

Réalisation d'un amplificateur classe A de 20 watts

1. Conception générale

Jean Hiraga

(l'Audiophile No. 10)

Un acousticien américain connu, tenait il y a quelques temps ces propos tout à fait pessimistes : «On pourra faire tous les progrès que l'on voudra dans le domaine de l'électroacoustique, il n'en restera pas moins que tous ces systèmes reviendront toujours à une impossibilité : vouloir faire passer de la musique dans un fil électrique... (wire sound)».

On doit en effet se rendre compte qu'un vieux phonographe à cylindre gravé en direct, malgré des défauts mécaniques importants, cache des qualités que l'amplification électrique a perdues, car il ne présente pas de distorsion non naturelle et pour cause. Il apparaît que ces distorsions, purement mécaniques, de même nature que le son, que l'on peut appeler «naturelles» semblent beaucoup plus supportables à l'oreille.

L'amplificateur est un maillon très important dans une chaîne de haute fidélité et il doit être de «faible taux de distorsion» et de «large bande passante», chose que bien des audiophiles connaissent. L'essentiel n'est pas qu'il soit de classe A ou B, de circuit simple ou complexe, à base de composants très spéciaux ou courants, mais qu'il soit tout simplement fidèle. Ceci inclut automatiquement toutes les notions de respect de timbres, de dynamique, de balance tonale, d'exactitude dans la reproduction de l'image musicale. Un accordeur de piano, qui n'est pas forcément capable d'apprécier une chaîne haute fidélité, pourrait faire des commentaires a priori complètement stupides, comme par exemple dire qu'un amplificateur modifie le timbre d'un piano et même la hauteur du son. Cette même remarque pourrait se faire pour une table de lecture ou un haut-parleur. Mais si nous regardons le contenu d'une note de piano, qui peut être composée de plus de trente sinusoïdes, fondamentale plus harmoniques, sans compter la réverbération par sympathie, la résonance du fond, etc... chacune de niveau et de phase différents et précis. En ajustant la sinusoïde d'amplitude la plus élevée (ce n'est pas forcément la fondamentale, mais le plus souvent le second harmonique) à 100 dB par exemple, on constate que les autres harmoniques se situent à un niveau inférieur, soit entre 0,1 et 10 dB.

Pour la reproduction de la même note en appartement, ce niveau de 100 dB est trop élevé, ce qui veut dire qu'une écoute à 10 ou 15 dB de moins va réduire encore en niveau tous les autres harmoniques.

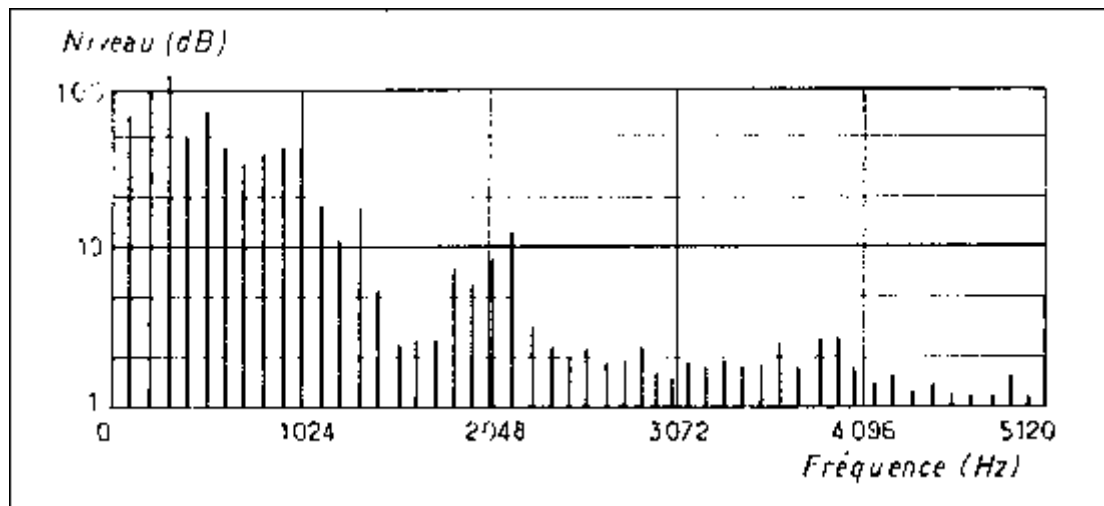


Fig. 1 : Spectre harmonique d'une trompette (fortissimo).

Examinons la figure 1, elle illustre le spectre d'une trompette. Passons à présent au contenu de la distorsion de quelques amplificateurs dont certains très connus (fig. 2). On constate que, malgré un taux de distorsion total faible, les divers circuits destinés à réduire le taux de distorsion ne peuvent pratiquement jamais réduire à un niveau égal chaque harmonique : certains sont prédominants, d'autres complètement absorbés par une des boucles de contre-réaction. Remarquons aussi que pour un niveau différent, ce spectre se modifie parfois complètement. Et il ne s'agit là que d'une seule fréquence. Si un amplificateur présente un spectre de distorsion très irrégulier et s'il est soumis à un signal musical relativement simple, tel celui indiqué sur la figure précédente de spectre d'instrument de musique, il donne obligatoirement des déformations, pouvant parfois atteindre plus de 8 dB pour un harmonique donné. Ces différences, légères ou importantes, de niveau ou de phase pour chaque harmonique, génèrent ainsi une enveloppe différente qui déforme la nature du son reproduit. Ceci joue aussi sur la dynamique, car l'enveloppe du son est faite de la combinaison des niveaux de ces divers harmoniques.

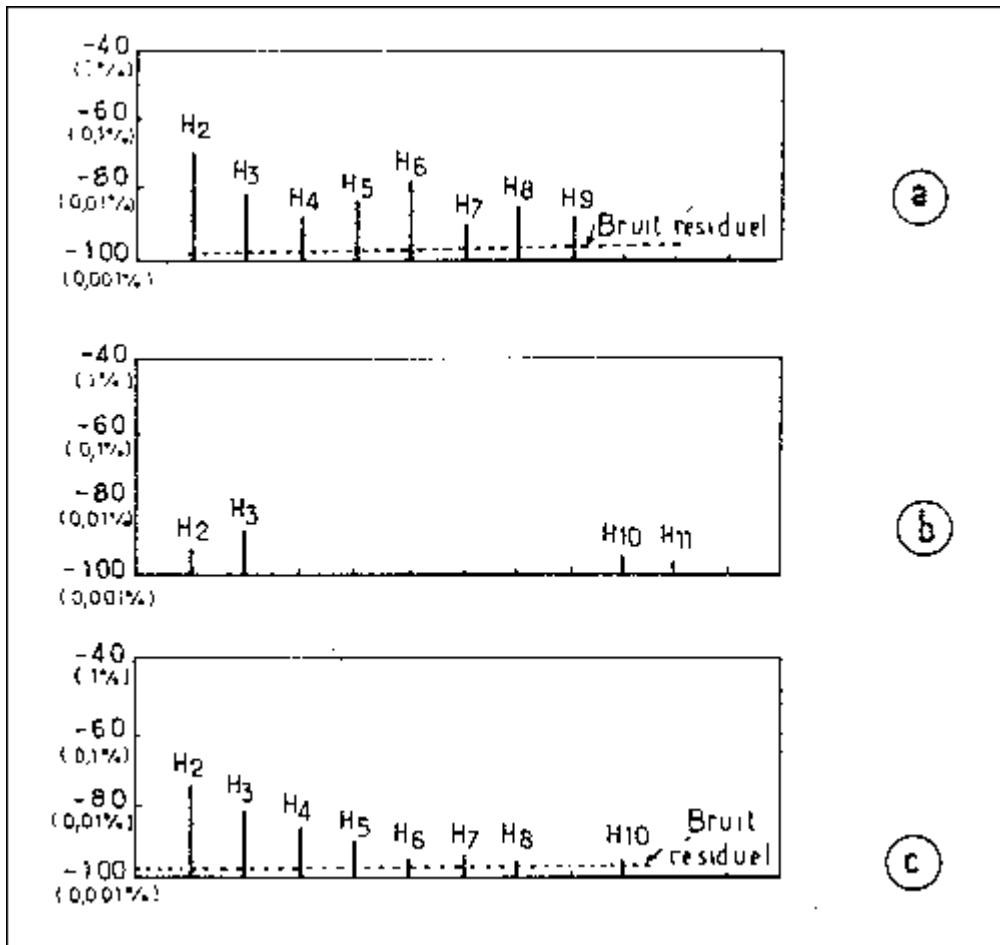


Fig. 2 : Spectre de distorsion harmonique de trois amplificateurs A, B (appareils de très haut de gamme japonais) et C (appareil de bas de gamme mais excellent, hors production).

Il ne faut cependant pas attribuer ces défauts à un circuit mal étudié mais plutôt aux taux et au spectre de distorsion «non camouflés» des éléments actifs.

Si l'on prend un très bon tube triode comme le tube anglais PX 4 ou le PP3/250, le taux de distorsion n'est que de 2 %, avec le second harmonique prédominant. Si l'on passe à la KT66, à la KT88 ou à l'EL34 (qui est pourtant un bon tube pentode) ce taux passe à 6-8 %. Quant à un transistor bipolaire, il est nettement inférieur sur ce point. En reprenant, cette fois l'excellente KT66 en montage push-pull ultra linéaire, prises à 43 %, ce taux passe à 2 %. Mais ces 2 % n'ont pas du tout le même contenu harmonique que la vraie triode PX4 : ils sont faits le plus souvent d'un harmonique 2 réduit (annulation par le circuit push-pull), d'un harmonique 3 relevé, d'un harmonique 4 pratiquement absent et un reste irrégulier. Il est entendu que d'autres contre-réactions peuvent arranger les choses, mais il s'agit alors de circuits tout à fait spéciaux, «acrobatiques» et difficiles à maîtriser. Une autre conséquence fâcheuse est que cette réduction intéressante de la distorsion s'accompagne d'une perte en stabilité de l'ensemble (risques de rotation de phase, taux de contre-réaction élevé, etc). C'est pourquoi, pour une même connaissance technique dans les domaines du transistor et du tube, il est plus difficile de réaliser un bon amplificateur à

transistor, pour la simple raison que ce composant actif pris seul possède de trop nombreux défauts, dont le «camouflage» est très difficile.

Et ceci n'est pas le seul problème de l'amplificateur à transistors : devons nous y ajouter l'avantage et le désavantage de la liaison directe avec le haut-parleur, ses effets sur la boucle de contre-réaction (effet de force contre électromotrice du haut-parleur réinjectant le signal dans l'amplificateur), effets qu'ont su mettre en évidence Matti Ojala et John Curl. Notons également la différence indéniable existant entre un tube et un transistor, quant à la vitesse de l'électron qui, dans le vide, est au moins 7 fois plus rapide que dans la structure du semi-conducteur.

Il y a encore un autre point directement lié au facteur d'amortissement : il s'agit de la caractéristique de puissance en fonction de l'impédance de charge. Dans un appareil à tube, celle-ci ne varie que très peu et s'adapte donc bien au haut-parleur. Dans un amplificateur dit OTL (sans transformateur de sortie) à tube, les rapports impédance interne des tubes-puissance maximum-impédance de charge avantagent encore le haut-parleur qui recevra le maximum d'énergie aux alentours de sa fréquence de résonance.

Par contre, dans un amplificateur à transistors, à de rares exceptions près, la puissance de sortie augmente lorsque l'impédance de charge diminue, parfois de façon importante pour quelques ohms de différence. En tenant compte de l'instabilité transitoire de la caractéristique d'impédance du haut-parleur en fonctionnement, des circuits de protection des transistors pouvant écrêter ou modifier le niveau instantané, il devient réellement très difficile de concevoir un appareil de grande fidélité musicale, et les vraies réussites ne pourraient être le fruit que de chances extraordinaires ou d'un appareil longuement étudié perfectionné et... écouté.

En passant aux circuits, une étude détaillée peut facilement s'étendre sur de nombreuses pages. Toutefois, le plus intéressant dans un circuit n'est pas le circuit lui-même, mais sa philosophie, le but recherché et les moyens mis en œuvre pour tenter de l'atteindre. Un circuit simple et bien étudié est toujours plus difficile à concevoir qu'un circuit compliqué, et de nombreux bons exemples existent en circuits à tubes et transistors : les circuits de Dynaco, de Quad, Williamson... les illustrent.

Amplificateurs Classe A de 20 watts

Les lecteurs se sont toujours demandé pourquoi l'amplificateur Kanéda n'a pas encore été décrit dans l'Audiophile. Plusieurs raisons existent : le choix délicat de certains transistors, l'appariement soigné de ceux-ci, en particulier quant à la température, le montage délicat de l'alimentation et surtout la chaleur intense dégagée par les radiateurs dépensant «inutilement» les 2/3 de la puissance consommée en calories.

Tout comme un amplificateur à gros tubes de puissance, le dégagement de chaleur est intense. La température «normale» de 100 degC d'un radiateur inquiète toujours. Si les divers composants sont de bonne qualité, les

problèmes ne se manifestent pas immédiatement mais dans l'année ou les années suivantes : transistors qui ne «tiennent pas», modification des valeurs des composants, condensateurs commençant à fuir ou entrant franchement en court-circuit, dérive en continu (car liaison directe) dont l'effet est de changer la position de repos de la bobine mobile, etc. Ce n'est donc pas simplement une question de qualité sonore mais une question de fiabilité.

Voilà pourquoi il nous a semblé préférable de commencer par un petit amplificateur classe A de puissance 15-20 watts, puissance déjà largement suffisante pour une écoute en appartement avec des enceintes acoustiques de bon rendement.

Mais rassurons les lecteurs, il ne s'agit là nullement d'un défaut. Un amplificateur très puissant utilise toujours en sortie de nombreux transistors en parallèle qui ont vite fait de dégrader la qualité sonore : augmentation des capacités cob, parfait appariement impossible, courant très important plus difficile à stabiliser en passage transitoire...

Que l'amplificateur soit de puissance 20 watts ou 500 watts, nous restons toujours devant une impossibilité : celle de tenter de respecter le niveau réel du signal. Le tableau 1, qui donne les niveaux les plus faibles et les plus forts de divers instruments d'un orchestre, nous indique qu'un haut-parleur de rendement 3 % devrait résister à 2 200 watts (le problème des voisins n'est pas abordé) pour reproduire la dynamique d'un orchestre de 75 artistes. Nous sommes donc loin du compte, en niveau maximum comme minimum, par la grande insuffisance du rapport signal/bruit. Ce même tableau montre l'évidente perte de définition, si l'échelle de ces niveaux est réduite à un niveau «d'appartement», qui est en réalité un effet de compression sonore et de limites dans le rapport signal/bruit du signal enregistré.

Instrument	Puissance moyenne (W)	Puissance min. et max. μ W et W	Rapport dynamique dB	Puissance nécessaire de l'amplificateur pour un haut-parleur de rendement de 3 % (W)
Flûte	0,003	0,006 à 0,06	70	2,0
Piccolo	0,0005	0,005 à 0,06	70	2,7
Piano	0,0007	0,02 à 2,0	80	67,0
Cor	0,002	0,005 à 0,05	70	1,7
Trompette	0,007	0,3 à 0,31	60	10,0
Cymbale de 38 cm	0,03	9,5 à 9,6	60	320,0
Contrebasse	0,002	0,016 à 0,16	70	5,3
Triangle	0,0005	0,005 à 0,051	60	1,7
Grosse caisse	0,1	0,13 à 13	80	430,9
Orchestre de 15 musiciens	0,006	9 à 9,01	60	300,0
Orchestre de 75 musiciens	0,04	6,6 à 66	70	2 200,0

Tableau 1 : Niveau acoustique de divers instruments et puissance théorique de l'amplificateur nécessitée pour un haut-parleur de rendement 3 % pour la restitution de ces niveaux. Remarquez que le niveau acoustique pour un instrument peut être aussi faible que 0,005 microwatt, que le piano possède le plus grand rapport dynamique (80 dB) et que, pour un orchestre de 120 musiciens plus un chœur de 200 personnes; la dynamique peut dépasser 120 dB.

Circuit symétrique ou non?

Dans les circuits à tubes ou transistorisés, le circuit parfaitement symétrique a toujours tenté de nombreux amateurs. Pour un circuit à tubes, entièrement symétrique et push-pull, la liaison par transformateurs est la plus simple. D'autres circuits comme le Paget, le Loyez sont symétriques. En transistors, c'est un peu délicat : même en prenant des paires quasi complémentaires, l'impédance de la partie symétrique supérieure est rarement identique à celle de la partie inférieure. A bas niveau, ce déséquilibre des impédances se traduit facilement par une augmentation nette du taux de distorsion. C'est ce que la figure 3 représente. Le phénomène est appelé aux USA et au Japon «hard distortion», distorsion «dure» comparée à la distorsion «douce», «Soft distortion», d'un bon amplificateur à tubes.

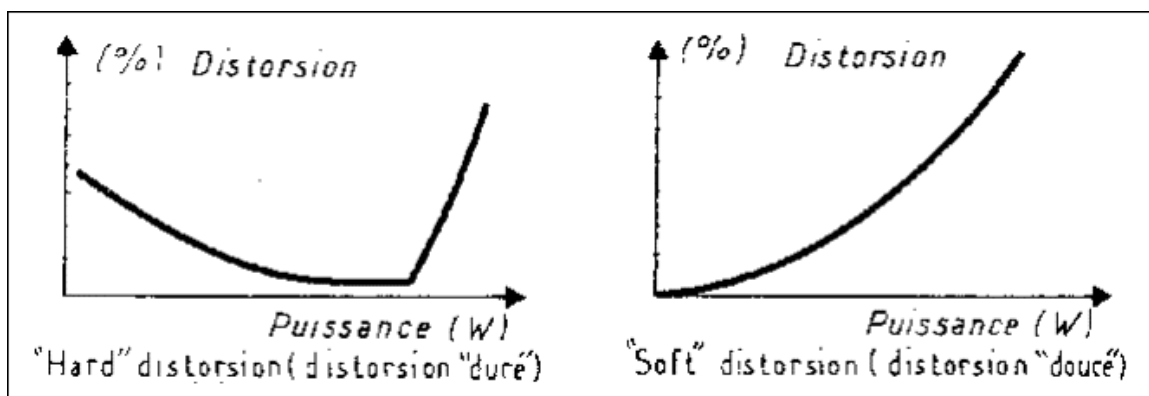


Fig. 3 : Les deux types de distorsion. En haut, «hard distortion» ou distorsion dure caractérisée par un effet de déséquilibre des branches supérieures et inférieures. A droite, «soft distortion» ou distorsion douce. C'est le type même d'une distorsion «naturelle» telle que celle d'un tube triode ou d'un amplificateur à tube sans contre-réaction.

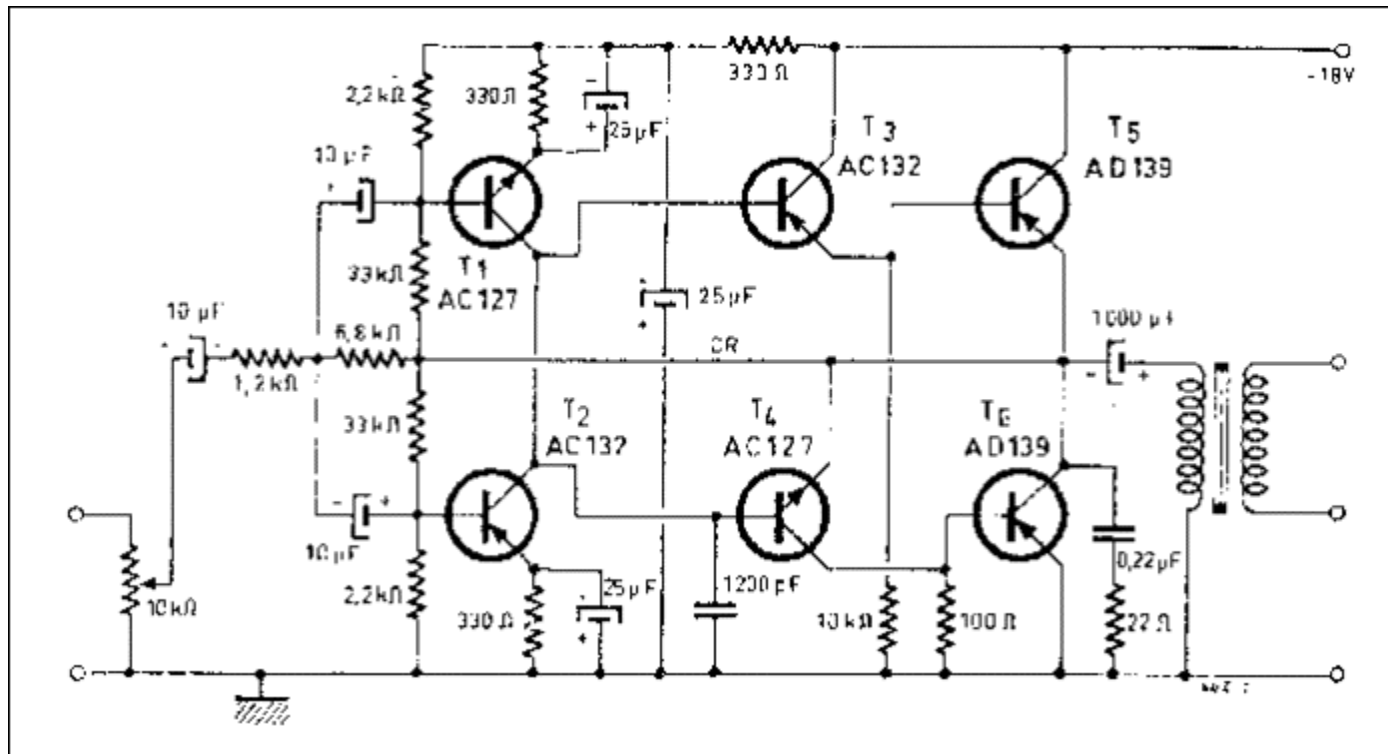


Fig. 4 : Un ancien circuit symétrique d'amplificateur (1970, Revue du Son).

La figure 4 montre un exemple datant de 1970 d'un circuit symétrique pour interphone (Revue du Son No. 212, Déc 1970) la seule réserve qu'on puisse faire est de ne pas le voir entièrement relié en continu depuis l'entrée jusqu'à la sortie.

Il existe, dans les techniques plus récentes, d'autres circuits, dont certains fort compliqués mais ingénieux, totalement symétriques, tels que ceux des amplificateurs A et E, GAS Ampzilla, etc. Dans les circuits très récents, notons au passage le circuit Sansu «Diamant», qui est aussi un circuit symétrique, avec entrée différentielle à effet de champ (fig. 5).

Ce circuit n'a pas été utilisé ici :

- 1) par refus d'insérer des diodes en série avec les drains des FET d'entrée ce qui peut avoir un effet subjectif gênant
- 2) par crainte de perdre un peu de dynamique en insérant un régulateur de courant dans les sources de la paire différentielle.

Malgré l'excellence du circuit «Diamant», un circuit plus simple était souhaitable pour une réalisation d'amateur.

Un autre circuit d'entrée, entièrement symétrique et utilisant deux paires différentielles, figure 6, était également à retenir. Mais il est certain, que sauf si ces deux paires sont réellement des paires parfaites en tous points, la boucle de contre-réaction appliquée aux bases de la branche opposée à l'entrée peut introduire une distorsion (car imparfaitement «opposée»). Il ne serait pas non plus pratique de vouloir appliquer la contre-réaction à l'entrée même.

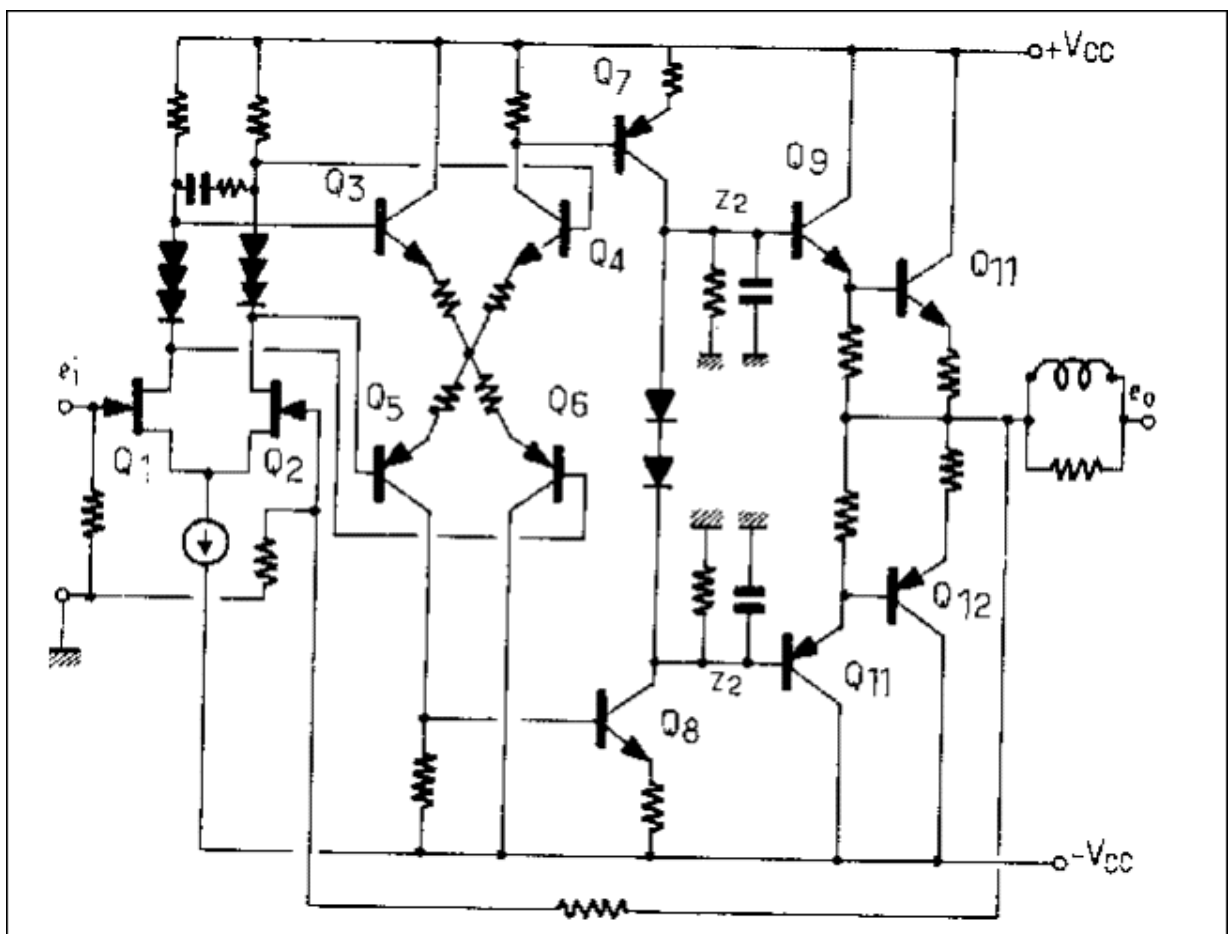


Fig. 5 Circuit Sansui «Diamant» très performant, faible taux de TIM et slew-rate élevé.

Philosophie de circuit

Ce circuit n'a pas la prétention d'être «le meilleur» ou le mieux étudié. Simple, il ne contient que 8 transistors, dont deux de puissance.

Étudié pour une puissance de sortie de 20 watts, en classe A (pure classe A, polarisation non assistée) il doit répondre aux exigences suivantes

- Simplicité du circuit : 8 transistors.
 - Réglages peu critiques.
 - Couplage en direct de l'entrée à la sortie.
 - Puissance de sortie peu dépendante de l'impédance de charge ou même augmentant légèrement avec l'augmentation de celle-ci.
 - Caractéristique de distorsion «douce» (taux de distorsion montant régulièrement lorsque la puissance de sortie augmente).
 - Faible taux de contre-réaction (15 à 20 dB maximum).
- Et, bien entendu, excellente fidélité musicale.

Étage d'entrée

L'étage d'entrée choisi n'est pas un circuit différentiel : question pratique et d'économie, car une bonne paire PNP/NPN différentielle est soit onéreuse, soit difficile à trier, ce qui revient au même. En effet, même au Japon où les composants de qualité se trouvent facilement, il est rare que les magasins spécialisés, parfois même uniquement dans les semi-conducteurs, ne vendent que du premier choix. Les meilleurs transistors sont presque toujours réservés en premier lieu aux grands constructeurs, pour qui la stabilité des performances dans la fabrication de grande série est primordiale. D'autre part, un revendeur soucieux du montant de son stock n'ose jamais passer une commande de transistors de premier choix, qui peut facilement se situer entre 1 000 et 10 000 pièces. C'est ainsi que de nombreux amateurs ayant expérimenté beaucoup de circuits se sont trouvés rapidement déçus par les résultats obtenus, allant jusqu'à douter de la sincérité d'un article paru dans une revue technique. Toujours est-il que, même actuellement, il est nécessaire de se procurer au moins 100 transistors dans un magasin honnête pour pouvoir après tri, appariement (tentative d'appariement !), comparaison des paires sélectionnées sous jet d'air chaud ou froid (un sèche-cheveux ou du gaz de fréon peuvent faire parfaitement l'affaire), en tirer quelques bonnes paires. Car la moindre dérive en continu, amplifiée par les circuits, va provoquer, comme indiqué plus haut, un déplacement de la position de repos de la bobine mobile, ce qui veut dire non linéarité des déplacements de la membrane, non linéarité de la souplesse de l'équipage mobile, perte de linéarité du champ magnétique, réduction de la puissance admissible, et même augmentation de la distorsion.

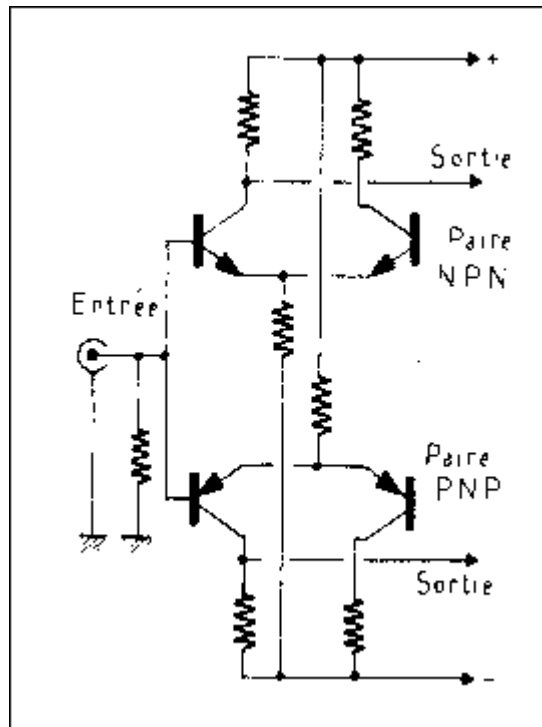


Fig. 6 : Schéma d'entrée utilisant deux paires différentielles.

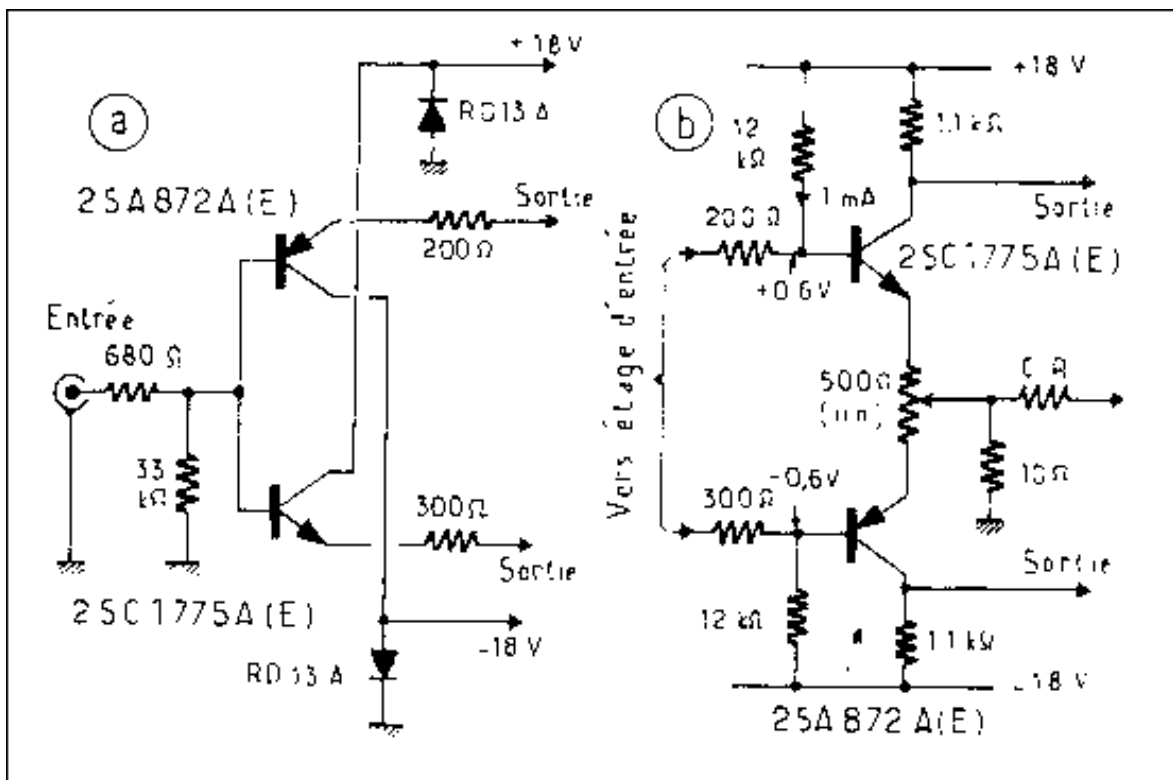


Fig. 7: Le circuit d'entrée utilisé, de type «double émetteur follower» et le second étage, employant les mêmes transistors.

C'est pourquoi, tout en étant à couplage direct, le circuit différentiel a été supprimé et remplacé par le circuit de la figure 7a. Ce circuit, sans gain, utilisant des transistors complémentaires est de type «Double Emetteur Follower». Les

collecteurs reliés directement aux alimentations, confèrent une stabilité optimale à cet étage.

Les transistors utilisés, de type à faible bruit, utilisation audio, parfaitement complémentaires sont les Hitachi 2SC 1775A et 2SA 872A. Ces paires, (silicium épitaxial) qui ont un P_c de 300 mW, un V_{CBO} maximum de 120 V, un f_T de 200 MHz, sont utilisées dans plusieurs amplificateurs et préamplificateurs récents car excellentes à tous points de vue. En boîtier Jedec TO 92, il faut noter que leur h_{FE} minimum suivant les lots n'est pas tout à fait le même pour le 2SC 1775A et le 2SA 872A, c'est-à-dire réparti entre 400 et 2 000 pour le 2SC 1775A et 250 et 800 pour le 2SA 872A.

Chaque boîtier possède, à part sa référence, une référence de tri, soit D et E pour le 2SA 872A et E, F, G pour le 2SC 1775A. Il est donc nécessaire, non seulement de se procurer du premier choix, mais aussi des lots de tri identique, c'est-à-dire la référence de tri E, soit un h_{FE} identique pour la paire complémentaire, réparti entre 400 et 500. Notons aussi au passage que les mêmes séries sans le suffixe A sont des secondes séries, pour lesquelles les caractéristiques électriques maximum sont inférieures.

Second étage

La liaison au second étage se fait par l'intermédiaire de deux résistances série de valeur 200 ohms et 300 ohms, valeurs légèrement différentes et destinées à équilibrer les impédances des parties symétriques inférieures et supérieures. Les deux résistances de polarisation de 12 kohms ajustent le courant des transistors de puissance à 0,95 A. On peut, si on désire faire varier ce courant ou passer de classe A en classe A2 ou AB1, remplacer ces valeurs par une résistance de 10 kohms et une résistance série ajustable de 3 à 5 kohms, fig 7b.

Ce second étage, composé des mêmes transistors mais de polarité inverse pour chaque partie symétrique par rapport à l'étage d'entrée, est chargé par les résistances de 1,1 kohms, valeur sélectionnée et jouant sur le gain de l'ensemble. Les émetteurs sont reliés au trimmer et au circuit de contre-réaction dont l'avantage est de travailler à basse impédance.

Etage de sortie

L'étage de sortie est un étage de conception particulière, surtout en ce qui concerne le choix des transistors et la combinaison des caractéristiques de transistors donnés cela fait l'objet d'un brevet de protection.

A première vue, la figure 8 de l'étage de sortie fait penser à une combinaison dite Darlington.

En réalité, il s'agit d'un autre circuit baptisé «Darlington inversé» ou encore «Darlingnot», car on doit remarquer la polarité opposée et le fonctionnement en collecteur-follower du transistor d'attaque. L'émetteur de ce transistor reçoit, par contre-réaction, le signal du collecteur du transistor de puissance, dont les caractéristiques se trouvent modifiées. Cet effet est tout à fait comparable à la

liaison en «Ultra-linéaire» d'un circuit push-pull à tubes. Son rôle est très important concernant les exigences souhaitées pour un tel amplificateur, comme indiqué plus haut. Ces transistors, de fabrication NEC 2SA 634 et 2SC 1096 permettent, couplés aux transistors de sortie 2SA 649 et 2SD 218, une combinaison optimum. Le seul regret est que cette paire complémentaire de puissance n'est plus fabriquée. Donnant sur les amplificateurs Kanéda, classe A de 50 W (liaison en parallèle) les meilleurs résultats que l'on puisse en tirer, ces paires sont maintenant remplacées par les 2SC 188 et 2SA 627 qui sont heureusement de qualité très proche. Ces transistors sont d'ailleurs utilisés en sortie sur l'amplificateur Kanéda 15 watts, qui est aussi un amplificateur de très haut niveau de qualité et dont le seul défaut est l'alimentation complexe et difficile à régler (voir figure 9).

Ici, les nombreux «gadgets» fort intéressants cependant, sont remplacés tout simplement par deux diodes zener (circuit d'entrée) limitant le courant en cas de surcharge et les résistances de 0,47 ohms limitant le courant en cas de court-circuit de la sortie.

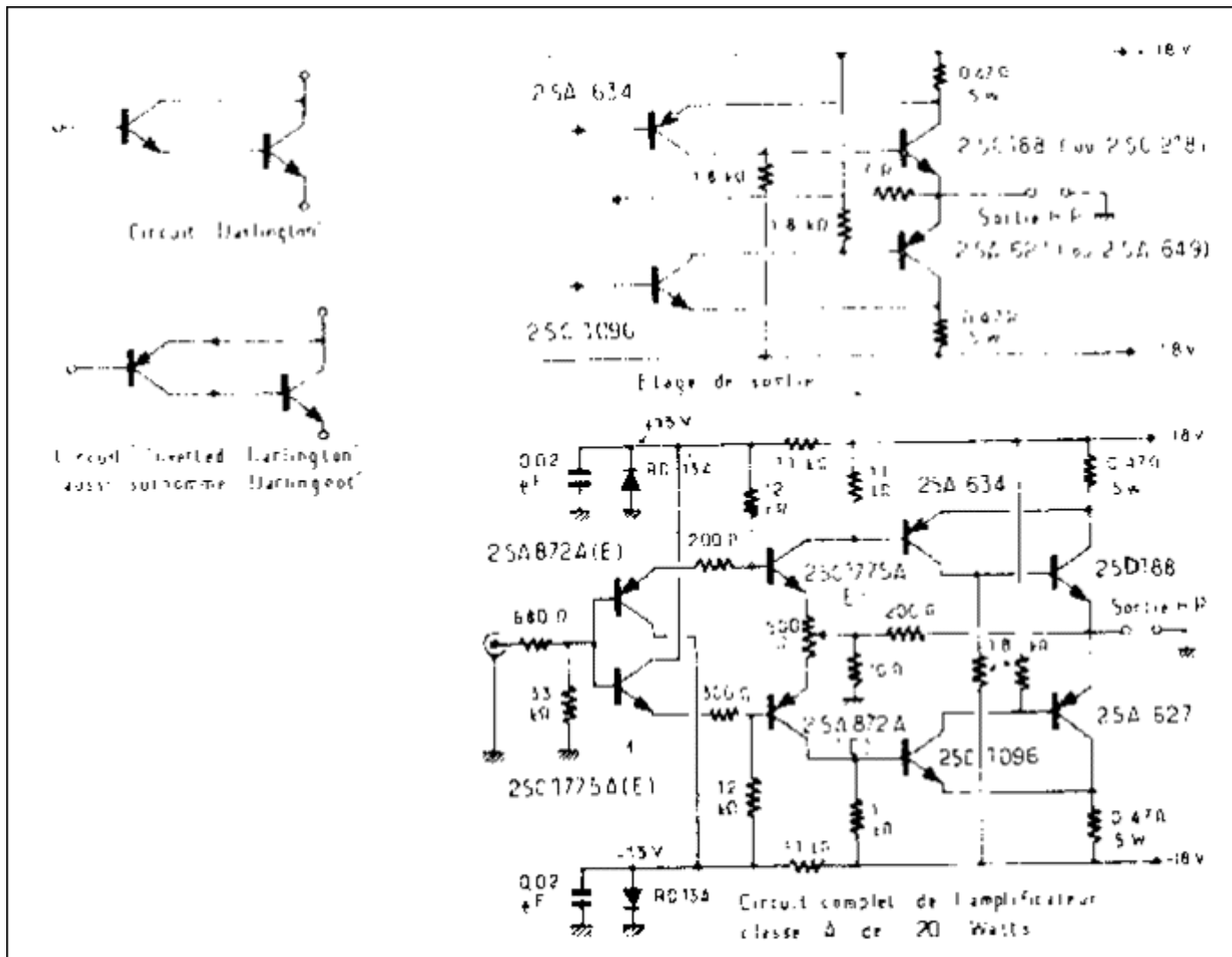


Fig. 8 : L'étage de sortie de type Darlington inversé et le circuit complet de l'amplificateur classe A de 20 watts.

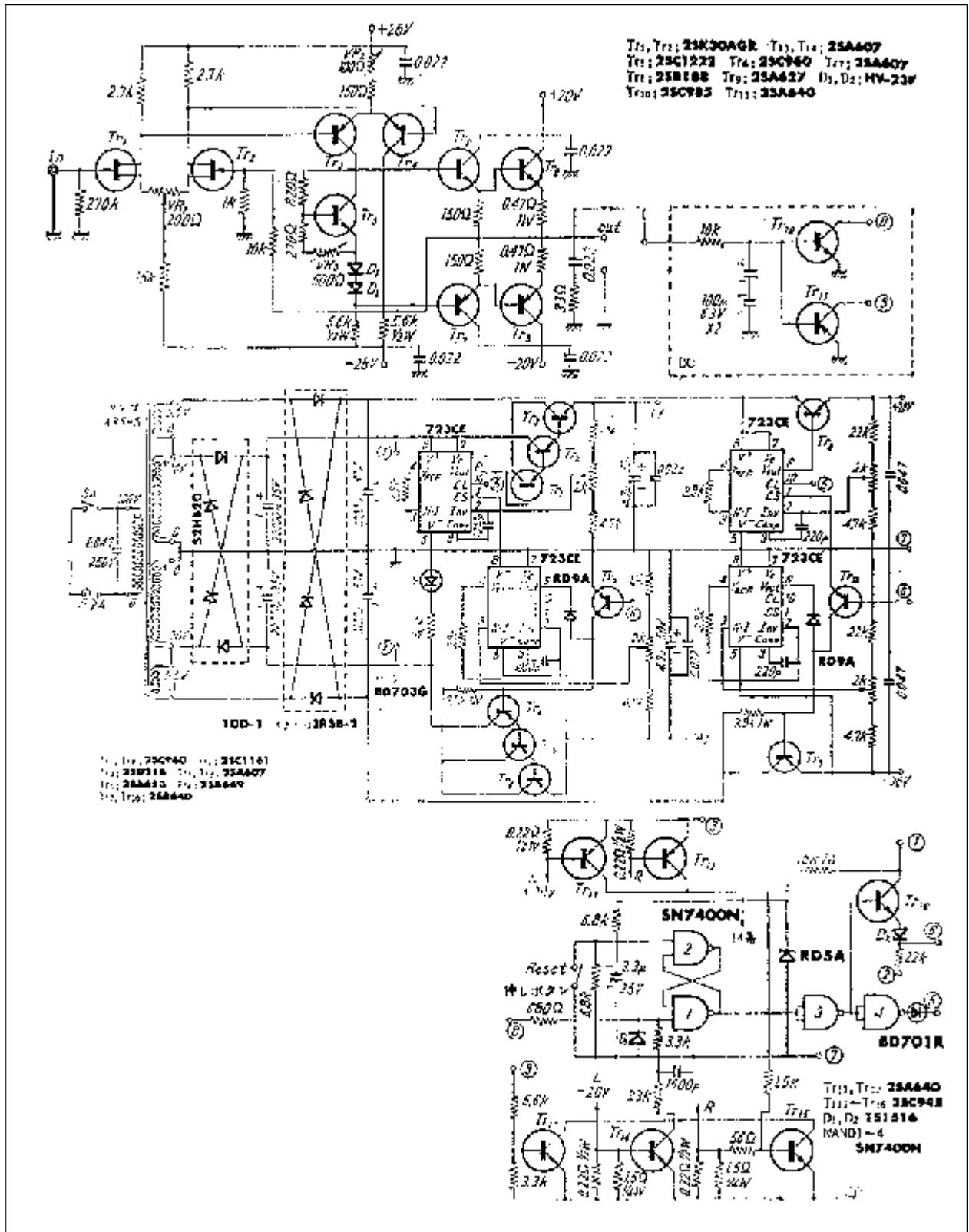


Fig. 9 : Schéma du circuit de l'alimentation du 2 x 15 W classe A Kanéda

L'alimentation

Celle-ci est très simple (fig. 10). Elle utilise seulement de très fortes capacités (2 x 189 000 uF) dont les avantages sont décrits par M. Marec. Cette valeur de 189 000 uF, bien qu'élevée a semblé pourtant encore insuffisante pour un tel amplificateur. Rien que pour l'étage RIAA du préamplificateur Kanéda, des essais ont montré des améliorations subjectives très nettes pour des valeurs atteignant 450 000 uF (au lieu de 39 000 uF), en particulier une meilleure «focalisation» des images sonores, un effet de profondeur réel et surtout beaucoup plus de dynamique. Le gros désavantage de telles alimentations est le volume et le courant important au moment de l'allumage, nécessitant des redresseurs de fort ampérage et une résistance série limitant le courant de charge à l'allumage, sans parler du prix de revient.

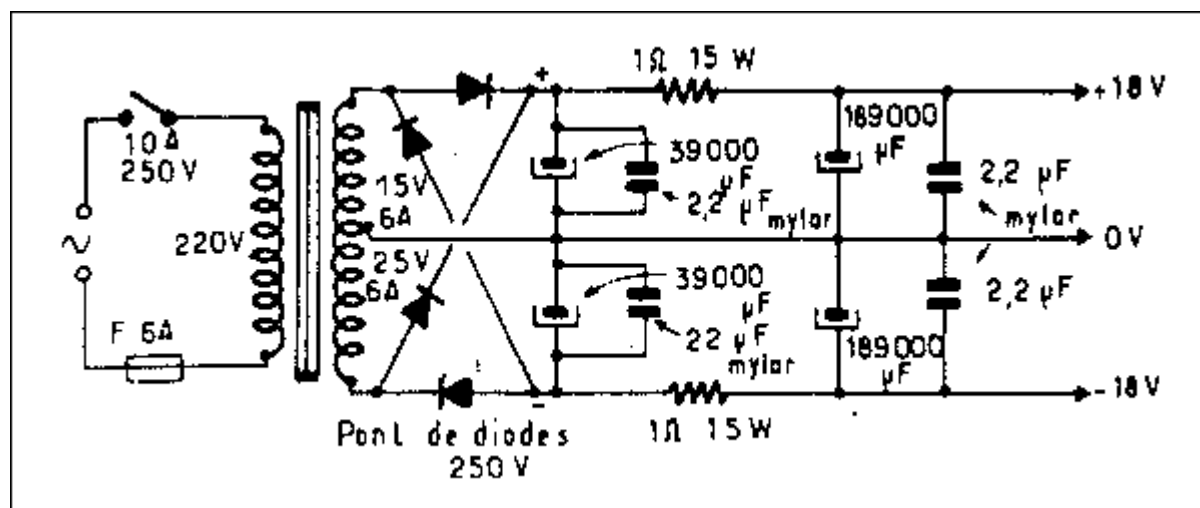


Fig. 10 : Schéma de l'alimentation

Les performances

Bien que très simple, ce circuit dont le gain total est de (8 + 32 - 16)dB, soit environ 24 dB permet d'obtenir, suivant la polarisation, entre 18 et 20 watts (classe A).

A cette puissance, le taux de distorsion atteint pratiquement 1 %. Il est dû principalement à l'alimentation qui est limitée ici volontairement à + et - 18 volts, pour préserver la durée de vie des transistors de puissance.

Par contre, ce taux de distorsion descend régulièrement pour passer à moins de 0,01 % à 1 watt et encore moins aux niveaux inférieurs jusqu'aux limites du bruit résiduel. Entre 4 et 20 ohms, la puissance de sortie ne varie que très peu et augmente même légèrement au-delà de 8 ohms. Cet effet serait d'ailleurs encore plus prononcé sans l'effet de la contre-réaction.

Ajoutons que le trimmer de 500 ohms (second étage) règle et annule le résidu continu en sortie et que la marge de sécurité prise rend inutile l'emploi de thermistances ajustant les courants. Soigneusement ajustés, les 4 premiers transistors aux caractéristiques inverses, offrant un effet d'auto-compensation de distorsion, permettent s'ils sont bien appariés, de supprimer le trimmer de 500 ohms et de remplacer celui-ci par deux résistances.

En ce qui concerne la bande passante, le choix des transistors, le schéma retenu avec ses circuits à basse impédance, font que cet amplificateur est linéaire à -1 dB de 0 à 100 kHz.

Qualités subjectives

Contrairement à de nombreux amplificateurs transistorisés insuffisamment étudiés, utilisant des transistors mal choisis (du point de vue technique comme objectif) cet amplificateur écouté «en aveugle» fait plutôt penser à un bon amplificateur à tubes qu'à un amplificateur transistorisé. A la fois doux, dynamique, fin dans l'aigu, on doit constater que, comme quelques autres amplificateurs classe A, il donne l'impression d'être beaucoup plus puissant.

Dans le chapitre suivant seront donnés les détails de la construction mécanique ainsi que les types de composants passifs utilisés (fig. 11).

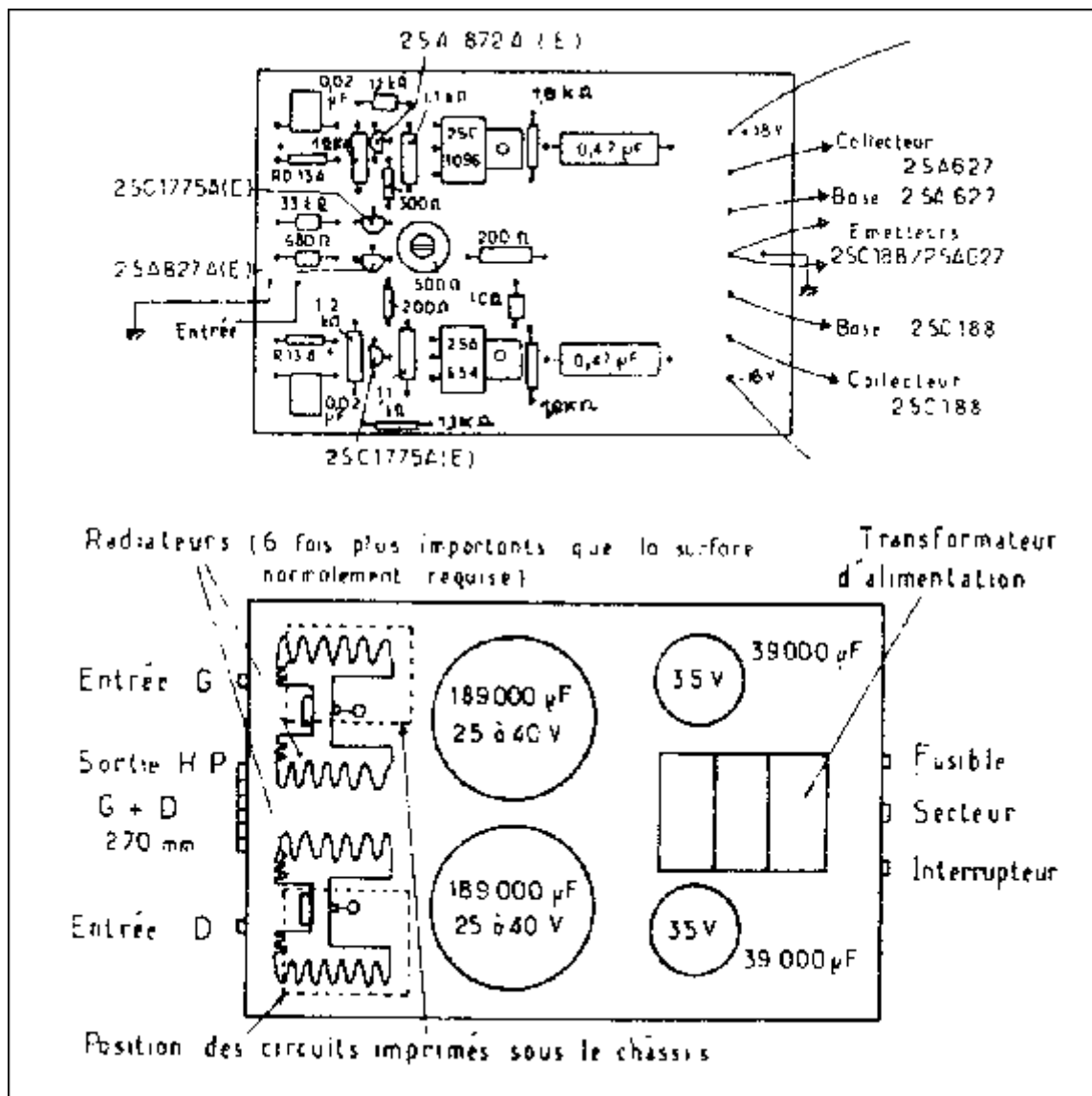


Fig. 11 : Disposition des éléments sur le circuit et implantation châssis.

Réalisation d'un amplificateur classe A de 20 watts

2. Construction

Jean Hiraga

(l'Audiophile No. 11)

La première partie de l'article sur cet ampli est présentée dans le chapitre précédent. A l'heure actuelle il est difficile de trouver des schémas d'amplificateurs en classe A de haute qualité, de plus, le circuit décrit offre de nombreux atouts, en particulier une grande simplicité de réalisation. Que le lecteur se rassure, nous allons décrire dans cet article les divers aspects de la construction en abordant les composants passifs à utiliser, les radiateurs, l'alimentation, et le châssis.

Pour la petite histoire...

Avant de rentrer dans le vif du sujet, nous vous devons de préciser que le circuit décrit (fig. 8 chapitre 13) n'est pas en réalité un circuit complètement original. Il s'agit d'une amélioration d'un circuit datant de près de deux ans, et commercialisé en kit sous licence au Japon. Cet amplificateur a rencontré un très grand succès pour son prix de revient, sa facilité de montage et ses dimensions réduites. Pour les lecteurs français, nous avons apporté quelques perfectionnement au schéma original. Celui-ci est caractérisé par une alimentation symétrique de tension légèrement plus élevée : +/-25 V et l'emploi de transistors complémentaires différents. En fait, la valeur de la tension n'est pas très critique puisqu'elle peut varier, pour ce schéma, entre 19 et 26V, sans modification. Pour ce qui est des transistors, le schéma original (fig. 1) emploie la paire complémentaire 2SA539/2SC815 proche de celle retenue dans notre réalisation, 2SA872A/2SC1775A (page de garde). Cette dernière, plus récente, est cependant plus performante sur les paramètres de bruit, Cob et Ft. Par ailleurs, la tension d'alimentation plus élevée offre un léger surcroît de puissance, entre 20 et 21 W sans distorsion, alors que le circuit amélioré est limité à 18 W dans ces conditions, 20 W au maximum à la limite de l'écrêtage, cela à cause de la diminution de l'alimentation à + et - 18 V. Cette diminution présente sur de nombreux autres critères bien des avantages, c'est pour cela que nous l'avons retenue.

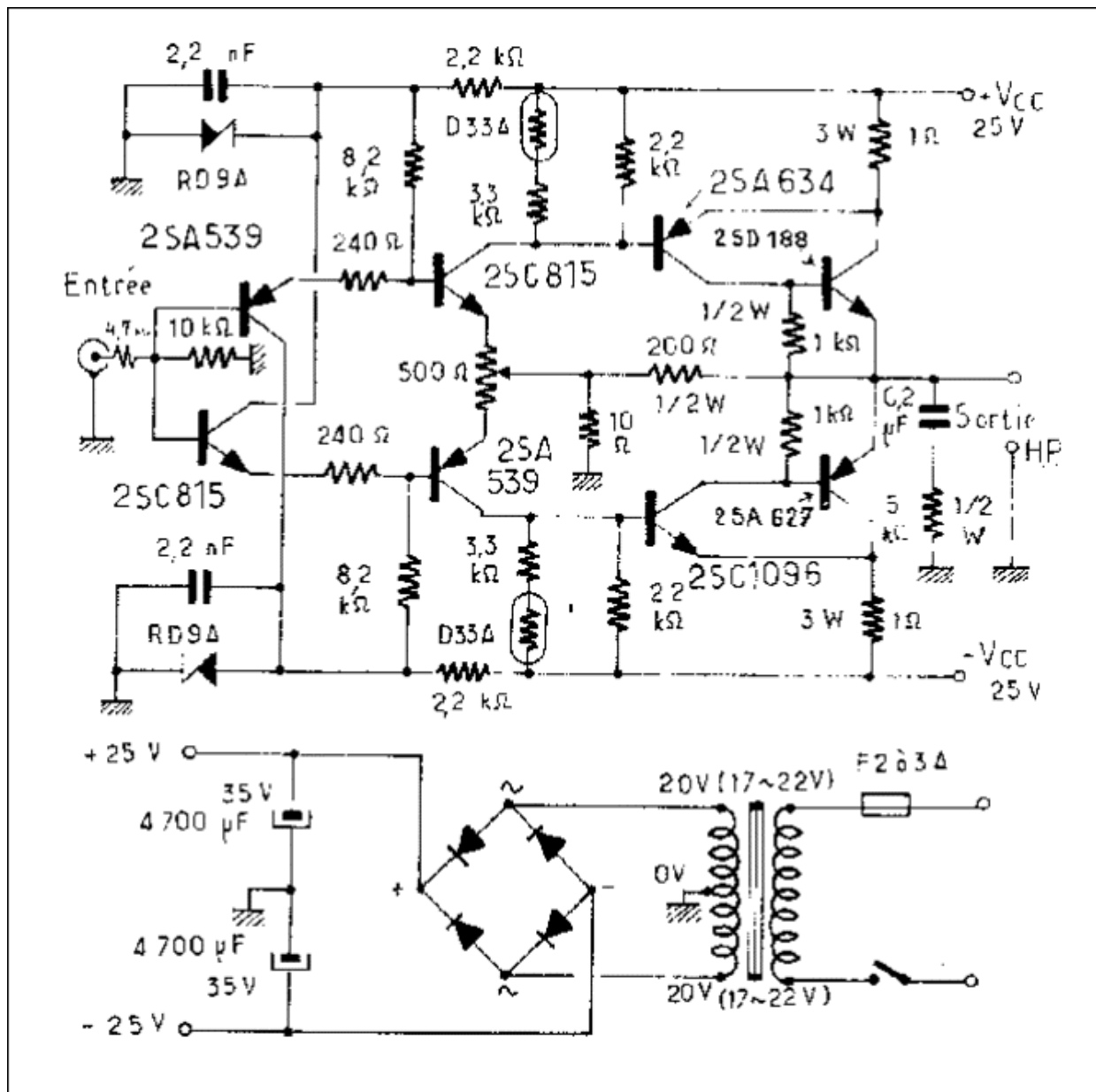


Fig. 1 : Version non modifiée du circuit.

Possibilité d'évolution du circuit

Le schéma amélioré peut être modifié de telle sorte que la classe de fonctionnement glisse du mode A au mode AB. La modification est simple et ne porte que sur les résistances de 12 kohm, lesquelles sont remplacées par des valeurs supérieures. La puissance disponible est ainsi largement doublée, la tension d'alimentation devant toutefois être augmentée.

Toutefois, dans le cas d'utilisation d'enceintes à rendement relativement bon (réalisations Y. Neveu et J. Mahul) l'amplificateur tel qu'il est décrit suffit à bien des systèmes destinés à la reproduction en appartement, le niveau sonore disponible peut en fait être très élevé.

Toutefois, le schéma peut évoluer en ce qui concerne la puissance. Le circuit de base n'est pas remis en cause, les changements portent sur l'alimentation, les radiateurs et les transistors. La technologie des semiconducteurs à effet de champ verticaux, V FET de puissance, permet d'obtenir en pure classe A près de 60 W. La

figure 2 montre les modifications à apporter ; on remarquera que le module de base, le circuit imprimé, reste inchangé.

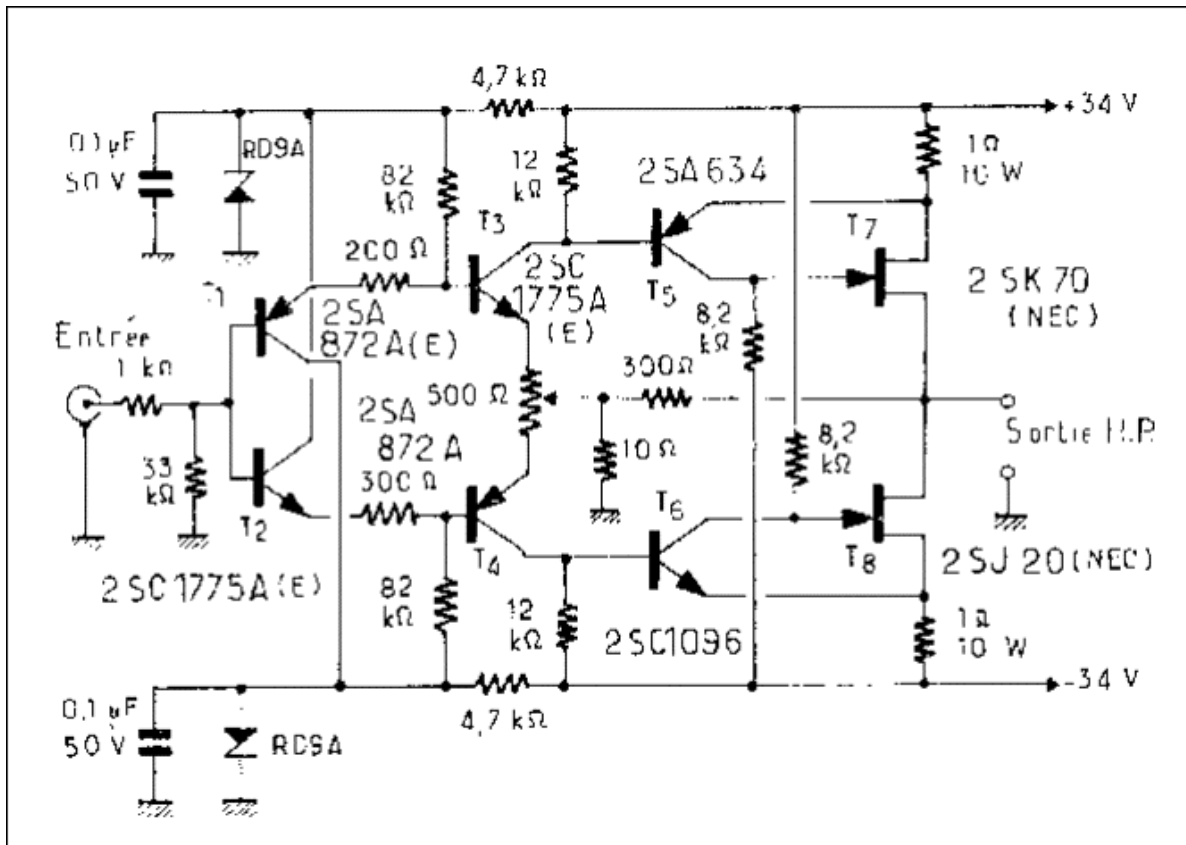


Fig. 2 : Version modifiée, classe A, 60 watts, utilisant en sortie les transistors à structure V-Fet.

L'obtention de puissance plus élevée passe naturellement par le choix d'autres transistors de puissance, tels que les V FET, R.E.T. (Ring Emitter Transistor) MOS FET, VMOS FET, et bipolaires. Il faut noter que la mise en parallèle sur l'étage de sortie n'est pas possible dans le cas où l'étage précédent n'a pas lui-même une structure parallèle. En effet, dans le montage particulier de l'étage de sortie, Darlington inversé, le transistor d'attaque et le transistor de sortie ne constituent, du point de vue fonctionnement, qu'un seul transistor. Toutefois, un étage de sortie constitué par la mise en parallèle des transistors de puissance limite les performances en matière de bande passante, distorsion, par rapport à un étage constitué par un seul transistor à P_c élevé et convenablement choisi. Dans tous ces cas, l'augmentation de la puissance de sortie s'accompagne d'un accroissement de la capacité C_{ob} , laquelle est déjà suffisamment importante pour limiter les performances.

Cela peut paraître en contradiction avec de nombreux circuits « commerciaux ». Il faut bien voir qu'au niveau de la production de série, les considérations économiques sont nécessairement prises en compte. Sur les catalogues des fabricants américains en particulier, il existe des transistors de puissance très élevée, à P_c de plus de 350 W, disponibles en paires complémentaires. Malgré cela, dans la réalisation des amplificateurs de forte puissance, on préfère employer les montages parallèles de transistors à prix de revient très inférieur. Les constructeurs peuvent dire ce qu'ils veulent, mais les paires complémentaires parfaites n'existent pas encore en transistor de puissance en particulier. L'utilisation de montage parallèle conduit

inévitablement à placer les transistors de puissance en divers points du radiateur. Aussi, les moindres variations de température dispersent aussitôt les paires, a priori parfaites, et perturbent inévitablement le fonctionnement de l'amplificateur. C'est pourquoi nous attendons avant de publier la description d'un amplificateur de forte puissance et de haute qualité. Les progrès de la physique du solide et des semiconducteurs en particulier, sont si rapides que nous sommes persuadés que d'ici un an, on pourra trouver dans les séries MOS FET et VMOS FET de puissance, des transistors tels qu'il sera possible de concevoir un amplificateur de classe A de 100 W n'utilisant que quatre transistors en tout et pour tout. Car n'oublions pas que la simplicité est un critère décisif. A quand l'ensemble prépréampli/préampli/ample n'utilisant que cinq ou six étages au total ?

Circuit imprimé

La figure 3 représente le circuit imprimé de la version non modifiée. En figure 4, on trouve la version améliorée, circuit imprimé, implantation des composants. Le circuit est réalisé en verre époxy dont les pistes conductrices ont une épaisseur de 70 microns. Celles-ci sont argentées. L'ensemble après soudure n'est pas recouvert de vernis.

La largeur des pistes imprimées fait souvent l'objet de discussion. Il faut bien voir que si la résistance linéique des pistes était nulle, la meilleure solution serait d'utiliser des pistes de très faible largeur, plutôt que des bandes plus larges apportant des capacités parasites plus élevées. Les mêmes constatations s'imposent pour les circuits de masse.

Comme pour les circuits de préamplificateurs, qu'ils soient à tubes ou à transistors, la réalisation d'un amplificateur doit respecter les conditions suivantes :

- Liaisons courtes
- Entrée éloignée de la sortie
- Distribution des courants pour les différentes sections du circuit à partir d'un point donné, l'alimentation par exemple. Cette distribution se fera de préférence par les pistes séparées lorsque cela est possible, sinon il faudra avoir recours à des pistes d'épaisseur de 70 à 120 microns ou encore, souder sur le circuit un fil de cuivre de 1 mm² de diamètre
- Utilisation du verre époxy (la différence de prix pour des circuits de petite surface est très peu importante)
- Longueur des pistes équivalentes dans le cas d'un circuit symétrique.

Ces quelques aspects de détails peuvent contribuer dans une large part aux qualités subjectives. Il ne faut pas oublier non plus qu'un circuit imprimé n'est pas une amélioration par rapport à un montage en l'air, c'est simplement un gain énorme en pratique. Toutefois, les dégradations sont toujours plus importantes dans le cas d'un circuit imprimé. C'est ainsi que pour quelques «fameux appareils» des améliorations sensibles ont été observées par le simple fait de doubler certaines pistes imprimées par un fil de cuivre. Naturellement, ces considérations ne sont que d'ordre subjectif, car les moyens d'investigations et d'analyse dont nous disposons à l'heure actuelle ne sont pas suffisamment «fins» pour expliquer de telles influences.

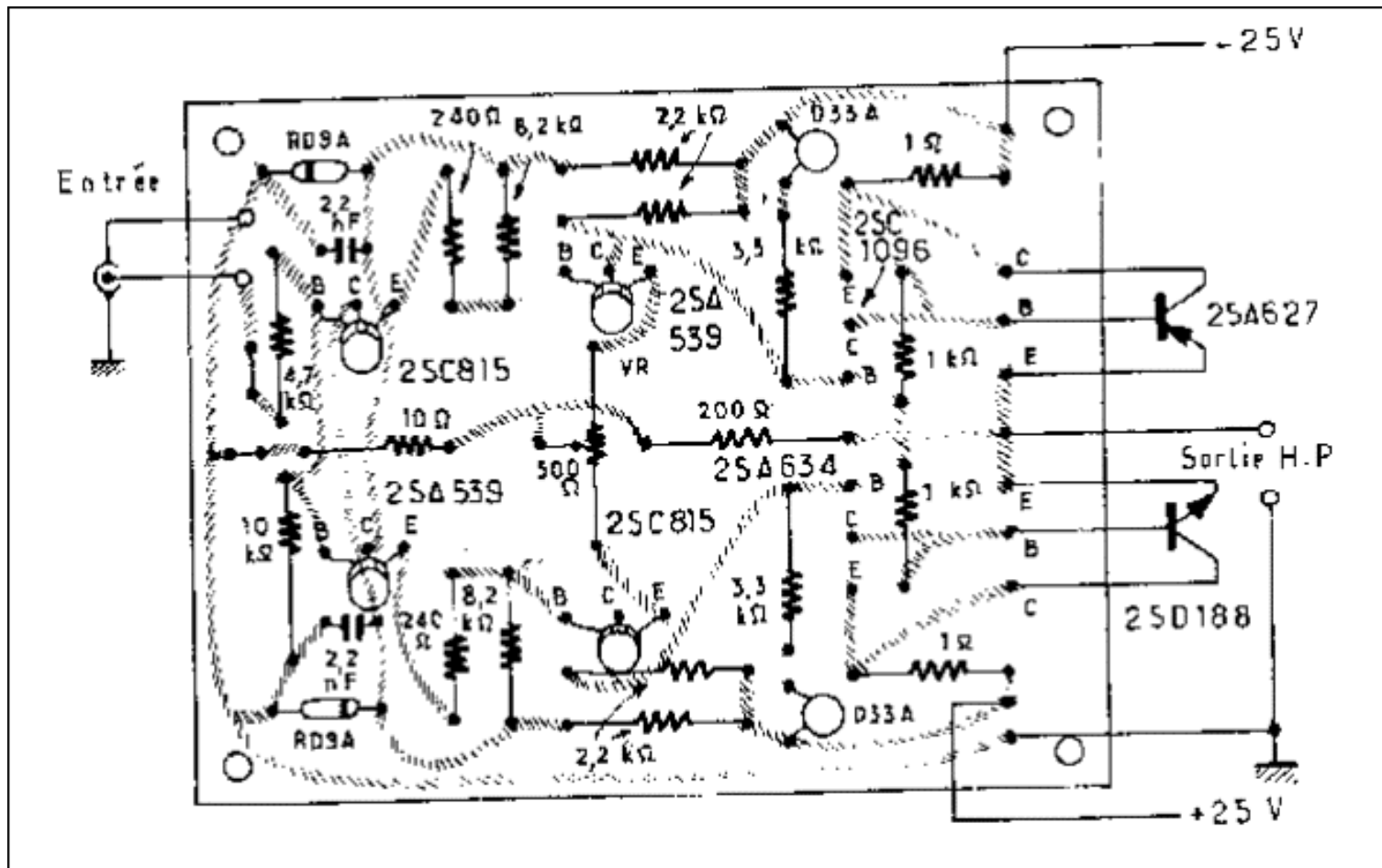


Fig. 3 : Version non modifiée, implantation des composants.

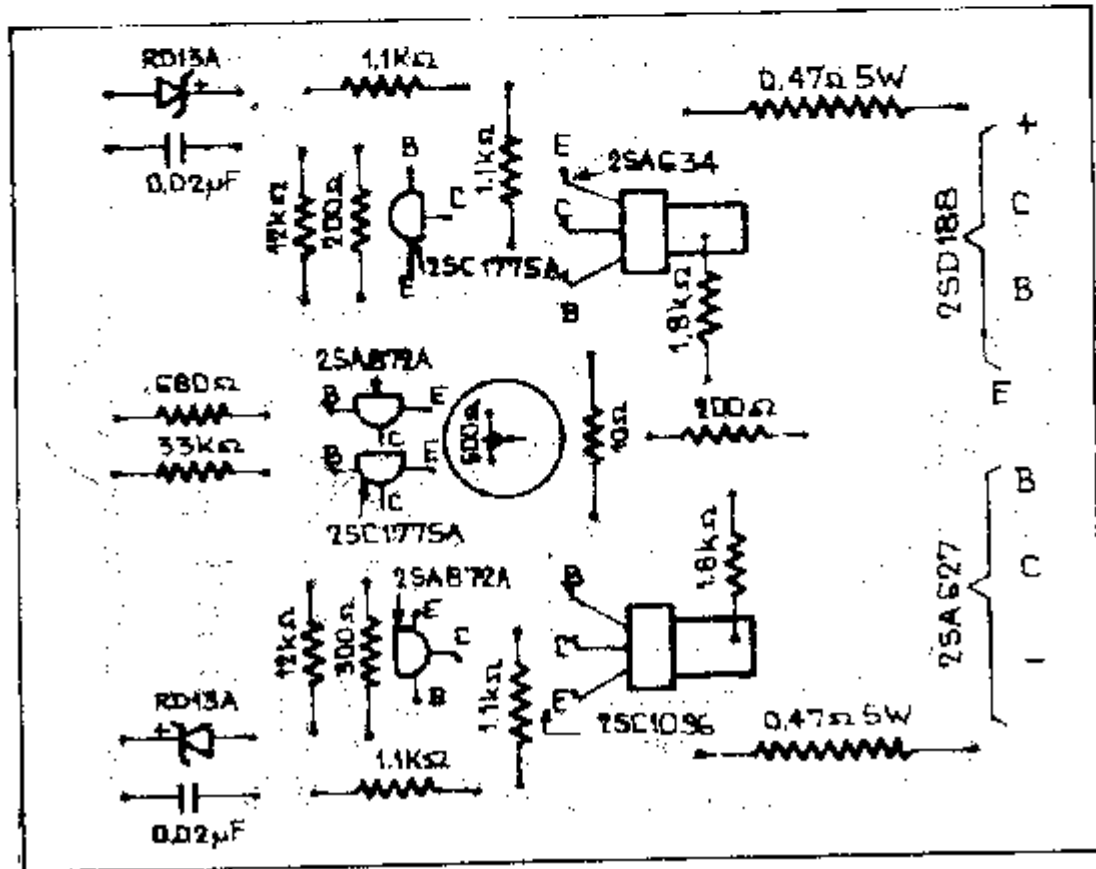
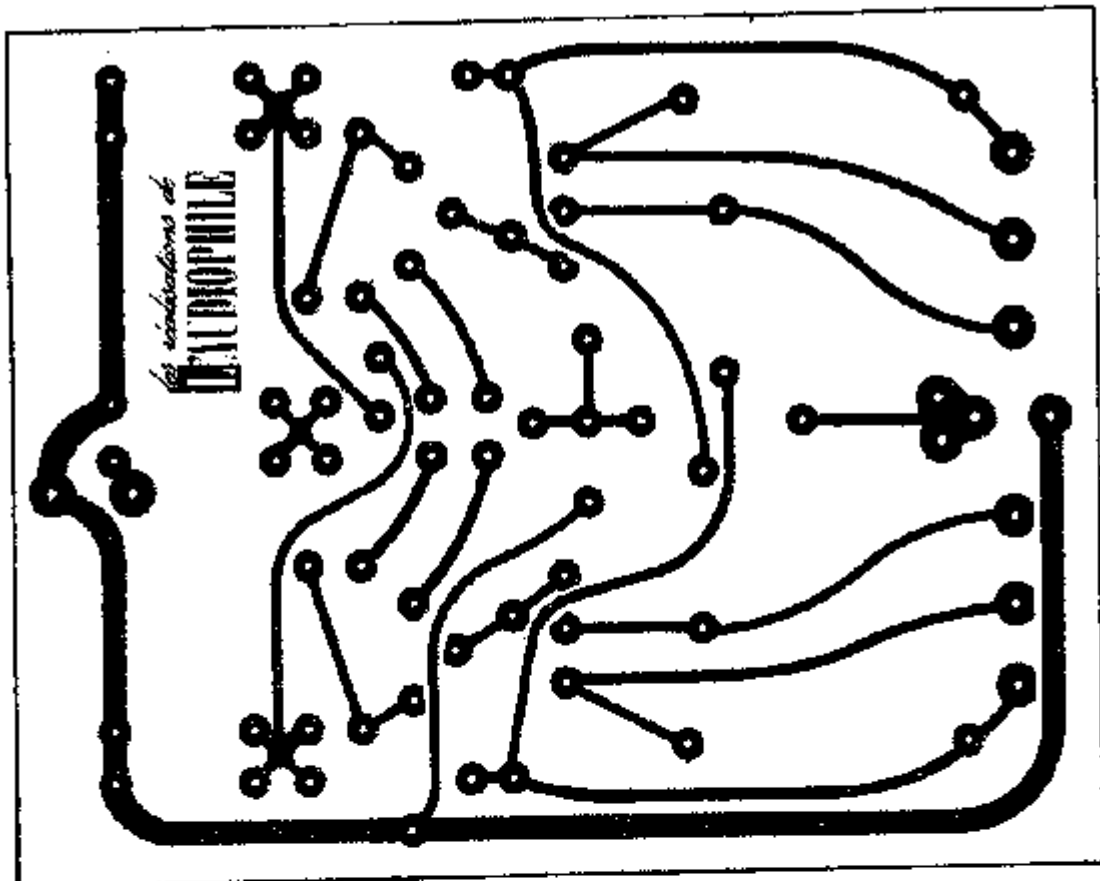


Fig. 4 Circuit imprimé, version modifiée, vu de dos, côté soudures, et vu également côté composants (circuit imprimé vu en transparence).
Echelle 1.

Suivant la même idée, les bornes de sortie haut-parleur (figure 5) retenues offrent d'excellentes caractéristiques. Elles sont constituées, pour la partie conductrice, de cuivre pur fondu sous vide, dénommé «non oxygéné», avec dorure directe. Elles ont été conçues pour être adaptées à des câbles de fortes sections, jusqu'à 3,2 mm².

Châssis

La conception du châssis dans un amplificateur en classe A passe inévitablement par l'implantation des radiateurs. Nous avons indiqué dans la première partie une solution possible. Si celle-ci est satisfaisante du point de vue thermique, elle ne l'est pas tellement du point de vue esthétique. Sur la base d'un rack 19", on peut placer les deux ou quatre radiateurs, version mono ou stéréo, en ligne sur la face arrière. Au-dessous de ces radiateurs pourront être implantées les entrées et les sorties avec, pour petit inconvénient l'accessibilité. Il y a, bien entendu, la solution de placer les radiateurs à l'intérieur du rack. Mais cela est relativement critique, compte tenu de la grande dissipation thermique inhérente au fonctionnement en classe A. Si, malgré tout, cette solution est retenue, on choisira pour le dessus et le fond, une grille ou un panneau très aéré.

Profitons de cet article pour examiner les diverses dispositions rencontrées dans les amplificateurs de ce genre.

- a. A l'intérieur du châssis : ou bien les radiateurs sont de dimensions importantes, ou bien l'utilisation d'un ventilateur s'avère nécessaire, sinon la température à l'intérieur du châssis devient très vite très importante et provoque l'échauffement de composants qui s'en accommodent souvent très mal : condensateurs électrochimiques en premier lieu, transformateur d'alimentation, circuits imprimés comportant les étages d'attaque et d'entrée.
- b. Sur le dos du châssis : la ventilation est meilleure mais la surface est généralement réduite aux dimensions du coffret. Par ailleurs, cette implantation limite l'accessibilité des entrées et des sorties.
- c. Sur l'avant, c'est une solution très originale qui procure une bonne ventilation. De plus, même placé dans un endroit mal aéré, la face avant se trouve en général dégagée.
- d. Sur les côtés, la puissance est limitée à 30 W en classe A pour un appareil stéréo. Pour des puissances supérieures, il faut avoir recours à d'autres solutions.
- e. Sur les côtés et sur le dos : la surface de dissipation est beaucoup plus importante, c'est une solution adoptée par de nombreux constructeurs américains et japonais.
- f. Disposition en carré avec des ailettes placées à l'intérieur constituant ainsi une cheminée à l'intérieur de laquelle doit être placé un ventilateur. Cette solution n'est cependant pas la meilleure.

Certains constructeurs, comme Mitsubishi ou Sony ont recours à des solutions beaucoup plus élégantes telles que des ailettes refroidies au fréon ou le «Heat pipe». Cette dernière technique, développée par Sony, est constituée d'un tube de cuivre, rempli de vapeur de fréon, une extrémité comporte des ailettes de refroidissement ; sur l'autre extrémité sont fixés les transistors de puissance qui se trouvent ainsi localisés très près les uns des autres, et placés ainsi dans d'excellentes conditions du point de vue variation thermique.

Une autre solution consiste à utiliser les radiateurs en cuivre, ou encore en aluminium cuivré pour améliorer la conductibilité thermique, mais alors se posent des problèmes de fabrication.

Pour rester dans le réalisable, il faut donc gagner de la surface. Dans un châssis rectangulaire normal, les côtés et le dos n'offrent qu'une faible partie de la surface totale. Le dessus et le dessous ne sont en fait que très rarement utilisés, cependant si on veut dégager beaucoup de chaleur, il est évident qu'on doit se rapprocher des appareils conçus à cet effet, les radiateurs de chauffage !

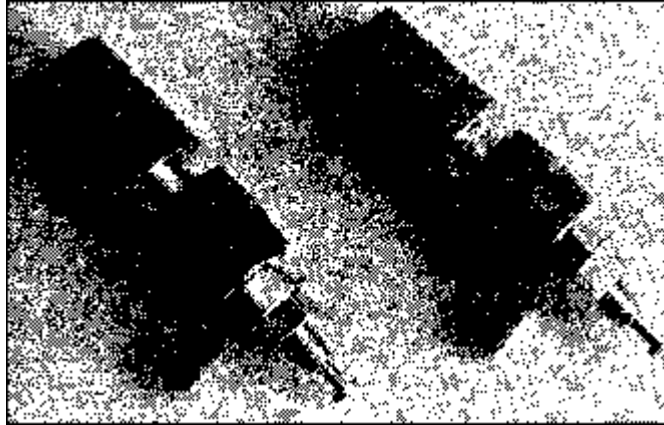


Fig. 5 : Exemple de bornes de haut-parleur de très haute qualité (fabrication artisanale japonaise), pouvant entre autres recevoir des câbles de diamètre 3,2 mm².

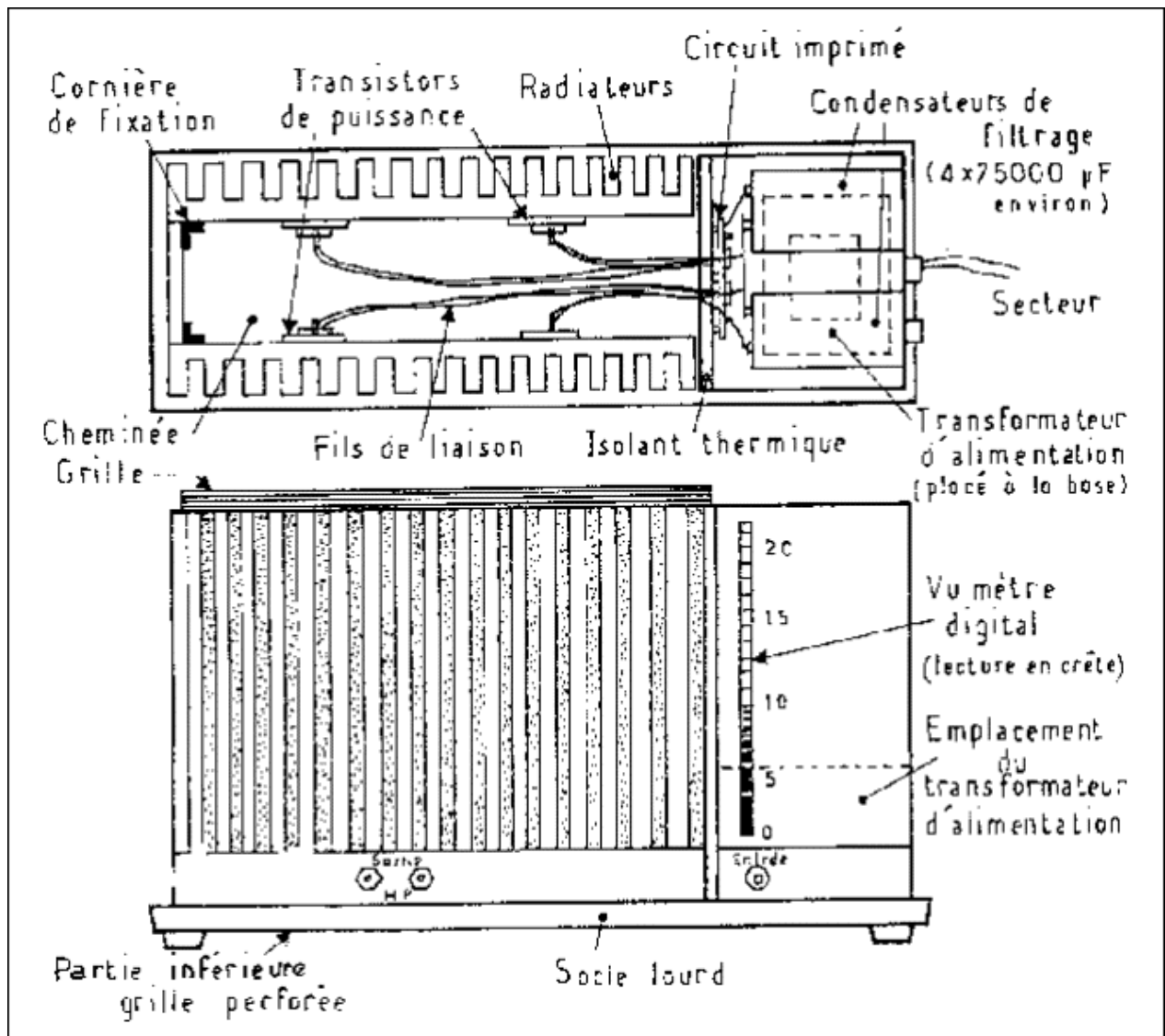


Fig. 6 : Exemple de configuration du châssis et des radiateurs permettant un maximum de dissipation thermique, tout en isolant thermiquement les autres composants.

Il est en effet plus astucieux de disposer les parois de plus grandes surfaces verticalement, de sorte à dissiper le maximum de calories. C'est très vraisemblablement la solution qui sera retenue pour la réalisation du 50 W. Les avantages sont les suivants : radiateurs de grande surface, effet de cheminée important, emplacement latéral réduit, possibilité de séparer thermiquement l'étage d'entrée et l'alimentation de l'étage de puissance (figure 6). Naturellement, cette solution élégante peut être adaptée à la présente réalisation. La seule difficulté étant de se procurer un profilé d'aluminium adéquat. Heureusement, il existe de nombreuses formes et tailles de radiateurs disponibles dans le commerce. Si toutefois, cela posait des problèmes, il est possible de faire un montage de radiateurs sur deux plaques de cuivre ou d'aluminium, en utilisant de la graisse de silicone ou certains nouveaux produits synthétiques encore plus efficaces, parmi lesquels on peut même trouver des colles spéciales pour radiateurs.

Composants passifs

Le nombre de composants passifs étant très réduit, il y a peu de choses à dire sur ceux-ci. Les résistances sont de type 1 %, 1/2 W, au tantale, et d'une fabrication

japonaise de petite série. Du point de vue influence subjective, ce sont celles qui donnent le moins de coloration et de défauts sensibles. Les fils de sortie sont en cuivre étamé et sont reliés au corps de la résistance par des capuchons eux aussi en cuivre. Seules les résistances de puissance de 0,47 ohm sont de type cimenté, cela pour une question de place et d'encombrement. La soudure employée est de la Multicore Savbit ou de la Multicore LMP (figure 7).

Les condensateurs électrochimiques utilisés sur les prototypes sont des modèles à très faible résistance série, d'origine japonaise et de valeur 150 000 uF. Deux autres condensateurs de 39 000 uF étaient mis en parallèle de sorte à donner 189 000 uF pour chacune des polarités d'alimentation. Ces valeurs ne sont pas très courantes en France.

Conclusion

Cet amplificateur au circuit simple est facile à régler. Il peut évoluer en un amplificateur plus puissant sans modifications majeures. Il présente de plus un rapport qualité-prix très intéressant. A l'exception des transistors de sortie et de leurs transistors d'attaque, ce schéma peut être «refait» à partir d'autres transistors de références européennes, sans grand risque d'échec. Pour conserver le maximum de ses qualités subjectives et un maximum de fiabilité, sa puissance est volontairement limitée à 18 W sans distorsions audibles. Cette puissance est largement suffisante pour dès enceintes de rendement moyen ou assez bon. Il ne faut pas perdre de vue non plus que tout appareil n'est qu'un compromis, lequel dans le cas présent est améliorable. Il est possible de le «figoler» en particulier au niveau de l'alimentation : alimentation des étages d'entrée par un circuit séparé de l'alimentation des étages de puissance, séparation des alimentations gauche et droite... ou encore à l'exemple de préamplificateurs expérimentaux, la faible tension symétrique +/- 18 V peut être fournie par des batteries de voiture de 6 V, soit 6 au total, cela étant réservé aux fanatiques.

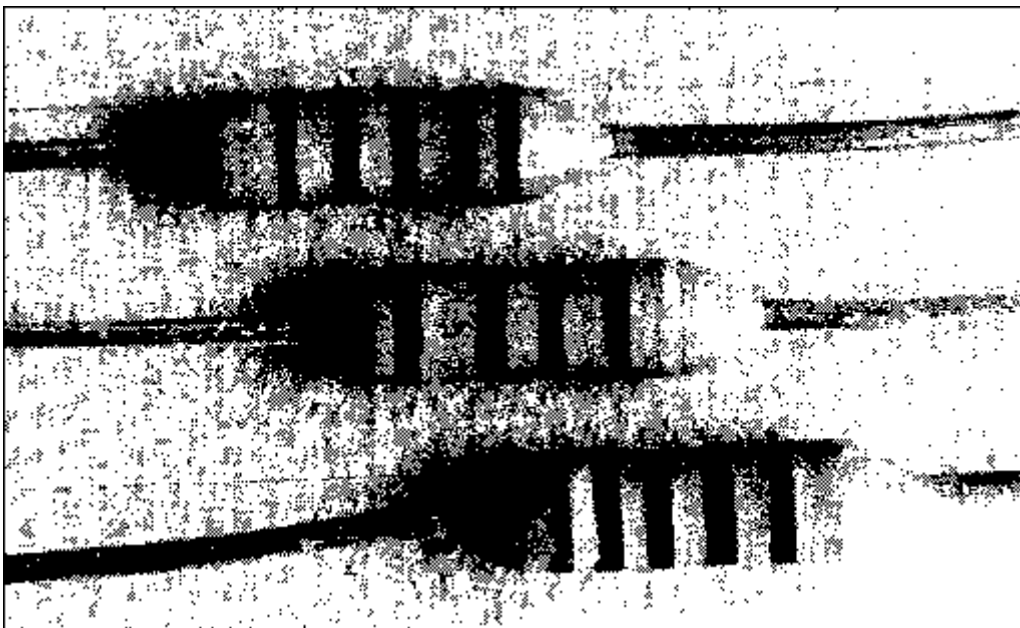


Fig. 7 : Résistances au tantale, d'origine japonaise, de type 1/2 W, 1 % de tolérance ; stabilité thermique 50 PPM. Ce sont celles qui ont donné à tout point de vue les meilleurs résultats ; lorsque comparées à plus de vingt autres types de résistances, dont les fameuses Vishay ultra-stables (+/- 5 PPM).

Réalisation d'un amplificateur Classe A de 20 watts

La version définitive

Jean Hiraga - Gérard Chrétien

(l'Audiophile No. 15)

Le présent amplificateur a déjà fait l'objet de deux articles dans les numéros 10 et 11 de l'Audiophile. Dans cette troisième partie, il sera question de l'aspect pratique, du montage définitif, ainsi que des derniers réglages et de divers conseils pratiques. Ainsi, nous pensons que cela permettra aux lecteurs de mieux comprendre le circuit, ses avantages et ses particularités. De nombreux lecteurs nous ont fait quelques critiques sur le manque de renseignements d'ordre pratique qui les freinait pour entreprendre à ce genre de réalisation. Aussi, allons-nous essayer de donner tous les petits détails qu'il est bon de connaître et qui évitent bien des embûches.

En fin d'article, il sera question des mesures faites dans notre laboratoire des Editions Fréquences, désormais bien équipé, sur la version définitive. Nous mentionnerons également quelques critères de reconnaissance de la qualité subjective des bons amplificateurs. C'est un sujet délicat, qui sera traité ici d'une façon telle qu'il ne devrait pas concerner l'appréciation personnelle ou le goût de l'auditeur, puisqu'il s'attache à la distinction entre les sons vrais et les sons modifiés...

20W Class-A

Il a été récemment indiqué sur le forum "Audio Asylum" que les transistors utilisés d'origine peuvent être remplacés par des .

2SB 686 / 2SD716
MJ15024 / MJ15025

Dernières mises au point

Dans les schémas décrits dans les numéros 10 et 11, quelques valeurs de résistances avaient été calculées en fonction du lot de transistors utilisé pour les prototypes. Chacun sait que la dispersion des caractéristiques, en particulier du Hfe des transistors peut avoir une incidence importante. Les transistors utilisés dans cette réalisation possèdent un numéro, un code alphabétique, placé après la référence. Celui-ci permet, selon le constructeur, de localiser les marges de dispersion. Malgré cela, les écarts restent encore importants et un appairage est souhaitable. A ce sujet, diverses comparaisons ont été faites sur les prototypes utilisant soit des paires très « serrées », soit des paires en lot identique. Les différences constatées tant à la mesure qu'à l'écoute ne sont pas majeures. Néanmoins, nous avons jugé préférable d'effectuer un appairage. Signalons que dans le cas d'un amplificateur à couplage direct, comme le Kanéda 50 W, ce genre de problème est infiniment plus critique. Pour le présent circuit, cette « accommodation » constitue un avantage pratique qui garantit un fonctionnement optimal, même après une longue utilisation.

Comme nous le mentionnerons un peu plus loin, quelques petites modifications ont été apportées sur la version définitive, cela pour cette question de différence de lots de transistors.

Influence de la tension d'alimentation

Sur les premiers prototypes, la tension d'alimentation avait été ajustée à + et - 18 V, elle permettait d'obtenir une puissance de 20 W en pure classe A à la limite de la saturation (se traduisant par un écrêtage de la sinusoïde). Le lot de transistors utilisés pour ces prototypes étaient différents, le Hfe du second étage était moins important et le Hfe des étages de sortie plus important. Les quatre premiers transistors devaient avoir dans la mesure du possible, pour un courant Ic de 1 mA, une caractéristique Vbe identique. Les séries de transistors utilisées dans les kits ont donné aux mesures des performances identiques à celles des prototypes, à l'exception toutefois d'une saturation plus rapide de l'étage driver et de l'étage de sortie, cela pour les raisons indiquées ci-dessus. Ainsi, la valeur de tension d'alimentation devenait un facteur primordial. Malgré un transformateur d'alimentation surdimensionné, 6 A alors que la consommation ne doit pas dépasser 3,4 A, la tension en charge variait suivant les modèles d'un volt ou deux malgré les spécifications semblables. C'est ainsi que dans les premiers modèles de la version définitive avec une tension secteur faible, la valeur de la tension d'alimentation atteignait péniblement 17 V, après la résistance de filtrage en pi de l'alimentation de valeur 1 ohm. Cette valeur légèrement plus faible suffisait à faire chuter la saturation à 15,5 W. Nous nous sommes donc heurtés à deux problèmes qui allaient dans le même sens : un lot différent de transistors d'une part et une tension d'alimentation plus faible d'autre part. A ce propos, de nombreux japonais se procurant des amplificateurs américains font l'erreur d'utiliser ceux-ci sur le secteur 100 V japonais, alors que ces appareils sont conçus pour le 117 V. Cet écart, représente une perte de puissance non négligeable et affecte les performances dans des proportions qui sont loin d'être négligeables : « circuits limiteurs, diodes Zener, alimentation régulées... ».

Comme nous l'avions mentionné au préalable, il est nécessaire que l'amplificateur travaille en pure classe A dans des conditions de température qui restent raisonnables, cela pour éviter tout emballement thermique, perte de qualité en écoute pro-longée, détérioration lente des transistors de puissance après plusieurs années de travail (cas fréquent pour un amplificateur classe A trop poussé). Ce parti pris évite également toutes complications inutiles du circuit. Les transistors de puissance 2 SA 627 et 2 SD 188 sont des transistors très courants au Japon, ils sont très appréciés pour leurs qualités subjective. Ils ont un Pc de 63 W. Pourtant, il est important de trouver le meilleur compromis fiabilité/puissance maximum de sortie.

La puissance maximum est déterminée par la formule :

$$P_{max} = \frac{(2 V_{cc} \times a)^2}{8 R_L}$$

Vcc est la tension appliquée au transistor, RL l'impédance de la charge (normalement de 8 ohm) et a « collecteur loss », résistance de perte du collecteur, qui est de l'ordre de 0,8 à 0,85 pour les séries utilisées.

Ceci donne pour un Vcc de 18 V un Po max. de:

$$P_o \text{ max.} = \frac{(2 \times 18 \times 0,85)^2}{8 \times 8} = 14,63 \text{ Watts.}$$

En fait, un bon ajustage des divers composants permet de dépasser légèrement cette limite théorique de saturation de 1 à 2 W.

Bien qu'il soit possible, après modification, d'atteindre le niveau de saturation à plus de 20 W, il est indispensable de tenir compte de deux points très importants :

- ne jamais dépasser le courant de repos de 1 A par transistor. Pour ce courant de 1 A, la dissipation collecteur est de 24 W, soit donc le 1/3 de la dissipation collecteur max. (63 W).
- ne pas dépasser un Vcc de 24 V, limite pratique du montage, qui demandera alors des radiateurs de plus grande dimension et une bonne ventilation. Dans ce cas limite, la puissance passe à :

$$P_o \text{ max.} = \frac{(2 \times 24 \times 0,85)^2}{8 \times 8} = 26,01 \text{ Watts,}$$

ce qui pourrait même éventuellement permettre, en ajustant quelques résistances lors de la mesure, d'atteindre près de 28 W.

Cependant, la modification apportée n'a pas été faite dans le but de pousser le circuit jusqu'à ses limites pratiques, mais de le faire travailler en toute sécurité, ce qui ne sera jamais assez répété. Ainsi, même après plusieurs heures de fonctionnement, les radiateurs de puissance ne dépassent pas 70 degC, dans des conditions moyennes de ventilation.

En conséquence, la tension Vcc choisie après modification doit se situer entre 19 et 21 V (tension continue appliquée au circuit), ce qui porte la valeur de la saturation à 20 W environ.

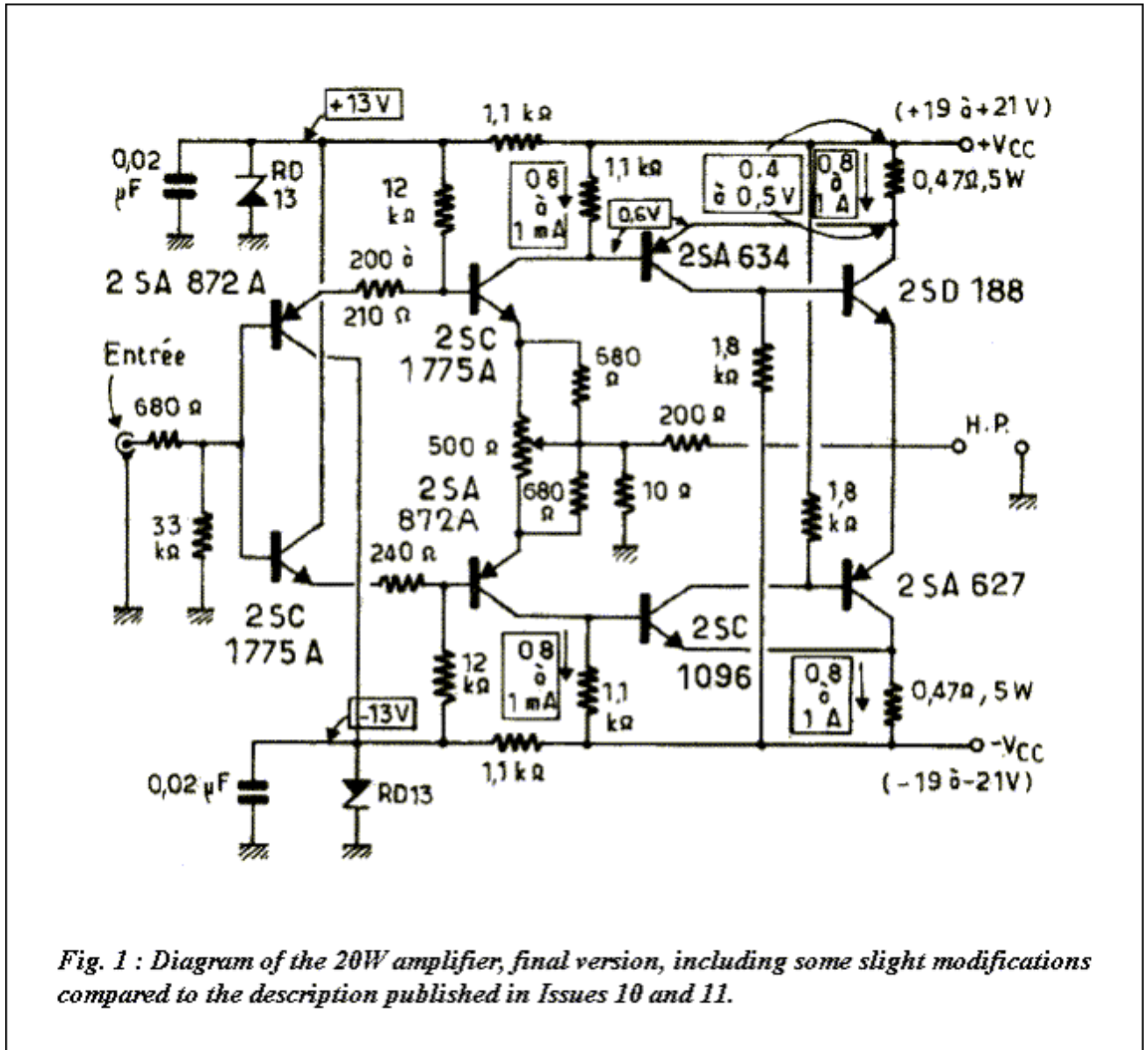
Les deux modifications apportées

Les paires complémentaires parfaites, qui impliquent des paramètres regroupés et non seulement l'équivalence d'un Hfe ou d'un courant pour une condition précise, n'existent pas en pratique. Nous avons déjà indiqué cette différence entre PNP et NPN précédemment, différence qui nous avait conduit à des valeurs légèrement dissymétriques de résistance entre le premier et le second étages. Dans le premier schéma, les valeurs étaient respectivement de 200 et 300 ohm. Dans la version définitive, elles passent après un ajustement plus précis à 200 (210 ohm) et 240 ohm. La saturation est ainsi bien symétrique.

Pour le second étage, qui doit fournir à l'étage de sortie 8 V sur sa charge de 1,1 kohm, la valeur de Vbe a été réajustée par la mise en parallèle de deux résistances de 680 ohm sur le trimmer de 500 ohm. Comme indiqué dans les articles précédents, la résistance de 12 kohm ajuste le gain et le courant de repos des étages de sortie. Il n'est pas recommandé de retoucher cette valeur.

Mentionnons aux lecteurs désireux de refaire ces réglages, qu'il convient de tenir compte du circuit symétrique. Les liaisons directes peuvent faire interférer les divers réglages, les uns sur les autres. En particulier, les résistances de 200 et 240 ohm,

lors du réglage d'optimisation de la symétrie de saturation, ne peuvent être ajustées une par une, mais doivent être réglées simultanément. Cela peut être effectué à l'aide de deux trimmers provisoires qui seront remplacés ensuite par des résistances fixes. A noter que ce réglage n'est important qu'à la limite de saturation. En dessous de cette limite, aucune différence n'est audible, même en conservant les valeurs originales de 200 à 300 ohm. Nous avons cependant préféré cette mise au point plus fine car elle permet de gagner en valeur de distorsion, cela pour une tension d'alimentation inchangée et donc des conditions de fonctionnement plus fiables. Il va de soi que le réglage du trimmer annulant le résidu de tension en sortie reste indispensable malgré cette modification.



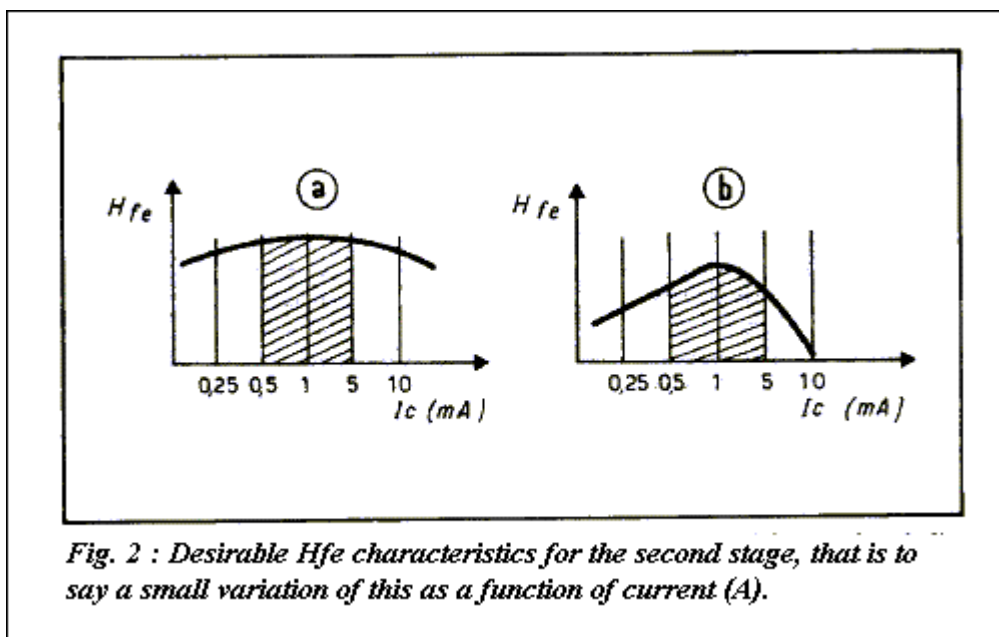
Contre-réaction et dérive en continu

La valeur de résistance de 200 ohm, qui relie la sortie au curseur du trimmer, ne doit pas être modifiée. Dans le cas où l'amplificateur serait poussé à ses limites de puissance, c'est-à-dire une tension de + et - 24 V, on peut réduire la valeur de cette résistance à 150 ohm, ce qui se traduit par une légère augmentation de la bande passante et une réduction du taux de distorsion.

Le but de la contre-réaction, son taux étant d'une quinzaine de dB, est principalement de minimiser le risque de dérive en continu en sortie. Cette dérive reste très acceptable, à noter qu'elle existe dans tous les amplificateurs couplés en continu, comme c'est le cas du présent circuit. Elle reste inférieure à 100 mV lorsque les résistances au tantale sont utilisées, ainsi que le trimmer de 500 ohm, de référence Cosmos RA 12P. Ce dernier est l'un des seuls à avoir un prix encore abordable, et se caractérise par un faible bruit et une très faible dérive thermique, inférieure à 30 PPM/°C. Les meilleurs trimmers n'ont que rarement des valeurs inférieures à 100 PPM/degC. Ce trimmer peut être remplacé par un modèle du même type, mais d'une valeur de 50 ohm, et par 2 résistances de 150 ohm en série. Ce qui donne une valeur identique, à quelques ohm près la valeur équivalente obtenue avec le trimmer de 500 ohm et les 2 résistances de 680 ohm en parallèle, soit 180 ohm environ pour chaque moitié du trimmer. Bien que le réglage avec le trimmer de 500 ohm soit très simple, il se fait l'entrée branchée de préférence sans signal et les sorties non reliées aux enceintes, le trimmer de 50 ohm à l'avantage de donner une plage de réglage plus étendue.

Courant dans le second étage

Le courant des transistors du second étage doit être de l'ordre de 0,8 à 1 mA comme cela indiqué sur le schéma de la figure 1. Ce courant est lié à la valeur du Hfe des transistors. C'est la dispersion sur cette valeur entre les divers lots de transistors qui nous a conduit aux modifications mineures des résistances décrites précédemment. Dans la réalité ce n'est pas la valeur du Hfe en elle-même qui est la plus importante mais plutôt la variation de ce paramètre en fonction du courant collecteur. En figure 2 sont représentés deux types de paires complémentaires. En A nous avons une bonne paire dont le Hfe varie peu en fonction du courant. En B la variation est beaucoup plus brutale, c'est une paire moins souhaitable. C'est un point qui est donc important qu'il convenait de signaler.



Courant de repos

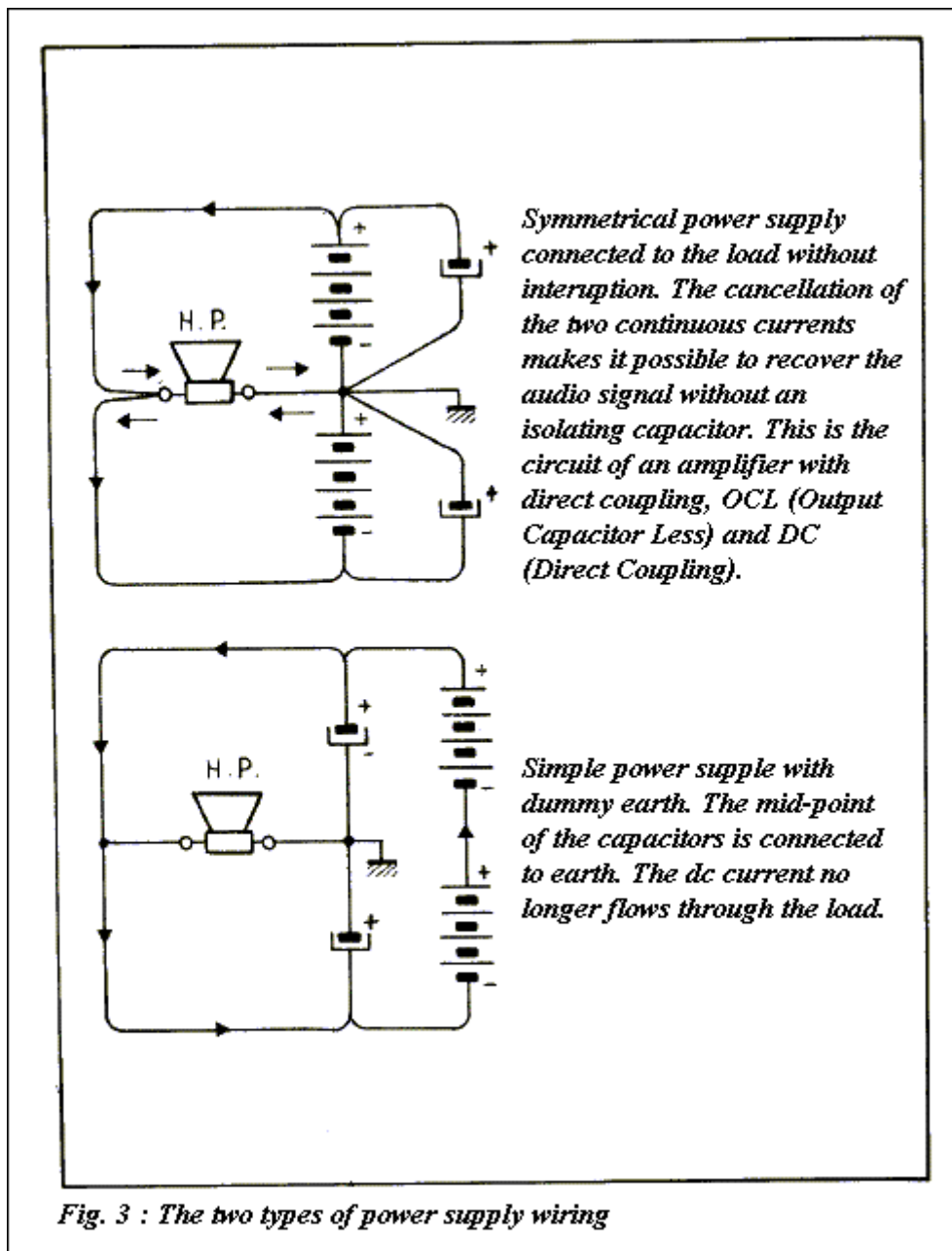
L'étage de sortie n'a subi aucune modification. On peut mesurer le courant repos en relevant la tension aux bornes des résistances de 0,47 ohm, celui ci doit se situer

suivant la valeur de V_{cc} et la puissance désirée entre 0,8 et 1 A. Les résistances de polarisation, de 1,8 ohm peuvent être légèrement augmentées de quelques centaines d'ohms lorsque la tension est augmentée. Avec une valeur maximum de 2,4 kohm pour une alimentation de + et - 24 V.

Considérations sur l'alimentation

L'alimentation étant symétrique ainsi que le circuit, le moindre déséquilibre apporte une différence de consommation notable sur les deux branches + et - de l'alimentation. En fonctionnement normal, cette consommation doit être identique pour les deux branches et apporter, pour un courant équivalent, l'annulation du résidu continu en sortie. Les schémas des mailles de la figure 3 expliquent le processus. Il est tout à fait semblable à celui des amplificateurs à tubes sans transformateur de sortie et alimentation symétrique. Lorsque le résidu continu s'annule en sortie, cela correspond avec le taux de distorsion minimum. Il est lié à l'appairage des transistors de sortie.

A propos de la double alimentation, il faut noter que le pôle négatif de la charge est relié au point-milieu du secondaire de l'alimentation. Dans ce cas, il s'agit bien de deux alimentations distinctes, où les courants égaux et de sens opposé s'annulent dans la charge, aux bornes de laquelle on ne retrouvera plus que le signal amplifié. Cependant, il est possible, comme c'est le cas pour les circuits à tubes de types O.T.L. à alimentation unique, de supprimer le point-milieu du secondaire du transformateur. Le pôle négatif de la charge se trouve donc relié à une charge fictive. La constante de temps des condensateurs de l'alimentation étant importante, un léger réglage du trimmer peut apporter une dérive momentanée, dérive qui reviendra peu à peu à 0. Ce montage a l'avantage de mieux protéger le haut-parleur, mais a l'inconvénient de faire débiter une valeur de courant unique dans les étages de puissances, même si dans le cas d'une alimentation symétrique une partie de l'étage push-pull débite plus que l'autre. Il faut dire aussi que le point de masse est flottant dans le cas d'une telle configuration. Cependant, la constante de temps étant extrêmement basse, la différence n'est pas audible. Par contre, le fait que l'on puisse considérer indirectement la charge comme étant en série avec l'alimentation peut avoir des conséquences audibles, ce qui tendrait à prouver que la qualité des condensateurs utilisés dans un tel type d'alimentation aurait une influence subjective plus marquée que dans le cas d'une alimentation de type symétrique. Toutefois, les deux configurations sont intéressantes, chacune, possédant avantages et défauts; mais, tout dépend du cas d'application.



Les problèmes de dérive

Pour notre présent circuit, l'alimentation est de type symétrique. Il ne faut jamais perdre de vue que l'amplificateur couplé en direct de l'entrée jusqu'à la sortie amplifie sans atténuation le courant continu. Bien sûr, cet aspect représente un avantage certain sur les schémas traditionnels, par le fait qu'aucun condensateur de couplage n'est inséré sur le parcours du signal. Ainsi, les colorations apportées par ces condensateurs sont éliminées, la réponse en phase est beaucoup plus linéaire et la réponse transitoire en est améliorée (se reporter aux oscillogrammes). Cependant, ce couplage en direct peut être d'un grand danger pour le haut-parleur, lorsque le maillon précédant l'amplificateur, le préamplificateur en l'occurrence, est affecté d'une légère dérive en continu à sa sortie.

Le préamplificateur Kanéda mal réglé peut présenter ce danger, si le condensateur de 0,4 uF n'est pas inséré en sortie de l'étage RIAA, avant le potentiomètre de volume. La partie linéaire, en raison du faible gain des étages, ne pose pas ce problème. L'étage d'entrée, quant à lui, possède un gain très important et la contre-réaction est reliée en continu à l'entrée. De plus, la forme même de la correction RIAA amplifie la dérive Si elle est présente. Ainsi, même après un réglage minutieux, cette dérive peut passer au-dessous de 50 mV, voire de 10 mV. Cette dérive en elle-même n'est pas critique. Pourtant, une instabilité sur l'alimentation, le débranchement de l'entrée phono, peuvent suffire à provoquer une dérive de quelques centaines de mV.

Les amateurs qui préfèrent relier les étages RIAA à l'entrée de l'amplificateur, sans utiliser l'étage linéaire, devront faire très attention à ce point. Il est bien entendu qu'il est préférable d'utiliser le minimum d'étages électroniques, les risques de dégradation du signal ne peuvent en être que plus faibles. Dans ce cas, le condensateur de couplage de 0,4 uF devra être choisi avec soin. Naturellement, les condensateurs au mica argenté de haute qualité donnent d'excellents résultats. Toutefois, les prix sont extrêmement élevés, entre 300 et 500 F pièce. Nous avons trouvé dernièrement un excellent compromis avec un condensateur de 0,47 uF ITT PMT série 250 V (et non 400 ou 630 V) enduit partiellement de « super black », traitement éliminant les fuites de type électrostatique sur des composants passifs.

Alimentation de la version définitive

Les photos de la fig. 4 montrent l'aspect définitif de l'amplificateur. Il se présente sous la forme d'un châssis assez plat et carré, sur lequel vient se poser un capot ajouré sur trois faces. Les radiateurs sont disposés en ligne sur la face arrière, et le dessous du châssis est grillagé sous les refroidisseurs, de sorte à créer un effet de cheminée pour permettre un bon dégagement de la chaleur émise. Les circuits imprimés sont disposés à plat sur le châssis, de manière symétrique, c'est-à-dire que les entrées sont placées vers le centre pour raccourcir les fils de câblage.

L'alimentation occupe plus de la moitié du volume. Elle se compose de six gros condensateurs de 60 000 uF, isolement 25 V, soit un total de 360 000 uF. Le pont de diodes, imposant par son volume, prend place sous le transformateur. Il est important que celui-ci soit largement dimensionné en raison du courant de charge à l'allumage élevé. Le filtrage en pi utilise une résistance de 1 ohm ou 0,5 ohm suivant la valeur de Vcc désirée. Ainsi, pour chacune des moitiés de l'alimentation symétrique, on trouve successivement après le pont de diodes, un condensateur de filtrage en tête de 60 000 uF suivi de la résistance de filtrage, laquelle est reliée aux deux condensateurs de sortie de 60 000 uF chacun.

Un point est à préciser concernant les résistances de filtrage. Ces dernières sont de type selfique et bobinées sur stéatite stratifiée de puissance 15 W. En fonctionnement normal, ces résistances travaillent à température assez élevée qui, reste néanmoins en dessous des limites de dissipation maximum, puisque la dissipation réelle se situe aux environs de 12 W. Il convient, à la première mise sous tension de l'appareil, de placer le curseur de trimmer de 500 ohm de la carte imprimée à mi-course. Dans cette position, le résidu continu en sortie est pratiquement nul, alors qu'en extrémité de course la consommation sur une moitié de l'alimentation peut devenir plus importante et dépasser la valeur normale, ce qui se traduit par un échauffement anormal des résistances de filtrage.

Le câblage des masses

C'est un point très important du montage. En effet, lorsqu'on utilise des alimentations non régulées avec de fortes capacités de filtrage, les harmoniques du secteur peuvent « traverser » ce filtrage sans être atténués. Ceci se caractérise, non pas par un ronflement, mais par un « bzzzz » caractéristique. Il provient du résidu alternatif de filtrage, dans lequel sont inclus les pics de commutation des diodes au silicium. Ces pics peuvent être visualisés à l'oscilloscope et leur hauteur peut être réduite en plaçant en parallèle sur les diodes du pont des petites capacités de 10 à 20 nF, dont la valeur est à ajuster. Cependant, même en l'absence de ces capacités destinées à absorber les pics, il est possible d'éliminer totalement le bruit de fond résiduel de l'alimentation et de le faire passer au-dessous du niveau du souffle de l'amplificateur, lequel est déjà situé très bas dans le cas présent.

Il faut pour cela respecter le câblage de masse en étoile, c'est-à-dire relier les diverses masses en un point unique. La figure 5 montre un exemple de câblage de l'alimentation. La masse commune est constituée par une barre de cuivre. Malgré l'épaisseur de celle-ci, et donc une résistance négligeable, nous avons rencontré des problèmes dont la cause provenait d'un manque de symétrie d'un point de masse.

La figure 6 montre les deux types de câblage : en A, l'alimentation présentant le défaut évoqué ci-dessus, en B, une alimentation avec point de masse unique et masse en étoile. La solution B est celle qui donne les meilleurs résultats, elle doit être utilisée pour le câblage de l'alimentation de l'amplificateur.

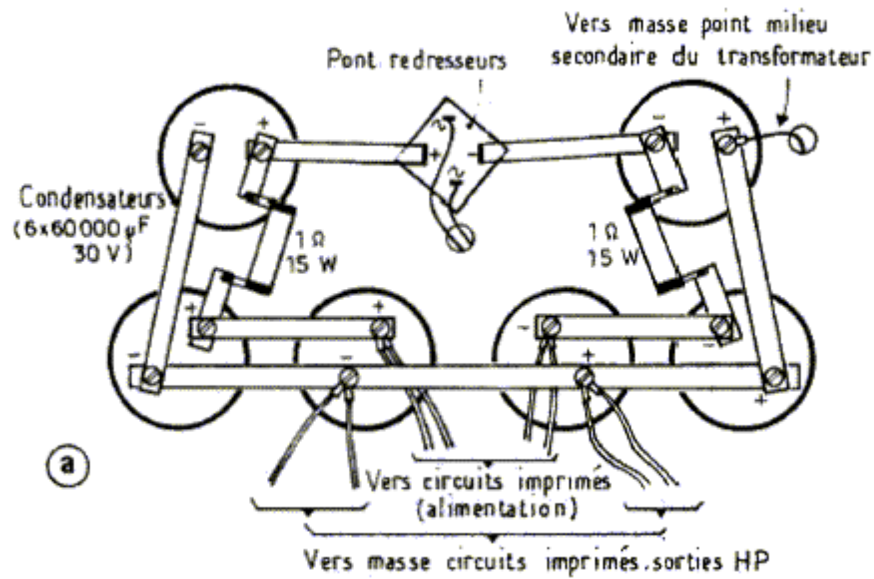


Fig. 6A : Despite the very low resistance of the copper bars, with this arrangement there remains a filter residual that is weak but audible, particularly in the tweeter. The earth of the mid point of the transformer secondary connected to one side of the earth circuit is the main cause of this problem.

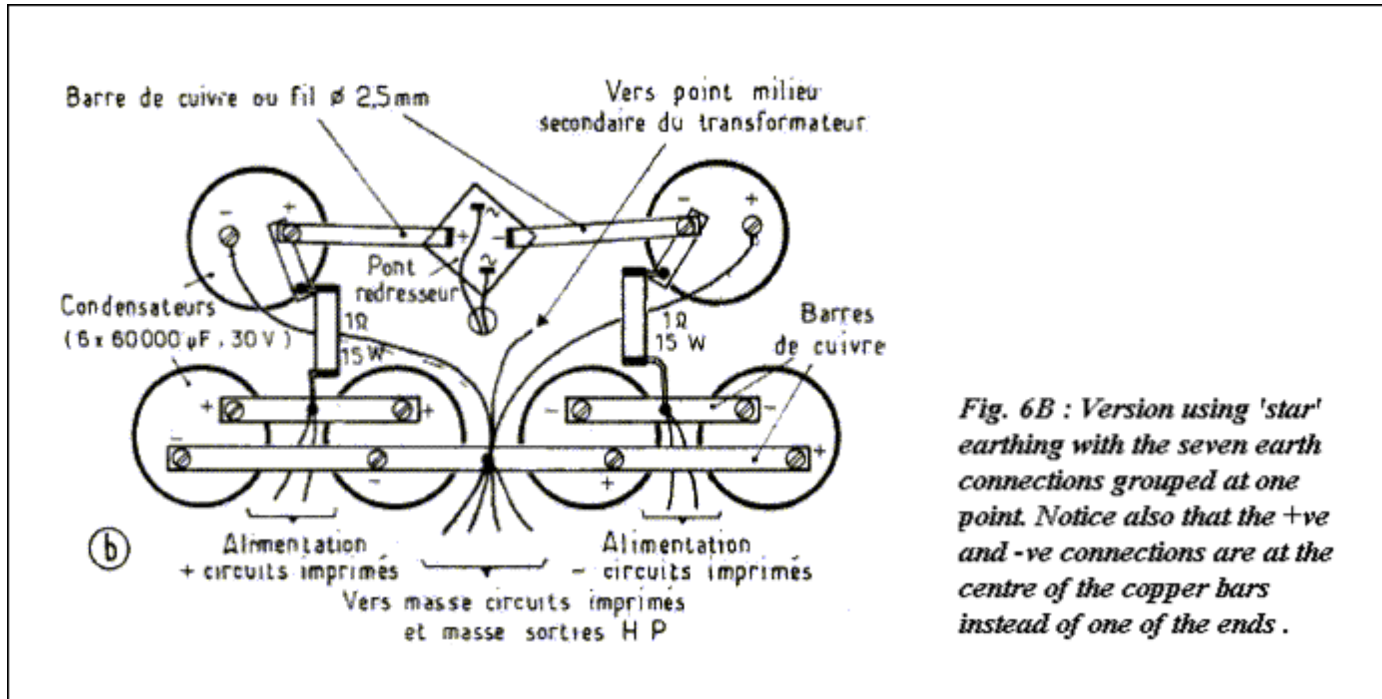


Fig. 6B : Version using 'star' earthing with the seven earth connections grouped at one point. Notice also that the +ve and -ve connections are at the centre of the copper bars instead of one of the ends .

Pour relier les condensateurs, la solution la plus pratique consiste à utiliser des bandes de cuivre d'épaisseur 1,5 à 2 mm et de largeur d'environ 15 mm. On peut également utiliser de la tresse de cuivre de largeur équivalente. Pour la fixation des connexions, on peut directement souder sur les barres ou sur la tresse, ou bien utiliser des cosses (fig.7) sur lesquels on retire la partie isolante pour souder le fil, qui est normalement serré avec une pince spéciale. Dans le cas d'une soudure sur les barres, on peut perforer au préalable celles-ci avec des trous de 1,5 mm de diamètre environ, ce qui facilite l'opération de soudure. Il est important également de dévisser avant soudure les condensateurs pour que ceux-ci n'absorbent pas dangereusement la chaleur. Le fer à souder devra avoir une puissance suffisante de 80 à 100 W, pour que les soudures soient propres et faciles à effectuer, compte tenu de l'inertie thermique. Dès que la soudure se refroidit, on peut passer aussitôt après (avant que la barre ne refroidisse) un chiffon doux sur les soudures pour retirer l'excédent de résine. Il faut ensuite bien veiller à revisser toutes les plaques sur les condensateurs. Pour le câblage, utiliser de préférence du fil multibrins de type Lify, de section de 1 mm² ou de 2,5 mm². Noter que le câblage en fil de 2,5 mm² est plus délicat car le fil qui contient plus de 1 000 brins absorbe très bien la chaleur et la soudure.

Il faut donc prendre le temps de bien étamer les fils en deux fois. Une première fois pour faire pénétrer la soudure dans tous les brins. Une seconde fois avec plus de soudure, mais dans un temps plus court, afin que celle-ci enrobe bien le fil sans pénétrer à

travers les brins. Avec une pince coupante on élimine l'excès de longueur de fil étamé. Et ce n'est qu'après avoir étamé préalablement la partie à souder, barre ou tresse de cuivre, que l'on effectue l'opération de soudure finale qui ne demandera d'ailleurs que très peu de soudure. Ainsi, on réalise une bonne soudure sans trop chauffer les pièces.

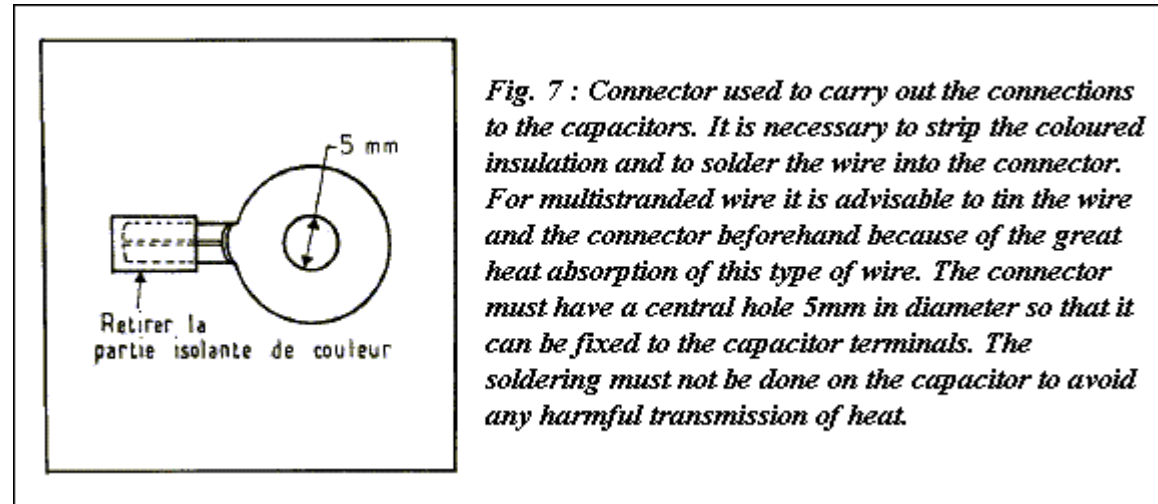


Fig. 7 : Connector used to carry out the connections to the capacitors. It is necessary to strip the coloured insulation and to solder the wire into the connector. For multistranded wire it is advisable to tin the wire and the connector beforehand because of the great heat absorption of this type of wire. The connector must have a central hole 5mm in diameter so that it can be fixed to the capacitor terminals. The soldering must not be done on the capacitor to avoid any harmful transmission of heat.

Dernier point concernant le câblage de l'alimentation. Les condensateurs de 2,2 uF de type ITT PMT ou PMC se montent sur les condensateurs de filtrage de sortie (2 x 60 000 uF). Rappelons qu'il est conseillé de les utiliser car les meilleurs électrochimiques de fortes valeurs deviennent selfiques à partir de 10 ou 15 kHz, parfois même à partir de 5 kHz. Aussi, est-il très important de les découpler aux fréquences élevées. Le condensateur ITI est conseillé pour sa construction non selfique, la grande rigidité de ses armatures et son prix très abordable. Le fil de type Lify n'apporte que très peu d'effet selfique série gênant qui pourrait provoquer une résonance parasite à fréquence élevée par accord self/capacité, cela en raison de sa très faible longueur.

On peut, bien sûr, fixer les deux condensateurs de 2,2 uF directement sur le circuit imprimé. Dans ce cas, on peut les disposer entre les picots de connexion + et - de l'alimentation et la masse du circuit imprimé.

Le câblage du circuit

Le circuit du kit est fourni pré-câblé. Les transistors de puissance sont déjà fixés sur les radiateurs et sont reliés au circuit imprimé, cela pour éviter les erreurs de montage, en particulier, les liaisons des transistors.

La construction étant tout à fait symétrique, le câblage est simple. Il suffit de raccorder les entrées des prises Cinch, dont la masse est directement reliée au châssis, au circuit imprimé à l'aide de fils Lify de deux couleurs torsadés. Ensuite, relier les alimentations + et - sur chacune des cartes, ainsi que les masses prises au point commun. Enfin, raccorder les sorties haut-parleur, la borne rouge au circuit imprimé, la borne noire au point de masse, cela pour le deux canaux.

Le transformateur

Le transformateur qui a été retenu après différents essais est un modèle d'excellente qualité, imprégné sous-vide et utilisant des circuits en double C. L'avantage du circuit en double C est un faible rayonnement allié à un bon rendement qui fait, qu'à puissances égales l'encombrement est inférieur à celui d'un modèle conventionnel à tôle empilée. Néanmoins, malgré un aspect imposant, ce genre de transformateur est assez fragile, au niveau des entrefers en particulier, c'est-à-dire les quatre parties planes où les circuits en C viennent s'appliquer les uns contre les autres. Le contact doit être parfait. Il suffit d'un choc ou d'une mauvaise fixation pour légèrement déplacer les circuits et élargir ainsi l'entrefer, ce qui s'accompagne d'une légère vibration parasite pouvant être audible. Il faut dans ce cas revoir l'attache des bandes de serrage des circuits ou encore le serrage des tôles. Les perfectionnistes peuvent le monter sur de petits silent-blocs en caoutchouc. Dans les amplificateurs de puissance, la vibration parasite du transformateur est un problème assez fréquent. Toutefois, ce problème de vibration mécanique peut toujours être résolu, sauf dans le cas où les tôles et les bobinages sont mal imprégnés. L'imprégnation sous-vide, qui reste le meilleur moyen d'éviter ce désagrément, n'est pas, comme on pourrait le penser, systématique. D'une part, pour des questions de prix de revient, et d'autre part, pour des raisons de normes de sécurité interdisant, dans certains pays, l'hydrogène pour l'opération d'imprégnation.

Le modèle retenu est collé à l'araldite pour limiter encore les risques de vibrations parasites. Il est largement dimensionné, 6 A alors que la consommation moyenne ne dépasse pas 3 A, de sorte qu'il ne chauffe pas exagérément, même après plusieurs heures d'utilisation, 40 deg environ.

Il est conseillé de souder les fils venant sur le transformateur avant le montage mécanique de celui-ci, cela pour des raisons d'accessibilité.

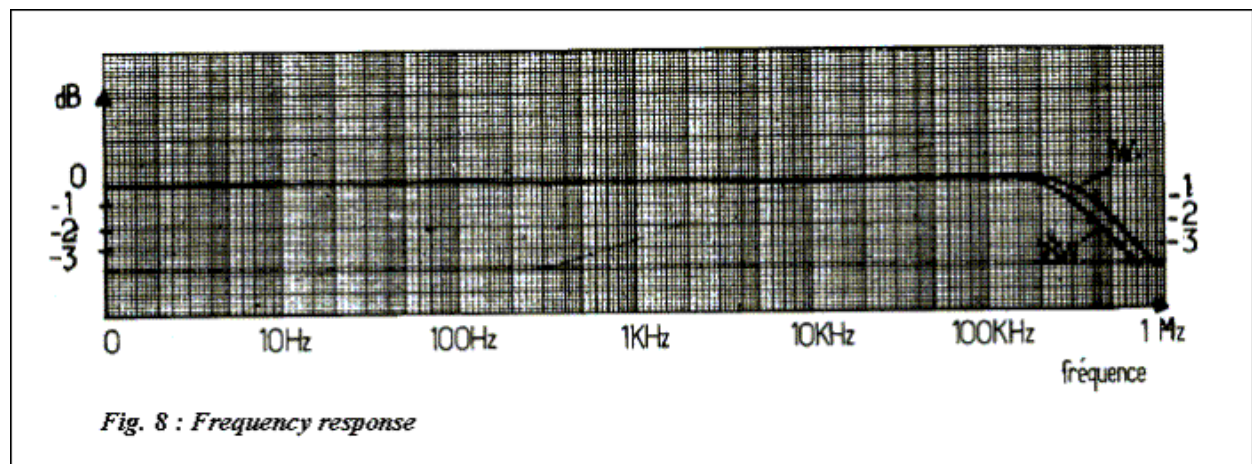
Ce transformateur possède trois prises sur son primaire 210, 220 et 240 V, de sorte à s'adapter à la tension secteur, car comme, nous l'avons vu précédemment, son influence est grande sur la valeur de Vcc et donc sur celle de la puissance de sortie. On peut, si l'on désire un peu plus de puissance, utiliser la prise 210 V, même si le secteur est à 220 ou 230V. On gagne ainsi 1,2 à 1,5 V sur la tension d'alimentation.

La lampe témoin, 220 V néon, possède une résistance incorporée, si bien qu'il suffit de la relier aux bornes 0 et 220V du primaire du transformateur d'alimentation.

Mesures

Les figures 8, 9 et 10 montrent les résultats des mesures. Ceux-ci sont assez étonnants en comparaison de la simplicité du montage. Noter cependant, comme nous l'avons maintes fois signalé, qu'il n'a pas été fait de recherches destinées à réduire le taux de distorsion à des valeurs infimes, valeurs qui, à notre avis lorsqu'elles se situent en dessous d'un certain seuil ne sont pas très significatives. La réduction de ce paramètre est obtenue, sauf pour de très rares exceptions telles que le cas de l'utilisation de transistors du genre MOS-FET ou VMOS-FET, ou encore RET, par l'emploi d'une ou plusieurs boucles de contre-réaction. Ces dernières, en contrepartie, risquent de rendre le montage instable sur charge complexe. Dans le cas présent, sans aucun artifice, tout en utilisant des transistors de sortie bipolaires conventionnels, la bande passante s'étend à -3 dB à près de 1 MHz.

La réponse en signal carré montre l'excellent comportement de l'amplificateur sur toute la bande de fréquence. A 20 kHz sur charge capacitive, 2,2 uF en parallèle sur 8 ohm, les résultats sont remarquables. Ils montrent une excellente stabilité du montage, puisque aucun dépassement n'est visible sur l'oscillogramme. Sur charge complexe à 40 Hz et 20 kHz, les résultats sont tous aussi satisfaisants. L'amplificateur est parfaitement stable dans toutes les circonstances, cela avec une bande passante extrêmement large qui lui confère un temps de montée de 0,6 us.



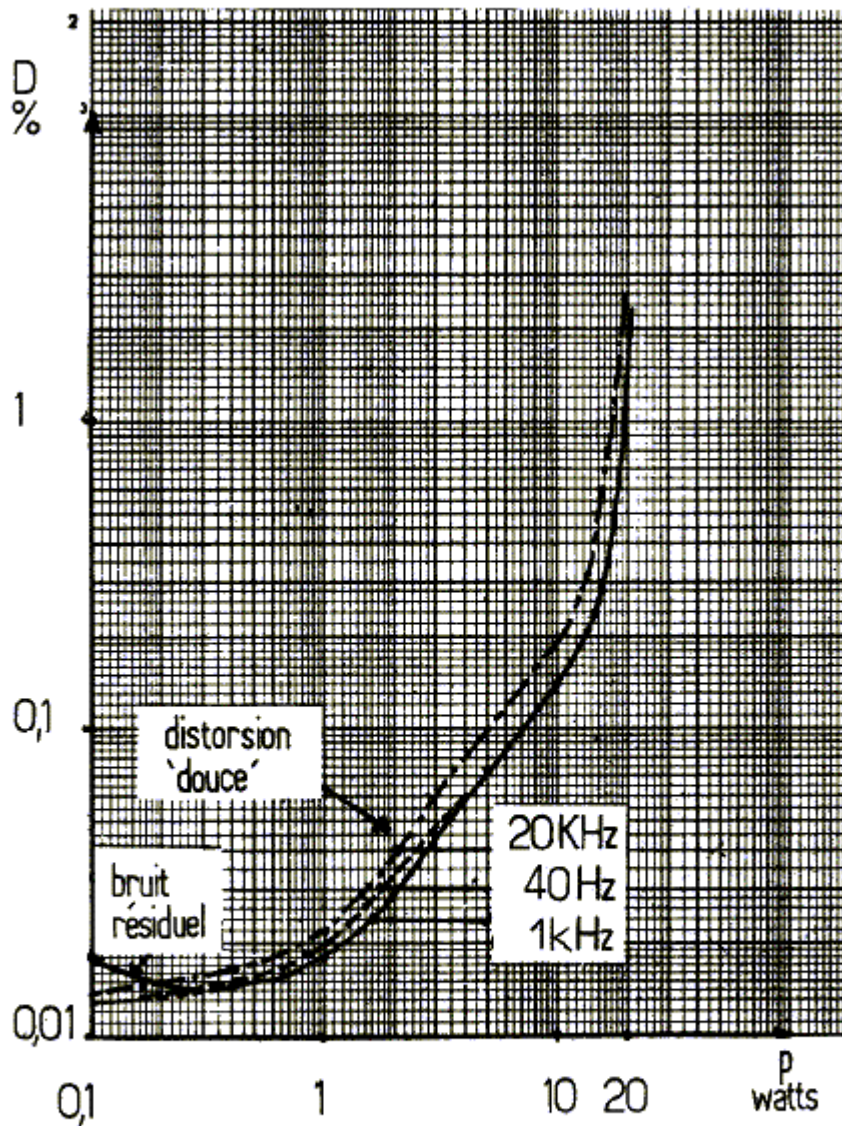


Fig.9 : Variation of distortion as a function of power at three frequencies. Note the very regular shape of the curve and the very small variation with frequency, which is unusual.

Un point intéressant du montage est la caractéristique de la variation de la puissance, en fonction de l'impédance de charge. Sur la plupart des amplificateurs transistorisés, la puissance augmente lorsque l'impédance diminue, pour arriver à saturation vers 1 ou 2 ohm, à l'endroit où commence à travailler le circuit en fonction L'amplificateur 20 W, de part son étage de sortie particulier, possède une courbe linéaire, non pas descendante lorsque l'impédance monte, mais arrondie et remontant après 8 ohm pour ne redescendre que très lentement pour des valeurs d'impédance plus élevées. C'est ainsi que de bons résultats ont été obtenus avec des haut-parleurs électrostatiques mis en parallèle ou en série (soit 8 ou 30 ohm), sans difficulté et sans grande perte de puissance et de qualités subjectives. D'autre part, sur des enceintes à haut rendement, du genre Altec, Onken-Mahul, JBL, l'enceinte accordée provoque de fortes remontées d'impédance.

Sur l'enceinte grave Onken, l'impédance remonte à près de 70 ohm, à 15Hz et 50Hz. C'est justement dans ces zones que l'amplificateur doit contrôler le mieux le haut-parleur. Ceci explique la facilité de l'amplificateur 20 W, décrit ici, à « tenir » le secteur grave de l'enceinte Onken, malgré un facteur d'amortissement assez faible.

Quant au taux de distorsion, on ne répétera jamais assez que le taux de distorsion subjectif est bien plus important que celui mesuré, et qu'à ce niveau les plus petites choses viennent influencer ou modifier (légèrement ou plus nettement) le son perçu. Il est vrai que dans certaines conditions, il est possible de faire « sonner pareil » plusieurs amplificateurs de qualité, mais il est tout aussi vrai de dire que dans d'autres conditions (d'ailleurs tout à fait « normales »), il est possible de faire « sonner » ces mêmes amplificateurs d'une façon très différente. Le plus souvent, le refus de certains d'avouer entendre une différence entre bons amplificateurs vient d'une qualité d'écoute globale pauvre (mais qui peut très bien être absente de défauts courants de coloration, ou de linéarité), due principalement aux haut-parleurs utilisés, où il est assez difficile de penser que 99 % de l'énergie se perd en frottement et en énergie calorifique. Comme il en a toujours été question depuis les premiers numéros de l'Audiophile, il ne serait pas question d'être pour ou contre le subjectif ou l'objectif, de vouloir être trop « Audiophile » (terme pris dans un sens faussé, par mauvaises langues). Le but est de prouver que dans l'écoute subjective, il existe des faits, des différences très nettes de qualité, de définition, de timbre, de hauteur de son, d'équilibre sonore, à des niveaux certainement plus marqués que ceux auxquels s'attachent des musiciens où des pianistes travaillant plusieurs années de suite pour ressortir une « note » et où peut être le « mauvais audiophile » n'y verrait ni aucun progrès ni aucune différence. Ces différences, qui peuvent apparaître « trop subtiles » aux yeux d'un ingénieur ne croyant qu'à la loi d'Ohm, ne sont donc certainement bien en dessous des exigences d'un musicien ou d'un chef d'orchestre.

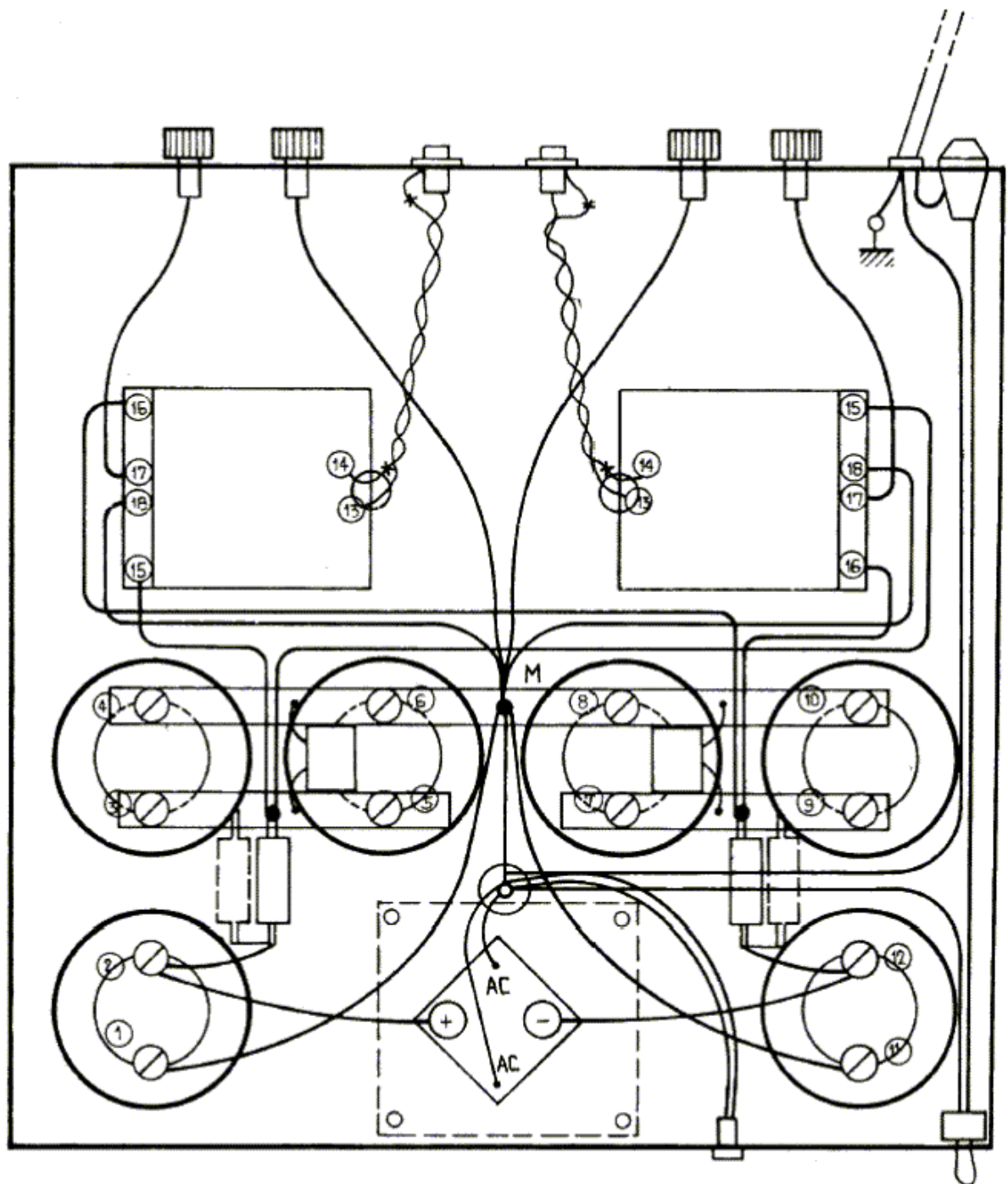


Fig. 11 : Wiring plan for the amplifier. The Pi filter resistances are 0.5 ohm, obtained by paralleling two 1 ohm resistors. The choice of resistor value determines the supply rail voltage and thus the power output.

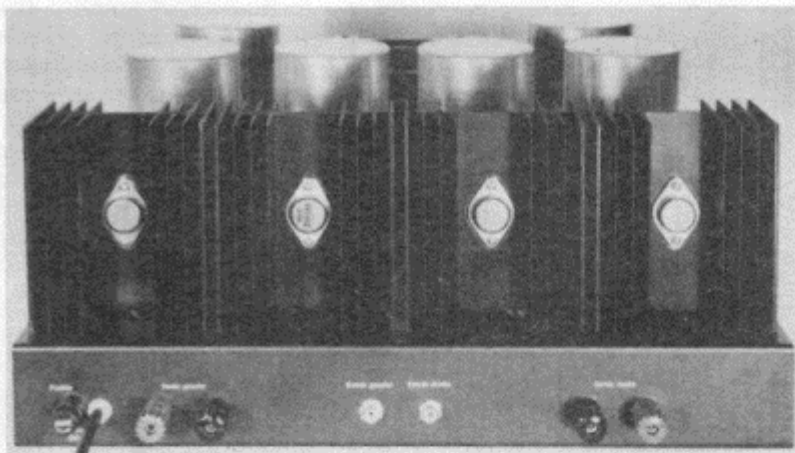


Fig. 4 : Vue de dos

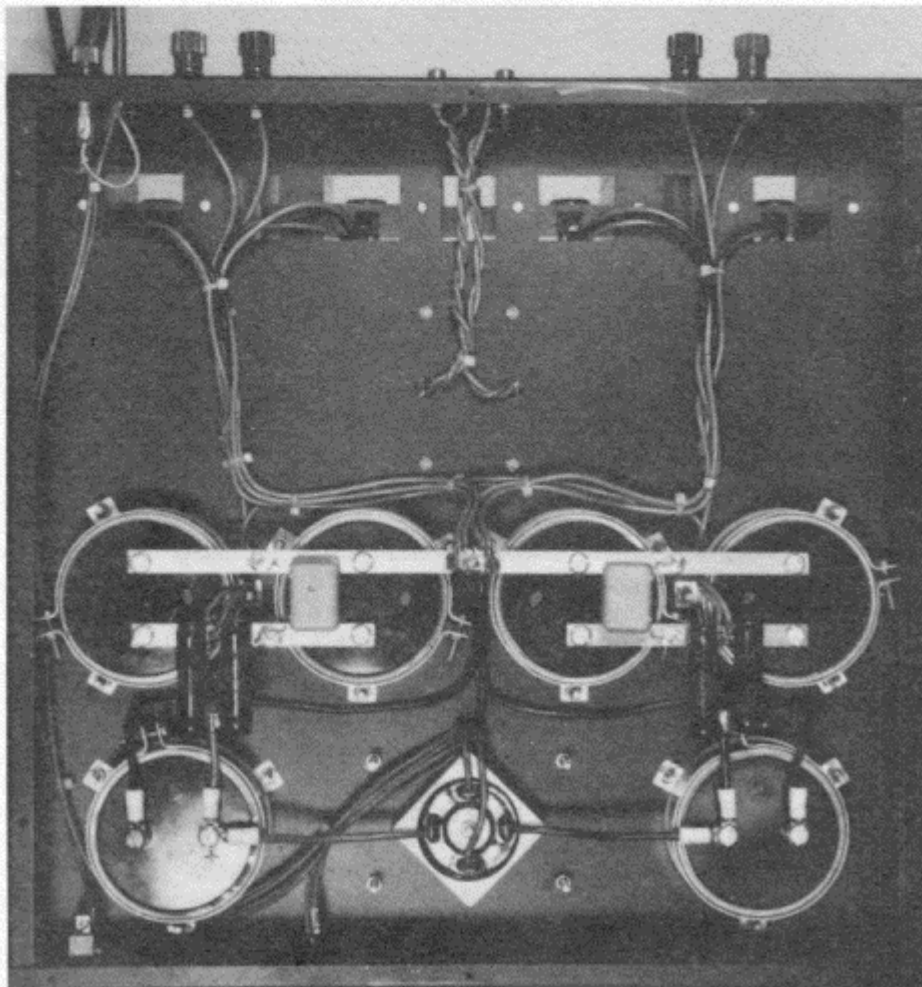


Fig. 4b : Vue de dessous, on remarquera la parfaite symétrie du câblage.

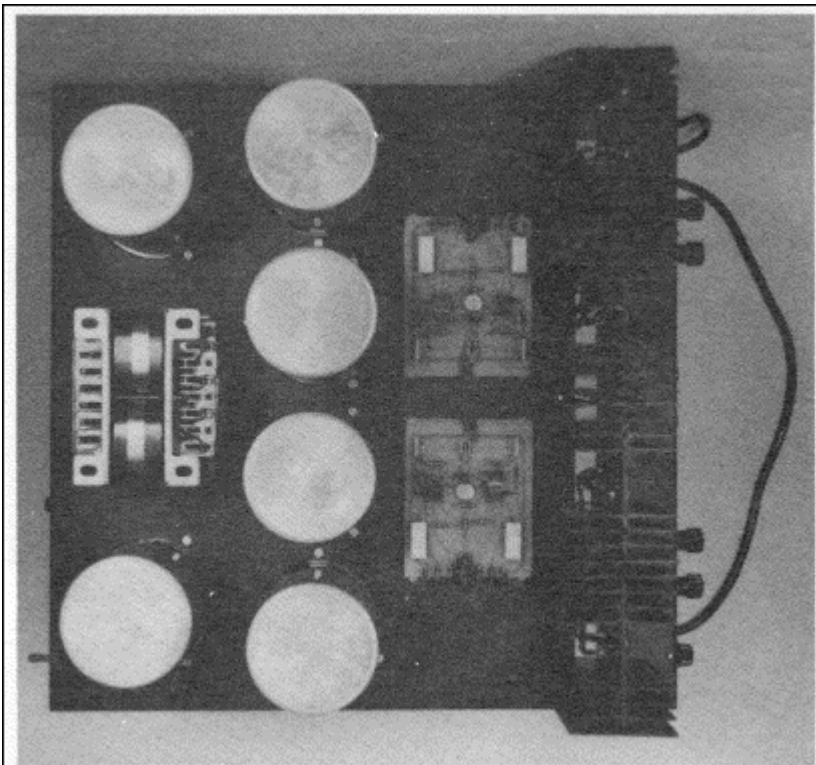


Fig. 4c : Vue de dessus

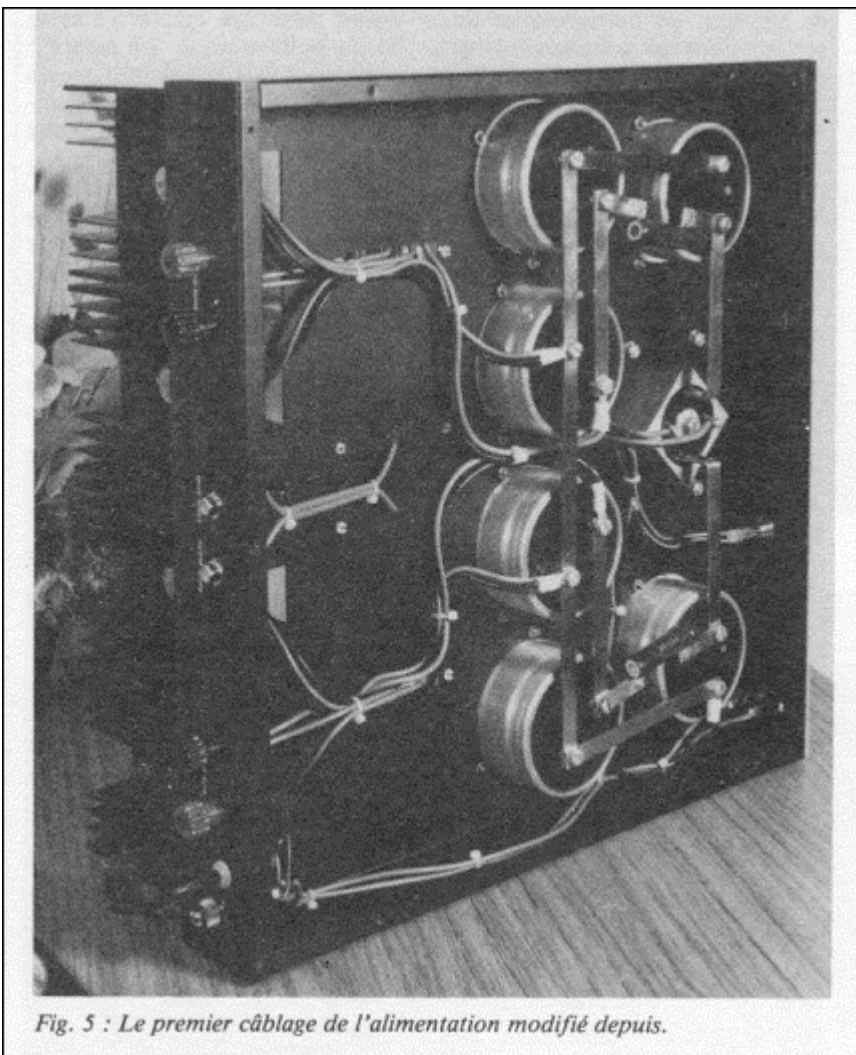


Fig. 5 : Le premier câblage de l'alimentation modifié depuis.