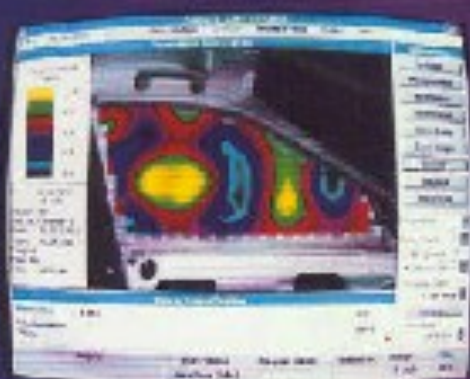


# L'AUDIOPHILE

N° 32 NOUVELLE SÉRIE 15<sup>e</sup> ANNÉE

HAUTE FIDÉLITÉ PLUS!



## NOUVELLES TECHNOLOGIES

La cartographie vibratoire par laser

### ● IDÉES NOUVELLES

LA MUSICALITÉ DES AMPLIFICATEURS :  
ESSAI D'UNE MESURE OBJECTIVE

### ● RÉALISATION PERSONNELLE

AMPLIFICATEUR  
À TUBES POUR CASQUE  
DYNAMIQUE

### ● ACOUSTIQUE

LE CONFORT D'ÉCOUTE  
ET L'ACOUSTIQUE

### CLASSIQUE

Les grands disques  
de ces deux  
derniers mois



### JAZZ

Quelques oiseaux pas sages

## NAGUERE

La table de lecture  
Thorens TD 124



M 2569 32 58,00 F-RD



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# LA MUSICALITE DES AMPLIFICATEURS: essai d'une mesure objective...

**L**

*Pierre Johannet et Philippe Guinic*

*Les différences évidentes de musicalité perçues à l'écoute entre amplificateurs soulèvent des questions encore non résolues : à part les défauts élémentaires (bande passante, instabilité, bruit de fond) qu'elles mettent en évidence, les mesures classiques ne montrent le plus souvent que des différences négligeables, non corrélées avec les impressions subjectives ressenties. Le cas le plus flagrant est celui des amplificateurs monotriodes (300 B, 2A3, 211, 845, etc.) dont les mesures sont souvent bien moins bonnes que celles des mini-chaînes qui encombrèrent avant Noël les rayons de supermarchés, mais dont l'écoute relève d'un autre univers... Si les phénomènes de mémoire (mémoire des isolants ou distorsion thermique) dégradent le plus la musicalité d'un amplificateur, alors ils doivent pouvoir être mis en évidence : c'est ce que nous vous proposons ici.*

Dans la revue anglaise *Hi-Fi Choice/EAR* (n°1, mai 1994), un rédacteur déclarait en substance et avec un humour tout britannique que "les mesures classiques des amplificateurs sont aussi significatives (pour l'évaluation de la musicalité) que leur hauteur, leur largeur ou leur poids."

Et c'est à peu près la situation où nous en sommes aujourd'hui : l'énoncé des résultats de mesure

d'un amplificateur ne donne aucun indice sur sa qualité musicale, si l'on excepte les cas pathologiques de défauts flagrants : écrêtage, oscillations, etc.

Sans être aussi catégorique, on doit reconnaître que l'évaluation du spectre de distorsion, comme l'a maintes fois souligné Jean Hiraga, donne une meilleure appréciation. On sait que l'harmonique 2 est peu gênant, que les harmoniques im-

pairs d'ordre supérieur (5, 7, 11...) le sont beaucoup plus. Mais cette conclusion n'intervient en fait qu'à niveau déjà élevé. Or, la musicalité (ou non-musicalité d'un amplificateur) est déjà évidente à très faible niveau, comme les extinctions de notes ou même les silences entre notes...

Nous allons voir dans la suite comment les éléments de connaissance dont nous disposons actuel-

lement nous ont conduits à une méthode d'évaluation de la musicalité des amplificateurs dont les résultats s'avèrent raisonnablement prometteurs.

## La musicalité des composants haute-fidélité : les éléments critiques

Dans la recherche constante de la qualité sonore des amplificateurs, et même plus généralement de l'ensemble des composants d'un système haute-fidélité, l'activité des constructeurs et des Audiophiles qui les motivent a conduit à mettre en évidence un certain nombre de points **critiques** quant à la musicalité : les vibrations, la distorsion thermique et la mémoire des isolants.

### Les vibrations

dont la chasse a commencé déjà à l'époque glorieuse des tourne-disques et autres platines, constituent un des éléments dont l'existence peut détruire complètement la cohérence d'un système. (Déjà dans ce cas, les mesures ne montrent souvent pas grand chose...) Ce sujet a déjà souvent été traité dans *L'Audiophile* [1], [2], [3], [5]. Bien que ce problème soit reconnu à défaut d'être évident, les solutions possibles relèvent souvent de l'empirisme (intelligent !) et l'expérience acquise par les Audiophiles dans ce domaine est irremplaçable.

En effet, le problème des vibrations doit souvent être traité cas par cas pour chaque installation alors que l'industriel ne peut résoudre - partiellement - le problème que pour le produit qu'il fournit. Les vibrations peuvent être d'origine interne ou externe.

• **Les vibrations d'origine interne** sont dues le plus souvent aux transformateurs d'alimentation qui les communiquent aux châssis, aux circuits imprimés, etc. Une solution immédiate consiste à séparer

les transformateurs du boîtier pour les mettre dans des coffrets isolés des vibrations (pointes, cônes, pieds sorbothane...), comme l'ont suggéré MM. Daigneau [4] et David [3]. Des vibrations peuvent également avoir pour origine les moteurs de lecteurs de CD : ici aussi, l'application judicieuse de produits absorbants comme le Blu Tack, ainsi que l'a fait Philippe David [2], peut s'avérer bénéfique.

Les condensateurs peuvent aussi présenter des vibrations : un calcul simple montre que les pressions exercées sur les armatures par les efforts électrostatiques peuvent être très importantes. Le choix des condensateurs ou l'enrobage dans un produit amortissant peut être la solution au problème.

Les enceintes sont évidemment le siège de vibrations considérables : on peut presque dire que c'est leur raison d'être... En fait, si ces vibrations sont généralement convenablement maîtrisées, leurs conséquences sur le câblage interne

et les filtres peuvent être cependant très sensibles [5].

En ce qui concerne les filtres, une solution évidente consiste à sortir le filtre de l'enceinte et à le mettre dans un boîtier séparé éloigné à quelques décimètres. Cette solution est souvent problématique car l'ouverture des enceintes est généralement peu évidente (haut-parleur de grave ? bornier d'entrée ? garantie ?)

L'apport en qualité est pourtant incontestable ; il suffit de relire les articles de Charles-Henry Delaleu [5] ou de Philippe David [3] pour s'en convaincre.

Il convient également de remplacer le câblage interne des enceintes par des câbles monobrins élémentaires isolés (PTT ou Flatline), les constructeurs d'enceintes paraissent avoir une faible pour du câble multibrins (en général de fort diamètre à brins très fins) qui a un comportement désastreux lorsqu'il est soumis à des vibrations d'origine sonore. De

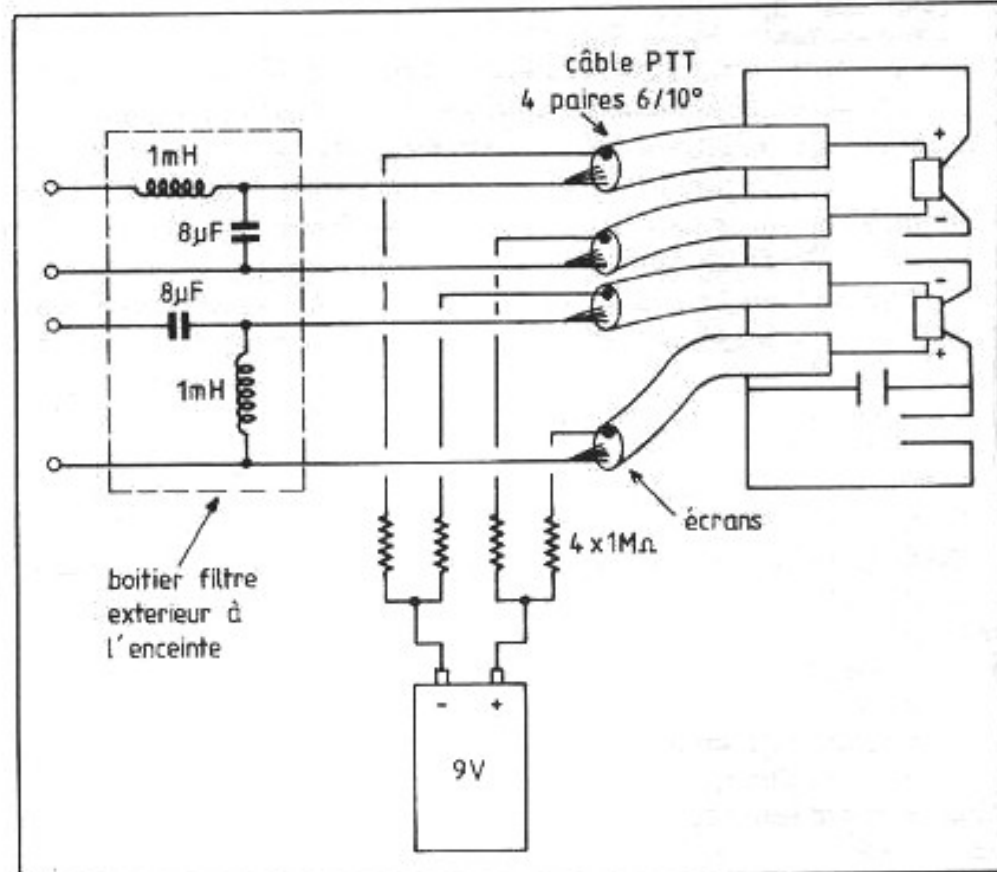


Fig. 1 : Recâblage de l'enceinte en câble PTT et polarisation des écrans (principe).



plus, sauf exceptions rarissimes, le filtre est toujours dans l'enceinte.

Le remplacement du câblage interne des enceintes sur notre installation a été immédiatement audible sans photo à l'arrivée... Il a essentiellement consisté à éloigner le filtre de l'enceinte et à remplacer les différents câbles multibrins (Isoda...) par du câble PTT à 4 paires. Pour plus de sûreté, on a établi une polarisation d'isolant en utilisant une pile 9 V par enceinte, les tensions étant imposées aux écrans par des résistances de 1 M $\Omega$  (fig. 1).

• **Les vibrations d'origine externe** sont particulièrement nuisibles lorsque les maillons de la chaîne sont sensibles aux bruits ambiants (générés ou non par la chaîne elle-même) et autres vibrations transmises. La solution la plus accessible à l'amateur consiste à disposer ses éléments sur pointes. Le problème des pointes et autres cônes est actuellement un des sujets favoris de la littérature en haute-fidélité. Comme l'étude [1] publiée par Thierry Prévost dans *L'Audiophile* n°30 le montre, chaque cas est un cas d'espèce et l'amateur doit procéder par essais successifs jusqu'à satisfaction raisonnable...

Une solution "globalement satisfaisante", en particulier pour les lecteurs de disques compacts, consiste à fixer trois ou quatre cônes (suivant le poids de l'appareil et la répartition de ses masses) sous l'appareil, cette fixation pouvant être assurée par collage, adhésif double face ou attraction magnétique. Il existe à cet effet des cônes à fixation magnétique très pratiques à l'Atelier Audio dont, par ailleurs, les prix restent modérés en regard des prix souvent déliants affichés ailleurs...

Si la surface réceptrice est dure (marbre, verre, carrelage...), il est indispensable d'intercaler un élément amortisseur sous les pointes. Bien des modèles à base de carbone sont disponibles. On peut égale-

ment utiliser des patins de type "Glisdome" disponibles un peu partout pour faire glisser les meubles, de prix encore accessible et suffisamment efficaces.

Le problème des enceintes acoustiques, vu sous l'angle "vibrations", semble actuellement bien connu des fabricants comme des revendeurs et des pieds ou supports bien conçus, avec amortissement interne et pointes réglables, sont facilement disponibles en fonction du type d'enceinte considéré. Le problème des vibrations dans les amplificateurs se traite de la même façon (pointes amorties). Toutefois, pour l'Audiophile qui construit ou améliore son matériel, il est possible d'envisager des solutions plus radicales consistant à éloigner les transformateurs d'alimentation et à les isoler de manière à ce qu'ils ne puissent plus transmettre de vibrations aux maillons sensibles du système. Ce type de solution est difficilement envisageable par l'industriel, car peu attractive pour l'acheteur potentiel, mais reste très applicable par l'amateur, à condition de ne pas contrarier les aspirations esthétiques du conjoint...

Il est à noter que les fabricants sont de plus en plus sensibles à ces problèmes et les structures anti-vibratoires, les astuces de montage permettant d'isoler le transformateur dans le châssis en le faisant reposer par exemple sur une pointe sont de plus en plus fréquentes pour le matériel haut de gamme. L'action de constructeurs comme YBA dans ce domaine est exemplaire, sans oublier les réalisations de Sicomin.

## La distorsion thermique

La distorsion thermique est un phénomène largement analysé par Héphaïstos dans les colonnes de cette revue [6]. Elle apparaît essentiellement dans les montages à semiconducteurs, dont il est bien connu que les propriétés changent

en fonction de la température : c'est même une de leurs caractéristiques fondamentales. Dans un amplificateur, un *forte* va solliciter les transistors de sortie, d'où échauffement supplémentaire des puces de silicium et variation du gain  $h$  du transistor : le *pianissimi* qui va suivre ne va pas être parfaitement traduit aux oreilles de l'auditeur.

Le processus est aggravé par la contre-réaction qui va chercher à corriger cette variation de gain, ce qui conduira à une modification des points de fonctionnement des étages d'entrée, d'où un phénomène de "jitter" auquel l'oreille est très sensible.

Au contraire, les tubes ont des caractéristiques pratiquement invariables en fonction de la température et ne présentent pas ce phénomène.

On doit ajouter ici que le tube ne résout qu'un problème : celui de la distorsion thermique et qu'il pose des problèmes que ne présente pas le transistor, comme l'effet microphonique ou une avidité pathologique à capter tous les rayonnements - à 50 Hz ou autres - qui passent à sa portée... L'expérience montre qu'il est parfaitement possible de faire des amplificateurs à tubes moins bons que leurs homologues à transistors bien conçus, ce qui n'empêche nullement de les vendre plus cher !

La lutte contre la distorsion thermique dans les amplificateurs peut être menée sur plusieurs fronts :

- On sait que la distorsion thermique se traduit par la modification de la composante continue en sortie, récupérée en entrée par la contre-réaction. Une première solution consiste à intercaler une capacité dans la C.R., de manière à éviter de réinjecter du continu en entrée. Cette solution "artisanale" a été appliquée sur le 50 W classe A Kanéda/PJo, sur l'Amplificateur à Symétrie Totale et sur le Super-Némésis avec des résultats tout à fait satisfaisants. L'introduction de

selfs ou transformateurs en sortie va également dans ce sens.

- Une méthode pour diminuer les effets de la distorsion thermique consiste à faire travailler les étages de sortie à puissance constante :

- En première approximation, on peut faire travailler les transistors de sortie sur une droite de charge tangente à l'hyperbole de dissipation, comme réalisé dans le Super Némésis.

- Une méthode plus élaborée préconisée par Héphaïstos consiste à utiliser en sortie un montage cascade à puissance constante.

- Les FET utilisées dans les étages d'entrée (Némésis - 50 W - Symétrique) doivent travailler à leur point de Neutralité Thermique correspondant par exemple à 1,7 mA pour le 2SK30AGR.

- Nous verrons par la suite comment réaliser un montage à transistors travaillant à puissance thermique constante, au moins en régime de petits signaux, si l'on accepte la contrainte d'une puissance de sortie réduite.

## La mémoire des isolants

### • Un peu d'histoire

De même que la culture est ce qui reste lorsque l'on a tout oublié, la mémoire des isolants est, dans les condensateurs, ce qui subsiste lorsqu'on a mis leurs armatures en court-circuit. L'expérience originale est due à Benjamin Franklin (fig. 2).

Il prenait un condensateur sous la forme d'une bouteille de Leyde à armatures mobiles constituée d'un vase en verre, d'une armature externe et d'une armature interne pouvant s'emboîter. On charge le condensateur isolé sur un bloc de paraffine, puis on enlève successivement en les mettant à la terre les deux armatures et l'isolant en verre. Le condensateur peut être considéré alors comme complètement déchargé. On reconstitue le condensateur et on constate que l'on peut en tirer une étincelle

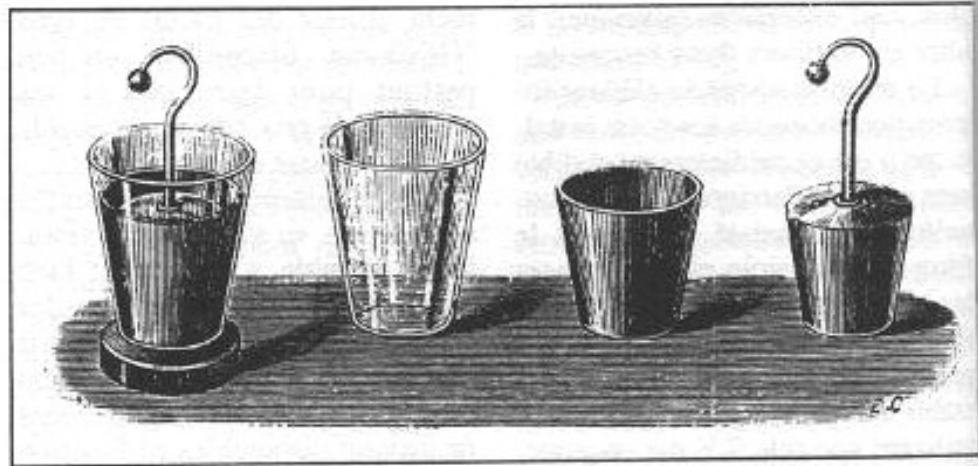


Fig. 2 : Expérience de Franklin sur une bouteille de Leyde démontable.

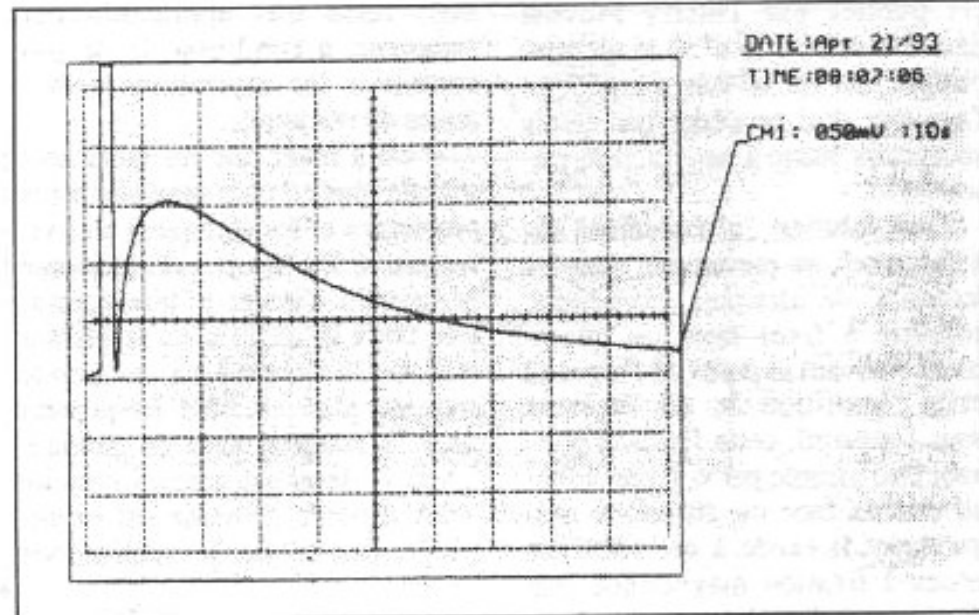
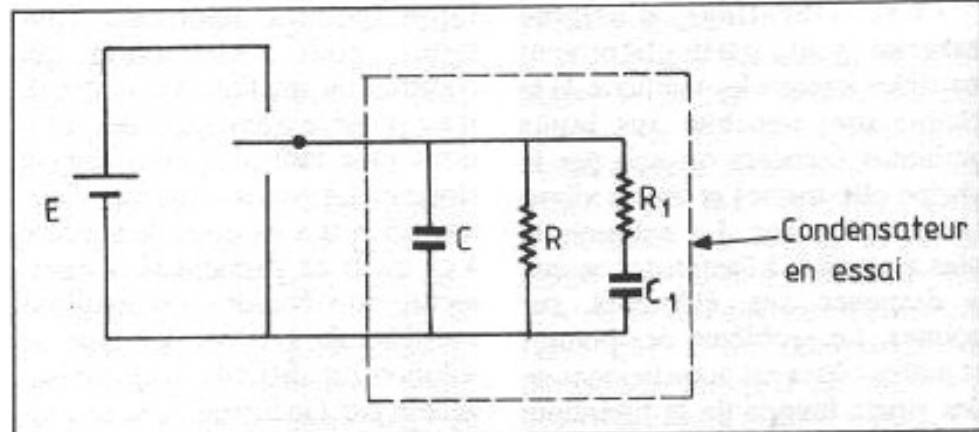


Fig. 3 : Mise en évidence des effets de mémoire sur les condensateurs. a) dispositif d'essai ; b) réponse d'un condensateur Wima MKC 4,7  $\mu$ F.

aussi forte que si l'on n'avait pas déchargé les armatures...

Nous avons repris cette expérience avec des condensateurs (un peu) plus modernes dans l'article [7] paru dans le n°25.

Le dispositif d'essai et un exemple de résultats sont donnés fig. 3.

Par ailleurs, dès la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, Jacques Curie montrait que les courants de charge ou de dé

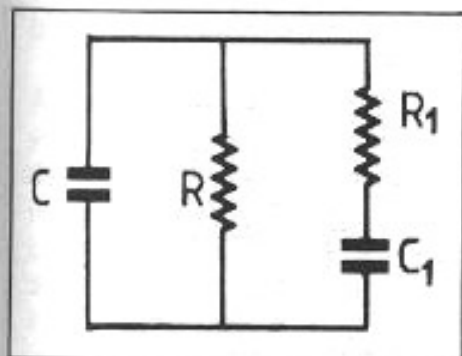


Fig. 4 : Première modélisation d'un condensateur avec effet de mémoire.

charge des condensateurs obéissaient à des lois telles que  $i = At^{-m}$ ,  $m$  étant un exposant compris entre 0,5 et 2 suivant le matériau étudié et les conditions expérimentales, en particulier la température ambiante.

Les conséquences d'une telle loi sont très importantes : elles impliquent pour le schéma équivalent une structure en échelle ou structure fractale telle qu'indiquée fig. 5.

Les différentes valeurs de capacités  $C_1, C_2, \dots, C_n$  sont en progression géométrique de raison  $b$  :  $C, bC, b^2, \dots, b^n C$ .

De même, les résistances  $R_1, R_2, \dots, R_n$  sont en progression géométrique de raison  $a$  :  $R, aR, a^2R, \dots, a^n R$ .

Pour fixer les idées, il est bon de prendre un exemple numérique.

Supposons le condensateur "complet" totalement chargé sous une tension  $E$ .

On met à  $t=0$  ses armatures en court-circuit à travers un ampèremètre. Si on néglige l'impulsion de courant due à la décharge de  $C_0$ , théoriquement d'amplitude infinie et de durée nulle (impulsion de Dirac), le courant dû à la décharge des capacités de mémoire s'écrit :

$$I = \sum_{n=0}^n \frac{E}{Ra^n} e^{-\frac{t}{(ab^n)RC}}$$

Les valeurs de courant obtenues en fonction du temps sont données fig. 6.

Les résultats obtenus sont très significatifs :

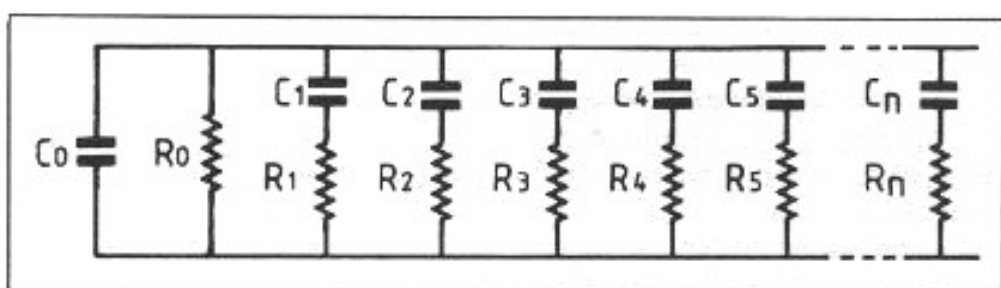


Fig. 5 : Condensateur : représentation des effets de mémoire par une structure fractale. On retrouve la première constante de temps  $RC_1$  de la fig. 3.

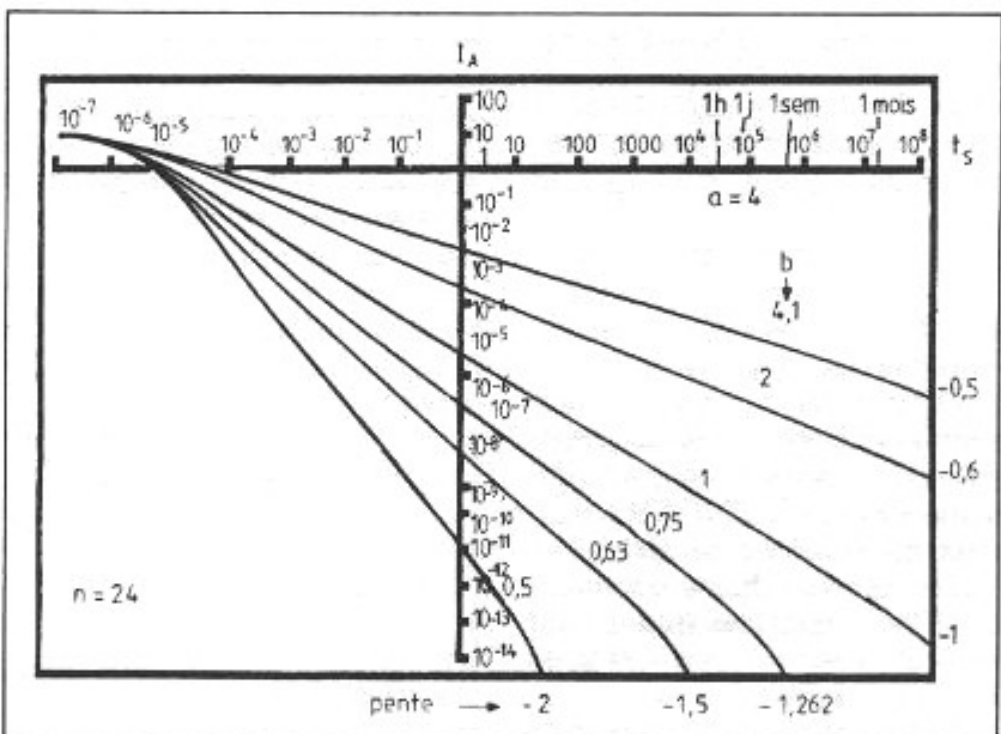


Fig. 6 : Courant de décharge pour le modèle fractal de condensateur donné fig. 5.  $E = 10 \text{ V}$ ,  $R = 1 \Omega$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$ .

- la linéarité des courbes est respectée jusqu'au pA ( $10^{-12} \text{ A}$ ) en adoptant 18 à 20 cellules.

- En adoptant pour  $a$  une valeur "raisonnable" de 4, les valeurs de  $b$  comprises entre 0,5 et 4,1 conduisent exactement aux valeurs de  $m$  comprises entre 0,5 et 2 données par l'expérience.

- Avec 16 cellules, pour  $a=4$  et  $b=1$ , la courbe donnant  $I(t)$  est logarithmiquement linéaire jusqu'à des durées voisines de l'heure.

- En fait, pour les cas pratiques d'utilisation des condensateurs, les effets de mémoire observés s'étalent sur des durées comprises entre  $10^{-6} \text{ s}$  et  $10^5 \text{ s}$  : on est en plein dans la gamme des fréquences intéressant l'Audiophile, de la centaine

de kHz à la durée d'une symphonie...

Ces durées correspondent pour leurs valeurs maximales :

- aux temps de "polarisation" des câbles ;
- aux temps de "rodage" des amplificateurs.

Bien sûr, ceci peut paraître exagéré compte tenu de la petitesse des effets observables ; il faut cependant prendre en compte l'extrême sensibilité de l'oreille qui a horreur des effets de mémoire ou d'écho sous toutes leurs formes (traînage, jitter, pleurage, etc.).

#### • L'aventure du câble

Ou des câbles devrait-on dire puisqu'il s'agit des câbles haut-parleur d'une part et des câbles de liai-

son d'autre part, déjà décrits dans cette revue.

La forme définitive du câble HP est rappelée fig. 7. Le minimum de capacité entre conducteurs a été recherché.

Ce câble a été mis en œuvre sur de nombreuses installations, avec satisfaction complète des utilisateurs, même sans tenir compte du prix très modéré du câble PTT (< 8 F/m).

Contre toute attente, la polarisation par pile est très sensible : le câble s'améliore progressivement après installation de la pile, l'optimum étant atteint après 24 à 36 heures.

La forme définitive du câble de liaison est indiquée fig. 8 : elle a pour base du câble Flatline initialement destiné aux haut-parleurs.

Les piles utilisées pour la polarisation de l'isolant sont des petites piles 12 V utilisées pour les télécommandes, réf. V23GA. Le blindage optionnel est constitué d'un ressort en acier étamé ou zingué Ø 12 mm que l'on trouve sans difficultés dans le commerce en longueurs de 50 cm.

**Remarque :** La protection apportée par ce blindage contre les perturbations électromagnétiques de toutes origines n'est pas totale :

- Il ne faut pas torsader le câble Flatline à l'intérieur du ressort, sous peine d'augmentation de la capacité interne du câble et de dégradation sensible de la musicalité. Cette contrainte se traduit par une plus grande sensibilité aux parasites.

- La seule géométrie efficace en toute rigueur contre les rayonnements est la structure coaxiale ; mais celle-ci se paie par une plus grande capacité associée à des difficultés quasi-insurmontables pour polariser l'isolant entre l'âme et l'écran : un essai de câble coaxial Teflon à faible capacité mais non polarisé s'est montré inférieur au Flatline polarisé.

- Le raccordement du ressort se fait normalement à la masse côté

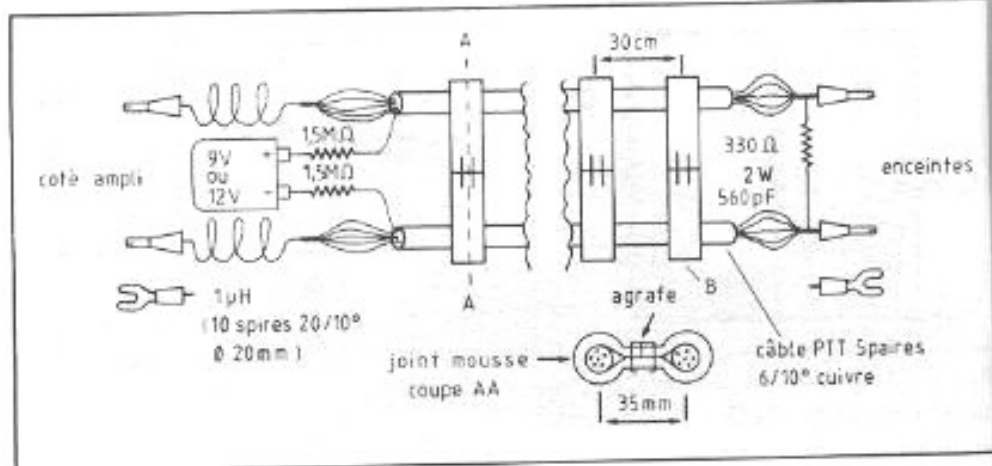


Fig. 7 : Câble PTT avec polarisation d'isolant. Les deux écrans des câbles sont reliés à une pile 9 V par deux résistances de 1,5 MΩ (entre 1 et 2,2 MΩ). La pile peut être raccordée côté ampli ou côté enceinte indifféremment. On peut utiliser un nombre de paires supérieur à 5, mais il ne faut pas descendre au-dessous de 4 paires.

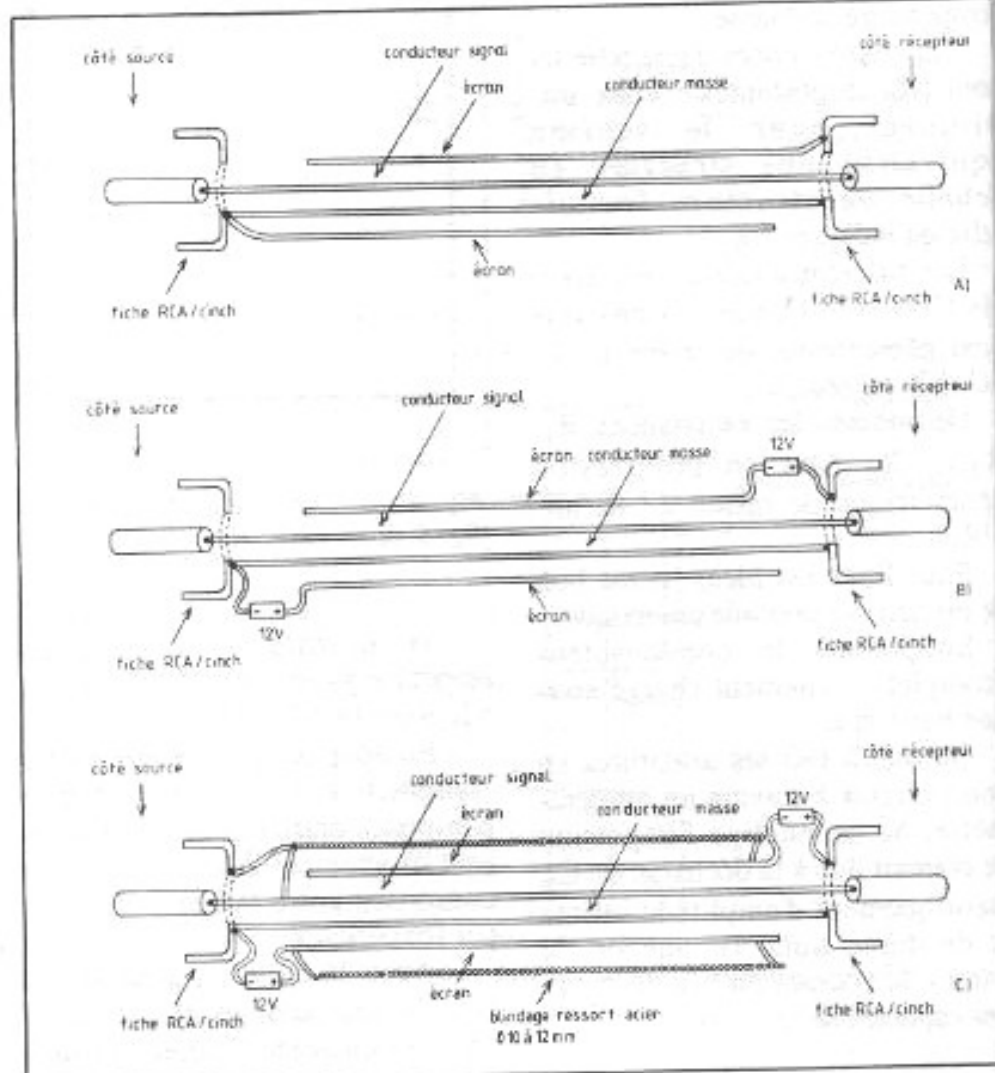


Fig. 8 : Câbles de liaison à base de câble Flatline. a) modèle de base sans polarisation d'isolant ; b) modèle avec polarisation d'isolant ; c) modèle complet avec polarisation d'isolant et blindage électromagnétique par ressort acier.

source, mais le comportement des perturbations est si imprévu que l'amateur pourra essayer le raccor-

dement côté récepteur ou même de deux côtés à la fois : les voies de l'électromagnétisme sont impéné-

tables mais encombrées...

Les retours d'expérience des Audiophiles ayant réalisé ces différents câbles sont très positives ; dans certains cas, des chaînes au rendu "moyen" se sont trouvées totalement transfigurées, au grand soulagement de leurs propriétaires, leur évitant d'entrer dans le cycle infernal changement d'enceintes, changement d'ampli, changement de lecteur, essai d'innombrables câbles, etc.

Une conclusion qui ressort à l'évidence de ces résultats est l'influence considérable des isolants - ou diélectriques pour parler plus scientifiquement - dans la musicalité d'un système. En particulier, de nombreux amateurs ont signalé l'intérêt de ces câbles même sur de très courtes longueurs, à leur grande surprise. On peut naturellement penser que de faibles longueurs de câbles, présentant une capacité de quelques dizaines de pF, devraient être sans influence sur la musicalité ; or, une simple écoute prouve rapidement le contraire.

#### • L'expérience des amplificateurs

Bien que beaucoup d'éléments interviennent dans la conception et la musicalité d'un amplificateur (ou préamplificateur), l'influence des condensateurs, de leur choix ou de leur mise en œuvre est fondamentale, sans oublier les capacités parasites localisées dans les composants ou sur les circuits imprimés.

- L'expérience du préampli SRPP à tubes qui a fait l'objet de nombreux articles dans les premiers numéros de cette revue, montrait l'intérêt d'un choix judicieux d'assemblage de plusieurs condensateurs en parallèle à la place d'un condensateur unique.

- Le remplacement des électrochimiques par du polypropylène dans les amplificateurs mono-triodes 300 B ou 2A3 transfigurait leur écoute.

- L'utilisation d'un condensateur série en contre-réaction dans le Némésis Compensé, dans le 50 W

classe A Kanéda/PJo et dans l'amplificateur à symétrie totale montrait que l'on pouvait compenser dans une certaine mesure les effets pernicieux dus aux effets de mémoire des capacités.

- Le recâblage d'un 50 W classe A en utilisant uniquement du câble Flatline à isolant Teflon en a transfiguré le rendu sonore.

- D'autre part, une grande partie de la "supériorité" des amplis à tubes sur leurs homologues à transistors pouvait s'expliquer par une meilleure utilisation des condensateurs dans le premier cas :

- valeurs généralement plus faibles,

- condensateurs fortement polarisés,

- capacités interélectrodes des tubes beaucoup plus faibles que les capacités des transistors, couramment d'un facteur 100...

- câblage ayant moins recours aux circuits imprimés.

Dans notre précédent article [8], nous signalions l'intérêt qu'il y aurait à réaliser un ampli sans circuit imprimé : le 8 W de Jean Hiraga semblait un candidat intéressant. Comme les bonnes idées sont rarement isolées, un lecteur nous a confirmé que l'essai avait été effectivement tenté avec des résultats hautement positifs : qu'il en soit remercié ici.

#### Conclusion sur la mémoire diélectrique

Les problèmes liés aux isolants

et autres diélectriques et en particulier les phénomènes de mémoire apparaissent comme fondamentaux dans la musicalité d'un système par ailleurs exempt de défauts évidents (bruit de fond, ronflement, vibrations, etc.). L'expérience que nous proposons dans la suite devrait nous permettre de tester la validité de cette hypothèse au niveau des amplificateurs.

## Distorsion "de mémoire" des amplificateurs : essai d'une méthode d'évaluation.

### Principe

Dans un amplificateur en régime musical, la charge des condensateurs fluctue au rythme du signal. Les observations faites précédemment nous conduisent à penser que la charge accumulée à certains moments du signal ne s'écoulera pas en suivant rigoureusement le courant appelé, mais qu'il subsistera un "traînage" perceptible en particulier en période de signaux faibles : extinction de notes, silences... Nous détecterons en même temps la distorsion thermique qui agit de manière similaire, de même que d'éventuelles vibrations.

### Schéma d'essai

Ce schéma est indiqué fig. 9. Les sources utilisées peuvent être

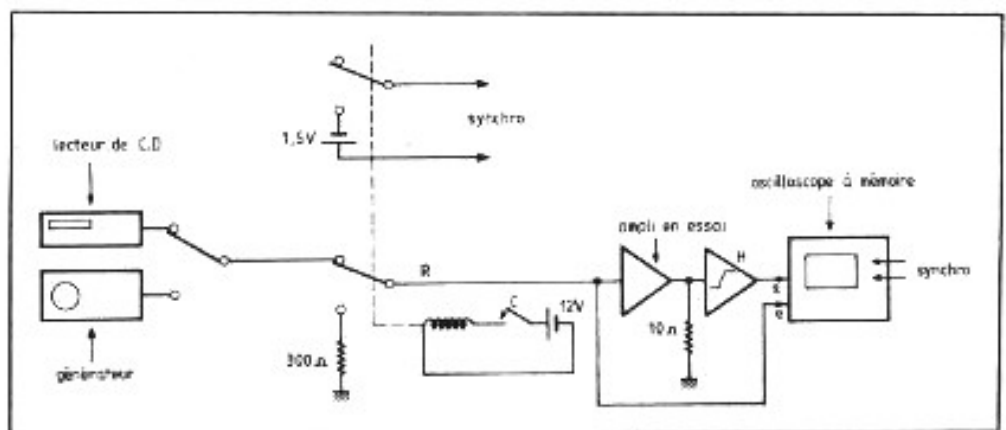


Fig. 9a : Distorsion de mémoire : schéma d'essai. R = double inverseur mercure ; H = amplificateur "de zéro" d'Héphaïstos n'amplifiant les signaux qu'au voisinage de zéro.

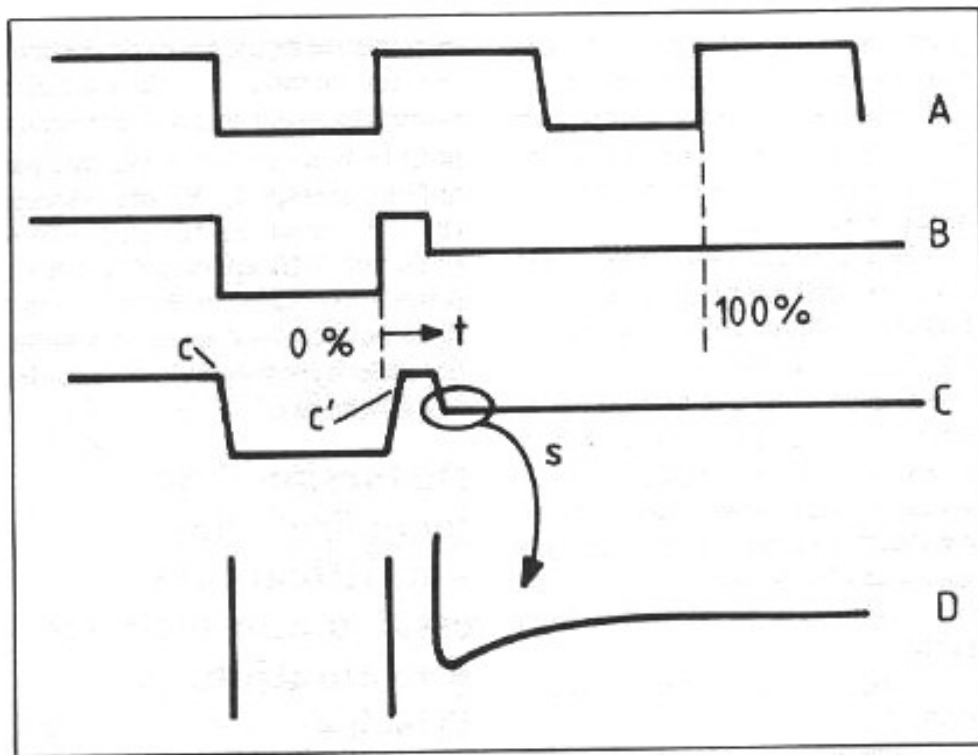


Fig. 9b : Oscillogrammes correspondant à la mesure. A. signal du générateur ; B. signal à l'entrée de l'amplificateur. Le court-circuit en entrée est fait au temps  $t$  qui peut s'exprimer en % de la période complète du signal rectangulaire ; c. réponse de l'amplificateur. La zone intéressante de la méthode est entourée ; D. signal à observer d'amplitude voisine de quelques mV. On notera, et l'expérience le montre, que le signal observé en  $s$  est fondamentalement différent des signaux de crête relevés en C et C'. Le signal en  $s$  dépend de la position du court-circuit d'entrée dans la période, alors que C et C' sont toujours semblables.

un lecteur de CD ou un générateur pouvant produire des signaux rectangulaires à basse fréquence.

L'entrée de l'amplificateur, normalement raccordée à la source, peut être brusquement connectée à la masse par le double inverseur à mercure R dont la bobine est commandée par le contact C.

Un signal de synchronisation de 1,5 V est alors émis en direction de l'oscilloscope à mémoire qui enregistre le signal de sortie de l'amplificateur connecté sur sa résistance de charge. Les oscillogrammes théoriques à observer sont donnés fig. 9b.

### Premiers essais

• Il était tentant d'utiliser comme charge une enceinte réelle à la place de la résistance de charge, mais cette solution n'a pas été retenue car l'inertie des membranes entraîne une réinjection du signal

par l'enceinte en sortie d'ampli et conduit à des résultats difficilement interprétables. On retrouve en fait tout simplement les signaux représentés en "Waterfall" dans les mesures d'enceintes.

Nous sommes donc revenus à une résistance de 10  $\Omega$  constituée de 4 résistances à couche de 5 W 10  $\Omega$  en série-parallèle raccordée en sortie d'ampli.

• Les premiers résultats ont été obtenus sur signal musical, en l'occurrence avec le disque d'André Isoir "Toccatas et Fugues" de Bach réf. Calliope 9718.

Nous nous sommes rapidement rendus compte que les mêmes résultats pouvaient être obtenus à partir de signaux rectangulaires de fréquence voisine de 50 Hz, ce qui simplifie notablement le processus de mesure. Par contre, nous avons été immédiatement confrontés au "bruit" des relais à mercure.

• Le "bruit" des relais à mercure est un phénomène parasite imprévu a priori : lorsqu'on ferme un relais à mercure, celui-ci se comporte comme un générateur de tension alternative, chaque signal étant parfaitement reproductible. Sa forme est caractéristique d'un relais donné dont elle constitue en quelque sorte la signature (fig. 10).

Ce signal est bien propre à chaque relais et indépendant du circuit externe ; on peut diminuer légèrement son amplitude en réduisant la tension de commande du relais.

Ce phénomène, apparemment inconnu des spécialistes des relais, n'a pas encore reçu d'explication satisfaisante. Une hypothèse possible est qu'une tension résiduelle de contact (quelques  $\mu\text{V}$  apparaissant au contact de deux métaux) se trouve modulée par les vibrations d'origine mécanique apparaissant à la fermeture et se propageant dans le mercure.

Ce signal est évidemment fort gênant dans la mesure où il masque la tension supposée nulle en sortie d'amplificateur. Tous les relais à mercure que nous avons pu essayer présentent ce défaut. Or, les relais à mercure sont indispensables dans ce cas car ils sont exempts de rebondissements. L'essai d'un relais ordinaire a mis immédiatement en évidence de multiples rebondissements à chaque fermeture, rendant chaque fermeture, rendant toute mesure impossible. Une solution provisoire a consisté à :

- mettre le relais dans une position par rapport à la verticale minimisant le signal parasite ;
- adopter une tension d'alimentation minimale permettant le fonctionnement (4,5 V au lieu de 12 V) ;
- filtrer par un réseau RC le signal de sortie (fréquence de coupure 10 à 20 kHz).

Une solution définitive passera probablement par un interrupteur analogique.

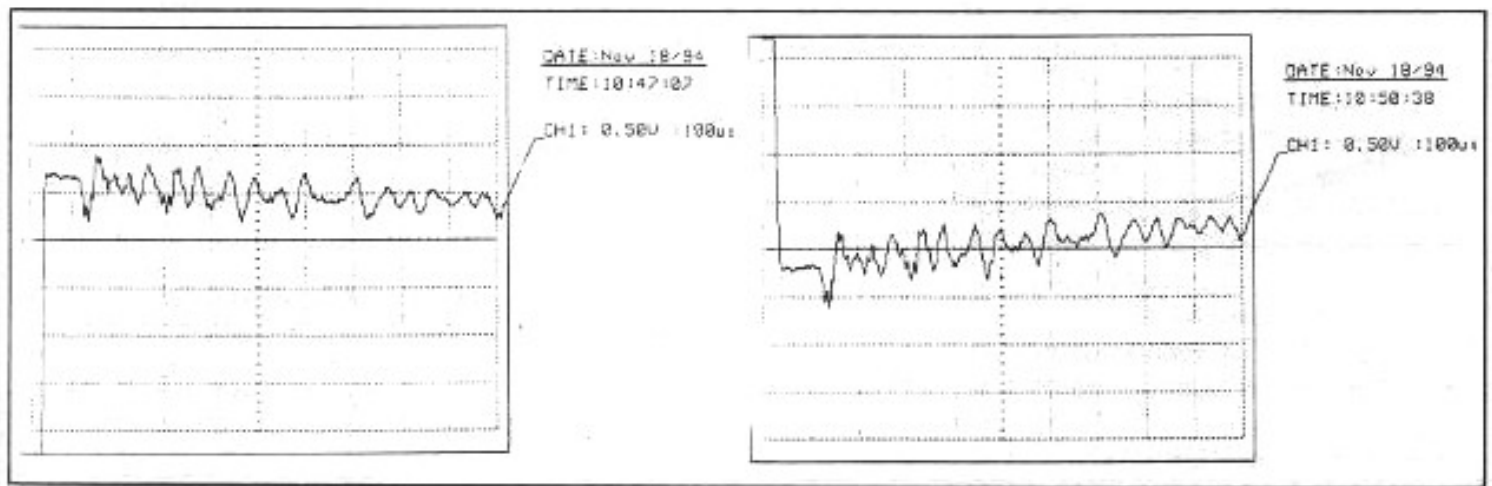


Fig. 10 : Exemples de "signatures" de relais à mercure. On notera que le signal est très reproductible d'un essai à l'autre. La tension atteint quelques mV, à des fréquences voisines de 10 kHz.

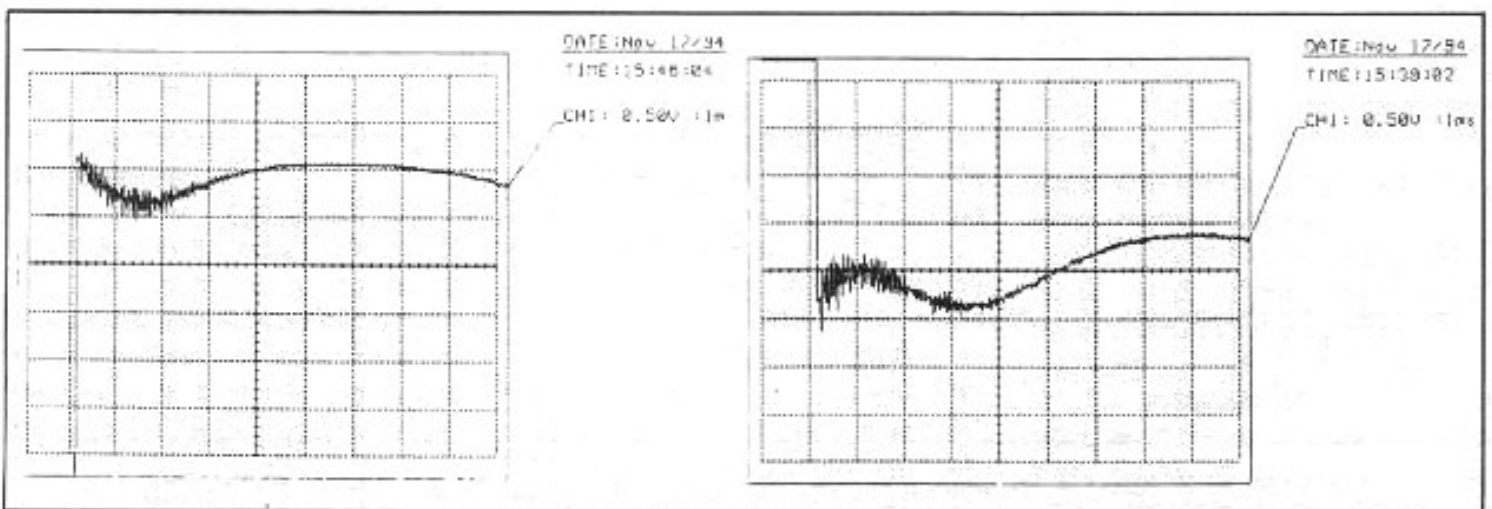


Fig. 11a et b : Résultats obtenus sur un 10 W classe A prototype. Les ondulations après 2 à 3 ms sont dues à un ronflement.

## Résultats

Les essais ont été effectués sur les amplificateurs suivants :

- un amplificateur 2 x 10 W cl. A dû à M. Linsley Hood et décrit dans les n°s 198 et 205 de *La Revue du Son* (oct. 69/mai 70) ;
- deux amplificateurs de 2 x 50 W classe A Kanéda/PJo, un prototype et une pré-série ;
- un amplificateur Denon POA 2800 2 x 250 W (critique parue dans la *N.R.D.S.* n°438 de septembre 1992) ;
- un amplificateur prototype de 2 x 36 W à transistors ;
- un amplificateur 3 W à tubes Ferisol, à pentodes push-pull classe A ;
- un amplificateur prototype

monotube-triode 1 W classe A que nous étudierons par la suite.

La mesure est rendue difficile par un certain nombre de phénomènes parasites qui ont tendance à masquer les phénomènes importants :

- le "bruit" parasite des relais à mercure déjà cité, inévitable pour le moment et difficile à filtrer ;
- les risques de saturation des étages d'entrée de l'oscillo., évités par le dispositif d'Héphaïstos ;
- l'offset de sortie de l'amplificateur : lors du court-circuit en entrée, l'amplificateur présente une tension continue qui se stabilise lentement au voisinage de zéro ;
- les ronflettes et autres parasites à 50 Hz, qui peuvent apparaître sur

d'excellents amplis - à tubes en particulier...

- le courant résiduel des transformateurs de sortie des amplis à tubes, d'origine magnétique.

Un échantillon de ces difficultés est donné fig. 11a qui montre bien le phénomène superposé à un ronflement à 50 Hz sur le 10 W classe A. Malgré le bruit propre du relais à mercure, on constate "qu'il se passe des choses" après le retour à zéro attendu du signal de sortie.

La fig. 11b montre un autre résultat sur ce même amplificateur. Cet amplificateur, malgré son fonctionnement en classe A et un circuit assez simple, ne donnait pas de bons résultats à l'écoute. Il faut dire qu'il s'agissait d'une maquette

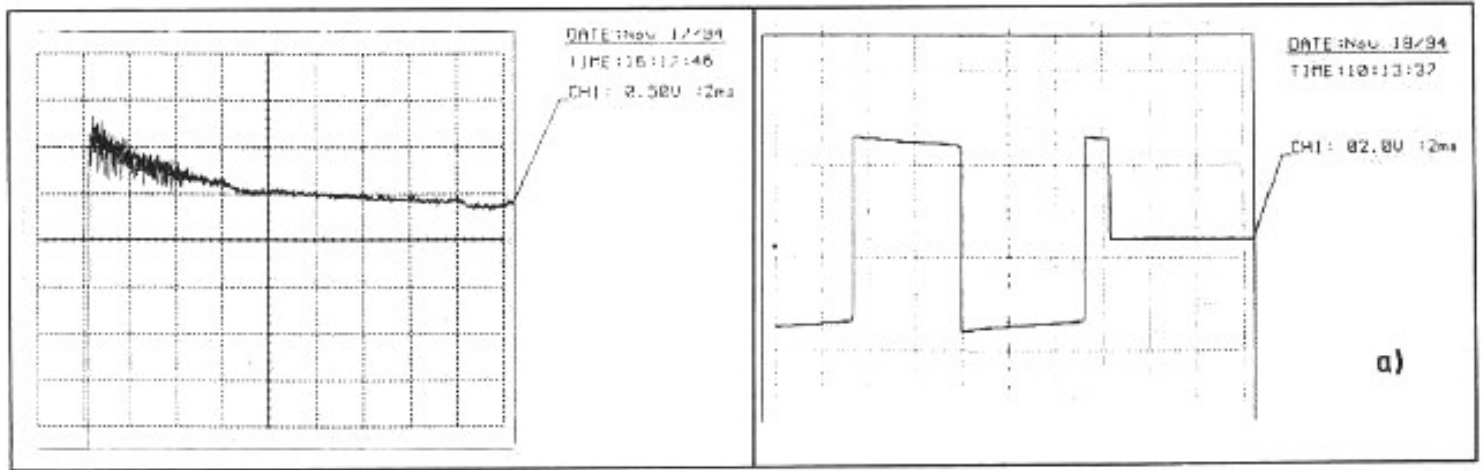


Fig. 12 : Résultat obtenu sur ampli Denon POA 2800.

Fig. 13 :

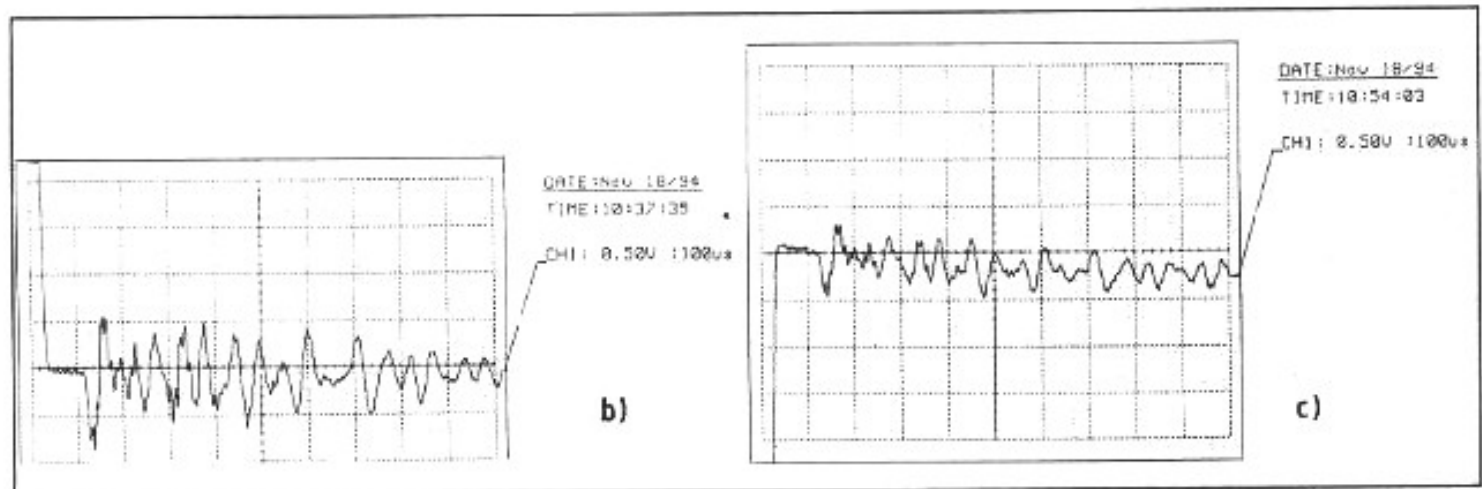


Fig. 13 : Prototype 50 W classe A. a) signal d'entrée ; b) sortie après signal positif ; c) sortie après signal négatif.

ancienne, avec condensateurs de 15 ans d'âge (les condensateurs vieillissent moins bien que le bordeaux) et alimentation anémique...

Les résultats obtenus sur le Denon sont donnés fig. 12. La ronflette est très atténuée, ce qui est un minimum pour un amplificateur de ce niveau, mais on constate que le retour à zéro n'est pas impeccable : cet amplificateur, excellent en régime de haute puissance, est inférieur à un "bon" 50 W classe A Kanéda/PJo sur le plan de la musicalité à des niveaux modérés.

Les résultats obtenus avec le prototype 50 W classe A sont donnés fig. 13a à c.

La fig. 13a représente le signal d'entrée brusquement court-circuité par le relais à mercure. Les fig. 13b et c donnent la réponse de

l'ampli après un échelon d'abord positif, puis négatif.

On remarque que, si on fait abstraction du bruit propre des relais à mercure, la réponse du prototype est globalement très satisfaisante.

La fig. 14 montre cependant sur ce même ampli un léger dépassement dans les premières 100  $\mu$ s après le court-circuit. A souligner que ces dépassements ne correspondent absolument pas à des réponses classiques de montages sur signaux carrés qui se rapprochent de sinusoïdes amorties exponentiellement ou simplement d'exponentielles : le temps de montée de cet amplificateur en signaux carrés ne dépasse pas quelques  $\mu$ s.

La même mesure appliquée à un 50 W "de pré-série" a fourni les oscillogrammes de la fig. 15. Sans s'étendre sur les résultats obtenus,

on constate que les réponses sont sensiblement plus tourmentées et varient beaucoup en fonction de la position du court-circuit à l'intérieur de la période du signal rectangulaire.

La méthode met également en évidence des phénomènes d'induction de l'alimentation et de son transformateur sur le câblage, mais une méthode classique les aurait également mis en évidence.

Une conclusion à retenir des séries de mesures sur les 50 W "prototype" et "pré-série" est que les résultats obtenus correspondent aux résultats subjectifs ressentis par les auditeurs :

- Le 50 W "prototype" présente un aspect assez "bricolé", mais ses raccordements internes sont faits en fils très courts et très espacés les uns des autres. C'est celui qui



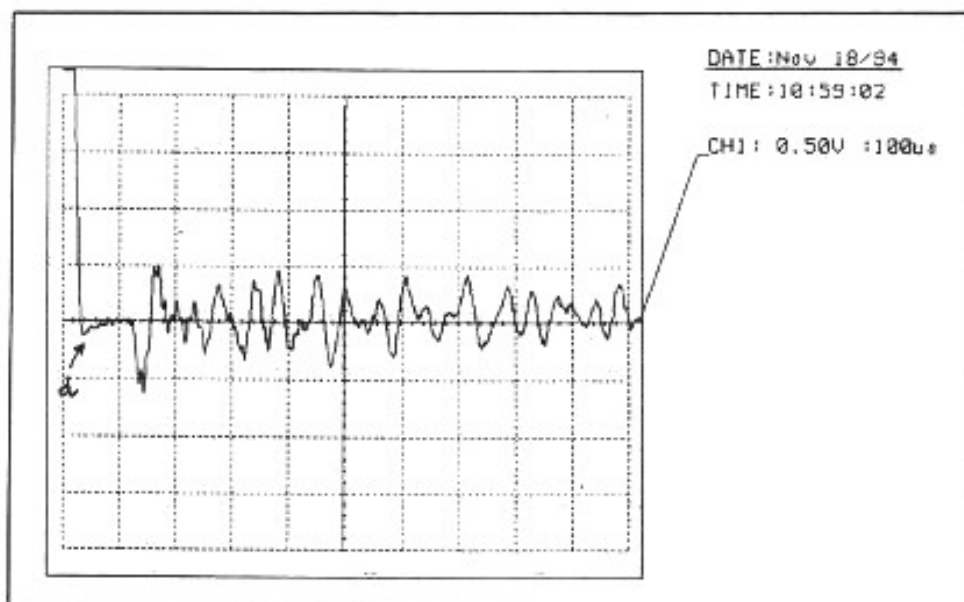


Fig. 14 : Prototype 50 W classe A. Dépassement en d.

donne, et de loin, les meilleurs résultats d'écoute.

• Le 50 W "pré-série" est en apparence beaucoup plus soigné, avec un beau coffret et de superbes radiateurs, mais présente un câblage plus long et plus capacitif, avec des problèmes d'induction entre conducteurs parallèles isolés au PVC. Ses résultats d'écoute sont très moyens, avec une impression de distorsion permanente et un son qui a du mal à s'échapper des enceintes...

Les résultats fournis par cette méthode sur deux appareils en principe identiques suivant des mesures classiques (bande passante, distorsion) sont donc en très bon accord avec les impressions subjectives ressenties.

• Par contre, avec les moyens dont nous disposons pour cette méthode, nous n'avons pas pu mettre en évidence l'influence des condensateurs introduits en série dans la contre-réaction : l'oreille reste encore le moyen d'appréciation le plus sensible...

Un certain nombre d'essais complémentaires ont été effectués sur un amplificateur prototype à transistors d'une trentaine de watts qui nous a été confié, présentant

une musicalité "globalement" satisfaisante, mais associée à des problèmes subjectifs sur certains passages musicaux.

En effet, la fig. 16a montre une réponse très satisfaisante, mais avec un dépassement anormal, la fig. 16b mettant en évidence un dépassement encore plus important associé à un comportement erratique : l'ampli a du mal à retrouver son équilibre.

La méthode a également été appliquée à un ampli à tubes de 3 W push-pull à pentodes de faible puissance : il s'agit d'un ampli d'instrumentation Ferisol (pour les anciens de l'électronique...), donc pas spécialement audiophile et ayant un comportement moyen à l'écoute ; il est vrai que ses condensateurs ont plus de 20 ans d'âge et qu'il n'a pas été révisé.

On observe (fig. 17) un comportement à la mesure proposée assez moyen, avec un pic à l'origine et des arrondis d'allure assez indéterminée...

Cet essai n'avait d'autre but que de montrer que la méthode était bien indépendante de la technologie de l'amplificateur essayé : on peut bien sûr trouver des amplificateurs à tubes moins bons que leurs concurrents à transistors...

## Développements futurs. Un "musicalimètre" ?

La méthode proposée peut faire l'objet d'améliorations intéressantes :

- remplacement du relais à mercure "bruyant" par un commutateur électronique ;

- déclenchement déterminé à un instant donné à l'intérieur de la période du signal rectangulaire à 50 Hz ;

- présentation des résultats, après traitement informatique éliminant les signaux parasites tels qu'offset de sortie et 50 Hz, sur un graphique à trois dimensions comme celui utilisé actuellement pour la réponse des enceintes, de type "Waterfall". Un exemple appliqué à l'amplificateur de pré-série 50 W est donné fig. 18. Rappelons que cet ampli s'est avéré assez moyen à l'écoute...

Il est évident qu'un ampli "idéal" aurait comme réponse à la mesure un diagramme tel que celui donné fig. 18b.

- La méthode proposée reste pour le moment surtout qualitative. Essais et réflexions sur le sujet devraient permettre de quantifier les résultats obtenus pour aboutir à des mV, des % ou des dB de "distorsion de mémoire" (ou de traînage...), ce qui est tout de même plus satisfaisant pour un esprit rationnel...

- Le test proposé n'a pas comme seule vocation de mettre en évidence les phénomènes de mémoire, mais il peut également servir à détecter une alimentation insuffisamment rapide ou des circulations transitoires parasites de courant dans les masses après l'annulation de la tension d'entrée, ou plus généralement toute perturbation transitoire (cf. fig. 16), voire des problèmes de vibrations évoqués au début de cet article.

- La méthode proposée a été limitée dans sa phase expérimentale au problème des amplificateurs dont la musicalité se voilait de mystère, mais les développements

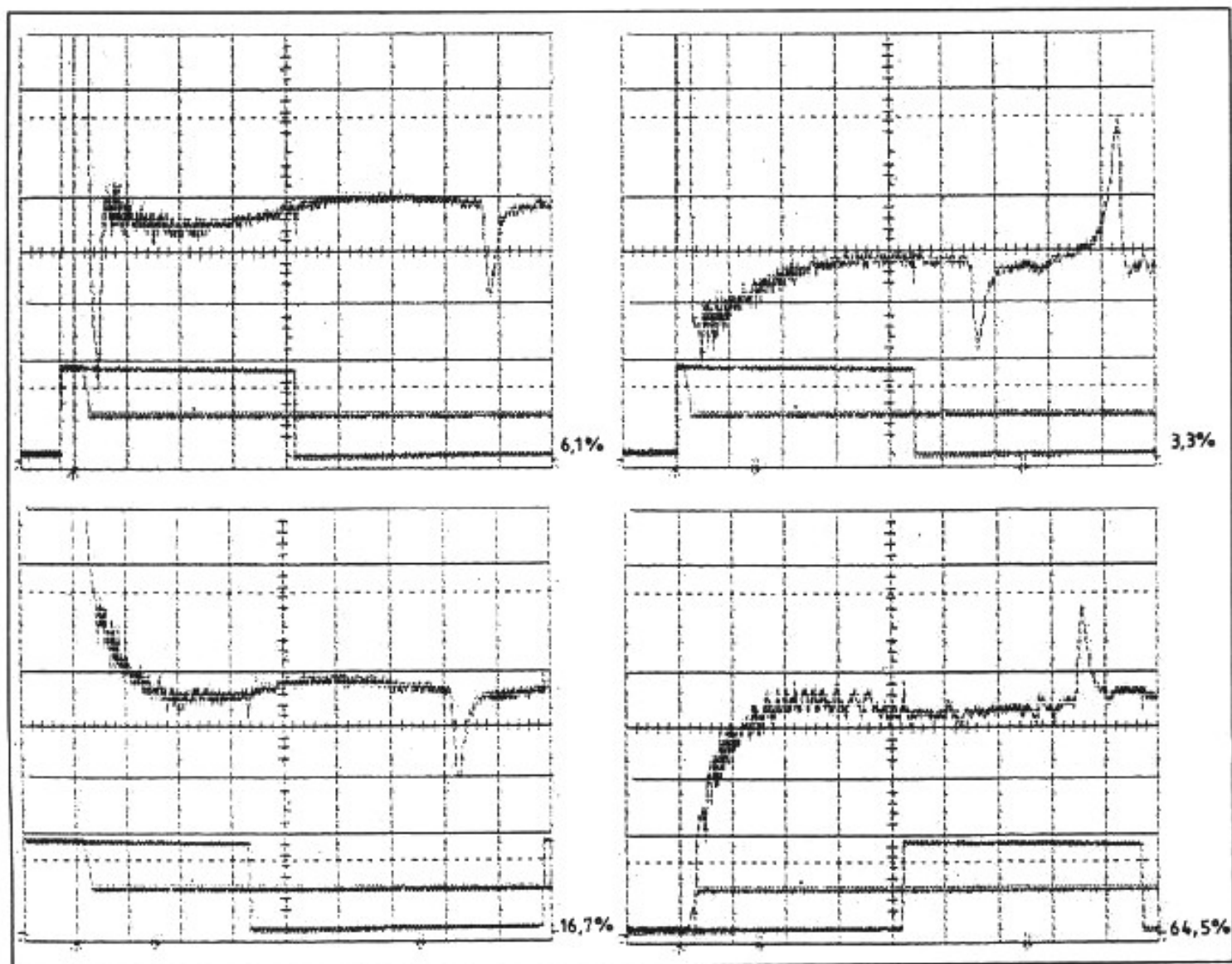


Fig. 15 : 50 W de pré-série. Différents types de réponses. Les pourcentages expriment l'instant du court-circuit d'entrée par rapport à la période. Les pics sont dus à des inductions parasites.

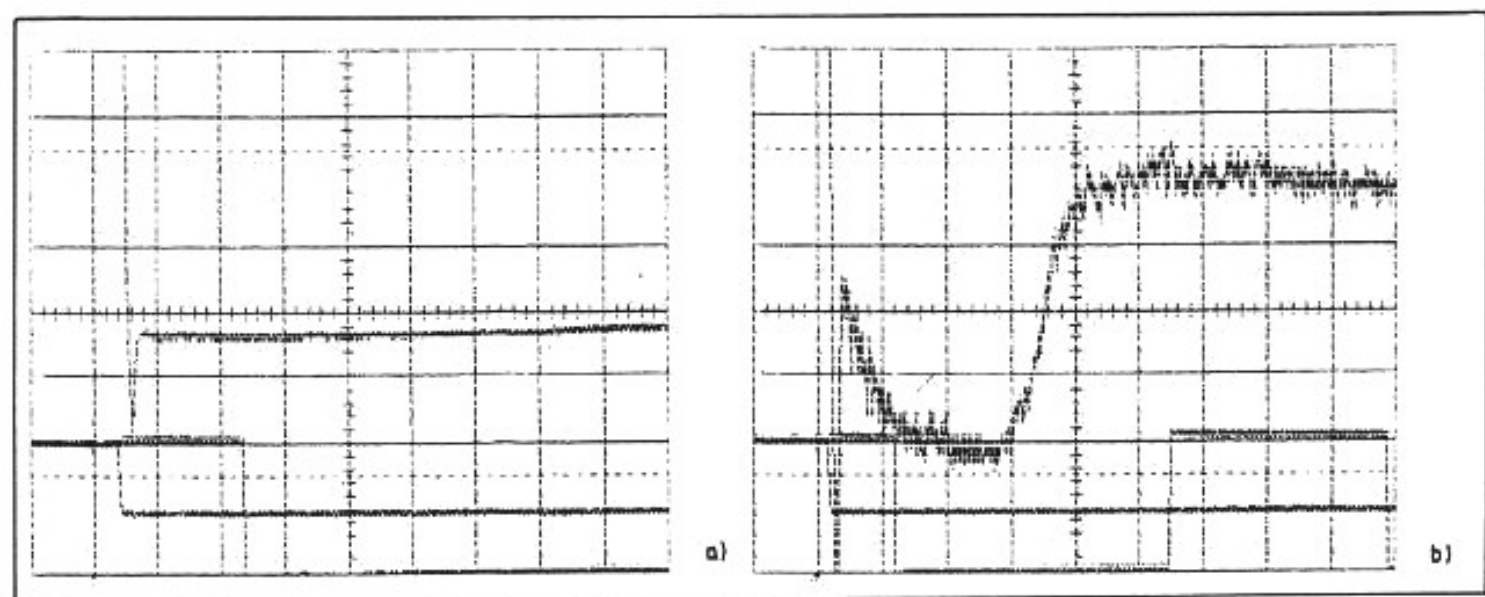


Fig. 16 : a) Prototype 30 W à transistors. Comportement très satisfaisant mais dépassement à l'origine ; b) difficultés de récupération après contrainte.

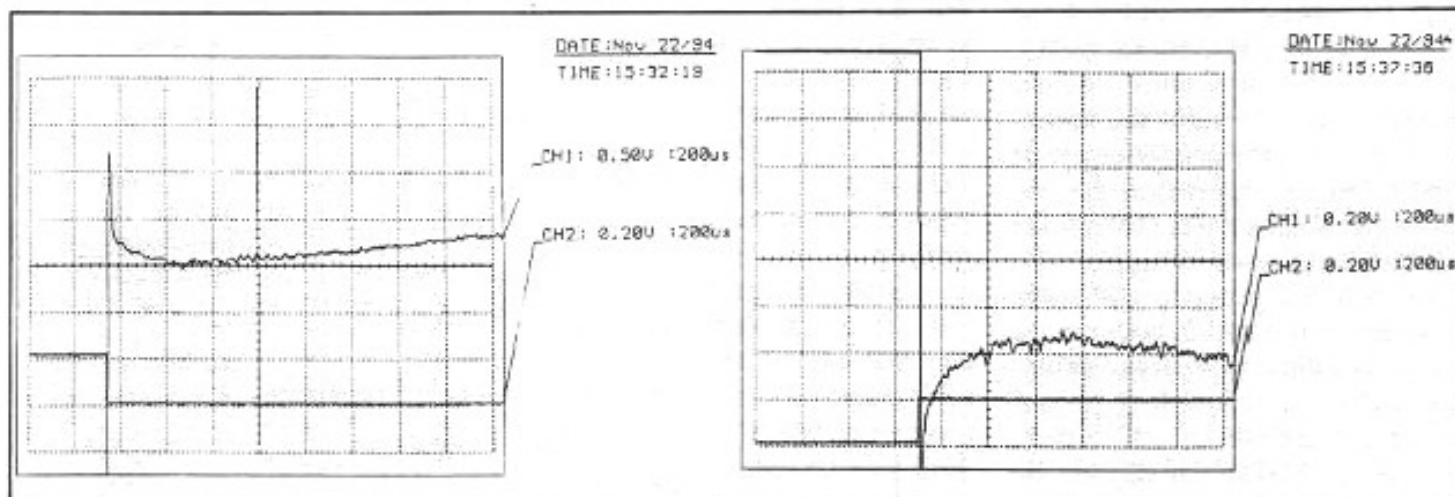


Fig. 17 : Réponse d'un amplificateur Ferisol 3 W. Push-pull à pentodes.

futurs pourront prendre en compte des ensembles de plusieurs mailons, câbles compris.

- Pour ces différents points, le "musicalimètre" fera bien entendu l'objet de publications ultérieures.

### Conclusion sur la méthode proposée

Avec la méthode proposée, nous semblons disposer d'une mesure qualitative de la musicalité globale d'un amplificateur. Malgré les difficultés rencontrées :

- bruit - ou plutôt signature - des relais à mercures ;
- offset de sortie ;
- ronflettes à 50 Hz ;

les quelques centaines (eh oui !) de mesures effectuées sur un éventail d'amplificateurs assez significatif montrent une très bonne corrélation entre la musicalité globale et la proximité - ou l'éloignement - des signaux obtenus avec la droite horizontale qui constituerait l'idéal à atteindre.

Les essais effectués ont montré par ailleurs :

- la similitude des réactions des amplificateurs entre le régime musical vrai et le régime de signaux rectangulaires à basse fréquence (30 à 100 Hz) ;

- l'influence relativement réduite des amplitudes atteintes avant le court-circuit en entrée : quelques volts suffisent en sortie. Ce résultat est important, car il montre que la musicalité d'un ampli s'évalue à

bas niveau : l'exemple du 300 B et de ses quelques watts de puissance est là pour le démontrer ;

- pour des signaux d'entrée supérieurs au kHz, les réponses obtenues sont très voisines les unes des autres, ce qui semble confirmer que les phénomènes mis en cause dans l'altération de la musicalité sont bien des phénomènes de mémoire basse fréquence, qu'il s'agisse de constantes de temps thermiques ou de mémoire des isolants.

Pour entériner la méthode proposée, il nous restait à la tester sur un ampli "étalon"\* dont on aurait supprimé toutes les possibilités de mémoire diélectrique et de distortion thermique, à savoir l'amplificateur monotube 3A/157M.

### L'aventure de l'Amplificateur Monotube 3A/157M

Lors d'un conseil de rédaction de *L'Audiophile*, Jean Hiraga nous avait montré un exemplaire du tube 3A/157M. Il s'agit d'un tube triode d'origine anglaise des années 60, à chauffage indirect probablement destiné à des applications spatiales. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- chauffage indirect : 6,3 V - 0,5 A
- tension anodique : 170 V

\* Rien à voir avec la renommée marque hongroise du même nom...

- courant anodique : 20 à 35 mA

- polarisation grille : -1,5 V
- résistance de charge : 2 500  $\Omega$ .

Son réseau de caractéristiques est donné fig. 19. Sur une suggestion de M. William Walther de la Maison de l'Audiophile, qui en avait réalisé un prototype de démonstration avec polarisation automatique de grille classique, nous avons réalisé un montage monotube évitant au maximum le recours aux capacités sur le trajet du signal. Le schéma en est donné fig. 20.

Cet amplificateur pouvant faire l'objet de descriptions plus complètes de prochains articles, nous n'en détaillerons pas ici la réalisation. Néanmoins, le schéma fourni est assez précis pour que les enthousiastes du fer à souder puissent en réaliser un prototype s'ils le désirent, entre deux parutions de *L'Audiophile*.

**Remarque :** A ce stade, il est important de souligner que nous ne visions qu'à réaliser un **démonstrateur** des théories exposées ici et non une réalisation destinée aux amateurs, au moins pour le moment.

La puissance atteinte ne dépasse pas 1 W (0,98 W pour être précis...) et le tube 3A/167M est d'un approvisionnement non assuré : Chine et autres ex-pays de

L'Est n'en envisagent pas pour le moment la duplication en grande série, malgré la contre-attaque spectaculaire du tube en haute-fidélité... A titre anecdotique, le tube a fait son apparition dans le catalogue Radiospares, ce qui est une manière de consécration...

Le schéma proposé est assez classique, mis à part la polarisation fixe de la cathode par un accumulateur cadmium-nickel de 7 Ah qui présente à ses bornes une tension voisine de 1,38 V en régime de charge faible (20 à 35 m) comme c'est le cas ici. Les accus sont shuntés par un assemblage de condensateurs polypropylène 8  $\mu$ F SCR+0,47  $\mu$ F Aerovox.

Le transformateur de sortie est le modèle Tamura utilisé dans le kit Sun 2A3 avec primaire à 2 500  $\Omega$ .

L'alimentation est classique avec redressement par diodes silicium et filtrage LRC (R servant à ajuster la tension anodique à 170 V).

A noter qu'il est assez difficile de trouver un transformateur de secondaire 160/170 V. On peut en réaliser une approximation satisfaisante en utilisant deux transformateurs en série comme indiqué fig. 21.

Le chauffage des filaments est assuré en continu sous 6,3 V par une alimentation régulée à MOSFET que nous avons sous la main.

Performances : elles sont les suivantes :

- puissance maximale : 0,98 W
- distorsion : 10% à 1 W (essentiellement de l'harmonique 2 et les premiers harmoniques pairs)
- bande passante : 15 Hz à 60 kHz à -3 dB
- impédance d'entrée : 47 k $\Omega$
- impédance de sortie : 3,6  $\Omega$
- gain : 2 (6 dB)
- bruit de fond : non mesuré, mais tout à fait inaudible.

L'écoute d'une première voie du prototype s'étant avérée prometteuse, la deuxième voie a été réalisée dans les plus brefs délais, en

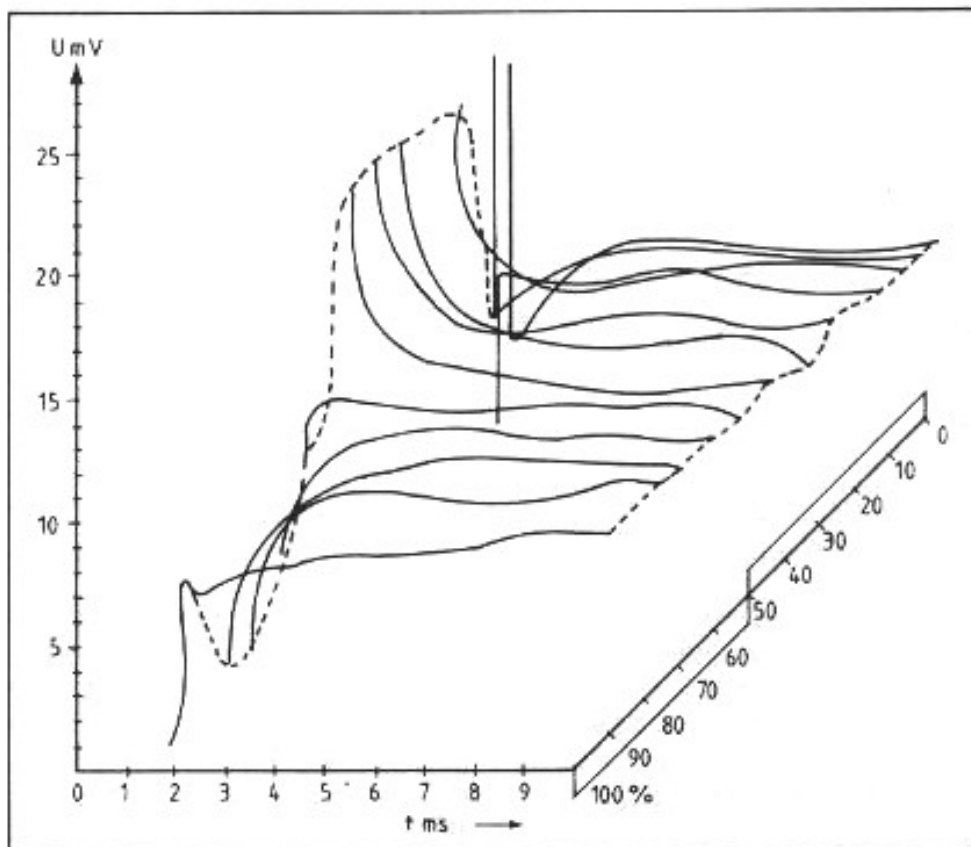


Fig. 18a : Présentation 3D de la distorsion "de traînage" appliquée à l'amplificateur pré-série 50 W. Coordonnées temps à partir du cc, tension, % de la période du signal rectangulaire.

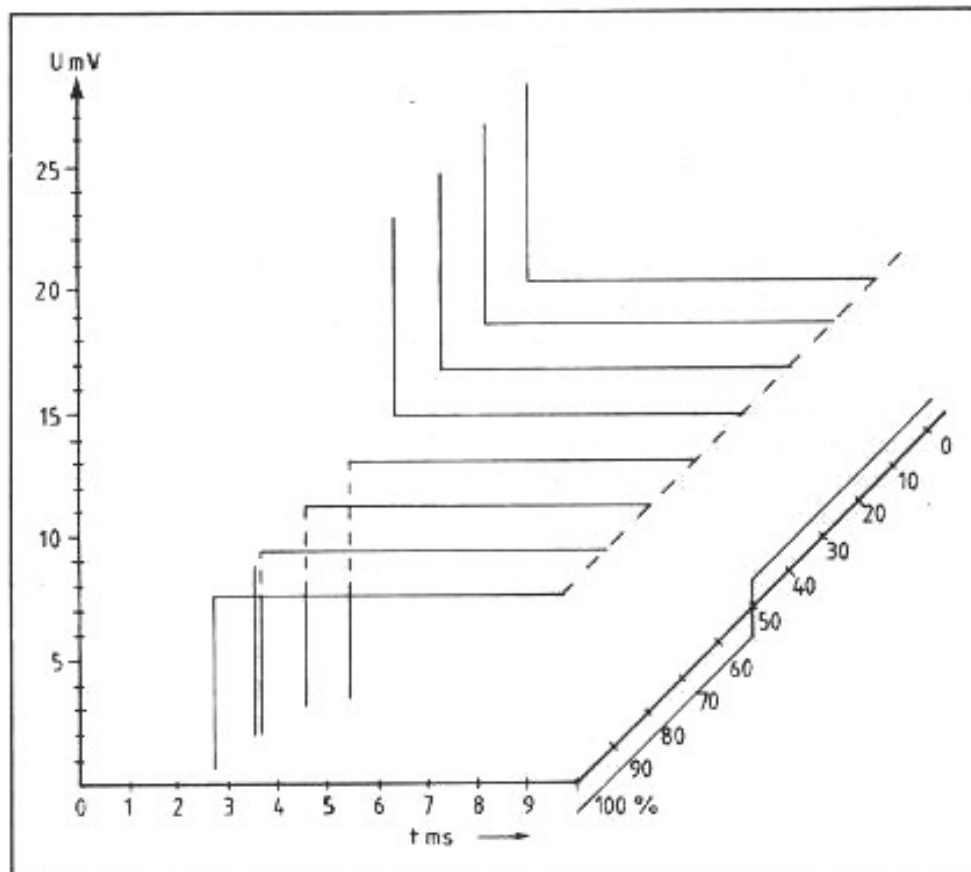


Fig. 18b : "Musicalimètre" : réponse d'un amplificateur idéal.

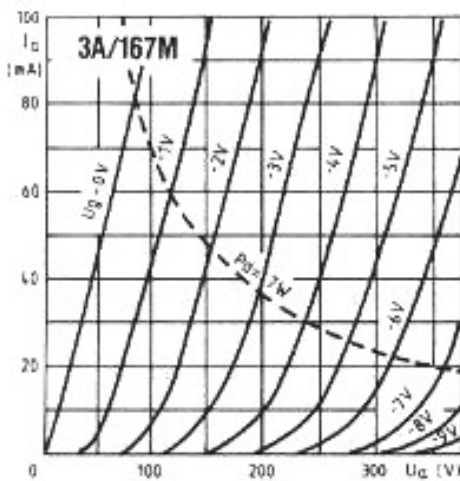


Fig. 19 : Tube 3A/157M. Réseau de caractéristiques, dont on notera la belle régularité.

utilisant pour l'alimentation de ladite voie un condensateur électrochimique fabriqué en 1984 et stocké depuis...

L'écoute du prototype définitif stéréophonique une fois monté s'est avérée très décevante, tout à fait semblable à un (mauvais) ampli à transistors... L'écoute s'est vraiment libérée après 12 h de mise sous tension. Or, le seul élément supplémentaire à incriminer par rapport à la première écoute monophonique était le condensateur d'alimentation supplémentaire, ce qui confirme bien le caractère absolument critique de ce composant et confirme les temps de "rôdage" des amplificateurs annoncés dans la littérature.

Malgré sa distorsion catastrophique et sa puissance ridicule, l'écoute de ce prototype a été exceptionnelle : on retrouve à la fois la douceur et la précision des amplificateurs monotriodes 2A3 et 300 B, leur dynamique et la cohésion du signal musical qu'ils reproduisent.

L'essai a été fait avec des enceintes de taille modérée avec événements de décompression, utilisant des haut-parleurs large bande Supravox T 215 S RTF de 1966 à aimants Alnico (les nostalgiques apprécieront) dont le (presque) seul défaut est une directivité assez

prononcée dans l'aigu, ce qui oblige à adopter une disposition enceintes-zone d'écoute assez précise. Leur rendement est bon, de l'ordre de 91 dB/W à 1 m.

La grosse surprise de cette expérience a été un sentiment de puissance totalement hors de proportion avec la puissance réelle : on retrouve les appréciations d'écoute relatées par Jean Hiraga lors des écoutes japonaises de l'ampli "The Monster 8 W" [9]. Nous verrons plus loin quelle interprétation donner à cette notion de "watt hyperpuissant", bien difficile à concevoir autrement que de manière ironique par des physiciens orthodoxes... Pourtant les essais ont été faits dans des pièces assez grandes et convenablement amorties, de 20 à 50 m<sup>2</sup> environ.

Une fois en possession d'un amplificateur "de référence" dans la mesure où il était exempt de tout phénomène de mémoire et où sa musicalité était incontestée, il fallait bien sûr le soumettre à notre expérience.

Le résultat est donné fig. 22 : il

se passe de commentaires, la réponse est excellente.

La cause paraissant en bonne voie à défaut d'être entendue, il était intéressant de voir s'il était possible de réaliser un montage à transistors présentant la même musicalité : c'est l'objet du paragraphe qui suit.

## L'aventure de l'amplificateur 1 W à transistors

Le problème qui se posait à nous était le suivant : sachant qu'une puissance effective de 1 W en régime musical était suffisante dans la plupart des cas, comme l'expérience de l'ampli monotube le montrait, était-il possible de concevoir un schéma à transistors aussi musical que l'ampli monotube ? Les contraintes à respecter en vue d'une musicalité optimale étaient les suivantes :

- absence totale de condensateurs autres que ceux à polarisation fixe utilisés dans l'alimentation et réduction maximale des capacités

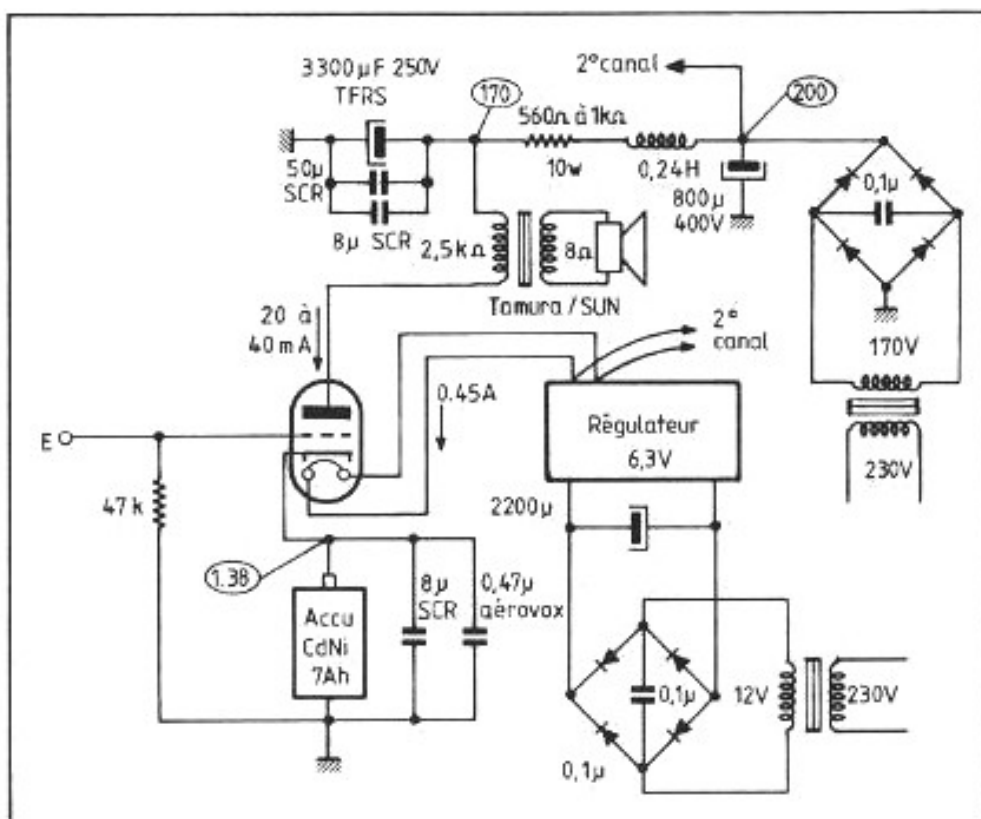


Fig. 20 : Amplificateur monotube 3A/157M.

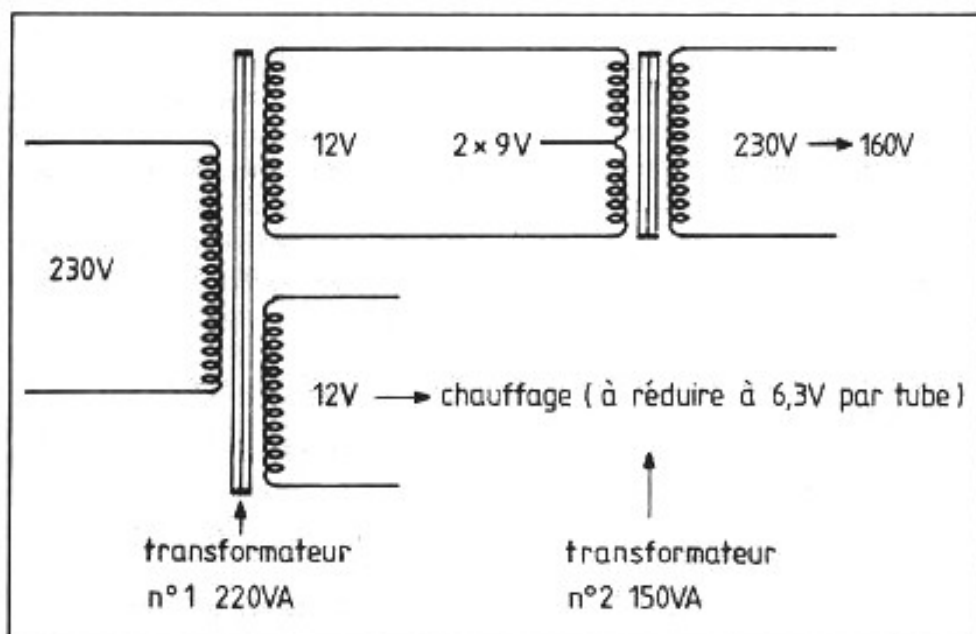


Fig. 21 : Comment réaliser un transformateur 230 V/160 V (idée : *Electronique Pratique*).

parasites des semiconducteurs et du circuit ;

- minimisation de la distorsion thermique, en particulier pour l'étage de puissance, d'où la nécessité de faire fonctionner les transistors de sortie à **puissance constante**, au moins en régime de petits signaux ;

- autres caractéristiques classiques (impédance d'entrée et de sortie, gain voisin de 10 pour pouvoir se passer de préamplificateur en lecture CD).

Nous disposons pour cela des données suivantes :

- la "découverte" par Philippe David [2] de la musicalité - extraordinaire pour un circuit intégré - de l'amplificateur opérationnel AD 746 d'Analog Devices qui permettait de faire à bon compte une partie "tension" de qualité ;

- l'existence de la paire de transistors 2SA872/2SC1775 utilisés dans de nombreux montages de *L'Audiophile* caractérisés par une capacité d'entrée de 2 à 3 pF seulement ;

- l'existence de la paire TP 9634 utilisée comme "driver" du 20/30 W classe A Hiraga, du 50 W classe A Kanéda/PJo et de l'Amplificateur à Symétrie Totale

qui présentent une capacité d'entrée faible voisine de 20 pF et qui peuvent fournir 1,5 A, ce qui est largement suffisant pour notre projet ;

- l'expérience des alimentations sur batterie +12 V/-12 V (ampli à Symétrie Totale) qui résolvait complètement les problèmes liés au secteur 230 V.

Le schéma retenu est donné fig. 23.

Ce schéma est finalement très classique puisqu'il n'utilise en étage de sortie rien d'autre que la structure de l'étage d'entrée du 20 W/30 W classe A de Jean Hiraga.

Une modification importante toutefois : on a installé dans les collecteurs des transistors de sortie des résistances de 6,8 Ω 7 W (RB 57) destinées à faire fonctionner ces transistors à puissance constante en régime de petits signaux. On pourrait fonctionner de même en régime de grands signaux en utilisant une résistance diminuant avec le courant, de type CTN. L'intensité  $I_o$  du courant de repos adopté est choisie en fonction de la valeur de cette résistance par la relation :

$$I_o = \frac{E}{2(R_1 + R_2 + R)}$$

$R_1$  = résistance de collecteur : 6,8 Ω ;  $R_2$  = résistance d'émetteur : 0,68 Ω ;  $R$  = impédance de charge : 8 Ω.

Avec  $E = 12$  V, on obtient  $I_o = 0,388$  A, valeur de courant de repos fort acceptable.

Le cas  $R_1=0$  conduit à des valeurs de courant très élevées correspondant à la vraie classe A.

L'alimentation est faite sur batteries +12 V/-12 V doublées par capacités électrochimiques 40 V TFRS de 15 000 μF, chaque carte étant découplée par deux fois 6 800 pF + 8 μF + 50 μF polypropylène.

Pour éviter toute capacité parasite, on a soigneusement évité tout circuit imprimé, l'ensemble étant câblé sur plaquette bakélite à trous non métallisés Vero, avec un seul point de masse à l'entrée du circuit : ce point est essentiel.

Les caractéristiques obtenues sont les suivantes :

- puissance : 1,5 W : une débâche de puissance par rapport au watt du monotube !

- taux de contre-réaction : de 40 à 80 dB en fonction de la fréquence ;

- bande passante : du continu à 1,6 MHz à -3 dB ;

- bruit de fond : < 100 μV ;

- distorsion : 0,001% environ, difficilement mesurable.

Les caractéristiques techniques sont donc (à part la puissance et le bruit) radicalement différentes de celles de l'ampli monotube...

L'écoute du prototype stéréophonique a présenté les mêmes problèmes que la première écoute du monotube, par suite de capacités non correctement formées, avec mémoires résiduelles. Là aussi, après une douzaine d'heures, l'écoute s'est épanouie avec douceur et définition au rendez-vous.

En reprenant soigneusement les mêmes disques que pour l'ampli

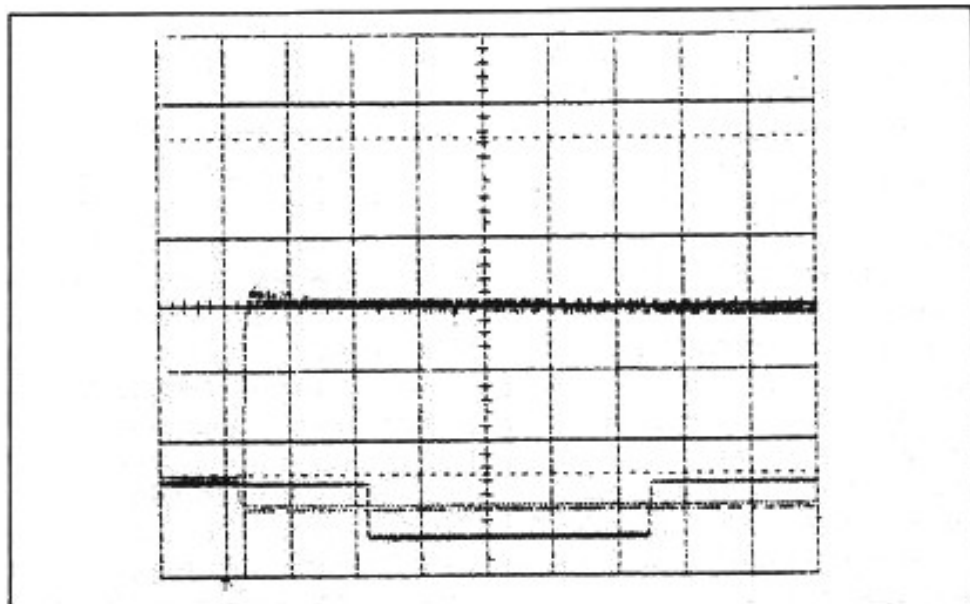


Fig. 22 : Réponse au test de l'amplificateur monotube 3A/157M : quasi-parfaite ?

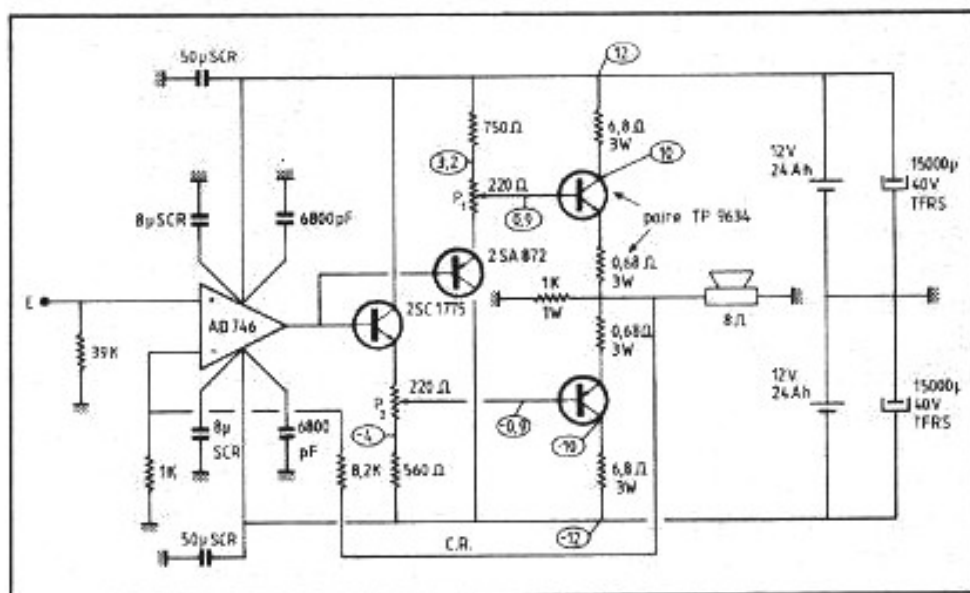


Fig. 23 : Schéma de l'amplificateur 1 W à transistors. à noter que toutes les masses sont en fait ramenées au point M du schéma. Le deuxième canal est alimenté par le même ensemble batteries + 15 000 μ. On règle le zéro en sortie ainsi que le courant de l'étage de sortie à 0,39 A par P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub> avant de placer l'AD 746 sur son support.

monotube, nous n'avons pas pu déceler de différences évidentes entre les deux montages : on a dans les deux cas une impression de dynamique absolument étonnantes, sans commune mesure avec la puissance mesurée, cela en liaison avec une absence de distorsion subjective totale...

Ce résultat est extraordinaire au vu de la dissemblance fondamentale des deux montages :

- pas de contre-réaction dans un cas, contre-réaction maximale dans l'autre ;
- 1 tube dans un cas, 1 circuit intégré plus 4 transistors dans l'autre ;
- impédance de sortie égale à 3,6 Ω dans un cas, quelques mΩ dans l'autre ;
- alimentations totalement différentes...
- taux de distorsion "énorme"

dans un cas, quasi-nul dans l'autre...

- le seul point commun entre ces deux montages est l'absence - autant que faire se peut - de tout phénomène thermique ou diélectrique, qui semble bien réellement conditionner la musicalité d'un système.

## Conclusion

Au terme de cette aventure souvent longue et difficile, mais ô combien enrichissante (au plan intellectuel s'entend...), nous espérons avoir levé quelque peu les voiles mystérieux sur l'origine de la musicalité des systèmes :

• La distorsion harmonique telle qu'elle est classiquement mesurée ne semble présenter qu'un intérêt fort académique. Tout compte fait, cette conclusion aurait pu être tirée depuis bien longtemps. Demandons par exemple (c'est une hypothèse d'école...) à M. Yehudi Menuhin de nous jouer une mesure au violon. Enregistrons-la. Demandons-lui de rejouer la même mesure : il est fort probable que le deuxième enregistrement ne sera pas rigoureusement identique au premier, ce que l'on pourra mesurer par une distorsion du type  $\Delta S/S$  en %. Il y a gros à parier que cette "distorsion" pourra atteindre ou dépasser 10% ; or, il faudrait avoir l'esprit bien mal tourné pour en conclure que M. Menuhin est moins musical dans un cas que dans l'autre...

Il en est de même pour une note jouée par un instrument de musique. Dans la plupart des cas, le fondamental qui, bien souvent n'est pas prépondérant, est suivi d'un flot d'harmoniques jusqu'à des rangs fort élevés. Peut-on penser sincèrement que si un harmonique voit sa valeur augmenter de plusieurs pourcents, la note va être complètement dénaturée ? En fait, on reconnaîtra bien la même note, avec une sonorité peut-être un peu différente, comme si elle avait

été émise par un **autre** instrument, mais sa **musicalité** ne sera perturbée en aucune manière. Les différences perçues entre enceintes relèvent des mêmes processus...

• L'oreille apparaît comme beaucoup plus sensible aux distorsions **non** harmoniques, c'est-à-dire aux perturbations non corrélées avec les signaux musicaux. Les bruits divers tels que ronflement et crachouillis de mauvais contacts en sont un exemple immédiat. Mais les phénomènes de mémoire, qu'ils soient dus à la mémoire des isolants ou à la distorsion thermique, sont beaucoup plus pernicious, car **ils n'apparaissent qu'en régime musical** et sont totalement indécélables aux mesures classiques telles qu'elles sont faites actuellement.

• Les silences ou extinctions de notes à faibles niveaux ne doivent en aucun cas être perturbés par "ce qui s'est passé avant". L'oreille détecte rapidement tout écho ou traînage, d'où impression d'un manque de propreté, de sons criards ou fatigants qui incitent à baisser le niveau. Le commentaire qui venait le plus souvent à l'écoute des petits amplificateurs de démonstration précédemment décrits était celui de "propreté", associé au fait que personne ne se levait pour monter ou descendre le niveau, ni d'ailleurs pour changer de disque...

• La méthode proposée ici confirme bien que les amplis les plus musicaux sont ceux qui ne "rajoutent" aucun signal après l'extinction d'un son moyen ou fort : la corrélation est parfaite entre les résultats des mesures et l'impression subjective ressentie.

• Dans l'état actuel de nos connaissances, ces phénomènes de mémoire apparaissant comme un traînage succédant à un *forte*, comme le montre la méthode proposée, peuvent être dus à des phénomènes de mémoire diélectrique ou de distorsion thermique. Comme ces deux processus agis-

sent de manière similaire, il semble à l'heure actuelle bien difficile de faire la part exacte de chacun d'eux, les problèmes d'alimentation n'étant pas non plus à exclure.

• Lorsqu'on réalise un montage amplificateur évitant dans la mesure du possible ces deux écueils, l'impression sonore ressentie est musicalement irréprochable. Que ce soit l'ampli monotube sans condensateur ou l'ampli à circuit intégré et transistors, toujours sans condensateur et où les transistors de sortie travaillent à puissance constante, la même musicalité a été soulignée, à quelques détails près.

• Un élément important à retenir est que la puissance dérisoire de ces amplificateurs de démonstration s'est révélée raisonnablement suffisante pour des conditions normales d'écoute, avec des enceintes de rendement correct (> 90 dB/W à 1 m), ce qui prouve que l'on peut largement gagner en dynamique "par le bas" et justifier la notion audiophile de "watt hyper-puissant" déjà soulignée par Jean Hiraga, totalement opposée à l'envolée des puissances qui règne sur le marché actuel des amplificateurs.

• Cela dit, il ne faut pas perdre de vue que ces amplificateurs n'ont été conçus que pour confirmer une théorie, et cela en acceptant d'emblée une contrainte qui est leur puissance limitée. Si leur schéma détaillé a été fourni, c'est pour que chacun puisse vérifier les assertions formulées et non pour que les Audiophiles se lancent à corps perdu dans leur réalisation...

• Cette étude confirme bien que le maillon le plus **critique** dans une chaîne haute-fidélité est l'amplificateur de puissance. Les sources (tuner, CD) sont actuellement rarement mauvaises, s'il faut quand même chercher (et payer...) les excellentes. Quant aux enceintes, la presse spécialisée signale les quatre à cinq meilleures qui sortent par mois dans toutes les gammes de prix, ce qui laisse

beaucoup de choix à l'amateur... Par contre, le choix d'un amplificateur est vraiment critique et conditionne en majeure partie la musicalité d'un système. Une fois résolus les problèmes de câbles, de contacts, de vibrations et de choix de l'emplacement et des supports des enceintes, si la musicalité n'est pas au rendez-vous, c'est presque toujours l'amplificateur qu'il faudra suspecter en premier lieu, n'en déplaise aux tenants de l'équation **enceinte = maillon faible** du système. Dans tous les cas, un changement d'enceintes ne pourra compenser un amplificateur déficient.

## Bibliographie

[1] **Thierry Prévost** : "A la pointe du progrès", *L'Audiophile* n°30, septembre 1994.

[2] **Philippe David** : "Le tuning, mode d'emploi", *L'Audiophile* n°26, octobre/novembre 1993.

[3] **Philippe David** : "Tuning, mode d'emploi II", *L'Audiophile* n°28, juin/juillet 1994.

[4] **Jacques Daigneau** : "Séance de musculation pour CD Adcom GCD 575", *L'Audiophile* n°28, juin/juillet 1994.

[5] **Charles-Henry Delaleu** : "Qualité des filtres répartiteurs de fréquences", *L'Audiophile* n°20, mai 1981.

[6] **Héphaïstos** : "La distorsion thermique, elle existe, je l'ai rencontrée", *L'Audiophile* n°32 a.s.

[7] **Pierre Johannet** : "Les câbles, les condensateurs et la mémoire des isolants", *L'Audiophile* n°25, juillet/août 1993.

[8] **Pierre Johannet** : "Réflexions sur la musicalité des amplificateurs ou les leçons du câble", *L'Audiophile* n°29, juin/juillet 1994.

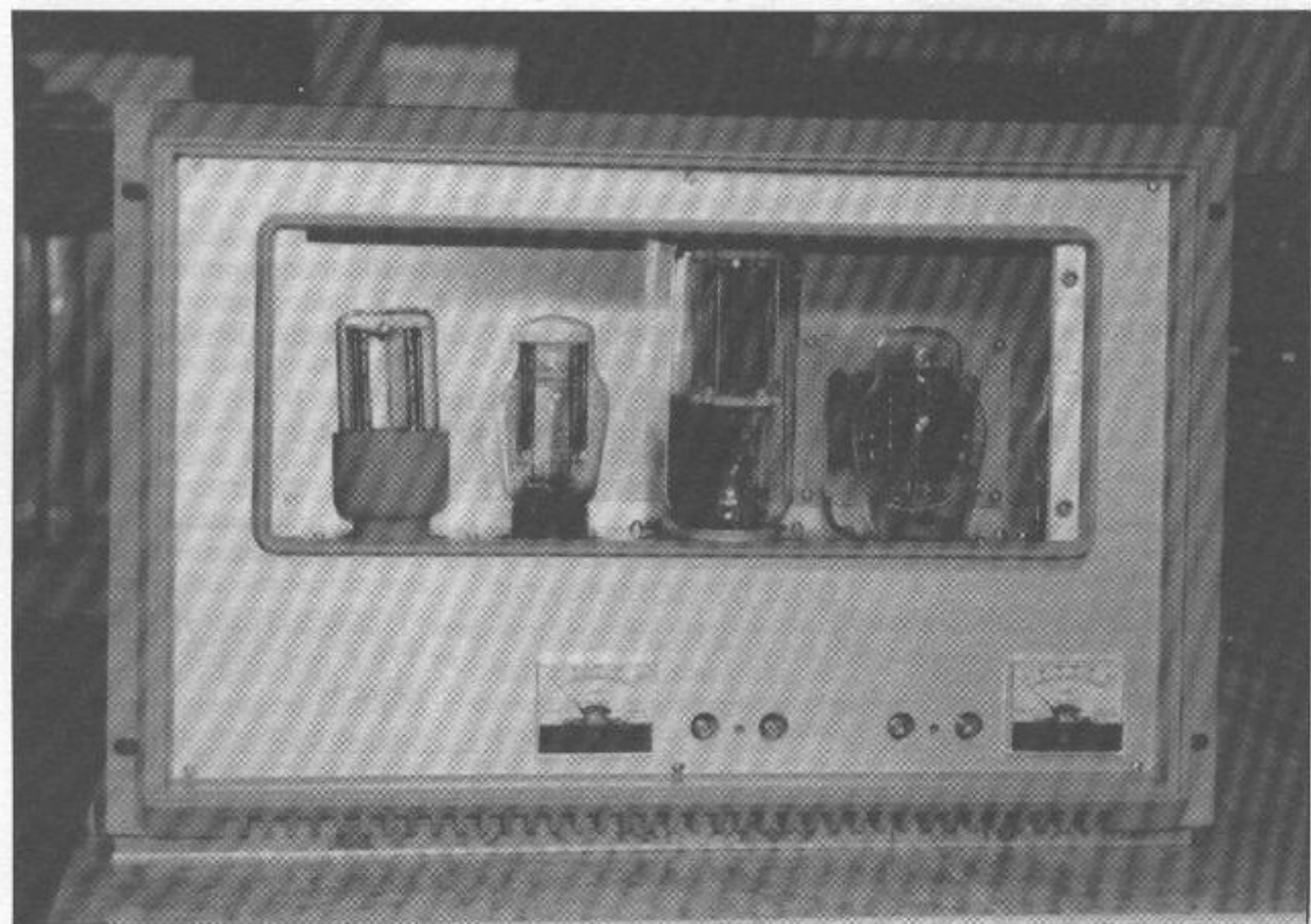
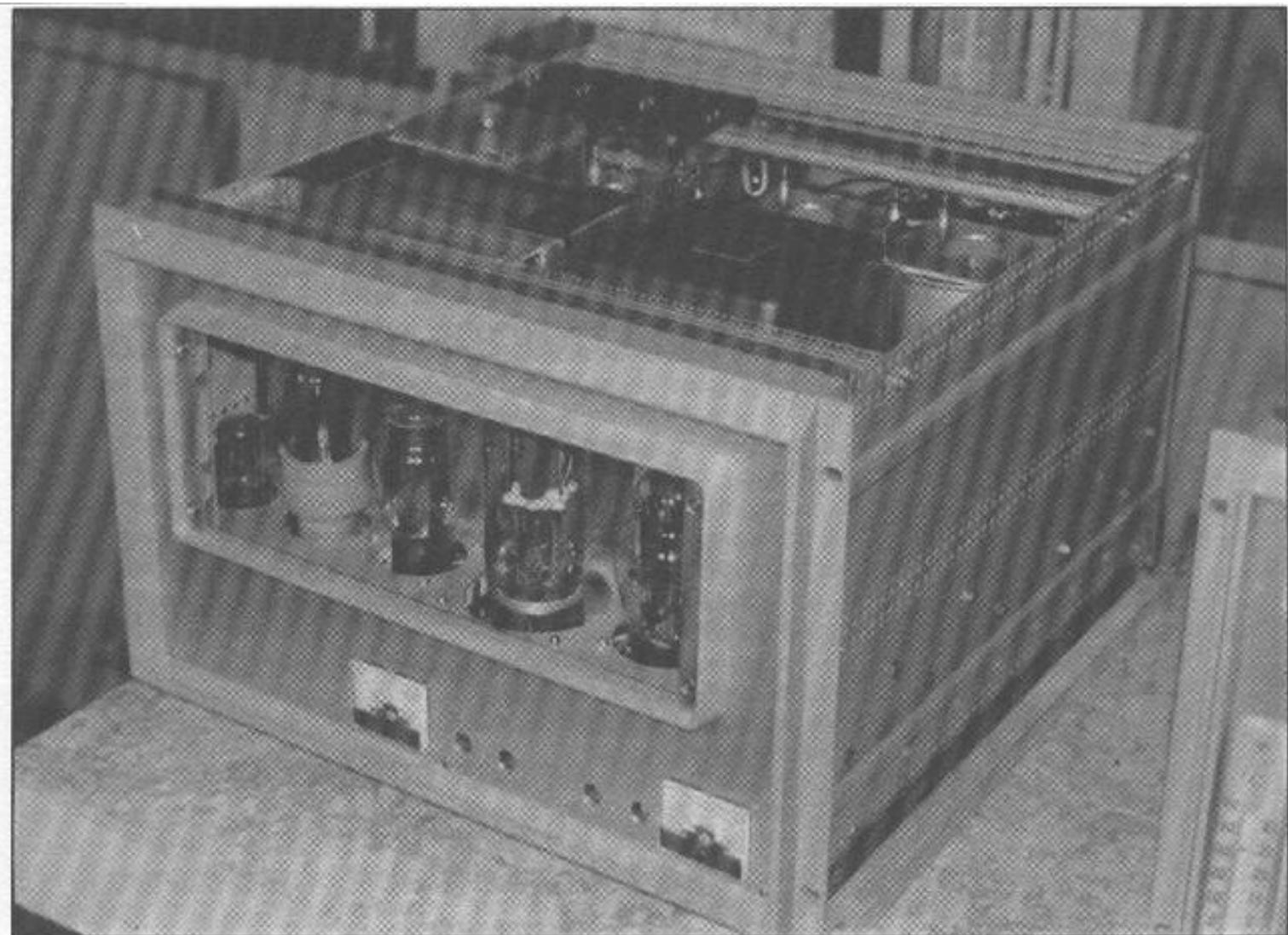
[9] **Jean Hiraga** : "Amplificateurs classe A 8 W "Le Monstre", *L'Audiophile* n°27, février 1983, n°29 septembre 1983.

## Remerciements

Les auteurs remercient Héphaïstos pour son aide dans cette étude et pour son apport essentiel dans le domaine des amplificateurs de puissance qui a inspiré ce travail.



**Page non  
disponible**



# MONTAGES À TUBES

## AMPLIFICATEUR "MONO-TRIODE" A TUBE DE SORTIE 845

Marcel Roggero

**L**

*a construction d'une salle-auditorium sans concession (1) associée à un système de haut-parleurs performants implique obligatoirement l'adoption d'autres maillons constituant la chaîne au niveau de l'ensemble.*

*Il en est notoirement ainsi en ce qui concerne l'électronique. Notre problème consistait à élaborer des amplificateurs aux performances tendant vers un idéal subjectif, au détriment d'autres facteurs tels que rendement et poids.*

Notre chaîne étant multiamplifiée avec cinq canaux par voie, les critères de fiabilité et de stabilité se trouvaient sensibilisés par un facteur d'au moins 5 pour notre "bloc" d'amplis, par rapport à la monoamplification. Devaient être exclues, parfois à regret, certaines solutions techniques "de course", certes tentantes, mais non dépourvues de

risques. Autrement dit, un tel ensemble d'amplificateurs doit répondre à un fonctionnement optimal de longue durée, épargnant à l'utilisateur les vérifications ou réglages fréquents.

Nous avouons notre faible en faveur des réalisations **mono-triodes** en sortie pour des raisons subjectives de transparence, de dégradé

d'harmoniques pairs et impairs régulièrement décroissant indépendant de la puissance, que seuls ces montages permettent. Il sera utile de relire sur ces sujets, pour les détails, soit la bibliographie ("Initiation aux amplis à tubes" de M. Jean Hiraga), soit la presse technique (*L'Audiophile*, la revue japonaise *M.J.*).

*Photo 1 : Ampli avec 845 (bas-médium), vue de 3/4 dessus, par l'avant. Le coffret est "déshabillé", sans ses capots. Poids : environ 65/70 kg !*

*Photo 2 : Ampli avec 845, vue de face (bas-médium). Manquent : 1° la glace avant (dans le petit cadre), en verre réfractaire ; 2° le "cache" dissimulant les axes des potentiomètres de réglage/PM filaments. On ne voit pas (ou à peine) le tube redresseur des petits étages à l'extrême gauche (6X5) et le tube d'entrée 310 A à l'extrême droite. Derrière la 300 B : la charge d'anode de ce tube (7 résistances non inductives Sfernice en parallèle, résultante : environ 5 300 Ω).*

(1) Voir *L'Audiophile* n° 30 (septembre 1994).

Parmi les modèles d'amplificateurs que nous avons construits pour équiper notre auditorium, nous pensons intéresser les Audiophiles recherchant une puissance de sortie de 20/25 W, par la description de nos montages destinés au canal **bas-médium**. Il est évident que de tels amplis, à relativement large bande passante, pourraient parfaitement convenir à d'autres voies ou à la mono-amplification.

## Puissance de sortie

Il s'agissait d'alimenter d'une manière optimale nos haut-parleurs affectés au canal **bas-médium**, en l'occurrence la chambre de compression Onken 255-ES "Esprit" couplée au pavillon sablé à 15 cellules MS 200 "Wood". Le "moteur" (terme plus ou moins opportun) est assez impressionnant, son poids avoisinant les 17/18 kg. Bien que l'ensemble (H.P. + pavillon) soit doté d'un rendement exceptionnel, il paraissait a priori souhaitable d'envisager un amplificateur "confortable" en puissance, surtout pour un "bas-médium" relayant dans notre cas un canal "grave/extrême-grave" à haut rendement, également.

Avec un tube de sortie 300 B, notre système s'avérait déjà viable, mais à la condition de le "pousser" quelque peu en sorte qu'il restitue 9/10 W : cela revenait à régler le 300 B plutôt dans la zone proche des limites autorisées, notamment avec une HT entre anode et cathode de 380/400 V et une dissipation d'anode atteignant les 30 W ou un peu plus, pour une charge d'anode modérée. Nous nous serions donc trouvés, à notre gré, trop près des WA max=36 W avec, à la clé, une relative limitation en durée de vie du tube.

Signalons en passant que pour un tube de puissance réglé selon les critères de fonctionnement préconisés par le constructeur, et restituant dans ces conditions la puissance de sortie "X" indiquée dans la documentation, il faudra en pratique

n'escompter retrouver en sortie d'ampli que cette quantité "X", facteur d'un coefficient de 0,85 à 0,95 : le rendement des transformateurs de sortie n'est jamais de 100% ; les puissances indiquées doivent être considérées comme limites théoriques optimales qu'il est possible d'atteindre, compte tenu de la dispersion des caractéristiques des tubes.

Conclusion : mieux valait donc, au départ du projet, concevoir un amplificateur disposant d'une marge de puissance ; quitte à constater par la suite qu'il s'avère surabondant, ce qui n'est pas rédhibitoire du point de vue subjectif.

## "Philosophie" du projet, et quelques réflexions

Parmi les innombrables montages mono-triodes existants, du point de vue des résultats subjectifs obtenus rapportés à la simplicité du schéma (mais non à la qualité de la réalisation concrète), le couple WE 310 A (ou équivalents WE) en pentode d'entrée suivi du 300 B en triode de sortie, s'est à juste titre taillé une réputation universelle.

Diverses variantes demeurent proches du schéma original : citons par exemple le remplacement du 310 A (ou équivalents proches 310 B et 348 A) par une pentode plus récente : 6SJ7 ou équivalents professionnels 6SJ7-Y et 5693. Les tubes européens spécialement conçus pour l'amplification BF : EF86, 6267, EF806S, ou encore E80F, etc., le WE 310 A demeurant subjectivement classé "une courte tête" au-dessus de la mêlée.

D'autres schémas à tube 300 B font appel, en étages d'entrée, à des triodes : soit montées conventionnellement (liaison R-C ou directe), soit en SRPP. Ce qui contraint généralement à envisager trois étages au lieu de deux, pour conserver du gain.

Quelquefois un tube à charge cathodique est inséré avant le 300 B

en sorte de l'exciter sous basse impédance : montage intéressant lorsqu'il s'agit d'étendre la bande passante vers le haut du spectre.

A propos du WE 310 A, nous oserons dire (mais ce point de vue est personnel) qu'à part ses qualités subjectives reconnues, cette pentode n'est cependant pas dépourvue d'inconvénients. Sans que ce tube relativement ancien (mais remarquablement conçu, ses courbes  $V_p/I_p$  à  $-V_g$  constante révélant une bonne équidistance relative dans la zone de réglage nominale) puisse être qualifié de dépassé du point de vue des caractéristiques électriques, citons dans l'ordre :

1°) l'isolement de la cathode par rapport au filament ne présente pas toujours une qualité idéale par rapport à celui des tubes plus modernes ; ce qui, avec un filament chauffé sous 10 V, peut devenir à la longue générateur de bruit de fond ;

2°) ses capacités d'entrée (7 pF ou 6 pF, selon blindage ou non du tube) et de sortie (13 pF dans les deux cas, d'après W.E.) plutôt vers le haut de la moyenne (\*). La capacité  $G_1$ /anode demeurant exceptionnellement basse du fait de la grille sortie au sommet du bulbe (0,016 ou 0,01 pF) ;

3°) faible microphonicité relative, inhérente à sa construction ;

4°) longueur de la connexion de la grille d'entrée, qu'il faut amener au sommet du bulbe.

Nous nous sommes tout de même décidés à conserver un 310 A en étage d'entrée moyennant quelques précautions dont il sera question plus loin.

Notre ampli mono-triode de 20/25 W sera donc basé sur le couple classique et consacré WE 310 A et 300 B, ce dernier excitant un troisième étage constitué d'une triode de (relativement) forte puissance, en liaison directe.

## Choix du tube de sortie

Une puissance de sortie de 20 W avec un seul tube triode conduit a priori à une dissipation d'anode maximale avoisinant les 75/80 W pour un fonctionnement en classe A.

Citons parmi les anciens tubes européens, le TM100 et ses équivalents de la SFR E60M ou E75M ; les triodes Philips MCI/50 et MCI/60 ; le RS237 (Telefunken). Sans omettre les tubes anglais DA60 et surtout DA100.

En triodes américaines, nous retrouvons les bien connues 211 (ou version militaire VT4-C) et 845, à l'aspect extérieur identique. Il faut les examiner de près pour constater qu'à jeu et espacements d'électrodes égaux, la grille du 845 présente un pas de bobinage beaucoup moins serré par rapport à celui du 211 et à tous les autres tubes cités plus haut ; d'où un coefficient d'amplification faible et la nécessité de fournir à sa grille une tension d'excitation crête 2,5 à 3 fois plus élevée par rapport à celle de tous les autres tubes cités : un étage de puissance s'impose pour "driver" à fond un 845, à moins que l'on utilise un transformateur de liaison interétages élévateur.

Tous ces tubes sont à chauffage direct. Il faut distinguer deux types fondamentaux de filaments : soit "à oxydes" (TM100, MCI/60, DA60, DA100) à relativement faible consommation (4 V et 3,3 A pour le MCI/60, soit 13,2 W), soit en tungstène thorié (211, 845, 100 TH) au prix d'une consommation plus élevée (10 V et 3,25 A pour les 845 et 211, soit 32,5 W). Les premiers (oxydes) sont portés au rouge sombre en fonctionnement ; les seconds (tungstène) fonctionnent au blanc incandescent ou presque.

Pour en terminer avec la liste (non exhaustive) des triodes de "forte" puissance, nous ne pouvons passer sous silence les tubes russes

EC33C (ou 6C33CB) et leur concurrent américain 7242, remarquables du point de vue de la linéarité de leurs caractéristiques. Il s'agit là de tubes à très basse impédance ; ce qui les fait fréquemment utiliser en montages "OTL" (sans transfo de sortie). Cela n'exclut nullement la faculté de les utiliser en montage conventionnel. Ils font partie des types à chauffage indirect, fonctionnant normalement sous des potentiels anode-cathode bas (150 à 250 V maximum) et des débits anodiques élevés. Ils appartiennent plutôt à une autre catégorie par rapport aux listes précédentes ; du point de vue schémas de montage, il sera alors opportun de rechercher d'autres combinaisons de tubes, pouvant faire l'objet d'expériences ultérieures.

Parmi nos triodes de puissance, la 845 compte parmi celles dont les caractéristiques sont les plus linéaires, égalant sur ce point celles des 300 B. Cette linéarité lui est en quelque sorte "naturelle", elle résulte de sa conception : grille à pas très espacé et absence de recherche de grande sensibilité, forte réserve émissive de la cathode (filament), coefficient d'amplification fort bas (5 à 5,3 : selon documents).

Le filament de la 845 (comme de la 211) est réputé fragile, du moins pour un choc latéral perpendiculaire à l'axe du bulbe. Mais nous avons en mémoire, du temps de notre service militaire (ce n'est pas d'hier), les émetteurs américains à tubes 211 apparents en façade, montés sur camions GMC, qui prenaient parfois des coups terribles et dont les vaillantes 211 n'en continuaient pas moins leurs bons offices.

Le 845 est un tube à haute impédance : potentiel d'anode élevé (entre 750 et 1 250 V maximum), recul de grille extrêmement profond obligeant à concevoir un étage d'attaque de puissance conservant une excellente linéarité pour un signal crête-à-crête pouvant atteindre les 300/320 V..., charge d'anode située

usuellement entre 6 et 11 k $\Omega$ , posant à la fois pour le transformateur de sortie des problèmes de bobinage, d'isolement, de couplage optimal entre primaire et secondaire.

Il faudra porter une grande attention à l'échauffement considérable que produisent les 845 ou 211 en fonctionnement. Un certain nombre de précautions de montage mécanique, de disposition d'éléments devront garantir une excellente aération par convection naturelle. Sans compter l'éloignement prudent des composants sensibles (condensateurs).

Avec une dissipation maximale de 100 W permanents et une anode en graphite à "volant thermique" élevé, nous avons là un tube électriquement robuste, parfaitement construit, à durée de vie présumée longue s'il fonctionne à régime modéré.

Un filament de 10 V sous 3,25 A imposera impérativement une alimentation en courant continu, au surplus bien filtrée. Ce point devient d'autant plus sensible que l'ampli descendra bas dans le spectre et sera couplé à un H.P. à haut rendement : il faudra redouter le bruit de fond à 50 Hz. Ne pas espérer, en alimentant ce filament en alternatif, trouver par le biais du traditionnel rhéostat/parallèle le "point milieu" parfait éliminant le ronflement. Le même problème subsistera au niveau de l'étage précédent 300 B à alimenter aussi en continu, son ronflement résiduel en alternatif (même avec un rhéostat/point milieu réglé au mieux) se retrouverait amplifié en sortie... Nous étendrons le problème au 310 A du premier étage, bien qu'il soit à chauffage indirect, mais sous 10 V.

Au sujet des filaments pour chauffage direct en tungstène thorié : il ne faut pas perdre de vue qu'ils exigent une tension nominale précise ( $\pm 2,5\%$ ) après un allumage progressif, puis une mise en chauffe jusqu'à température de

fonctionnement (quelques minutes), avant l'application de la HT anode. Ce point est souvent négligé, mais concourt à la durée de vie du tube. Plus le tube est puissant, mieux il faut respecter ce processus.

Certains amateurs remplacent le 845 par le 211 : il est vrai que son recul de grille est 2,5 fois moins élevé, qu'il est plus facile à exciter, sa transparence et sa linéarité demeurant exemplaires. Mais il faut reprocher au 211 son bas rendement, qui ne permet guère d'en tirer plus que 13 W sous un potentiel anode-cathode de 1 kV... Un Philips MCI/60 (proche du 211) permettrait dans les mêmes conditions de remonter aux 20 W (documentation Philips), comme le 845 : à expérimenter par les amateurs ayant le bonheur d'en posséder un petit stock.

## Matériel, composants

Un amplificateur à tube final 845, réalisé sans concession en vue de tirer de ce tube la quintessence subjective, est fort exigeant en ma-

tériel, encombrant et lourd.

Ne serait-ce qu'au niveau de l'alimentation, il faut envisager une HT entre anode et cathode (filament) de 1 000 V ou peu s'en faut, pour obtenir la puissance de sortie envisagée. Si le tube est monté avec polarisation automatique à 100%, il faudra rajouter environ 150 V, à moins que l'on adopte comme nous l'avons fait une polarisation mixte (en partie automatique par résistance/cathode, le complément par tension négative sur la grille), voire entièrement fixe sur la grille, cette dernière solution étant peu sûre. Le débit moyen du tube, selon réglages, est inclus entre 65 et 90 mA, ce qui conduit à un transformateur d'alimentation prévu pour 850 V (deux fois pour redresseur va-et-vient à valve) sous un débit de 200 mA minimum.

Les inductances de filtrage et les condensateurs doivent être garantis pour 1,5 kV/service **minimum** avec une importante marge de sécurité. Se méfier des condensateurs

chimiques montés en série, que nous avons personnellement bannis.

Le câblage également, pour ces tensions, ne s'accommode pas de fil ordinaire généralement prévu pour 380 V/service... Y compris le câble "Lify" Leonische. Il existe dans le commerce du câble souple multibrins isolé sous silicone, résistant aux hautes températures, et donné pour un isolement de 3 kV/service : à utiliser impérativement à ce poste.

**Attention aux accidents !!** Ces tensions sont extrêmement dangereuses, et encore plus la décharge brusque d'un condensateur de filtrage de forte valeur sous un tel potentiel. L'ampli doit être réalisé "professionnellement" en sorte que ces tensions, une fois le châssis ou le coffret clos, soient absolument inaccessibles.

Le point délicat avec un tube 845 est la recherche d'un excellent transformateur de sortie, qui doit concilier les problèmes de bobinage, d'isolement, de couplage, de

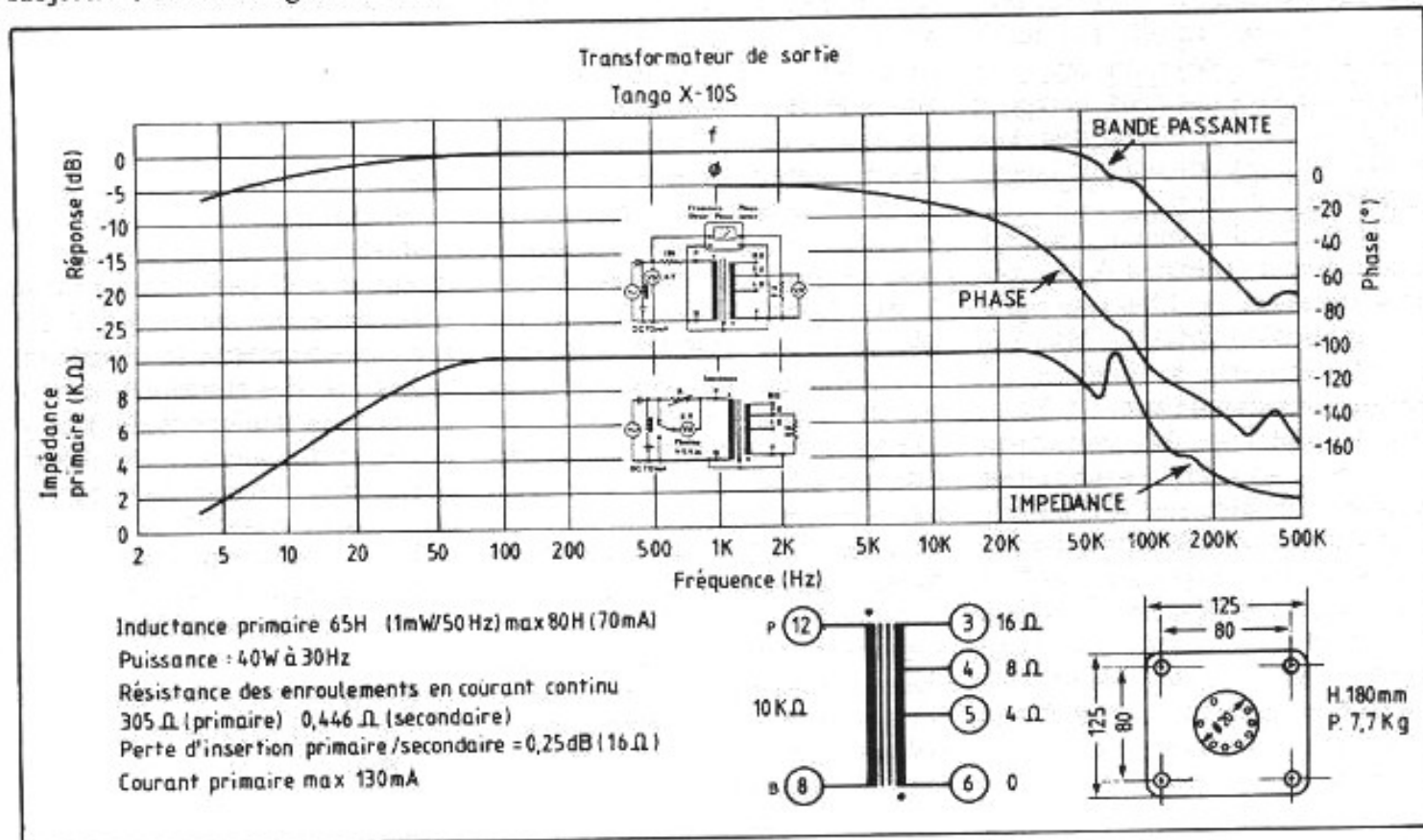


Fig. 1 : Caractéristiques principales du transformateur de sortie Tango X-10S.

bande passante et rotations de phase, sous une haute impédance de charge d'anode. Notre choix s'est fixé sur le Tango type X-10-S, dont les caractéristiques sont détaillées figure 1. Ce transfo, d'un poids de près de 8 kg, est normalement prévu pour une charge d'anode de 10 000  $\Omega$ .

Ceci nous conduit à adopter pour le 845 les réglages suivants : HT nette entre anode et cathode 1 000 V ; débit anodique 65 mA ( $\pm 1\%$ ) à ajuster ensuite par la polarisation (-155 V, mais en pratique -140/135 V avec des 845 RCA). Nous montrons (figure 2) les courbes caractéristiques du 845, sur

lesquelles nous avons tracé la droite de charge pour 9 k $\Omega$ , laquelle diffèrera peu de la droite/10 k $\Omega$ ... En fait, les valeurs ne sont guère critiques, si ce n'est le rapport N de transformation du transfo de sortie, donc son rapport d'impédances  $N^2$ .

Un autre point délicat consistera à choisir d'excellents condensateurs

### 845

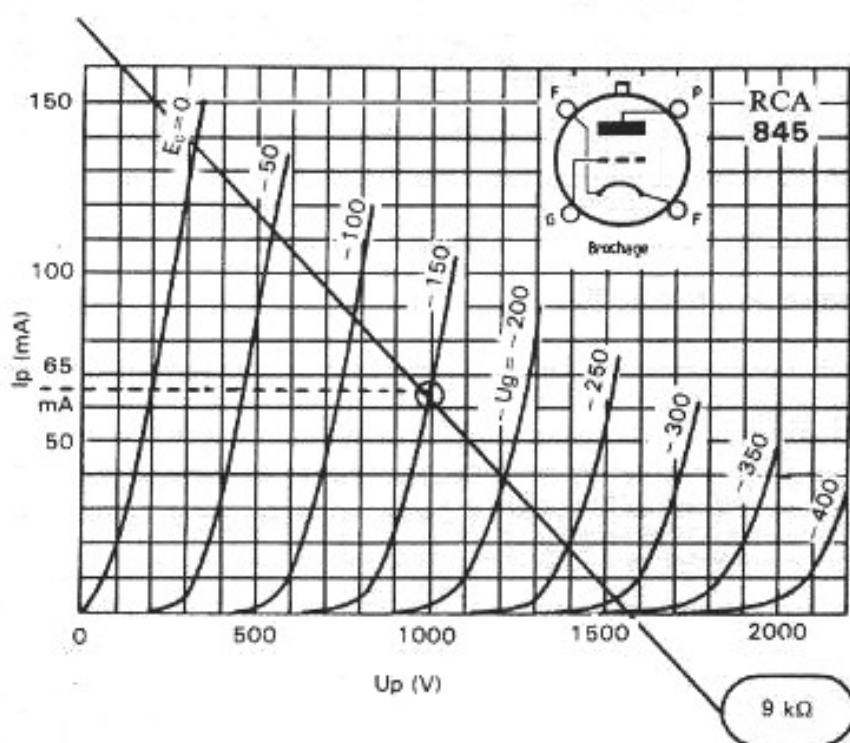
Triode de puissance à chauffage direct

Dissipation plaque 75 à 100 watts (selon constructeur) pour amplification basse fréquence classe A ou AB<sub>1</sub>.

Embase : Jumbo 4  
Filament : 10 V/3,25 A

Capacités inter-électrodes :  
C<sub>ga</sub> = 1,45 pF. C<sub>gf</sub> = 6 pF. C<sub>pF</sub> = 4,5 pF

**Caractéristiques maximales :**  
Tension plaque : 1 250 V  
Courant plaque : 120 mA  
Dissipation plaque : 75 à 100 W  
(Coefficient d'amplification : 5)



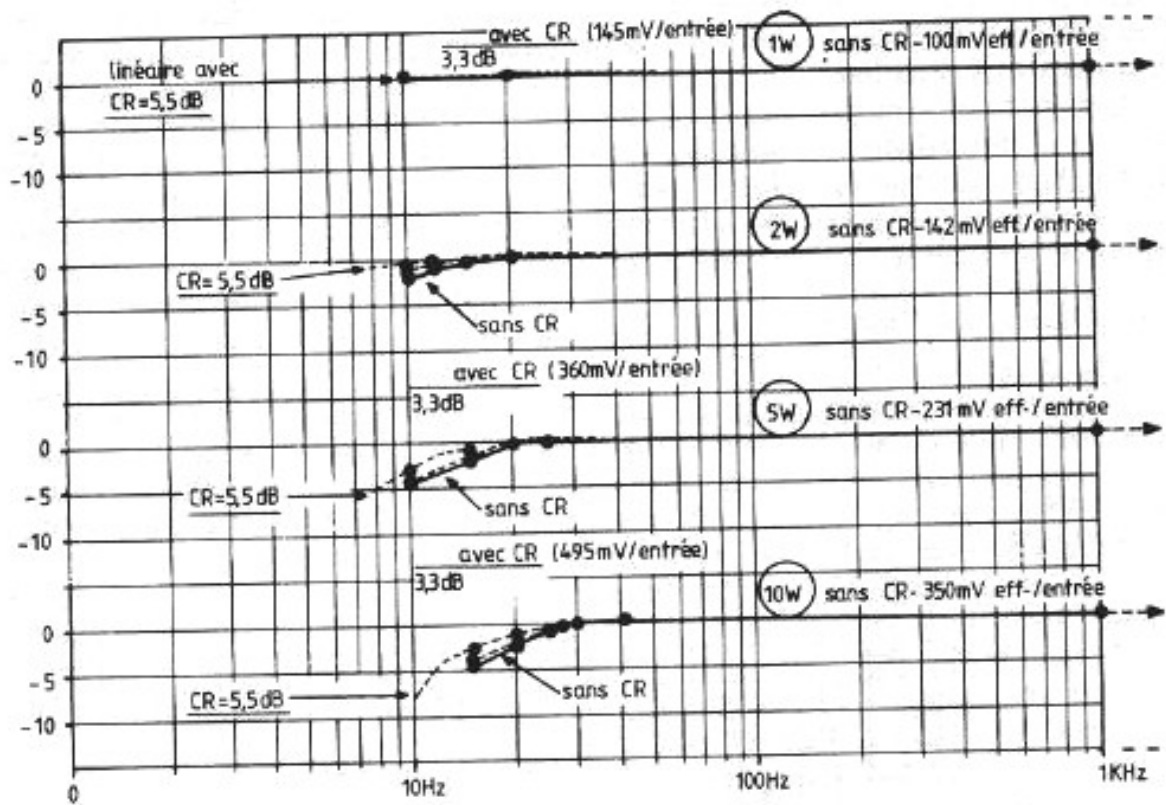
#### Montage en simple étage, classe A<sub>1</sub>

Tension plaque V <sub>p</sub>	Polarisation grille U <sub>g</sub>	Courant plaque I <sub>p</sub>	Résistance interne R <sub>i</sub>	Charge anodique R <sub>p</sub>	Puissance de sortie P <sub>s</sub>
750 V	- 98 V	95 mA	1,7 k $\Omega$	3 400 $\Omega$	15 W
1 000 V	- 145 V	90 mA	1,7 k $\Omega$	6 000 $\Omega$	24 W
1 000 V	- 155 V	65 mA	1,9 k $\Omega$	9 000 $\Omega$	21 W
1 250 V	- 195 V	80 mA	1,7 k $\Omega$	11 k $\Omega$	30 W
1 250 V	- 209 V	52 mA	2,1 k $\Omega$	16 k $\Omega$	24 W

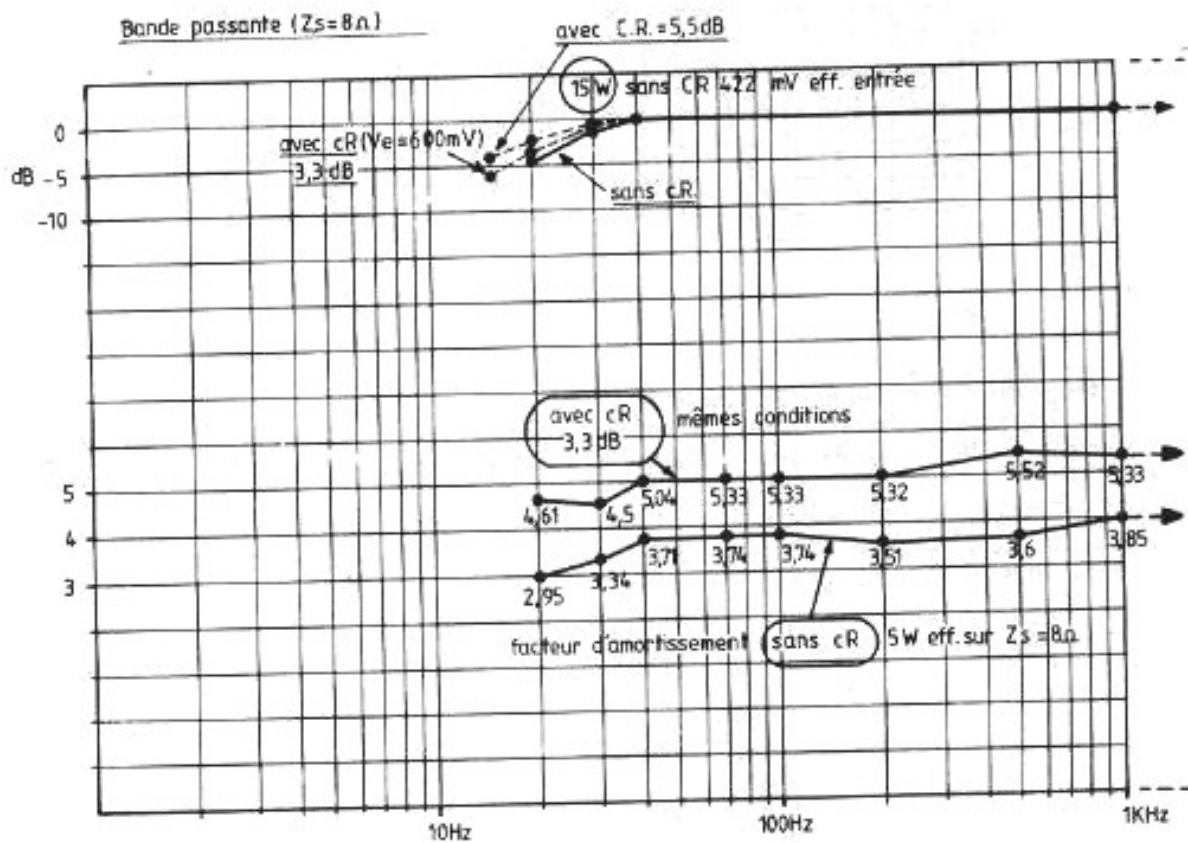
#### Push-pull Classe AB<sub>1</sub>

1 000 V	- 170 V	70 mA (au repos)	-	4 600 $\Omega$	75 W
---------	---------	---------------------	---	----------------	------

Fig. 2 : Caractéristiques du tube 845.



Réponse en fréquence : puissance de 1 W à 10 W.

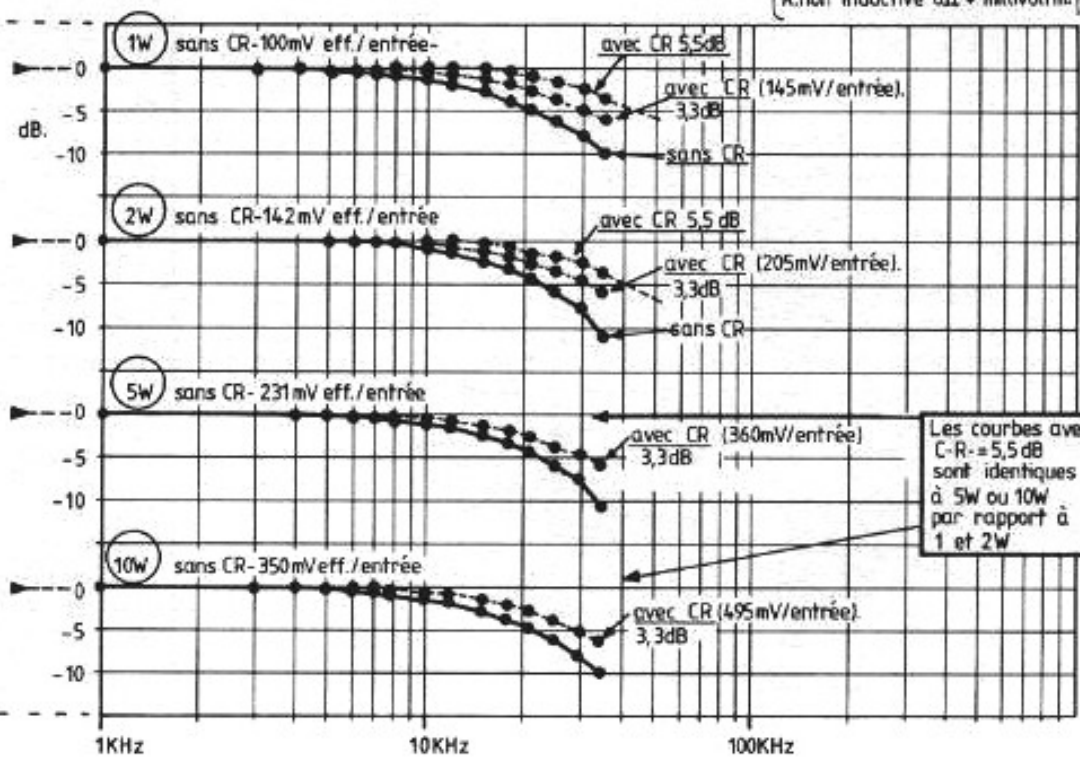


Courbe supérieure : Réponse en fréquence, puissance 15 W. Courbe inférieure : Facteur d'amortissement à 5 W.



générateur = HAMEG HM-8037

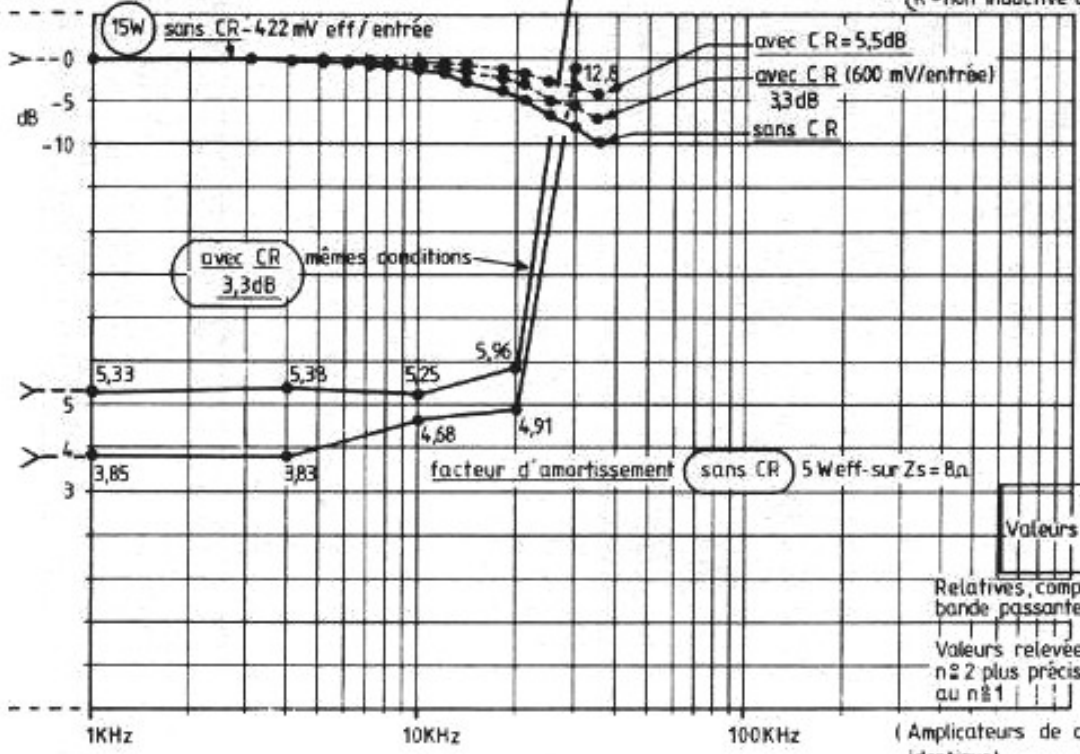
Zs { Wattmètre FERISOL  
R. non inductive 8Ω + millivoltm. } CRC

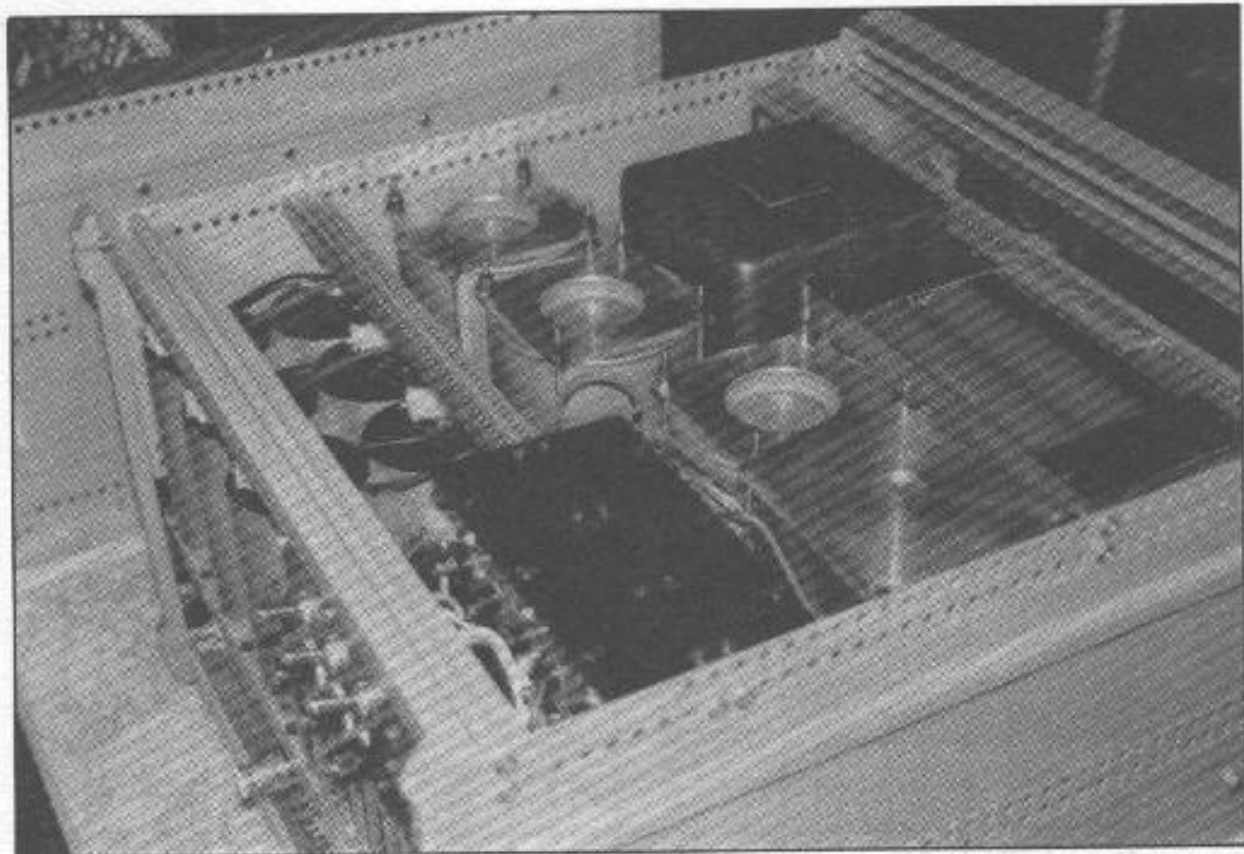


Bande passante (Zs = 8Ω)

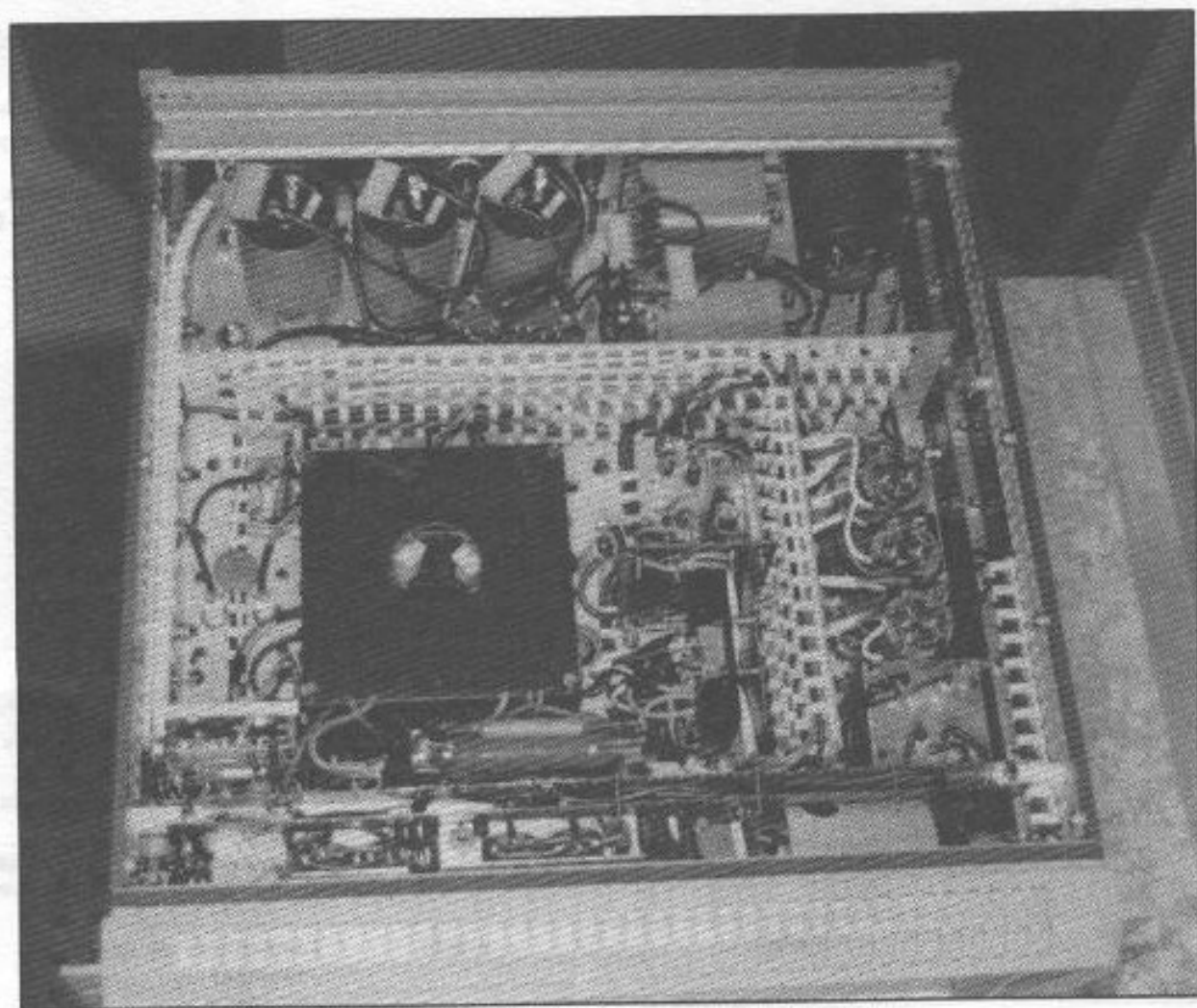
générateur = HAMEG HM-8037

Zs { Wattmètre Férisol  
R - non inductive 8Ω + millivoltm. } - CRC





*Photo 3 : Ampli avec 845, vue des 3/4 arrière dessus (bas-médium).*



*Photo 4 : Ampli avec 845 (bas-médium). Le câblage.*

de liaison (du premier étage 310 A au deuxième étage 300 B) sur le double plan de la "transparence" audiophile et de la sécurité. Pour notre montage, la tension de service sera de l'ordre de 625 V (tubes en place, débitant normalement). Nous avons finalement adopté le type 376 de RTC/Philips : soit 100 nF/1,5 kV service (deux en parallèle), soit 150 nF/1 kV service (un seul). Ce sont des "pavés" parfaitement compactés, à diélectrique polypropylène et à armatures (non métallisées), conçus pour circuits de puissance ou charges inductives, non limités en rapport  $dV/dt$  (tension de montée en "temps 0" égalant la tension de service), tolérance 5%. Encore en parallèle sur ce système, nous connectons une autre capacité de technologie différente : soit Stéafix au mica à armatures soudées 22 nF/1 kV service, soit SSM Radio 6 nF/1,5 kV service au mica/armatures soudées, ces derniers modèles sous tube-méplat stéatite. Ces composants sont difficiles à trouver... mais nous satisfont au point de ne pas réaliser qu'il existe une liaison R-C.

## Schéma, réglages

Nous avons donc affaire au traditionnel montage 310 A et 300 B, sa seule particularité consistant à charger l'anode de ce dernier par résistance et à l'alimenter en "néga-tif" (côté cathode)/"positif" (côté anode), de façon à créer à la fois une liaison directe à la grille du 845 final et une polarisation directe **partielle** de ce dernier. Le complément de polarisation du 845 étant assuré par résistance dans le retour/cathode, ce qui garantit suffisamment ce tube en cas de défaillance de la partie fixe. Le schéma général est représenté sur la figure 3.

Commencer par régler les potentiels des filaments à leurs valeurs exactes, les HT étant coupées. Les HT (après vérification méticuleuse du montage) peuvent ensuite être

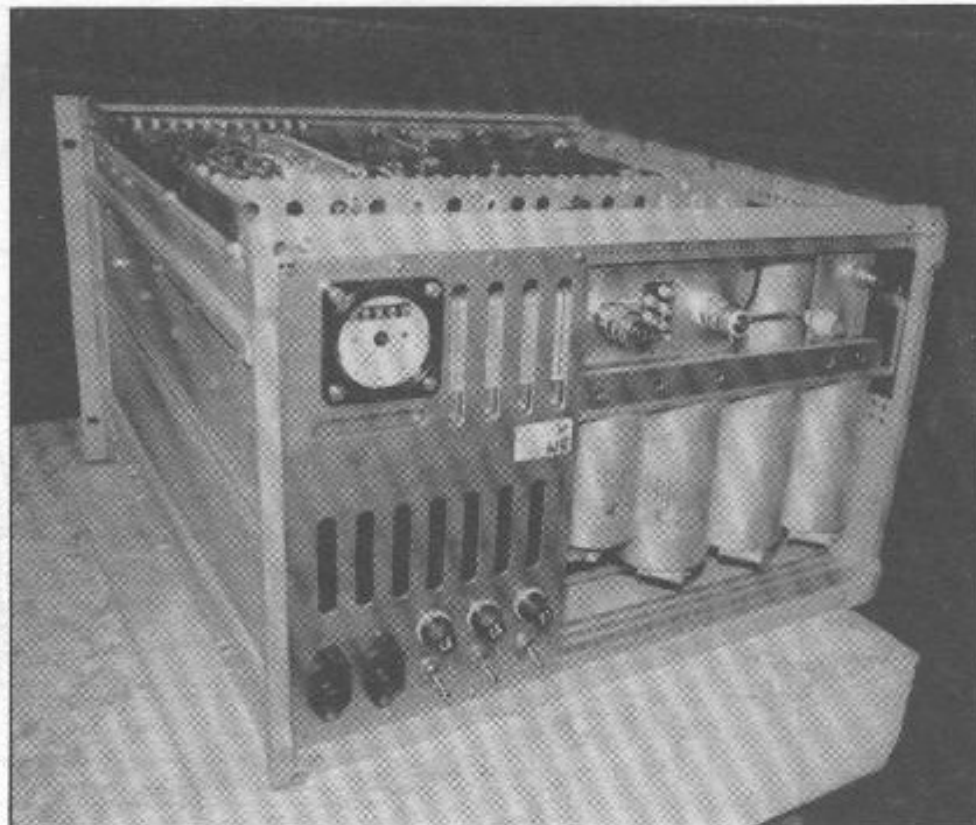


Photo 5 : Ampli avec 845 (bas-médium). "La tête en bas", vu par l'arrière, coffret déshabillé. (Le cadran est un compteur horaire.) Poids : environ 65/70 kg. J'ai dû renforcer le coffret et les cornières-supports de l'armoire/rack.

appliquées avec prudence : au niveau du 310 A d'entrée, aucun problème. Lors des premiers essais de mise sous tension des 300 B et 845, nous nous sommes servis d'un Variac pour appliquer très progressivement ces HT, avec de nombreuses vérifications intermédiaires des tensions, des débits et des polarisations résultantes. On en arrive ainsi aux valeurs nominales. Les circuits d'alimentation sont représentés sur la figure 4.

A ce stade, il faut régler la polarisation de l'étage final 845 par ajustement fin de sa résistance de retour de cathode, afin d'obtenir un débit de 65 ( $\pm 1$ ) mA. Avec des tubes RCA tout au moins, la polarisation totale sera de l'ordre de -135 V (au lieu des -155 V attendus, sous 1 kV, 65 mA, et une charge de 10 k $\Omega$ ).

Une fois le tout soigneusement réglé et vérifié, une première satisfaction apparaîtra : le montage est parfaitement stable sur le plan de

l'équilibre des tensions et courants.

Nous réitérons nos recommandations de prudence à l'égard des tensions importantes mises en jeu : lors des essais, **attention, ne travailler que d'une main.**

Cet ampli fonctionne fort bien sans contre-réaction. Toutefois, un léger taux (5,5 dB avec les valeurs indiquées, à ajuster) est préférable. Le transformateur de sortie X-10-S, de haute impédance primaire, donc avec une inductance primaire considérable (80 H sous 70 mA) est "nerveux" (!...) et produit une surtension importante. Les signaux rectangulaires (sur charge résistive non inductive) présentent sur les fronts montants et descendants un léger "pic" d'une brièveté surprenante (sans conséquences subjectives). Un léger taux de C.R. contribuera à l'éliminer et encore davantage une petite capacité (mica) shuntant la résistance de C.R., dont il ne faudra pas exagérer la valeur afin de ne pas altérer le temps de

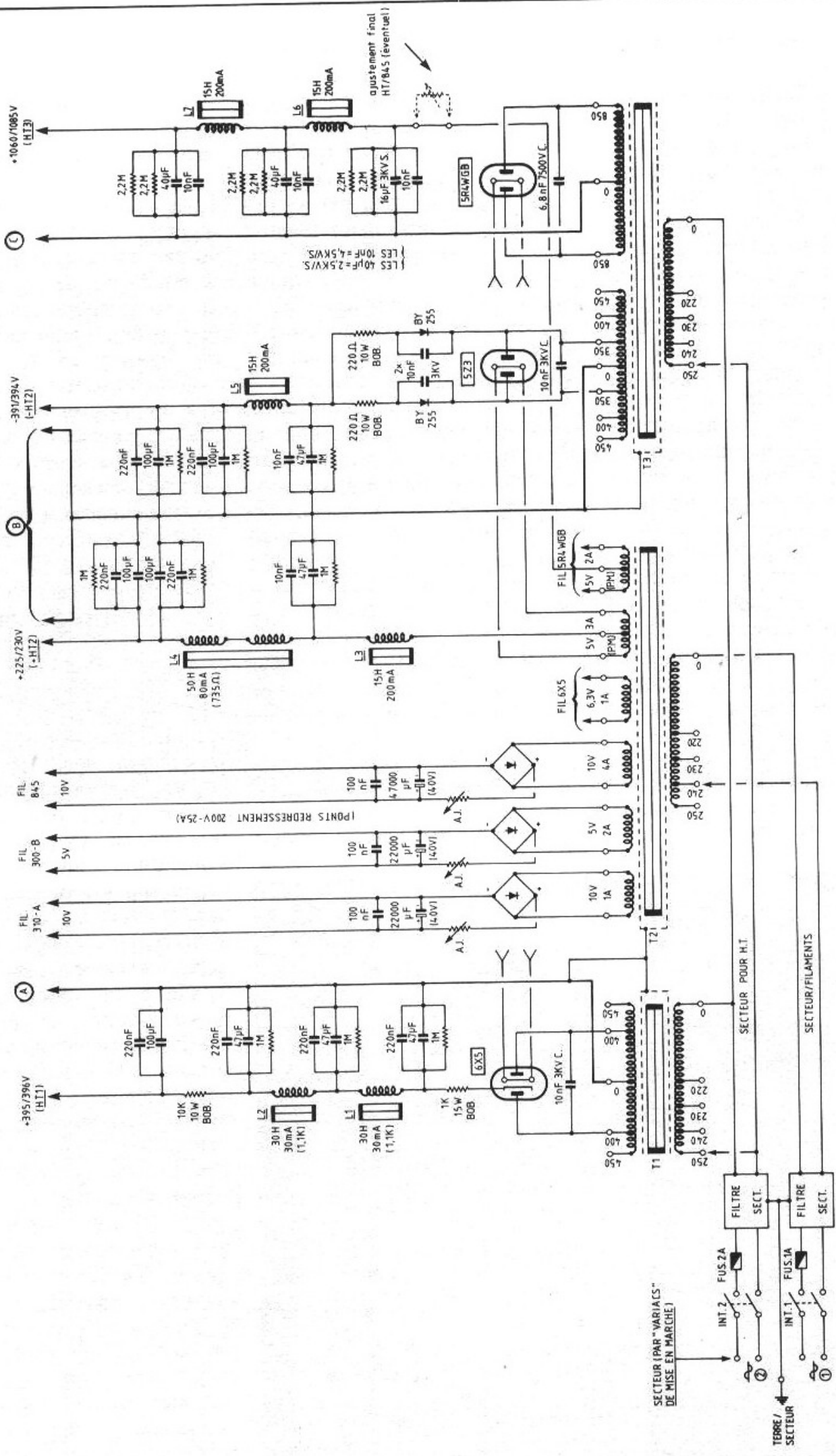


Fig. 4 : Alimentations.



montée : 330 pF maximum, à ajuster.

Tous réglages optimisés, sur le plan électronique, l'ampli est inconditionnellement stable : il refuse d'osciller avec la C.R. inversée ; il faut carrément court-circuiter la résistance de C.R. pour qu'il consente à se bloquer. Le montage est également indifférent à la nature de la charge de sortie quelle qu'elle soit, même une capacité de forte valeur.

## Mesures

Nous résumons sous forme de tableaux ou graphiques nos résultats de mesures électroniques, tout en nous excusant de n'avoir pu photographier les formes des signaux de sortie (sinusoïde à la limite de saturation - signaux rectangulaires à divers niveaux et fréquences - salves de signaux à haut niveau vérifiant la rapidité de réponse des alimentations, etc.) sur

### Bruit de fond rapporté à P = 20 W :

Ampli n°1 : 102 dB (avec filtres/secteur)

Ampli n°2 : 103 dB (avec filtres/secteur)

### Efficacité des filtres/secteur Schaffner :

Sur les 2 amplis : minimum 2 dB de gain sur le bruit de fond.

### Temps de montée à 10kHz (contre-réaction 5,5 dB) :

4,8  $\mu$ s, pour les 2 amplis.

charge résistive ou mixte (voire purement capacitive), à l'oscilloscope.

## Améliorations possibles ou... simplifications

Les alimentations en courant continu des trois filaments gagneraient à transiter par des régulateurs de tension (en boîtiers T03 ou TO220), éliminant tous problèmes de filtrage ou précision des potentiels. Les rhéostats/points milieux des 300 B et 845 ne sont pas indispensables en continu, il est possible de leur substituer une paire de résistances, à ajuster.

L'ampli s'avérant sensible, il pourrait être envisagé de moins charger l'anode du 310 A d'entrée : 47/50 k $\Omega$  au lieu de 90. La bande passante dans le haut du spectre y gagnerait quelque peu.

Pour les réalisateurs redoutant la résistance interne des valves à vide, il pourrait être envisagé de doubler la 5R4-WGB alimentant la 845. Même remarque pour la 5Z3 alimentant la 300 B, on pourrait lui substituer une valve à haute pervéance, telle la GZ34. Bien qu'à notre sens, la priorité d'une grande réserve de courant instantané au niveau de la capacité terminale de filtrage soit évidente.

Au niveau de la simplification, il pourrait être éventuellement justifié de gagner du poids, en

réduisant les cellules de filtrage à une seule au lieu de deux aux niveaux 300 B et 845, tout en conservant les capacités terminales de valeur élevée.

Une simplification radicale consiste à renoncer à la liaison directe 300 B  $\rightarrow$  845, au prix d'une liaison R-C supplémentaire. Ce qui conduit alors à un schéma des plus classiques... ainsi qu'à la possibilité de n'utiliser qu'un seul et unique redresseur HT, duquel sont dérivées les tensions des trois étages.

## En guise d'épilogue

Il ne faut pas attendre de ce type d'ampli une bande passante "frisante" le mégahertz à -3 dB, surtout avec un tube à haute impédance tel le 845, pour lequel le meilleur transfo de sortie existant se trouvera toujours relativement limité.

Ne pas davantage espérer des taux de distorsion harmonique totale avec des 0,00...%.

Mais l'on retrouve toutes les qualités subjectives des montages à triodes, ce qui n'est pas peu dire.

(\*) Nous parlons bien entendu des capacités du tube, rapportées à la valeur des impédances de charges généralement utilisées, soit 100 à 200 k $\Omega$ .

Niveau d'entrée (V <sub>e</sub> eff)		50mV	100mV	150mV	200mV	0,3V	0,4V	0,5V	0,6V	0,7V	0,8V	0,9V	1V
à 1kHz	P (mW ou W)	120	460	1,08	1,85	3,75	6,4	10,3	14,7	19,4	24,3	28	29,2
	Distorsion (%)	0,11	0,22	0,35	0,49	0,64	0,87	1,25	1,7	2,2	3,93	6,4	9
à 100Hz	P (mW ou W)	127	475	1,1	2	3,8	6,5	10,6	15,6	18,9	21,5	22	24,1
	Distorsion (%)	0,18	0,29	0,42	0,5	0,78	1,20	1,53	2	2,9	3,99	6,5	9,1
à 30Hz	P (mW ou W)	127	495	1,14	2	3,97	6,7	10,4	12,6	13,9	15,1	16,1	—
	Distorsion (%)	0,27	0,41	0,59	0,73	1,11	2	4,98	14	—	—	—	—
à 10kHz	P (mW ou W)	109	404	0,95	1,74	3,25	5,65	9	14	16,7	18,2	21,1	23
	Distorsion (%)	0,2	0,31	0,54	0,71	1,05	1,35	1,98	2,19	3,01	3,97	4,98	—
à 20kHz	P (mW ou W)	72	275	0,65	1,18	2,4	3,8	6	8,7	11,8	14,7	17	20
	Distorsion (%)	0,21	0,38	0,59	0,78	1,1	1,44	2	2,39	2,95	4	4,99	—

(Les résultats obtenus sur les deux amplificateurs sont pratiquement identiques.)

## Composants : Tableau complémentaire

### 1. AMPLIFICATEUR (fig. 3)

#### • Capacités :

T : tantale

MKP : polypropylène

NPO : céramique/faibles pertes/haute stabilité

MKT : polyester

C : céramique (disque) THT

#### Découplages/HT :

– 630 V/service pour 310-A et 300-B (shuntés par 220 ou 470 nF 630 V/service)

– 2,5 kV/service pour 845 (shunté par 10 nF 3 kV/service)

Cp : capacité/shunt, ajustage de la contre-réaction. Mica. Ne pas excéder 330 pF. Voir texte.

#### • Résistances :

T : à couche tantale, 1/2 W, 1%

C : carbone aggloméré (soit 2 W, soit 1 W), genre Allen-Bradley

M : couche métallique (1/2 W), 5%

Rhéostats/filaments 300-B et 845 : Allen-Bradley 2 W

#### Résistances/cathode :

– pour 300-B : RH50 bobinée sous boîtier, 50 W, 1%, non inductive

– pour 845 : RH50 bobinée sous boîtier, 50 W, 1%, non inductive en série avec 500  $\Omega$  (non induct.) et 100  $\Omega$  parallèle, pour ajustage final

– Charge d'anode 300-B : 7 résistances Sfernice bobinées/non inductives en parallèle, RLP 10/Nl, de 37 400  $\Omega$  10 W, résultante : 5 343  $\Omega$  70 W (1%)

**Nota :** Les RH50 (cathodes 300-B et 845) peuvent être remplacées par des composants plus modernes : Caddock MP-850 sous boîtier TO-220, dissipation 50 W, non inductives, 1%, ou Sfernice RCH-50.

### 2. ALIMENTATIONS (fig. 4)

#### • Capacités :

Filtrages 310-A et 300-B :

Polypropylène, 630 V/service, shuntés soit par 10 nF (disque céramique 1 kV/service) soit par 220 nF polyester 630 V/service.

Filtrages tube 845 :

– Entrée 16  $\mu$ F : film plastique 3 kV/service, shunté par disque céramique 10 nF/4,5 kV/service.

– Suivants : Bosch KO/MP film plastique, 40  $\mu$ F, 2,5 kV/service, shuntés par disque céramique 10 nF/3 kV/service.

– Le condensateur shuntant le secondaire 2 x 850 V de T3 est un modèle "assiette" céramique 6,8 nF/7,5 kV.

– Les autres condensateurs shuntant les secondaires 2 x 400/450 de T1 ou 2 x 350/400/450 de T2 sont des disques céramique 10 nF/3 kV/service minimum.

#### • Résistances :

BOB : bobinées

AJ : ajustement des tensions/filaments, en fil résistant.

**Nota :** Toutes les capacités de filtrage sont shuntées par des résistances **DU TYPE "HAUTE TENSION" (IMPORTANT)** : soit 1 M $\Omega$  pour les deux premiers étages ; soit 2 x 2,2 M $\Omega$  (parallèle) pour la HT du 845.

#### • Bobinages : Fabrication STS/Millerioux

T-1 : type B-2341-B ; 2 x 400/450 V/30 mA

T-2 : type F-2275-B ; chauffages/filaments. Modèle en réalité **universel**, offrant davantage de possibilités par rapport aux indications du schéma. Permet l'alimentation/filaments de tous types de tubes, pour tous types de montages. Boîtier "Mu-Métal", non indispensable. Indiquer expressément si boîtier/acier souhaité.

T-3 : type R-2271-B **modifié** (à indiquer) ; 2 x 350/400/450 V/180 mA, et 2 x 850 V/200 mA (en place du 2 x 1 kV originairement prévu). Boîtier "Mu-Métal", non indispensable. Indiquer si boîtier/acier souhaité.

L-1 et L-2 : type B-858-B ; inductances de filtrage, minimum 30 H sous 30 mA, résistance env. 1,1 k $\Omega$ , isolement 2 kV/S. Boîtier acier.

L-3, L-5, L-6, L-7 : type A-953-B ; inductances de filtrage, minimum 15 H sous 200 mA, 2 kV/service. Boîtier "Mu-Métal", non indispensable. Indiquer si boîtier/acier souhaité.

L-4 : type H-959-B ; inductance de filtrage à 2 enroulements, chacun de min. 20 H sous 75/80 mA, résistance de chaque enroulement env. 735  $\Omega$ , boîtier/acier. Adoptée ici pour raisons de disponibilité, peut être remplacée par A-953-B modifiée ou non. Modèle à faibles capacités et à 1 écran statique, que nous avons relié à la cathode du 300-B (facultatif).

#### • Filtrage secteur :

Schaffner ou similaires à 2 cellules de filtrage, intensités appropriées pour chaque :

Filaments : min. 1 A ou plus

H.T. : min. 2 A ou plus.

#### • Coffret :

Fabrication Schroff, modèle Cardpac, largeur "84 f" pour rack standard, hauteur totale 7 "unités" normalisées. Il faut modifier profondément ce coffret, le renforcer, prévoir une plaque-châssis (Duralumin de 4 mm) à fabriquer, supportée par les flancs du coffret par l'intermédiaire de **supports isolants** afin d'éviter les bouclages de masse. Le châssis supportant montage et composants est totalement isolé du coffret, sa borne de masse sort en un seul point pour raccordement ultérieur "en étoile" de toutes les autres masses des autres amplis.

**Nota :** Poids total d'un ampli : 65/70 kg.

**Page non  
disponible**



- Réalisation personnelle -

## AMPLIFICATEUR A TUBES POUR CASQUE DYNAMIQUE

Maurice Benaya



*On peut être audiophile, on n'en reste pas moins attentif au budget que l'on souhaite ou peut investir dans un équipement. A cet égard, les amplificateurs à tubes pour casques dynamiques sont assez mal placés compte tenu du prix des composants nécessaires à leur réalisation.*

L'idée directrice de cette réalisation est, dans un premier temps, de développer les principes de conception pour un amplificateur à tubes mettant en œuvre des transformateurs d'alimentation standard et, ensuite, d'en valider l'intérêt pratique par un premier prototype. La base de cette étude est donc la recherche d'une économie de moyens, elle a été conduite et doit être jugée sous cet éclairage.

### Schéma Amplificateur

Le schéma en est donné en figure 1. Deux étages amplificateurs en cascade composent l'intégralité du montage. Le premier, construit sur la base d'une double triode ECC 81, assure une première am-

plification et l'adaptation d'impédance ; le tube est polarisé par R3, C1 et C2 et est chargé par R2 reliée au point d'alimentation HT2. La modulation extraite par C3 attaque la seconde double triode, un 6CG7/6FQ7, polarisée par R6, C4 et C5 et chargée par le primaire du transformateur de sortie. Le gain total pour l'ensemble du montage a été fixé à 55 afin d'obtenir le niveau maximal admissible par le casque sur un signal de 100 mV<sub>eff</sub> à l'entrée. Ce gain relativement élevé permet la connexion directe de l'amplificateur à des sources bas niveau, sans interposition d'un préamplificateur. Dans le cas d'une utilisation en aval d'un préamplificateur, on interposera entre sa sortie et l'entrée du montage un pont

atténuateur tel que décrit en figure 2.. Le transformateur de sortie, qui doit transmettre une bande aussi étendue que possible, mérite un examen particulier.

Il s'agit d'un transformateur d'alimentation standard équipé de deux enroulements primaires de 110 V et deux secondaires de 15 V. L'un des enroulements 110 V charge le tube final tandis que le second est relié à l'alimentation HT1 à travers R5. L'impédance en alternatif qui charge le tube final étant fixée à 33 k $\Omega$  et celle du casque de 600  $\Omega$ , le rapport de transformation devait être de

$\left(\frac{600}{33.000}\right)^{\frac{1}{2}}$  soit 0,135 ou encore

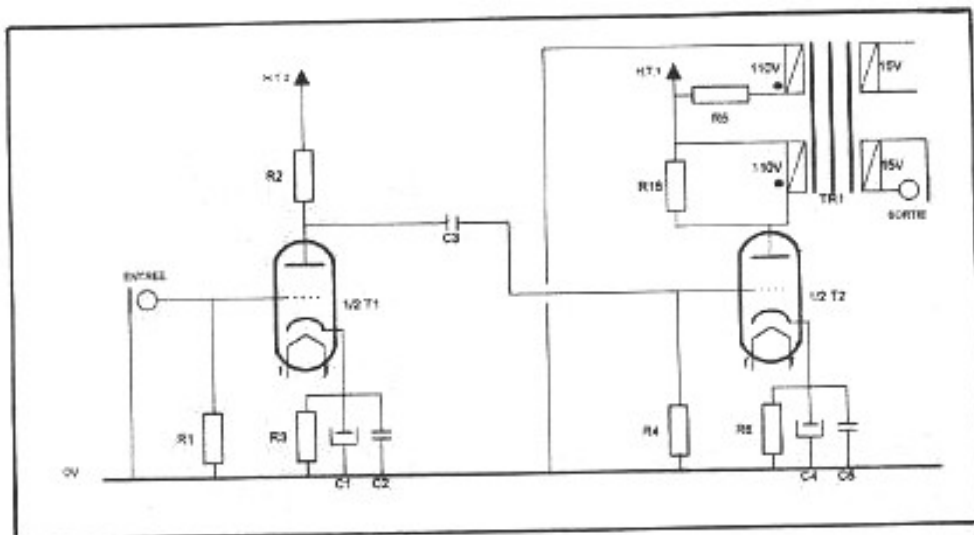


Fig. 1 : Amplificateur (un seul canal représenté).

sensiblement  $\frac{15}{110}$ . C'est ce qui explique le choix de la tension secondaire du transformateur. La saturation du noyau par le courant de polarisation du tube final (4,5 mA environ) limite considérablement la bande passante du transformateur dans le cas du spectre. En alimentant le deuxième enroulement de 110 V par un courant de même valeur de sens opposé (voir les points de repère des sens d'enroulement sur le schéma), les choses rentrent dans l'ordre. La limite basse de bande passante pour notre prototype à -3 dB s'établit ainsi à 36 Hz à mi-puissance. Le transformateur doit être très largement dimensionné en puissance, de manière à disposer d'un noyau de section suffisamment importante pour cette application particulière ; nous avons choisi un modèle torique standard (question d'encombrement) de 80 VA qui donne entière satisfaction. La puissance maximale admissible par le casque choisi étant de 50 mW<sub>eff</sub> (Beyer Dynamic DT 550), la tension maximale secondaire s'établit à  $(0,05 \times 600)^{1/2}$  soit 5,5 V<sub>eff</sub> et la tension crête primaire à

$$1,414 \times 5,5 \times \left(\frac{110}{15}\right)$$

soit 57 V. Dans ces conditions, une alimentation sous haute ten-

sion relativement faible (200 V) convient, ce qui est important pour des raisons de facilité et de coût d'approvisionnement et de réalisation. En cas d'utilisation d'un casque d'impédance différente de 600 Ω, les calculs sont à reprendre en sachant que l'impédance vue par le tube final ne devrait pas descendre en-deçà de 25 kΩ ; de ce fait, l'impédance minimale d'un casque utilisé avec ce type d'appareil ne peut être inférieure à  $25.000 \times \left(\frac{6}{110}\right)^2$  soit 74 Ω (en effet, la plus petite tension standard pour les transformateurs d'alimentation de puissance idoine est 6 V). L'utilisation de casques 32 Ω est par conséquent exclue pour ce type d'application. En revanche, les casques de 300 Ω, qui sont nombreux sur le marché, conviennent parfaitement si l'on utilise un transformateur de 9 V (impédance vue du primaire de 45 kΩ), alors qu'un transformateur de 12 V conviendrait tout juste (impédance vue du primaire de 25,2 kΩ). Pour une puissance admissible de 200 mW<sub>eff</sub> (cas du Sennheiser HD 520 II-Ovation), la tension crête requise est de 134 V dans le premier cas et 100 V seulement dans le second. La raison de l'alimentation de l'enroulement 110 V "de compensation" par

haute tension et forte résistance plutôt que par source de tension faible est évidente : l'excitation de l'enroulement "BF" induit l'enroulement de compensation ; si celui-ci était alimenté par une source de tension, il ferait office de court-circuit magnétique pour les signaux alternatifs, ce qui va très exactement à l'encontre du but recherché. En toute rigueur, l'alimentation de cet enroulement devrait donc être réalisée par source de courant ; la solution adoptée ici présente l'avantage de la simplicité et donne satisfaction compte tenu de la forte valeur de R5. Notons que plus la haute tension est élevée, plus sa valeur ohmique l'est et la source de courant idéale approchée ; n'oublions pas non plus que R5 réduit l'impédance de charge du tube final ; on a donc intérêt à opter pour une valeur élevée.

Cette longue parenthèse étant refermée, revenons au schéma de l'amplificateur pour constater l'absence de toute contre-réaction, choix non définitif dû à mon manque de moyens d'investigation et de mesure. Les deux triodes sont classiquement alimentées par des cellules de filtres en Π réalisées par des ensembles résistances/condensateurs. Concernant l'étage final, le choix de la triode 6FQ7/6CG7 a été dicté par son support noval et ses caractéristiques électriques qui conviennent à une application de faible puissance comme celle-ci. Des tubes tétrode ou pentode plus puissants auraient également pu convenir mais l'alimentation correcte de leur grille

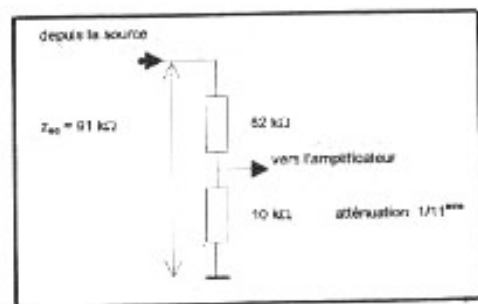


Fig. 2 : Atténuateur pour signaux haut niveau.

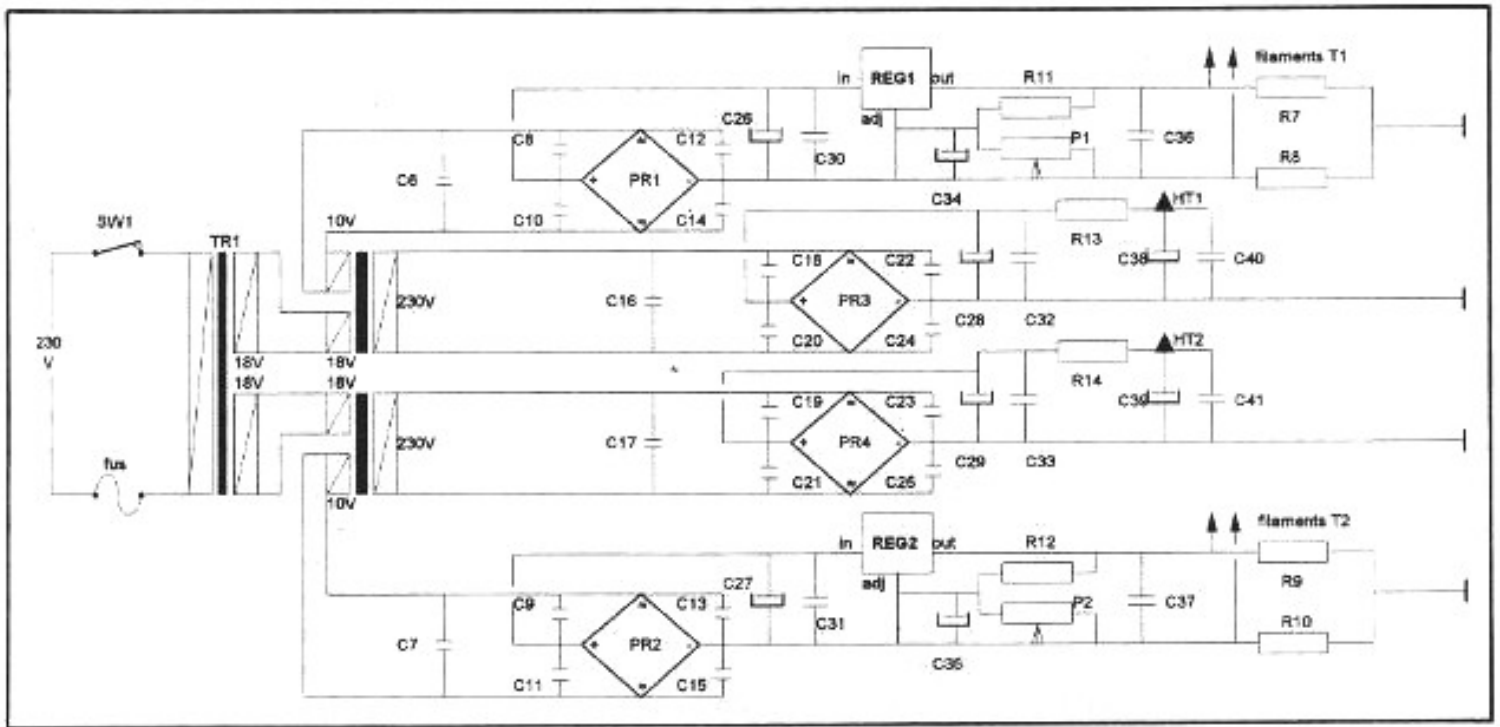


Fig. 3 : Alimentation.

écran m'a paru problématique pour un avantage, en termes de puissance, dont on n'a que faire ici.

### Alimentation

Le schéma est donné en figure 3. J'utilise déjà depuis longtemps pour des prototypes une configuration à deux transformateurs qui présente l'immense avantage de permettre l'obtention de tensions secondaires variées à l'aide de transformateurs tout à fait classiques ; la consommation du montage étant ici relativement importante, les pertes dans le transformateur aval le sont également. Pour les compenser, on peut augmenter sa puissance (ne pas dépasser un rapport de 1 à 5 pour les puissances des transformateurs amont et aval) ou augmenter la tension de sortie théorique. Pour ce

prototype, j'ai adopté une configuration dont voici les caractéristiques :

- Transformateur primaire unique : 230 V/2 × 18 V - 60 VA.
- Transformateurs secondaires : 230 V/18 V - 6 VA 10 V/6 VA.

L'enroulement 10 V des transformateurs secondaires sert à l'alimentation des filaments des tubes (6,3 V). Compte tenu de toutes les consommations, la haute tension disponible chute d'un théorique de 320 V à environ 240 V seulement. Pas de panique : la puissance dissipée par cette perte n'est même pas de 1 W dans chaque transformateur. Leur choix dépend bien entendu des disponibilités et des options de chacun. En fonction des matériels employés, on alimentera les filaments par un transformateur séparé ; on pourra alors

très bien n'utiliser qu'un seul circuit pour cela. De même, la configuration à deux transformateurs HT n'est en aucun cas une obligation. La figure 4 donne un exemple d'alimentation HT à un seul transformateur.

Le redressement de la haute tension est confié à un pont à semi-conducteurs. Bien que l'emploi d'une redresseuse à vide soit techniquement préférable, les complications suivantes en résulteraient : nécessité d'alimenter le filament de la redresseuse par une source séparée, redressement mono-alternance ou emploi d'un transformateur double et chute de tension importante dans le tube. Les ponts de redressement sont antiparasités par condensateurs et les électrochimiques de filtrage sont doublés par des condensateurs non polarisés. La

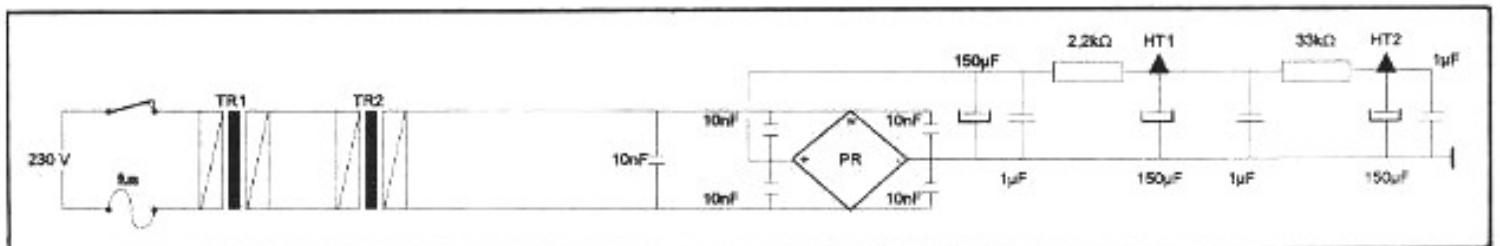


Fig. 4 : Alimentation haute tension à un seul transformateur.

haute tension alimentant le tube final est tirée de l'électrochimique C36, alors que la triode d'entrée bénéficie d'un filtrage en  $\Pi$  plus efficace par R14 et C39. Le choix d'une haute tension relativement faible facilite grandement l'approvisionnement en électrochimiques pour lesquels il ne faudra cependant pas descendre en-deçà d'une tension de service de 300 V.

Les filaments des tubes sont alimentés en 6,3 V continus régulés par REG1 et REG2. L'énergie nécessaire a été prélevée pour le prototype sur des enroulements disponibles sur les transformateurs secondaires, mais il est bien entendu possible de le faire depuis une autre source. Le potentiel des filaments est fixé par R7-R8 et R9-R10 qui seront choisies de fort wattage.

## Réalisation

Le montage a été conçu en modules séparés pour pouvoir en adapter les éléments : choix des transformateurs, type des électrochimiques, construction dual mono ou non... On pourra ainsi expérimenter aisément un autre étage d'entrée, de sortie, une contre-réaction modérée ou une alimentation haute tension régulée par exemple. Les modules composant l'amplificateur sont donc ici :

- les alimentations haute tension ;
- les alimentations filaments ;
- l'étage d'entrée ;
- l'étage de sortie.

Tous les points 0 V des cartes, des connecteurs d'entrée et de sortie et le châssis seront reliés en étoile en un point unique.

Les résistances utilisées sont, sauf indication, des modèles carbone de préférence, de puissance 2 W, pour maintenir des caractéristiques stables dans l'environnement relativement chaud des tubes.

## Alimentations haute tension

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont

indiqués figure 5. Les diodes redresseuses utilisées sont des 1N 4007 ou BY 255 ; elles doivent présenter les caractéristiques minimales suivantes :

- courant direct max. : 1 A,
- tension inverse max. : 600 V,

les condensateurs d'antiparasitage ont, pour leur part, des tensions de service minimales de 400 V. Les électrochimiques de filtrage employés sont des modèles de tension de service 350 V et de capacités 150  $\mu$ F. Ils sont découplés par C40 et C41, qui sont aussi des 400 V. Enfin, des connecteurs ont été employés pour les divers points d'entrée et de sortie, afin de faciliter les essais et la maintenance ; ils sont facultatifs.

## Alimentations filaments

Elles sont traitées à la figure 6. Il s'agit d'une classique application du LM 317 ; la tension de sortie est ajustée à 6,3 V par P1 et P2. Ici aussi des connecteurs ont été mis en œuvre.

## Etages d'entrée et de sortie

La figure 7 en montre les dispositions et circuits imprimés. Les deux moitiés de chaque module reçoivent séparément leur alimentation et sont interconnectés par câble blindé relié à la masse côté étage de sortie uniquement. Le circuit final est muni d'un connecteur assurant la liaison avec le transformateur de modulation. On dispose enfin de pistes de réserve pour la connexion en série ou en parallèle de plusieurs résistances éventuelles qui composeront R5 (voir § "Mise au point") et l'ajustage éventuel de la charge de la triode de sortie (R15).

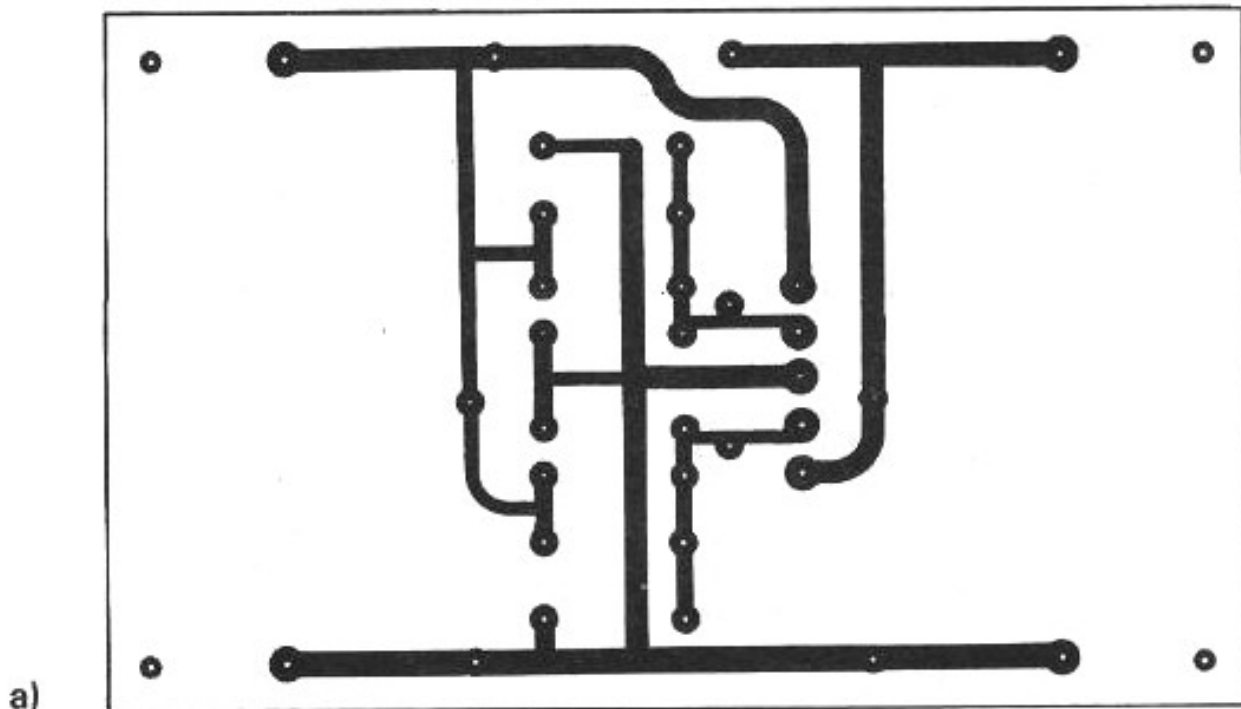
## Mise en coffret

Les suggestions de mise en coffret dépendent principalement de l'encombrement des composants mis en œuvre et des goûts personnels. Par simplicité, j'ai adopté les

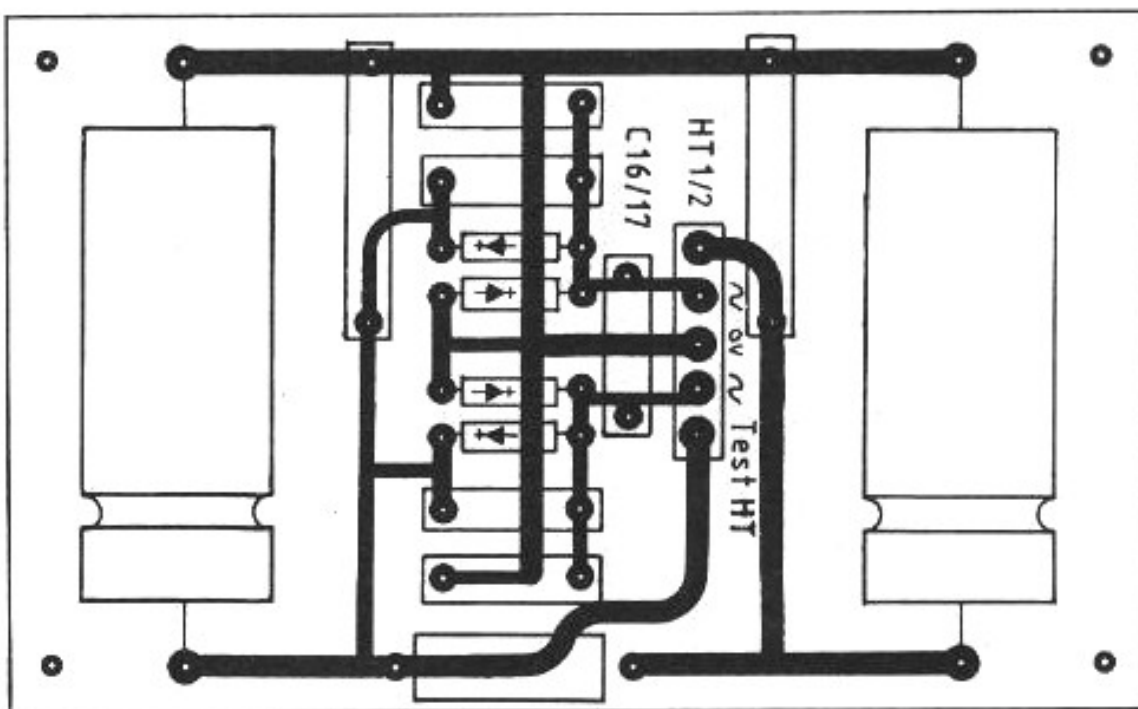
dispositions constructives suivantes : l'ensemble du montage est construit sur une platine en contreplaqué de 5 mm. Les transformateurs ont été installés sur le dessous en les éloignant autant que possible les uns des autres pour limiter les influences magnétiques, particulièrement celles entre alimentation et sortie, les circuits étant, eux, installés, sur le dessus. Le boîtier est fini par un tour en bois, sans fond, et un capotage en tôle ajourée permettant l'évacuation des calories et rappelant l'esthétique des anciens matériels à tubes. L'encombrement total du prototype (440 mm de longueur) aurait permis son insertion dans un coffret ESM de la série ER ; si la hauteur des transformateurs le permet, l'utilisation d'un boîtier ESM 48/04 (hauteur de la face avant : 44 mm) est possible en conservant uniquement le tour.

## Mise au point

La mise au point commence par le test des alimentations : sans les relier aux étages amplificateurs, vérifier les hautes tensions et ajuster les tensions filaments à 6,3 V. Attention, la haute tension à vide peut être sensiblement supérieure aux 200 V requis et même éventuellement dépasser la tension de service des électrochimiques. Je conseille par conséquent de les charger par des résistances de 15 k $\Omega$  pour le test, cette procédure présente en outre l'avantage de décharger les condensateurs après essais. Si le sens des enroulements du transformateur de sortie n'est pas repéré, réaliser une connexion a priori et tester l'appareil sur un signal musical ou, mieux, sur signal sinusoïdal à 50 Hz, puis inverser le sens des enroulements et comparer. Choisir le sens qui procure la plus grande amplitude ; ce test s'effectue sans difficulté à l'oreille tant la différence de rendu entre les deux configurations est importante. On pourra enfin ajuster la valeur de R5 en mesurant le courant I circulant à



C35/39  
 C40/41  
 C22/23  
 C18/19  
 C32/33  
 C28/29



C20/21  
 C24/25  
 P13/14

Fig. 5 : Circuit imprimé haute tension, côté pistes et côté composants.

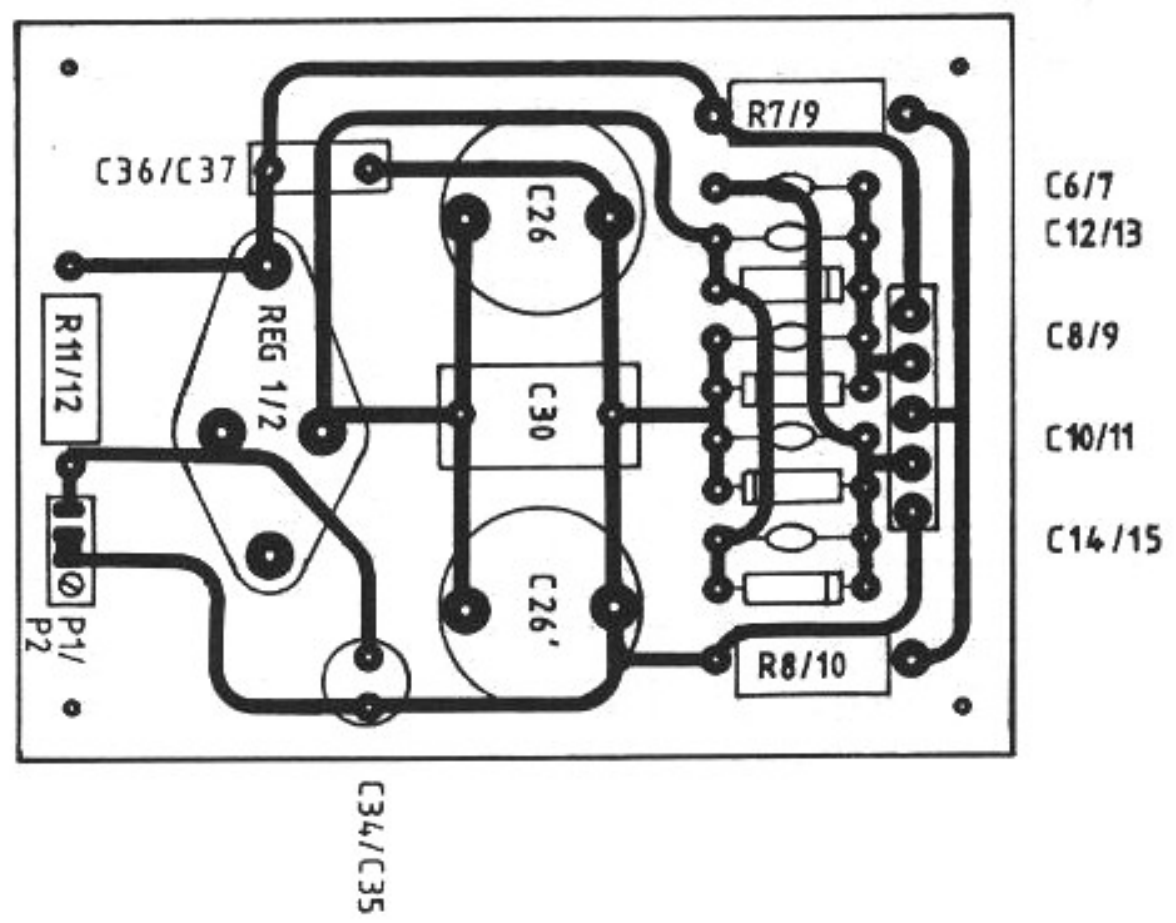
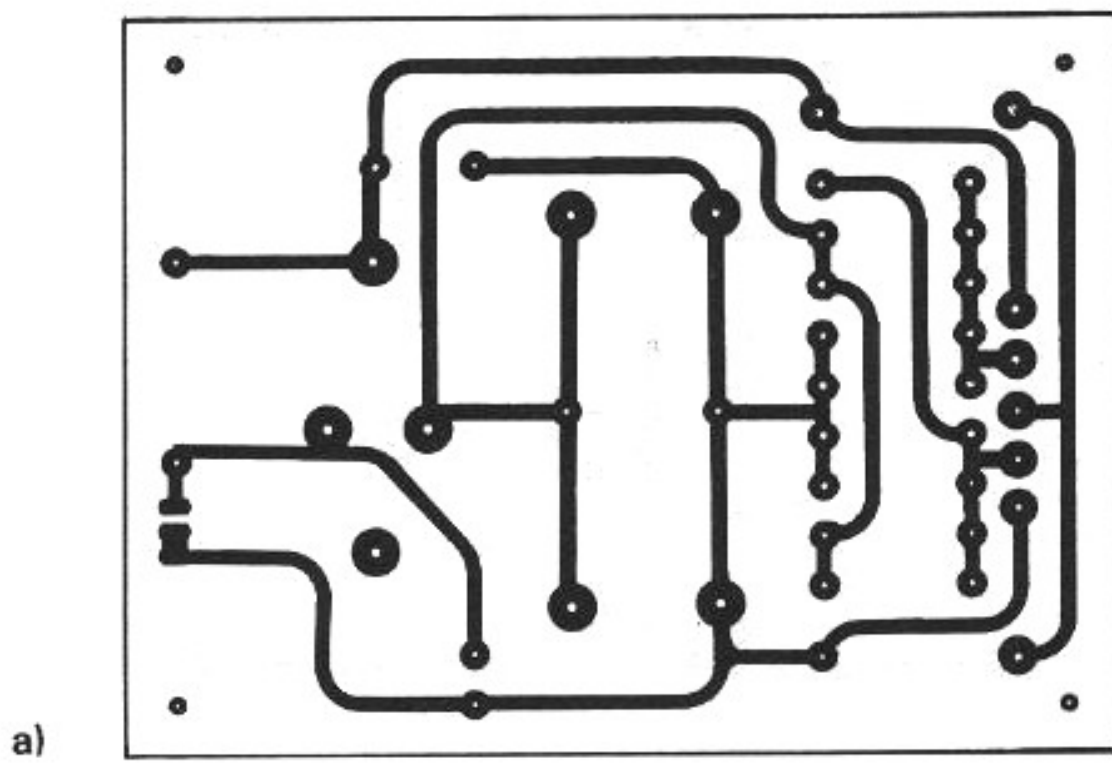


Fig. 6 : Circuit imprimé des alimentations filament, côté pistes et côté composants.

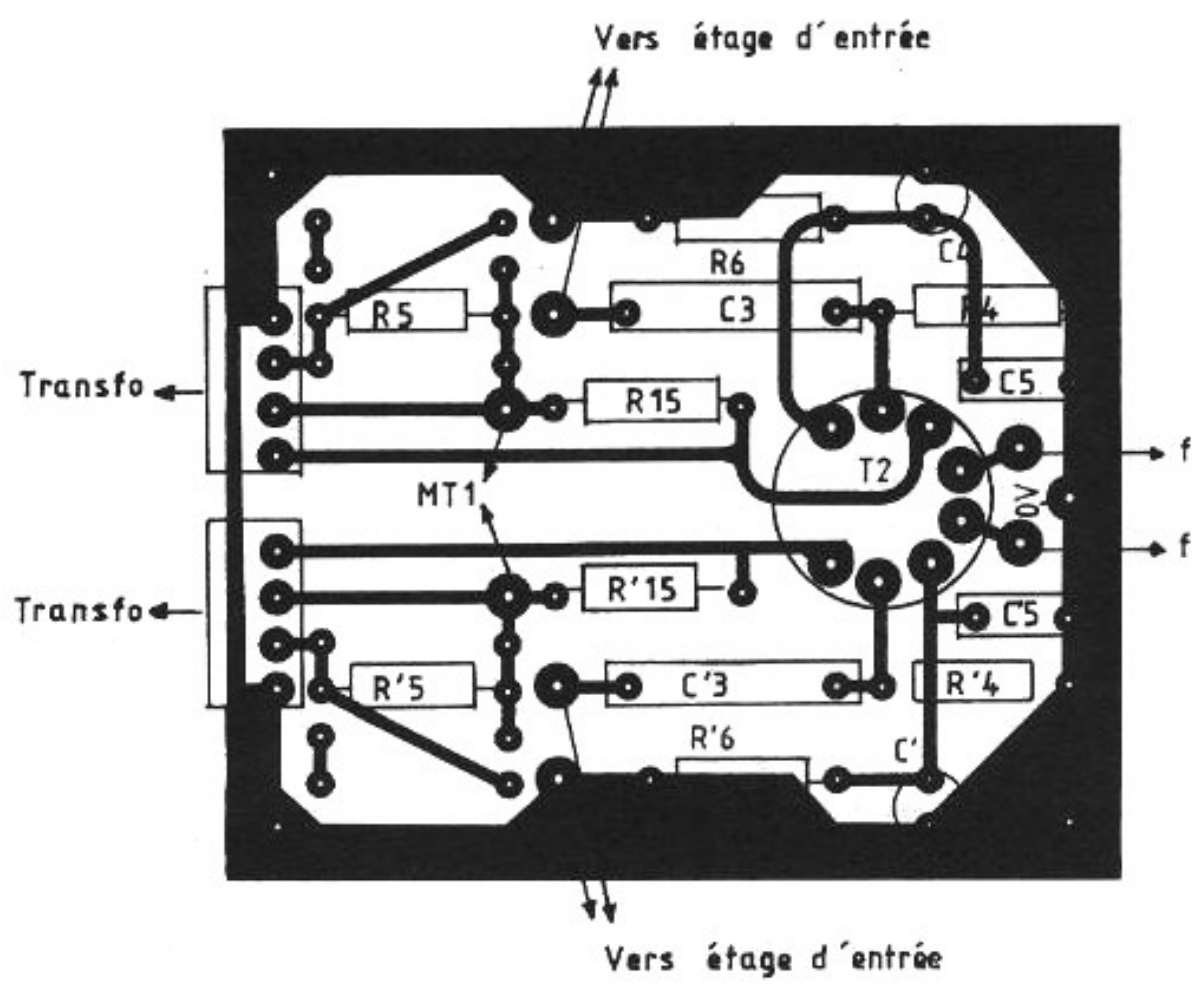
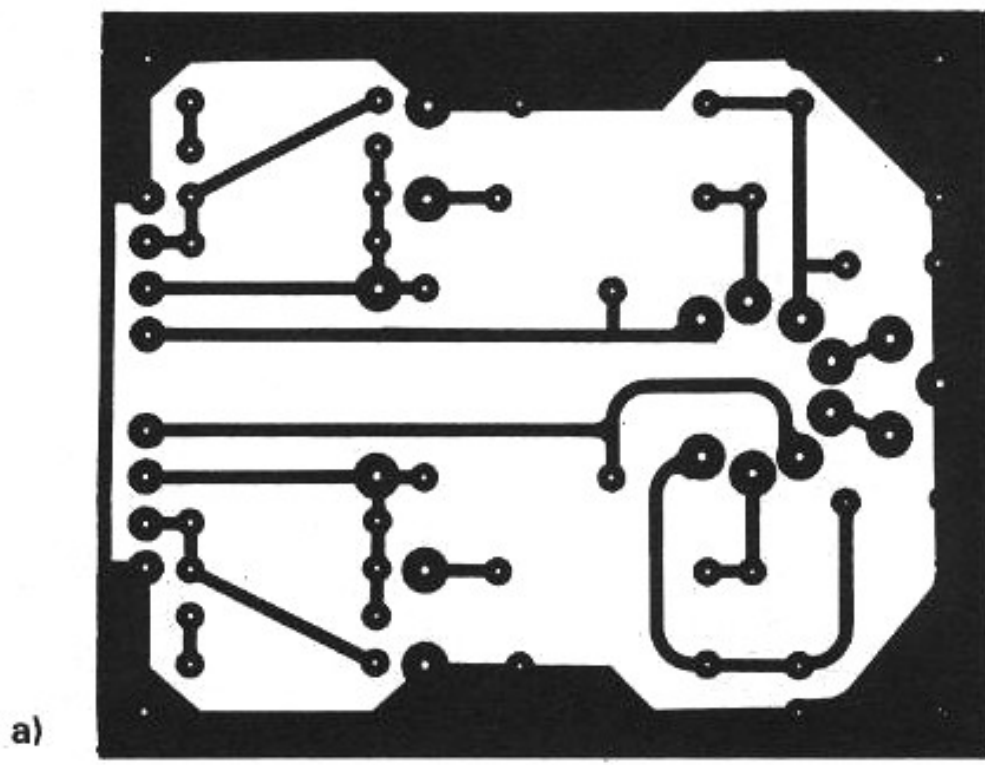


Fig. 7 : Module amplificateur, côté pistes et côté composants. Les sorties sont munies de connecteurs reliés aux transformateurs.

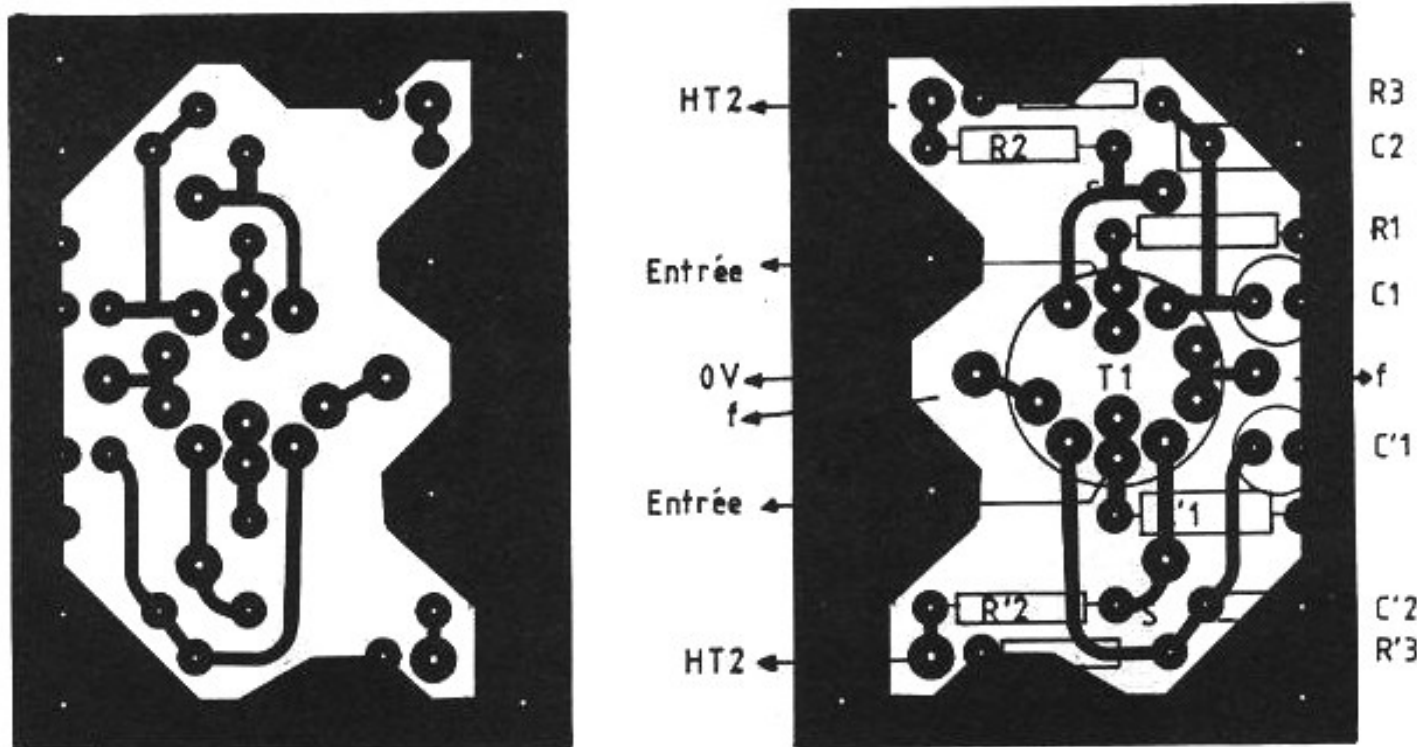


Fig. 7 (suite) : Module amplificateur (étage d'entrée) côté pistes et côté composants.

vide dans le tube final (par mesure de la tension aux bornes de R6 par exemple) et de la haute tension d'alimentation HT1. L'opération sera répétée pour chacun des deux canaux, les composants pouvant présenter des différences de caractéristiques sensibles. Pour confectionner R5, si la valeur trouvée s'écarte trop des valeurs standard, on aura recours à un assemblage en série ou en parallèle prévu sur le circuit imprimé (voir en figure 8 les différentes solutions possibles).

Le second enroulement secondaire du transformateur final sera laissé en l'air. Si l'on souhaite ap-

porter une contre-réaction au montage, on reliera un des fils de l'enroulement de sortie à la masse du montage et on prélèvera le signal sur l'autre fil (figure 9). Les signaux de sortie et d'entrée doivent, dans cette configuration, être en phase ; les bornes de valeur pour R et R' sont indiquées sur la figure. Dans le cas où l'approvisionnement en transformateurs possédant deux primaires de 110 V poserait problème, on pourrait utiliser l'enroulement secondaire disponible pour neutraliser la saturation due au courant de repos du tube final. Le cou-

rant à obtenir (nécessairement plus important dans ce cas) sera établi de manière expérimentale (il dépend de la structure des enroulements) et on s'assurera qu'il est inférieur au courant maximum que peut fournir le transformateur. Il ne sera pas possible d'utiliser l'alimentation haute tension pour alimenter ce bobinage compte tenu du courant relativement élevé à fournir et on devra donc utiliser une source de courant indépendante. La tension d'alimentation de cette source devra permettre le développement aux bornes de l'enroulement de compensation, d'une tension induite au

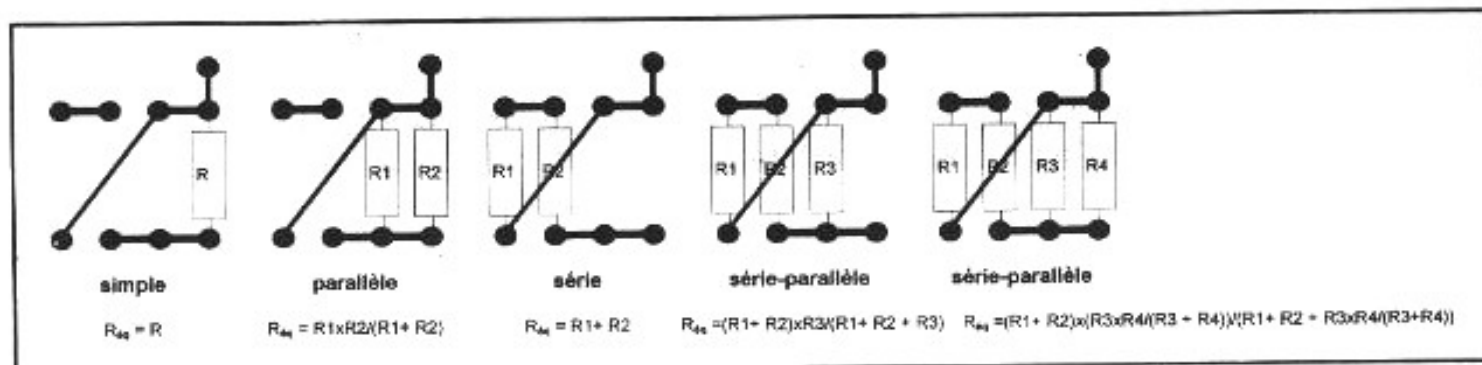


Fig. 8 : Assemblages possibles pour la résistance d'alimentation de l'enroulement de compensation.



moins égale à la tension crête maximale  $V_{cc}$  admissible par le casque ; on prendra par exemple  $2 \times V_{cc}$  pour tenir compte des pertes dans la source de courant. Un schéma possible est donné en figure 10.

Dans le cas où l'impédance de l'ensemble casque-transformateur dépasserait notablement  $33 \text{ k}\Omega$ , il est possible d'insérer R15 en parallèle au primaire pour ramener celle-ci à la valeur nominale.

En figure 11 sont consignés les résultats de mesure de bande passante à bas niveau et mi-puissance. La charge utilisée est le casque Beyer Dynamic DT 550 déjà évoqué, et non une charge électronique supposée équivalente. A faible niveau, la bande  $\pm 3 \text{ dB}$  s'étend respectivement pour chaque canal de  $75 \text{ Hz}$  à  $26 \text{ kHz}$  et de  $62 \text{ Hz}$  à  $23,5 \text{ kHz}$ . A mi-puissance, on trouve  $55 \text{ Hz}$ - $22 \text{ kHz}$  et  $36 \text{ Hz}$ - $23 \text{ kHz}$ . La différence de coupure basse entre les deux canaux provient des caractéristiques des transformateurs de sortie, pourtant de même origine et acquis en même temps.

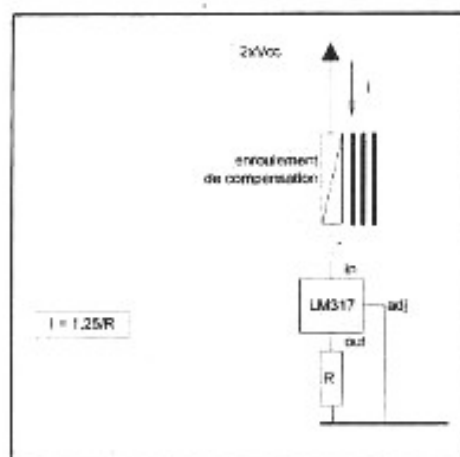


Fig. 10 : Source de courant.

## Conseils pour l'utilisation des transformateurs

L'emploi de transformateurs d'alimentation pour une telle réalisation présente des particularités qu'il faut connaître.

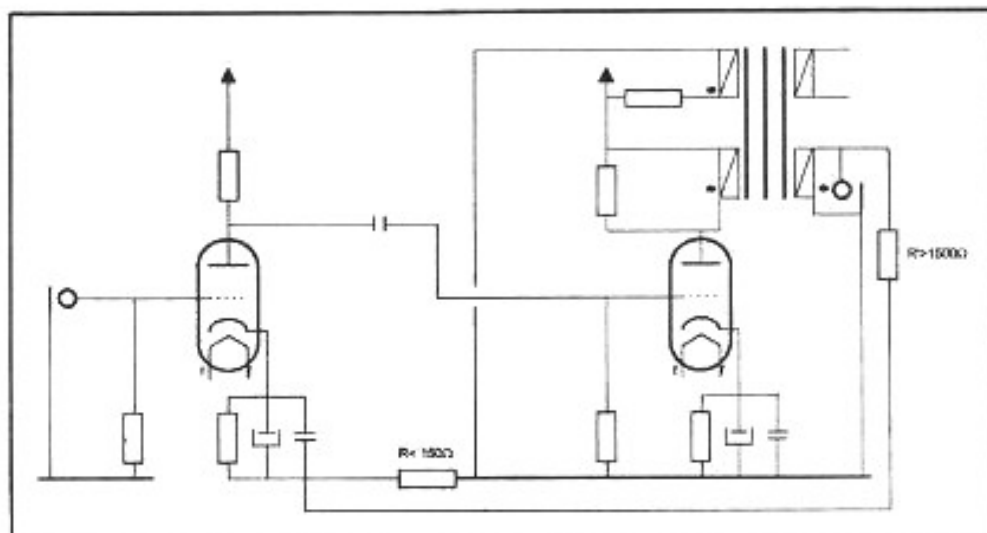


Fig. 9 : Contre-réaction - Exemple.

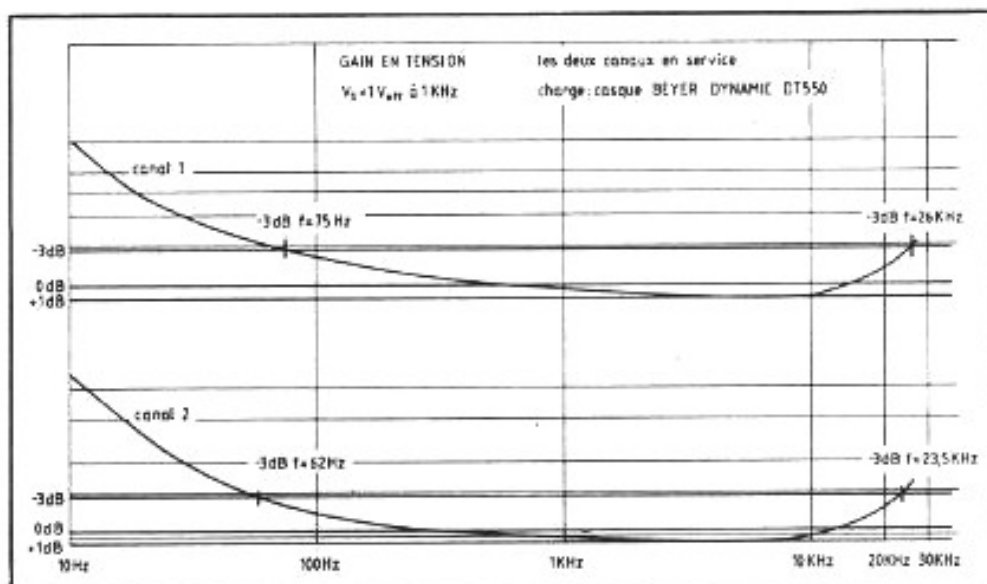


Fig. 11a : Bande passante à mi-puissance.

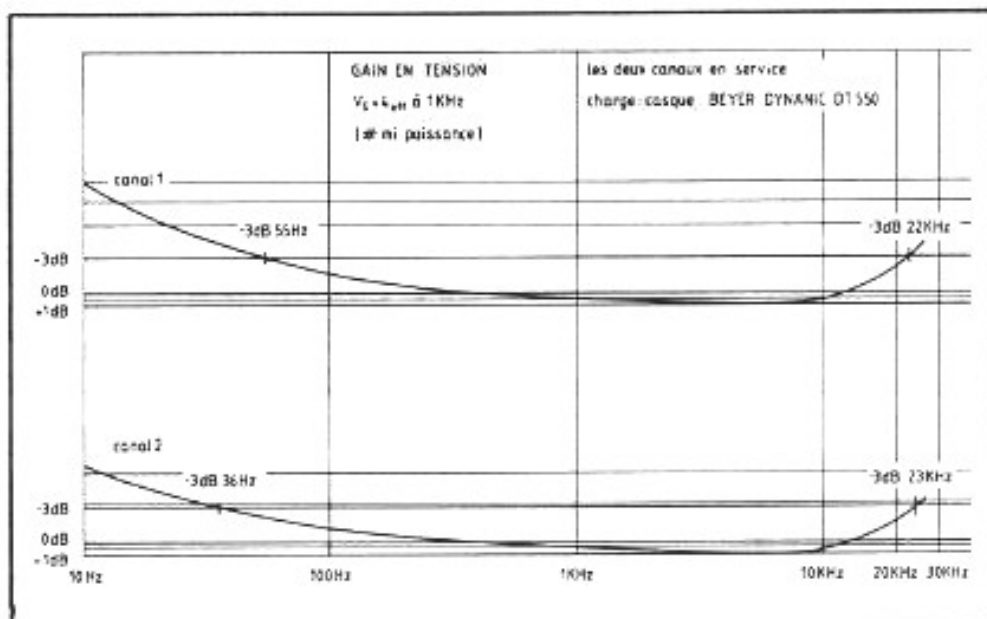


Fig. 11b : Bande passante à bas niveau.

En ce qui concerne les alimentations, l'utilisation des enroulements secondaires comme inducteurs réduit de manière sensible le rendement car ceux-ci sont en général bobinés en périphérie. L'aimantation induite du noyau magnétique s'en trouve considérablement réduite et on ne peut guère compter sur un rendement supérieure à 70% environ. Une excellente alternative consiste en l'emploi de transformateurs d'isolement à rapport de transformation de 1 ; malheureusement, ces composants semblent de plus en plus rares. Une autre difficulté réside dans la saturation du noyau : on pourrait être tenté, pour compenser les pertes et obtenir la tension secondaire requise, de survolter l'inducteur ; par exemple, si l'on désire 320 V en sortie, on emploierait un transformateur primaire de 24 V alimentant un secondaire de 12 V.

Tension de sortie :

$$0,7 \times \left( 24 \times \left( \frac{230}{12} \right) \right) = 322 \text{ V.}$$

Malheureusement, le noyau, par ses caractéristiques magnétiques et sa section, écrête l'amplitude de la tension induite et ce d'autant plus que sa puissance est grande. Or, c'est ce type de matériel qui doit être utilisé afin de ne pas surcharger le transformateur primaire. Cet écrêtage qui est mis à profit dans les régulateurs de tension ferromagnétiques peut entraîner de très fortes vibrations du noyau et son échauffement pouvant aller jusqu'à sa destruction. L'obtention de tension de sortie élevées se fera donc par mise en série d'enroulements telle que montrée en figure 12.

Ce phénomène peut aussi avoir des conséquences sur les caractéristiques de sortie des transformateurs finaux. Supposons l'usage d'un casque de  $\pm 20 \Omega$  qui impose l'emploi d'un transformateur de 6 V (impédance primaire 40 k $\Omega$ ). La puissance maximale avant écrêtage sera de :

$$\frac{6^2}{120} = 300 \text{ mW}_{\text{eff}},$$

ce qui peut être sensiblement inférieur à la puissance requise pour l'obtention du niveau de pression acoustique maximal. Il est donc nécessaire de connaître, avant tout, d'une part l'impédance et d'autre part la puissance maximale du casque envisagé.

## Ecoute, évolutions

Je me garderai bien de porter un jugement sur l'écoute d'un appareil que j'ai conçu et réalisé. En l'absence d'un minimum d'éléments de comparaison et de mesure, il est par ailleurs difficile d'émettre un avis circonstancié sur la qualité du résultat ; je dirais néanmoins que ce dernier est prometteur et que, moyennant les moyens d'investigations ad hoc, il paraît possible de développer le concept sur cette base qui semble solide. Les évolutions possibles sont d'ailleurs nombreuses : étage d'entrée S.R.P.P., montage Loftin-White, montage de deux tubes de sortie en parallèle, contre-réaction, régulation de la haute tension, construction dual mono, etc.

## Liste des composants

R1, R'1 : 100 k $\Omega$

R2, R'2 : 150 k $\Omega$   
 R3, R'3 : 1.500  $\Omega$   
 R4, R'4 : 330 k $\Omega$   
 R5, R'5 : 47 k $\Omega$  voir texte  
 R6, R'6 : 1.500  $\Omega$   
 R7, R8 : 47  $\Omega$  - 2 W  
 R9, R10 : 47  $\Omega$  - 2 W  
 R11, R12 : 560  $\Omega$   
 R13 : 2.200  $\Omega$   
 R14 : 47 k $\Omega$   
 R15, R'15 : voir texte  
 P1, P2 : trimmer vertical 5 k $\Omega$   
 C1, C'1, C4, C'4 : 100  $\mu$ F - 25 V  
 C2, C'2, C5, C'5 : 100 nF  
 C3, C'3 : 2,2  $\mu$ F - 160 V  
 C6 à C25 : 10 nF - 400 V  
 C26, C27, C37, C38 : 150  $\mu$ F - 350 V  
 C28, C29 : 2  $\times$  2.800  $\mu$ F - 25 V  
 C30, C31 : 2,2  $\mu$ F - 100 V  
 C32, C33, C40, C41 : 1  $\mu$ F - 400 V  
 C34, C35 : 47  $\mu$ F - 16 V  
 C36, C37 : 100 nF  
 REG1, REG2 : LM 317 K  
 T1 : ECC 81/12AT7  
 T2 : 6CG7/6FQ7  
 PR1, PR2 : pont redresseur 1 A/400 V ou 4  $\times$  1N 4007 ou 4  $\times$  BY 255  
 PR3, PR4 : pont redresseur 1 A/100 V ou 4  $\times$  1N 4004  
 1 transformateur torique 230 V/2  $\times$  18 V - 60 VA  
 2 transformateurs moulés 230 V/10 V - 6 VA 18 V - 6 VA  
 2 transformateurs toriques 230 V/2  $\times$  15 V - 80 VA  
 2 supports de tubes noval  
 1 interrupteur secteur  
 1 cordon secteur avec passe-fil  
 2 Cinch femelles pour châssis  
 1 jack 6,35 femelle pour châssis  
 1 fusible 1AT avec porte-fusible

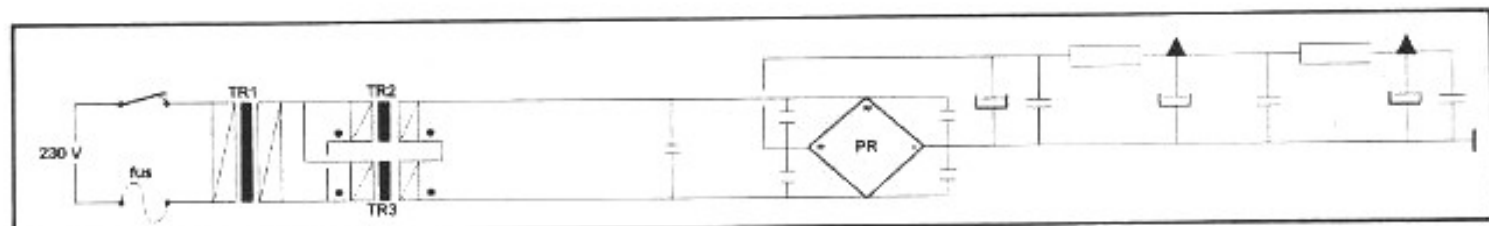


Fig. 12 : Transformateurs en série.

# LA CARTOGRAPHIE VIBRATOIRE PAR LASER

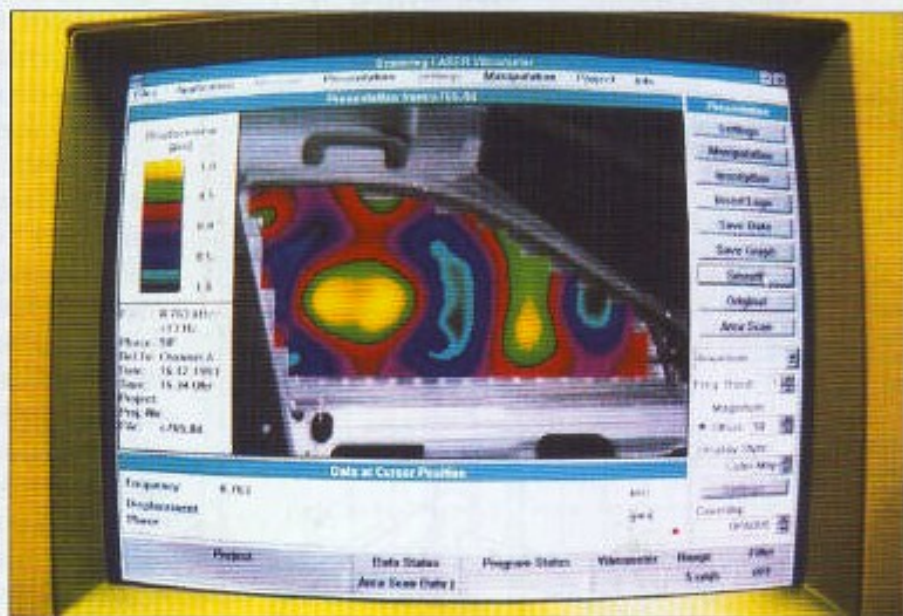


Maxime et Florian  
Louineau

*Une méthode récente, baptisée cartographie vibratoire par balayage laser, permet une analyse très fine des modes de vibration de surfaces complexes. Mis au point par le centre de recherche d'Hutchinson, le procédé est encore réservé à un secteur unique, l'industrie automobile, où l'analyse vibratoire joue un rôle important.*

D'autres applications sont cependant envisageables. En particulier dans le domaine de la reproduction sonore où l'étude du comportement des surfaces vibrantes représente un objectif commun à bien des chercheurs. Dans ce cas, la surface en question ressemble le plus souvent à une membrane de haut parleur, ou à une paroi d'enceinte. Les méthodes d'investigations sont multiples, et peuvent se classer en deux

grandes catégories : les méthodes de calcul et les méthodes de mesure. Bien qu'il ne soit pas question ici de calcul à proprement parler il faut tout de même citer le calcul par éléments finis, qui trouve un large usage en électroacoustique (mais aussi encore une fois en automobile ou en architecture pour le calcul des contraintes) où de très nombreux travaux visent à prédire le comportement des transducteurs ou la propagation des



Documentation Hutchinson.

ondes sonores dans un pavillon, par exemple.

## Méthodes Conventionnelles.

En ce qui concerne la mesure, une multitude de méthodes existent qui permettent d'étudier le comportement des surfaces vibrantes. A cet effet on utilise dans de nombreux cas des dispositifs mettant en œuvre dif-

férents modèles de capteurs. Certains de ces capteurs sont assujettis à la surface à mesurer (accéléromètres), d'autres sont placés à distance relativement courte (capteurs inductifs). Ces derniers n'étant pas utilisables sur tous les matériaux, on est conduit si l'on veut exclure toute liaison mécanique entre la surface étudiée et le capteur à

avoir recours à des procédés optiques, ou à des solutions astucieuses telles que la réalisation d'un transducteur capacitif, permettant d'étudier le déplacement d'une surface en mesurant la variation de capacité entre deux conducteurs, l'un étant constitué de la surface même dont on cherche à connaître le déplacement, et l'autre d'une électrode. Concernant les procédés optiques la solution la plus courante est de faire appel à un dis-

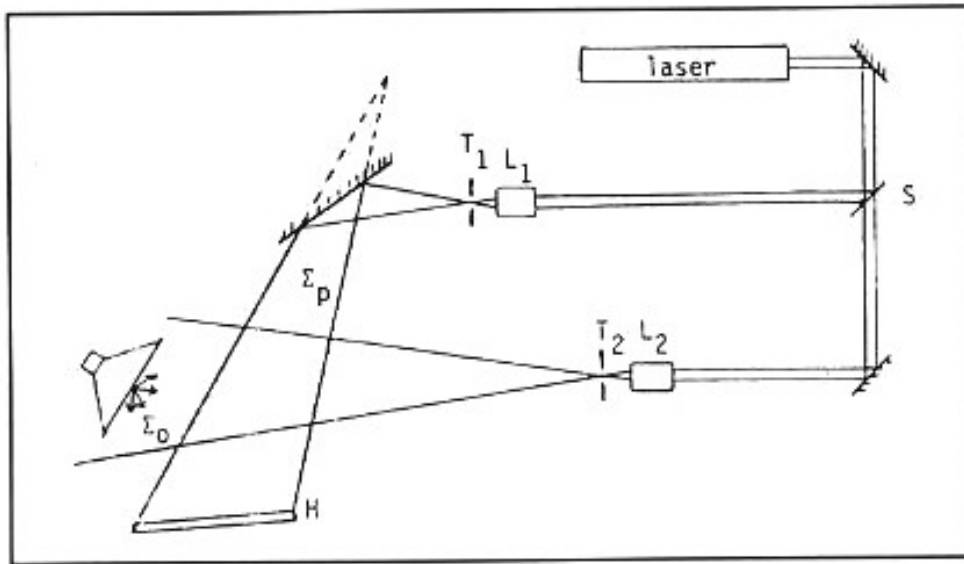


Figure 1 : Dispositif utilisé pour la production d'hologramme.

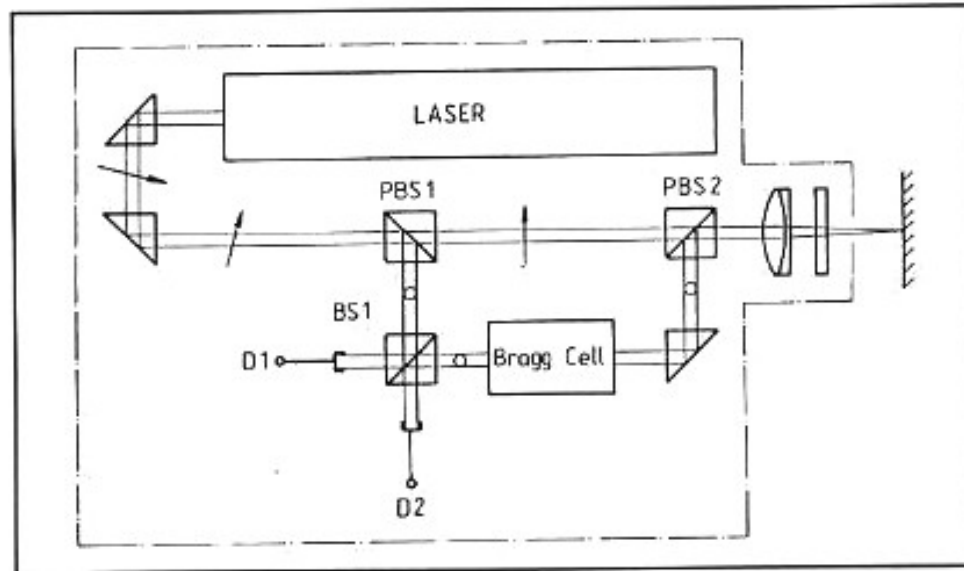


Figure 2 : Schéma de principe optique du vibromètre Laser (doc. Hutchinson).

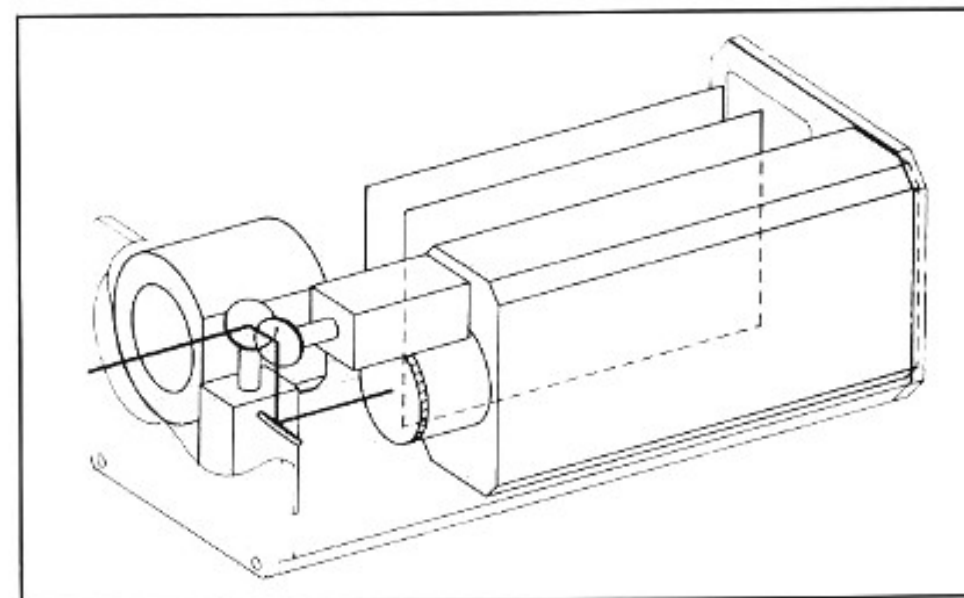


Figure 3 : Schéma de principe du balayage (doc. Hutchinson).

positif d'holographie optique : la méthode est largement répandue depuis de nombreuses années, et bien que les protocoles de mesure diffèrent selon l'application envisagée, le principe de base reste sensiblement le même. Schématiquement, l'holographie permet d'enregistrer sur une émulsion photographique l'amplitude et la phase d'une onde  $\Sigma_0$  grâce à une onde porteuse  $\Sigma_p$ . On peut voir en figure 1 un exemple de dispositif simple, qui mérite quelques commentaires. Dans ce système, un laser émet le faisceau de lumière cohérente, qui après passage dans un diviseur S se retrouve scindé en deux parties. L'une va illuminer l'objet (par exemple un cône de haut-parleur) tandis que l'autre sert d'onde de référence  $\Sigma_p$ . Les deux rayons traversent les objectifs des microscopes L1 et L2 et convergent chacun dans des deux trous T1 et T2, d'un diamètre de  $25 \mu\text{m}$ , de manière à ne transmettre que la partie centrale de l'image de la diffraction. L'image transmise à partir de chacun des objectifs présente plusieurs anneaux visibles, ceci pour que les rayons divergent de manière uniforme. Les faisceaux  $\Sigma_0$  (objet) et  $\Sigma_p$  (référence) atteignent simultanément l'émulsion (H) et après développement de la plaque on obtient un hologramme qui permet de visualiser les franges d'interférences. En procédant à des expositions multiples, toujours avec la même onde  $\Sigma_p$  mais avec une onde diffusée  $\Sigma_0$  à chaque fois différente, on réalise sur un hologramme unique l'enregistrement des interférences correspondant aux différents états de l'objet vibrant à des fréquences de vibrations distinctes. Ce système d'holographie optique moyennée en temps ne requiert pas de dispositif complexe mais il présente quelques inconvénients. L'observation ne peut bien entendu pas s'effectuer en temps réel, mais de plus les informations relatives à l'amplitude des vibrations de l'objet étudié ne sont valables que pour des déplacements très petits. C'est-à-dire dans le cas d'un haut-parleur soumis à des puissances d'excitation minimales. Pour des dépla-

cements de plus forte amplitude - i.e puissance d'excitation plus élevée - il faut extrapoler en considérant que le haut-parleur étudié se comporte, dans une certaine limite, de façon linéaire. Malgré ces limitations, la facilité de mise en œuvre de l'holographie optique moyennée en temps en fait un outil largement utilisé dans le domaine de l'électroacoustique.

## L'analyse vibratoire par laser à balayage

De conception beaucoup plus récente, ce procédé de vibrométrie utilise un laser focalisable dont le faisceau dévié par un jeu de deux miroirs tournants balaye la surface d'analyse. Le schéma de principe optique du vibromètre laser est visible en figure 2 ; la lumière du laser est divisée en deux faisceaux : un faisceau de référence et un faisceau de mesure que l'on focalise en un point de la surface à analyser. Le comptage des franges d'interférences qui résultent de la combinaison des rayons incidents et de ceux rétrodiffusés à partir du point de focalisation permet d'obtenir l'amplitude du déplacement vibratoire dans l'axe du faisceau de mesure. C'est la longueur d'onde du rayonnement (0.633  $\mu\text{m}$  pour un laser hélium néon) qui sert de référence pour l'étalonnage de ce système. Le signal de référence est modulé selon le principe de l'effet Doppler. Ainsi la variation de fréquence instantanée est proportionnelle à la vitesse vibratoire, ce qui permet d'extraire la vitesse instantanée en chaque point de la surface dans la direction du laser. La figure 3 nous montre la tête optique du vibromètre laser à balayage, on aperçoit au premier plan les miroirs tournants et l'axe du faisceau. Une caméra vidéo est incorporée afin d'observer en temps réel l'objet mesuré. Un programme informatique contrôle le balayage et autorise des maillages complexes de la surface à analyser.

On peut ainsi obtenir les déformées d'une surface (à partir du moment où la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition est suffisante)

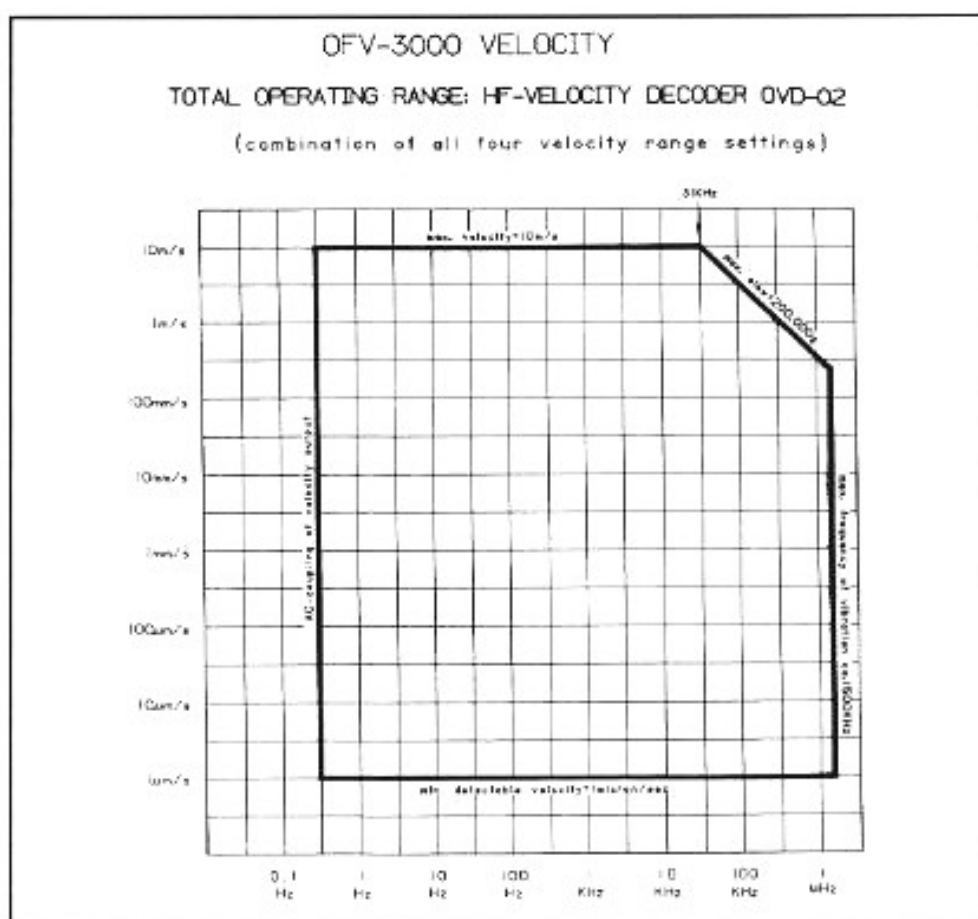


Figure 4 : Domaine de mesure de vitesse (doc. Hutchinson).

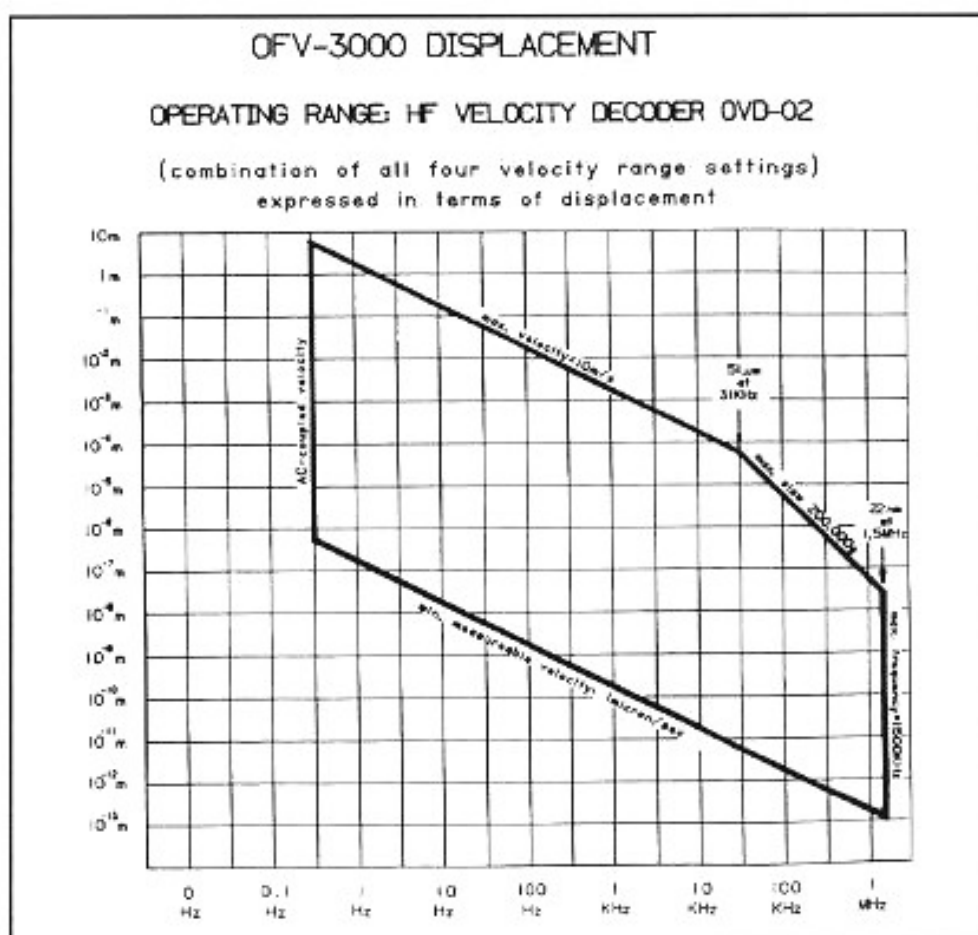


Figure 5 : Domaine de mesure de déplacement (doc. Hutchinson).

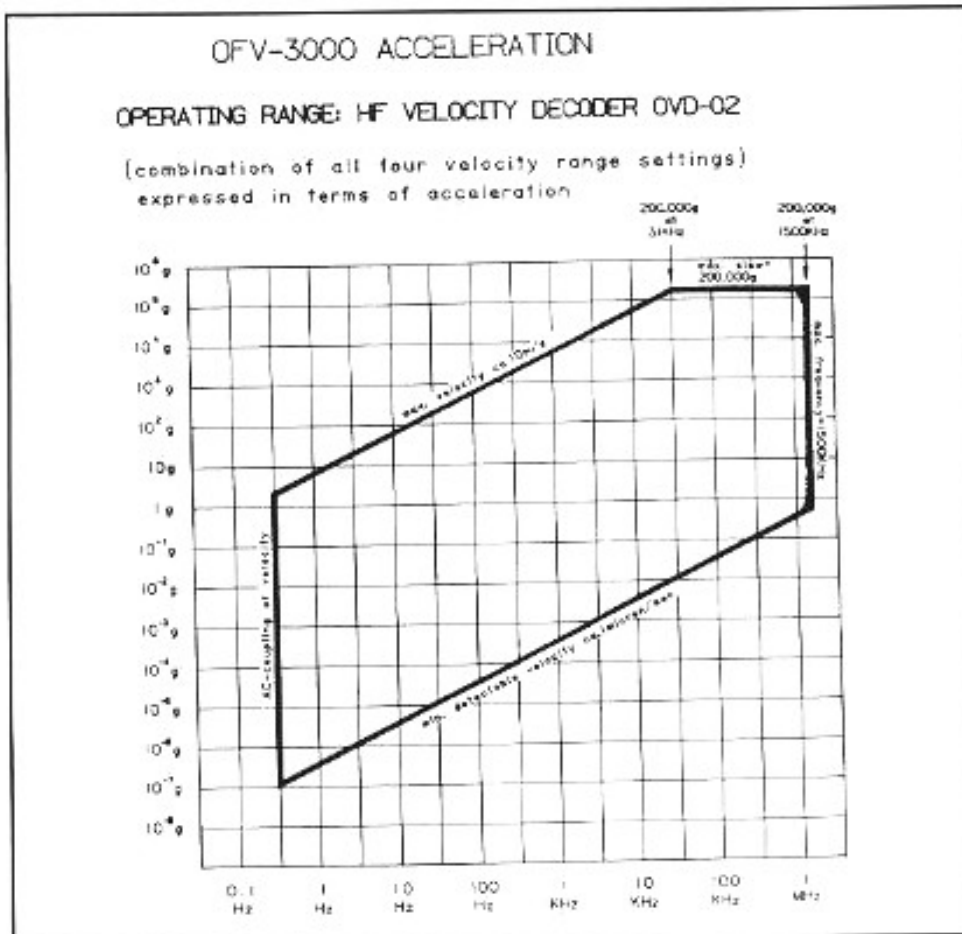


Figure 6 : Domaine de mesure d'accélération (doc. Hutchinson).

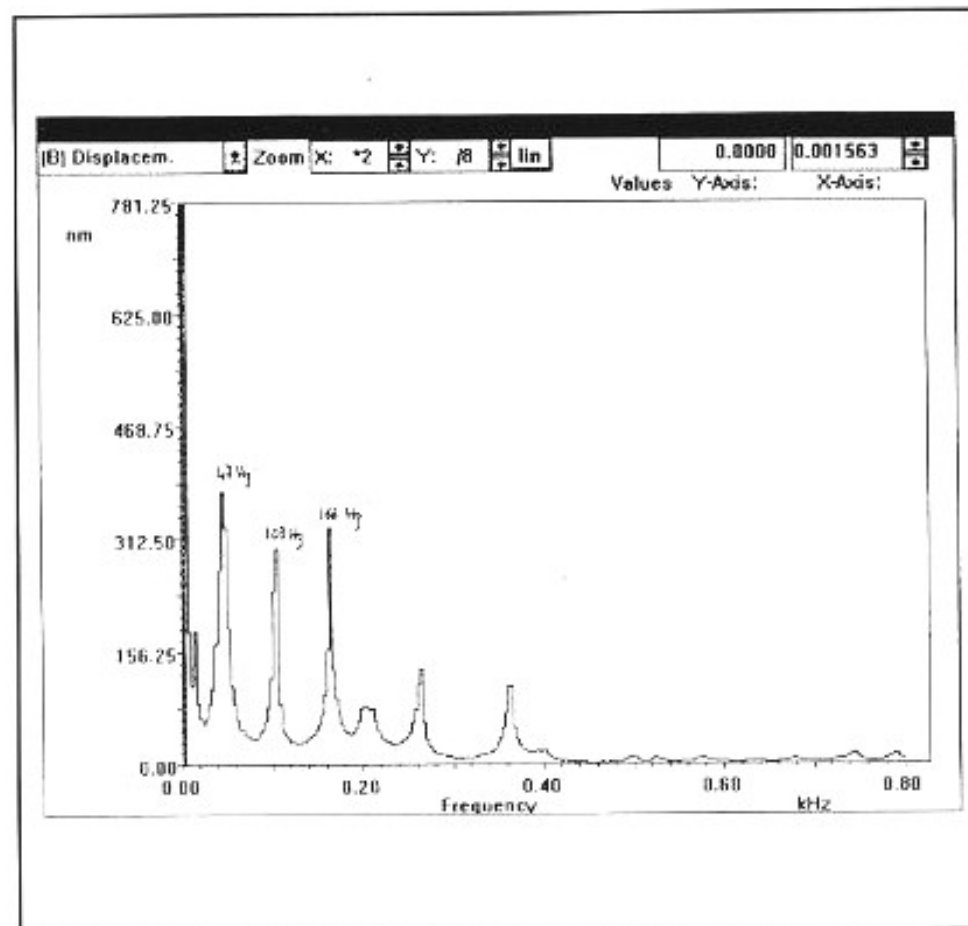


Figure 7 : Spectre de puissance moyen du balayage (doc. Hutchinson).

et établir une véritable cartographie vibratoire de la surface analysée. Les figures 4, 5 et 6 montrent les domaines de mesures de vitesse, de déplacement et d'accélération du vibromètre laser à balayage équipé d'un démodulateur de vitesse.

Un système d'analyse FFT à deux voies est associé à l'ensemble et l'utilisation conjointe d'un second vibromètre sur un point de référence arbitraire donne une information de phase en plus de l'information d'amplitude. En utilisation courante, le vibromètre à balayage laser permet d'obtenir un spectre de puissance moyen du balayage à partir d'une excitation large bande et de déterminer les fréquences modales d'une structure. Le spectre de puissance moyen du balayage en figure 7 est celui d'une vitre montée sur ses joints. La figure 8 compare les mesures effectuées sur l'impulsion d'un marteau de choc (en partie de droite) pour les trois fréquences modales de la figure 7 par rapport aux modes propres du modèle théorique (en partie de gauche). La bonne corrélation de formes des modes propres entre la théorie et la mesure permet de valider ce modèle. Au centre de recherche d'Hutchinson ce procédé qui s'applique uniquement à des phénomènes stationnaires dans le temps est utilisé pour optimiser les courbes d'atténuations en fréquence de systèmes complexes. Les études actuellement en cours portent sur le découplage, au moyen de polymères, de surfaces potentiellement rayonnantes.

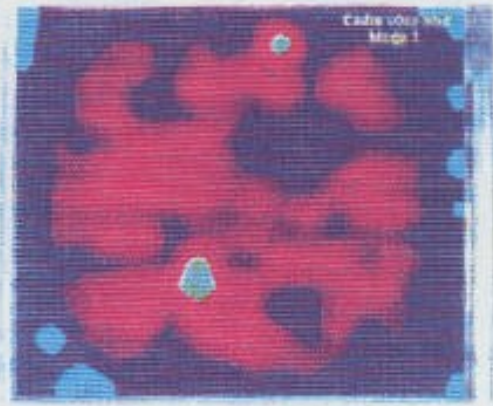
La cartographie vibratoire par balayage laser pourrait fort bien s'appliquer lors de la conception des coffrets de systèmes d'écoute, en acoustique architecturale et plus généralement dans tous les domaines de la reproduction sonore où l'on souhaite maîtriser le comportement acoustique d'une paroi.

**Sources :** documents Hutchinson (le bulletin d'acoustique), "Amplitude and Phase Measurements of Vibrations of Radiating Surfaces in Order to Determine the Emitted Sound Field" A. M. Bruneau 1983, JAES.

47  
Hz



DISPLACEMENT  
UNIT: mm  
MAX: 0.400  
MIN: -0.400



103  
Hz



DISPLACEMENT  
UNIT: mm  
MAX: 0.400  
MIN: -0.400



166  
Hz



DISPLACEMENT  
UNIT: mm  
MAX: 0.400  
MIN: -0.400



Figure 8 : Mesure des déformées d'une vitre sur ses joints. (doc Hutchinson).

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**

# Acoustique

## LE CONFORT D'ÉCOUTE ET L'ACOUSTIQUE

Rinaldo Bassi

**L**

*'acoustique ? C'est une science. Le confort de l'écoute, c'est autre chose : c'est une approche individuelle de la qualité des sensations qui peut, dans certains cas graves chez l'amateur de haute-fidélité, le professionnel du son et, en règle générale, chez tout auditeur cherchant une sorte de jouissance à travers la reproduction sonore, atteindre un niveau de maniaquerie s'apparentant à une sorte de névrose, entraînant le sujet dans une spirale tant financière que dépressive, ce qui provoque invariablement la chute brutale de son compte en banque, la haine de son entourage familial ou professionnel et cette impression lancinante pour le sujet de n'être jamais au point !...*

Or, avant de changer l'ampli "X" pour l'ampli "Y", avant de remplacer le câble "machin" par le câble "truc" qui achemine les signaux encore plus rapidement qu'ils ne sont apparus à la sortie de l'amplificateur, avant de mettre à la casse (ceci s'adresse aux professionnels), les micros, les tables de mixage, les haut-parleurs, sous prétexte qu'ils ont plus de dix ans, il serait bon de savoir dans quelles conditions on écoute un programme musical, et ce que l'on cherche.

Combien d'amateurs écoutent de la musique dans un local sur-meublé, hyper-amorti, où les potiches, les meubles, les recoins sont au-

tant de cavités entrant en résonance sur leur fréquence propre (en réalité une potiche étant un parfait résonateur de Helmholtz pourrait être utile si sa fréquence propre correspondait à une fréquence parasite à absorber ; c'est malheureusement rarement le cas, sans compter que les parois de ladite potiche, non traitées acoustiquement entrent souvent en résonance et vibrent à la fréquence de l'objet) ; combien de petits studios, et combien de cabines de mixage présentent les mêmes caractéristiques : là ce ne sont pas les potiches qui colorent le son, mais le plus souvent la table de mixage elle-même qui se

présente sous la forme d'une multitude de résonateurs (surtout les tables modernes qui, par économie, sont construites en tôle alors qu'il y a une vingtaine d'années une table de mixage était en principe construite en bronze d'aluminium et pesait pas moins de 350 kg !). Ne parlons pas des baies contenant les racks d'amplificateurs, des gaines de climatisation et des haut-parleurs non utilisés qui sont autant d'éléments résonnants, le summum étant atteint dans certaines régions son de télévision où les enceintes de contrôle sont plantées sur des supports métalliques et où les téléviseurs

(modernes donc en plastique bien résonnant) sont encastrés dans des sortes de placards en contreplaqué.

Dans tous les cas, la réaction est la même : changeons les câbles, le matériel, les haut-parleurs (quand ce n'est pas, dans les studios, l'ingénieur du son lui-même !) et, bien évidemment, le résultat est toujours aussi mauvais, quand il n'est pas pire ; car pas un amateur ne songera à se débarrasser de la "potiche cadeau de mariage" ou à changer de place le réflecteur parabolique à halogènes placé, bien entendu, dans un angle de la pièce et qui va se comporter comme un projecteur de son à certaines fréquences. Peu de professionnels prendront en compte les médiocres qualités acoustiques du local d'écoute (hors les résonances parasites, celui-ci est souvent trop amorti) grâce à la nouvelle table de mixage, toute éclairée comme un arbre de Noël (cela impressionne les clients), bourrée de correcteurs et de commutateurs ; ils vont corriger, modifier la courbe de réponse de l'ensemble, sur-corriger les fréquences élevées, et amener ainsi des déphasages catastrophiques, des distorsions d'intermodulation, sans compter un mal de tête tenace, car notre oreille est un curieux instrument qui réagit souvent bizarrement aux signaux qu'on lui envoie.

## Si on parlait un peu de l'oreille ?

Car au fond, il faut savoir comment fonctionne le récepteur avant de parler des sources sonores.

Nous n'entrerons pas dans les détails de la constitution de l'oreille (fig. 1) : suffisamment d'articles précis sont parus et en particulier dans cette revue. Ce qu'il faut retenir, c'est que l'oreille interne (ou colimaçon) a pour fonction principale de décortiquer un son complexe le long de sa membrane basilaire pour en extraire les harmoniques et les acheminer vers le cerveau. C'est un analyseur assez extraordinaire car il va nous permettre

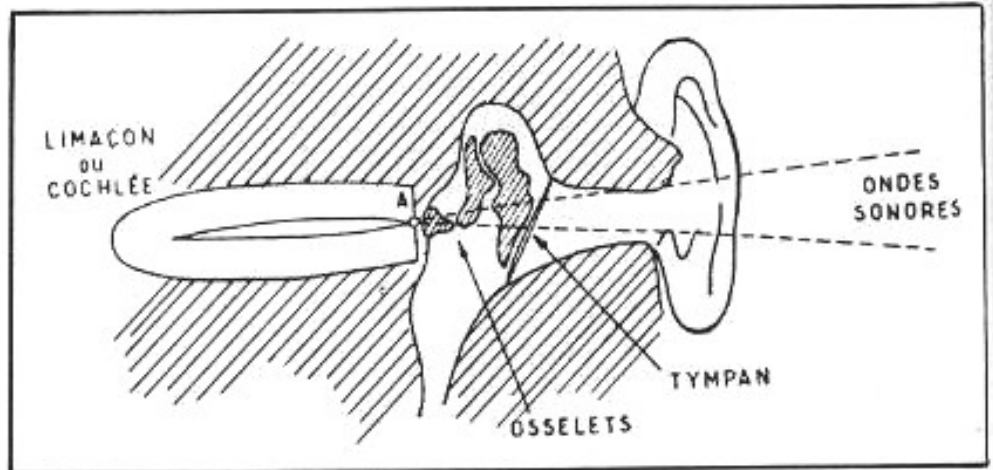


Fig. 1 : Constitution très schématique d'une oreille humaine.

de différencier deux sons très voisins, par exemple deux instruments de musique de fabrication différente, et c'est cet analyseur qui va nous permettre de repérer un instrument particulier dans un grand orchestre symphonique. Plus scientifiquement, l'oreille nous permet de déceler des écarts de fréquence de 1/600ème entre 800 et 3.000 hertz. Elle peut d'autre part déceler des écarts d'intensité sonore de l'ordre du 10 millionième de milliardième de watt par cm<sup>2</sup> entrant dans le canal auriculaire, ou 0,0002 microbar. C'est d'ailleurs cette valeur de pression minimale qui a été choisie comme référence en décibels pour les mesures de la pression acoustique :

$$0 \text{ dB} = 0,0002 \text{ } \mu\text{bar}$$

ou 20 micropascals selon le système d'unité choisi. (La pression atmosphérique normale au niveau de la mer est de 1 bar.) L'oreille peut donc apprécier des différences de pressions correspondant à un écart de 1 dB. D'autre part, l'oreille encaisse des différences de pression énormes ; sa dynamique atteint 120 décibels, soit des écarts de pression acoustique de 1 trillion pour un, ce qui est colossal. C'est l'analyseur le plus extraordinaire que l'on connaisse ; aucun micro ni aucune machine d'enregistrement ne peut "encaisser" cet écart de dynamique. Pour information, un grand orchestre symphonique

provoque des écarts de dynamique de l'ordre de 100 décibels.

Les courbes de sensibilité de l'oreille ont été mesurées par Fletcher et Munson des laboratoires Bell, dans les années 30 (fig. 2a), d'autres chercheurs ont affiné ces mesures par la suite mais toutes convergent vers les mêmes chiffres (fig. 2b). Ces courbes nous permettent de mieux comprendre nos sensations devant une source sonore ; en particulier on constate que la sensibilité de l'oreille est, pour la gamme de fréquences de 800 à 3.000 Hz 1.000 fois plus grande qu'aux fréquences basses (20 Hz) ; d'autre part, c'est encore à ces fréquences que l'oreille encaisse le mieux des pressions acoustiques élevées (120 dB). Ces fréquences de 800 à 3.000 Hz sont les fréquences moyennes de la voix humaine et, bien qu'avec l'âge, la sensibilité de l'oreille diminue aux fréquences élevées, cette bande de fréquences reste très favorisée. Ces courbes sont fondamentales, car elles ont permis la mise au point (nous le verrons plus loin) de tous les instruments de mesure et, en particulier, les sonomètres, qui intègrent ces courbes en prenant en compte la nature aléatoire de la transmission du son dans un local fermé.

Mais, attention, l'oreille a un grand défaut ; nous y sommes habitués, mais ce qui ne nous gêne

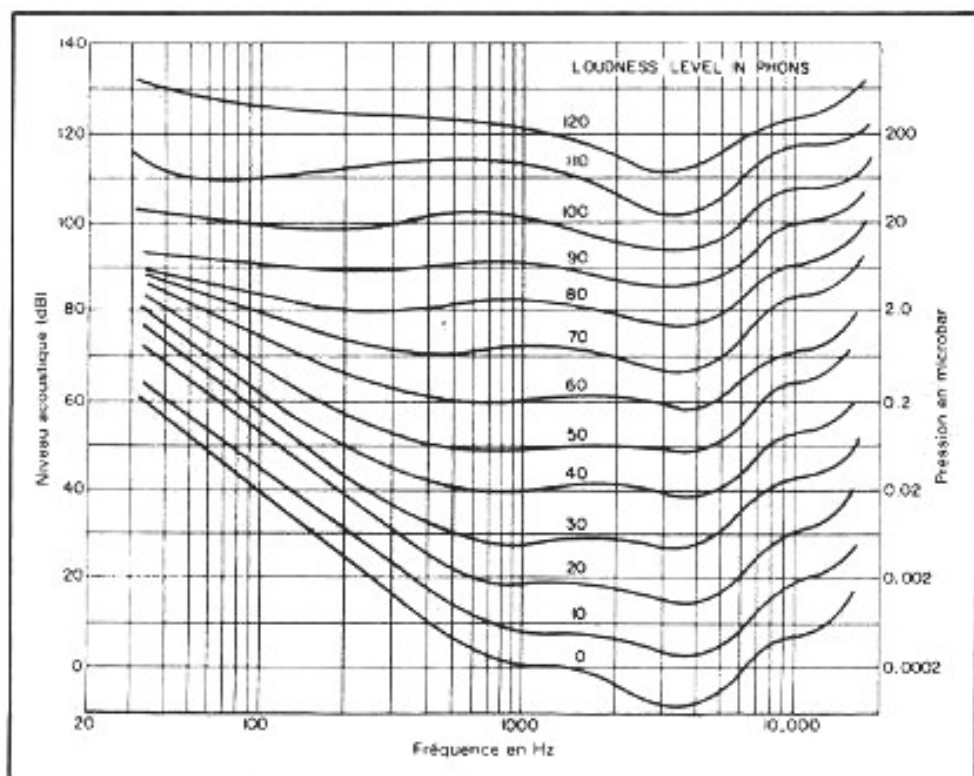


Fig. 2a : Courbes de Fletcher et Munson. Non représenté sur cette série de courbes le seuil de douleur correspond à une pression de 140 dB.

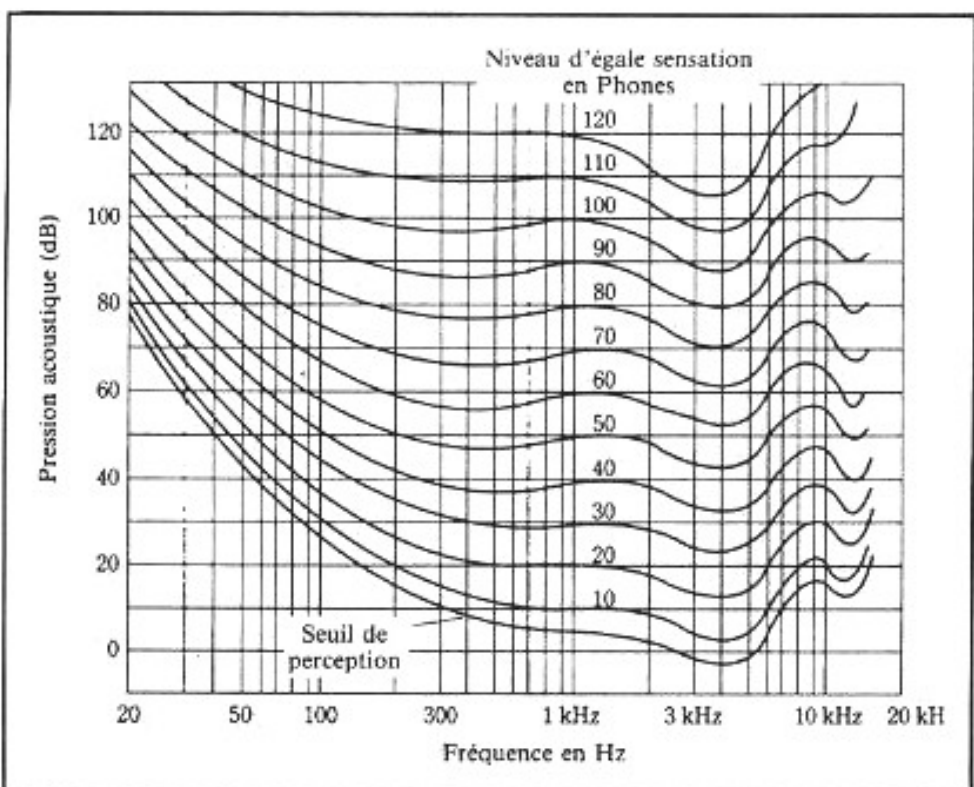


Fig. 2b : Courbes de sensibilité de l'oreille de Robinson et Dadson. Cette série de courbes plus récentes que les courbes de Fletcher-Munson sont plus précises, car les moyens dont disposaient Robinson et Dadson étaient plus modernes et plus précis. Ces courbes ont été adoptées comme standard international (norme ISO-226).

pas dans la vie courante peut provoquer des impressions catastrophiques dans l'audition des sons re-

transmis par un système électroacoustique : elle fabrique des harmoniques non présents dans le son

qu'elle reçoit. Pourquoi ? Eh bien, tout simplement parce qu'elle n'est pas montée en push-pull. Le tympan n'est excité que d'un seul côté et il est chargé de l'autre par les osselets et le fluide cochléaire : c'est un transmetteur asymétrique, et comme tout transmetteur asymétrique, sa courbe de transmission n'est pas linéaire au-delà d'un certain niveau. Ce niveau a été mesuré par trois chercheurs des laboratoires Bell en 1939 : Newman, Stephen et Davis. Les distorsions de non-linéarité de l'oreille apparaissent à une pression sonore de 50 dB (fig. 3).

Comment cela a-t-il été mesuré ? Très simplement : on diffuse une fréquence pure et, au-delà d'un certain niveau (50 dB), l'auditeur entend de plus en plus distinctement les harmoniques de la fondamentale du signal diffusé. (Si vous disposez d'un générateur BF, c'est une expérience facile à réaliser chez vous, vous risquez d'être étonnés !) Ces harmoniques n'existent évidemment pas dans le signal pur que vous écoutez, leur rang augmente au fur et à mesure que la pression augmente. En analysant la fig. 3, vous pouvez constater que l'harmonique 2 atteint pratiquement, à 10 dB près, la valeur du signal pur que vous diffusez dès que le niveau atteint 85 dB, qui est le niveau moyen d'écoute d'un programme musical.

Rassurez-vous, tout ceci est normal car c'est ce que nous entendons quotidiennement. Newman, Stephen et Davis sont d'ailleurs allés beaucoup plus loin dans leurs investigations : ils ont stimulé les oreilles d'un chat à 90 dB avec deux fréquences simultanées et, en mesurant les impulsions de courant envoyées au cerveau, ils ont repéré 66 fréquences de battement différentes, non existantes dans les signaux originaux ! Imaginez-vous tout ce que vous entendez et qui n'existe pas dans le son original lorsque vous vous trouvez devant

un grand orchestre symphonique (fig. 4) !

Tout ceci n'a pas une grande importance, dirions-nous, puisque c'est ce que nous entendons effectivement. C'est vrai, mais dans le cas de la musique enregistrée retransmise à travers une chaîne électroacoustique placée dans un local, ce dernier va produire de la réverbération, des renforcements ou des affaiblissements du niveau sonore à certaines fréquences. Il est facile de comprendre que, dans ce cas, le résultat auditif peut être catastrophique : l'oreille de l'auditeur va fabriquer, ajouter comme à l'accoutumée, des harmoniques qui n'existent pas dans le signal d'origine. Le résultat peut être fort curieux, sinon parfaitement déplaisant. On comprend ainsi la différence de couleur sonore des salles de concert entre elles ou de certains studios : vous prenez le même orchestre, dans des salles parfaites, traitées acoustiquement, pour avoir le même temps de réverbération, les mêmes caractéristiques de transmission, et vous avez un son différent. Pourquoi ? Parce qu'il est

pratiquement impossible de régler un espace sonore dans un écart de transmission de  $\pm 3$  dB (dans le meilleur des cas on arrive à 2 dB), la sensibilité de l'oreille étant de 1 dB. C'est suffisant pour que l'auditeur fabrique ses propres harmoniques à un niveau différent et donc "entende" une combinaison sonore qui correspond à ce que l'on appelle le son caractéristique d'une salle de concert.

Pour en terminer avec l'oreille, et avant de parler de votre salle d'écoute, il faut préciser que, de même qu'elle invente des harmoniques, l'oreille sait fabriquer le fondamental quand il manque dans

le spectre sonore (en réalité ce n'est pas l'oreille qui le fabrique mais le cerveau qui le reconstitue). C'est pratique et très utile pour les fabricants de mini-enceintes incapables de descendre en-deçà d'une certaine fréquence, de par leurs dimensions et en fonction des lois fondamentales de l'acoustique. Il suffit de fournir à notre oreille les harmoniques de la fondamentale manquante et celle-ci, bonne fille, avec la complicité de notre cerveau, fabriquera un ersatz de fréquence basse qui fera se pâmer d'aise les possesseurs de mini-enceintes de bibliothèque devant la profondeur des grandes orgues de Notre-Dame

Fréquence	Réponse en % des fondamentales	Analyse	Fréquence	Réponse en % des fondamentales	Analyse
100	2,0	$3f_1 - 5f_2$	3700	1,1	$6f_1 - 5f_2$
200	7,9	$2f_2 - f_1$	3800	2,2	$2f_1 + 2f_2$
300	3,7	$2f_1 - 3f_2$	3900	0,84	$5f_1 - 3f_2$
400	0,58	$4f_2 - 2f_1$	4000	0,47	$4f_2 - f_1$
500	4,0	$f_1 - f_2$	4100	1,4	$4f_1 - f_2$
700	100,0%	$F_2$	4200	0,6	$6f_2$
800	3,3	$3f_1 - 4f_2$	4300	1,0	$3f_1 + f_2$
900	1,0	$3f_2 - f_1$	4400	0,42	$6f_1 - 4f_2$
1000	1,3	$2f_1 - 2f_2$	4500	2,3	$3f_2 - 2f_2$
1200	100,0%	$F_1$	4600	1,0	$5f_1 - 2f_2$
1300	1,8	$4f_1 - 5f_2$	4700	0,42	$5f_2 - f_1$
1400	3,1	$2f_2$	4800	0,32	$4f_1$
1500	1,3	$3f_1 - 3f_2$	4900	0,33	$7f_2$
1600	0,16	$4f_2 - f_1$	5000	2,7	$3f_1 - 2f_2$
1700	18,0	$2f_1 - f_2$	5100	1,4	$6f_1 - 3f_2$
1800	0,83	$5f_1 - 6f_2$	5200	0,45	$4f_2 - 2f_1$
1900	3,2	$f_1 - f_2$	5300	0,2	$5f_1 - f_2$
2000	0,58	$4f_1 - 4f_2$	5400	0,33	$6f_2 - f_1$
2100	1,1	$3f_2$	5500	0,38	$4f_1 - f_2$
2200	3,2	$3f_1 - 2f_2$	5600	0,67	$7f_1 - 4f_2$
2300	0,17	$5f_2 - f_1$	5700	0,97	$3f_1 + 3f_2$
2400	3,0	$2f_1$	5900	0,33	$5f_2 + 2f_1$
2600	8,0	$2f_2 + f_1$	6000	0,1	$5f_1$
2700	3,5	$4f_1 - 3f_2$	6100	0,28	$7f_2 + f_1$
2800	2,0	$4f_2$	6200	0,45	$4f_1 + 2f_2$
2900	2,5	$3f_1 - f_2$	6400	0,77	$4f_2 + 3f_1$
3000	0,2	$6f_1 - 6f_2$	6500	0,33	$6f_1 - f_2$
3100	10,0	$2f_1 + f_2$	6600	0,12	$6f_2 + 2f_1$
3200	1,3	$5f_1 - 4f_2$	6700	0,25	$5f_1 + f_2$
3300	1,2	$3f_2 + f_1$	6900	0,67	$4f_1 + 3f_2$
3400	1,3	$4f_1 - 2f_2$	7100	0,1	$5f_2 + 3f_1$
3500	0,2	$5f_2$	7200	0,15	$6f_1$
3600	1,8	$3f_1$	7600	0,3	$4f_2 + 4f_1$

Fig. 4 : D'après Neuman, Stephen et Davis : ensemble des combinaisons de fréquences ainsi que leur pourcentage relatif, enregistrés à partir de la réponse électrique de la colchée du chat, l'oreille de ce dernier étant excitée par une combinaison de deux fréquences pures.  $F_1$  : 1.200 Hz,  $F_2$  : 700 Hz. Un analyseur harmonique ne dénombre pas moins de 66 fréquences différentes.

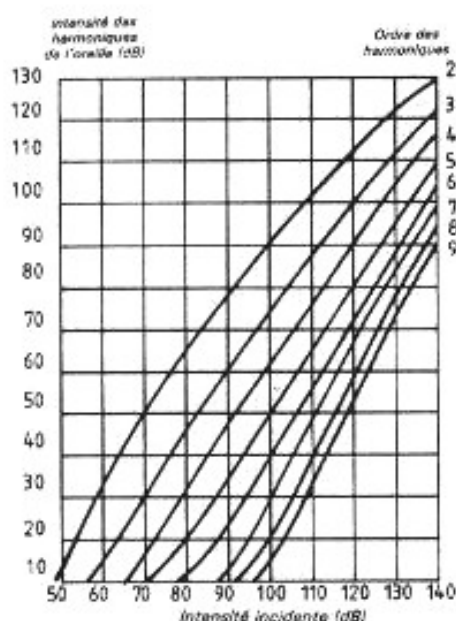


Fig. 3 : D'après Neuman, Stephen et Davis, série de courbes montrant le rang et le niveau relatif des harmoniques fabriqués par l'oreille.



ou du pied de batterie de Art Blakey.

Il y aurait encore beaucoup de choses à dire sur l'oreille, mais arrêtons-nous là, car notre propos est de parler du local d'écoute et des normes moyennes qui ont été définies pour une audition standard de qualité.

## La propagation du son dans un local clos

Pour tout auditeur, la perception du son en provenance d'une source diffère complètement selon que le son est émis à l'air libre ou dans un local clos.

Essayez (si vous en avez la possibilité) d'installer vos enceintes à l'extérieur et diffusez un programme musical : vous allez être surpris. En effet, à l'air libre l'image sonore est rayonnée dans toutes les directions et l'oreille n'enregistre que les sons en provenance directe de la source. Si on s'éloigne de la source, l'intensité du son diminue car l'énergie sonore rayonnée par unité de surface est de plus en plus faible, l'espace couvert par l'onde sonore allant en s'agrandissant.

Dans un local clos, il en va tout autrement : en effet, l'énergie sonore ne peut pas s'écouler spontanément à l'extérieur, à l'exception d'une faible portion qui va traverser les murs ; le son va être réfléchi par les parois et, comme les sons réfléchis ont un parcours plus long à effectuer avant d'arriver aux oreilles de l'auditeur, ils arriveront plus tard (c'est la réverbération) et l'intensité de chacun d'eux s'ajoutera au son direct (fig. 5). A l'emplacement de l'auditeur, l'intensité totale sera la somme des sons directs et indirects ; la densité d'énergie sonore sera donc beaucoup plus grande qu'à l'air libre pour une distance enceintes-auditeur équivalente.

La réflexion des ondes sonores sur une paroi obéit aux mêmes lois

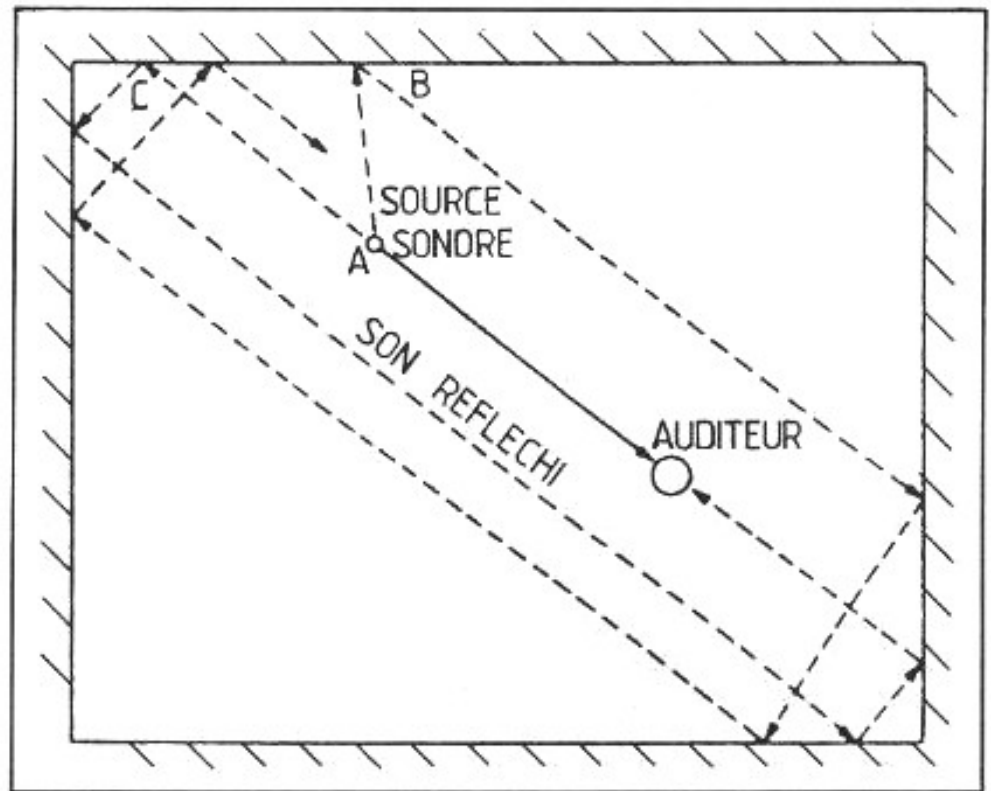


Fig. 5 : Réflexions dans un espace clos. En simplifiant le système à l'extrême : ici deux ondes sonores seulement AB et AC sont réfléchies par les parois de la pièce vers l'auditeur. Dans la réalité une infinité d'ondes sonores sont réfléchies tant par les parois que le sol et le plafond. Toutes ces ondes arriveront à l'auditeur avec des décalages dans des temps différents (vitesse du son dans l'air : 330 mètres par seconde).

que celles de l'optique et l'angle de réflexion est égal à l'angle incident de l'onde sonore. D'autre part, si la source sonore continue à rayonner de l'énergie, la densité d'énergie dans le local va croître jusqu'à atteindre un équilibre pour lequel l'énergie produite compense les pertes. Quelles sont ces pertes ? Ce ne sont pas celles rayonnées à travers les parois (elles sont négligeables) mais celles, considérables, se produisant dans les matériaux des parois car toute onde sonore, quelle qu'elle soit, heurtant une paroi, va perdre une partie de son énergie dans le matériau la constituant. Le matériau va absorber et transformer en énergie thermique une partie plus ou moins grande de cette énergie sonore : cela définira les propriétés absorbantes du matériau.

Prenons un local où l'absorption est faible (pièces nues, murs lisses et peints) ; les pertes sont faibles

et la contribution du son réfléchi au son direct sera dans ce cas tellement importante que la sensation auditive sera presque entièrement attribuable au son réfléchi. Cela dit, il faut préciser que vous entendrez distinctement et que vous pourrez parfaitement situer la source sonore car celle-ci rayonne en direct ; la distance à parcourir par le son étant plus courte que celle des ondes réfléchies, vous situerez parfaitement la source dans l'espace (phénomène en rapport avec "l'effet prioritaire" dit "effet Haas", à condition que l'onde réfléchie atteigne l'oreille de l'auditeur dans un délai inférieur à 50 ms). Il faudra couper la source brutalement pour que vous preniez conscience de l'importance du son réfléchi par rapport au son direct ; en effet, le son que vous entendrez ne va pas se couper brutalement, les ondes réfléchies vont continuer leur parcours en s'amortissant peu à peu en

fonction :

- du nombre de réflexions sur les murs, le sol, le plafond,
- des dimensions de la pièce,
- de ce que l'on appelle le coefficient d'absorption des parois. Cette intensité sonore dégressive suit une loi bien précise : c'est une courbe exponentielle (voir fig. 6). Ce phénomène s'appelle la réverbération. Le temps de réverbération est défini comme le temps que va mettre l'intensité sonore pour tomber au millionième de sa valeur initiale, ce qui va correspondre à un affaiblissement de 60 dB du niveau sonore.

Ce phénomène a été parfaitement mesuré et quantifié au début de ce siècle par celui qui est considéré comme le père de toute l'acoustique architecturale moderne, l'Américain Wallace Sabine.

On comprend donc que ce temps de réverbération va être un des facteurs fondamentaux qui va définir les qualités acoustiques d'un local d'écoute. Pour résumer : l'expérience prouve qu'un certain temps de réverbération est nécessaire pour mettre en valeur l'audition d'un son quel qu'il soit. Il peut atteindre jusqu'à 2 s dans une grande salle de concert, il doit descendre à 0,8 s environ dans une grande salle de cinéma de 1.000 places pour conserver l'intelligibilité de la parole. A l'inverse, si ce temps de réverbération descend trop bas, par exemple 0,5 s dans une salle de concert, le son sera mort, comme étouffé. Dans une salle de séjour, une cabine de mixage, en règle générale dans tous les petits locaux d'écoute quotidienne dont le volume est de 60 à 150 m<sup>3</sup>, un temps de réverbération de 0,2 à 0,3 s est considéré comme une bonne moyenne.

Tout ce qui précède est destiné à montrer l'influence primordiale du son réfléchi sur la sensation auditive et ce n'est pas un vain mot que d'affirmer que le local d'écoute doit absolument être considéré comme un élément essentiel de la source

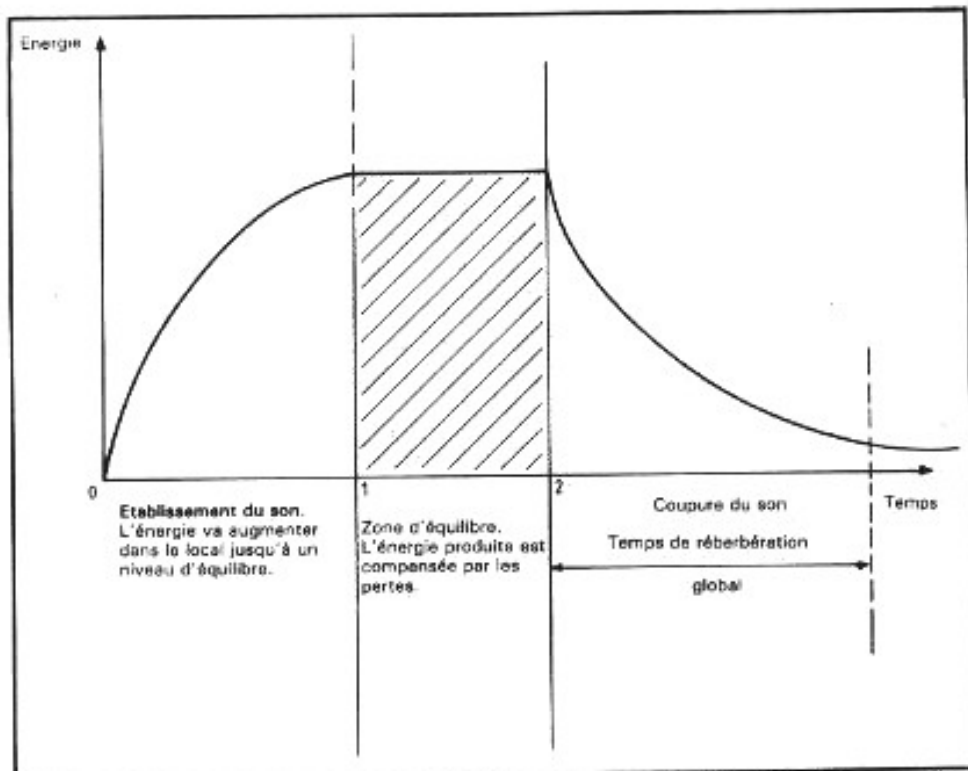


Fig. 6 : Courbe énergie/temps d'établissement et d'extinction d'un son dans un local.

sonore : vos haut-parleurs et votre salle d'audition font partie d'un seul et unique système.

Mais les choses vont encore se compliquer ! En effet, les temps moyens de réverbération qui ont été donnés plus haut sont mesurés à partir d'une source sonore émettant un son pur à 512 Hz (c'est une norme). Or, un programme musical, par essence même, contient toute la gamme de fréquences audibles de 20 Hz à 20.000 Hz. Si le local d'écoute était idéal, le temps de réverbération serait identique à toutes les fréquences. Ce n'est malheureusement jamais le cas ! Les murs, le plafond, le sol sont peints ou recouverts de matières diverses qui vont toutes avoir un coefficient d'absorption différent en fonction de la fréquence ; par exemple certains matériaux mous (tentures, moquettes) vont absorber plus facilement les fréquences élevées que les fréquences les plus basses. Mais il y a pis ! La géométrie du local a une influence considérable sur la propagation car le volume d'air contenu dans une salle fermée possède obligatoirement des fréquences de résonance.

Ce phénomène de résonance dans un local peut s'expliquer par la formation de ce que l'on appelle des ondes stationnaires. Ces ondes stationnaires prennent naissance par interférence entre l'onde initiale et sa réflexion sur une ou plusieurs parois. On démontre que cela se produit à la fréquence où la distance entre les parois est égale à un nombre entier de la demi-longueur d'onde de la fréquence fondamentale émise par la source (il n'y a pas que cela mais l'étude complète de la naissance des ondes stationnaires dans un volume clos nous emmènerait beaucoup trop loin). En pratique, cela signifie que certaines fréquences contenues dans le message sonore vont être renforcées et cela en certains points de la pièce. Ce fouillis sonore risque encore d'être aggravé par un autre phénomène extrêmement gênant : certaines fréquences de résonance vont interférer entre elles ; il se peut alors qu'une certaine note contenue dans le son initial n'apparaisse pas ou peu dans le son réverbéré mais soit remplacée par une note d'une fréquence légèrement différente (battement d'interférence). Dans ce

cas, la hauteur du son réverbéré ne sera pas nécessairement la même que celle du son initial.

Ce tableau apocalyptique ne doit pas pour autant vous décourager mais il faut comprendre que, dans la majorité des cas, ce n'est pas votre matériel qui est en cause mais le local d'écoute.

Un local parfait devrait donc avoir non seulement un temps de réverbération égal à toutes les fréquences mais, en plus, un nombre infini de fréquences de résonance ; c'est rigoureusement impossible. Il faut savoir que plus le local est petit, plus le spectre des fréquences de résonances les plus favorisées par battements successifs se décalera vers le haut (150 à 250 Hz dans une salle de séjour moyenne, de 250 à 350 Hz dans une petite pièce ou une cabine de mixage). Heureusement l'ameublement va atténuer une grande partie de l'énergie contenue dans ces sons parasites, à condition bien entendu que cet ameublement ne présente pas de cavités, comme nous l'évoquions dans la première partie de cet article. Ces cavités risqueraient elles aussi d'entrer en résonance à des fréquences beaucoup plus élevées, ajoutant leur contribution à la cacophonie ambiante (je suis convaincu que ce n'est pas le cas chez vous, mais jetez un petit coup d'œil - ou d'oreille ! - tout de même !). Dans la majorité des cas, les petits locaux sont trop amortis, c'est-à-dire qu'ils vont se comporter de la façon suivante : les tentures, les moquettes, les bibliothèques vont absorber une grande partie de l'énergie rayonnée dans le haut du spectre sonore ; l'auditeur entendra donc les ondes sonores correspondant aux fréquences élevées en provenance directe de la source, les ondes réfléchies à ces fréquences ayant perdu presque toute leur énergie. A l'inverse, plus on descendra vers le bas du spectre, plus les ondes réfléchies conserveront leur énergie ; l'effet sera renforcé par le cortège d'interférences dont

nous parlions plus haut. Donc, plus on descendra vers le bas du spectre, plus la pression acoustique augmentera dans la pièce. L'impression globale sera un déséquilibre tonal sur l'ensemble du programme musical. Mais il va se produire alors un effet particulièrement déplaisant, et ceci lors de la transmission de sons transitoires (attaques de cordes, de cuivres, de percussions) : bien que l'oreille, prise individuellement, soit théoriquement peu sensible aux déphasages, il nous faut bien constater que nous en avons deux ; et là, les déphasages entre l'oreille gauche et l'oreille droite ont une importance primordiale (c'est d'ailleurs grâce à cette aptitude à mesurer les déphasages, qui sont des décalages dans le temps, que nous pouvons situer dans l'espace la position d'une source sonore, le même son arrivant, grâce à la présence de notre tête, avec un décalage plus ou moins grand entre une oreille et l'autre. C'est aussi grâce à cela que nous pouvons goûter les joies de la stéréophonie). Il faut savoir qu'un son transitoire contient une infinité de fréquences de la plus basse à la plus élevée ; or, nos oreilles vont recevoir une information directe en provenance du haut-parleur pour toute la portion du spectre qui sera absorbée par les parois, donc les fréquences élevées. Plus on descendra bas dans le spectre, plus les ondes réfléchies arriveront avec un certain retard et en plus décalées dans le temps par rapport à nos deux oreilles. Le résultat de tout cela donnera la sensation d'un manque de précision dans la retransmission sonore et la désagréable impression d'une source sonore non stable dans l'espace. L'image stéréophonique sera terriblement altérée ; et là encore, ni vos enceintes ni votre amplificateur ne sont en cause.

Gêné par ces phénomènes, comment va réagir l'auditeur moyen ? Il y a deux réactions instinctives caractéristiques. La première con-

siste à augmenter le niveau sonore global (c'est ce qui se passe en particulier dans les cabines de mixage). Pourquoi ? Parce que, non conscient du déséquilibre apporté par le local d'écoute entre les fréquences favorisées par les ondes réfléchies et celles lui parvenant directement, l'auditeur essaie d'entendre le maximum de sons directs. La pression acoustique va monter dans le local pour atteindre un nouvel équilibre ; la balance tonale va alors changer, non pas parce que le local va réagir différemment, mais à cause des courbes de Fletcher et Munson : la courbe de réponse de l'oreille a en effet tendance à s'aplatir lorsque la pression acoustique augmente ; l'auditeur aura l'impression d'entendre moins de graves et moins d'aigus, et donc de compenser la mauvaise courbe de transmission de la pièce. En réalité, il entendra plus de médiums dans la bande de 800 à 3.000 Hz et comme, plus la pression acoustique augmente, plus l'oreille fabrique des harmoniques à un niveau toujours plus élevé : le son entendu deviendra vite agressif et insupportable ; l'auditeur se précipitera alors sur le réglage de tonalité pour retrouver un semblant de balance en faisant plonger les médiums : c'est en général le début d'une catastrophe lorsqu'il s'agit d'un mixage car le preneur de son, à partir de cet instant, n'a plus aucune référence du son qu'il enregistre.

La seconde réaction est exactement à l'inverse : elle consiste à se précipiter sur le réglage de niveau pour faire plonger la pression acoustique dans la pièce. Le résultat sera meilleur que dans le premier cas car la pression acoustique baissant, plusieurs effets parasites dus à l'excitation des meubles et des objets vont s'atténuer ; d'autre part, toujours à cause des courbes de Fletcher et Munson, la sensibilité de l'oreille va baisser dans les fréquences graves ; donc les ondes réfléchies auront moins d'effet sur

l'auditeur. Malheureusement, sa sensibilité va baisser également du côté du registre aigu ; là aussi l'équilibre tonal sera perturbé ; la bande de fréquences sera favorisée dans le médium, d'où la tentation de remonter les deux extrémités du spectre sonore en utilisant le célèbre "loudness contour" censé corriger les courbes de Fletcher en fonction du niveau sonore. Dans ce cas aussi, le remède risque d'être pire que le mal (sauf à très bas niveau, là où l'oreille fabrique peu d'harmoniques), car le local d'écoute, lui, n'a toujours pas changé ; et l'auditeur sera tenté d'agir en permanence sur le réglage de volume sonore, ce qui malheureusement est couramment pratiqué, surtout depuis l'apparition des systèmes de télécommande.

Alors, dirions-nous, quelles sont les solutions ? Il n'y a pas de solution miracle ; mais une bonne approche permet de régler bien des problèmes. Il existe des normes. Il faut les connaître, bien les interpréter, savoir les utiliser. Nous allons d'abord vous parler des normes de transmission électro-acoustiques dans les grandes salles afin de les réinterpréter pour l'utilisation quotidienne d'un auditeur moyen ne disposant pas de plusieurs centaines de mètres cubes d'espace à consacrer à la musique.

Ce sera l'objet de notre prochain article.

## **Bibliographie**

**Acoustics** (F. Alton Everest - TAB Book n°4408).

**Audio Cyclopedia** (Howard M. Tremaine. Edit. Howard W. Sams and Co. Inc.).

**La Revue du Son** (n°15, juin 1954, J. Matras).

**Toute la Radio** (nos 146, juin 1950, 268, septembre 1962).

**SMPTE Standard** (NSI/SMPTE 202<sup>M</sup>, 1991)

**Technical Guideline for Dolby Stereo Theatres** (Dolby Laboratories Inc., 1992).

**Manual of Sound Systems** (Western Electric, 1947).

**Page non  
disponible**

**Page non  
disponible**



## LA TABLE DE LECTURE THORENS TD 124

Jean Hiraga

**E**n 1883, Hermann Thorens, un spécialiste suisse en horlogerie de précision, décidait de fonder, dans la petite ville de Sainte-Croix, une société spécialisée dans la fabrication des mécaniques de boîtes à musique. Cette affaire fut prospère et s'accompagna plus tard de la fabrication d'harmonicas. Intéressé par les nouvelles inventions, si nombreuses en cette fin de siècle, Hermann Thorens comprit très vite que ses compétences pouvaient lui servir de tremplin pour se lancer dans l'aventure du phonographe, du moteur électrique, enfin de la table de lecture phonographique. Plus de 100 ans ont passé depuis et, parmi bien des modèles, la TD 124, lancée fin 1957, marqua profondément l'histoire de la haute-fidélité. Aujourd'hui, Thorens fabrique toujours des harmonicas, des boîtes à musique, des tables de lecture, des électroniques... et aussi une superbe gamme de récepteurs multi-satellites pour télévision.

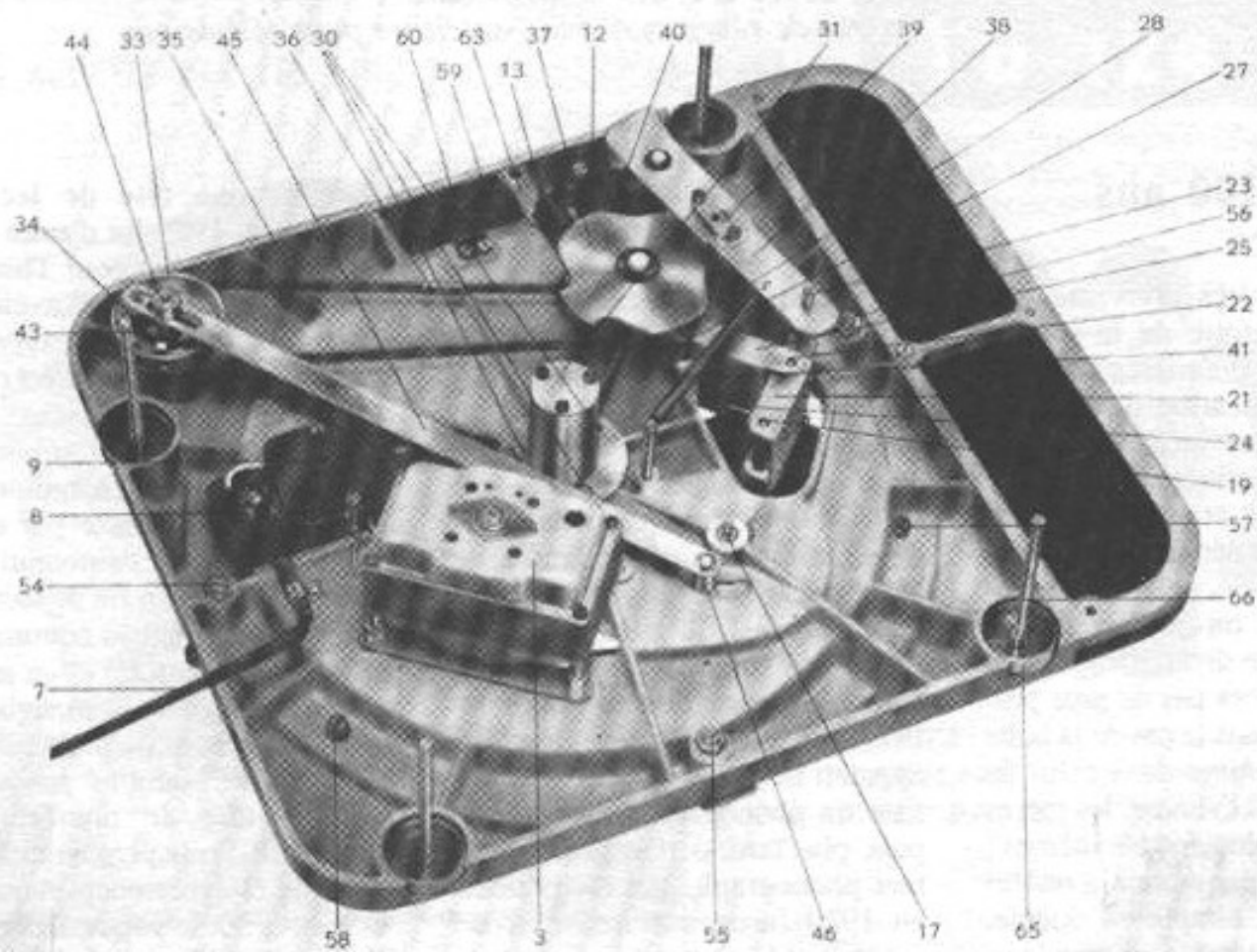
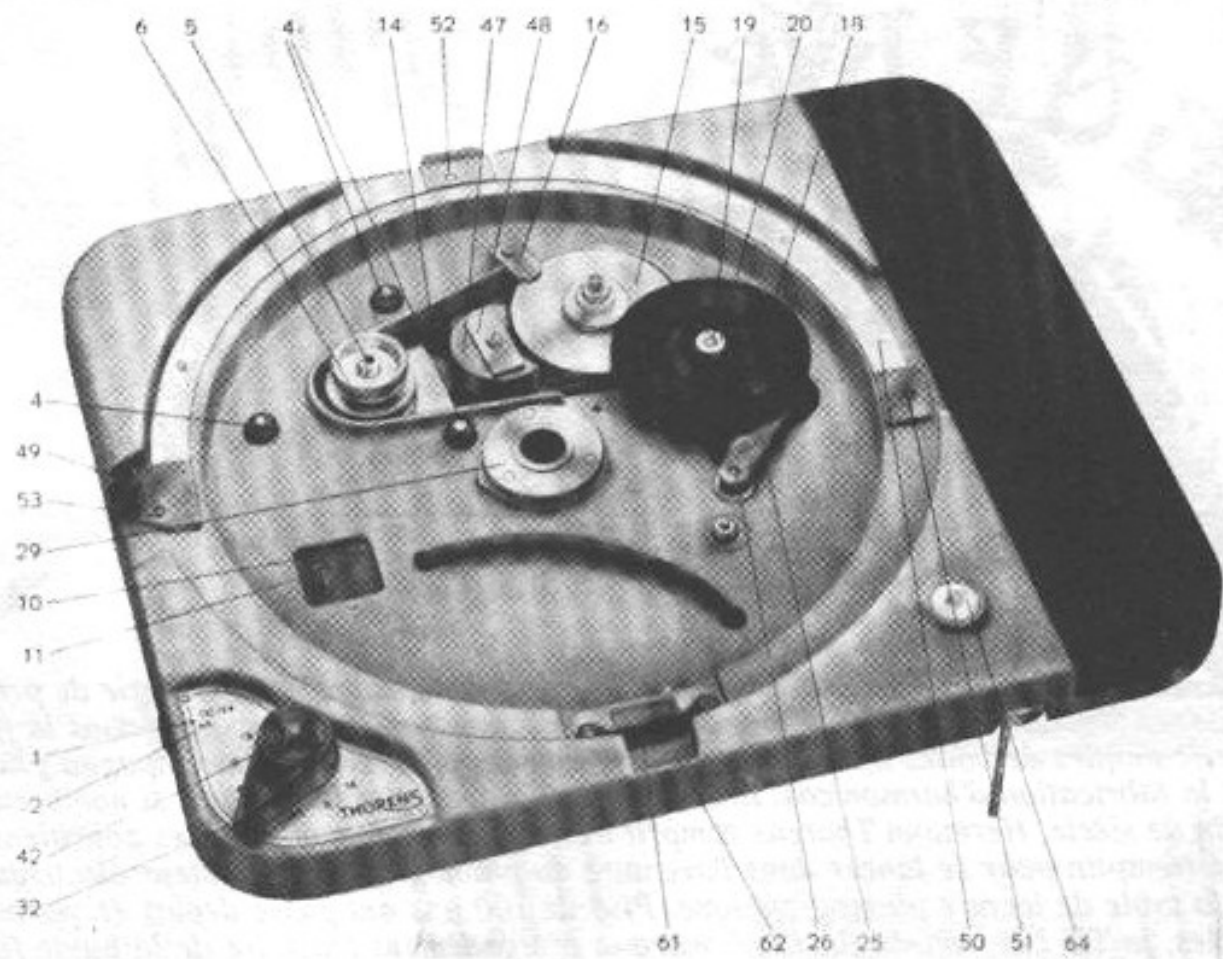
### Plus de 100 ans d'histoire

Retraçons très brièvement la fabuleuse histoire de la société Thorens. Ses premières activités furent la fabrication de boîtes à musique et des mécaniques qui leur étaient destinées. L'affaire se développa tant et si bien qu'Hermann Thorens décida de créer une activité parallèle, celle du phonographe dont on parlait tant à l'époque. Cette diversification des activités ne posa pas de gros problèmes, car, dans le cas de la boîte à musique comme dans celui du phonographe à cylindre, les pièces étaient sensiblement les mêmes : entraînement par moteur à ressort avec tambour simple ou double, régulateur de vitesse, engrenages, renvois mécaniques, coffret en

bois. Ainsi naquit en 1898, soit 15 ans plus tard, le premier phonographe Thorens à cylindre.

Les activités de cette société dans le domaine des boîtes à musique, des harmonicas (en particulier entre 1921 et 1928) ne furent jamais abandonnées. Ces produits sont toujours fabriqués par la société Rémy Thorens et par une autre société indépendante, la "Mélodies S.A.", dirigée par Jean-Paul Thorens. En 1912 fut développé un superbe phonographe équipé d'un pavillon en forme de fleur. Le succès remporté par cet appareil fit de Thorens un spécialiste du phonographe de qualité, puis, plus tard, de la table de lecture phonographique. En 1928 et en 1929 furent mis successivement sur le marché un phonographe équipé d'un moteur élec-

trique et une tête de lecture magnétique. 1929 fut d'autre part une date historique pour Thorens qui déposa un brevet d'invention concernant un nouveau type de moteur à entraînement direct puissant, stable et silencieux. Au cours des années qui suivirent, Thorens devint un champion du changement de vitesse par train d'engrenages, de l'automatisme (arrêt du plateau en fin de lecture, démarrage du plateau commandé par le bras de lecture) et en particulier du changeur automatique (le modèle CD 30 plus particulièrement). Il ne semble pas utile d'ajouter que de nombreuses marques se disputaient un marché en pleine effervescence. A partir des années 50, la vulgarisation du disque microsillon, de la haute fidélité puis de la stéréophonie inci-





1. Désignation du modèle
2. Numéro de l'appareil
3. Moteur type E 50

#### Moteur

4. Dispositif de suspension souple
5. Axe du moteur
6. Poulie motrice
7. Cordon d'alimentation
8. Plot de bornes
9. Commutateur de tension ; connexions
10. Commutateur de tension
11. Vis de contact du commutateur
12. Interrupteur
13. Condensateur antiparasite

#### Système d'entraînement

14. Courroie de caoutchouc
15. Poulie à étages
16. Plaquette de butée
17. Axe de la poulie à étages
18. Roue intermédiaire
19. Axe de la roue intermédiaire
20. Anneau de butée
21. Deuxième bras du support de roue intermédiaire
22. Deuxième axe du support de roue intermédiaire
23. Tige de retenue de la roue intermédiaire
24. Ressort du support de roue intermédiaire
25. Premier bras du support de roue intermédiaire
26. Premier axe du support de roue intermédiaire
27. Ressort de premier axe
28. Anneau de butée du premier axe
29. Palier du plateau
30. Vis de fixation du palier
31. Couvercle du palier de butée

#### Changement de vitesse

32. Bouton de changement de vitesse
33. Tambour du changement de vitesse
34. Ressort du bouton
35. Ruban d'acier
36. Raccord du ruban d'acier
37. Came de changement de vitesse

#### Commande de l'Interrupteur

38. Levier d'interrupteur
39. Bras de réglage
40. Tige et ressort de commande
41. Ressort du levier d'interrupteur

#### Réglage de la vitesse

42. Bouton de réglage de la vitesse
43. Ressort du bouton
44. Anneau de butée
45. Bras de commande
46. Axe de commande et frein magnétique
47. Aimant du frein
48. Plaquette et vis de fixation de l'aimant

#### Embrayage

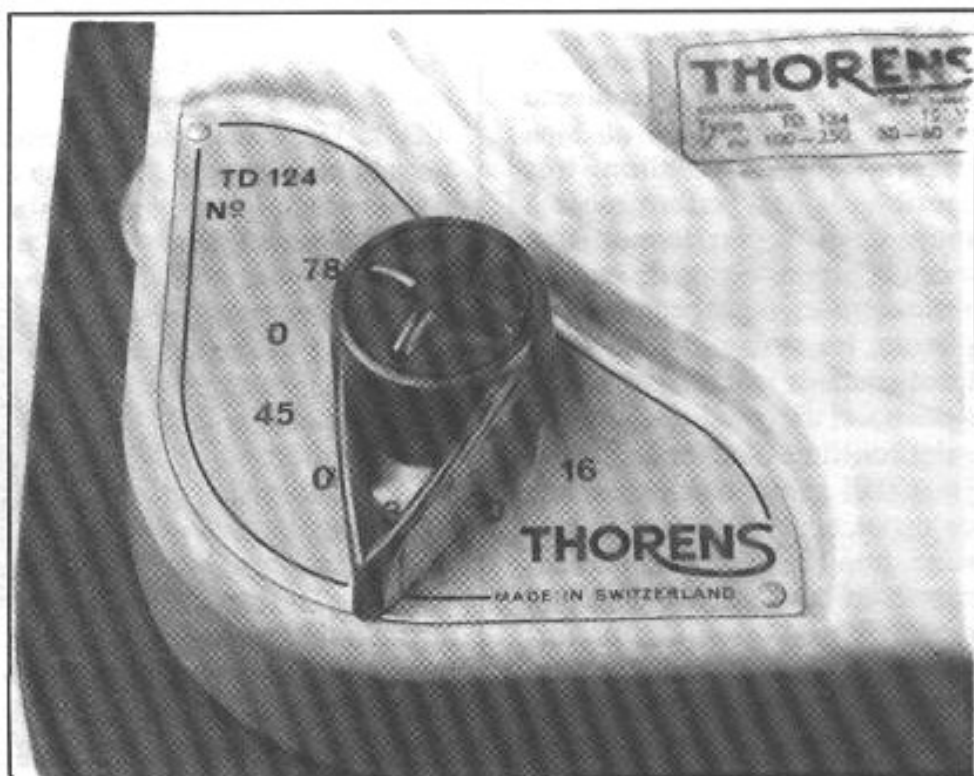
49. Bouton de commande
50. Levier d'embrayage
- 51, 52, 53. Supports du levier d'embrayage
- 54, 55, 56. Réglage des supports du levier d'embrayage
57. Pivot du levier d'embrayage
58. Guide du levier d'embrayage

#### Stroboscope

59. Miroir du stroboscope
60. Ressort de fixation du miroir
61. Ecran du stroboscope
62. Fenêtre du stroboscope
63. Plaquette de fixation de la lampe au néon

#### Dispositif de mise de niveau

64. Niveau d'eau
65. Molettes de mise de niveau
66. Tiges de fixation



Sélecteur de vitesse avec passage intermédiaire par des positions de repos. Le sélecteur comporte, en son centre, un réglage de vitesse ( $\pm 3\%$  de chaque vitesse normalisée).

tèrent Thorens, très soucieux de son image de marque, à mettre sur le marché une gamme de tables de lecture de haute qualité dont les performances étaient largement supérieures à celles imposées par le standard professionnel américain N.A.R.T.B. (National Association of Radio and Television Broadcasters). L'immense succès remporté par la version TD 124 (près de 50 000 exemplaires vendus entre la fin 1957 et 1968) est lié à un rapport performances/prix exceptionnel. De longues années durant, le système de lecture idéal s'est composé d'une table de lecture Thorens TD 124 (les modèles concurrents étaient Rek-O-Cut, Garrard 301, Clément, Avialex Mystère, Barthe, Lenco, Ducretet-Thomson 64, Connoisseur, Micro-Track, Melodyne, Dual et quelques autres), d'un bras de lecture Ortofon ou SME et d'une cellule G.E.VR II, Shure M 7D ou Ortofon SPU. Aujourd'hui, la Thorens TD 124 est toujours

aussi appréciée des audiophiles, des discophiles au même titre que deux concurrentes anglaises de chez Garrard, la 301 et la 401.

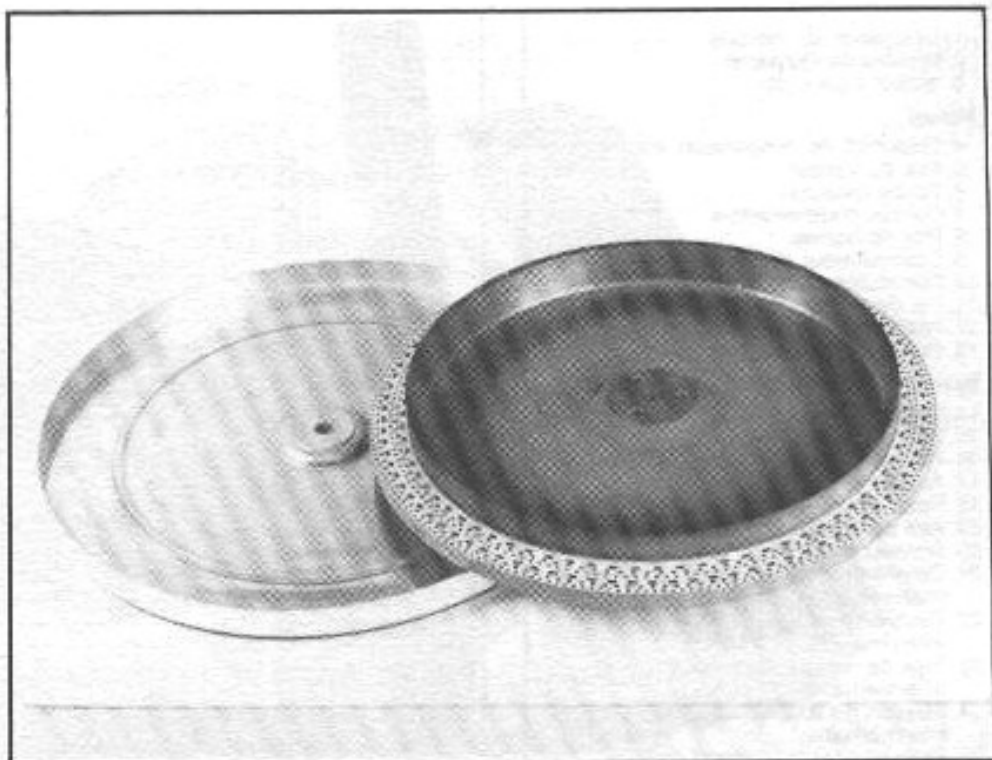
## La TD 124

C'est fin 1957 que Thorens annonça la grande nouvelle : la commercialisation imminente d'une table de lecture destinée aux amateurs de haute-fidélité, avec des performances en tous points comparables, sinon supérieures à celles des réalisations professionnelles : régularité de vitesse angulaire exceptionnelle, taux de fluctuation total égal ou inférieur à 0,15 % (en valeur crête), taux de pleurage inférieur à 0,1 %, valeur de scintillement inférieure à 0,05 %, rapport signal/bruit égal ou supérieur à 55 dB à 100 Hz.

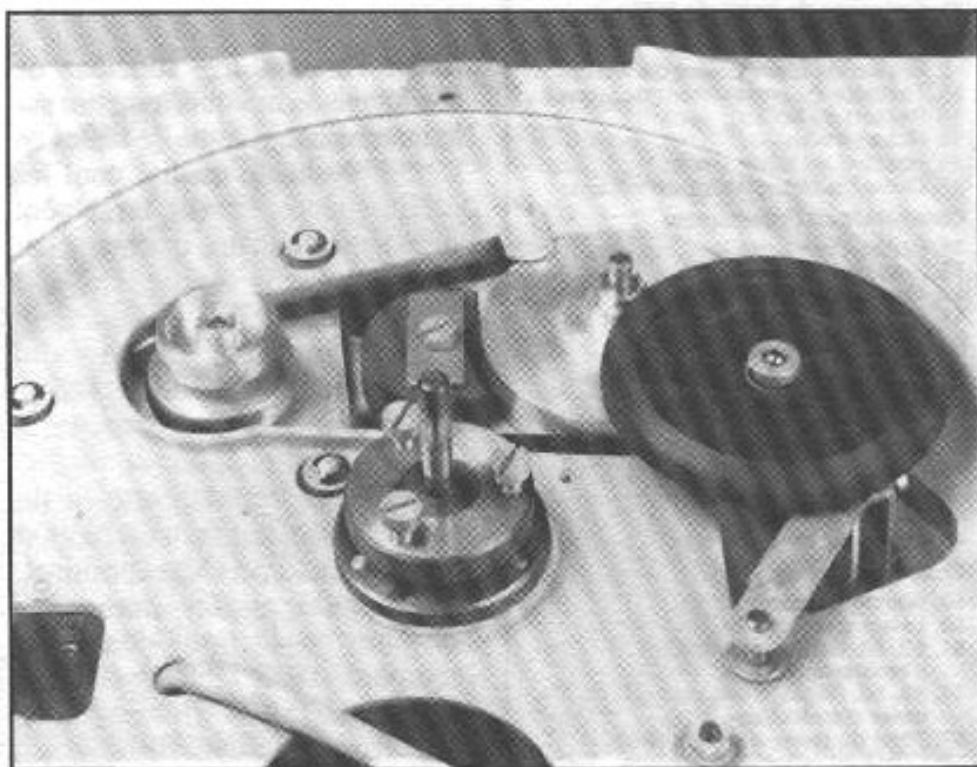
Thorens fait partie des constructeurs qui participèrent activement à rehausser le standard de qualité des "tourne-disques à usage grand public". Cette initiative était loin d'être inutile,

car on leur reprochait de gros défauts comme un taux de pleurage insupportable, un niveau de ronronnement élevé ou bien encore une dégradation très sensible de ses performances à moyen ou à court terme. Bien avant la généralisation de l'entraînement direct, ou par courroie, du plateau, les systèmes d'entraînement courants faisaient appel soit à des trains d'engrenages, soit à un galet constitué d'une roue dont la jante était garnie d'une couronne de caoutchouc. Le premier système, trop bruyant, venait à l'encontre de la recherche d'un bon rapport signal/bruit. Les performances de l'autre, le système d'entraînement par galet, étaient dépendantes de plusieurs facteurs : précision et stabilité des pièces mécaniques concernées, rapport existant entre les vitesses angulaires de l'axe du moteur et du plateau. Dans la majorité des cas, les trois ou quatre différentes vitesses angulaires du plateau (16,66 tours/mn, 33,33 tours/mn, 45 tours/mn et 78 tours/mn) étaient obtenues à partir d'un axe tournant à vitesse angulaire élevée (1 500 tours/mn en général). La poulie solidaire de cet axe devait en conséquence être constituée de gradins de très faible diamètre. Il en résultait de gros inconvénients : mauvaise "prise" du galet caoutchouté contre l'axe, usure et dégradation rapide de ses qualités d'adhérence, grandes influences des moindres vibrations mécaniques du système d'entraînement sur la stabilité de la vitesse angulaire de plateau. Bien des années plus tard, des améliorations sensibles furent apportées grâce à l'utilisation de moteurs à faible vitesse angulaire, voire de moteurs à vitesse asservie et régulée au moyen de capteurs et de circuits électroniques associés. Sur la TD 124, Thorens apporta une solution simple, très efficace, associant quatre éléments clés :

- un nouveau type de moteur à induction 4 pôles à faible couple,



*Aspect des deux plateaux de la TD 124 avec, à gauche, le plateau léger débrayable.*



*Détail de la poulie à étages et de la roue intermédiaire (galet caoutchouc).*

de petite puissance (10 watts seulement) mais ultra-silencieux ;

- un système de transmission à deux étages entre le moteur et le plateau, permettant ainsi de doubler pratiquement le diamètre de

chacun des quatre étages d'adaptation aux quatre vitesses ;

- une transmission par courroie entre le moteur et la poulie intermédiaire (découplage mécanique par rapport au moteur, effet de fil-

trage mécanique des vibrations engendrées par celui-ci) ;

- l'utilisation d'un plateau lourd (5 kg, donc à fort moment d'inertie) réduisant, en association avec les autres éléments-clés de la TD 124, le taux de pleurage et de scintillement à des valeurs extrêmement faibles.

Donnons, à titre indicatif, quelques chiffres relatifs au standard N.A.R.T.B. La vitesse de rotation devait se situer dans les  $\pm 0,3\%$  par rapport à la valeur nominale. Le taux de pleurage instantané devait être égal ou inférieur à  $0,2\%$  par rapport à la vitesse moyenne nominale. Le rapport signal/bruit (100 Hz, gravure 1,4 cm/s, gravure au standard R.I.A.A.) devait être égal ou supérieur à 35 dB (il incluait les effets conséquents aux vibrations mécaniques et aux phénomènes d'induction). La durée du démarrage, jusqu'à obtention de la vitesse nominale, devait être inférieure ou égale à 0,3 s.

Comme indiqué plus haut, la TD 124 excédait largement les performances exigées par ce standard.

## Un système à double plateau

Le seul "petit problème", pas très facile à résoudre, était celui du temps d'établissement de la vitesse. Comme on le sait, tous les plateaux des tables de lecture professionnelles doivent être en mesure de démarrer au "quart de tour" à partir de leur position de repos. Cela est indispensable pour permettre au technicien dit "metteur en onde" de placer la pointe lectrice à un endroit très précis sur le disque puis d'effectuer un démarrage en prenant en compte des repères situés sur les bords du plateau et sur le socle de la platine. Le signal que l'on désire restituer peut, de la sorte, l'être sans temps mort ni risque de pleurage. Sur la TD 124, ce problème fut résolu à

l'aide du système à double plateau. La firme allemande EMT l'avait déjà adopté sur ses tables de lecture professionnelles 927 et 930. Il consiste à adjoindre au plateau principal un second plateau léger, en aluminium, recouvert d'un couvre-plateau en caoutchouc supportant le disque qu'un ingénieux système d'embrayage peut à volonté accoupler au plateau principal en rotation permanente. Un levier, situé à gauche peut à volonté soulever le plateau supérieur d'environ 1 mm, ce qui suffit pour le découpler instantanément du plateau principal ou l'accoupler à ce dernier. Le moment d'inertie élevé du plateau principal permet d'obtenir ainsi le démarrage quasi-instantané du disque, sans phénomène de fluctuation erratique, même bref, de la vitesse angulaire, lorsque le plateau supérieur vient s'accoupler au plateau principal. On élimine ainsi radicalement les problèmes liés au démarrage et à l'arrêt quasi-instantané des plateaux lourds, donc à forte inertie.

## Une robustesse à toute épreuve

L'énorme succès rencontré par la TD 124 est dû également à une mécanique d'une fiabilité exemplaire. Les défauts que l'on attribuait aux transmissions classiques ont été supprimés en adoptant le principe suivant : une première transmission souple par courroie suivie d'une seconde transmission effectuée à partir d'une poulie à étage contre laquelle vient prendre appui un galet intermédiaire caoutchouté. La poulie à étages tourne presque deux fois moins vite que le galet caoutchouté d'un système de transmission classique. L'axe de cette poulie est en plus solidaire du socle. Elle se trouve de la sorte soustraite aux vibrations mécaniques engendrées par le moteur ; son axe est en plus rigoureusement parallèle à celui du



Vue de détail de l'axe du plateau de 14 mm de diamètre.

plateau. Le moteur ultra-silencieux, mais à faible couple d'entraînement, assure un démarrage en douceur du plateau, sans imposer la moindre fatigue aux différents organes en mouvement, en particulier au niveau du contact entre la poulie et le galet en caoutchouc. L'association moteur à faible couple/courroie de filtrage des vibrations/plateau lourd permet ainsi de profiter au mieux du moment d'inertie, d'améliorer la qualité de la transmission mécanique tout en réduisant l'usure générale des pièces en mouvement. On note d'autre part un découplage soigneux du moteur, monté sur une petite contre-platine triangulaire située sous le socle. Ce découplage souple est de plus étudié de façon à permettre uniquement les déplacements dans le sens horizontal, donc sans phénomène de roulis (celui-ci se produit en présence de gros moteurs dont les vibrations parasites doivent être filtrées par des suspensions souples ; leurs mouvements de torsion ne rendent plus l'axe du moteur rigoureusement parallèle à ceux des autres organes de transmission).

Le plateau principal, de diamètre 297 mm pèse 4,5 kg. Il est solidaire d'un axe de forte section (14 mm) en acier trempé, rectifié

et usiné, au poli spéculaire dit "miroir". Il tourne dans deux paliers munis de bagues en bronze à effet auto-graisseur et repose sur une bille prenant place sur un siège en nylon. Le second plateau, en aluminium, pèse 500 g seulement. En position d'embrayage, il est mis en contact avec le plateau principal par l'intermédiaire de 6 pastilles en caoutchouc (15 mm de diamètre, encastrées dans ce dernier).

Le socle, d'une rigidité exceptionnelle, est réalisé en alliage d'aluminium injecté, fortement nervuré et rectifié. Il est recouvert d'une peinture au four de teinte beige. Sur le dessus, les formes arrondies du socle réduisent les risques de rayure des disques dûs à une fausse manoeuvre.

## D'autres raffinements

Il ne fallait pas oublier de mentionner d'autres raffinements qui ont fait de la TD 124 une table de lecture appréciée dans le monde entier :

- présence d'un niveau à bulle solidaire du châssis, facilitant la mise à niveau précise de la table de lecture ;

- réglages de mise à niveau facilités par trois molettes solidaires du socle ;

- système de frein magnétique par courants de Foucault, assurant un réglage fin de la vitesse dans une plage de  $\pm 3\%$  ;

- stroboscope lumineux incorporé au plateau principal, visible à partir d'une petite fenêtre aménagée à l'avant du socle. Il sert également de témoin lumineux de mise en marche ;

- dégagement automatique du galet en caoutchouc entre les quatre vitesses de rotation (elles sont séparées par des points de repos indiqués "O"). On évite ainsi les risques de "plats" sur le galet après une période de repos plus ou moins longue ;

- suspensions incorporées au socle ;

- centreur pour disques 45 tours/mn incorporé au plateau ;

- commutateur de tension 110/125 et 220 V ;

- poulie principale du moteur à double étage pour adaptation immédiate aux secteurs de fréquence 50 ou 60 Hz ;

- condensateur d'antiparasitage de mise en marche ;

- plateaux homogènes, sans stries radiales, sans boulons au niveau de la plage d'utilisation, sans trous, donc sans influence sur les phonolecteurs à aimant mobile ou à bobines mobiles (ils sont souvent équipés d'aimants puissants) ;

- bras de lecture monté sur un support amovible disponible dans quatre versions : PL 104, PLS 104, PLG 104 et PLGS 104 (ces deux derniers sont réservés aux bras longs, genre SME 3012).

Au total s'ajoute une grande facilité d'utilisation, notamment une commande unique de mise en marche sur la vitesse sélectionnée.

On note d'autre part des dimensions réduites (394 mm de largeur, 324 mm de profondeur, et 84 mm de hauteur) malgré une

construction d'une robustesse exemplaire.

Précisons, pour terminer la description de cette table de lecture exceptionnelle, que ce modèle fut réalisé par Thorens jusqu'à fin 1968 (version TD 124/II, socle TB 11, couvercle en plexiglas Plexi 14).

## D'autres dates historiques

1966 : transfert de l'usine Thorens en Allemagne.

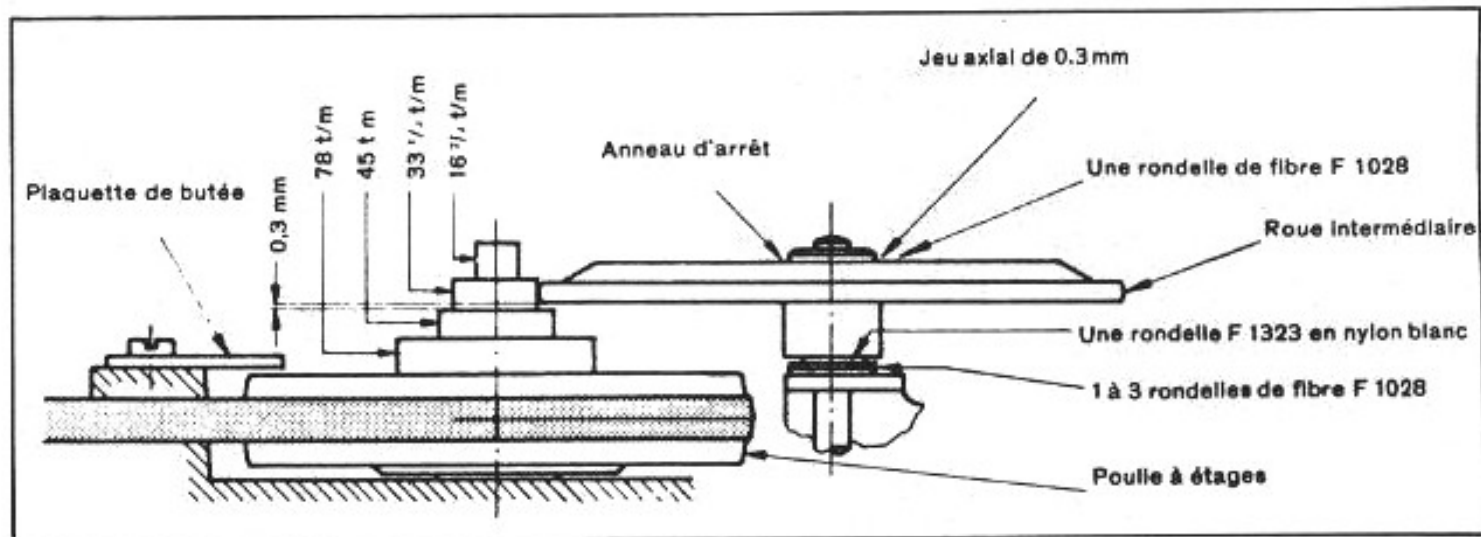
1968 : mise sur la marché de la TD 125 à contrôle électronique de la vitesse.

1972 : sortie de la TD 160 à entraînement par courroie.

1976 : lancement de la TD 126 MKII et du bras Isotrack à faible masse. Ensuite on assista tour à tour au lancement de versions de haut de gamme, dont le succès fut parfois sous-estimé par Thorens, comme la Référence et la Prestige (près de 200 versions Référence furent vendues alors que le constructeur ne pensait pouvoir en vendre qu'une trentaine). Thorens, toujours présent en Asie (TD 520RW, TD 521RW, TD 320MKIIB, TD 320 MKIII, TD 30001BC) ainsi que dans cer-



La dernière version, la TD 124/II.



Détail du système d'entraînement à deux étages de la TD 124.

tains pays d'Europe, a décidé de diversifier récemment ses activités en fabriquant des récepteurs multi-satellites (séries TSR).

Pas une seule fois, au cours de son histoire, Thorens n'a souhaité s'orienter vers le lecteur CD, ni même vers sa mécanique. La mise sur le marché d'une table de lecture aussi sophistiquée que la Thorens Référence aurait pu nous laisser espérer la mise au point de

la "meilleure mécanique de lecture de disque CD du monde", associant par exemple des firmes comme Thorens pour la mécanique, Patek Philippe pour la micro-mécanique de haute précision, Zeiss pour les optiques et Studer pour les électroniques d'asservissement associées. Cet événement ne s'est pas produit, mais Thorens est loin d'être mort pour autant.

Pour des milliers d'audiophiles qui utilisent encore une table de lecture Thorens, il convenait de rendre hommage à l'une des plus belles réussites en matière de table de lecture. Nous ne sommes pas prêts d'oublier la table de lecture Thorens TD 124, même si le modèle qui figure sur les photos de cet article a été trouvé récemment par un audiophile... dans une poubelle.