu constater : sur des non-linéarités douces (variations lentes et progressives de la pente) l'action de la contre-réaction est positive. Par contre pour des non-linéarités dures (variations rapides de la pente ou cassure) l'action de la contre-réaction si elle peut satisfaire les mesures traditionnelles, est regrettable et je suis sûr que l'oreille préfère des variations douces correspondant à une distorsion plus importante pour la mesure, aux accidents accentués par une contre-réaction qui satisfait nos appareils de mesure traditionnels (et malheureusement sourds).

# Point de vue sur l'amplification de puissance

## 2 - Un amplificateur à charge cathodique de 30 watts

Guy Marec

*Dans la première partie de cette étude, parue dans L'Audiophile n° 36, j'ai essayé de montrer les avantages et les inconvénients du montage à charge cathodique utilisé en étage de sortie des amplificateurs de puissance. Ce montage d'une haute qualité intrinsèque a été peu employé, même à la grande époque des tubes électroniques, parce qu'il ne permet que difficilement d'atteindre de fortes puissances de sortie.*

*La mode aberrante des systèmes de reproduction à faible rendement, qui s'est imposée sur le marché, ne va évidemment pas dans le sens du développement d'amplificateurs de faible puissance, même s'ils sont de haute qualité ; par contre, le regain d'intérêt que suscite actuellement chez les audiophiles perfectionnistes les systèmes de haute qualité à chambres de compression et pavillons devrait redonner une nouvelle jeunesse à ce vieux montage.*

*Adeptes de l'adage «qui peut le plus peut le moins», j'ai paradoxalement choisi de réaliser, non pas un amplificateur d'une puissance habituelle de 10 à 12 watts, mais un circuit beaucoup plus puissant permettant d'atteindre et même de dépasser 30 watts efficaces en régime permanent.*

*Cette expérience a pour but principal de montrer que, s'il est possible de réaliser un amplificateur à charge cathodique de cette puissance, il est a fortiori facile d'en faire un de 3 à 5 watts suffisant pour exciter un moteur de chambre de compression. Cette étude a l'avantage supplémentaire d'aboutir à un amplificateur d'une puissance suffisante pour attaquer une chaîne de reproduction d'un rendement «normal». Il devient alors facile de comparer cet amplificateur à d'autres circuits connus, ce qui n'est malheureusement pas le cas avec la fameux «300 B» par exemple.*

J'ai longtemps hésité à publier les schémas de cet amplificateur. La raison en est simple, c'est un problème de sécurité. Le système utilise en effet deux alimentations « haute tension » qui peuvent être dangereuses : une alimentation de 900 volts et une alimentation de 260 volts dotée d'une très forte charge capacitive. Que ceux qui envisageraient de réaliser cet appareil prennent bien conscience des précautions à prendre !

J'ai précédemment montré qu'un étage de sortie à charge cathodique a trois avantages principaux :

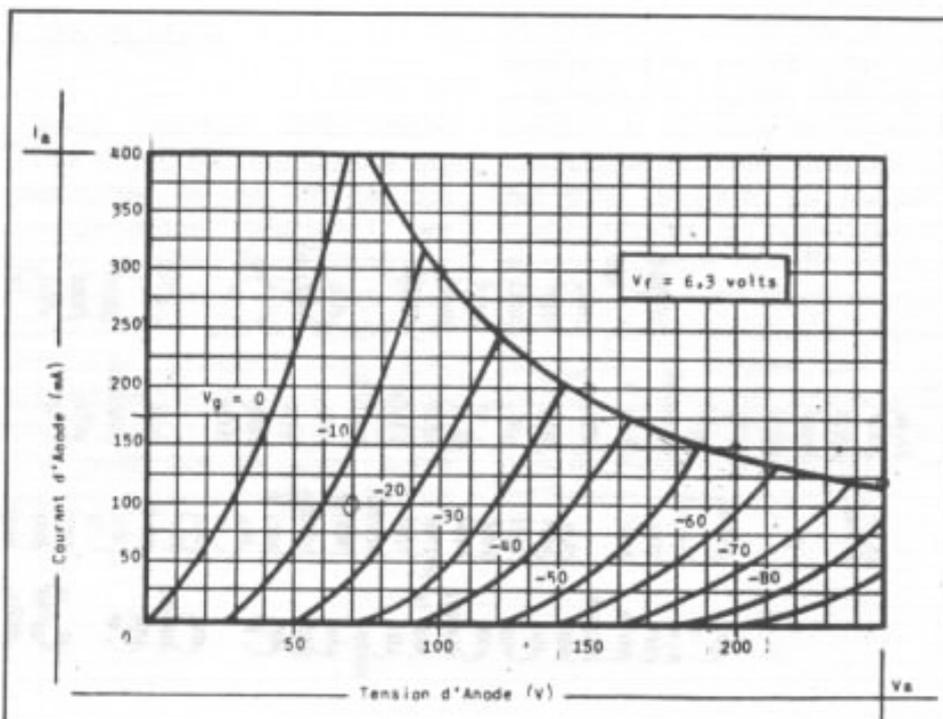
- il facilite, à performances données, la construction du transformateur de sortie ;
- il réduit considérablement la distorsion ;
- il limite les perturbations dues à l'alimentation.

Il a par contre l'inconvénient de nécessiter une forte tension d'excitation, ce qui reporte partiellement le problème sur la conception de l'étage driver.

La charge de cet étage étant principalement résistive, sa conception m'a paru plus facile que celle d'un étage de puissance conventionnel à charge fortement réactive.

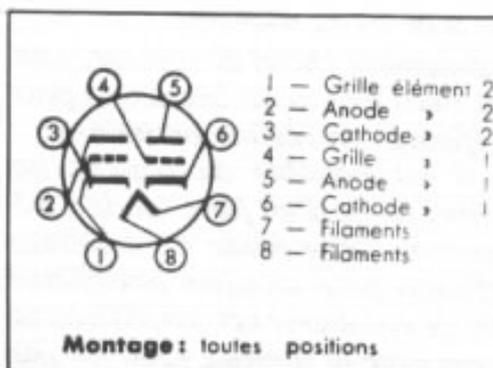
## Philosophie générale de la conception

Je n'ai pas cherché à utiliser les simplifications qu'apporte ce montage pour réaliser un transformateur de sortie plus simple ou une alimentation plus sommaire. J'ai, au contraire, cherché à tirer le maximum de performance de cet amplificateur. Que le lecteur ne perde pas de



### PAR ÉLÉMENT, VALEURS ABSOLUES

Tension d'anode (V) .....	400
Dissipation d'anode (W) .....	30
Courant d'anode (mA) .....	300
Résistance de grille .....	—
Tension entre cathode et filament (V) .....	= 300
Température de l'ampoule (°C) .....	250
■ -a) Utilisation en polarisation par résistance de cathode $R_k$ (M $\Omega$ ) .....	0,5
-b) Utilisation en polarisation fixe (non recommandé) $R_k$ (M $\Omega$ ) .....	0,05



	Minimum	Maximum
Courant filament (A) .....	4,5	5,0
$V_f = 6,3$ V		
Courant d'anode, par élément (mA) ....	170	200
$V_f = 6,3$ V; $V_a = 190$ V; $R_k = 200$ $\Omega$ par cathode.		
Coefficient d'amplification, par élément	2,0	3,4
$V_f = 6,3$ V; $V_a = 190$ V; $R_k = 200$ $\Omega$ par cathode.		
Pente, par élément (mA/V) .....	8,0	14,0
$V_f = 6,3$ V; $V_a = 190$ V; $R_k = 200$ $\Omega$ par cathode.		

Fig. 1 : Principales caractéristiques électriques de la double triode 6336 A.

vue qu'il s'agit d'une expérience «audiophile» et non pas d'une étude à but commercial. Malgré cela, ce qui a été fait est perfectible. Je m'en suis rendu compte en cours et à la fin de la réalisation.

J'indiquerai à l'intention des passionnés de ce genre de circuits, les possibilités d'amélioration et les axes de recherche correspondants.

Le choix d'une puissance de

sortie supérieure à 30 watts et d'une bande passante aussi étendue que possible dans le bas du spectre impose pratiquement un étage de sortie push-pull. Un système non push-pull est envisageable mais conduit à la construction d'un transformateur de sortie beaucoup trop lourd. L'amplificateur actuellement réalisé pèse plus de 30 kg en version mono ! Il est difficile d'augmenter ce poids qui pose déjà des problèmes de manipulation et de déplacement.

Pour améliorer la bande passante et corriger la distorsion de l'étage de sortie principalement, les amplificateurs à tubes sont généralement pourvus d'une boucle de contre-réaction d'un taux de 12 à 20 décibels. Cette distorsion étant faible dans un étage de sortie à charge cathodique, j'ai choisi de réaliser l'amplificateur sans boucle générale de contre-réaction. La conception des divers étages doit tenir compte de cette particularité ; un compromis bande passante-distorsion est à trouver pour chacun d'eux.

Pour faciliter la réalisation de l'étage driver, je me suis orienté vers l'utilisation de tubes de puissance à fort courant et faible tension d'alimentation qui nécessitent une tension d'excitation évidemment plus faible.

Deux parties apparaissent dès lors distinctement dans ce circuit : un amplificateur de puissance, alimenté sous une tension relativement basse, et un ampli-

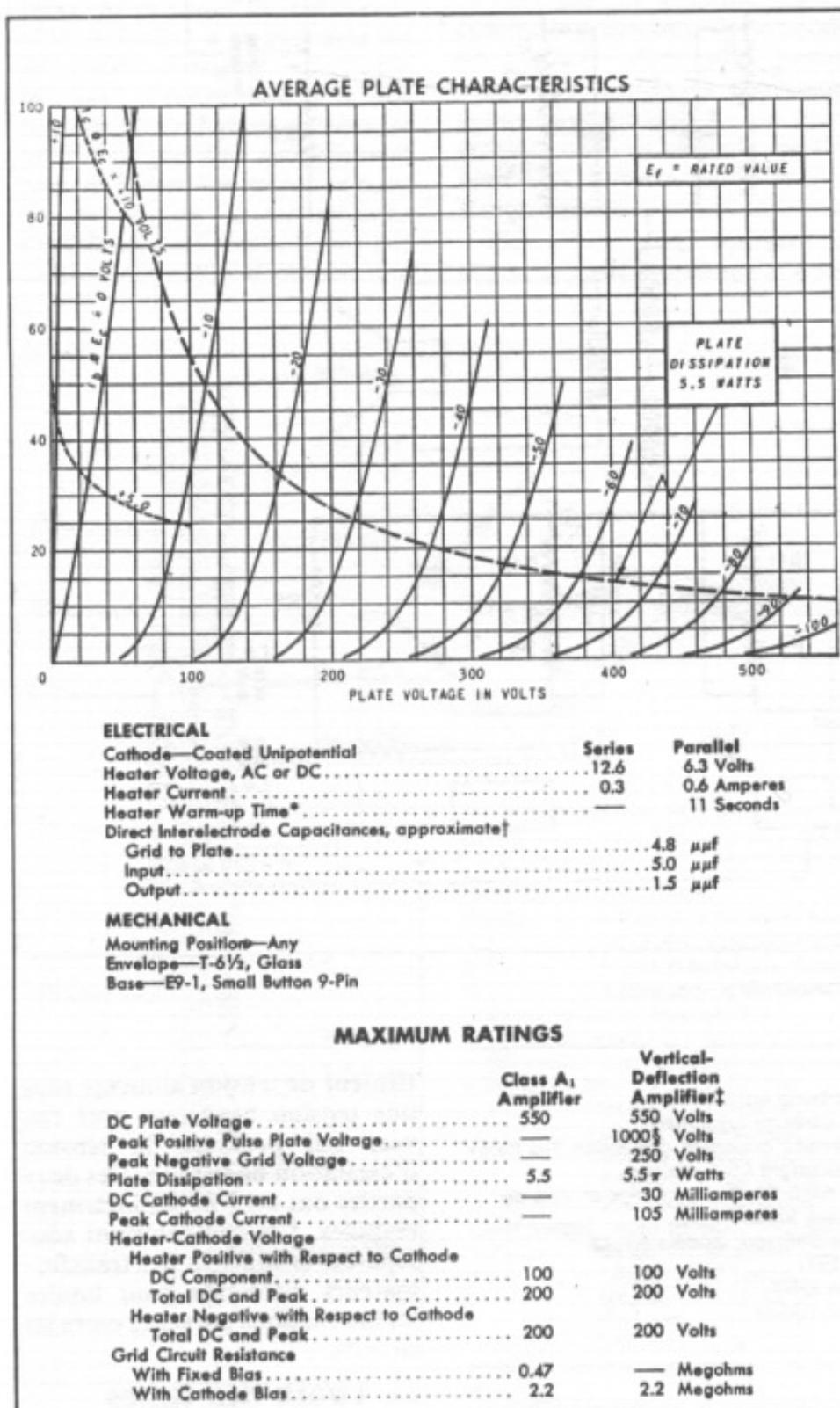


Fig. 2 : Principales caractéristiques électriques de la triode 12B4A.

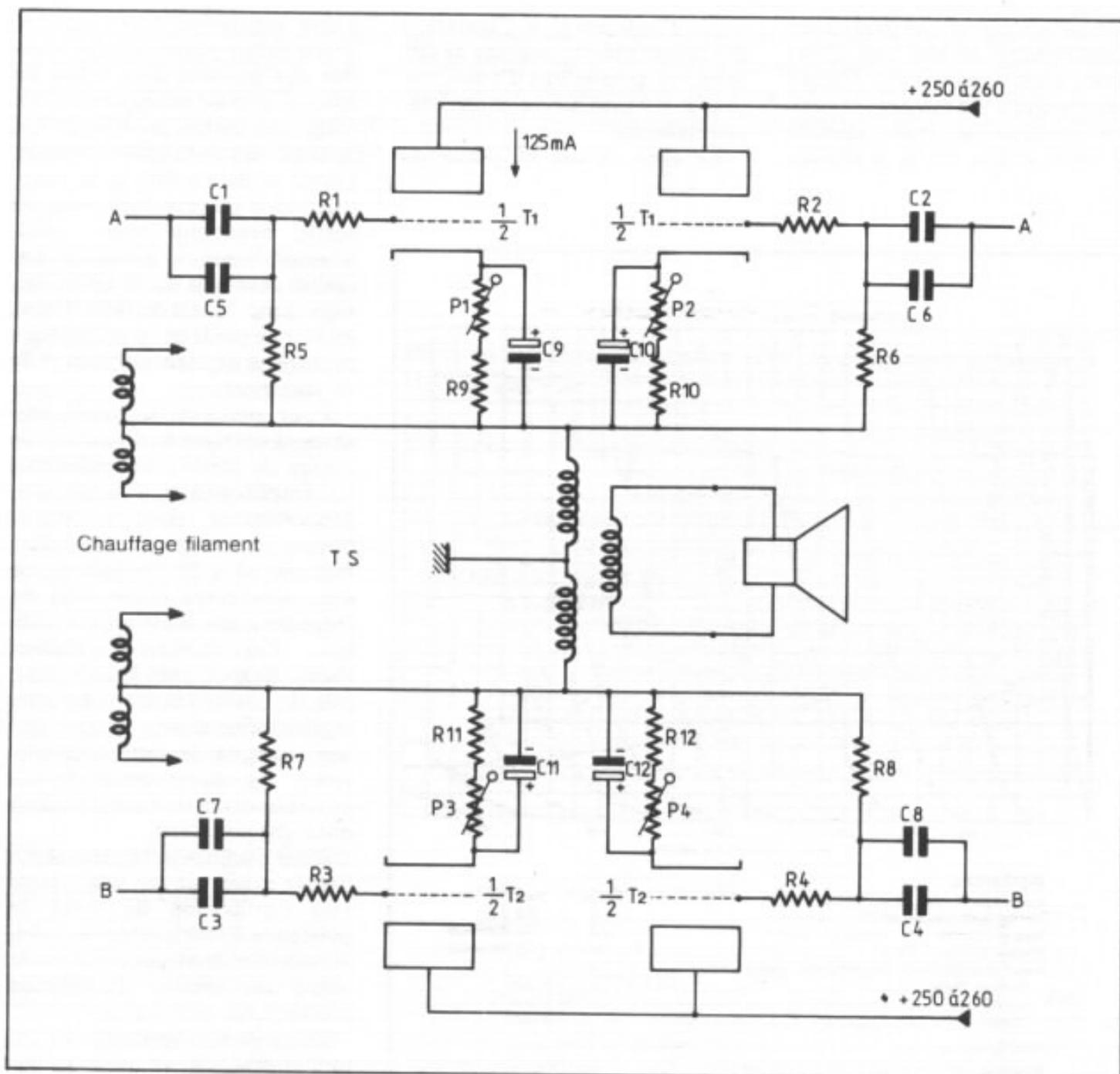


Fig. 3a : Schéma de principe de l'amplificateur de puissance.

T1 à T2 :	tubes 6336 A
R1 à R4 :	1 k $\Omega$ , 1 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R5 à R8 :	220 k $\Omega$ , 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R9 à R12 :	390 $\Omega$ 5 %, 16 W RWM 8-45 Sfernice suivant la dispersion des tubes des valeurs de 330 $\Omega$ ou 470 $\Omega$ pourront être utilisées.
P1 à P4 :	100 $\Omega$ 2 W, 10 % potentiomètre Allen Bradley ou mieux en cas de dispersion des caractéristiques des tubes: 220 $\Omega$ 12 W, 10 % potentiomètre Sfernice, modèle RT 12
C1 à C4 :	0,33 $\mu$ F 20 % 1 000 V HT72 de EFD
C5 à C8 :	0,1 $\mu$ F 10 % 1 500 V KP 1832 de ERO
C9 à C12 :	330 $\mu$ F 100 V Relsic TFRS de Sic-Safco
TS :	voir spécifications particulières.

Fig. 3b : Tableaux des composants de l'amplificateur de puissance utilisés sur les deux prototypes.

ificateur de tension alimenté sous une tension beaucoup plus élevée, qui produira la tension d'excitation nécessaire. Ces deux parties ont été très distinctement réalisées. Les alimentations sont séparées et utilisent des transformateurs différents pour limiter les interactions parasites entre les circuits.

## Le choix des tubes

Compte tenu des arrêts de

fabrication et donc de la limitation des catalogues actuels, ce choix est un problème délicat.

**Etage de puissance :**

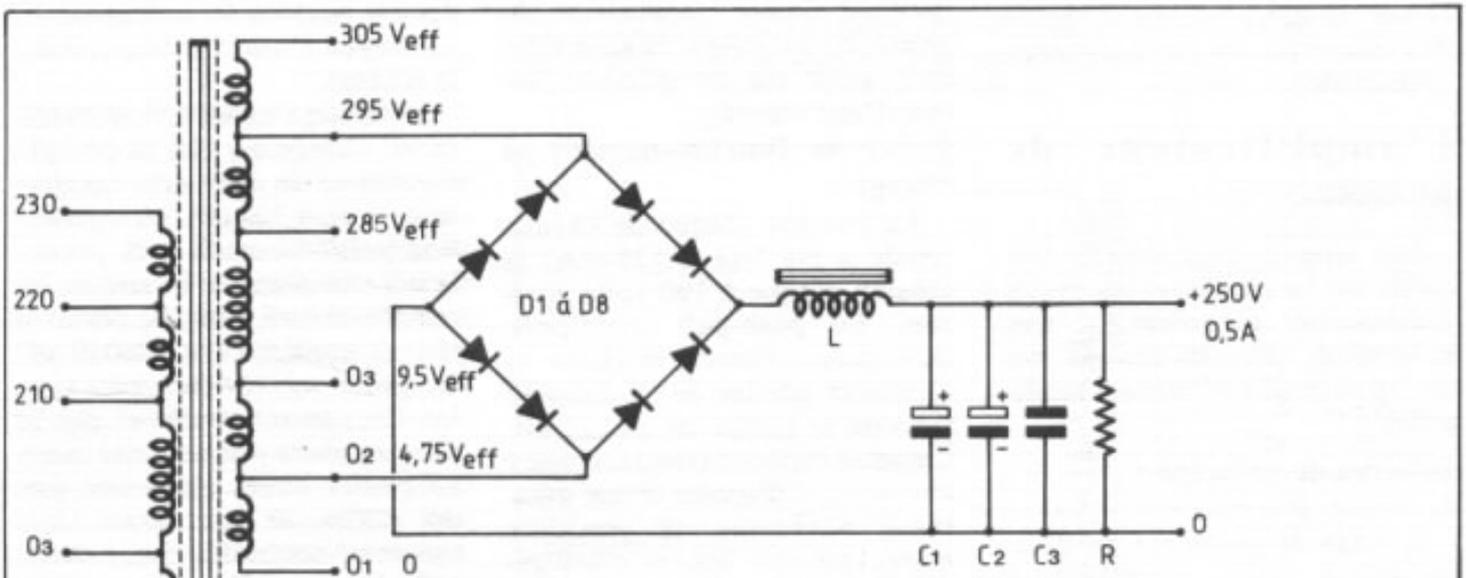
Il existe peu de tubes à fort courant et faible tension. Les seuls disponibles sont utilisés dans les circuits OTL. Il y a les tubes américains et européens 6336 A faciles à se procurer ou les tubes d'origine soviétique 6C 33C. Contrairement à une opinion généralement admise, ce tube n'est pas fait spécialement pour le Japon, on le trouve dans les catalogues d'importations soviétiques en France. Il est, par contre, impossible d'obtenir une

proposition de prix ou un délai. J'ai donc choisi la double triode 6336 A aux performances moindres mais à l'approvisionnement plus sûr. C'est un tube de régulation très robuste. Il est important de choisir le 6336 A plutôt que le 6336 dont l'anode est métallique et non pas en graphite massif comme le précédent. Cette anode en graphite, donc plus inerte, donne de meilleures propriétés acoustiques au 6336 A. Les principales caractéristiques électriques sont données figure 1.

**Etage driver :**

Cet étage doit fournir un signal de forte amplitude et donc

supporter une tension d'alimentation élevée. Il doit de plus être linéaire si l'on veut éviter l'utilisation d'un artifice de correction de distorsion. A ma connaissance un seul tube actuellement facile à se procurer répond à ces deux conditions, c'est le 12 B4 A, tube triode utilisé pour le balayage vertical en télévision. Ses caractéristiques sont rappelées figure 2. La linéarité du réseau de caractéristiques est évidente. Comme tous les tubes très linéaires, il est à fort recul de grille et a donc un gain faible. Ce tube est disponible chez RCA, Sylvania, General Electric, etc.



- D1 à D8 : BYX 62600
- C1 C2 : 4 700 µF 250/300 V Felsic 039 Sic-Safco
- C3 : 10 µF 630 V NORCF1 Sic-Safco
- L : R 921 B Millerioux. Spécialement traitée anti-bruit
- R : 4,7 kΩ 5 %, 25 W RMS 10-64 Sfernice

- Transformateur d'alimentation :
- Circuit en double C X 51
  - Réalisation avec un écran primaire et un écran secondaire
  - Primaire : 564 spires de 70/100
    - 01 02 12 spires
    - 02 03 12 spires
    - 03 210 492 spires
    - 210 220 24 spires
    - 220 230 24 spires
  - Secondaire haute tension : 793 spires de 50/100
    - 01 02 12 spires
    - 02 03 12 spires
    - 03 290 719 spires
    - 290 300 25 spires
    - 300 310 25 spires
  - Secondaires chauffage : 2 x 8 spires de 160/100

Fig. 4a : Alimentation de l'amplificateur de puissance.

Fig. 4b : Tableau des composants de l'alimentation de puissance utilisés sur les deux prototypes.

### Étage préamplificateur :

Le manque de sensibilité de l'étage driver impose l'utilisation d'un étage préamplificateur à gain relativement important. J'ai choisi pour le réaliser le tube ECC 803S, version Telefunken professionnelle de la 12 AX 7 ou ECC 83. C'est le meilleur tube dont je disposais mais il doit être possible de trouver à un prix moins élevé de bonnes réalisations de la 12 AX 7 ; question de choix, de méthodes de test et de sélection. J'ai été amené au cours de cette étude à relever les spectres de distorsion de plusieurs de ces triodes de même type mais d'origines différentes. Les différences sont très importantes, ce qui confirme la réalité des observations de nombreux audiophiles.

### L'amplificateur de puissance :

Les circuits sont décrits tels qu'ils ont été réalisés et tels qu'ils fonctionnent actuellement. Les possibilités d'améliorations ou de modifications seront soulignées.

#### Schéma de principe :

Se référer à la figure 3.

L'étage de puissance est donc constitué d'un push-pull à charge cathodique de deux tubes 6336 A, soit deux triodes en parallèles de chaque côté. Les tubes sont montés en polarisation automatique ; chaque triode est polarisée séparément. La polarisation automatique a le double avantage de mieux stabiliser le point de fonctionnement du tube et de permettre une plus grande impédance d'entrée. Chaque triode a un condensateur de liaison séparé à l'étage driver. Les points A et A' doivent donc être reliés ensemble d'un côté du driver différentiel et B et B' de l'autre côté. Le problème de la résistance de fuite de grille sera discuté plus loin.

Une particularité importante

est à noter : la tension de cathode des tubes est essentiellement variable par rapport à la masse et peut atteindre des valeurs très élevées dans les crêtes de puissance, supérieure à 200 volts dans ce cas. Si la tension filament est à un potentiel fixe il peut en résulter des courants de fuite importants et des claquages. Il est donc préférable de mettre cathodes et filaments à des potentiels voisins. Ceci est obtenu en reliant le point milieu de l'enroulement de chauffage à un point voisin du potentiel des cathodes. On pourrait théoriquement se passer de cette précaution avec ce tube, mais il vaut mieux être prudent. Noter qu'étant donné l'opposition de phase des cathodes, chaque tube doit avoir un enroulement de chauffage séparé.

#### Point de fonctionnement et charge :

Le courant plaque de chaque triode a été fixé à 125 mA, la tension plaque à 190 volts environ. Le push-pull fonctionne donc principalement en classe A. Quelques pointes de modulation peuvent le porter en classe AB. Ce point de fonctionnement a été choisi pour disposer d'une puissance suffisante et travailler assez loin des limites d'utilisation du tube 6336 A. La charge de chaque demi-triode a été fixée à 600  $\Omega$  environ, ce qui fait 300  $\Omega$  pour chaque branche du push-pull et 600  $\Omega$  au primaire du transformateur de sortie. Le rapport de transformation devra donc se situer entre 8 et 9. Le réglage des courants de repos est fait au moyen du potentiomètre en série avec la résistance de cathode et en mesurant la tension aux bornes de cette résistance. Il est préférable d'utiliser des résistances de tolérances assez serrées ou de les mesurer.

#### Alimentation de l'amplificateur de puissance :

Se référer à la figure 4.

J'ai choisi une alimentation à

redresseurs en pont pour faciliter l'ajustage de la tension et à filtrage self en tête. Ce type de filtre présente l'avantage d'avoir une tension de sortie assez stable dans la plage de fonctionnement nominal et donc un effet régulateur sur les fluctuations du secteur. Par contre, lorsque le débit tend vers 0, la tension augmente très rapidement et se rapproche de la valeur crête redressée comme le montre la figure 5. Cette surtension peut être dangereuse pour les condensateurs de filtrage à la mise sous tension lorsque les tubes ne sont pas encore chauds. Pour éviter cette surtension on impose à l'alimentation un débit minimum (de l'ordre de 50 à 60 milliampères) au moyen d'une résistance, R sur le schéma.

La charge capacitive actuellement utilisée est de 10 000  $\mu\text{F}$ , constituée de deux gros condensateurs de 4 700  $\mu\text{F}$ . L'implantation prévue dans le rack permet la mise en place de quatre de ces condensateurs, donc de porter la charge capacitive à 20 000  $\mu\text{F}$ . Ce point sera discuté plus loin. Le filtrage est amélioré par la mise en place d'un condensateur au papier huilé, placé très près des tubes, et sur lequel sont ramenées toutes les connexions.

Le filtrage self en tête pose un problème supplémentaire qu'il ne faut pas négliger. La self étant directement reliée au pont redresseur, elle est soumise à de fortes variations de tension. Ceci entraîne de fortes variations d'excitation du noyau magnétique qui aura tendance à vibrer. Ce bruit peut être très gênant. Il est donc important que la self soit très bien réalisée, bien imprégnée et parfaitement moulée.

La complexité apparente du transformateur d'alimentation appelle quelques commentaires. Les caractéristiques de réalisation sont données figure 4 b. Le choix d'un circuit en double C sera discuté plus loin.

De nombreuses prises d'ajustage ont été prévues de façon à faciliter les essais et réglages. La mise à disposition de plusieurs «zéros» au primaire permet de régler au mieux les tensions de chauffage. L'ajustage du secondaire haute tension est fait ensuite en fonction du point de fonctionnement ou de la puissance choisie. Deux écrans ont été prévus, un écran primaire et un écran secondaire. C'est une solution de luxe, mais c'est celle que je préfère parce qu'elle est très rationnelle du point de vue câblage. Je tends à la généraliser dans mes équipements. L'écran primaire doit être relié à la terre, et l'écran secondaire au «zéro électrique» ou «masse électrique».

### Le transformateur de sortie :

Se référer à la figure 6.

Pièce maîtresse de l'édifice, je n'ai pu la trouver dans le commerce. J'ai donc dû l'étudier et la réaliser. J'ai choisi un circuit magnétique en «double C»; ce choix est très criticable, j'en reparlerai plus loin, mais les résultats obtenus sont suffisamment bons pour que ce transformateur mérite d'être reproduit.

Le circuit est un «Z70» qui permet, utilisé en transformateur d'alimentation, de transmettre une puissance maximum de 1 200 watts à 50 hertz avec des tôles de 30/100 et de 12 kilowatts à 400 hertz avec des tôles de 10/100. Ces chiffres donnés à induction maximum n'ont que peu de rapport avec l'utilisation présentée ici, mais donnent une idée des possibilités du circuit.

Outre la self primaire, le gros problème que pose la réalisation d'un bon transformateur de sortie est la qualité du couplage entre primaire et secondaire. Il n'est pas question par exemple de bobiner un demi-primaire, puis le secondaire et enfin l'autre demi-primaire. Ceci entraînerait un très mauvais couplage donc beaucoup de selfs de fuite et un

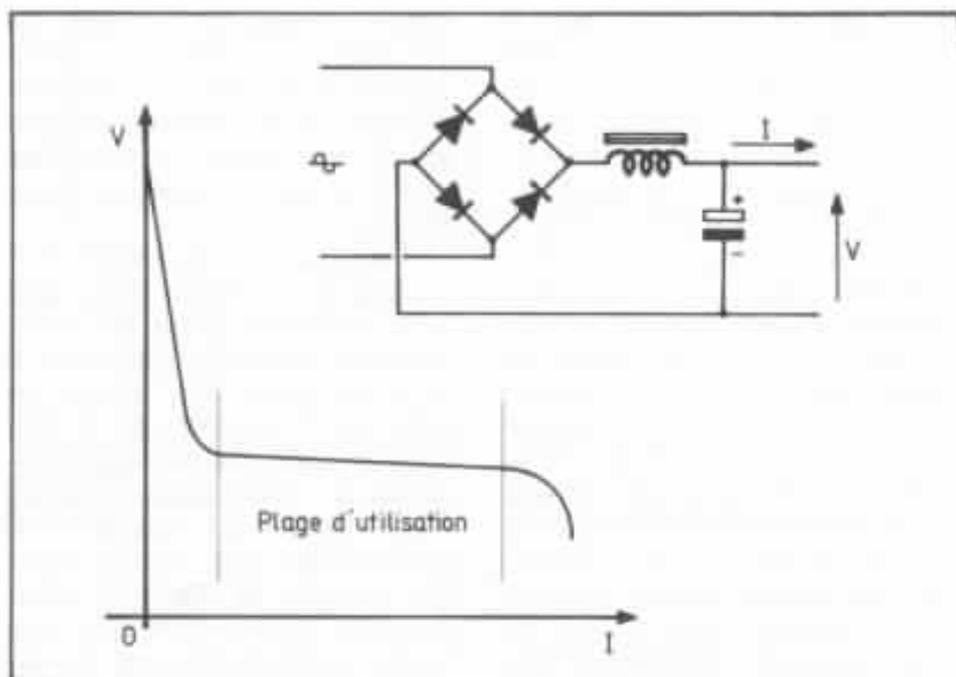


Fig. 5 : Caractéristiques tension-courant typique d'une alimentation à filtrage self en tête. Noter la tension à vide extrêmement élevée qui peut être dangereuse pour les condensateurs de filtrage, et l'effet régulateur du montage.

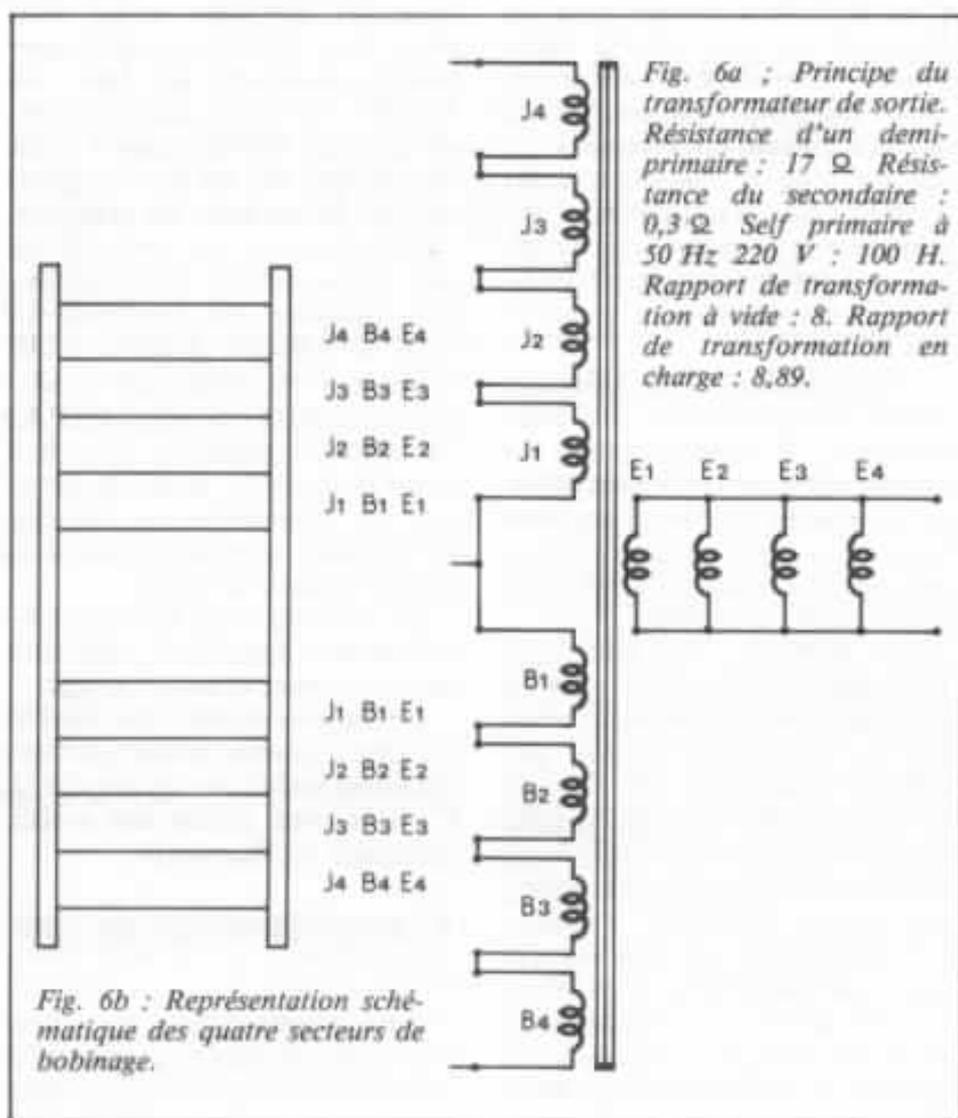


Fig. 6a : Principe du transformateur de sortie. Résistance d'un demi-primaire : 17  $\Omega$ . Résistance du secondaire : 0,3  $\Omega$ . Self primaire à 50 Hz 220 V : 100 H. Rapport de transformation à vide : 8. Rapport de transformation en charge : 8,89.

Fig. 6b : Représentation schématique des quatre secteurs de bobinage.

mauvais comportement dans le haut du spectre. La technique employée habituellement consiste à réaliser le transformateur en plusieurs «secteurs» c'est-à-dire à fractionner primaire et secondaire en plusieurs enroulements partiels bobinés alternativement. Plus il y a de secteurs, meilleur est en général le transformateur. Cette technique de «sectorisation», si elle améliore la qualité, complique par contre la réalisation. J'ai choisi, pour améliorer le couplage, d'aller aussi loin qu'il est possible dans la «sectorisation», c'est-à-dire de bobiner simultanément primaire et secondaire. Dans le cas d'un transformateur push-pull, il faut bobiner simultanément les deux demi-primaires et le secondaire, donc trois fils à la fois : technique dite «trois fils en main». C'est difficile à réaliser pour un néophyte ; il faut que la bobineuse tourne extrêmement lentement. J'ai choisi pour ma part de la faire tourner «à la main», ce qui est long et fastidieux mais permet en permanence de «dominer la situation». Ceux qui ont déjà bobiné des transformateurs comprendront à quoi je fais allusion.

Indépendamment du bobinage «trois fils en mains», il a fallu assembler le transformateur en quatre secteurs de façon à réaliser le rapport de transformation voulu. Les enroulements primaires sont connectés en série et les secondaires en parallèle.

En pratique, la technique «plusieurs fils en mains» pose un problème, c'est l'isolement entre les fils. Il est bien connu que l'émail protégeant les fils de bobinage n'est pas un isolant haute tension. Pour éviter tout problème de claquage, j'ai choisi d'utiliser du fil isolé au primaire. Le fil choisi est un fil de «wrapping» de très haute qualité fabriqué par Filotex sous la référence WCF 24. C'est du cuivre argenté de 51/100<sup>e</sup> isolé par une gaine de fluoréthylène propylène. Le dia-

mètre extérieur est de 1 mm. Le secondaire est bobiné avec du fil émaillé de 95/100<sup>e</sup>. L'utilisation d'un fil isolé a l'avantage supplémentaire de limiter les capacités parasites entre spires et entre couches.

Réalisation et montage sont facilités si on utilise deux couleurs différentes pour les demi-primaires. J'ai pris du jaune (J1 à J4) et du blanc (B1 à B4) et j'ai placé le fil émaillé (E1 à E4) entre les deux. La caracasse utilisée est en «press pahn». Chaque couche de fils est séparée de la suivante par une couche d'isolant «kraft» de 20/100<sup>e</sup>. C'est peut-être un peu épais mais cela facilite considérablement la réalisation en donnant pour chaque couche une base de bobinage assez solide. Un isolant épais a aussi l'avantage de diminuer les capacités parasites entre couches. Les circuits magnétiques sont constitués de tôle de 10/100<sup>e</sup>. Ce choix, guidé par des pertes plus faibles dans le haut du spectre, est lui aussi critiquable. J'y reviendrai. En pratique, chaque secteur est composé de 145 spires triples (145 jaunes, 145 émaillées, 145 blanches) au total le primaire a donc 1 160 spires et le secondaire est constitué de quatre enroulements de 145 spires en parallèle. Il est très important, étant donné le montage du secondaire, que les quatre secteurs aient exactement le même nombre de spires.

Le bobinage doit être très soigneusement imprégné, sous vide de préférence, avant montage.

Le transformateur ainsi réalisé est très imposant et est particulièrement visible sur les photos !! C'est la plus grosse des pièces détachées de l'appareil.

## L'amplificateur de tension

La conception de ce circuit est vraisemblablement la plus délicate. Il doit en effet fournir deux tensions en opposition de phase

d'amplitudes dépassant chacune 150 volts efficaces à la puissance maximum.

### Schéma de principe :

Se référer à la figure 7.

Ces deux tensions sont obtenues au moyen d'un amplificateur différentiel (le driver) constitué de deux triodes 12 B4 A. Cet étage est alimenté par une tension très élevée, de l'ordre de 900 volts. Les charges de plaques relativement faibles de cet étage (30 k $\Omega$ ) sont imposées par la bande passante à obtenir sans artifice de correction. Une haute tension aussi élevée est due à deux raisons : la première est l'amplitude du signal de sortie de plus de 220 volts en crête, la deuxième est la liaison directe avec l'étage préamplificateur-déphaseur qui le précède. Cette liaison directe impose un potentiel continu de 270 volts environ sur les cathodes.

La liaison entre driver et préamplificateur a été voulue directe pour éviter une deuxième liaison capacitive. Ce choix est aisé à comprendre quand on connaît l'influence sur la qualité du son de ces condensateurs de liaison. Les grilles des deux ECC 803 S constituant le préamplificateur sont directement référencées au potentiel zéro pour éviter aussi l'interposition d'un condensateur de liaison. La polarisation pour un fonctionnement en déphaseur de cet étage est assurée par une alimentation négative auxiliaire. Les charges de plaque relativement basses (100 k $\Omega$ ) de ce préamplificateur ont été choisies pour deux raisons. La première est que, pour le tube choisi aux amplitudes de signaux maximum la distorsion passait par un minimum à cette charge. La deuxième est la bande passante nécessaire, toujours sans utiliser d'artifice, qui impose une charge assez basse. Le niveau maximum du signal en sortie de cet étage de l'ordre de 30 volts efficaces par tube. Ceci

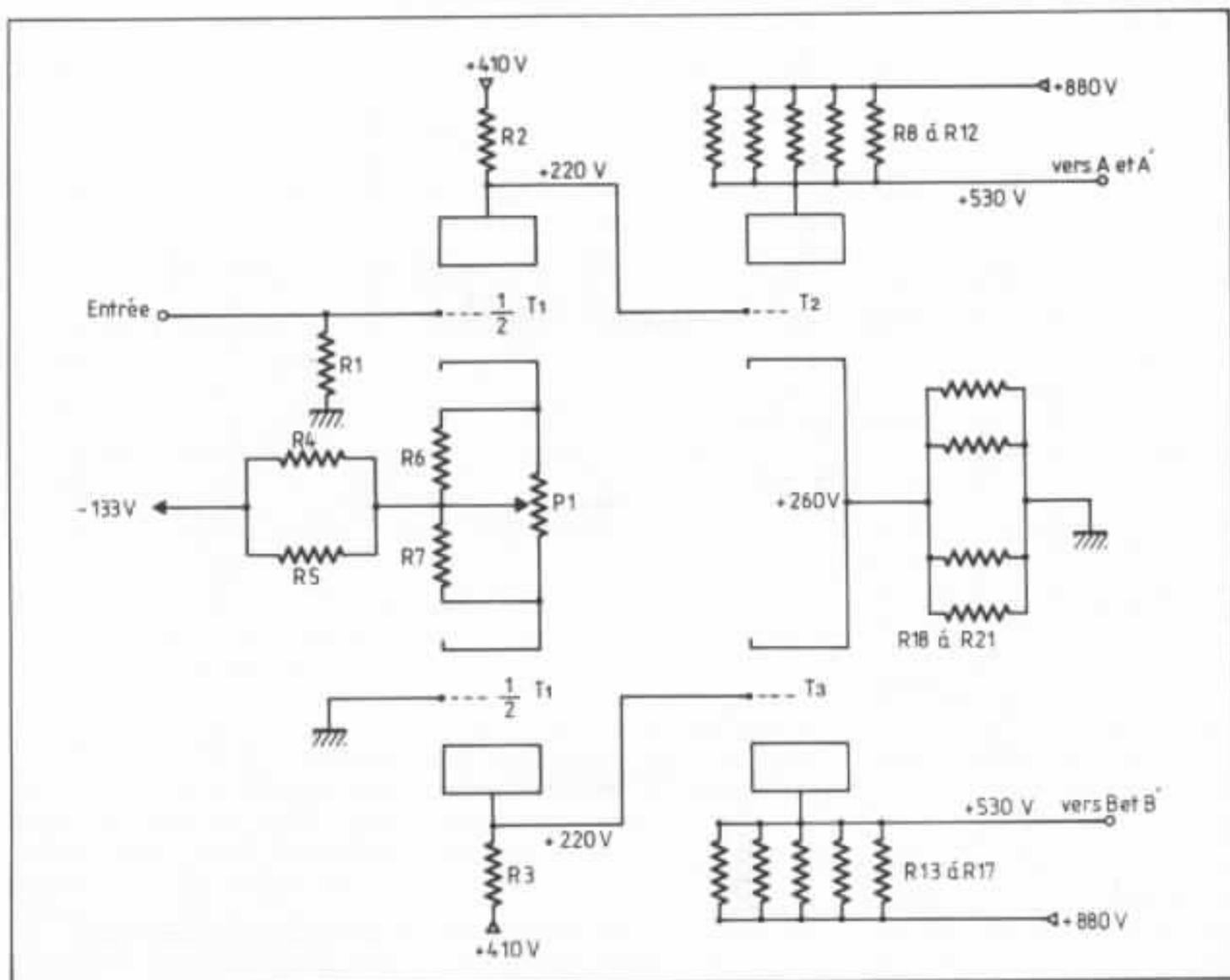


Fig. 7a : L'amplificateur de tension.

T1 :	ECC 803S
T2 T3 :	12 B4A
R1 :	220 k $\Omega$ 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R2 R3 :	100 k $\Omega$ 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R4 :	39 k $\Omega$ 2 W, 5 %
R5 :	330 k $\Omega$ 2 W, 5 %
R6 R7 :	470 $\Omega$ 1 W, 5 %
R8 à R17 :	150 k $\Omega$ 2 W, 5 %
R18 à R21 :	47 k $\Omega$ 2 W, 5 %
P1 :	5 k $\Omega$ 2 W, 10 % potentiomètre Allen Bradley carbone

Fig. 7b : Tableau des composants de l'amplificateur de tension utilisés sur les deux prototypes.

explique la tension plaque inhabituellement élevée. L'équilibrage du point de fonctionnement continu de l'amplificateur de tension est réalisé par un potentiomètre placé dans les cathodes du préamplificateur.

Noter le montage du potentiomètre avec deux résistances en parallèle en cas de défaillance du curseur. Ce montage est destiné à éviter le claquage des tubes T2 ou T3, toujours à cause de la haute tension utilisée.

### Alimentation de l'amplificateur de tension :

Se référer à la figure 8.

Comme précisé plus haut, un transformateur d'alimentation séparé a été utilisé. Cette solution des transformateurs séparés, indépendamment de l'isolement qu'elle procure, a l'avantage supplémentaire de permettre d'intervenir sur une partie de l'amplificateur, sans alimenter l'autre. Ceci évite les conséquences quelquefois catastrophiques de fausses manipulations.

L'amplitude de tension nécessaire impose la mise en série de deux alimentations et ne permet pas d'utiliser de montages self en

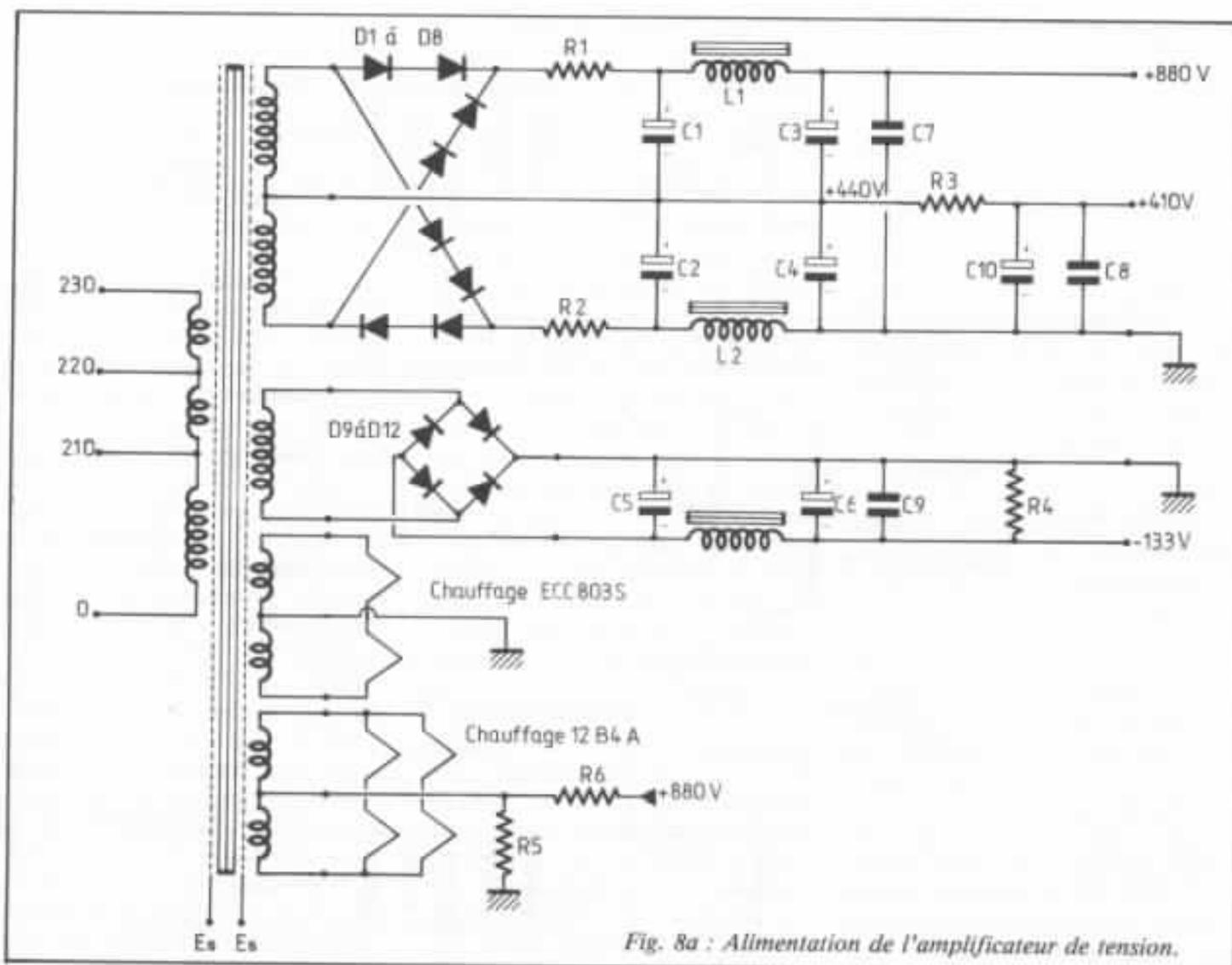


Fig. 8a : Alimentation de l'amplificateur de tension.

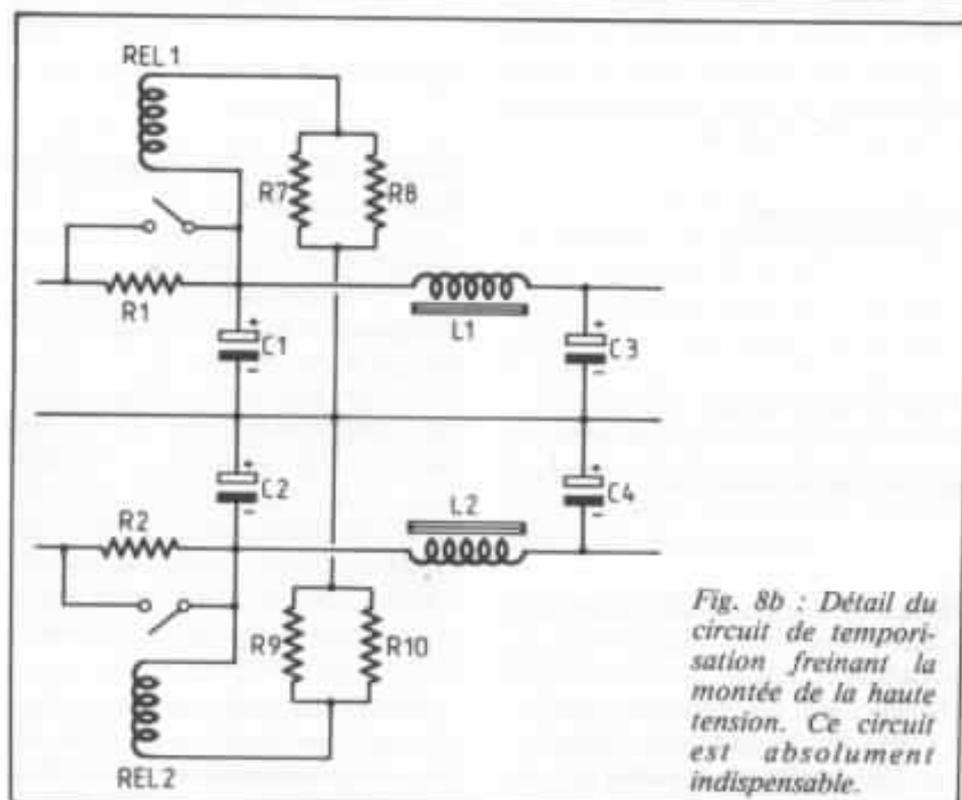


Fig. 8b : Détail du circuit de temporisation freinant la montée de la haute tension. Ce circuit est absolument indispensable.

tête (ce sont les condensateurs de filtrage qui limitent les tensions maximum réalisables). L'alimentation du préamplificateur-déphaseur est prise sur une seule des deux alimentations en série. Le filtrage de chacune des alimentations est complété par un condensateur au papier huilé qui sera placé très près des tubes et sur lequel seront ramenées les connexions. Le chauffage des tubes est en 12,6 volts pour faciliter le câblage.

Une particularité très importante est à noter, elle concerne la temporisation de l'alimentation haute tension. En effet, si on applique directement 900 volts sur un tube 12 B4 A froid, il a tendance à ioniser ce qui abrège sa durée de vie et peut produire des transitoires de commutation dangereux. Pour éviter cela, la

D1 à D8 :	BA 159
D9 à D12 :	BA 159
C1 C2 :	470 $\mu$ F 500/550 V CO 18 Sic-Safco
C3 C4 :	470 $\mu$ F 480/500 V Felsic D1 Sic-Safco
C5 C6 :	1 000 $\mu$ F 160 V Felsic 039 Sic-Safco
C7 :	4,7 $\mu$ F 1 000 V NORCF1 Sic-Safco
C8 C9 :	4,7 $\mu$ F 630 V NORCF1 Sic-Safco
C10 :	220 $\mu$ F 480/500 V Felsic D1 Sic-Safco
R1 R2 :	6,8 k $\Omega$ à 8,2 k $\Omega$ 2 W, 10 % Allen Bradley carbone
R3 :	6,8 k $\Omega$ 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R4 :	100 k $\Omega$ 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R5 :	470 k $\Omega$ 1 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R6 :	1 M $\Omega$ 1 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
R7 à R10 :	270 k $\Omega$ 2 W, 5 % Allen Bradley carbone aggloméré
L <sub>1</sub> L <sub>2</sub> :	E 841 B Millerioux
L <sub>3</sub> :	E 820 T Millerioux (modèle ancien de «récupération» 8 H 220 $\Omega$ )
REL1 et REL2 :	108 R24 283 CELDUC ou équivalent modèle non critique.
Transformateur d'alimentation :	
- Circuit en double C 35 U 38.	
- Réalisation avec un écran primaire et un écran secondaire.	
- Secondaires :	
2 x 340 V	50 mA
100 V	25 mA
2 x 6,3	0,6 A
2 x 6,3	0,6 A

Fig. 8c : Tableau des composants de l'alimentation de l'amplificateur de tension utilisés sur les deux prototypes.

charge des condensateurs C1 et C2 est ralentie par deux résistances en tête R1 et R2 qui sont court-circuitées au bout d'un certain temps par les deux relais (contact travail). La constante de temps du circuit est réalisée par les résistances et les condensateurs aux bornes desquels sont prises les alimentations des relais à travers de fortes résistances. Ce circuit de temporisation extrêmement simple et efficace est absolument indispensable. Il protège aussi les condensateurs de filtrage de fortes surtensions à vide. Il ne faut pas perdre de vue qu'en fonctionnement normal ces condensateurs travaillent très près de leur tension nominale. Le même circuit à vide dépasse très largement les tensions maximum autorisées.

## Réalisation :

Se référer aux photos.

La réalisation mécanique d'un appareil comportant des composants aussi lourds demande quelques précautions. Le montage d'un amplificateur mono occupe un rack 6 U d'une profondeur de 50 cm. Une superposition des

gros condensateurs de filtrage et des transformateurs de la partie puissance a été nécessaire. Les gros condensateurs ont leurs embases fixées sur la face avant du rack. Le transformateur de sortie est aussi directement fixé sur la face avant du rack en AU 4G de 4 mm d'épaisseur.

Cette superposition rend le montage plus compact sans compliquer le câblage. Le rack comporte deux châssis internes. Le premier, solidaire du rack, supporte l'amplificateur de puissance complet et le transformateur d'alimentation de l'amplificateur de tension. Il est situé à l'avant, du côté des poignées de transport. Le deuxième châssis est découplé du rack par des rondelles visco-élastiques à travers lesquelles passent les vis de fixation en nylon. Ce châssis découplé supporte les composants de l'amplificateur de tension. De plus, pour améliorer encore l'isolement acoustique, le tube pré-amplificateur lui-même a été découplé du châssis de l'amplificateur de tension. Ce luxe de précautions n'est pas inutile si on désire limiter les réactions micro-

phoniques des composants électroniques. Indépendamment des bruits acoustiques transmis par la salle d'écoute, les circuits magnétiques des transformateurs et des grosses selfs ont tendance à vibrer et donc à générer des vibrations qui se propagent dans tout le châssis. Ces vibrations sont très gênantes, il faut limiter leur action. Leur propagation est freinée en amortissant tous les flasques métalliques constituant le rack (alliage AU 4G de 3 mm d'épaisseur) par des plaques d'amortisseurs d'épaisseur 2 mm utilisés en carrosserie automobile. Cette précaution, très efficace, m'a été suggérée par René Pichon, audiophile perfectionniste s'il en est ! Elle mérite d'être généralisée à tous les châssis et coffrets utilisés en électronique audio.

Le câblage a été fait avec du fil de cuivre mono-brain de gros diamètre, donc très rigide. Il est très aéré tout en étant compact. Les gros composants servent de support et de points de connexions. La qualité du montage mécanique et du câblage électrique est extrêmement importante dans une réalisation de ce type.

## Performances de l'amplificateur

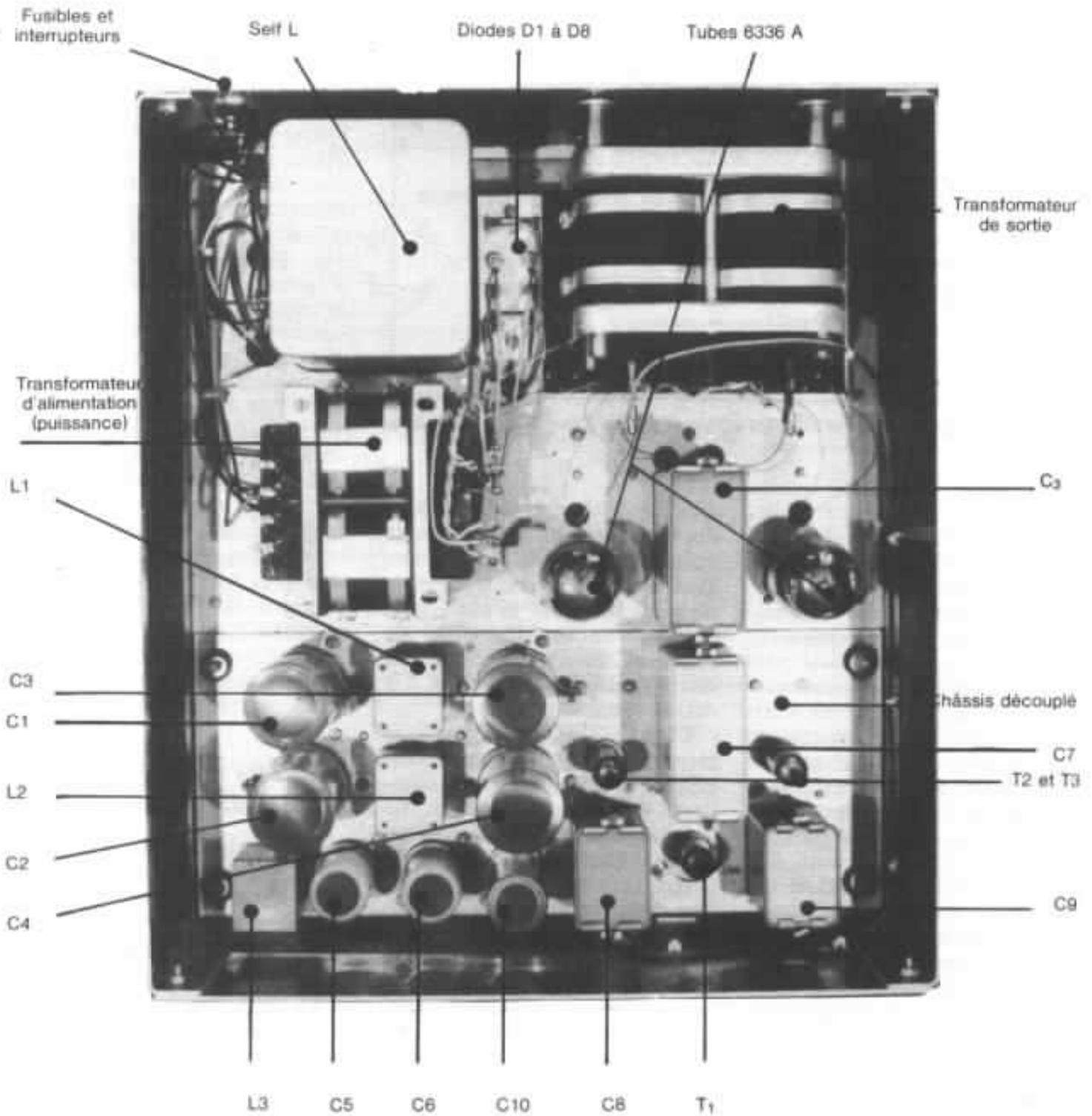
Les mesures ont été faites dans un cas défavorable avec deux tubes de sortie assez dissemblables.

### Puissance disponible :

Se référer à la figure 9.

La puissance en régime sinusoïdal dépasse très largement les 30 watts prévus. Quelques modifications mineures permettraient d'ailleurs d'atteindre les 40 watts. Noter les 18 watts encore disponibles à 5 hertz avant apparition de la distorsion due à la self primaire ; cette puissance est assez inhabituelle dans un amplificateur à tube. Dans le haut du spectre, la puissance disponible est aussi très confortable.

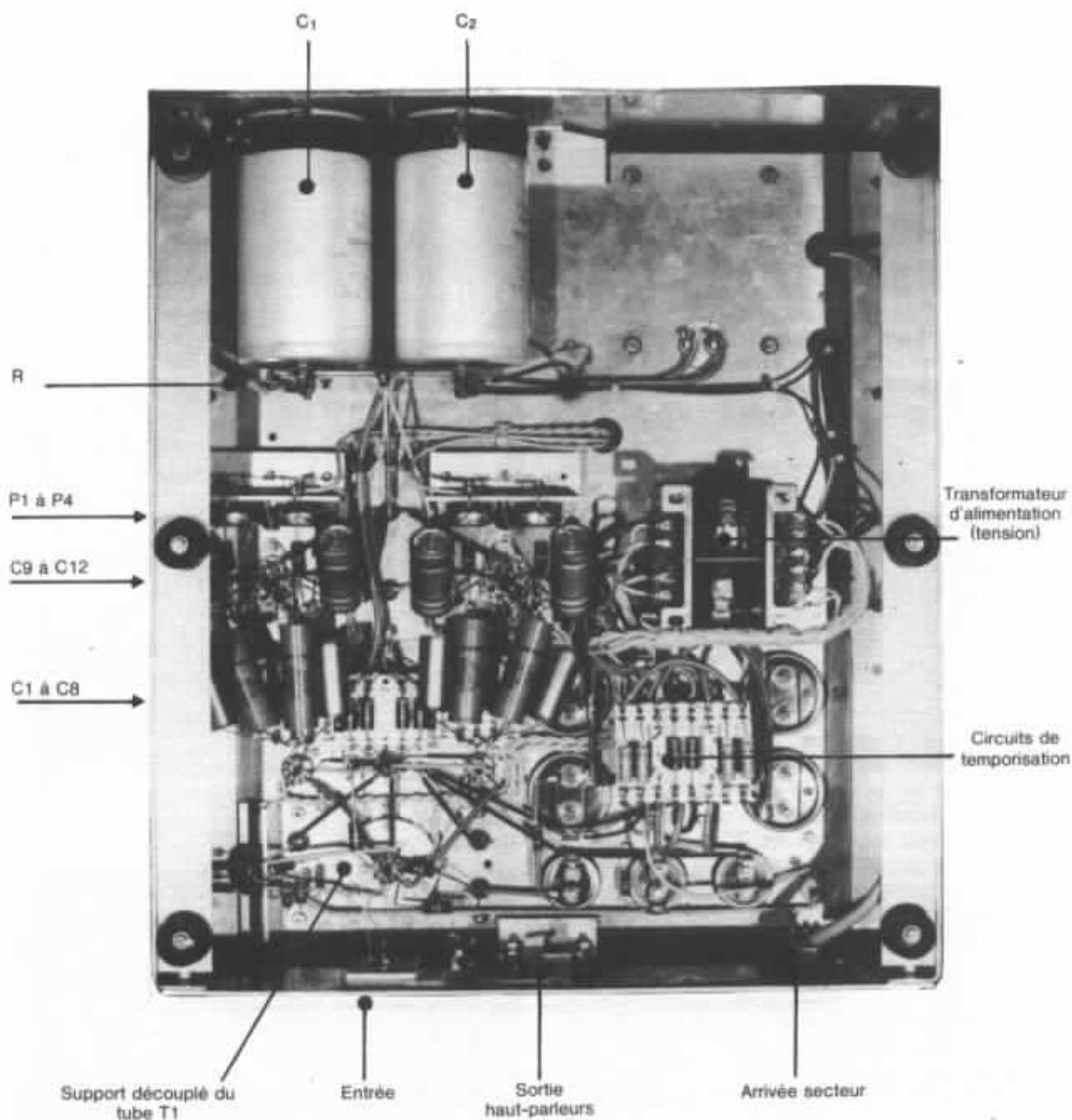
## Côté amplificateur de puissance et face avant



## Côté amplificateur de tension et face arrière

*L'amplificateur vu de dessus. Noter le châssis découplé de l'amplificateur de tension au bas de la photo.*

## Côté amplificateur de puissance et face avant



## Côté amplificateur de tension et face arrière

*L'amplificateur vu de dessous. Noter l'espace libre en haut à droite pour deux condensateurs de filtrage supplémentaires.*

### Sensibilité :

Le gain en tension du circuit est de 16,7 environ (24 décibels). Il faut donc 0,9 volt efficace à l'entrée pour obtenir 30 watts efficaces sur 8 ohms.

### Bande passante :

Se référer à la figure 10.

La bande passante a été tracée à une puissance de sortie de 8 watts. Elle atteint 5 hertz à 40 kilohertz à -1 décibel, ce qui est rare pour un système sans boucle de contre-réaction générale. Le comportement de cet amplificateur dans le bas du spectre est particulièrement remarquable. La réponse dans le haut du spectre est très naturelle et caractéristique d'un amplificateur non contre-réactionné. La qualité de la bande passante est confirmée par les oscillogrammes de la figure 11. Noter en particulier les réponses à 5 hertz et 20 kilohertz.

### Distorsion :

Se référer à la figure 12.

La distorsion peut être appréciée et même calculée à partir des données du tableau. Par rapport aux amplificateurs commerciaux, très contre-réactionnés, qui affichent des distorsions avec plusieurs zéros après la virgule, la distorsion de ce circuit sans artifice peut paraître importante. En fait, je suis persuadé qu'il faut attacher plus d'importance à la décroissance régulière des harmoniques plutôt qu'à un taux globalement faible.

### Facteur d'amortissement :

L'impédance de sortie, très peu variable avec la fréquence, est de l'ordre de 2,5  $\Omega$ . Pour un circuit sans boucle générale de contre-réaction c'est faible, mais par rapport à un amplificateur bouclé, ce chiffre est élevé. La résistance du secondaire du transformateur de sortie est de 0,3  $\Omega$ . Le facteur d'amortissement est donc en principe plutôt mauvais. Le problème de l'influence du facteur d'amortis-

sement est un sujet de polémique qui m'a toujours laissé perplexe. J'attache peu de valeur à ce coefficient, je suis persuadé qu'il est nécessaire de lui adjoindre deux autres paramètres chiffrant la puissance de l'alimentation et sa

stabilité si on veut pouvoir anticiper par des chiffres sur la «tenue du grave». Ces deux paramètres sont par contre très difficile à définir. On s'aperçoit quelquefois que la «tenue du grave» s'améliore en augmentant

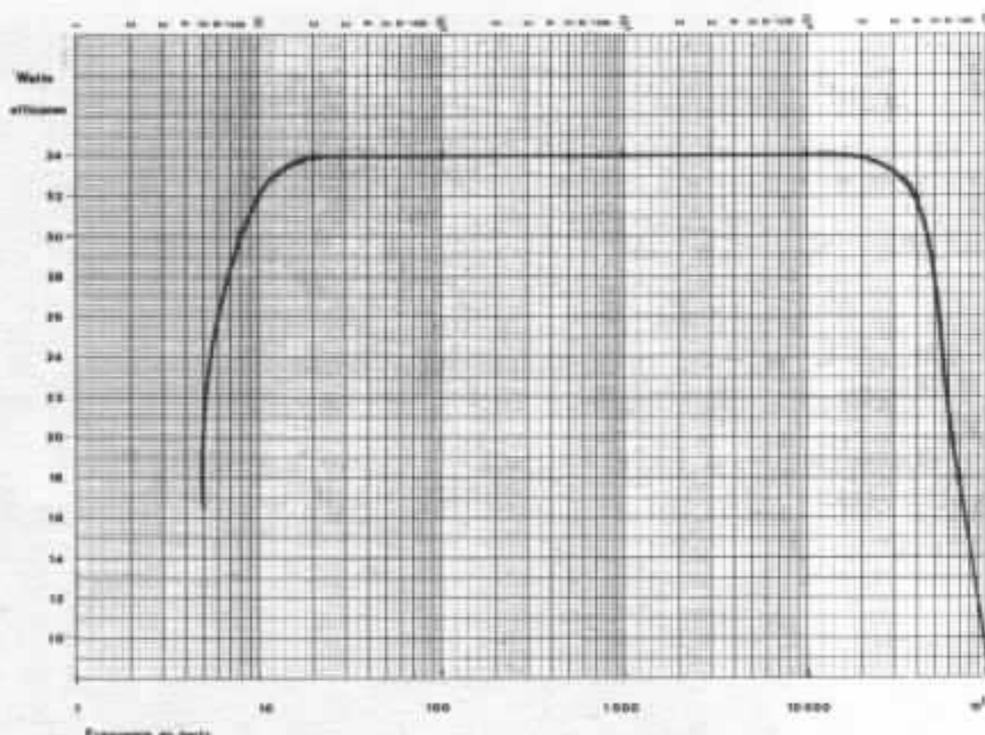


Fig. 9 : Puissance efficace à la limite d'écrêtage ou de distorsion visible, pour une alimentation de 250 volts de l'amplificateur de puissance. A 260 volts, le palier est au-dessus de 37 watts.

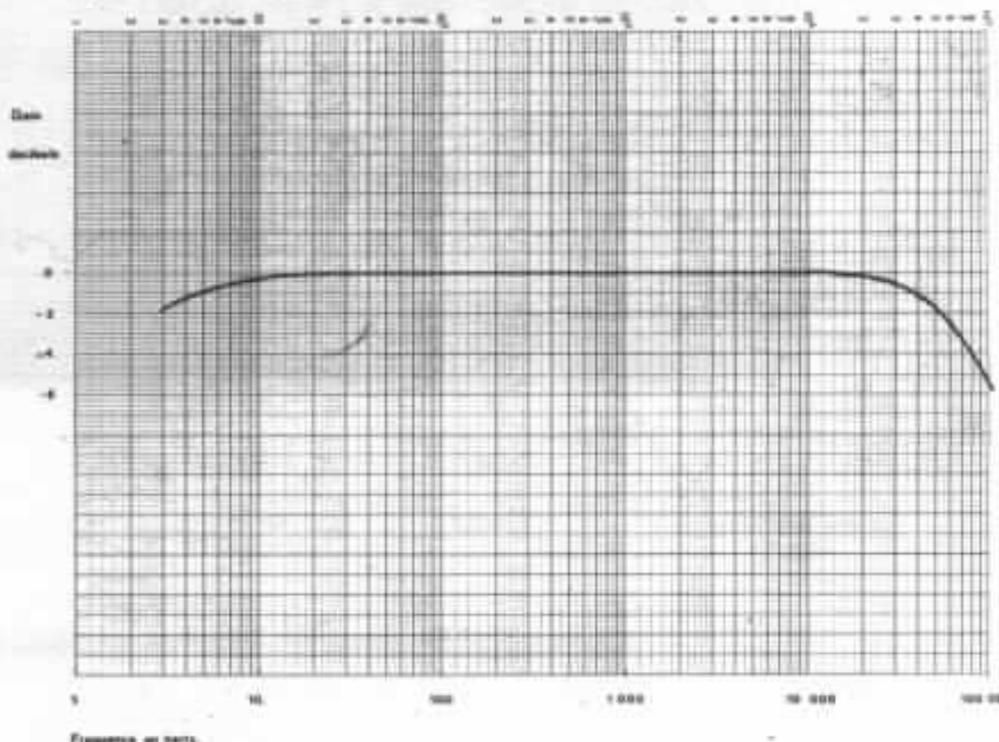
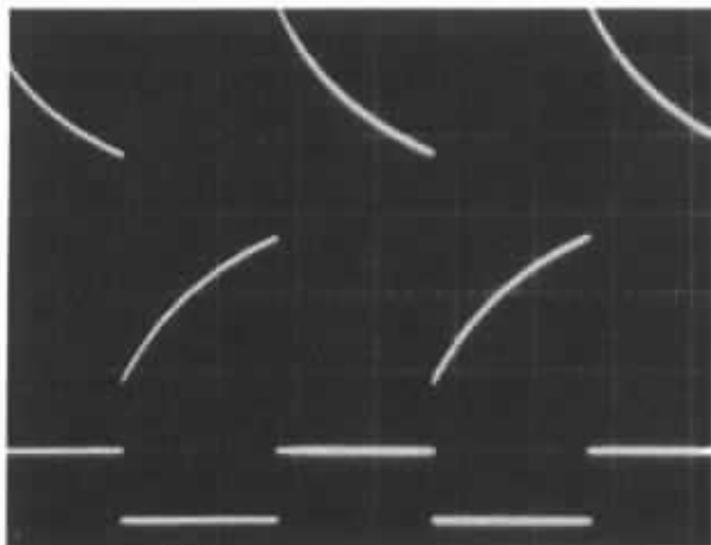
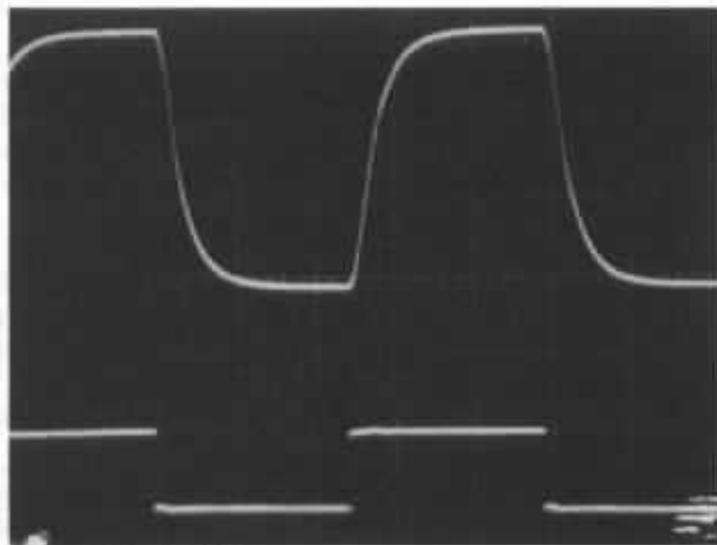


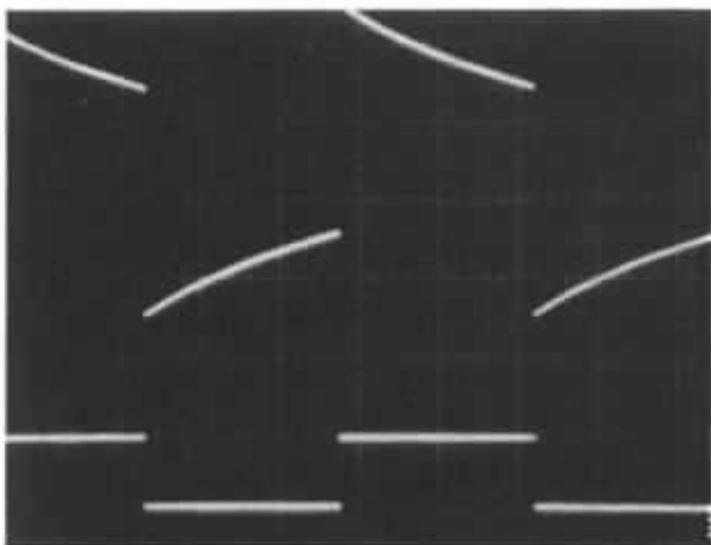
Fig. 10 : Bande passante à la puissance 8 watts. Elle s'étend de 5 hertz à 40 kilohertz.



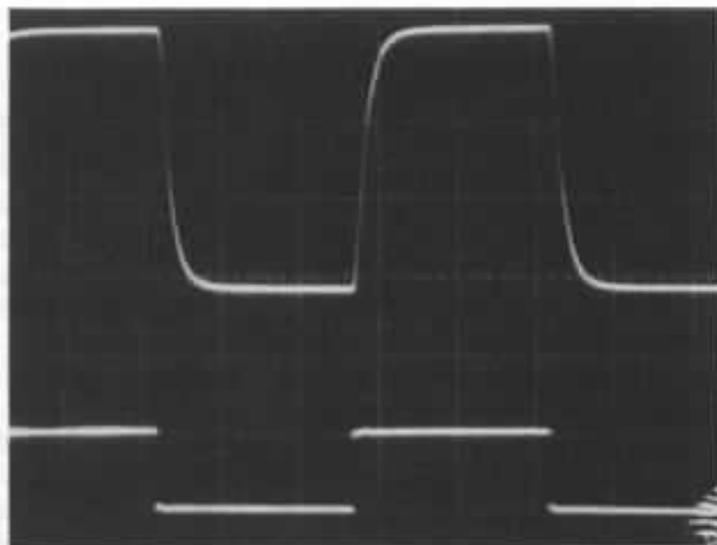
Fréquence : 5 Hz



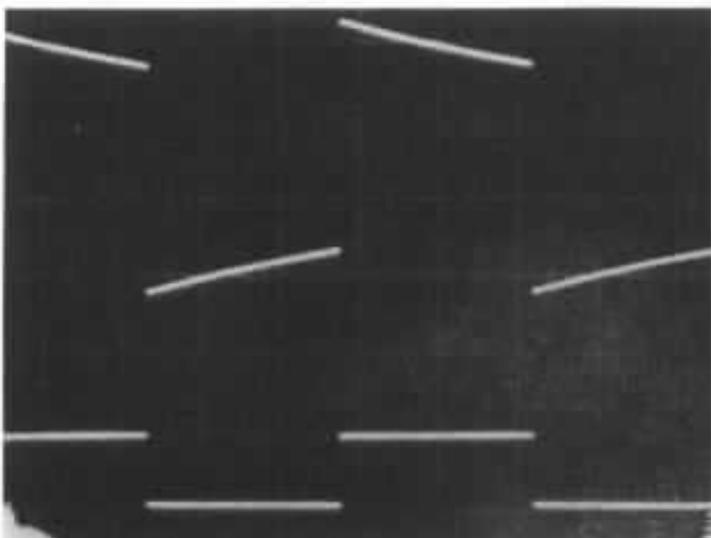
Fréquence : 20 kHz



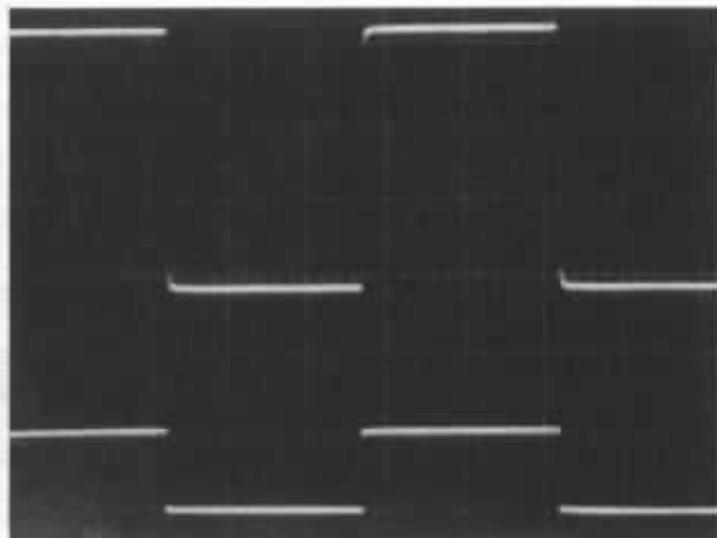
Fréquence : 10 Hz



Fréquence : 10 kHz



Fréquence : 20 Hz



Fréquence : 1 kHz

Fig. 11 : Réponse de l'amplificateur en signaux rectangulaires. Niveau de sortie 17 volts crête à crête.

le taux de contre-réaction d'un amplificateur. Cette amélioration peut n'être qu'apparente et cacher, par exemple, une réduction de la dynamique de l'amplificateur. Elle peut être due aussi à une réduction, à la sortie de l'amplificateur de l'effet des fluctuations transitoires de l'alimentation. Il y aurait beaucoup à dire et surtout à faire sur ce sujet vraiment fondamental.

### Impressions d'écoute :

C'est à l'écoute qu'il faut apprécier ce genre de circuit. Il doit se rapprocher un peu des circuits simples ayant peu de performances mesurées mais beaucoup de qualités subjectives. Ce qui surprend d'abord c'est la puissance réelle, subjective, que cet amplificateur peut libérer dans tout le spectre. On ne ressent pas de limite de puissance quel que soit le registre.

Que le système d'écoute soit monoamplifié ou multi-amplifié, la stabilité de restitution du registre grave est bonne.

L'homogénéité du comportement dans tout le spectre est aussi intéressante. Il ne semble pas y avoir de registre de fréquence favorisé ou défavorisé. L'écoute est confortable, naturelle, le spectre reproduit paraît très étendu. Ce bon comportement simultané dans tout le spectre est extrêmement appréciable dans un système de reproduction monoamplifié. La différence avec d'autres amplificateurs essayés a été évidente, immédiate et telle que je n'ai pas éprouvé le besoin de faire les améliorations et optimisations habituelles.

### Améliorations et modifications :

Le montage a été décrit tel qu'il a été réalisé et mis en service il y a quelques années. Il y a certainement beaucoup d'améliorations possibles. A l'intention de ceux que cette expérience

Fréquence	Tension sortie	Niveau des harmoniques dB				
		H2	H3	H4	H5	H6
1 000 Hz	1 Veff	-60	-77	-80	-80	-
	2 Veff	-55	-75	-86	-86	-
	10 Veff	-42	-52	-	-74	-
	15 Veff	-38	-38	-56	-	-80
10 000 Hz	1 Veff	-60	-68	-72	-75	-
	2 Veff	-54	-73	-80	-83	-
	10 Veff	-44	-58	-74	-75	-
	15 Veff	-37	-37	-56	-60	-
30 Hz	1 Veff	-60	-82	-	-	-
	2 Veff	-56	-66	-	-	-
	10 Veff	-42	-52	-70	-	-
	15 Veff	-38	-38	-55	-	-

Fig. 12 : Niveau relatif en décibels des harmoniques du signal à la sortie de l'amplificateur sur charge résistive de 8  $\Omega$ . Les mesures ont été faites avec une tension un peu faible sur l'amplificateur de puissance. Les traits horizontaux indiquent des harmoniques non mesurables (trop faibles ou hors des limites de mesure).

tenterait, je vais indiquer ici les principaux points relevés en fin d'étude et de réalisation.

### Sur la conception de l'amplificateur de puissance :

Chacune des triodes des tubes 6336 A est utilisée avec une charge de l'ordre de 600  $\Omega$ . J'ai appris qu'au Japon certains audiophiles limitaient cette charge à 300  $\Omega$ . Il serait intéressant de comparer ces deux charges tant du point de vue résultats de mesure que subjectifs. Dans le cas d'une charge de 300  $\Omega$ , il faut modifier le point de fonctionnement en diminuant la tension plaque et en augmentant peut-être le courant plaque. Une conception un peu différente du transformateur de sortie doit être envisagée.

Les résistances de fuite de grille (de 220 k $\Omega$ ) doivent être augmentées. La limite admise pour le tube est de 500 k $\Omega$  ; une valeur de 330 à 390 k $\Omega$  me paraît optimum. Elle permet d'augmenter l'impédance d'entrée donc de limiter encore un peu la charge du driver.

Les découplages des cathodes sont insuffisants. L'idéal serait d'utiliser des condensateurs de même type de l'ordre de 1 000  $\mu$ F, montés sur châssis, ce qui

est relativement difficile à réaliser. Une amélioration peut encore être obtenue en plaçant en parallèle des condensateurs au polypropylène de 1 à 2  $\mu$  (ou au polycarbonate). Eventuellement, un découplage complémentaire par des condensateurs au mica mériterait d'être essayé.

Il serait intéressant aussi d'essayer d'améliorer le fonctionnement de tous les circuits d'alimentation dans le haut du spectre. Il faut pour cela, en plus des condensateurs au papier huilé sur lesquels sont câblés les circuits, rajouter sur chaque condensateur électrolytique de filtrage un condensateur supplémentaire de 0,1 à 1 microfarad au polystyrène ou au polypropylène. Des condensateurs au mylar ou au polycarbonate peuvent aussi, faute de mieux, être utilisés.

Les condensateurs de liaison ont une influence subjective extrêmement importante. Les deux modèles actuellement utilisés donnent séparément des résultats subjectifs très différents. Il y aurait là beaucoup d'essais à faire : il faut des condensateurs tenant au moins 1 000 volts, ce qui limite le choix. Il faut s'orienter vers des modèles à isolant type poly-

propylène ou polystyrène sous enrobages mécaniquement très solides.

La puissance actuelle de cet amplificateur est limitée par sa tension d'alimentation (ce n'est pas le driver qui limite le premier). J'ai été limité par les condensateurs dont je disposais (4 700  $\mu$ , 250 volts) que j'ai fait travailler jusqu'à 260 volts ce qui est imprudent. Il vaut mieux s'orienter vers des modèles 3 300  $\mu$ , 350 volts et en monter trois ou quatre. Une prise haute tension supplémentaire donnant 10 volts efficaces de plus est à prévoir aussi sur le transformateur d'alimentation.

### Sur la conception du transformateur de sortie :

Mon choix s'est porté a priori sur un circuit magnétique en double C qui offre la possibilité de tôles plus fines (10/100 au lieu de 30/100). Cette possibilité coûte très cher et, bien que je n'ai pas fait de comparaisons subjectives, je ne pense pas que la différence soit spectaculaire. Je conseille à ceux qui réaliseront ce transformateur suivant la même technologie d'utiliser d'abord des tôles 30/100. Ils y gagneront une self primaire plus importante, donc un rendement encore meilleur dans le bas du spectre et une fragilité moindre du circuit magnétique ce qui facilite le montage.

D'une façon générale, j'ai appris par l'expérience qu'un bon transformateur de sortie doit avoir beaucoup de fer et peu de cuivre, ce qui n'est pas le cas des circuits en double C où la section du circuit magnétique est assez réduite. Il serait donc intéressant d'étudier un transformateur avec un circuit standard en tôles découpées à faibles pertes (0,6 watt à grains orientés par exemple). A titre indicatif, la section de fer d'un double C «Z 70» est de 25 cm<sup>2</sup>. Par comparaison un circuit standard de

150 x 180 présentant une fenêtre de bobinage à peu près équivalente peut avoir facilement une section de fer de 36 cm<sup>2</sup>. La différence est considérable. Le double C présente aussi le désavantage d'avoir un entrefer localisé, donc de vibrer très facilement, ce qui le rend difficile à monter par des non-spécialistes. L'entrefer des circuits standard est réparti et l'empilage et l'amortissement des tôles plus facile.

### Sur la conception des transformateurs d'alimentation

Une remarque identique est à faire à ce sujet. Un circuit standard conduira à un transformateur moins bruyant s'il est fait par un non-spécialiste. Ne pas perdre de vue que les circuits en double C ont été faits pour gagner de la place et non de la qualité.

Pour le transformateur d'alimentation de la partie puissance, prévoir une prise supplémentaire à 315 volts efficaces. Pour le transformateur d'alimentation de la partie tension augmenter un peu le secondaire : 2 x 350 ou 2 x 360 volts efficaces sont préférables.

### Sur le fonctionnement du système déphaseur

Le fonctionnement de l'étage déphaseur (tube T1), et d'une façon plus générale, de l'amplificateur de tension, mérite quelques commentaires qui devraient permettre aux spécialistes du quadrisectionnement capillaire, que sont les audiophiles, d'exercer leurs talents.

La figure 13 précise les éléments en jeu : partant d'une tension d'entrée  $v_e$ , un étage déphaseur délivre deux tensions en opposition de phase  $v_{e1}$  et  $v_{e2}$ . Si le déphaseur est parfait, ces deux tensions sont identiques en amplitude, et en parfaite opposition de phase quelle que soit la fréquence du signal : facile à

énoncer mais diablement difficile à réaliser...

Un bon fonctionnement dans tout le spectre pouvant être obtenu en choisissant des valeurs suffisamment faibles pour R1 et R2 (attention quand même à la distorsion !), je me contenterai de parler ici de la similitude des amplitudes qui est obtenue si la relation précisée fig. 13 entre R1, R2 et R est respectée.

Les tensions  $v_{e1}$  et  $v_{e2}$  pourront être rigoureusement égales dans deux cas :

- Quand les valeurs de R2 et R étant choisies, R1 est déduit de la formule. Cette méthode présente deux inconvénients. Le premier est de donner un déséquilibre supplémentaire du point de fonctionnement qu'il faut corriger par ailleurs. Le deuxième est de donner des réponses en fréquences différentes aux deux branches du déphaseur. J'ai donc préféré ne pas déséquilibrer R1 et R2.

- Quand R (1+k) est choisi très supérieur à  $\rho + R2$  et R1 et R2 égales. Ceci conduit, à la limite, à utiliser une source de courant à la place de R, avec le défaut d'augmenter considérablement le niveau d'harmonique 3 à fort niveau de signal. J'ai donc préféré ne pas utiliser de source de courant dans cet étage. Sans aller jusqu'à une résistance R infinie, l'augmentation de R pose quand même un problème : elle oblige à augmenter la tension négative de polarisation avec le risque de soumettre le tube, à froid, à une tension plaque-cathode qui le fera ioniser.

Le problème, on le voit, n'est pas simple, la solution finale sera donc, comme toujours, un compromis. J'ai choisi d'utiliser une tension négative relativement faible de façon à soumettre le tube à froid à une tension inférieure à 600 volts et des résistances R1 et R2 égales. Les signaux en sortie de l'étage déphaseur (tube T1) sont donc un peu diffé-

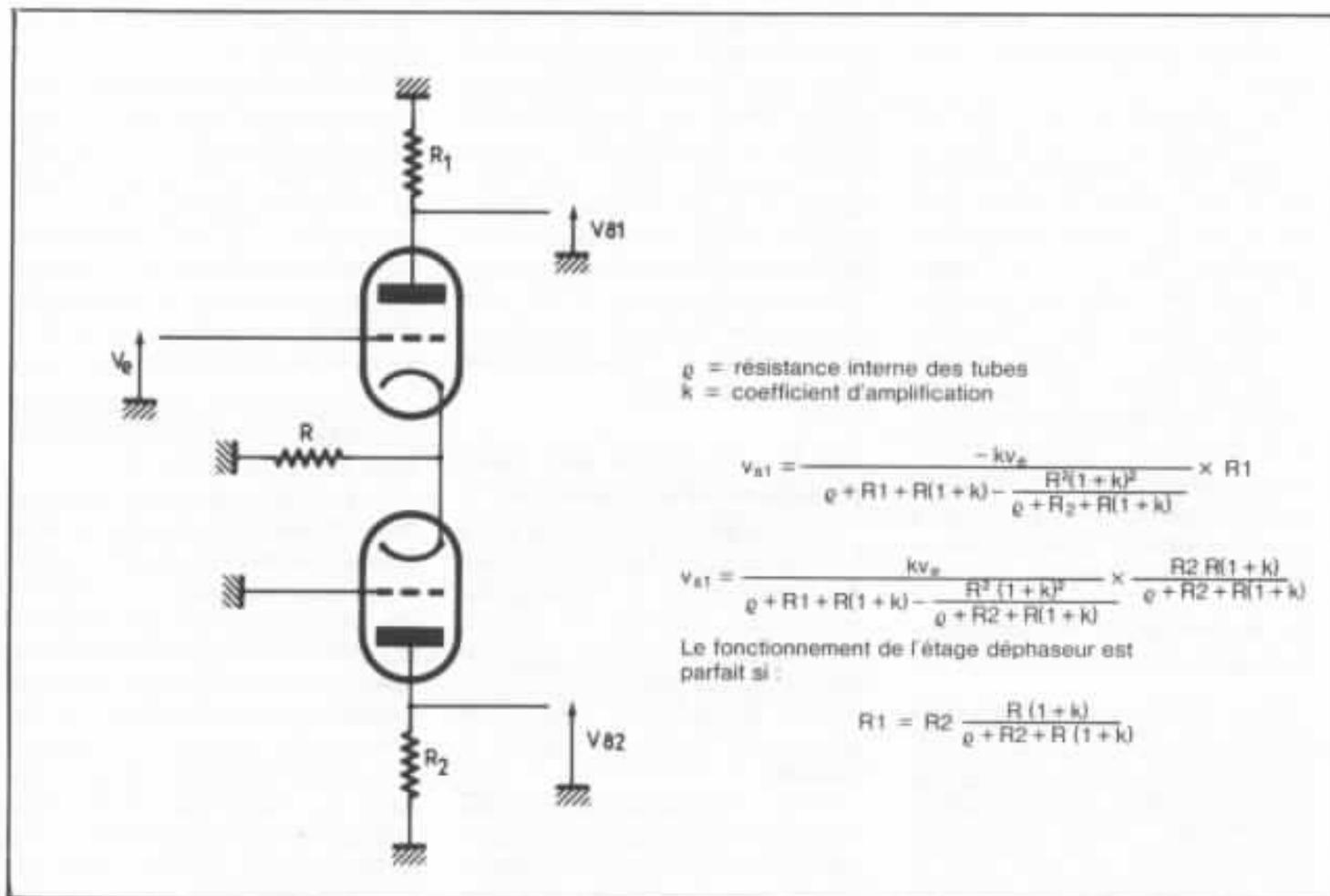


Fig. 13 : Analyse du fonctionnement d'un étage déphaseur à couplage cathodique. Les deux tubes sont supposés être identiques, ce qui est généralement le cas.

rents, l'application de la formule donnée fig. 13 montre que le rapport entre  $v_{g2}$  et  $v_{g1}$  peut atteindre 0,95. L'effet de cette différence, relativement faible, au niveau du transformateur de sortie peut être atténué en utilisant la dispersion des caractéristiques des tubes. Il faut placer en T3 du driver un tube dont le gain est de préférence supérieur à celui du T2. De même, au niveau de l'amplificateur de puissance, il faut placer en T2 le tube dont le gain est le plus fort. J'ai observé que la différence pouvait être sensible, malgré la contre-réaction totale de tension à laquelle ces tubes sont soumis.

Il est évident qu'une amélioration supplémentaire pourrait être obtenue en utilisant une forte tension négative de polarisation et un artifice de montée lente en

tension comme pour la tension positive. J'ai préféré éviter cette complication supplémentaire sur ce circuit comportant déjà un nombre important de composants.

## Conclusion

La réalisation d'un amplificateur de ce type paraît difficile, en réalité elle est surtout longue. Les résultats obtenus justifient pleinement l'effort consenti. Cet appareil, étant donné son poids, son encombrement et aussi son prix, semble plus particulièrement destiné à un système mono-amplifié. En utilisation à large bande, l'absence de contre-réaction, en limitant l'intermodulation transitoire, paraît avoir beaucoup d'avantages.

Elle demande une bonne connaissance des techniques de réali-

sation en électronique et surtout d'avoir bien conscience du danger que représente pour le «personnel» et le «matériel» la mise en œuvre de tensions très élevées et de fortes charges capacitives. Il est important que l'implantation et le câblage soient bien réalisés. S'inspirer pour cela dans la mesure du possible des photos jointes à cette petite étude.

Le principe de l'étage de sortie à charge cathodique vient, une fois de plus, de prouver son efficacité et ses qualités. Je suis persuadé qu'il serait intéressant de réaliser sur ce principe des amplificateurs de faible puissance, non push-pull avec des tubes 6L6 par exemple. Les résultats obtenus sur des chambres de compression ne seraient pas sans surprises !

# On en parle...

## Amplis mono-triodes

Parmi toutes les réalisations électroniques décrites dans les colonnes de l'Audiophile depuis 77, celles relatives aux amplificateurs mono-triodes sont certainement celles qui ont fait et font le plus rêver nos lecteurs. Pour nombre d'entre vous, lecteurs du tout début, ce fut un réel choc de découvrir dans le n° 1 en octobre 77 la description de Jean Hiraga relative à un amplificateur à tubes dont la puissance ne dépassait pas 3 W et dont les qualités subjectives dans le secteur médium-aigu ridiculisaient celles de bien des réalisations commerciales de l'époque. Qui plus est, il y a huit ans, le rendement des enceintes acoustiques était, pour nous en France, d'une valeur moyenne bien inférieure aux 90 dB/1 W/1 m ; cela, bien évidemment, accentuait encore le paradoxe vis-à-vis de puissances aussi ridicules.

En outre, ces descriptions des

premiers numéros avec des tubes (VT 52, 300 B) complètement inconnus pour la quasi-totalité de nos lecteurs, employés dans des configurations de schémas utilisées par nos grands-pères, avaient de quoi laisser perplexes nombre d'amateurs français à une époque où la vague « ésotérique » prenait naissance avec beaucoup de gros systèmes américains de faible rendement associés à des électroniques monstrueuses capables de driver de telles enceintes. Pourtant, ceux qui ont eu la chance, en 79,

d'assister à la première démonstration faite en France d'un système Onken à l'hôtel Nikko, purent prendre réellement conscience du bien-fondé d'une telle démarche (ampli de faible puissance associé à un système acoustique à haut rendement de très haute définition). Beaucoup comprirent mieux alors l'enthousiasme que pouvait avoir Jean Hiraga pour « promouvoir »,



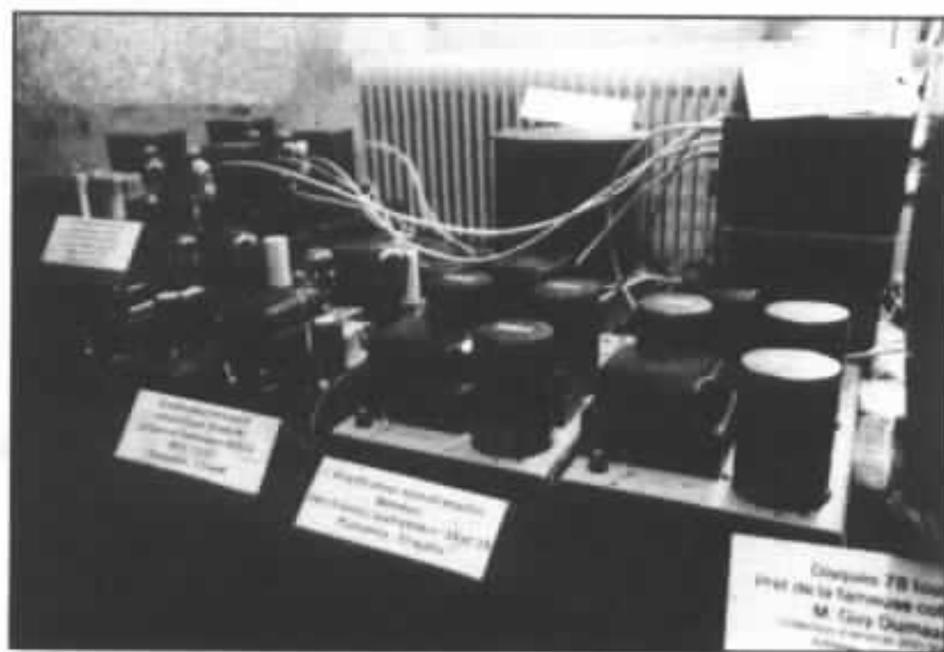
par le biais de ces colonnes, cette conception qui, il faut bien le dire, allait un peu l'encontre du marketing de l'époque. Huit ans après, nombre de lecteurs ont pu se lancer dans la réalisation de leur système en s'appuyant sur de telles bases.

Cette première démonstration à l'hôtel Nikko fut vraiment une révélation. Le point qui surprit le plus grand nombre d'amateurs ne fut pas sans doute le système Onken proprement dit dont les qualités avaient été largement décrites dans *La Revue du Son*, mais l'amplification constituée du légendaire 300 B (5 W) qui alimentait un système aussi « monstrueux » avec un réalisme sonore, une vérité de timbres aussi poussés associés à un degré de transparence inconnu en France à l'époque. Chose nouvelle également, le respect de la dynamique au sens vrai du terme qu'on avait, il faut bien le dire, oublié (il faut se souvenir que l'on sortait tout juste du son « hyper-linéaire » et « asthmatique » d'outre-Manche ; les enceintes Perspective faisaient fureur en ces temps-là...).

En juin 85, nous avons organisé une écoute à caractère exceptionnel sur le thème « 50 ans de musique enregistrée ». Celle-ci était réalisée à partir d'un système passif 4 voies avec



en démonstration pour la première fois en France l'extraordinaire pavillon Western Electric 15 A-555 WE. Les disques 78 tours et 33 tours lus sur une platine Garrard et lecteur Western Electric 4 A, constituaient la source. Différents amplis étaient utilisés avec une similitude toutefois : schémas d'une simplicité



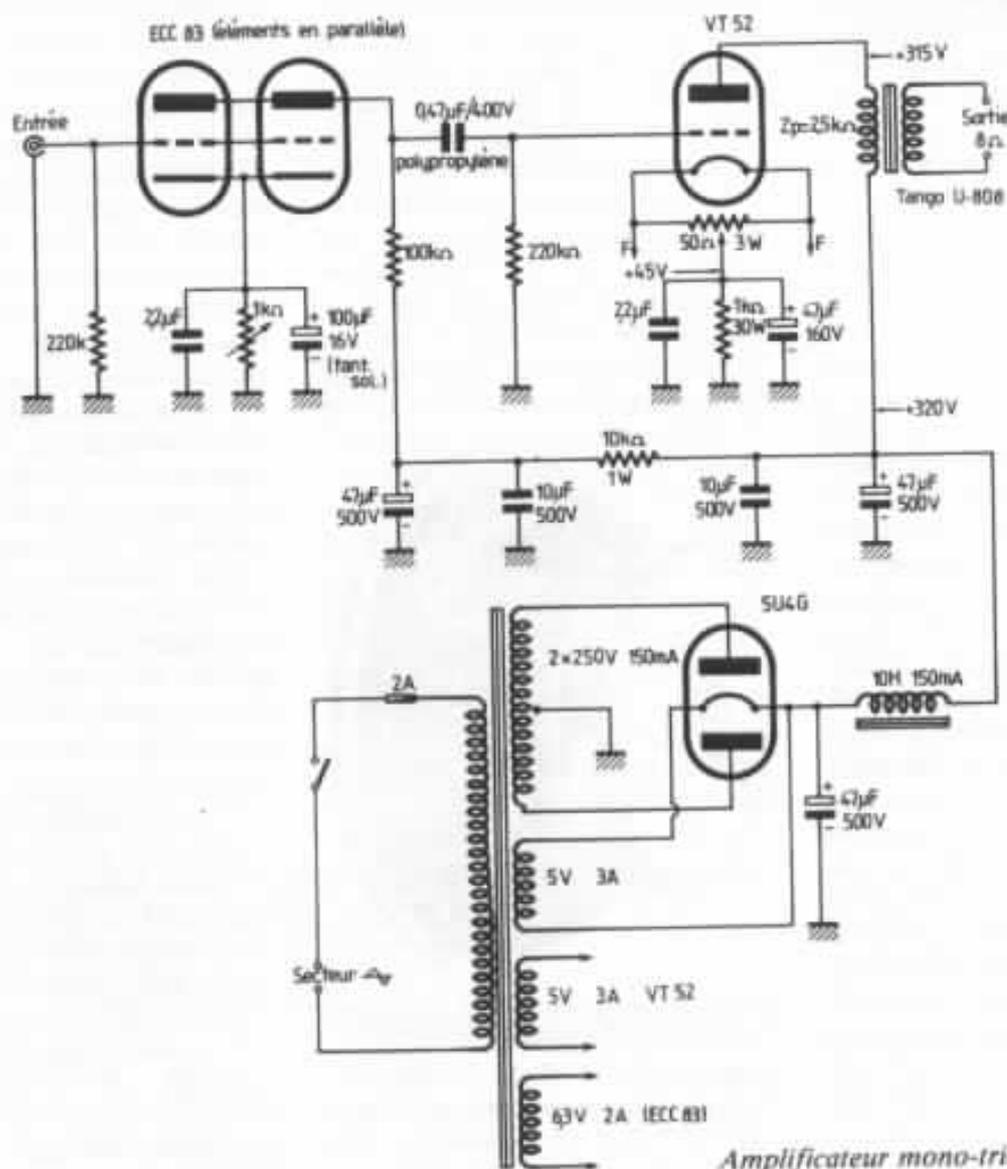
ultime et puissance modeste ; Nemesis, 300 B, RE 604 et Western Electric 25 B. Si les deux premiers sont bien connus de nos lecteurs, il faut préciser que le RE 604 est une triode Telefunken, l'ampli qui l'utilise délivre péniblement 1,8 W et le 25 B 0,8 W. Cette démonstration ne fut pas qu'un regard nostalgique sur les belles choses du passé, mais bien au contraire un moment inoubliable pour nombre d'amateurs, ayant eu la chance de participer à cette séance. A ce sujet, une autre écoute de ce système était prévu pour l'automne dernier, bien malheureusement des questions « d'intendance » nous ont contraint à repousser ce projet (salle de dimensions conséquentes pour accueillir toutes les personnes qui nous avaient contactés, pouvant également recevoir les énormes pavillons Western nécessitant des portes d'accès hors des standards habituels...).

Chose surprenante, il aura fallu attendre près de huit ans pour que se manifeste réellement au niveau français un engouement marqué pour des amplificateurs à tubes mono-triodes de faible puissance. Il est certain qu'il y a encore peu de temps, peu de transducteurs de qualité et de haut rendement étaient dis-

ponibles sur le marché français. En outre, ce genre de petit amplificateur trouve son application ultime dans des systèmes multi-amplifiés et qu'avant d'en arriver là, nombre d'amateurs ont fait les investissements qui s'imposaient pour élaborer les bases solides d'un système sans compromis, cela implique des moyens conséquents et surtout énormément de temps.

Cet intérêt grandissant pour ce type d'amplification va être encore renforcé par la sortie du livre de Jean Hiraga : « Initiation aux amplificateurs à tubes » (parution simultanée à la sortie de ce numéro). Cet ouvrage attendu par beaucoup suscitera, nous en sommes certains, un énorme enthousiasme.

Cet engouement récent pour le tube n'est pas sans toutefois nous causer quelques petits problèmes. Au niveau de La Maison de l'Audiophile, nous nous devons d'anticiper cette



Amplificateur mono-triode classe A VT 52.

demande dans un secteur du composant où l'approvisionnement devient de plus en plus difficile. Pour bien expliquer les choses, rappelons qu'un amplificateur mono-triode est constitué de six éléments principaux (les lecteurs peuvent se référer aux n° 9, 10, 14 ou aux Sélections tome 1) :

- A. Un tube d'entrée préamplificateur : triode ou pentode.
- B. Un tube de puissance : triode en classe A.
- C. Un tube redresseur : valve bi-alternance.
- D. Un transformateur de sortie avec entrefer : primaire 2 kohms à 10 kohms, secondaire : 4-8-16 ohms, puissance 20 à 50 W.

E. Composants passifs (condensateurs, selfs, potentiomètres bobinés, résistances) et accessoires (supports de tubes, prises...).

F. Châssis.

En terme d'approvisionnement, le point A ne pose pas trop de problèmes pour les triodes, pour les pentodes seul le tube WE 310 A est devenu introuvable en France.

Plus délicat à résoudre est le point B. C'est même le point le plus critique. Beaucoup de tubes sont devenus quasiment introuvables ou s'ils sont encore disponibles, leurs quantités est très limitées et leur prix prohibitif. Fort heureusement, nous avons pu constitué un stock conséquent

de VT 52 (fabrication arrêtée dans les années 50) et en PX 25 (fabrication arrêtée dans les années 40). Ces tubes excellents permettent des montages mono-lampes qui, outre leurs grande simplicité de réalisation, offrent sur des systèmes de haut rendement — et ils sont de plus en plus nombreux — des performances sans concurrence. D'autres références de tubes existent (se référer au livre de Jean Hiraga), nous allons faire notre maximum pour dénicher les plus performants.

Le point C, c'est-à-dire la valve de redressement, n'est pas non plus très critique. A l'exception du WE 274 B — sans doute

le meilleur tube redresseur — qui n'est plus disponible (attention aux imitations, remarquages...) on trouve encore de très bonnes choses dont le tube américain 5U4G qui offre l'un des meilleurs compromis dans le secteur médium.

Le point D est avec le point B un élément délicat. Le transformateur de sortie, inutile de le rappeler, est un élément-clé. Heureusement, dans ce domaine, nous commençons à bien décanter les choses. Nous sommes en mesure de vous proposer le remarquable transformateur U 808 Tango, ce transfo est polyvalent avec 4 impédances primaires (2, 2,5, 3,5, 5 kohms) et une puissance de 20 W. Nous sommes actuellement en relation avec Tango pour d'autres références séries FW 50-3,5 ainsi qu'un modèle pour le Nemesis. Par ailleurs, depuis plusieurs mois, nous avons établi des contacts avec Partridge en Angleterre pour relancer la fabrication du fameux TH 4663 (c'est le transfo des amplis 300 B de M. Tanaka) et pour ce faire, nous envisageons de lancer une souscription auprès de nos lecteurs qui désireraient acquérir cette magnifique pièce. Ceux d'entre vous qui seraient intéressés prendront contact avec La Maison de l'Audiophile qui leur communiquera les modalités de cette souscription.

Aucun problème pour le point E. Nous avons fait venir du Japon des supports en stéatite (UX pour VT 52, 45, 2A3, 300 B et UF pour PX 4, RE 604, LK 406, PX 25, DA 30).

Un châssis universel sera bientôt disponible pour les récalcitrants de la lime et du foret. Le point F sera ainsi réglé.

## Audiom 15

Dans notre numéro 36 et dans cette même rubrique, nous avons émis quelques critiques relatives au caisson Audiom. Ces

critiques, répétons-le, avaient pour but de parfaire l'optimisation de la charge de l'Audiom 15. Depuis Jacques Mahul et nous-mêmes avons très sérieusement travaillé la question et les choses se sont bien décantées ...

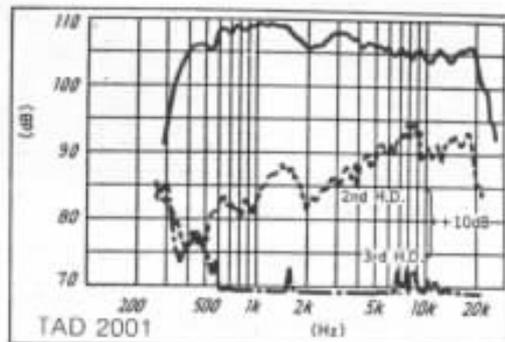
Il faut préciser que tous nos essais préliminaires avaient été effectués sur la base d'un système à filtrage actif. Jacques Mahul, de son côté, travaillait lui sur la base d'un système passif en vue de l'utilisation de ce



caisson de grave avec ses nouveaux développements médium-aigu, Audiom 8 et Audiom 4. Nous avons donc entrepris une série d'essais en passif en couplant le caisson Audiom au médium TAD avec son pavillon en bois sablé. Cela sur la base d'un système deux voies. Cela peut paraître a priori surprenant mais le moteur TAD offre une réponse extrêmement étendue dans le haut du spectre et même associée à son pavillon monte étonnamment bien. Il faut noter qu'à l'origine ce montage en deux voies n'avait pour but qu'une simplification des manipulations pour limiter au maximum le nombre des paramètres. Il ne faut pas négliger le fait que la perception du registre grave est liée à la réponse en fréquence globale et que, d'autre part, il existe une interaction certaine entre la coupure basse et la coupure haute d'un filtre en trois

voies. Nous avons donc réalisé un filtre extrêmement simple, à 12 dB par octave, de fréquence de coupure 600 Hz. L'expérience des systèmes à haut rendement nous a montré que les filtrages à 12 dB d'une simplicité extrême, excluant toute cellule de linéarisation ou de compensation d'impédance, étaient ceux qui procuraient de meilleurs résultats. A ce sujet, que ce soit Onken, TAD et bien d'autres firmes japonaises spécialisées dans les transducteurs à haut rendement de très haute qualité, utilisent tous ce type de filtre. Est-ce un hasard ? Certainement pas !

Les premières écoutes nous ont réellement surpris. Plus particulièrement sur deux points précis. Tout d'abord la faculté avec laquelle le TAD montait dans l'aigu, l'absence de tweeter



et d'extrême-aigu n'était perceptible que sur un nombre très limité de messages. Ensuite et surtout, les caractéristiques de restitution du grave étaient radicalement différentes de celles que nous obtenions en actif. Subjectivement, le palier qui apparaissait au raccord entre le grave et l'extrême grave, s'apparentant à une bosse et à une tonique, avait disparu. L'homogénéité du secteur extrême grave-grave-bas-médium était enfin retrouvée. Globalement, ce système deux voies se caractérise par un équilibre tonal remarquable, associé à une grande définition et une grande douceur de restitution.

Comment expliquer un changement aussi profond de performance d'écoute d'un caisson de

grave entre configuration active et configuration passive. L'Audiom 15 dans sa charge constitue sans nul doute un système très pointu. D'une part, le volume de charge de 150 litres est limité, d'autre part à 100 dB de rendement le moindre défaut devient flagrant. En actif, Audiom 15 est hyperamorti, cela se traduit par un manque d'ampleur et d'assise dans l'extrême grave. En passif, par contre, la self série sur le boomer a pour effet de désamortir le système et par voie de conséquence, de lisser la réponse subjective en procurant plus de niveau dans l'extrême-grave.

Suite à cela, nous avons communiqué nos résultats à Jacques Mahul. L'Audiom 15 et sa charge telle qu'elle a été publiée, sont à considérer dans un système de configuration passive. A noter que l'Audiom 15 a subi quelques petits traitements de suspension entraînant de très légères modifications des paramètres, cela depuis début septembre (les modèles dont nous disposons pour nos essais sont antérieurs à cette date). Cette évolution permet un meilleur couplage au caisson. Donc, pour bien préciser les choses, l'Audiom 15 et sa charge ne subissent pas de modification et sont à utiliser en passif.

Et en actif ? La disparition du 416 Altec laisse une place désespérément vide. De plus, le nombre d'amateurs équipés en système actif va croissant. Il fallait donc trouver une solution. Suite à diverses discussions avec Jacques Mahul, celui-ci s'est décidé, et nous l'en félicitons, à sortir une version 15 A de l'Audiom dont les paramètres approchent de très près de ceux du 416 (à préciser qu'entre les versions 8A, 8B, 8C le constructeur américain a procédé à quelques modifications de paramètres ; cela étant, comme nous l'avons déjà dit, l'optimisation au sens de Thiele, Small... n'est

pas à prendre au pied de la lettre et bien d'autres facteurs rentrent en ligne de compte dans les « gros » systèmes de grave à haut rendement).

L'Audiom 15A offre les caractéristiques suivantes :

- $f_r = 21,5$  Hz
- $Q_{TS} = 0,253$
- $M_{md} = 64,6$  g
- $V_{AS} = 867,8$  l

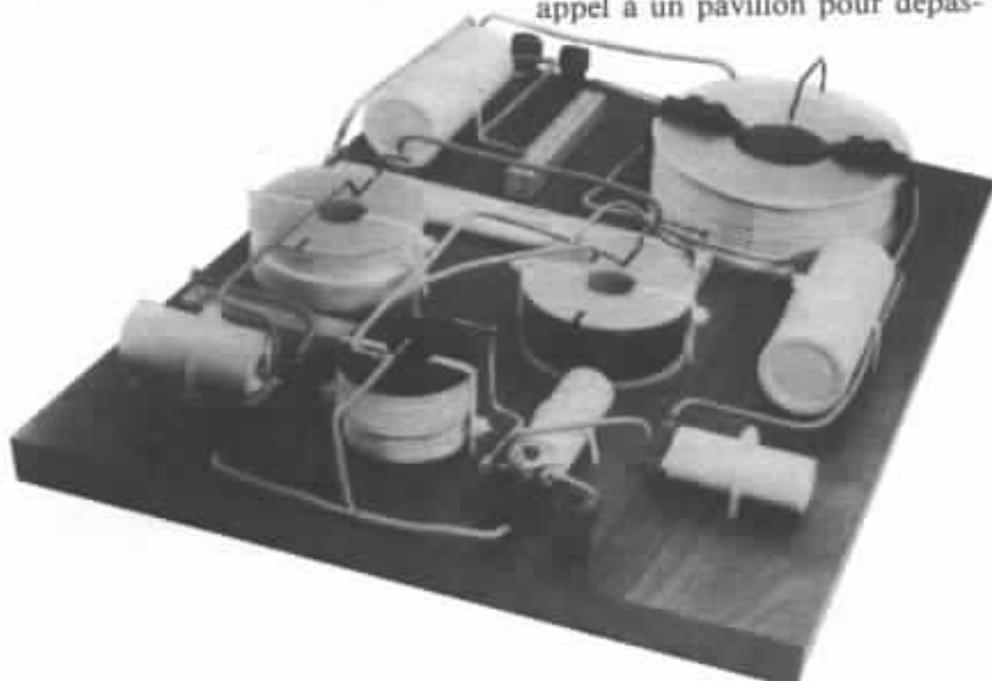
On obtient donc un  $V_{AS} \times Q_{TS}^2 = 55,5$  l. Cela signifie qu'il est possible de l'utiliser dans l'enceinte Onken prévue pour le 416 dont le volume interne est de 279 l (l'alignement obtenu est de 5, mais répétons-le il ne s'agit là que d'une indication qui n'est pas complètement représentative du rendu final). A l'heure où nous rédigeons ces lignes, les essais comparatifs entre l'Audiom 15A et le 416 dans une même charge ne sont pas encore terminés. Ceci étant nous sommes très confiants et pensons tenir là une solution de remplacement digne de ce nom à l'Altec.

## Audiom 8 et Audiom 4

Focal se devait de développer une voie médium-aigu destinée à être associée à l'Audiom 15. Bien sûr, nous disposons de la voie médium à compression

TAD, malheureusement son coût reste élevé bien qu'il soit tout à fait justifié. Jacques Mahul s'est orienté vers des solutions classiques pour le médium, un 21 cm à cône papier, de profil exponentiel, avec en son centre une ogive. Ce 21 cm s'apparente à une conception large bande que nous aimons beaucoup. La réponse en fréquence est très étendue, jusqu'à plus de 10 kHz sans atténuation. La fréquence de résonance est basse puisque de 87 Hz. Le plus surprenant est le rendement puisqu'il atteint 101 dB, c'est une belle performance. Le flux magnétique de 122 500 maxwell associé à une masse d'équipage mobile de 11,6 g participe à une telle performance. Après divers essais, Jacques Mahul est arrivé à un système de charge pour l'Audiom 8 similaire à celui que nous préconisons pour le PM 6 depuis plusieurs années. Réalisé en aggloméré de 19 mm, la face avant est un carré de 24 cm de côté, la profondeur de 29 cm, ce caisson est entièrement ouvert à l'arrière. C'est la seule configuration de caisson qui ait permis de linéariser la réponse entre 500 Hz et 1,5 kHz, l'onde arrière ramenant de l'énergie dans cette zone.

L'Audiom 4, quant à lui, fait appel à un pavillon pour dépass-



ser la barre des 100 dB, il ne s'agit pas d'une chambre de compression mais d'un tweeter classique à calotte inversée en fibre de verre comme celle qui est utilisé sur le T120FC. La suspension est en mica pour une question de rigidité. Le pavillon est taillé dans la masse, il est en aluminium. Le rendement est de 100 dB avec une excellente linéarité de 2 à 20 kHz. Sa dispersion est supérieure à celle d'une chambre de compression. La résonance se situe à une fréquence de 1,7 kHz. Ce tweeter est utilisable sans problème à partir de 4 kHz, et constituera nous en sommes sûr, une solution attrayante pour l'aigu dans beaucoup de systèmes où le médium a une réponse limitée, une dispersion marquée au-delà de 5 kHz. Ce tweeter s'utilise non bafflé.

Le filtre Audiom qui complète l'ensemble, est un filtre 500 Hz-5 kHz à 12 dB par octave. Là aussi, Jacques Mahul est arrivé aux mêmes constatations que les nôtres concernant le type de filtrage à utiliser sur un système à très haut rendement. Les composants utilisés sont de très bonne qualité : condensateurs en polypropylène, selfs à air, câblage en Isoda. A noter que le rendement du caisson Audiom 15 est atténué de 1,5 dB par l'adjonction d'une résistance de 25 ohms en parallèle aux bornes du boomer.

## Compact-disc enregistrable

En décembre 84, Nakamichi présentait à New-York l'OMS-1000. Cette étonnante machine de 80 000\$ à la particularité d'être un lecteur-enregistreur laser de disques numériques destinés à l'audio et à la vidéo. Bien sûr, le prix terriblement élevé d'un tel appareil en réservait l'utilisation pour des applications bien spécifiques. Il s'en serait toutefois vendu plus d'une trentaine... Nous avons appris,

en janvier, que Thomson venait de signer un accord de développement avec Nakamichi pour réaliser un lecteur-enregistreur de ce type à destination grand public avec un prix de vente de moins de 10 000 F. La date avancée pour la commercialisation est 88. Comme on peut le voir les choses vont très vite et il s'agira là d'une concurrence très sérieuse aux magnétoscopes et enregistreurs magnétiques.

## Condensateurs au cuivre.

Rappelons aux lecteurs le principe de fabrication des condensateurs que l'on dénomme au mylar ou film plastique. Ce type de condensateurs représente l'essentiel de la technologie utilisée pour les modèles non polarisés. Ils peuvent être au polyester, au polycarbonate ou polypropylène pour les modèles les plus répandus. Il s'agit là du type du diélectrique. Celui-ci est réalisé à partir de film plastique extrêmement fin, sur lequel est appliquée une métallisation. On a ainsi la partie conductrice du condensateur que l'on dénomme armature. Cette métallisation a des caractéristiques de conductivité médiocres. En outre, le raccord des connexions de sortie à cette métallisation faisant office d'armature, se fait par une technique dénommée « schoopage » s'apparentant plus à un collage qu'à une soudure. A ce niveau là aussi les caractéristiques de conduction sont loin d'être optimales.

Tous ces éléments participent à la qualité du condensateur. Il serait fou de croire que seul le diélectrique définit les performances d'un condensateur. Bien sûr, l'usage courant fait que l'on définit tel ou tel type par son diélectrique. Malheureusement c'est trop simpliste, il ne suffit pas d'avoir recours à « un polypropylène » pour être certain de son choix. Nous irons même plus

loin en disant que la qualité de la fabrication des armatures, des connexions et de la tenue mécanique ont à notre sens plus d'incidence sur les performances en application audio. C'est ainsi que des condensateurs de très grand renom tels que les Soshin SE au mica argenté, doivent sans aucun doute l'essentiel de leur qualité à la façon dont ils sont fabriqués, plus qu'aux performances du mica dont les qualités diélectriques n'ont rien d'extraordinaire par rapport au polypropylène par exemple. Rappelons pour la petite histoire, que les Soshin SE ont été développés à l'origine pour des applications d'émission sur des navires et que lors de leur développement, leur tenue mécanique a été un critère décisif, sachant qu'en émission les énergies mises en jeu sont énormes et que les armatures du condensateur sont soumises à des forces considérables. C'est après que ces condensateurs ont été essayés dans des applications audio et que leur très grande qualité fut mise en évidence. Autre exemple d'un remarquable condensateur, le modèle Taitsu Hi-lambda qui malheureusement n'est plus disponible, diélectrique polypropylène, armature en cuivre et enrobage dans une résine très dense et très dure garantissant une rigidité optimale.

Si le Taitsu n'a pas encore de remplaçant, nous avons par contre trouvé de nouveaux condensateurs très intéressants. Il s'agit du condensateur au polystyrène (performance diélectrique proche du polypropylène) dont les armatures sont constituées de feuilles de cuivre enroulées avec le film polystyrène. Les sorties sont soudées sur le cuivre et



l'ensemble est apparemment chauffé, ce qui a pour effet de faire fondre le polystyrène et de constituer une structure moulée monobloc très rigide. La gamme des valeurs s'étend du 10 pF à 10 nF dans des précisions de 2,5% ou 5%. Si malheureusement les valeurs disponibles sont trop faibles pour être utilisées en liaison par contre il y a un vaste champ d'application dans les corrections RIAA, les filtres actifs, découplage... La tension d'isolement est de 125 V. Subjectivement ces condensateurs procurent un son plein, avec beaucoup de corps, une excellente définition dans le médium-aigu qui reste très doux et jamais projeté. Bref un équilibre tonal tel que nous l'aimons et tel qu'il se rencontre dans la musique vivante. Leur coût enfin est très compétitif et se situe aux alentours de 10 F.

## Porte-cellule.

Nous recevons beaucoup de demandes relatives à ce type d'accessoires. S'il est vrai qu'il y a quelques années le choix en était presque délicat devant le très vaste échantillonnage proposé, il faut bien reconnaître que de bons porte-cellules de prix abordables ne sont pas légion en 86. Cet accessoire doit être choisi avec le plus grand soin en tenant compte de sa masse. En effet, il ne faut pas oublier que dans un couplage bras-cellule, la masse effective de l'ensemble doit être en relation avec la compliance de la cellule afin que la fréquence de résonance de l'ensemble se situe entre 8 et 12 Hz, de sorte à se placer entre les deux zones critiques que constituent d'une part la zone de fréquence des voiles de disques jusqu'à 6 Hz, et d'autre part les fréquences de modulations les plus basses gravées jusqu'à moins de 20 Hz. Personnellement, nous restons de fervents adeptes des ensembles de lecture lourds à fai-

ble compliance : association SME 3012 + Denon DL103 ou Ortofon SPU Gold. Si avec cette dernière, le problème du porte-cellule ne se pose pas, avec la DL103 par contre, il est hors de question de conserver le porte-cellule SME d'origine. Pour notre part, nous avons retenu deux modèles dans la gamme Audio Technica : LS10 et LS12. Le LS 10 est en magnésium, pèse 10 g, bonne rigidité et prix abordable. Le LS12, un peu plus onéreux, est en aluminium, pèse 12 g et offre le sérieux avantage d'un réglage bien conçu tant en horizontalité qu'en longueur pivot-pointe de sorte à parfaitement ajuster l'overhang.

Signalons également que le porte-cellule amorti AL1, remarquable produit d'origine japonaise, qui a fait l'objet de plusieurs commentaires dans ces colonnes, n'est malheureusement plus disponible.



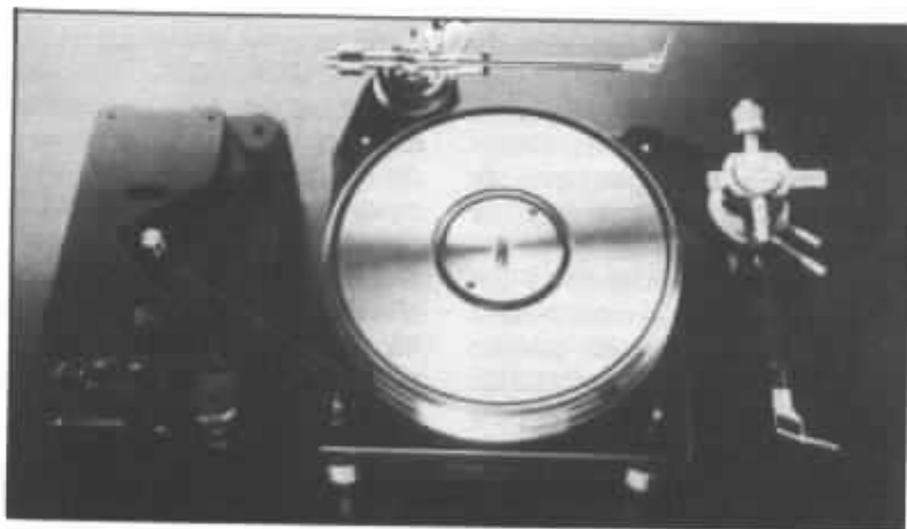
## Micro Seiki

Dans le domaine de la lecture analogique qui, répétons-le, consiste en un transfert d'énergie mécanique en énergie électrique, on n'a pas encore trouvé mieux qu'une masse importante pour s'affranchir de toutes les vibrations pernicieuses ayant de multiples causes et venant dégrader inexorablement le signal. Aussi n'est-il pas étonnant qu'une platine telle que la Verdier (bien évidemment, il y a les produits remarquables tels que la Reference Thorens, la Lurné Minimum ou encore la Vecteur et la Goldmund Reference, cependant on ne peut pas parler vraiment de produits commerciaux

compte tenu des budgets auxquels elles sont proposées lorsqu'on les trouve) creuse le trou lorsqu'elle est écoutée en comparaison avec des produits du commerce se situant dans des tranches de prix allant jusqu'à plus de 15 000 F. Bien malheureusement, la Verdier n'est pas un produit commercialisé et si elle l'était encore, son prix ne pourrait en aucun cas être concurrentiel et la placerait dans le peloton des platines de référence préalablement mentionnées.

Paradoxalement, depuis une bonne année maintenant, il y a un intérêt de plus en plus marqué pour des platines de très haute qualité. Serait-ce l'implantation du C.D. qui a placé la barre au plan qualitatif à un niveau très supérieur ? S'il est certain, comme le disait Francis Albu dans l'une de ses chroniques, que pour 4 000 F investis dans un lecteur numérique, il est hors de question en analogique de rivaliser pour un même budget. Le numérique l'emporte haut la main, cela ne fait aucun doute. Par contre, une très belle cellule associée à un bras et à une platine sans compromis et reliée à une correction RIAA sans faille est loin d'être ridicule... Cela explique la raison pour laquelle les amateurs intransigeants, possesseurs d'une collection analogique qui leur est chère, se penchent sur la question des platines de haut niveau.

Parallèlement à cette évolution des tendances, apparaissait sur le marché français, la nouvelle gamme de platines Micro Seiki dont la série 1500 qui a immédiatement attiré notre attention. Tout d'abord le concept évolutif de la série 1500 est très séduisant. Avec un investissement de départ raisonnable de moins de 10 000 F, on peut par le biais d'investissements très progressifs et successifs faire évoluer sa platine pour parvenir à une lecture analogique du plus haut niveau pour moins de



20 000 F. Ensuite qualitativement il s'agit d'une platine dont le concept s'apparente plus à une platine lourde qu'à une platine « standard » se situant dans la même tranche de budget.

Question écoute, nous étions impatients de constater si les résultats étaient à la hauteur des espérances. Nous avons procédé aux premiers essais approfondis en novembre dernier, comparativement à la Verdier. A maintes reprises, nous lui avons comparé des produits du commerce mais aucun jusqu'à ce jour ne tenaient la comparaison plus d'une demi-heure... Nous avons écouté pour tester la gamme 1500, le modèle VG avec plateau bronze et aspiration du disque. Le bras, SME long et la cellule Denon 103 étaient, bien évidemment identiques sur les deux platines. Ce fut une surprise, une très bonne surprise même. Pour la première fois, nous tenions une platine dont le coût se situe dans le domaine du raisonnable et qui, qualitativement, soit à la hauteur des platines de référence.

Rappelons brièvement les diverses évolutions qu'offre la gamme 1500. D'abord, la version Basic : platine et bloc-moteur sont solidaires, entraînement courroie, plateau aluminium. Ensuite, version Audio-ophile : le bloc-moteur est désolidarisé de la platine et repose sur

une embase lourde, entraînement par fil ou courroie longue. Cette version peut évoluer vers la version G par changement du plateau aluminium par plateau bronze de 9 kg et alourdissement du socle.

La version VG est identique à la G avec plateau aspirant du disque. Originalité à ce niveau puisque le vide est assuré en permanence durant la lecture du disque. Pas de risque de décollage du disque et surtout pas de risque de dégradation de la face non lue du disque car le vide appliqué en permanence est moins poussé que dans le cas des plateaux aspirants où la décompression doit être poussée pour maintenir le vide sur la durée de lecture d'une face.

Enfin, la version FVG, modèle le plus évolué de la gamme 1500, son plateau qui repose sur un coussin d'air de 0,03 mm dont l'énorme intérêt est bien évidemment de réduire encore les frottements au niveau de l'axe et les bruits qui en découlent. Naturellement, cette version ne peut pas être obtenu par évolution à partir de la version de base (les canalisations d'air sous le plateau impliquent un socle conçu en conséquence et donc spécifique).

Dernièrement, il nous a été annoncé la sortie de la DDX 1500 qui offre une originalité peu commune puisque trois types d'entraînements sont envi-

sageables : version de base à entraînement direct, entraînement par courroie ou entraînement pas fil. Dans ces deux derniers cas, il faut faire appel au bloc-moteur de la série 1500 et le moteur de la DDX 1500 est débrayé. Excellente nouvelle : son prix, moins de 8 500 F. En outre, nous avons appris que toute la gamme des pièces Micro Seiki sera disponible séparément. Cela ne manquera pas d'intéresser nos lecteurs qui, pour la plupart, sont très intéressés par l'aspect kit. Signalons qu'il y aura le bloc-moteur avec sa régulation et son réglage fin de vitesse, l'embase moteur, les plateaux aluminium et bronze, le bloc-platine, le palet-presseur, deux couvre-plateau en peau de deux diamètres différents suivant qu'on utilise ou pas un plateau aspirant, des pieds de suspension sans oublier toute la gamme des supports de bras.

## Fostex T 925

Nous vous avons parlé à maintes reprises du tweeter Fostex T 925 dans nos colonnes. Ce haut-parleur d'un excellent rapport performance/coût, comme tout produit qui devient un classique, a fait l'objet ces dernières années de quelques critiques. Ces critiques faisaient suite à l'apparition sur le marché de nouveaux produits dont les performances offraient sur certains points, il faut le reconnaître, des avantages par rapport au 925. A titre d'exemple le T825, frère du 925, a une personnalité différente et n'offre pas comme le 925 dans certaines configurations une couleur « métallique » avec tendance à la dureté. Or, dernièrement, nous avons fait divers essais de tweeters. Les extraordinaires qualités de notre solution médium TAD avec son pavillon en bois sablé ont mis en évidence nombre de carences de la quasi totalité des tweeters existants sur

le marché. Cela bien sûr dans l'optique de système sans compromis. Pendant plusieurs années, nous avons cherché désespérément une solution pour le médium, pensant que nous possédions les solutions pour le grave et pour l'aigu. Depuis nous l'avons trouvé et la barre se trouve maintenant à un tel niveau que l'aigu souffre de certains manques. Au cours de ces essais, nous avons été très surpris par les performances du T 925 couplé à un amplificateur Nemesis avec du câble Isoda. Il faut bien reconnaître que dans une telle association les défauts communément attribués à ce haut-parleur avaient disparu. Serait-ce un tweeter à très haut pouvoir de définition révélant les moindres défauts en amont, nous n'irons pas jusque là, toujours est-il qu'un T 925 avec Nemesis et de l'Isoda ça marche !

## The Pulse

Dans cette même rubrique, p. 84 du n° 36, nous annonçons la sortie du compact-disc de test « The Pulse ». Depuis, nous avons pris la décision de l'importer de façon que les amateurs français puissent profiter de cette étonnante source qui, en dehors des plages hyper-spectaculaires à forte dynamique, présente toute une série d'enregistrements de sons familiers extrêmement révélateurs quant aux qualités de reproduction d'un système.

Ce disque comporte 13 plages réparties de la façon suivante :

— **Plage 1 : boîte à musique Thorens.** Il s'agit d'un enregistrement d'une boîte à musique traditionnelle d'origine suisse. Sur cette plage, il convient d'être très attentif au réglage du volume d'écoute de sorte à obtenir un niveau sonore en étroite relation avec celui que délivre ces petits instruments. D'autres pla-

ges à niveau dynamique très important nécessiteront un niveau sonore approprié. Il s'agit d'un disque-test et chaque plage devra être écoutée à un niveau adapté au message. Ce test de la boîte à musique est extrêmement révélateur de la définition et de la qualité des attaques d'un système à faible niveau d'écoute. Prêtez également attention à la transcription des bruits d'entraînement mécanique ainsi qu'à l'ambiance générale, la taille virtuelle de la boîte à musique et à la réverbération de la pièce où l'instrument a été enregistré.

Pour un niveau d'écoute proche de celui émis par la boîte à musique, le son tend à devenir sourd, mal défini, s'entourant d'une réverbération trop prononcée. Sur les bons systèmes, l'acoustique du local dans lequel a été effectué l'enregistrement devient plus discrète et n'alourdit pas le message sonore, la boîte à musique faisant ressortir ses propres résonances de coffret en plus de ses sonorités aigues.

— **Plage 2 : ruisseau limpide.** Un apaisant ruisseau enregistré dans un village japonais reculé. Ecoutez la subtilité des sons et le naturel de la restitution. C'est un excellent test d'équilibre tonal général.

— **Plage 3 : chants de cicadas avec chute d'eau dans le lointain.** Un chœur de cicadas accompagné par une chute d'eau lointaine. Soyez sensible à l'atmosphère d'une soirée d'été dans la montagne.

— **Plage 4 : pluie, vent et chants d'oiseaux.** Des oiseaux chantent dans les bois sous la pluie. Des rafales de vent occasionnelles changent le tempo des gouttes de pluie sur les feuilles des arbres.

— **Plage 5 : vieille cloche japonaise dans les montagnes.** La cloche principale des temples bouddhistes est appelée « Boncho », l'attrait majeur en est une résonance apaisante et une

réverbération prolongée. La cloche enregistrée est celle d'un temple situé près de Tokyo dans un environnement montagneux. Réalisée en métal moulé, elle mesure 1,5 m de diamètre et pèse 1 500 kg. Son temps de réverbération dure 60 s. Sur un bon système, on doit pouvoir entendre les derniers résidus de réverbération du premier coup de cloche, ceci jusqu'au second coup. Dans les autres cas, un silence de quelques secondes indique une perte de pouvoir analytique du système. Les très basses fréquences perçues durant la réverbération de la cloche proviennent d'un tir de canon effectué par les forces de la Défense japonaise sur un champ d'entraînement proche. Ce test sur le son tenu de la réverbération peut également constituer un excellent moyen d'évaluation de la qualité des enregistreurs cassette...

— **Plage 6 : plage de l'Océan Pacifique.** Bruit de vagues sur une plage de l'Océan Pacifique. Prêtez plus particulièrement attention à l'ambiance dramatique créée par les rouleaux.

— **Plage 7 : Mer du Japon, bris de lames.** Déferlement de vagues sur un bris-lames. Un superbe exemple de la dynamique de la nature que tout auditeur a en mémoire.

Cette plage met en évidence les non-linéarités et les colorations du système sur pratiquement toute la bande audio. C'est un test aussi difficile que celui du bruit rose ou du bruit blanc, à la différence près qu'il s'agit d'un son naturel facile à interpréter.

— **Plage 8 : retour de chalutiers à l'aube.** Retour au port de bateaux de pêche très tôt le matin. Il est surprenant de constater le niveau important d'extrême-grave émis par les moteurs des bateaux.

Bien que le bruit produit par le moteur et par l'hélice brassant l'eau soit de fréquence très basse, un niveau trop élevé

d'extrême-grave met en évidence une résonance du local ou des enceintes. Sur la plupart de petites enceintes ces informations disparaissent presque complètement.

Veillez au niveau de reproduction pour les plages 9 à 13, à très forte dynamique, pour ne pas risquer de détériorer les éléments de votre système.

— **Plage 9 : tambour japonais de 3 m de diamètre.** Un tambour géant mesurant 3 m de diamètre et 8 m de long. Deux percussionnistes exécutent avec de très grosses baguettes un rythme japonais typique, suivi d'un concert de dix percussionnistes jouant de tambours de diverses tailles et incluant le tambour géant.

Même si une bonne petite enceintes supportant bien les passages très dynamique peut produire sur cette plage un effet spectaculaire, seul un grand système est en mesure de restituer cet enregistrement de façon vraiment réaliste.

— **Plage 10 : Le Mans 83.** Moment sonore des 24 h du Mans 83. Enregistrement en plusieurs points de la piste, d'abord sur la ligne de départ, ensuite dans la grande ligne droite où les voitures sont lancées à plus de 300 km/h et enfin dans les courbes en S.

C'est un test difficile pour la voie médium qui tend généralement vers une saturation rapide.

— **Plage 11 : feu d'artifice.** Cet enregistrement débute par une volée de feux d'artifice. A noter l'envergure de ce spectacle révélée par les échos basse-fréquence renvoyés par les montagnes environnantes. Une sirène lointaine avertit du tir d'un feu d'artifice de 105 cm de diamètre, challenger pour le livre Guinness des records. Imaginez la gigantesque fleur se dessinant dans le ciel.

— **Plage 12 : tir de canon.** C'est à cette plage que le disque doit son titre. Les tirs de canon d'artillerie de 105 mm suivis par

ceux de canons de 203 mm, de par leur front d'attaque extrêmement raide, constitue un test d'impulsion sans égal. On perçoit très nettement le sifflement de l'obus.



La restitution de ce passage est d'une difficulté que l'on pourrait qualifier « d'insurmontable ». Non seulement, il s'agit d'une impulsion de près de 90 dB, mais celle-ci n'est suivie d'aucune forme de traînage. Sur la presque totalité des systèmes, l'attaque est suivie de résonances de membrane et de coffret. C'est un test aussi difficile que celui de la pile 4,5 V mise en contact transitoire avec les bornes d'entrée de l'enceinte, traînage, résonance, lenteur du temps de montée du signal, non-linéarités et colorations diverses sont mises immédiatement en évidence. Seul les très bons casques (ils sont malheureusement rares) s'approchent de la vérité (sur ce test), l'extrême-grave étant par contre déficient (en parlant bien entendu de véritable extrême-grave). Un coup de fusil entendu de près et en plein air peut donner une idée de la rapidité de l'impulsion et de l'extrême matité du son. Dans le cas présent, il s'agit de canons...

— **Plage 14 : décollage et atterrissage de Phantom F4.** Cette dernière plage commence par le décollage de deux Phantom F4. Ensuite, un avion de voyageurs turbo-propulsé YS 11 atterrit alors que deux autres F 4 attendent sur la piste d'envol. Ils décollent ensuite alors que le

YS 11 s'approche face au micro et coupe ses moteurs. Le décollage des Phantom se fait l'un après l'autre. Le disque se termine par l'atterrissage d'un Lockheed Tristar.

C'est, comme pour la plage 10, un test très difficile pour la voie médium.

## Haut-parleur Triangle

Dans notre n° 18, nous avons publié une interview de Renaud de Vergnette. Il venait alors de faire le grand saut : il lançait sa marque d'enceintes acoustiques Triangle, reflet d'une passion qui l'animait depuis plus de 10 ans. Il est intéressant de noter que 6 ans après, les impératifs commerciaux n'ont en rien émousser l'enthousiasme de ce jeune constructeur. Récemment, la sortie de la Zénith, saluée par l'ensemble de la profession, a marqué une étape décisive dans l'évolution de Triangle. Deux des haut-parleurs utilisés dans cette enceinte ont été développés par la firme. C'est un attitude courageuse qui doit être applaudie. Mieux encore, ce développement a été entrepris pour satisfaire pleinement les choix auxquels Renaud de Vergnette est profondément attaché et dont il nous parlait déjà en 80 (n° 18 page 26) : le haut-parleur large bande, membrane légère, aimant sérieux et donc haut rendement. Certes, cette conception est pleine d'embûches lorsqu'elle est appliquée telle quelle. Toutefois, ce choix mis en application pour la voie médium offre beaucoup d'avantages. C'est d'ailleurs une solution que nous aimons beaucoup (le PM 6 Lowther est un large bande que nous utilisons dans la bande médium). Malheureusement, les haut-parleurs disponibles sur le marché susceptibles de satisfaire une telle application ne sont pas légion. Il y avait bien dans les années 60 des Cabasse, des Supravox et bien d'autres encore, conçus dans cet

esprit. Ils ne sont plus disponibles aujourd'hui et il faut noter également que le raccord entre cône et bicône était loin d'être idéal et de sérieux accidents se produisaient souvent dans la zone haut-médium.

Pour le développement de ces propres haut-parleurs, Triangle est parti des grandes lignes directrices qui définissaient les haut-parleurs de cette époque. Le premier qui sera disponible est un 17 cm. La membrane exponentielle papier est très légère. La suspension petits plis soigneusement traitée et le bicône de profil particulier et d'une longueur méticuleusement choisie, participent à une réponse très douce sans accidents marqués. Celle-ci s'étend de 80 Hz à 13 kHz, la résonance est à 70 Hz. La bobine en aluminium a un diamètre de 25 mm et une longueur de 12 mm, le support est en Nomex. Le saladier de conception solide est en fonte d'aluminium, le moule a été développée spécialement pour ce haut-parleur. Question aimant : le flux délivré est de 11 000 gauss, les plaques de champ ont une épaisseur de 1 cm, le montage des plaques de champ sur le saladier s'effectue par vissage très rigide — dans bien des cas, il s'agit d'un collage. Enfin, la tenue en puissance est d'une cinquantaine de watts pour un rendement de

95 dB. La référence est T17 FL. Ce haut-parleur sera disponible courant mars à un prix vraisemblablement inférieur à 1 000 F. Les premiers « coups d'oreille » ont révélé les grandes qualités de ce nouveau haut-parleur, que l'on retrouve d'ailleurs sur la Zénith, ce qui est logique. Une grande définition est alliée à une excellente homogénéité et une remarquable restitution des timbres. Nous attendons les premiers échantillons pour étudier une charge adaptée pour encore mieux analyser ce nouveau haut-parleur français.

## Amplificateur Quadrigé

Milles excuses auprès de nos lecteurs : Jean Hiraga n'a pas été en mesure de publier dans ce numéro la suite de l'article concernant l'amplificateur Quadrigé. Comme indiqué à la fin du dernier article concernant cet amplificateur, le Quadrigé a été équipé d'un nouveau transformateur de sortie qui s'est révélé beaucoup plus performant que le précédent. Pour une puissance de sortie de 50 W nous avons obtenu en l'absence de tout réseau de contre-réaction négative une bande passante com-

prise entre 20 Hz (-0,5 dB) et 30 kHz (-3 dB). En appliquant un taux de contre-réaction de 12 dB, nous avons obtenu une amélioration substantielle de la linéarité (15 Hz-20 kHz à -0,2 dB). Aux fréquences élevées, le circuit déphaseur (circuit différentiel d'entrée) s'est révélé mal adapté en particulier après l'application de la contre-réaction. C'est pourquoi la mise au point se poursuit avec un étage d'entrée différentiel à tubes... Que les lecteurs se rassurent, nous publierons tous les perfectionnements apportés au montage Quadrigé qui, répétons-le, sort résolument des sentiers battus. Celui-ci sera décrit en détail lorsque nous estimerons que les performances optimales ont été atteintes. Bien que les résultats soient déjà extrêmement prometteurs nous pensons être en mesure d'aller encore plus loin.

En outre, il faut préciser que la sortie du livre de Jean Hiraga « Initiation aux amplificateurs à tubes » a accaparé une large part de son temps. De plus, les préparatifs des Journées de la Haute-Fidélité de mars 85 où un nouveau système sera présenté a mobilisé toute l'équipe et n'a pas permis aux uns et aux autres, et principalement à Jean Hiraga, de se consacrer pleinement au Quadrigé.