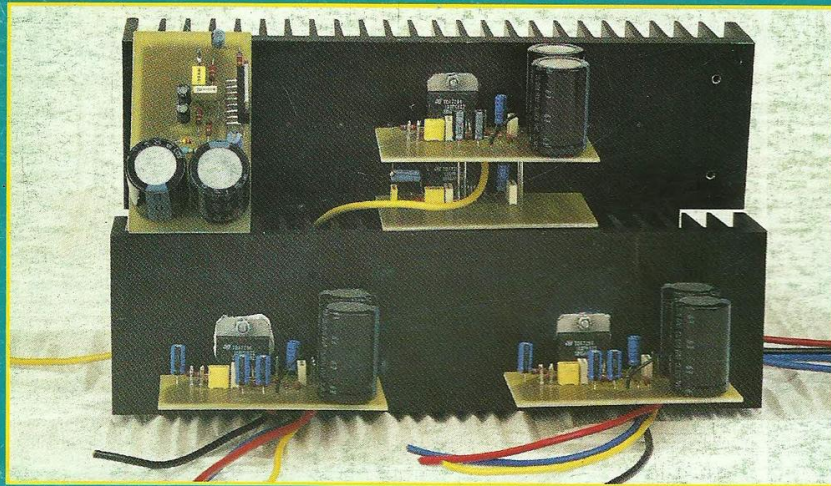


Lead

ISSN 0753-7409

- EN SAVOIR PLUS : LE TUBE CATHODIQUE
- LE TDA7294 DE SGS-THOMSON : EN STEREO
- MODE PONTE 2 x 70 Weff/8 Ω 1 x 200 Weff/8 Ω
- LE TRANSITUBE : AMPLIFICATEUR HYBRIDE
- PURE CLASSE A DE 2 x 35 Weff / 8 Ω
- FILTRE ACTIF DE CAISSON EXTREME-GRAVE



**LE TDA7294 DE SGS-THOMSON
UNE PUCE ETONNANTE
2 VERSIONS
STÉRÉO + MONO / PONTE**

LE TRANSITUBE AMPLIFICATEUR PURE CLASSE A DE 2 x 35 Weff / 8 Ω



M 1226 - 139 - 28,00 F



LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI
N° 139

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
1, bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication :
Bernard Duval

LED
Mensuel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant des
Editions Fréquences
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

Services Rédaction-
Abonnements :
(1) 44.65.80.88 poste 7314
1 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12 h 30
et de 13 h 30 à 18 h
Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Georges Matoré
Bernard Duval
Marc Stépanian

Abonnements
6 numéros par an :
France : 125 F
Etranger : 175 F
(Ajouter 50 F pour les expéditions
par avion)

Publicité
Régie publicitaire EGC
17 rue Paul Séramy
77300 FONTAINEBLEAU
Tél : 60 72 25 11
FAX : 60 74 05 33
M. Vincent MIAUX

Réalisation
- PV Editions
Photogravure
Sociétés PRS et PCS
Impression
Berger Levraut - Toul
Photos
Antonio Delfin

4

EN SAVOIR PLUS SUR: LES CATHOSCOPES OU TUBES CATHODIQUES

Ce sont ces tubes électroniques spéciaux dont le fond plat s'illumine sous les effets d'un faisceau d'électrons. Les applications des cathoscopes sont chaque jour plus nombreuses dans tous les domaines. La télévision, le radar, les ordinateurs, la surveillance vidéo, le Minitel les utilisent, jour et nuit.

12

LE TDA7294 DE SGS-THOMSON

C'est un circuit intégré de puissance mis récemment sur le marché grand public par SGS-Thomson pour des utilisations en tant qu'amplificateurs audio Hi-Fi, enceintes amplifiées, section BF des téléviseurs haut de gamme. Il est capable de fournir à lui seul des puissances importantes à faible coût, telles nos deux études proposées dans ce numéro : 2x70 Weff / 8 ohms ou 1x200 Weff/8 ohms en mode ponté.

20

LE TRANSITUBE : AMPLIFICATEUR PURE CLASSE A DE 2x35 Weff / 8 OHMS

Une étude qui donne des résultats d'écoute exceptionnels, avec un grave ferme et puissant, un médium/aigu naturel, précis, sans agressivité. La dynamique est surprenante sur tout le spectre audio. Une écoute prolongée ne lasse pas, ne fatigue pas. La scène sonore est vivante, profonde, la musique ne donne pas l'impression de sortir des enceintes. Une écoute très proche de celle du double push-pull, tous tubes, publiée dans les N°136/137 de Led.

34

ALIMENTATION STABILISÉE À DIODE ZENER

PROGRAMMABLE
Les propriétés de la diode zener programmable, ou régulateur de tension shunt ajustable, connaissent d'intéressantes applications. En voici une, sous la forme d'une alimentation stabilisée, de tension variable, très performante, au prix de revient particulièrement avantageux.

42

FILTRE ACTIF POUR CAISSON EXTREME GRAVE

L'objectif est de pouvoir combler la bande 20 Hz - 120 Hz. Le caisson de grave a donc pour but de répondre à l'incapacité de la majorité des enceintes à descendre au-dessous de 60 Hz. Pour obtenir la fréquence 20 Hz dans 50 litres avec une grande possibilité en pression acoustique, seul un système avec filtrage actif peut y parvenir.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés).

Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

Les cathoscopes (tubes cathodiques)

Les cathoscopes, communément appelés tubes à rayons cathodiques, ou encore plus simplement tubes cathodiques, sont ces tubes électroniques spéciaux dont le fond plat s'illumine sous les effets d'un faisceau d'électrons. Ils sont les tubes-écrans, dont les applications sont si nombreuses.

Les applications des cathoscopes sont chaque jour plus nombreuses, dans tous les domaines.

La télévision, le radar, les ordinateurs, la surveillance vidéo, le Minitel les utilisent, jour et nuit...

Dans leurs laboratoires, dans toutes les disciplines scientifiques, les praticiens ne sauraient se passer de leurs services, sans cesse sollicités, avec les oscilloscopes et les "écrans" de contrôle...

Le cathoscope est constitué (figure 1) d'une ampoule de verre, chez laquelle a été ménagé un vide poussé.

La partie cylindrique de l'ampoule reçoit les électrodes, à porter, comme nous allons le voir, à des potentiels particuliers, requis pour le fonctionnement du cathoscope.

La partie conique de l'ampoule est terminée par une calotte sphérique assez plate, en d'autres termes peu bombée, au rayon de courbure très grand.

Le fond de l'ampoule forme l'écran du cathoscope...

Nous reportant au schéma reproduit par la figure 2, nous remarquons, en extrémité gauche du dessin, la cathode.

Cette cathode est du type à chauffage indirect, pour les raisons technologiques que nous avons découvertes lorsque nous nous sommes intéressés à la diode à vide, plus précisément à l'émission thermo-électronique (numéro 128 de la Revue).

La paroi émettrice d'électrons, chez la cathode du cathoscope, en est le seul fond, plat, circulaire, réalisé en nickel.

La cathode est enveloppée par une électrode très particulière, le wehnelt, dont la forme géométrique est assez curieuse.

Le wehnelt est cylindrique, il est percé d'un trou permettant le passage des électrons.

L'ensemble cathode-wehnelt est appelé "canon à électrons".

Le wehnelt est porté à un potentiel négatif, par rapport à celui de la cathode, cela dans un double but :

- Contrôler le débit d'électrons émis par le canon, c'est-à-dire l'intensité du courant anodique.

- Concentrer le faisceau d'électrons en un foyer.

Voyons-en les raisons, nous appuyant sur le schéma reproduit par la figure 2.

La cathode émet des électrons, par la surface circulaire plane qui constitue son fond.

Le wehnelt enveloppe la cathode.

En portant le wehnelt à un potentiel négatif, par rapport à celui de la cathode, nous agissons tout naturellement sur la quantité d'électrons (négatifs !) émis par la cathode.

Nous avons analysé le phénomène, rappelez-vous, lorsque nous avons étudié le fonctionnement de la triode (numéro 128 de la Revue).

Nous avons alors découvert et analysé, quantifié l'influence de la grandeur de la tension de polarisation de la grille de commande chez le tube électronique.

Nous avons appris comment conditionner la grandeur de l'intensité du courant anodique.

Nous avons également appris à exploiter les courbes caractéristiques : $i_a = f(U_a)$, à U_g constante et $i_a = f(U_g)$, à U_a constante...

Chez le cathoscope nous fixons, selon la grandeur voulue, le débit d'électrons émis par le canon (à électrons), en portant le wehnelt à la tension de polarisation adéquate.

Voilà donc pour ce qui est du débit d'électrons émis, en d'autres termes l'intensité du courant anodique...

La forme géométrique cylindrique donnée au wehnelt permet, en le polarisant négativement par rapport à la cathode, de générer un champ électrostatique négatif tout autour de la cathode.

Ce champ modifie la façon dont les électrons s'éloignent de la cathode, pour se rendre à l'anode, l'électrode très fortement positive qui les attire et qu'ils devront

finalement atteindre, en empruntant un chemin ou un autre...

Réfléchissons !

En polarisant négativement le wehnelt nous engendrons, autour de la cathode, un champ électrostatique de signe (-).

En raison de la forme cylindrique du wehnelt, ce champ a pour effet de repousser... concentriquement les électrons, négatifs (!), dans la direction de l'axe du wehnelt.

Il les fait converger vers un point, désigné P, situé sur l'axe du canon à électrons.

Le phénomène s'apparente remarquablement à celui, bien connu en optique, de concentration, de focalisation d'un flux lumineux à l'aide d'une lentille convergente (loupe).

Le point P, de convergence des électrons sur l'axe du canon, devient la source émissive ponctuelle du système, le foyer émetteur d'électrons du canon à électrons...

Reportons-nous toujours au même schéma, reproduit par la figure 2 !

Nous remarquons la présence de deux électrodes, qui sont des anodes, pour être plus précis, désignées A1 et A2.

Ces deux anodes sont cylindriques, creuses, elles sont disposées dans l'axe du canon à électrons.

Elles sont naturellement, ce sont des anodes, portées à des potentiels positifs par rapport à celui de la cathode.

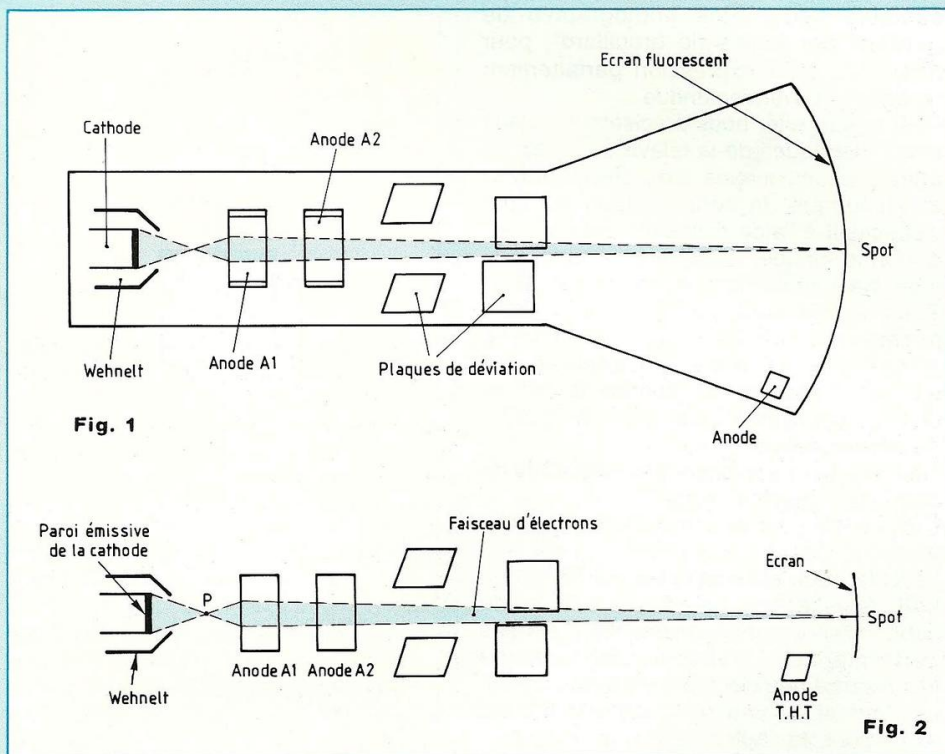
Indiquons tout de suite que l'anode A2, la plus éloignée du canon, est portée à un potentiel généralement trois à quatre fois plus élevé que celui auquel est soumise l'anode A1.

Les deux anodes, A1 et A2, constituent un "objectif électronique", lequel, à la façon d'un "objectif optique" de projecteur de diapositives, ou de projecteur cinématographique, donne, sur l'écran du cathoscope, une image réelle, nette, circulaire, de la source ponctuelle, du foyer électronique P.

Cette image, petit point d'impact des électrons sur l'écran du tube à rayons cathodiques, est appelée spot.

Le diamètre du spot est de l'ordre du dixième de millimètre...

Mais le spot est lumineux, car la paroi écran, à l'intérieur du tube, a reçu un revêtement, le dépôt d'un enduit à base de



corps chimiques minéraux appelés luminophores, le joli terme que voilà !

Ces corps chimiques, judicieusement triés et finement élaborés, présentent la merveilleuse propriété de devenir fluorescents sous l'action du spot.

Les cathoscopes monochromes, qui donnent des images d'une seule couleur, qui ne traduisent pas des nuances variées dans différentes couleurs et que nous continuons à appeler les tubes cathodiques "Noir et Blanc", équipent les récepteurs de télévision N et B, les oscilloscopes, bon nombre d'ordinateurs, les radars, les écrans de contrôle vidéo, les Minitel, etc...

Les cathoscopes "Couleurs", destinés à la reproduction d'images en un large éventail de couleurs nuancées, sont différemment structurés, nous ferons tout à l'heure leur connaissance !

La distribution spectrale des corps minéraux employés dans la confection des cathoscopes monochromes doit être voisine de la sensibilité maximale de l'œil, laquelle se situe dans le jaune-vert, pour convenir à l'observation directe.

Les luminophores les plus utilisés en l'occurrence sont des silicates de zinc et de manganèse, lesquels confèrent aux tubes-écrans cette fluorescence verdâtre bien connue !

Parfois un écran filtrant complémentaire est posé par l'utilisateur, devant l'écran du tube, pour le confort de la vue...

La mise au point du système optique (électronique) s'effectue sur l'écran et c'est en agissant sur la grandeur de la tension de polarisation de l'anode A1 que nous modifions la finesse du spot.

L'anode A1 est ainsi l'électrode de "concentration" (du spot), son rôle est particulièrement important !

La finesse du spot est en effet un critère déterminant de la qualité de l'image reproduite sur l'écran de tout cathoscope...

Il est absolument évident que sur l'écran de l'oscilloscope, la qualité de l'image, de la courbe lumineuse tracée, dépend essentiellement de la finesse du spot. Nous avons en effet besoin de tracer sur l'écran de l'oscilloscope pour l'observer, un "dessin au trait" et non pas une image aux

Les cathoscopes (tubes cathodiques)

contours flous, "une photographie de paysage par temps de brouillard", pour reprendre cette expression parfaitement "imagée", souvent entendue...

Pour la curiosité, nous précisons qu'aux temps héroïques de la télévision, chez les premiers cathoscopes, exclusivement N et B à l'époque, la concentration du spot s'effectuait à l'aide d'aimants permanents, de forme torique, installés à l'extérieur du tube, ceinturant le canon à électrons.

Tous simplement parce qu'un aimant permanent développe un champ magnétique qui dévie la trajectoire des électrons, mobiles (!), comme le fait un champ électrostatique, ou un champ électromagnétique.

De nos jours s'exploitent des dispositifs de convergence automatique...

L'anode A2, pour sa part, est une électrode accélératrice.

Lors de notre entretien dans le N°130 de Led, nous avons vu que le tube triode connaissait certaines limitations dans ses performances, dues à une vitesse insuffisance des électrons dans leur transit, se rendant à l'anode, l'électrode qui les attire, pour les capter.

Nous avons vu que, pour pallier cette insuffisance, des électrodes supplémentaires, en forme de grille, sont ajoutées à la triode.

La grille-écran, fortement polarisée positivement, attire les électrons et de ce fait accélère leur vitesse de transit, chez le tube électronique, les autres grilles parachèvent son action.

Nous avons ainsi fait la connaissance du tube électronique tétrade, lequel possède quatre électrodes, celle du tube pentode, à cinq électrodes, du tube hexode, à six électrodes (Led N°131).

L'anode A2, chez le cathoscope, fait fonction de grille-écran, elle est une anode accélératrice.

Sa forme est cylindrique, creuse, comme celle de l'anode A1, anode de concentration, mais elle est portée à un potentiel beaucoup plus élevé que le sien, tout en étant inférieur à celui de la ... véritable anode du cathoscope, cette électrode, excusez-nous de le répéter, dont le rôle est d'attirer et finalement capter les électrons en transit au sein du cathoscope. Il faut savoir que l'illumination des

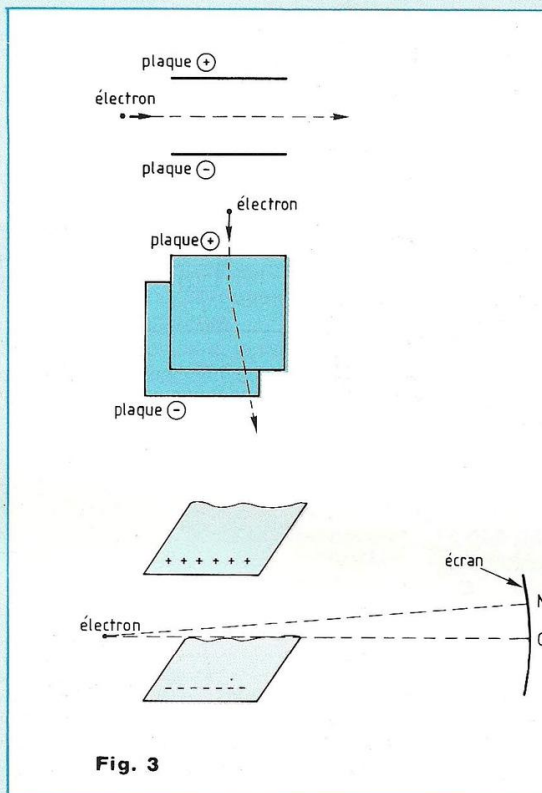


Fig. 3

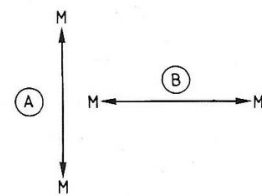


Fig. 4

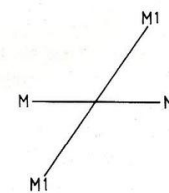


Fig. 5

luminophores, ces corps chimiques dont l'écran du cathoscope est tapissé, résulte d'un phénomène de changement de niveau d'énergie.

Il convient que les électrons percutent les luminophores avec une énergie cinétique de grandeur convenable, au moins suffisante pour les faire s'illuminer.

Nous savons que la grandeur de l'énergie cinétique d'un mobile est directement liée au carré de la vitesse de ce mobile...

Nous admettons sans peine que les électrons ont une distance démesurément grande à parcourir, à leur échelle évidemment, pour atteindre l'écran du cathoscope !

Voilà pourquoi une anode accélératrice, c'est A2, est installée en bonne place sur la trajectoire des électrons, pour les attirer énergiquement, leur faire prendre la vitesse qui leur fera rencontrer l'écran avec l'énergie cinétique engendrant la bonne illumination des luminophores...

Cependant, les électrons ne sauraient être

captés par l'écran fluorescent, puisque l'écran n'est pas une électrode.

Après avoir percuté l'écran, les électrons rebroussement chemin, pour aller finalement se faire capter par la véritable (!) anode, disposée sur le cône du cathoscope...

Nous devons ici attirer l'attention sur le fait que l'anode du cathoscope est toujours portée à un potentiel très élevé, donc par définition dangereux !

N'oublions jamais que chez un oscilloscope se rencontre une tension anodique d'une grandeur supérieure à 1 000 volts, cependant que chez un récepteur de télévision cette tension est beaucoup plus élevée encore, qui "monte" allègrement à 15, voire 18 000 volts parfois davantage encore...

Les risques d'électrisation par la Très Haute Tension présente sur l'anode d'un cathoscope sont réels, bien réels ! Ils exigent, sans restriction, sans faiblesse, sans négligence, sans défaillance, la prise de toutes les précautions d'usage !

s)

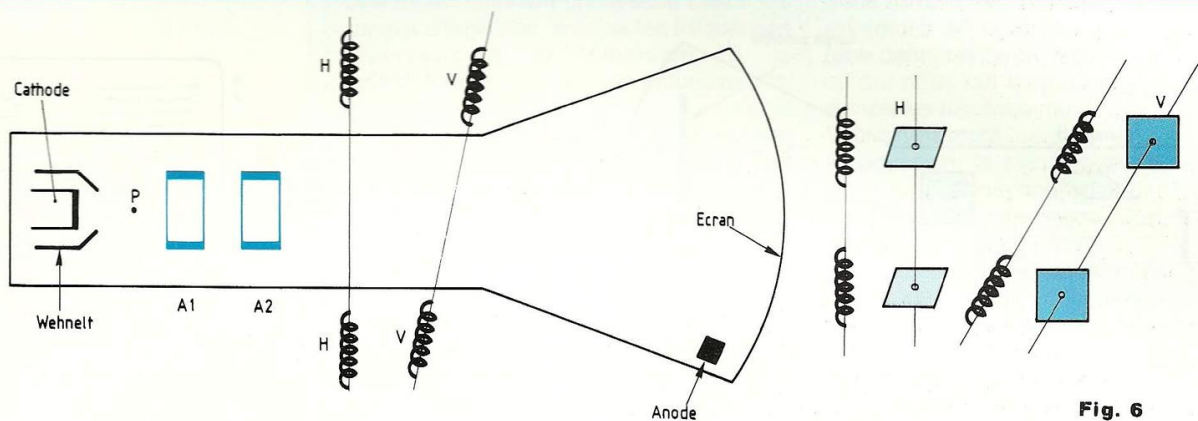


Fig. 6

Enfin, nous dirons que le cathoscope est doté d'un jeu d'électrodes à la fonction très particulière, qui sont les "plaques de déviation", ces deux paires d'électrodes représentées sur le schéma de la figure 1 et qui servent à faire dévier le faisceau électronique, en d'autres termes à faire se déplacer le spot sur l'écran...

DEVIATION ELECTROSTATIQUE

Reportons-nous maintenant au schéma que nous présente la figure 3.

Nous rencontrons deux plaques métalliques, donc conductrices de l'électricité, disposées en parallèle.

Si nous les connectons avec les bornes (+) et (-) d'une source d'alimentation de tension continue, ces plaques se chargent d'électricité, comme le font les armatures d'un condensateur et aucun courant ne passe entre elles.

Mais un champ électrostatique apparaît entre les plaques !

Un électron, corpuscule élémentaire d'électricité négative, franchissant l'espace séparant les plaques, est naturellement attiré par la plaque (+), polarisée positivement.

Il est part contre repoussé par la plaque (-) laquelle est polarisée négativement.

L'électron voit par conséquent sa trajectoire déviée...

En l'absence de polarisation des "plaques de déviation" un électron émis par le foyer électronique P percute l'écran du cathoscope au point O, centre de l'écran. Les plaques étant excitées, comme l'indique le schéma de la même figure 3, l'électron vient percuter l'écran au point M...

Les plaques verticales, disposées, verticalement dans le cathoscope, assument la déviation horizontale du spot sur l'écran, cependant que les plaques horizontales, disposées horizontalement, assument la déviation verticale du spot.

Simple, non ?

Si les plaques horizontales et les plaques verticales sont excitées de façon alternative, il est bien évident que le spot lumineux décrit, sur l'écran, une courbe lumineuse qui traduit optiquement et géométriquement le phénomène observé, si le phénomène en question est bien entendu préalablement traduit sous forme de signal électrique, dont la tension vient modifier le potentiel de polarisation des plaques de déviation...

Supposons que les plaques ne soient pas excitées !

Le spot reste immobile, en O, au centre de l'écran...

Si une tension alternative est appliquée aux seules plaques horizontales, le spot décrit alors un segment de droite

verticale, comme montré par la figure 4-A.

Si une tension alternative est appliquée aux seules plaques verticales, le spot décrit cette fois un segment de droite horizontale, ce que montre la figure 4-B.

Mais l'application simultanée d'une tension alternative aux deux jeux de plaques de déviation fait apparaître, sur l'écran, une forme lumineuse inclinée, qui est la traduction géométrique, en deux dimensions, de la tension alternative appliquée aux plaques de déviation (figure 5).

Dans la pratique, pour que la déviation du spot soit parfaitement équilibrée, il convient que les tensions appliquées aux plaques de déviation soient de grandeur égale et de signe opposé.

Voilà qui permet de conserver la concentration du spot dans les déviations importantes...

Il est convenu, sur l'écran d'un oscilloscope, de désigner la déviation Horizontale par X et la déviation Verticale par Y, à la façon dont s'expriment les coordonnées d'un point dans un système d'axes perpendiculaires...

L'écran est quadrillé par un réticule, dont l'échelle, indispensable, sert à calibrer, à quantifier l'amplitude de la tension du signal visualisé sur l'écran.

La sensibilité S du système de visualisation d'un phénomène sur l'écran d'un oscilloscope s'exprime, par exemple,

Les cathoscopes (tubes cathodiques)

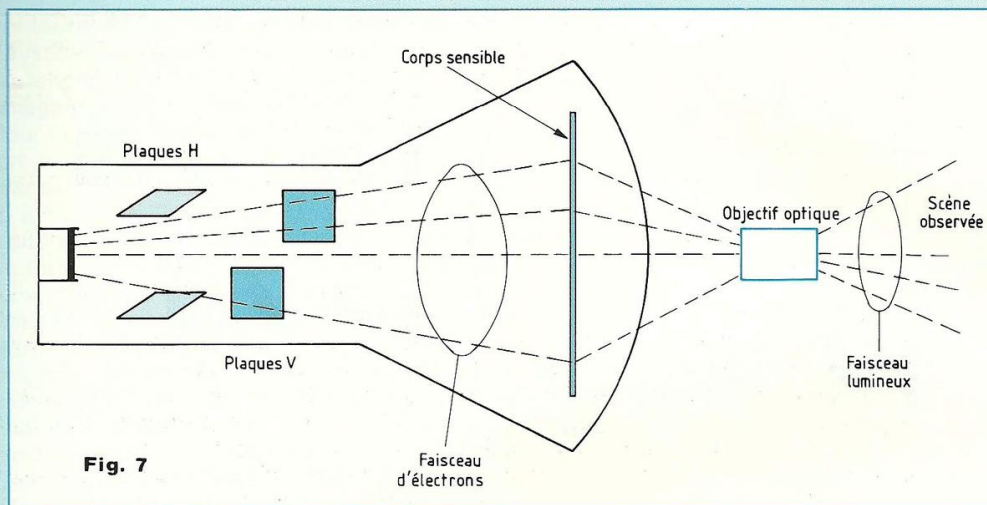


Fig. 7

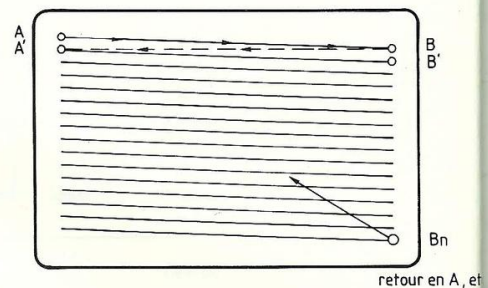


Fig. 8

en millimètres de longueur de déviation verticale du spot par volt (ou sous-multiple) de tension du signal analysé.

DEVIATION ELECTROMAGNETIQUE

Nous venons de voir comment s'opère la déviation du spot sur l'écran du cathoscope, par le jeu de plaques (quatre) de déviation électrostatique, électrodes disposées à l'intérieur du tube.

Nous savons qu'un champ électromagnétique, c'est-à-dire engendré par le passage du courant dans une inductance, un bobinage, dévie la trajectoire d'un électron, tout comme le fait un champ électrostatique.

Chez les cathoscopes à écran de grandes dimensions la déviation du spot s'opère électromagnétiquement, à l'aide d'un jeu d'inductances disposées à l'extérieur du tube.

Convenablement installées, les inductances développent deux champs électromagnétiques croisés, ayant la même action, les mêmes effets sur le faisceau électronique que les plaques de déviation électrostatique.

Les inductances de déviation sont au nombre de quatre (figure 6), qui sont associées deux à deux, les (deux)

inductances de déviation X (horizontale) et les (deux) inductances de déviation Y (verticale).

Ces inductances sont appelées les bobines de déflexion, elles sont rigidement assemblées en un ensemble appelé bloc de déflexion.

En résumé, les cathoscopes à écran de petites et moyennes dimensions, par exemple ceux des oscilloscopes, sont du type à déviation électrostatique, opérée à l'aide de plaques, les autres (télévision, etc.) sont du type à déviation électromagnétique, opérée par inductances.

Nous vous invitons maintenant à un tour d'horizon des principes techniques des systèmes de télévision...

TELEVISION EN NOIR ET BLANC

La caméra de prise de vues comporte un cathoscope panchromatique, c'est-à-dire sensible à toutes les couleurs composant la lumière visible, ces couleurs mises en évidence par un prisme, ou différenciées chez l'arc-en-ciel et qui ont été adoptées pour l'élaboration du code des couleurs de nos résistances !

Tout comme en photographie, l'image finale reproduite en télévision en Noir et

Blanc doit traduire suggestivement, par des nuances allant du noir pur au blanc pur, les diverses couleurs du sujet photographié.

A l'aide d'un objectif, optique, comme nous le faisons chez un appareil photographique, ou une caméra cinématographique, nous formons, sur une surface sensible, une image de la scène objet de la prise de vues (figure 7). Les photos du faisceau lumineux formateur d'image arrachent des électrons au corps constituant la surface sensible.

Un élément de la surface du tube devient par conséquent d'autant plus positif qu'il est intensément éclairé, sa charge électrique devient plus positive que celle du reste de la surface, puisqu'il perd d'avantage d'électrons.

C'est ainsi que nous obtenons, sur la surface sensible, une "image électrique" de la scène observée...

Cette image va être "analysée".

Les électrons, cela va de soi, sont attirés par une anode, électrode hautement positive, mais ils doivent, pour l'atteindre, passer entre deux jeux de plaques de déviation électrostatique.

Vous avez deviné que le premier jeu assume la déviation horizontale du faisceau d'électrons se rendant à l'anode, cependant que le second jeu assume la déviation verticale du faisceau !

Le premier jeu de plaques dévie systématiquement le faisceau d'électrons

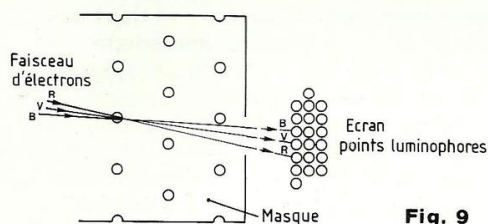


Fig. 9

de gauche à droite, le second dévie le faisceau de haut en bas.

La surface du tube est ainsi analysée, explorée, "balayée" 25 fois par seconde, ce qui correspond à l'obtention de 25 images par seconde.

Voilà un choix, c'en est un, qui n'a rien de surprenant à première vue, puisque nous savons qu'en cinéma il faut projeter, par seconde, un nombre d'images successives de cet ordre de grandeur, pour recueillir l'impression de (bonne) continuité du mouvement restitué.

Mais il se trouve également, c'est du plus important, que ce nombre 25 est la moitié du nombre 50 et ce nombre 50 est, en hertz, la fréquence de la tension alternative du réseau qui nous dessert en énergie électrique !

Toutes ces coïncidences sont vraiment curieuses, non ?

Nous verrons tout à l'heure comment ceci explique cela.

A l'émission, le signal vidéo délivré par le cathoscope de prise de vues subit les nécessaires amplifications, le rendant capable de moduler l'onde électromagnétique, laquelle, envoyée par l'émetteur, le véhiculera jusqu'aux lieux de réception...

Le signal son, inséparable compagnon du signal vidéo, est naturellement du voyage, mais il est transporté par son onde porteuse personnelle, il ne faut pas mélanger l'image avec le son !

Une réglementation universelle définit les canaux d'émission, précise les fréquences réservées à la télévision, à la radiodiffusion, aux radiocommunications, etc...

A la réception, l'antenne directive, orientée vers l'émetteur, est taillée aux dimensions géométriques harmonisées avec la longueur d'onde des signaux à capter, en d'autres termes avec leur fréquence.

Il est procédé aux nécessaires amplifications, puis à la détection des signaux vidéo et son, lesquels sont acheminés vers les montages appropriés à leur traitement, pour les reproduire.

Nous savons que le spot est le petit point lumineux qui se déplace sur l'écran du cathoscope, sous l'influence des dispositifs de déviation horizontale et de déviation verticale.

Nous faisons balayer l'écran du cathoscope par le spot, lui faisant décrire des horizontales, allant de la gauche vers la droite, cela de haut en bas, tout comme s'effectue l'exploration de l'écran, à la prise de vues, ce que nous venons de voir.

Le spot, petit point lumineux, part de A (figure 8) pour se rendre à B, il décrit la ligne A -> B.

Il revient se placer en A', au-dessous de la place qu'il occupait (en A) et effectue une deuxième traversée de l'écran, toujours de gauche à droite, décrivant la ligne A' -> B', puis revient à gauche de l'écran et ainsi de suite...

Parvenu au point Bn, en bas à droite de l'écran, il recommence méthodiquement son balayage, A -> B, A' -> B', etc...

Les retours de droite à gauche, B -> A', B' -> A'', etc..., sont extrêmement rapides, ils sont invisibles.

Chez l'oscilloscope il est même procédé à l'extinction, à l'effacement du spot durant son retour, vers la gauche de l'écran, pour parfaire la qualité de l'image formée !

Pour éviter le papillonnement, extrêmement désagréable à l'œil, le balayage de l'écran télévision s'effectue une ligne sur deux, c'est-à-dire qu'une première demi-image est formée des lignes de rang impair, la seconde demi-image est formée des lignes de rang pair, c'est l'opération d'interlignage.

Sous alimentation secteur à 50 hertz nous reformons 50 demi-images par seconde (une demi-image par alternance positive), ce qui nous fait bien au total 25 images complètes par seconde...

Tout simplement...

A l'émission, le signal vidéo est marqué d'un "top de synchronisation", lequel ponctue le défilement des images, "marquant" chaque image.

A la réception, le top est "extraît", qui permet de synchroniser l'image restituée, reproduite sur l'écran du cathoscope, avec celle provenant de l'émetteur.

Portons notre attention un instant sur un point important, un point lumineux, nous voulons dire le spot !

Ses variations d'intensité lumineuse, allant du blanc pur (intensité maximale) au noir (intensité nulle) traduisent fidèlement les nuances qui font l'image.

Mais plus le diamètre du spot est petit, en dimension, plus nous pouvons "placer" de lignes A -> B, A' -> B', etc., sur l'écran et plus l'image obtenue est ... fine !

Voilà pourquoi la télévision française N et B des années 50, avec l'adoption (en 1948) de la définition de 819 lignes, c'est-à-dire d'un nombre de 819 lignes (d'exploration) par seconde, était admirée pour sa qualité, sa finesse d'image.

Voyons le pourquoi des choses...

La fréquence secteur étant chez nous de 50 hertz, 50 périodes par seconde, ce qui justifie, nous l'avons vu, le nombre de 25 images complètes par seconde, la qualité de l'image N et B en 819 lignes se traduisait tout simplement par un nombre de :

25 images par seconde x 819 lignes = ...
20 500 lignes par seconde.

Aux Etats Unis, la fréquence de la tension secteur étant de 60 hertz (elle l'est toujours et le restera !), la définition de 625 lignes donnait :

30 images par seconde x 625 lignes = ...
18 500 lignes par seconde.

Voilà qui procurait une image N et B de finesse un peu inférieure à celle de la nôtre, mais néanmoins d'excellente qualité, résultant de la fréquence de 60 hertz de la tension secteur, contre les 50 hertz de chez nous.

La définition de 445 lignes, adoptée naguère en Angleterre et depuis

Les cathoscopes (tubes cathodiqu

longtemps disparue, à ne plus considérer aujourd'hui que comme expérimentale, ne conduisait qu'à un nombre de :
 25 images par seconde x 445 lignes = ...
 11 125 lignes par seconde, donc une qualité très inférieure, que nous ne critiquerons pas !
 La définition de 819 lignes occupant plus (trop) d'espace dans le spectre des fréquences, exigeant une bande de fréquences plus large, il a été convenu de s'aligner, c'est le mot qui convient (!), depuis 1983, sur la définition désormais unique de 625 lignes...

TELEVISION EN COULEURS

Faisons maintenant un tour d'horizon des principes techniques de la télévision en couleurs !
 La T.V.C. est fondée sur l'analyse trichrome des images.
 Nous savons que la lumière "blanche" est décomposable en plusieurs couleurs composantes (sept), qui sont les (sept) couleurs de l'arc-en-ciel, également mises en évidence à l'aide d'un prisme.
 Mais la conjugaison, la superposition des trois seules couleurs fondamentales, rouge R, verte V et bleue B, permet l'expression de toutes les couleurs possibles rencontrées.
 Il est une manipulation qu'il est bon d'avoir conduit une fois, ou encore que les visiteurs du Palais de la Découverte peuvent se faire présenter par le physicien démonstrateur, toujours complaisant !
 A l'aide d'un projecteur nous envoyons, sur une surface blanche (écran), un faisceau lumineux coloré monochromatique, c'est-à-dire d'une seule couleur de base, pure et l'écran se colore de cette seule couleur...
 Par exemple, en plaçant dans le passe-vues du projecteur un filtre monochromatique sélectif de la (seule) couleur Rouge, l'écran s'éclaire de cette (seule) couleur Rouge.
 En vérité, les seules radiations de la couleur rouge, qui font partie du faisceau lumineux de couleur blanche envoyé par le projecteur, "passent", sont

exclusivement transmises par le filtre sélectif Rouge, lequel arrête les radiations des autres couleurs.
 Les seules radiations de la couleur (Rouge) du filtre arrivent sur l'écran, lequel les renvoie, ce qui le fait paraître Rouge...
 Si nous plaçons simultanément dans le passe-vues d'un second projecteur un filtre monochromatique Bleu, l'écran prend alors la couleur (Rouge + Bleu), appelée "Magenta".
 Si nous plaçons dans le passe-vues d'un troisième projecteur, mis en service en même temps que les deux premiers, un filtre monochromatique Vert, l'écran n'est plus coloré, il est blanc, c'est-à-dire de la couleur blanche, résultant de la superposition des trois couleurs fondamentales !
 La "somme" des trois fondamentales (R+B+V) donne le blanc, qui est l'ensemble, la superposition de toutes les couleurs composant le spectre visible.
 Vous pourriez aussi constater que la superposition (Vert + Bleu) donne le "Cyan", etc...
 La trichromie est à la fois la technique de décomposition, mais également de recombinaison de toutes les couleurs en ces trois fondamentales, le Rouge, le Bleu et le Vert.
 En télévision en couleurs, à l'émission, l'analyse par filtrage, à l'aide de filtres sélectifs respectivement R, V et B, donne trois images électriques composantes, R, V et B.
 A la réception les trois images, R, V et B sont superposées sur l'écran du cathoscope couleurs, restituant l'image d'origine...
 Différents moyens techniques peuvent être mis en œuvre en matière de reformation d'image, chez le récepteur T.V.C.
 Par exemple, chez le cathoscope couleurs, trois canons à électrons sont affectés respectivement au traitement de chacune des composantes, image Rouge, image Verte et image Bleu.
 Le traitement des trois informations, R, V et B est commandé par des signaux de synchronisation, à la façon de la technique pratiquée en N et B.
 Pour que les trois images primaires, R, V

et B se superposent parfaitement, un "masque", perforé de quelques ... 200 000 petits trous, est interposé sur le trajet des électrons, à proximité immédiate de l'écran, comme le montre le schéma reproduit par la figure 9.
 L'écran a naturellement reçu le dépôt des trois sortes de luminophores, des composés chimiques minéraux chez lesquels le phosphore tient bonne place.
 Les luminophores s'illuminent selon leur couleur spécifique, sous l'impact des électrons.
 Les trois faisceaux d'électrons viennent ainsi percuter l'écran en trois petits points correspondant chacun à l'une des trois couleurs de base.
 Il est absolument incontestable que la couleur flatte l'œil et de lourds travaux continuent à être menés, à la recherche des meilleurs luminophores, qui font la réputation des grands ténors dans ce domaine de la télévision en couleurs...
 Mais nous soulignerons le fait que l'orientation actuelle est pointée sur la haute définition, gage d'une image d'une qualité encore supérieure à celle à laquelle nous sommes désormais habitués...

DIVERS PROCÉDES DE T.V.C.

Certains pays ont adopté le procédé NTSC, d'autres pays ont adopté le PAL, d'autres le SECAM...
 Nous vous proposons de voir, en simple, en quoi diffèrent ces différents procédés.
 La technique sait, fort heureusement, convertir des images produites selon un procédé en des images obtenues selon un autre procédé, c'est pourquoi des échanges peuvent se faire, entre pays ayant opté pour des procédés différents.
 Nous entendons parfois parler de compatibilité des procédés...
 Il s'agit d'une obligation technique évidente, un récepteur en N et B doit, obligatoirement, être capable de donner une image N et B d'une image en Couleurs !
 Chaque signal correspondant à l'une des

s)

trois couleurs primaires est transformé en une image en Noir et Blanc (illuminance) et en deux signaux de couleurs (chrominance) superposés à cette image, invisibles sur un écran N et B.

Voilà pourquoi un récepteur N et B donne une image en N et B d'une image en Couleurs et pourquoi un récepteur Couleurs donne une image en Noir et Blanc d'une image N et B...

Le procédé NTSC (vient de National Television System Committee) est américain.

Il consiste à transporter simultanément, sur la même onde sous-porteuse, les deux signaux de chrominance correspondant à un élément d'image.

Ce procédé impose par conséquent à la sous-porteuse une double modulation combinée, d'amplitude et de phase.

Le procédé PAL (vient de Phase Alternative Line) est un procédé allemand,

il est une amélioration du précédent.

Il repose également sur le principe de la transmission simultanée du signal de luminance par l'onde porteuse et des deux signaux de chrominance par l'onde sous-porteuse.

Le procédé SECAM (vient de Séquentiellement et à Mémoire) est "le" procédé français.

Il a été présenté officiellement, pour la première fois, en décembre 1959...

Il repose sur le principe de la transmission simultanée du signal de luminance par l'onde porteuse et de l'un des deux signaux de chrominance par la sous-porteuse.

Le second signal de chrominance est transmis après le premier (séquentiellement).

Les signaux de chrominance sont désignés Dr et Db.

Le signal Dr correspond à la différence

de couleur (Y - R), et le signal Db correspond à la différence (Y-B) avec Y = luminance, R = rouge et B = bleu.

Le signal transmis est pris en mémoire, pour être restitué au moment où parvient le suivant, de façon à disposer sur chaque ligne de chacun des deux signaux de chrominance.

Le procédé SECAM, de "balayage alterné", n'impose à la sous-porteuse que la modulation en fréquence, ce qui conduit à l'obtention d'une plus grande stabilité de l'image et un meilleur rendu des couleurs.

Il a de plus l'avantage de ne provoquer aucune interférence entre les divers signaux, il permet l'utilisation, sans modification (!), des équipements d'émission, des relais et aussi des enregistrements en Noir et Blanc.

Georges Matoré

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à **LED** (6 n^{os} par an)

(Ecrire en CAPITALES, S.V.P.)

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 125 F AUTRES* : 175 F

NOM

PRENOM

N° RUE

CODE POSTAL VILLE

* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 50 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire C.C.P. mandat

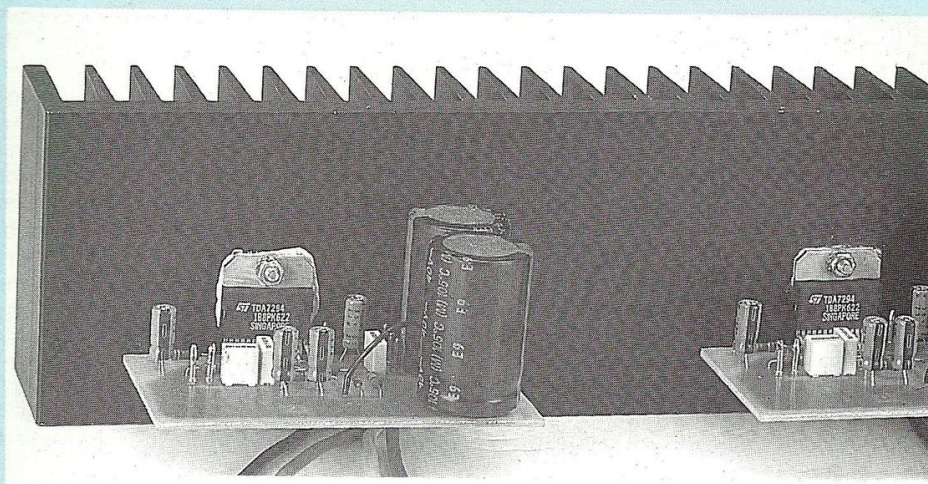
Le premier numéro que je désire recevoir est : N°

A retourner accompagné de votre règlement à :

Service Abonnements, EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 44.65.80.88 poste 7315



LE TDA7294 DE SGS-THOMSON AMPLIFICATEUR AUDIO TECHNOLOGIE MOS 100 V - 100 W AVEC MUTING ET STAND-BY



Le TDA7294 est un circuit intégré de puissance encapsulé dans un boîtier multiwatt 15 (15 broches) mis au point récemment par SGS-THOMSON pour des utilisations en tant que : amplificateurs audio Hi-Fi en classe A.B, enceintes amplifiées, sections basse-fréquence des téléviseurs haut de gamme.

Il est capable de fournir à lui seul des puissances importantes lorsque sa sortie est chargée par des impédances de 4 ou de 8 ohms. Même si l'alimentation n'est pas très généreuse en filtrage, la "ronflette" résiduelle reste très faible. La présence d'une fonction "muting" avec constante de temps R.C ajustable permet de s'affranchir de tout "cloc" à la mise sous tension de l'amplificateur.

- Présence de fonctions Muting et Stand-by
- Pas de bruit de mise "en" ou "hors" service de l'amplificateur
- Pas de cellule de Boucherot
- Très faible distorsion
- Très faible bruit résiduel
- Protection contre les courts circuits
- Protection thermique

VALEURS MAXIMALES ADMISSIBLES

- Tensions d'alimentation V_s : ± 50 V (sans modulation appliquée en entrée)
- Courant de sortie crête : 10 A
- Puissance maximale fournie, boîtier à 70°C : 50 W
- Température ambiante de fonctionnement : 0 à 70°C

- Température de jonction max : 150°C
- Résistance thermique jonction-boîtier : $1,5^\circ\text{C/W}$

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

- Tensions d'alimentation V_s : ± 10 V minimum à ± 40 V maximum
 - Courant de repos : 20 à 60 mA (30 mA typique)
 - Courant de polarisation en entrée : 500 nA
 - Tension d'offset en entrée : ± 10 mV
 - Courant d'offset en entrée : ± 100 nA
 - Puissance de sortie efficace en continu (distorsion de 0,5 %)
 - $V_s = \pm 35$ V, charge de 8Ω : 60 à 70 Weff
 - $V_s = \pm 31$ V, charge de 6Ω : 60 à 70 Weff
 - $V_s = \pm 27$ V, charge de 4Ω : 60 à 70 Weff
 - Puissance musicale efficace (distorsion de 10 %) pendant 1s
 - $V_s = \pm 38$ V, charge de 8Ω : 100 Weff
 - $V_s = \pm 33$ V, charge de 6Ω : 100 Weff
 - $V_s = \pm 29$ V, charge de 4Ω : 100 Weff
 - Distorsion harmonique totale
 - $P = 5$ W à 1 kHz : 0,005 % typique
 - $P = 0,1$ à 50 W dans la bande 20 Hz à 20 kHz : 0,1 % max
 - Slew Rate : 7 à 10 V/ μs
 - Gain en boucle ouverte : 80 dB
 - Gain en boucle fermée : 24 à 40 dB (30 dB typique)
 - Réponse en fréquence à - 3 dB avec 1 W en sortie : 20 Hz à 20 kHz
 - Résistance d'entrée : 100 k Ω minimum
 - Protection thermique : déclenchement à 145°C
- Après avoir pris connaissance de ces chiffres excellents avancés par SGS-Thomson nous allons étudier l'implantation d'un circuit imprimé qui nous permettra quelques manipulations en vue de réaliser un amplificateur stéréophonique puis une version pontée plus puissante.

CARACTERISTIQUES DU TDA7294

- Tension d'alimentation élevée (± 40 V)
- Etage de sortie en technologie DMOS
- Puissance de sortie élevée (elle atteint les 100 W musicaux)

LE TDA7294

LE BOITIER

Il s'agit d'un Multiwatt 15 dont la figure 1 nous précise la fonction de chacune des 15 broches ou plutôt des 13 broches puisque 3 d'entre elles ne sont pas connectées. Ces broches sont disposées en quinconce au pas de 2,54 mm, ce qui

LE TDA7294 DE SGS-THOMSON

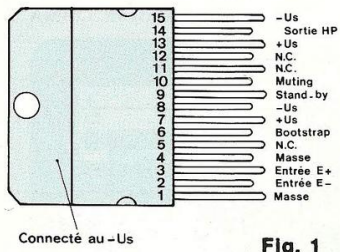


Fig. 1

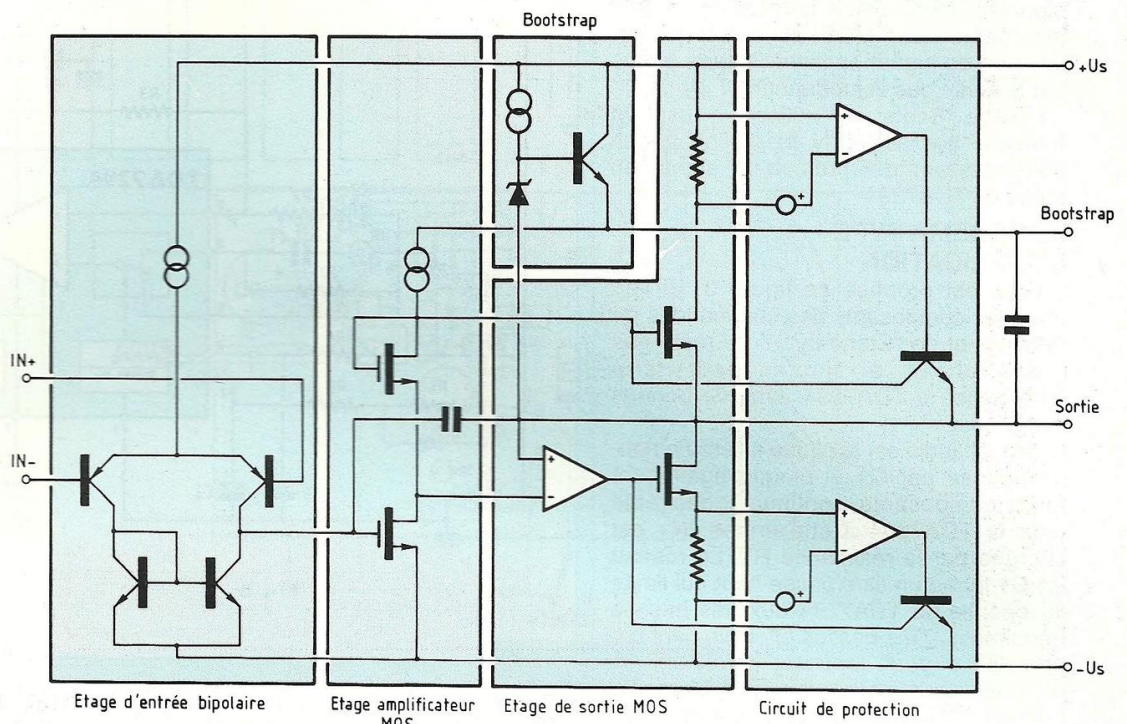


Fig. 2

est très pratique pour l'étude du circuit imprimé et le positionnement des pastilles. Nous avons donc une première ligne de 8 broches et une seconde de 7 broches en retrait de 5,08 mm.

La puce est enfermée et protégée dans un volume réduit de plastique de 20 mm x 10 mm x 4 mm surmonté d'une surface métallique percée d'un unique trou de fixation. Elle est évidemment destinée au transfert de la chaleur vers un dissipateur thermique volumineux. De ce côté rien n'a changé, si l'électronique passe maintenant inaperçue avec son très haut niveau d'intégration, la surface de refroidissement elle n'a pas changé si on veut lutter efficacement contre l'effet Joules et le déclenchement inévitable de la protection thermique du TDA7294 à 145°C.

LA STRUCTURE INTERNE

Nous constatons que SGS. Thomson utilise les deux technologies BIPOLAIRE et MOS avec ce TDA7294, ce qui nous paraît un choix fort judicieux qui devrait se manifester lors de l'écoute des études que nous allons mener. Des transistors MOS dans l'étage de sortie, ça c'est du nouveau !

Des circuits intégrés de puissance, nous en avons testé beaucoup dans nos réalisations depuis le N°1 de Led, de l'ancêtre TDA2003 de SGS au récent LM3886 de National Semiconductor.

A leur actif, on ne peut nier la simplicité de mise en œuvre. Les circuits intégrés ne demandent que quelques composants R/C périphériques pour fonctionner.

La puce récente inclut même une protection contre les courts circuits, la surchauffe et parfois une protection contre les inversions de polarité de l'alimentation. Les prouesses technologiques de ces dernières années permettent de proposer aux marchés professionnel et amateur des puces qui développent des puissances époustouflantes à des prix de revient dérisoires.

La dernière que nous ayons testé, sous la référence LM3886 développait 90 W_{eff}/8 ohms !

La maquette de base proposée dans le N°124 de Led ne demandait pour fonctionner en tout et pour tout que le LM3886, 7 résistances et 6 condensateurs.

Le revers de cette intégration à l'extrême se manifeste hélas à l'écoute. Nous

n'avons, jusqu'à présent, jamais pu retrouver un son dépourvu d'acidité, de sécheresse, avec un quelconque de ces circuits intégrés de puissance. Qu'en sera-t-il avec le TDA7294 !

La figure 2 nous donne quelques sommaires précisions sur les différents étages de cet amplificateur.

- L'étage d'entrée fait appel à des transistors bipolaires PNP/NPN. Deux bases sont accessibles pour les entrées IN+ et IN-.

- L'étage suivant, amplification en tension, est confié à un transistor MOS. De même pour le générateur de courant relié à son drain.

Le signal amplifié est dirigé vers les "gates" des MOS de puissance, avec inversion de phase pour l'attaque du MOS inférieur.

- L'étage de sortie est donc un push-pull de transistors MOS canal P. Deux résistances placées dans le circuit d'alimentation servent à commander le circuit de protection en cas de court-circuit. La tension à leurs bornes est directement proportionnelle au courant de sortie.

- La protection, en cas de court-circuit de la charge, fait appel à des comparateurs et

MODULES AMPLIFICATEURS 2x70 W_{eff} STÉRÉO OU 200 W_{eff} PO

à des transistors de commande du type bipolaire. NPN. Leurs collecteurs pilotent les "gates" des MOS de puissance en fonction du signal appliqué à leurs bases par la sortie des comparateurs.

- L'étage "Bootstrap" utilise lui aussi un transistor bipolaire NPN. Il est piloté par un condensateur qui prélève le signal en sortie du TDA7294.

LE SCHEMA TYPE D'APPLICATION

Il vous est proposé en figure 3. Si l'on retire les composants des commandes de "Muting" et de "Stand-by", il ne reste pas grand chose à ajouter pour faire fonctionner le TDA7294 dans de bonnes conditions.

Le signal audio est appliqué à l'entrée non-inverseuse par C1. Il bloque également toute composante continue indésirable pour le TDA7294. Cette entrée IN+ est chargée par la résistance R1. Le réseau R1.C1 forme un filtre passe-haut qui limite la réponse du TDA7294 aux très basses fréquences. Très basses effectivement car en optant pour un condensateur de 470 nF et une résistance de 20 kΩ, cette fréquence d'intervention f_0 se manifeste à :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \cdot R \cdot C}$$

avec $R = 20 \text{ k}\Omega = 20 \cdot 10^3 \Omega$

$C = 470 \text{ nF} = 470 \cdot 10^{-9} \text{ F}$

$\pi = 3,14$

$$f_0 = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}$$

$$f_0 = \frac{1}{59032 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_0 = \frac{1 \cdot 10^6}{59032}$$

$f_0 \# 17 \text{ Hz}$

Une limitation aux basses fréquences est également imposée par le réseau R2.C2 relié à l'entrée inverseuse. Les calculs menés comme ci-dessus font apparaître une fréquence d'intervention à -3 dB située à 10,6 Hz.

Le rapport des résistances R3/R2 détermine le gain en tension du TDA7294. Avec R2 de 680 Ω et R3 de 22 kΩ, il est donc de 32.

Le fait d'augmenter ou de diminuer la valeur de la résistance R3 permet de modifier la sensibilité d'entrée du

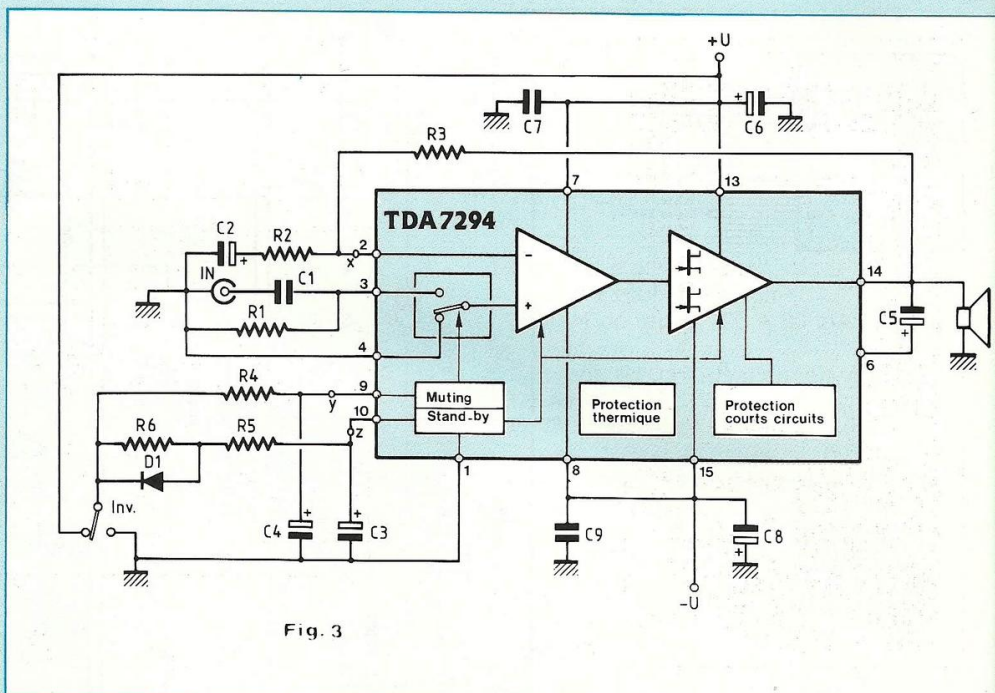


Fig. 3

TDA7294, donc de l'adapter à ses besoins.

Entre les broches 6 et 14 est inséré le condensateur "Bootstrap".

Les tensions d'alimentation sont appliquées aux broches 7 et 13 pour la polarité positive et 8 et 15 pour la polarité négative. Des découplages permettent de s'affranchir de la ronflette et des dangers d'oscillations.

Le fait d'alimenter le TDA7294 en tensions symétriques nous dispense du condensateur de liaison en sortie HP. La tension continue apparaissant aux bornes de la charge est infime, nous verrons cela lors des mesures.

Le TDA7294 ne peut démontrer ses capacités d'amplificateur dynamique aux oreilles des audiophiles sans intervention sur la commande "Muting". Celle-ci est actionnée en appliquant sur la broche 10 une tension positive prélevée sur le +V par le réseau R6/D1-R5. Avec le condensateur C3, nous obtenons une temporisation à la mise sous tension qui est due à la charge de la capacité, vidée au temps t_0 . On évite ainsi le "cloc" à la mise sous tension de l'amplificateur.

La commande "Stand-by" fonctionne de la même façon.

Nous avons jumelé les deux commandes,

mais bien entendu chacune d'elles peut fonctionner séparément.

LE TDA7294 EN STÉRÉOPHONIE

Nous venons de découvrir le TDA7294 en statique, voyons maintenant au moyen d'une réalisation son régime dynamique.

L'écoute stéréophonique se fera tout naturellement par la réalisation de deux étages identiques.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Une étude est proposée à l'échelle 1 en figure 4.

Nous avons prévu de larges pistes pour alimenter les broches 13 et 15 car elles sont reliées aux MOS de puissance. De forts courants transitent ici à puissance max.

Le circuit, bien que supportant les condensateurs de filtrage C6 et C8 de valeur honnête (4700 μF/40 V) est de faibles dimensions : 82x44 mm.

Rien de particulier à signaler dans la gravure de ce circuit imprimé, sauf peut-être de bien veiller à ce qu'il n'y ai pas de court-circuit avec la liaison qui passe au

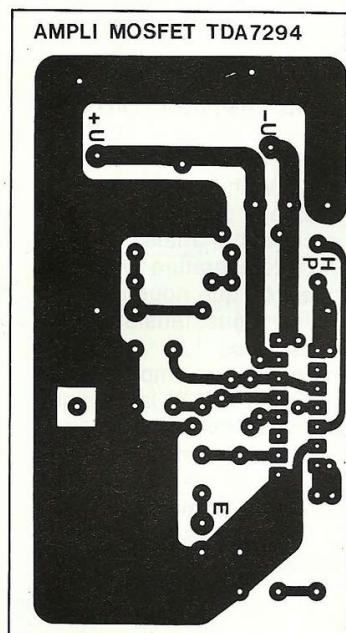


Fig. 4

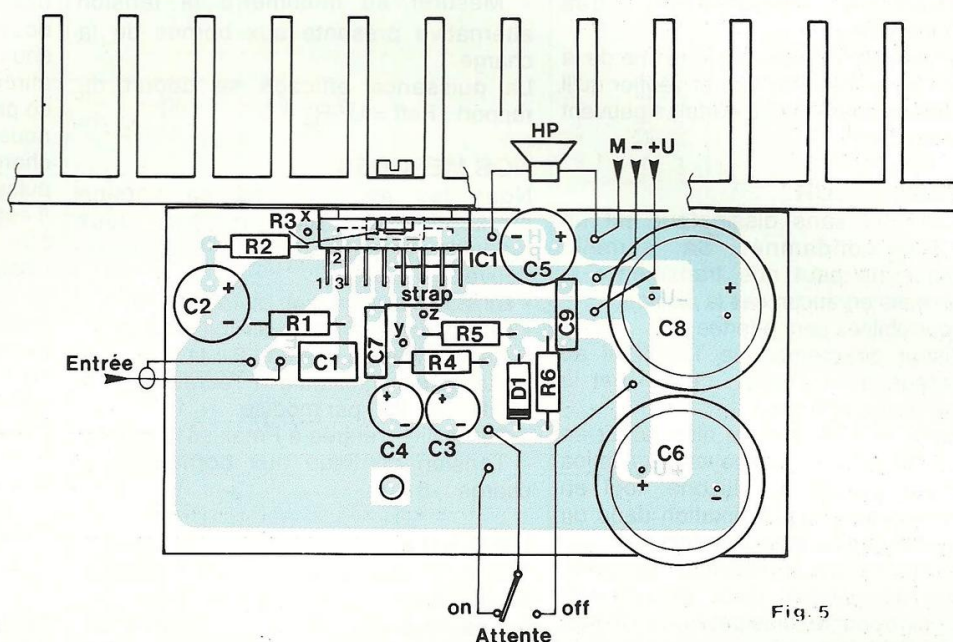


Fig. 5

dessus de la sortie HP, sinon ce sera le "Muting" à la première mise sous tension (il n'est pas destructeur !).

LE CABLAGE

La mise en place des composants sur le C.I. vous est communiquée en figure 5.

La résistance R3 se trouve sous le TDA7294 (contre réaction entre broches 2 et 14).

Ne pas oublier les straps qui alimentent les broches 7 et 8, commencer d'ailleurs le câblage par ceux-ci.

Nous avons vu en début d'article, concernant le brochage du TDA7294, que la "pin" 11 n'est pas connectée. L'étude de notre circuit imprimé fait passer par commodité, la liaison de la broche 10 vers R9 et C6 sur cette pastille 11. **Nous jugeons préférable** toutefois de ne pas souder la broche 11 de IC1 au circuit mais plutôt de la couper pour qu'elle ne dépasse pas côté pistes cuivrées lors de l'insertion du boîtier Multiwatt 15. Le câblage de notre premier TDA7294 sans cette précaution n'a jamais voulu fonctionner !

Le dernier composant à souder est le circuit intégré. Sa mise en place demande un peu de patience ! Veiller à ce qu'il soit bien perpendiculaire au C.I.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Résistances à couche $\pm 5\%$ -1/2 W

R1 - 22 k Ω
 R2 - 680 Ω
 R3 - 22 k Ω
 R4 - 22 k Ω
 R5 - 10 k Ω
 R6 - 33 k Ω

* Condensateurs non polarisés

C1 - 470 nF (pas de 5,08)
 C7 - 100 nF (pas de 7,5)
 C9 - 100 nF (pas de 7,5)

* Condensateurs électrochimiques radiaux

C2 - 22 μ F / 25 V
 C3 - 22 μ F / 25 V
 C4 - 22 μ F / 25 V
 C5 - 22 μ F / 25 V
 C6 - 4700 μ F / 40 V
 C8 - 4700 μ F / 40 V

* Semiconducteurs

IC1 - TDA7294
 D1 - 1N4148

* Divers

Pont redresseur
 Dissipateur 1,2° C/W
 Inverseur
 Picots à souder
 Visserie de 3 mm
 Transformateur 220 V / 2x25 V / 225 VA

MODULES AMPLIFICATEURS 2x70 Weff STÉRÉO OU 200 Weff PO

Attention à l'orientation des électrochimiques.

Le module câblé, dissoudre la résine de la soudure au trichloréthylène et vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit, certains peuvent être destructeur.

LE DISSIPATEUR

Un TDA7294 sans dissipateur est un TDA7294 condamné. Sa semelle métallique ne peut que transmettre la chaleur mais en aucun cas la dissiper.

Deux possibilités sont offertes :

1 - Visser directement le TDA7294 au dissipateur, sans l'isoler, ce qui est la solution la plus efficace.

2 - Visser le TDA7294 au dissipateur en l'isolant de celui-ci au moyen d'un mica enduit de graisse au silicone, tout en faisant passer la vis de fixation dans un canon plastique lui aussi d'isolation.

Attention, la semelle métallique est reliée au (-) de l'alimentation. Dans notre premier cas c'est donc le dissipateur qu'il faut isoler du châssis.

L'ALIMENTATION

Le fonctionnement de notre TDA7294 est assuré dans une large plage de tensions : ± 10 V à ± 40 V.

Notre choix s'est porté sur un transformateur de 225 VA pouvant fournir au secondaire 2x25 V~. Après redressement et filtrage par C6 et C8 nous disposons d'une tension continue symétrique de ± 35 V.

Nous avons vu en début d'article au chapitre "caractéristiques électriques" que SGS. Thomson annonçait une puissance pouvant varier, selon l'échantillon du TDA7294, entre 60 et 70 Weff pour une tension d'alimentation symétrique de ± 35 V et une charge de 8 Ω .

Nous allons pouvoir vérifier.

LES MESURES

- Relier un générateur BF à l'entrée du module, centré sur la fréquence 1 kHz et en position sinus.

- Charger la sortie HP par une résistance de puissance 8 Ω (ou 8 Ω 2).

- Relier la sonde d'un oscilloscope aux bornes de cette charge.

- Mettre sous tension le module amplificateur (le muting est hors service, position off de l'inverseur)

- Un signal apparaît sur l'écran de l'oscilloscope. Augmenter le signal d'entrée jusqu'à l'écrêtage de la sinusoïde.

- Mesurer au multimètre la tension alternative présente aux bornes de la charge.

La puissance efficace se déduit du rapport : $P_{\text{eff}} = U^2/R$.

NOS MESURES

Nous les avons faites en version stéréophonique, en alimentant deux modules amplificateurs. Nous avons trouvé :

- Tension d'alimentation au repos : ± 37 V

- Tension d'alimentation à Pmax : ± 35 V

- Résistances de charge : 8,1 Ω

- Puissance maximale à l'écrêtage et à 1 kHz : 68 Weff par module

- Sensibilité d'entrée à Pmax : 610 mVeff

- Tension continue aux bornes de la charge : -5 mV

L'ÉCOUTE

Étonnant ! C'est la première fois que nous écoutons un circuit intégré de puissance qui ne nous agresse pas les oreilles, qui ne nous projette pas une musique sèche, métallique à la face, une musique fatigante à écouter vous donnant vite une sensation de malaise. Au contraire l'écoute de divers CD est ici agréable, on a envie de rester devant les enceintes.

Le médium est impressionnant de précision, l'aigu sort sans agressivité, il scintille.

Le grave est bien contrôlé, ferme, mais semble toutefois un peu en retrait aux fréquences inférieures à 60 Hz (le signal carré observé à cette fréquence sur l'oscilloscope présente effectivement des paliers assez inclinés).

Sans avoir le pouvoir d'analyse et la dynamique du double push-pull à tubes EL84 publié dans nos numéros 136 et 137, nous sommes très surpris par ce produit proposé par SGS. Thomson.

Un circuit intégré qui "sonne" comme une réalisation qui serait faite à partir de transistors discrets ! C'est une réussite !

Que dire du prix, le TDA7294 est proposé au prix d'un unique transistor de puissance du genre MJ15024/MJ15025... sans commentaire.

LE TDA7294 EN MODE PONTE

Impressionnés par les performances obtenues : puissance, prix de revient très

bas et résultats d'écoute plus que positifs, nous avons voulu aller plus loin en soumettant deux TDA7294 en mode ponté afin de tirer encore plus de puissance, à ce prix il ne faut pas s'en priver ! Du délire, nous avons obtenu de nos deux TDA7294 chargés par une résistance de 8,1 Ω une puissance de 202,5 Weff !

Il est évident que cette puissance ne peut être fournie en continu, mais avec un dissipateur porté à température ambiante, 25°C environ, c'est ce que nous pouvons mesurer à la mise sous tension avant l'échauffement des puces.

Le fonctionnement de ces amplificateurs s'effectuant en classe A.B et la musique moderne ou classique étant une succession de fortissimos et de pianissimos avec une puissance moyenne qui reste modérée, le pontage de deux TDA7294 peut fournir ainsi une écoute avec une puissance impressionnante.

LE SCHEMA

Il fait l'objet de la figure 6, nous voyons que le pontage de deux TDA7294 est une opération relativement simple à réaliser et qui ne nécessite pas de déphaseurs complémentaires. Nous avons obtenu de ce schéma un fonctionnement irréprochable du bloc de puissance, avec un écrêtage parfaitement symétrique.

L'étage de gauche, avec IC1, est pratiquement identique à celui de la fig 3, sauf que le haut-parleur n'est plus connecté entre la broche 14 et la masse, mais en flottant entre les deux sorties des TDA.

La broche 2 de IC1 (entrée inverseuse du TDA7294) n'est plus reliée à un réseau RC dérivé à la masse, mais raccordée à la broche 2 de IC2.

Ce même réseau RC sur la broche 2 de IC2 demeure en sélectionnant toutefois une valeur différente pour le condensateur qui passe de 22 μ F à 1 nF (ou 470 pF). Il ne s'agit plus ici de descendre vers les basses fréquences mais de lutter contre les accrochages HF, et ceux-ci se manifestent bien en l'absence de R5-C13.

L'accrochage ne perturbe pas le fonctionnement de l'amplificateur ponté mais fait tiédir rapidement et inutilement le dissipateur, même au repos en l'absence de modulation.

Le signal est appliqué à l'entrée non-inverseuse de IC1, broche 3, par le condensateur C1, tandis que son homologue C4 est relié à la masse.

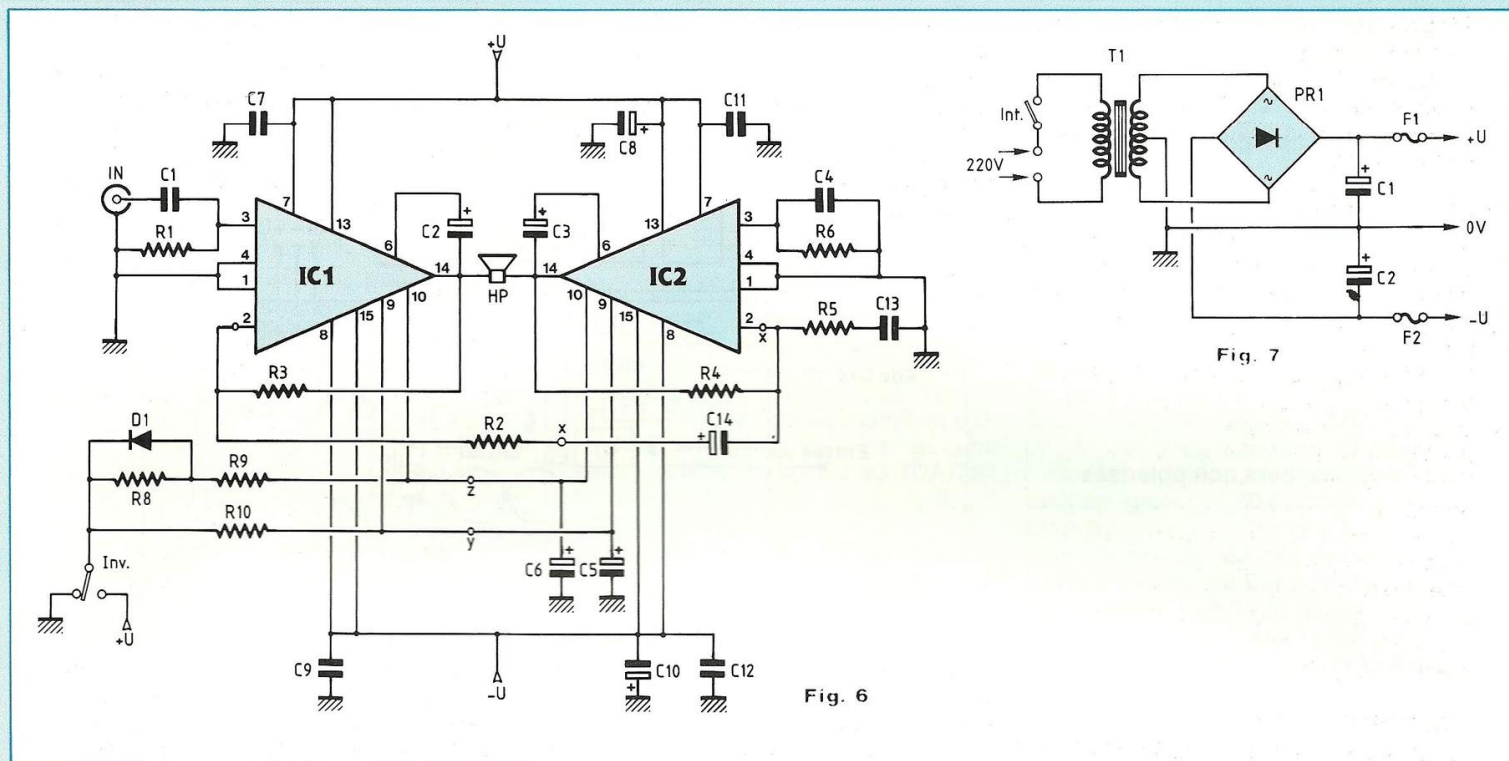


Fig. 6

Les composants nécessaires à l'activation du "Muting" et du "Stand-by" sont uniques pour IC1 et IC2, les broches 9 et 10 de chaque TDA7294 étant connectées entre elles.

Le fonctionnement de ce bloc compact de forte puissance demande du courant et il est utile de renforcer le filtrage effectué par C8 et C10 par deux condensateurs complémentaires de 22 000 μ F / 40 V / C039, ce qu'indique la figure 7.

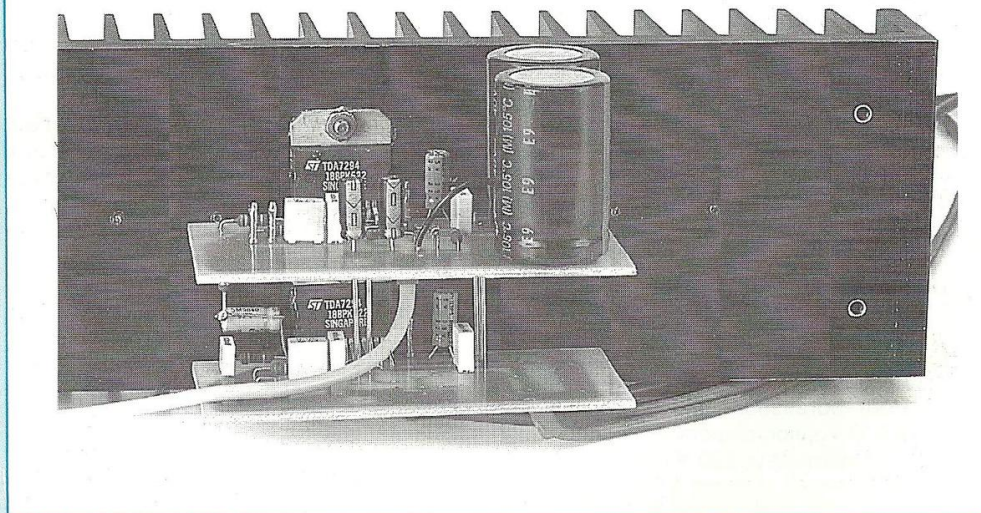
Ainsi, même à puissance max, à 200 Weff, la ronflette est inexistante.

LA REALISATION

Comme nous venons de le constater, il n'y a pas grande différence entre réaliser deux modules pour une écoute stéréophonique et un module pour faire fonctionner une version pontée. Aussi n'avons-nous pas étudié un autre circuit imprimé pour passer de 2x68 Weff à 1x200 Weff, mais utilisé deux CI identiques, câblés différemment.

- Le câblage

Deux plans de câblage vous sont proposés aux figures 8 et 9. Les éléments



qui apparaissent sur le schéma de principe de la figure 6 sont disposés sur deux plaques imprimées.

N'oubliez pas les straps !

Comme pour le câblage du TDA7294 du module précédent, la patte 11 est coupée afin qu'elle ne puisse être soudée.

Les points repérés X, Y et Z sont destinés à être reliés entre eux, Y et Z par du fil de cuivre étamé et X par le condensateur C14

qui sera de préférence à sorties axiales.

Faire de même pour les 3 pastilles d'alimentation, nous avons utilisé du fil de cuivre étamé de 10/10, l'espace qui sépare les deux modules étant au minimum de 27 mm, les queues de composants ne sont pas assez longues.

Souder ces 5 straps au module de la figure 8, celui le plus dense en composants.

MODULES AMPLIFICATEURS 2x70 W_{eff} STÉRÉO OU 200 W_{eff} PO

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Résistances à couche ±5 % -1/2 W

R1 - 22 kΩ
 R2 - 1,3 kΩ
 R3 - 22 kΩ
 R4 - 22 kΩ
 R5 - 680 Ω
 R6 - 22 kΩ
 R7 - supprimée
 R8 - 33 kΩ
 R9 - 10 kΩ
 R10 - 22 kΩ

* Condensateurs non polarisés

C1 - 1 μF pas 5,08
 C4 - 1 μF pas 5,08
 C7 - 100 nF pas 7,5
 C9 - 100 nF pas 7,5
 C11 - 100 nF pas 7,5
 C12 - 100 nF pas 7,5
 C13 - 1 nF (ou 470 pF) pas 5,08

* Condensateurs électrochimiques

C2 - 22 μF / 25 V
 C3 - 22 μF / 25 V
 C5 - 22 μF / 25 V
 C6 - 22 μF / 25 V
 C8 - 4 700 μF / 40 V
 C10 - 4 700 μF / 40 V

* Semiconducteurs

IC1 - IC2 - TDA7294
 D1 - 1N4148

* Divers

Dissipateur K300 ou autre 0,5°/W de R.th.
 Visserie de 3 mm
 Fil de câblage
 Picots à souder
 Inverseur
 Pont redresseur 8 ou 25 Ampères / 200 V
 à 600 V selon disponibilité
 Transformateur 220 V / 2x35 V / 500 VA

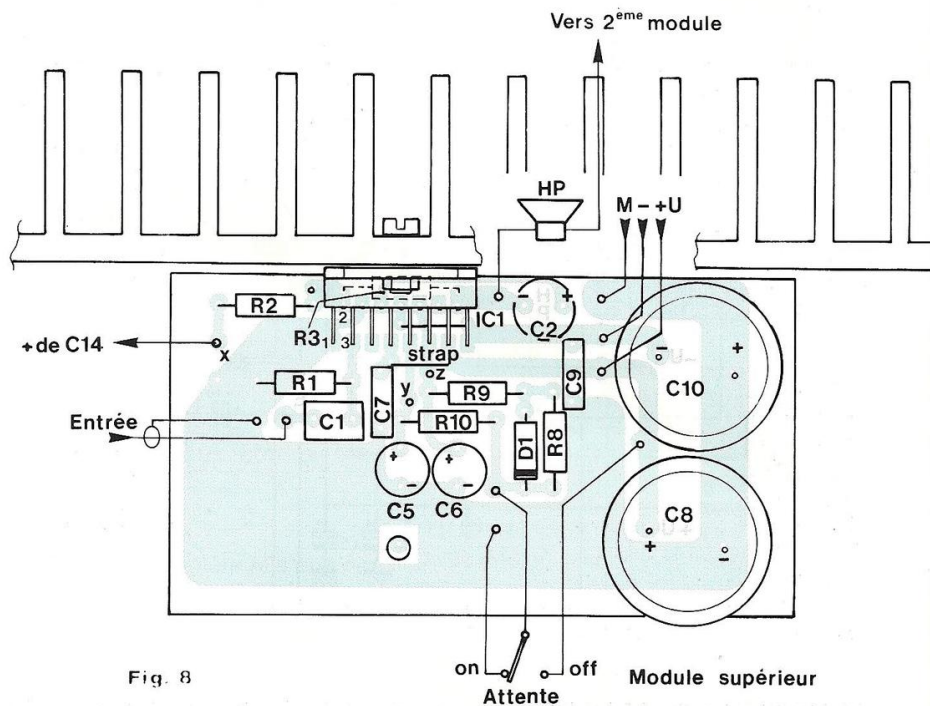


Fig. 8

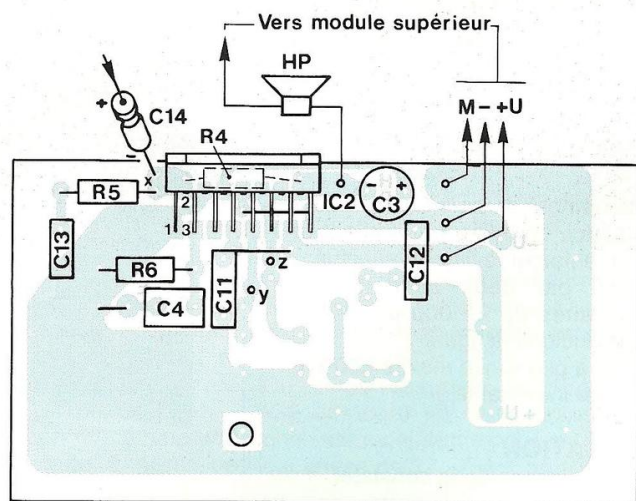


Fig. 9

- Interconnexions

Elles se font en s'aidant du dissipateur. Là encore, isoler ou ne pas isoler les semelles des TDA7294, à vous de choisir ! Pour nos essais nous avons utilisé un dissipateur du type "Peigne" de référence K300 (300x70x40 mm) et de résistance thermique R.th. de 0,5°/W.

Le module de commande, celui qui reçoit la modulation se situe sur le dessus.

Reste à repérer le trou de fixation du TDA7294 sur le dissipateur. Il semble judicieux de le centrer par rapport aux extrémités, soit à 150 mm (entre deux ailettes). Quant à l'ordonnée de ce point, il faut faire en sorte que les condensateurs de filtrage C8 et C10 affleurent le haut du dissipateur.

Avec un crayon, tracer le cercle du trou de fixation du boîtier multiwatt et percer à

φ3 mm.

Immobiliser le module contre le dissipateur.

Enfiler le deuxième module et repérer le trou de fixation de IC2.

Enlever le module supérieur afin de ne pas risquer de l'abîmer lors du perçage du deuxième trou à ø 3 mm.

Visser le module supérieur énergiquement afin que la semelle de refroidissement du

LE TDA7294 DE SGS-THOMSON

TDA7294 soit bien plaquée contre le dissipateur.

Enfiler le module inférieur sans oublier C14 (point X) et visser IC2.

On peut maintenant souder les 5 interconnexions en cuivre étamé de 10/10 et le (+) de C14.

Relier les 3 fils du "Muting" à un inverseur ou effectuer un strap entre R8 et +U.

L'alimentation des modules se fera sous le circuit imprimé inférieur, pour plus de commodité.

Relier les sorties HP à une charge de 8 Ω. Le module est prêt à être testé.

LES MESURES

- Transformateur 2x25 V ~ / 500 VA
- Alimentation renforcée de la figure 7 : 2x22 000 μF + 2x4700 μF sur le module supérieur
- Tensions d'alimentation au repos ±37 V
- Tensions d'alimentation à Pmax : ±33,8 V
- Puissance max obtenue à l'écrêtage à 1 kHz sur charge de 8,1 Ω : 202,5 Weff
- Sensibilité d'entrée à Pmax : 1,2 Veff

Nous ne constatons pas de dispersion sur les deux TDA7294, l'écrêtage est parfaitement symétrique, il intervient en même temps sur les alternances positives et négatives.

Le signal est superbe, pas d'accrochage, pas de ronflette, 113 V crête à crête sur l'écran du scope !

FUNCTIONNEMENT EN 4 OHMS

Tout au long de cet article, nous n'avons parlé que d'impédances de charge de 8 Ω, on peut évidemment sans aucune modification faire fonctionner les TDA7294 avec des haut-parleurs de 4, 6, 8, 16 ohms.

Plus la charge diminue et plus la puissance augmente (si l'alimentation est surdimensionnée). Mais attention, les puces s'échauffent rapidement et la protection thermique intervient vite. Il ne

faut pas espérer pouvoir obtenir 450 Weff sur une charge de 4 Ω !

POUR CONCLURE

Le TDA7294 est un circuit intégré de puissance remarquable pour au moins deux raisons :

- Il fournit une puissance importante dans un volume très réduit et à un prix dérisoire.
 - Il permet une écoute stéréophonique dépourvue d'agressivité, précise, avec un excellent médium.
- Quatre TDA7294 suffisent pour mettre au point un amplificateur triphonique d'excellente qualité, avec 200 Weff pour le caisson grave et 2x68 Weff pour les satellites.

Quant au prix de revient, l'électronique est moins onéreuse que le seul transformateur d'alimentation !

Bernard Duval

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED

à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements
1, boulevard Ney 75018 PARIS

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes au numéros désirés).

Je désire :

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de F par CCP par chèque bancaire
par mandat

- ... n° 131 ... n° 132 ... n° 133 ... n° 134
... n° 135 ... n° 136 ... n° 137 ... n° 138

30 F le numéro (frais de port compris)

(Ecrire en CAPITALES, S.V.P.)

NOM PRENOM

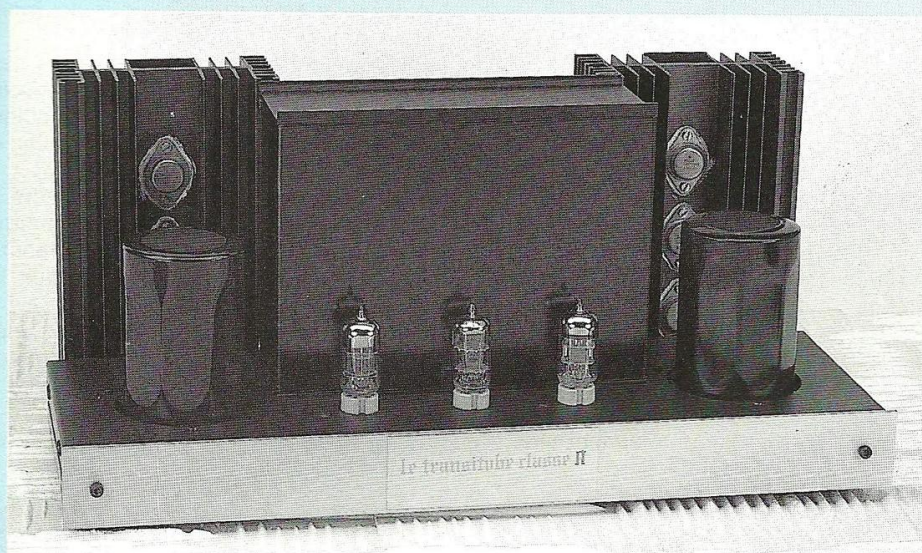
N° RUE

CODE POSTAL VILLE

LE TRANSITUBE

AMPLIFICATEUR HYBRIDE CLASSE A

2x35 Weff / 8 Ohms



Une première, cette étude qui associe le tube au transistor ! Cette idée nous est venue quand nous avons appris que les circuits intégrés haute-tension LM344H et LM144H de National Semiconductor n'étaient plus fabriqués. (Ils ont équipé nos différents amplificateurs classe A monotransistor pendant de nombreuses années en donnant toute satisfaction). Travaillant depuis quelques temps sur des études d'amplificateurs tous tubes, donc fonctionnant à haute-tension, le déclic s'est produit. Pourquoi ne pas remplacer l'étage d'entrée des amplificateurs classe A par une triode ECC83 ! L'idée faisant son chemin, accompagnée par la curiosité, il en est sorti ce projet : Le transitube.

Le réseau de caractéristiques d'un transistor MOS-FET étant comparable à celui d'un tube pentode (d'où l'affirmation de certains audiophiles avançant que le son MOS-FET se rapproche beaucoup de celui du tube), nous avons choisi pour cette réalisation un transistor de puissance IRF150 en étage de sortie, fonctionnant en monotransistor, donc en pure classe A.

LE SYNOPTIQUE DE L'AMPLIFICATEUR

Il vous est proposé en figure 1 et se décompose en 4 parties :

- L'amplificateur en tension avec triode ECC83.
- L'amplificateur en courant avec MOS-FET /IRF150 et régulateurs LM317HVK.

- L'alimentation haute-tension.
- L'alimentation basse-tension symétrique $\pm U$ à partir de laquelle nous créons également le +6,3 V destiné au chauffage des filaments des tubes.

Le signal d'attaque de la grille du MOS-FET doit avoir une amplitude élevée si on veut obtenir de la puissance aux bornes de la résistance de charge. Pour cette raison, nous utilisons une double triode ECC83 par canal. Il en résulte un gain en tension très important de l'ordre de 50.

Le transistor MOS-FET est polarisé par deux régulateurs LM317HVK montés en générateurs de courant. Au repos il est traversé par un courant de l'ordre de 900 mA.

En régime dynamique, le produit (tension) x (courant) permet de disposer d'une puissance de l'ordre de 35 Weff aux bornes d'une charge de 8 ohms.

FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR

* L'AMPLIFICATION EN TENSION

Le schéma de cet étage d'entrée est proposé en figure 2, les deux canaux y sont représentés.

Une double triode ECC83 amplifie le signal de la source (lecteur CD, Tuner, Magnétophone). La modulation est appliquée à la grille G1 qui est polarisée par les résistances R2-R3. La résistance de charge d'entrée R2 a une valeur de 47 k Ω .

La cathode est portée à un potentiel de +1,46 V par la résistance R1 de 2,2 k Ω , tandis que l'anode est chargée par R4, une résistance de 220 k Ω . Le potentiel de la plaque au repos est de + 168 V. Son alimentation est fournie par la cellule de filtrage R10-C5 à partir du + H.T., soit environ +315 V.

La modulation amplifiée est prélevée sur l'anode A1 par le condensateur C1 qui isole la grille G2 de la tension continue présente en A1.

L'étage suivant est identique, avec cette fois-ci une résistance de grille R7 de valeur beaucoup plus élevée, puisque atteignant le 1 M Ω .

La cathode K2 est portée à un potentiel de + 1,45 V par la résistance R6 de 1,2 k Ω .

L'anode A2 chargée par R8 de 100 k Ω voit son potentiel porté à +206 V.

C2 tout comme C1 bloque la tension

LE TRANSITUBE

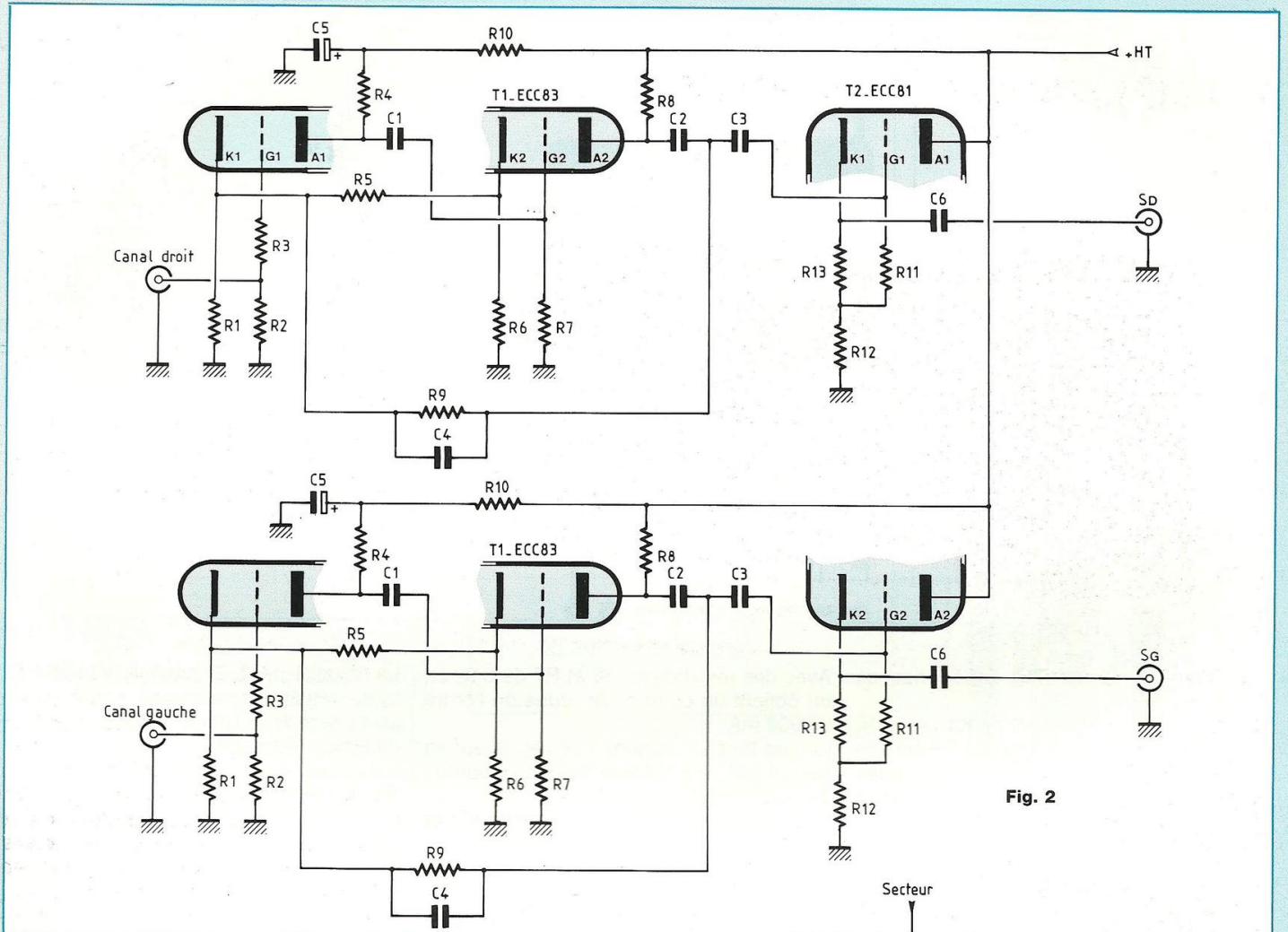


Fig. 2

continue appliquée à l'anode A2 pour ne transmettre que le signal alternatif de modulation.

Celui-ci est réinjecté à la cathode K1 par la résistance de contre-réaction R9 de 100 kΩ et appliqué à la grille de l'étage suivant, un cathode follower.

Ce cathode follower permet d'attaquer la grille du MOS-FET à basse impédance, ce qui est indispensable.

Le condensateur C3 permet de bloquer la tension continue présente sur la grille G1 du tube T2. Le potentiel y est de +38 V.

Le condensateur C4 limite la réponse aux hautes fréquences et permet de freiner le temps de montée des signaux carrés.

Les cathodes sont couplées entre elles par la résistance R5 de 120 kΩ qui assure une réaction positive.

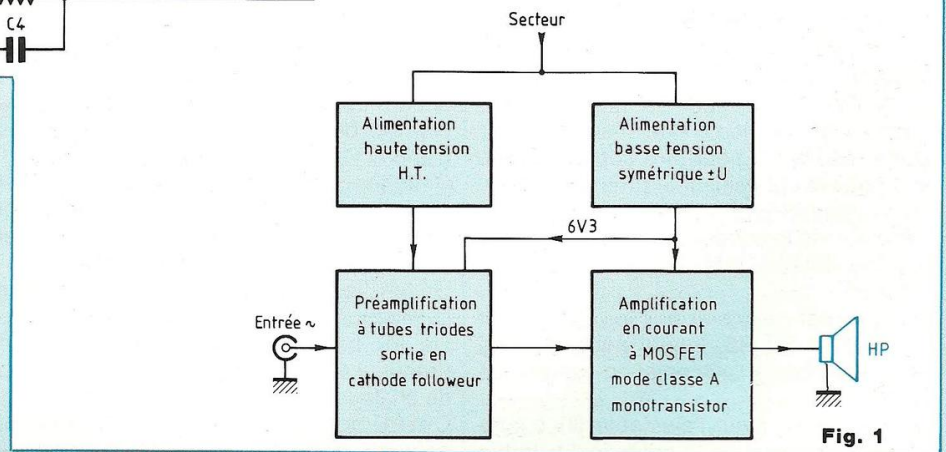


Fig. 1

Le tube T2 est un "suiveur cathodique" comparable à un collecteur commun chez le transistor. Ici pas de résistance de plaque, A1 est directement reliée au + H.T., dont le potentiel est d'environ

+ 320 V. C'est un amplificateur à résistance négative de tension (RNT) série pour lequel le gain en tension β est égal à 1. La résistance négative est donc totale.

AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR

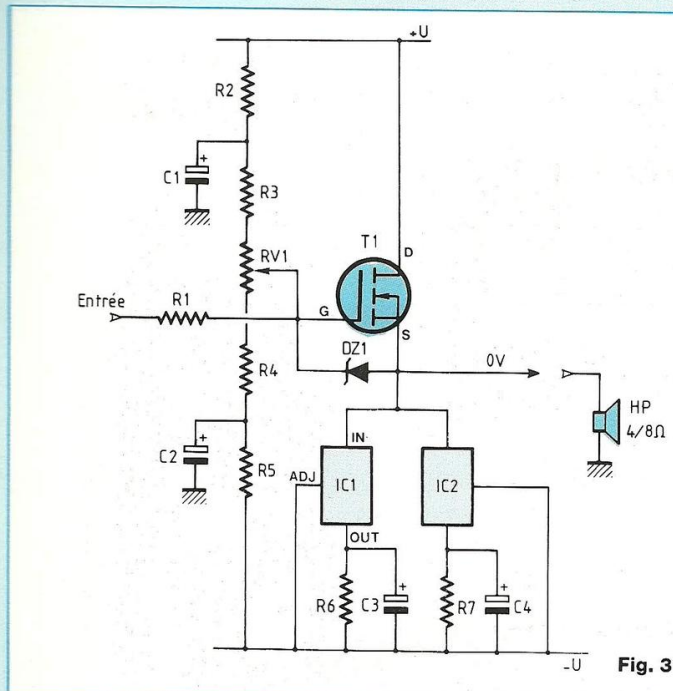
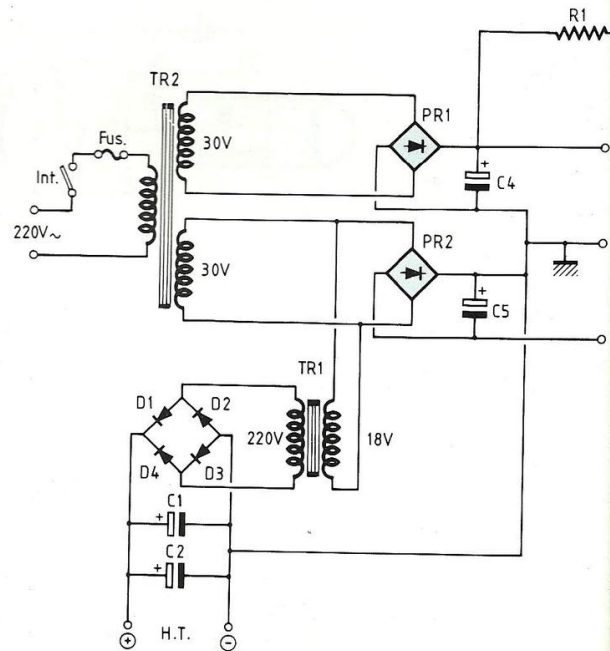


Fig. 3



Cet étage présente une impédance de sortie très faible.

Le potentiel élevé présent en K1 (+100 V) est bloqué par le condensateur C6 qui sert de liaison entre la sortie à basse impédance de cet amplificateur en tension à tubes triodes et la grille du MOS-FET de l'étage de puissance.

* L'AMPLIFICATION EN COURANT

Cet étage de puissance fait l'objet de la figure 3.

La grille de T1 reçoit la modulation à travers la résistance R1 de 1 kΩ.

Cette résistance peut être supprimée (ce que nous avons fait sur le prototype), ainsi on se connecte directement au cathode follower via le condensateur de liaison C6 qui ne laisse passer que le signal alternatif.

La grille est polarisée par le pont résistif R2-R3-RV1-R4-R5, lequel pont est relié aux extrémités à l'alimentation symétrique ±U.

On peut ainsi avec l'ajustable RV1 faire varier le potentiel de la grille de T1, le but recherché étant d'obtenir un 0V sur sa source. La d.d.p. grille / source est d'environ +3,7 V.

La source de T1 est reliée à deux générateurs de courant IC1 - IC2 dont le rôle est de tirer un courant de polarisation.

Avec des résistances R6 et R7 de 0,82 Ω, on obtient un courant de repos de l'ordre de 900 mA.

Le non fonctionnement d'un régulateur se traduit par une tension nulle aux bornes des résistances R6 ou R7.

La destruction des deux régulateurs IC1 et IC2 ne présente aucun danger pour la charge qui se retrouve avec une tension continue de l'ordre de 0,2 V à ses bornes.

Par contre, la destruction du MOS-FET T1 (court-circuit entre drain et source) fait apparaître la tension +U aux bornes de la charge, ce que bon nombre d'enceintes n'apprécient pas longtemps.

Cette tension +U étant d'environ +36 V et la résistance de charge de 8 Ω, un courant de 4,5 A circule alors en permanence et développe une puissance de 160 watts !

Un fusible protecteur est le bienvenu dans la liaison ampli / H.P. pour sauvegarder la vie du boomer dont la bobine mobile prendrait sans la fusion de celui-ci un coup de chaleur souvent destructeur.

Certains fabricants d'enceintes acoustiques prévoient d'ailleurs pour la protection de leurs boomers un tel fusible série, ce qui est une sage précaution avec l'utilisation de plus en plus fréquente d'amplificateurs à l'alimentation symétriques (absence de condensateur de liaison ampli / H.P.).

La diode Zener DZ1 protège le MOS-FET, toute tension gate/source supérieure à 20 V étant destructrice même pour un laps de temps très court.

* L'ALIMENTATION

Le schéma adopté vous est proposé en figure 4. L'alimentation de l'amplificateur hybride nécessite l'emploi de deux transformateurs.

- La basse tension

Tout d'abord nous avons besoin d'une tension symétrique ±U pour l'étage de puissance travaillant en classe A. Un transformateur de 300 VA / TR2 fournit au secondaire deux tensions alternatives de 30 V. Redressées et filtrées ces deux tensions sont transformées en potentiels continus de ±42 V (tensions mesurées à vide).

Nous avons également besoin d'une tension continue de + 6,3 V pour le chauffage des filaments des triodes. Elle est obtenue à partir du +U.

Nous savons que la consommation d'une triode chauffée en 6,3 V est de 300 mA, la consommation de nos trois tubes est donc de 900 mA.

Afin de soulager le MOS-FET / T1, nous insérons dans la ligne d'alimentation une résistance chutrice R1. De valeur ohmique

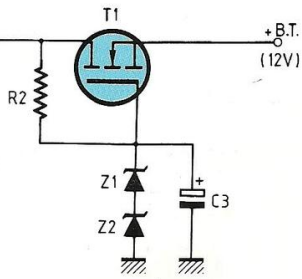


Fig. 4

15 Ω , elle maintient donc à ses bornes une d.d.p. de 13,5 V.

En fonctionnement de l'appareil le potentiel +U étant de l'ordre de +38 V, c'est une tension continue de seulement +24,5 V qui arrive sur le drain de T1.

Le gate étant polarisé à +10,4 V par les zeners Z1 et Z2, nous retrouvons sur la source une tension stabilisée voisine de +6,4 V, suivant la tolérance de ces composants.

- La haute tension

Profitant de la réversibilité d'un transformateur, nous relierons l'un des secondaires de TR2 de 30 V~ au secondaire d'un petit transformateur TR1. Avec une tension secondaire de 18 V~, nous obtenons au primaire après redressement et filtrage une haute tension de +320 V.

RÉALISATION DE L'AMPLIFICATEUR

* LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Ils sont au nombre de 4 pour une version stéréophonique :

- 1 carte préampli en tension qui reçoit les triodes.

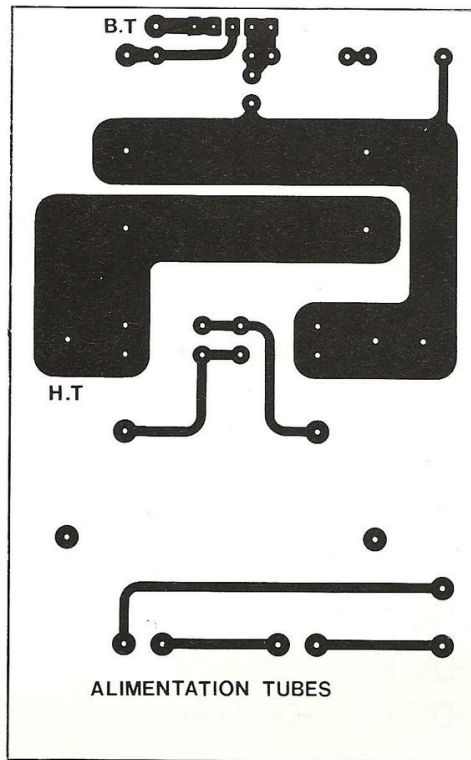


Fig. 5

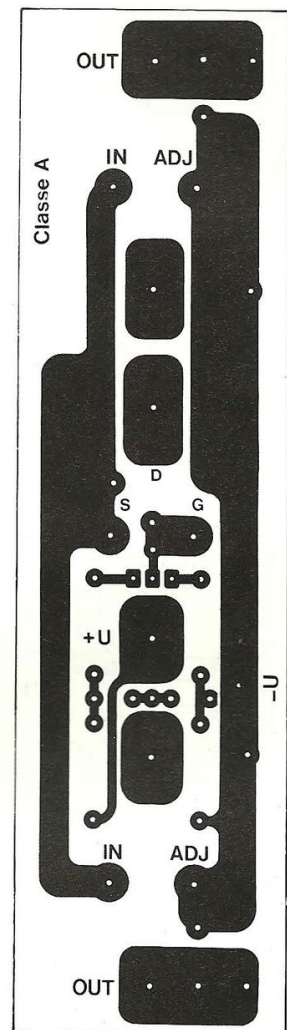


Fig. 6

- 1 carte alimentation haute tension et basse tension 6,3 V.

- 2 cartes amplification en courant recevant chacune le transistor de puissance MOS-FET et deux régulateurs. Les implantations sont proposées aux figures 5, 6 et 7 à l'échelle 1 afin de faciliter le travail des lecteurs qui gravent eux-mêmes leurs circuits.

* LE CABLAGE DES MODULES

- Le préamplificateur à tubes

Le plan de câblage de la figure 8 permet une mise en place des composants de ce premier module sans risque d'erreur possible.

Commencer par souder les 3 supports

NOVAL côté pistes cuivrées.

Côté composants souder les 2 straps, puis les résistances.

Le module étant stéréophonique, nous retrouvons deux fois les mêmes éléments, à l'exception de la triode T2 qui est commune aux deux canaux.

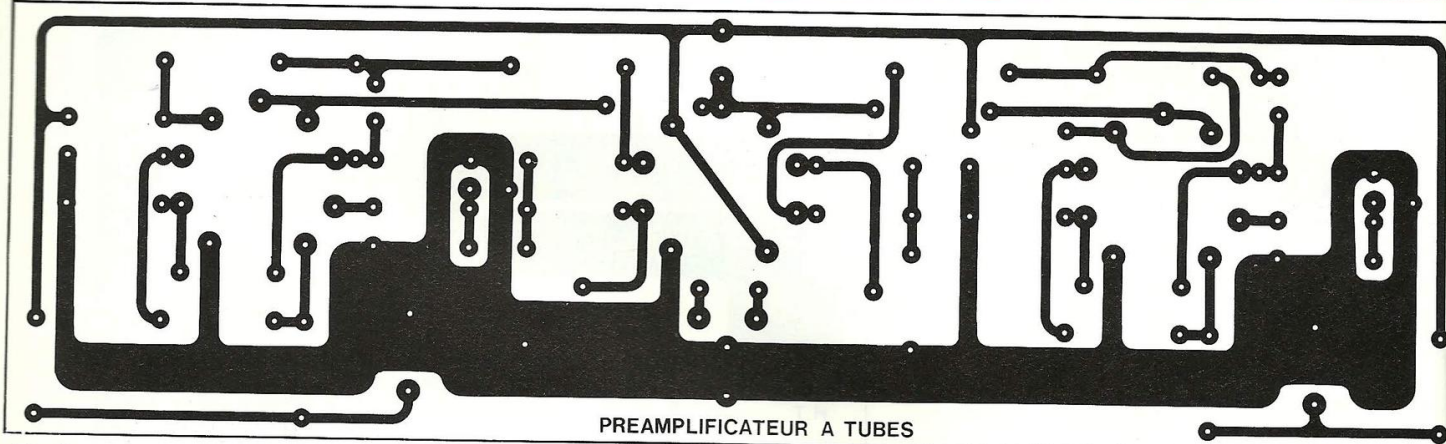
Continuer le câblage par les condensateurs non polarisés.

Insérer ensuite les picots à souder, au nombre de 10.

Terminer par le soudage des deux électrochimiques C5.

Tous les composants étant soudés, vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit entre pistes. Dissoudre enfin la résine au trichloréthylène.

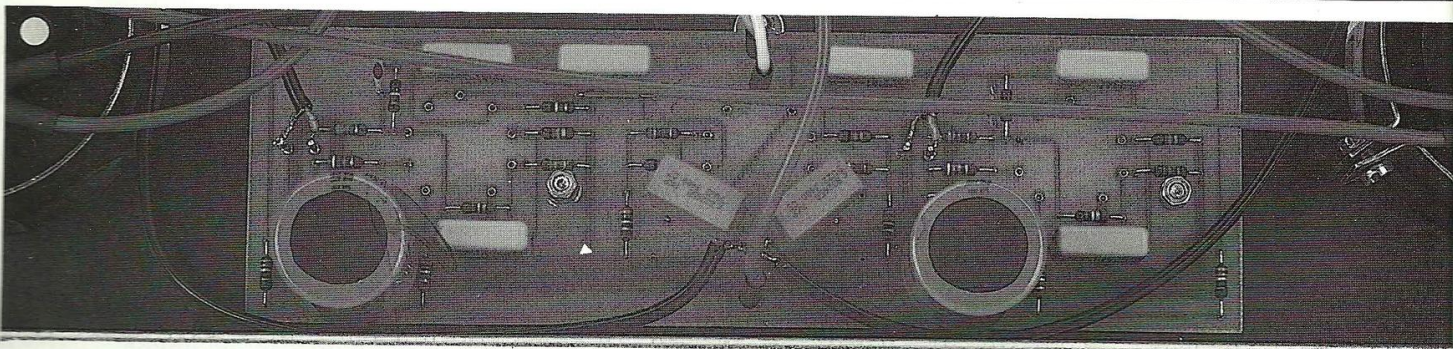
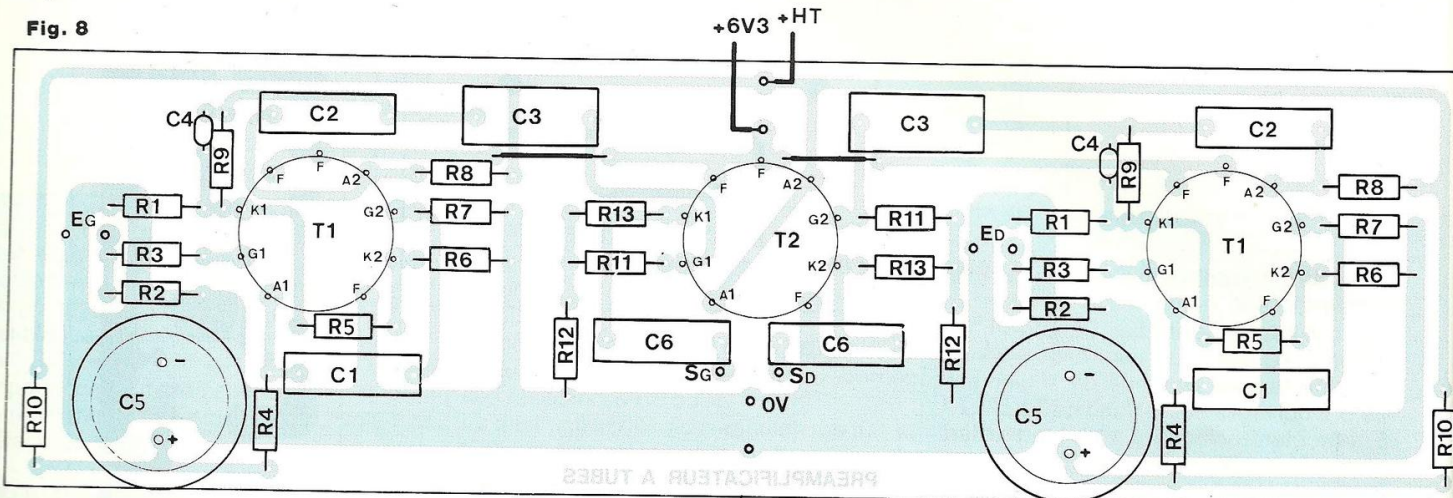
AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR



PREAMPLIFICATEUR A TUBES

Fig. 7

Fig. 8



- L'alimentation H.T. et chauffage
Il y a peu de composants à souder sur ce module dont le plan de câblage fait l'objet de la figure 9.

Sous le transformateur T1 se trouvent deux pastilles espacées de 40 mm qu'il faut forer à $\varnothing 3,5$ mm. Elles correspondent aux deux trous de fixation de T1 une fois

celui-ci positionné contre le C.I. Nous allons à cet endroit visser deux entretoises filetées mâle / femelle de 15 mm de hauteur. Le filtrage traverse le circuit imprimé et va se visser dans le transformateur. Pour plus de facilité, mettre une vis à l'autre extrémité (partie femelle) et se servir d'un tournevis.

Le transistor T1 se soude côté pistes cuivrées. Les pattes sont pliées à 90° et insérées dans les pastilles du circuit. Faire en sorte d'avoir le module parallèle au plan de travail en enfonçant plus ou moins T1, puis souder celui-ci (la partie métallique de dissipation thermique doit se trouver contre le plan de travail).

LE TRANSITUBE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

PRÉAMPLIFICATEUR

Composants à prévoir en double
exemplaire, sauf T2

* Résistances à couche métallique $\pm 5\%$

- 0,5 W

R1 - 2,2 k Ω

R2 - 47 k Ω

R3 - 4,7 k Ω

R4 - 220 k Ω

R5 - 120 k Ω

R6 - 1,2 k Ω

R7 - 1 M Ω

R8 - 100 k Ω

R9 - 100 k Ω

R10 - 22 k Ω

R11 - 1 M Ω

R12 - 27 k Ω

R13 - 680 Ω

* Condensateurs non polarisés

C1 - C2 - C3 - 100 nF / 250 V ou 400 V

C4 - 0pF à 10 pF céramique

C6 - 220 nF / 250 V ou 400 V

* Electrochimique sorties radiales

C5 - 100 μ F / 400 V

* Tubes

T1 - ECC83

T2 - ECC81

* Divers

3 supports de tube NOVAL 9 broches

10 picots à souder

ALIMENTATION H.T. ET 6,3 V

* Résistances

R1 - 15 Ω / 25 W sur radiateur

R2 - 1,5 k Ω - 0,5 W

* Condensateurs électrochimiques à
sorties radiales

C1 - C2 - 220 μ F / 400 V

C3 - 1000 μ F / 16 V

* Semiconducteurs

D1 - D2 - D3 - D4 - Redressement rapide
genre BYV26E (1000 V/1 A)

Z1 - Zener 6,8 V / 1,3 W

Z2 - Zener 3,9 V / 1,3 W

T1 - IRFP 150

* Divers

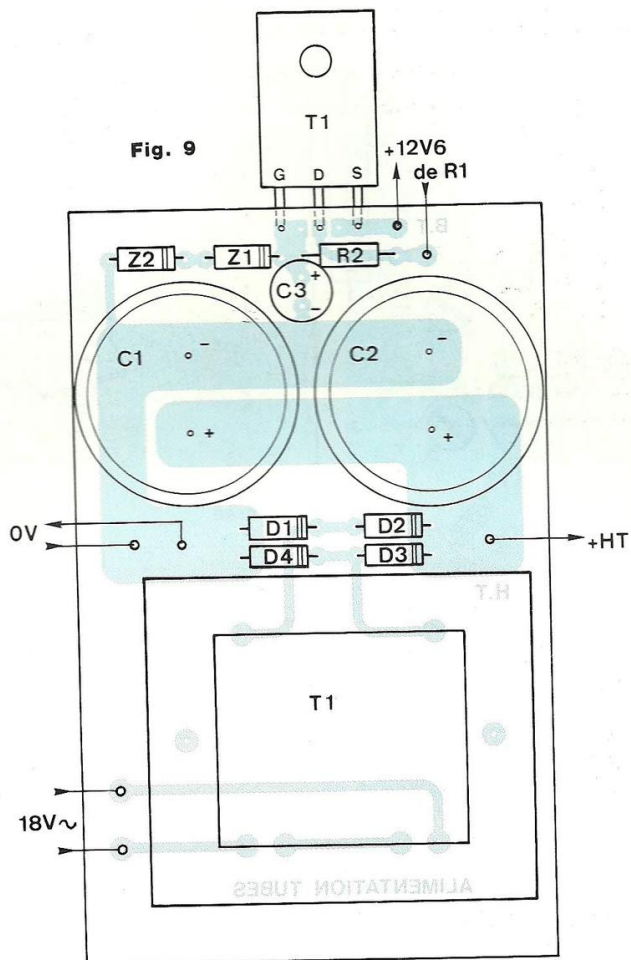
T1 - transformateur moulé 10 VA.
220 V/2x9 V

2 entretoises filetées mâle / femelle,
hauteur 15 mm

1 mica isolant pour TO218

7 picots à souder

Fig. 9



BLOC DE PUISSANCE

Composants à prévoir en double
exemplaire

* Résistances à couche métallique $\pm 5\%$
- 0,5 W

R1 - 1 k Ω

R2 - 1 M Ω

R3 - 100 k Ω

R4 - 220 k Ω

R5 - 1 M Ω

* Résistances bobinées 7 W

R6 - R7 - 0,82 Ω

* Condensateurs électrochimiques

C1 - C2 - 47 μ F / 25 V

C3 - C4 - 10 μ F / 16 V

* Semiconducteurs

T1 - IRF150

IC1 - IC2 - LM317HVK

DZ1 - Zener 15 V / 1,3 W

* Divers

6 canons isolants pour visserie de 3

3 micas isolants pour boîtiers T03

RV1 - ajustable 25 tours de 220 k Ω

Visserie de 3x15 mm (x6)

Cosse à souder de \varnothing 3

2 dissipateurs de 200 mm de long

AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR

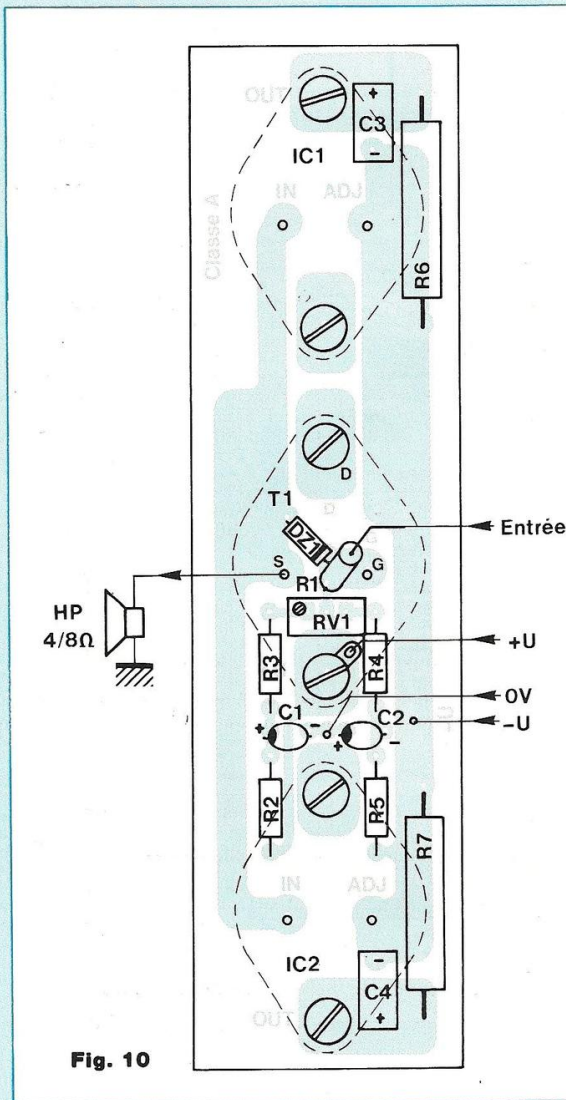


Fig. 10

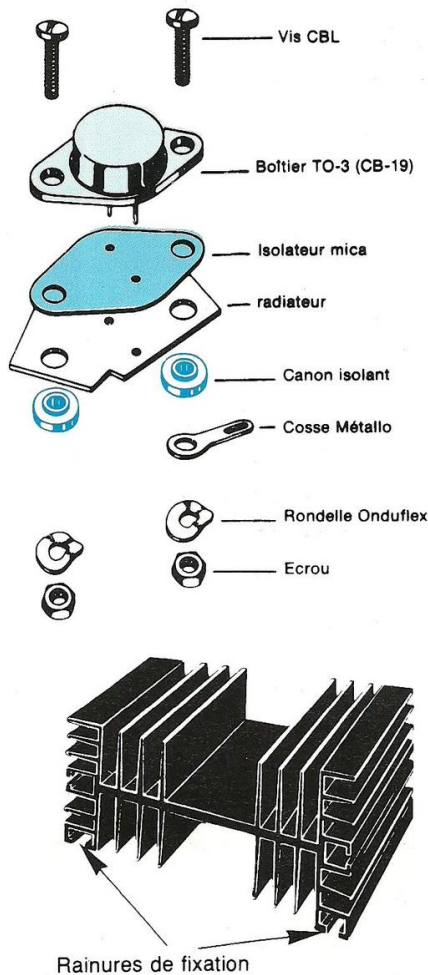


Fig. 11 : Profilé utilisé sur une longueur de 200 mm.

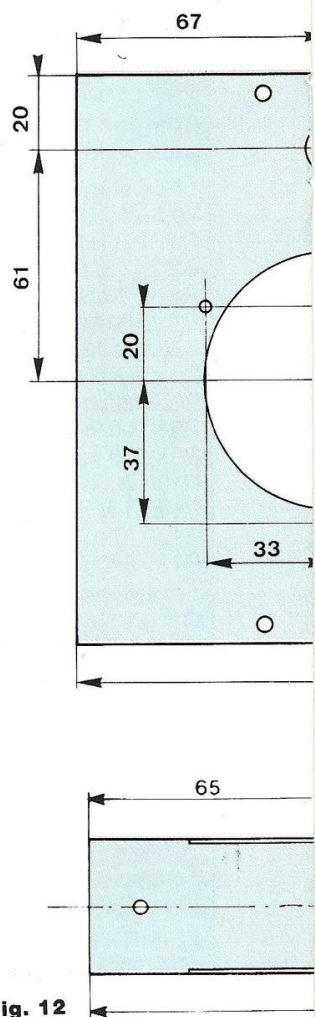


Fig. 12

- L'amplificateur en courant

A réaliser en double exemplaire.

Attention les composants se soudent ici **côté pistes cuivrées**. Le plan de câblage est reproduit à la figure 10.

Les résistances bobinées R6 et R7 seront surélevées de 2 à 3 mm du support pour obtenir une meilleure évacuation de la chaleur.

Mais avant de commencer le câblage, il faut d'abord préparer les dissipateurs.

Pour obtenir une bonne précision (qui est indispensable) entre les 12 forages du dissipateur et ceux correspondants du circuit imprimé, on va repérer ceux-ci avec le C.I.

Scotcher le circuit imprimé au fond du dissipateur à 25 mm du bord.

Avec les forets adéquats (ceux qui ont servi pour le circuit imprimé) pointer les 12 perçages à pratiquer dans le dissipateur.

Enlever la plaquette et percer les 12 trous à \varnothing 4 mm, puis ébavurer.

A 10 mm du bord, percer deux trous de \varnothing 6 mm distants entre eux de 15 mm environ.

Ils serviront au passage des fils d'interconnexions.

Les deux dissipateurs préparés, on passe au câblage des C.I.

Comme nous l'avons souligné précédemment, la résistance R1 peut-être

omise, aucun accrochage HF ne se manifestant.

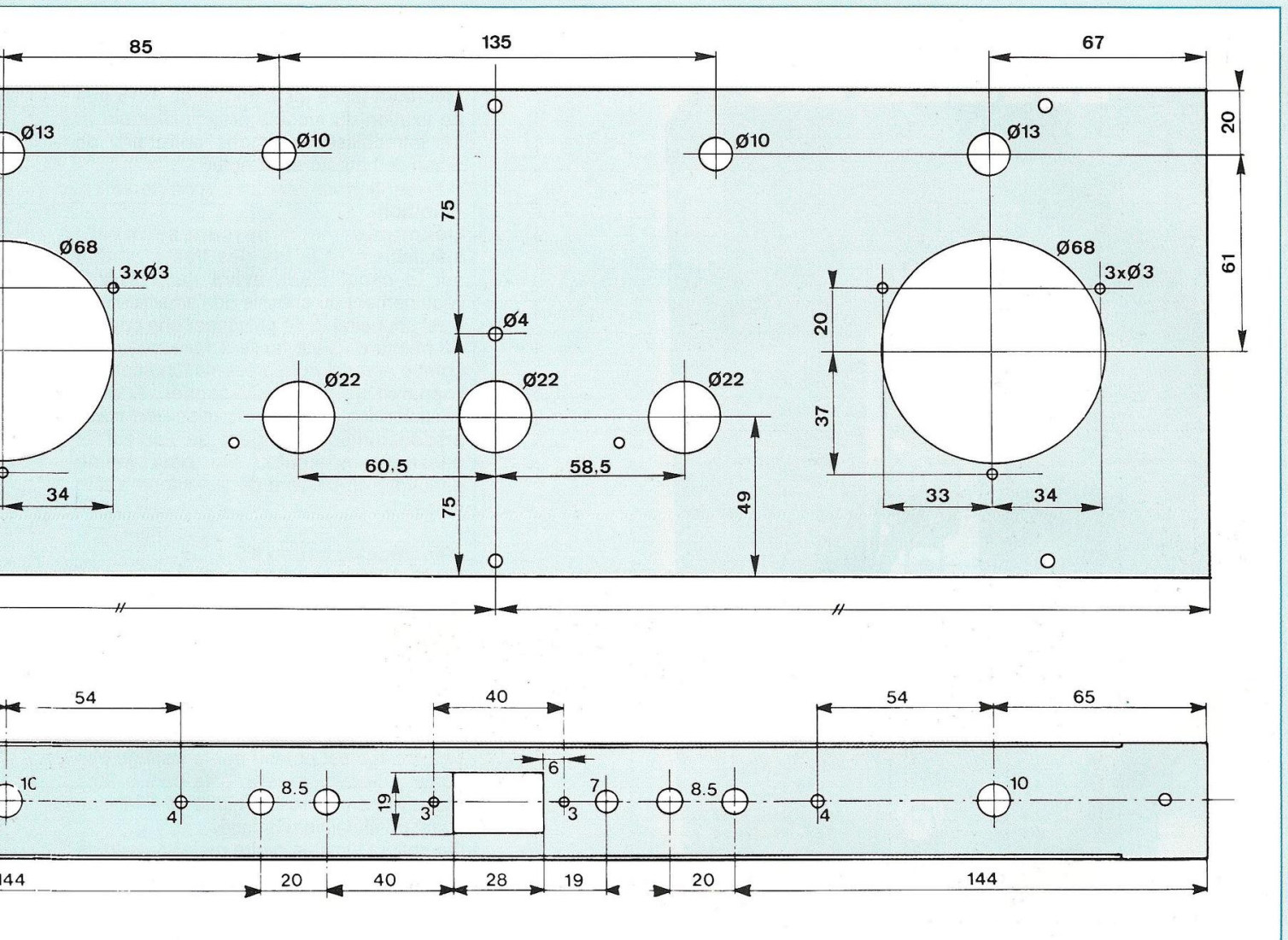
Couper les queues des composants au ras de l'époxy.

Côté rainures de fixation du dissipateur (figure 11), mettre en place T1 au centre et les régulateurs IC1 / IC2 de part et d'autre. Les boîtiers T03 doivent être isolés avec des micas enduits de graisse au silicone sur les deux faces.

De l'autre côté du dissipateur, introduire dans les 6 trous de fixation des canons isolants longs.

Poser le circuit imprimé contre ces canons isolants pour qu'ils ne puissent ressortir et enfiler, côté boîtiers T03 de préférence,

LE TRANSITUBE



des vis de 3x15 mm.

Immobiliser énergiquement les 3 boîtiers avec des écrous.

Mettre une cosse à souder pour établir le contact avec le drain du MOS-FET. On y raccordera le +U de l'alimentation lors des interconnexions.

Les deux amplificateurs en courant sont prêts, on peut passer à l'usinage du coffret.

LE CHASSIS DE L'AMPLIFICATEUR

Celui-ci est réalisé à partir de deux coffrets, l'un de marque ESM et l'autre de marque IDDM.

- Le coffret ESM

Il s'agit d'un rack standard 19 pouces avec face avant en aluminium brossé et anodisé de 30/10^e. Le modèle utilisé porte la référence ER48/04.150.1U.

Ses dimensions sont de 440 x 39 x 150 mm.

Seuls le capot supérieur et la face arrière sont à usiner, ce travail de découpes et de perçages vous est indiqué en figure 12.

Le travail du capot supérieur est le plus délicat de cette étude, notamment la découpe des deux ronds de $\varnothing 68$ mm destinés au passage des condensateurs de filtrage basse-tension. Avec une lame de scie abrasif et une lime demi-ronde on y

parvient avec un peu de patience et de soin.

Les ronds à $\varnothing 22$ mm sont obtenus très facilement à l'emporte-pièce (facilement avec de bons biceps !)

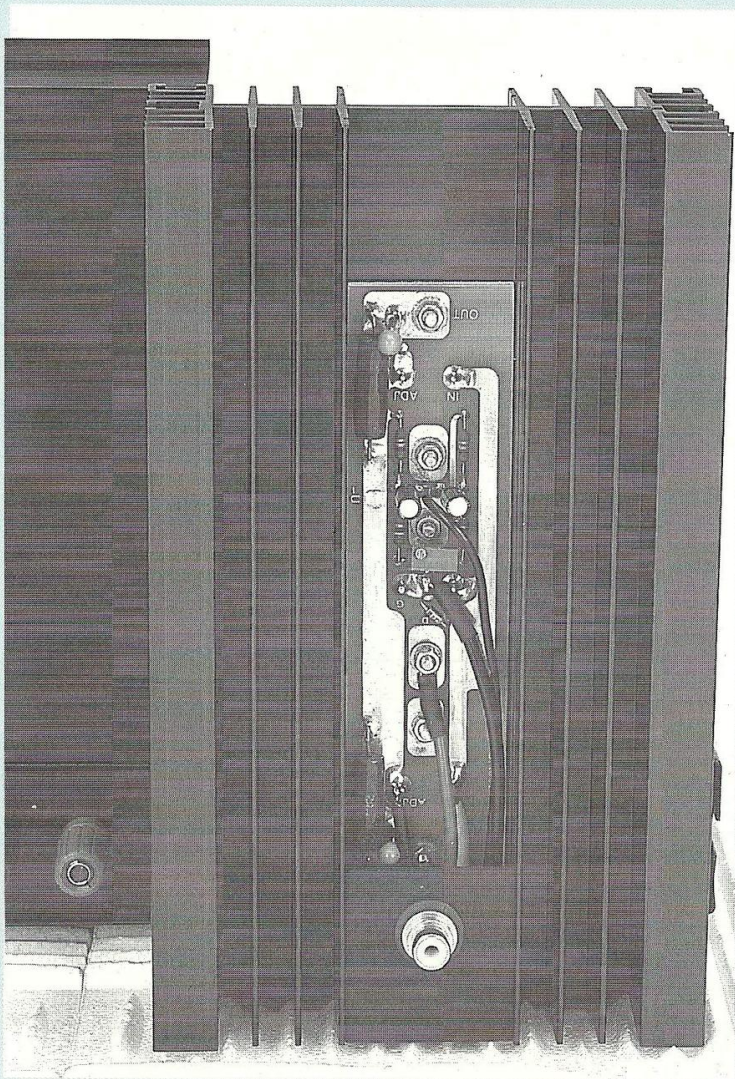
- Le coffret IDDM

De référence 80205, ce coffret est beaucoup plus facile à travailler car il est en aluminium et non en acier. De plus, il n'y a que des trous à percer, de $\varnothing 10$ mm maximum.

Toutes les indications vous sont fournies en figure 13.

Une précision s'impose concernant les lettres "a, b, c, d". Ces quatre perçages ne

AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR



figurent pas sur le capot du coffret ESM pour une question de concordance des trous dans les deux plaques. Il suffit simplement de visser le coffret IDDM au capot ESM (vis centrales de \varnothing 3 mm) et avec un crayon papier de repérer les 4 trous dans le capot. On obtient ainsi une excellente précision après perçages.

- Fixation du coffret IDDM au capot ESM
Perçages et découpes étant terminés, visser définitivement le coffret IDDM au capot ESM comme précédemment.

- Repérage des deux trous de fixation du module préamplificateur

Ces deux trous nous les retrouvons au niveau des diamètres \varnothing 22 mm pratiqués

dans le capot ESM. Là encore il faut travailler avec précision pour que les supports des tubes NOVAL soient bien centrés lors de la fixation du module. Cette précision nous l'obtenons de la façon suivante :

- Sur une feuille de calque, dessiner la surface du circuit imprimé préamplificateur en y précisant, par des croix, les centres des deux pastilles de fixation. Dessiner également les trois cercles à \varnothing 22 mm donnant le positionnement des tubes.

Poser le morceau de calque sur le capot ESM et faire coïncider les trois trous de \varnothing 22 mm.

Scotcher le calque, puis pointer les deux croix. Percer enfin avec un foret de \varnothing 3 mm et ébavurer.

- Equipement premier

Fixer les brides de maintien des condensateurs C039 sous le capot ESM.

Mettre en place les deux vis de 3x15 mm de fixation du module préamplificateur et les immobiliser avec une entretoise de 5 mm de hauteur et un écrou.

- Finition

Découpes et perçages ayant inévitablement laissé des traces surtout sur le capot ESM, avant de passer à l'équipement du châssis de l'amplificateur, il est souhaitable de pulvériser une couche de peinture. C'est facile à faire avec une bombe aérosol et la présentation finale de l'appareil ne peut qu'y gagner. A cette occasion les têtes de vis mises en place précédemment changent de couleur et passent inaperçues. On peut même peaufiner en utilisant de la visserie à tête fraisée !

- Montage du coffret ESM

Nous n'avons abordé jusqu'à présent que le travail du capot supérieur et celui de la face arrière. Nous allons maintenant confectionner le cerclage du coffret.

Mais avant cela, pour une question esthétique, nous allons couper les encoches de fixation pratiquées dans la face avant.

Le cerclage est obtenu par le vissage des côtés à la face arrière, à la contre face avant qui améliore la rigidité et à la face avant en aluminium brossé.

On obtient ainsi un cadre métallique rigide difficile à tordre.

La pose du capot supérieur sur le cadre fait apparaître un obstacle, un écrou gêne. Il suffit de percer à \varnothing 3 mm le trou existant dans le cadre et de revisser l'ensemble (visser le capot uniquement aux deux côtés).

- Equipement de la face arrière

Elle reçoit la prise secteur, l'interrupteur, quatre fiches bananes femelles (sorties HP) et un porte-fusible maintenu par l'une des vis de la prise secteur.

L'ALIMENTATION

Transformateur torique, module alimentation H.T. et basse tension +6,3 V, ponts redresseurs se fixent dans le coffret IDDM.

Une photo de cette section de l'amplificateur vous permet de voir la disposition adoptée. Les ponts redres-

LE TRANSITUBE

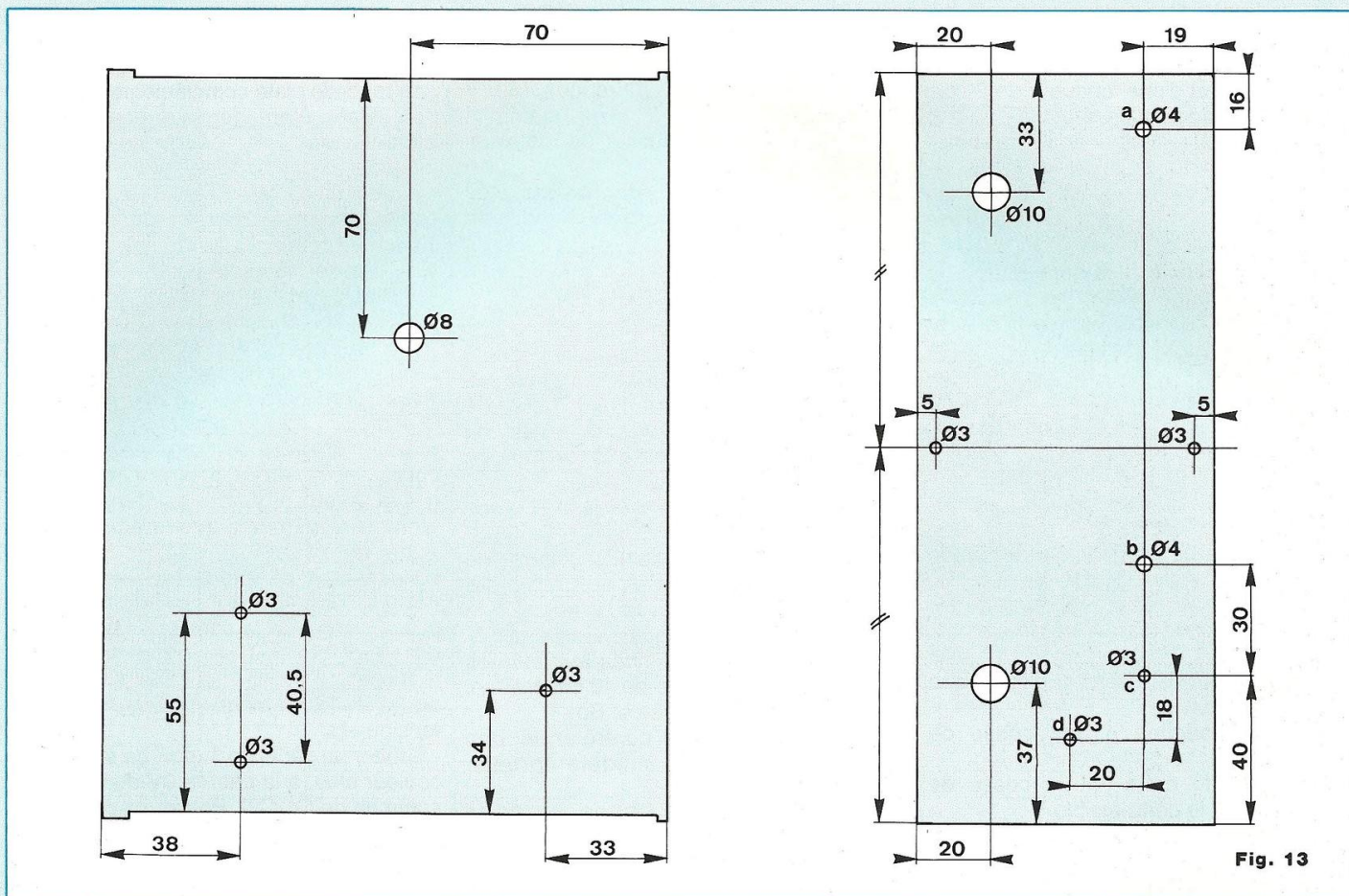


Fig. 13

seurs apparaissent de part et d'autre du torique leur dissipation étant assurée par la superposition des deux boîtiers métalliques. La résistance bobinée se fixe également "au sol" avec deux vis de 3x 10 mm, sur la droite du coffret.

À l'arrière trône le volumineux torique avec à ses côtés le module fixé en 3 points.

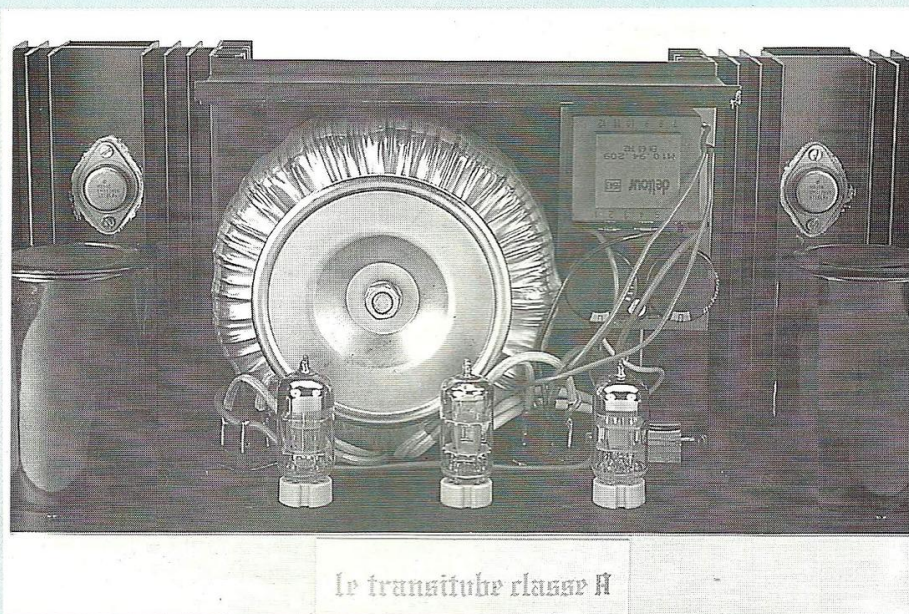
Les entretoises filetées sont plaquées par de la visserie de 3x5 mm.

Pour le transistor IRFP150, il faut isoler sa semelle métallique avec un mica enduit de silicone.

Il n'est pas nécessaire d'isoler la vis avec un canon plastique (tout au moins avec le modèle que nous avons utilisé), le trou de fixation étant dégagé de la semelle métallique de dissipation.

Les interconnexions

- Raccorder les deux secondaires du torique aux cosses ~ des ponts.
- Raccorder le secondaire du transfor-



Le transitube classe H

AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR

mateur moulé T1 au pont de droite, toujours aux cosses ~.

- Souder un câble de 1 mm² de section de couleur rouge et d'une longueur de 20 cm à la cosse (+) du pont de gauche.
- Raccorder une extrémité de la résistance bobinée à cette même cosse (+).
- Souder un câble de 1 mm², de couleur bleue et de 20 cm de longueur à la cosse (-) du même pont.
- Passer ces deux câbles dans le trou de ø 10 mm. Le rouge sera à raccorder à la polarité (+) du condensateur de filtrage et le bleu à la polarité (-) (se servir de cosses à souder).
- Souder un câble de 1 mm², de couleur rouge, de longueur 25 mm, à la cosse (+) de l'autre pont.
- Idem pour la cosse (-) de ce même pont avec un câble de couleur bleu.

Passer ces deux câbles ainsi que les deux fils du primaire du transformateur torique dans le deuxième trou de ø10 mm.

- Le câble rouge sera à raccorder au (+) du deuxième condensateur de filtrage et le câble bleu au (-).
- Souder l'un des fils du primaire du torique à la prise secteur.
- Souder le second à une cosse de l'interrupteur.
- Souder un fil entre l'autre cosse de l'interrupteur et le porte-fusible.
- Relier l'autre cosse du porte-fusible à la prise secteur.
- Introduire les condensateurs de filtrage 22 000 µF / 63 V dans les brides et les immobiliser.
- Raccorder les câbles aux bonnes polarités.
- Avec un câble de 1 mm² de couleur bleue, réunir la cosse (-) du condensateur de droite à la cosse (+) du condensateur de gauche, chassis vu de dessous et face arrière orientée vers le haut. Nous venons de déterminer notre 0V (masse).

La cosse (+) du condensateur de droite fournira le + U et la cosse (-) de celui de gauche le - U.

- Souder un fil entre le 0 V du module et le (+) du pont de droite.
- Souder un fil entre l'autre patte de la résistance bobinée et le module (picot R1).
- Souder un fil de couleur jaune, de 25 cm de longueur, au picot (+6,3 V).
- Idem avec un fil rouge au picot (+H.T.).
- Passer ces deux fils dans le trou de ø 10 mm, ils iront s'interconnecter au module préamplificateur.

C'est terminé pour l'alimentation de notre

amplificateur. On peut vérifier les différentes tensions obtenues, soit : ±42 V environ aux bornes des 22 000 µF, +320 V environ au picot + H.T. (fil rouge), +6,3 V environ au picot (+6,3 V) ou à l'extrémité du fil jaune. Ne pas oublier de mettre le fusible en place !

Ce test effectué, décharger les condensateurs de filtrage avec une résistance bobinée.

LE PRÉAMPLIFICATEUR EN TENSION

Enlever les deux écrous qui maintiennent les entretoises de 5 mm et introduire les supports NOVAL dans leurs trous de ø 22 mm. Passer les vis au travers du circuit imprimé et remettre les écrous en place en serrant énergiquement.

- Souder le fil rouge + H.T. et le fil jaune +6,3 V.

- Souder un câble de section 1 mm², de couleur bleu, au picot 0 V, puis raccorder l'autre extrémité à la masse des condensateurs de filtrage de 22 000 µF.

- Souder des câbles blindés aux entrées E_G et E_D d'une longueur de 40 cm environ.
- Idem pour les sorties S_G et S_D.

A ce stade on peut contrôler le bon fonctionnement du module préamplificateur.

- Introduire les triodes ECC83 et ECC81 dans leurs supports (ECC81 au milieu).

- Injecter un signal sinusoïdal aux entrées avec un générateur BF centré sur la fréquence 1 kHz.

- Mettre l'alimentation en service et vérifier le + H.T. et le +6,3 V.

- Observer à l'oscilloscope les sorties S_D et S_G.

On peut également contrôler quelques tensions continues au multimètre, en se basant sur les valeurs données en début d'article.

- Pour un signal d'entrée de 100 mV_{eff}, on recueille en sortie un signal de 4,9 V_{eff}. Le gain en tension est donc de 49 # 50.

- La saturation intervient en sortie à une amplitude de 42 V_{eff} !

LE BLOC DE PUISSANCE

Nous disposons de deux unités de puissance qu'il faut maintenant connecter à l'alimentation symétrique ± U, aux sorties du préamplificateur et aux sorties HP.

- Fixer les dissipateurs à la face arrière du chassis ESM en retournant l'appareil qui repose sur le coffret IDDM. On utilise pour cela les rainures des dissipateurs, de la

visserie de 4x10 mm et si possible des écrous à tête carrée (l'écrou normal de 4 mm n'est pas assez large et nécessite une rondelle plate complémentaire).

Le câblage étant identique pour les deux blocs, nous ne décrirons que les interconnexions de l'un deux.

- Souder un câble de 1 mm² de section, de couleur jaune, à la source du MOS-FET / T1 (ou à l'entrée IN du régulateur inférieur IC1). Passer ce câble dans l'un des trous du dissipateur puis dans le trou de ø10 mm du chassis et le raccorder au porte-fusible vissé derrière le condensateur de filtrage.

Raccorder l'autre cosse du porte-fusible à la sortie HP, borne rouge (+).

- Souder un câble de 1 mm² de section, de couleur noire, au -U du circuit imprimé (ou à l'ADJ du régulateur inférieur IC1). Mêmes traversées que précédemment pour faire aboutir ce fil au (-) du condensateur de filtrage, tension -U.

- Souder un câble de 1 mm² de section, de couleur rouge, à la cosse vissée au drain du MOS-FET / T1. Mêmes traversées dissipateur / chassis pour aller le raccorder au (+) de l'autre condensateur de filtrage, tension +U.

- Souder un câble de 1 mm² de section, de couleur bleu, à la pastille 0V du C.I. (point commun de C1-C2). Passer ce câble dans le deuxième trou de ø6 mm du dissipateur, traverser le chassis et aller le raccorder au commun (+) / (-) des chimiques de 22 000 µF.

- Passer le câble blindé soudé au préamplificateur, sortie S_D ou S_G (la plus proche du dissipateur concerné) dans le trou de ø 10 mm du chassis puis dans le dissipateur. Couper le blindé à une longueur permettant le soudage à la résistance R1 ou directement au gate de T1. Dénuder celui-ci, couper la tresse de masse et souder uniquement l'âme centrale.

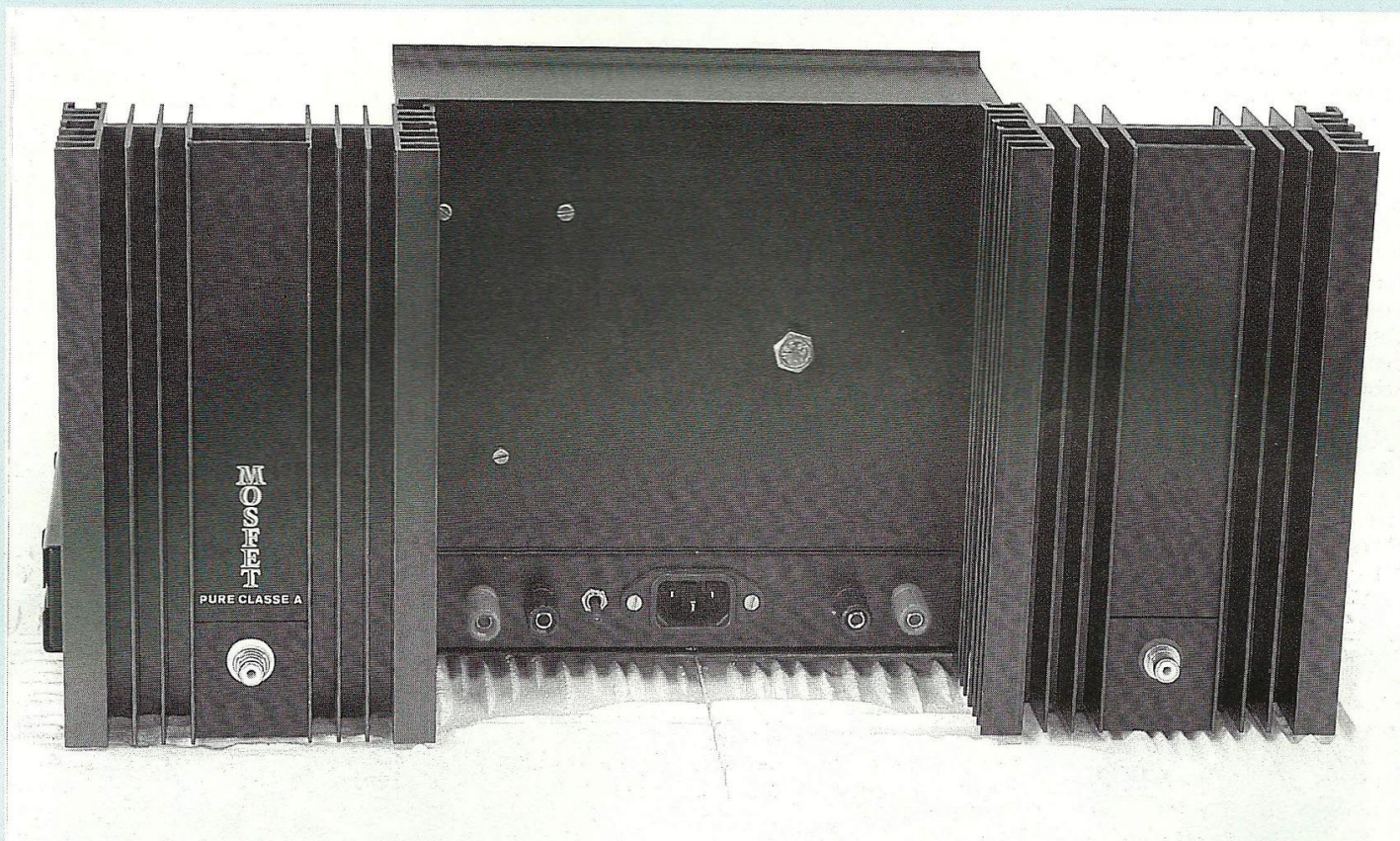
Cinq interconnexions par bloc de puissance, c'est terminé pour le premier.

- Raccorder les sorties HP (-) des fiches bananes au 0V de l'alimentation.

Il ne reste à ce stade qu'à relier les blindés d'entrées E_G et E_D aux prises CINCH. Ces prises sont vissées à des plaques de circuit imprimé peintes en noir et glissées dans les rainures des dissipateurs. Leurs dimensions sont de 38x200 mm.

Cependant, pour pouvoir intervenir dans le cas de mesures ou de dépannages sur les blocs de puissance, elles sont coupées à

LE TRANSITUBE



une longueur de 40 mm. C'est la surface de 38x40 mm qui reçoit évidemment la prise CINCH.

Deux autres plaques peuvent également être glissées de l'autre côté des dissipateurs en face avant. La hauteur maximale étant alors de 160 mm et non plus 200 mm.

Le prototype est terminé et prêt pour sa première mise sous tension.

MISE SOUS TENSION ET RÉGLAGES

Le seul réglage à effectuer au multimètre est celui du 0V aux bornes des sorties HP. Charger les prises HP par prudence avec des résistances bobinées de 8,2 Ω / 50 W pour ce premier essai.

Relier un lecteur CD ou une autre source aux entrées.

Mettre l'amplificateur sous tension et attendre la montée en température des dissipateurs. On peut pendant ce temps vérifier la tension aux bornes des résistances bobinées de 0,82 Ω , on doit y mesurer 350 à 450 mV.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS SUR CHASSIS

1 coffret IDDM Réf 80205
1 coffret ESM Réf ER 48/04150
TR2 - transformateur torique 220 V / 2x30 V / 300 VA ou 500 VA
Int - Interrupteur unipolaire
Fus - porte-fusible + fusible
1 prise secteur mâle
PR1 - PR2 - Ponts redresseurs 600 V / 6 A
C4 - C5 - C039 / 22 000 μ F - 63 V avec brides de fixation

Cosses à souder pour visserie de \varnothing 6
4 fiches bananes femelles (2 rouges + 2 noires)
Visserie de 4x10 mm avec écrous à tête carrée (x4)
2 prises CINCH femelle / chassis
2 portes fusibles chassis
2 fusibles 3 A - 5x20 - rapides
Visserie de 3x5 mm (x8)
Visserie de 3x10 mm (x3)
Visserie de 4x15 mm (x2)
4 pieds caoutchouc

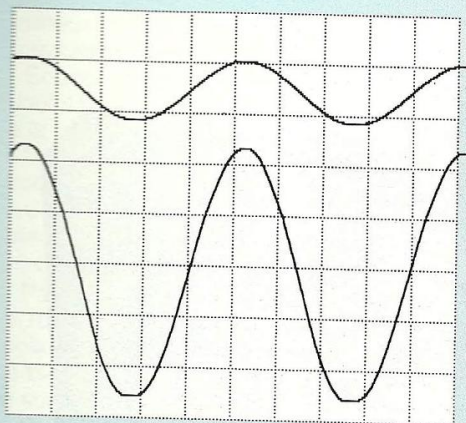
Le réglage définitif du 0V se fera 15 mn après la mise sous tension de l'appareil, les radiateurs ayant atteint leur température "de croisière".

L'ajustable multitours RV1 donne une bonne souplesse de manœuvre. Le 0V étant réglé, il est évident qu'il ne sera pas d'une stabilité absolue, des glissements de quelques millivolts se produiront en

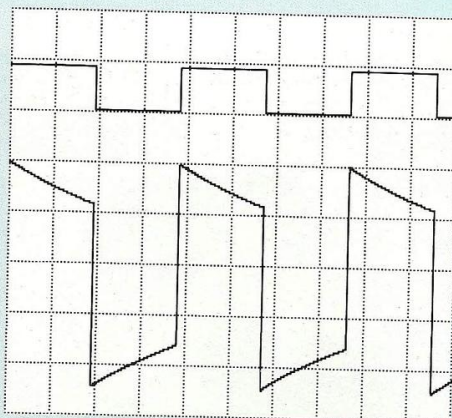
fonction des variations de température des dissipateurs (c'est le gros défaut des amplificateurs à alimentation symétrique dépourvus du condensateur de liaison ampli / HP).

Le TRANSITUBE est prêt pour sa première écoute, il n'y a plus qu'à remplacer les charges résistives par des enceintes et lancer le lecteur CD.

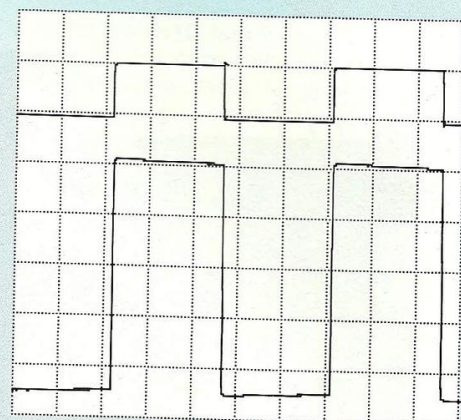
AMPLIFICATEUR CLASSE A TUBE / TRANSISTOR



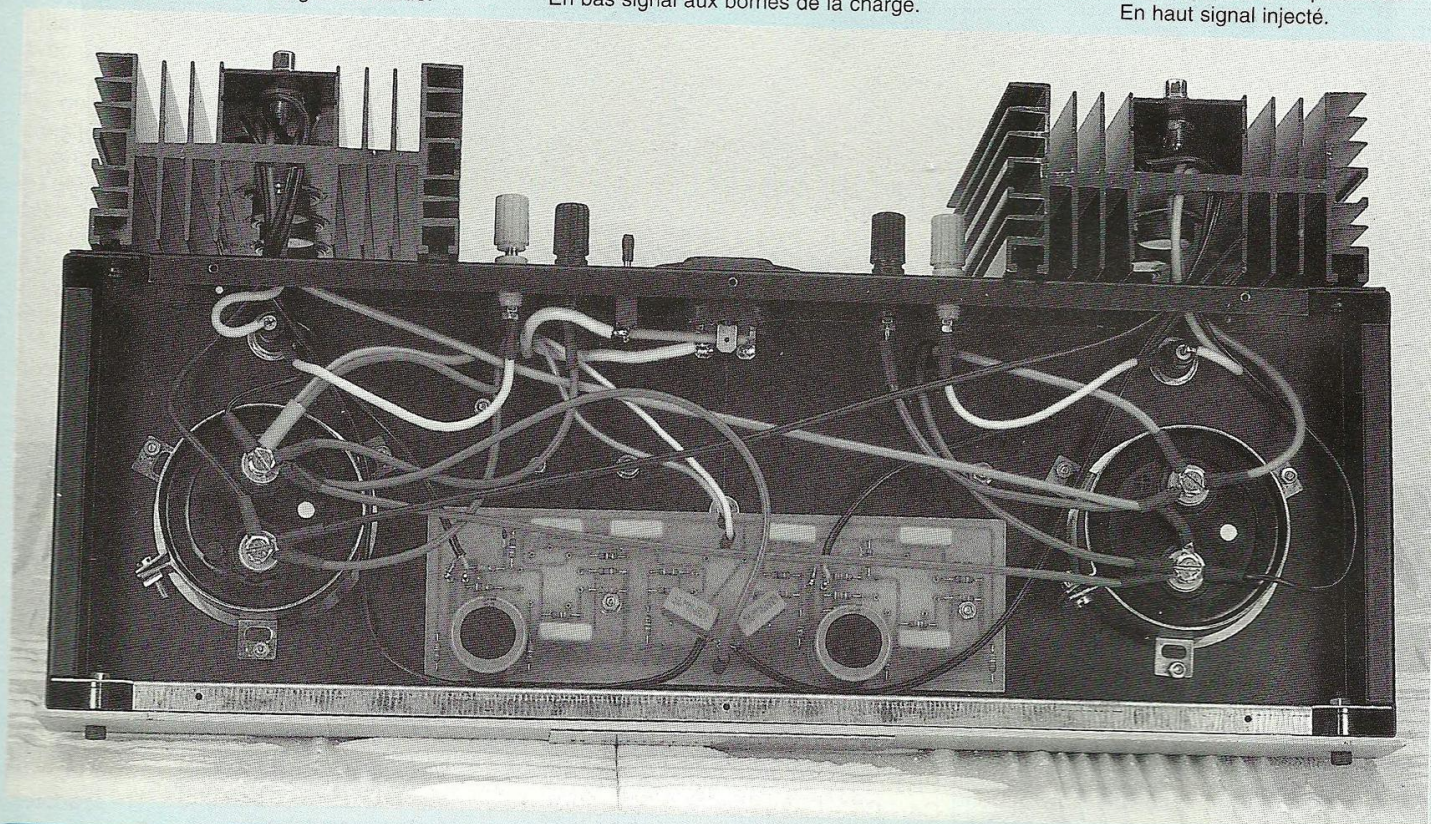
Signal sinusoïdal à 1 kHz et à Pmax :
40 Weff/8 Ω. En bas signal de sortie.



Signal carré à 50 Hz et à mi-puissance.
En bas signal aux bornes de la charge.



Signal carré à 1 kHz et à mi-puissance.
En haut signal injecté.



QUELQUES MESURES

- Alimentation symétrique : ± 39 V
- Alimentation chauffage filaments : + 6,1 V
- Alimentation Haute-Tension : + 320 V
- Consommation au repos par canal : 900 mA à 1 A
- Consommation à Pmax par canal : 1,6 A
- Puissance max délivrée, les deux canaux en service : 40,5 Weff / 8 ohms

- Sensibilité d'entrée pour Pmax : 395 mV
- Bande passante à 21 Weff : 100 Hz à 10 kHz à 0 dB
- Bande passante à 21 Weff : 20 Hz à 20 kHz à - 0,5 dB

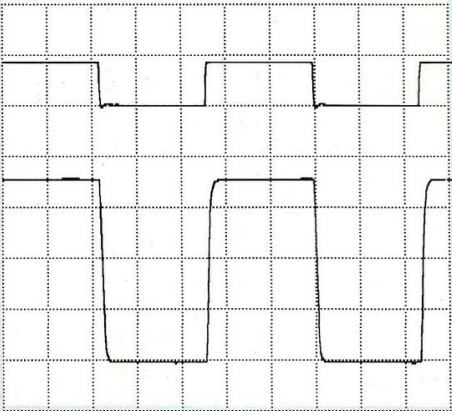
L'ÉCOUTE

Elle est **excellente** avec un grave ferme et

puissant, un médium/aigu naturel, précis et sans agressivité. La dynamique de cette réalisation hybride est surprenante sur tout le spectre audio, très proche de celle obtenue avec un amplificateur tous tubes (notre référence : le double push-pull d'EL84 publié dans les N^{os} 136 et 137 de Led).

Une écoute prolongée ne lasse pas, ne fatigue pas. On écoute, on réécoute une même plage de CD parce que l'on

LE TRANSITUBE



Signal carré à 10 kHz et à mi-puissance.
Temps de montée : 2,1 μ s.

découvre avec surprise des informations gommées par d'autres appareils.

La scène sonore est vivante, profonde, la musique ne donne pas l'impression de sortir des enceintes.

Le remplacement des LM344H ou LM144H par une triode ECC83 apporte un plus incontestable au niveau dynamique, finesse du médium/aigu. Nous nous y attendions, fallait-il le vérifier.

Le préamplificateur à tubes peut délivrer au gate du MOS-FET une tension de 49 Veff avant saturation, nous ne lui en demandons que 20, ce qui est bien loin de ses limites.

La dynamique de l'ECC83 est transmise au MOS-FET qui travaille en mono transistor et en classe A avec de faibles

variations de courants. Cette dynamique se retrouve ainsi sur la source sans aucune altération.

IMPORTANT

Il est indispensable d'utiliser un transformateur torique d'excellente qualité, qui ne vibre surtout pas, car dans le cas contraire ces vibrations seront captées par les tubes et amplifiées avec pour résultat un ronronnement plus ou moins prononcé dans les enceintes et audible en absence de modulation.

Bernard Duval

Petites Annonces

A SAISIR À LA ROCHELLE

Magasin d'électronique avec grande maison attenante. 214 m² au sol. 3 grandes chambres, cuisine aménagée et équipée, petit et grand séjour. Chauffage central au gaz de ville.

Magasin 30 m² extensible facilement à 50 m². Bureau - Atelier 20 m² + grande réserve. Création du fond en 1988. Bonne rentabilité. En toute propriété pour 985 kF (Fond de commerce + murs (maison comprise)). Stock non inclus.
Tél. : 05 46 67 94 85

Achète à prix neuf, les n°99 et 103 de Led. Je suis intéressé par les articles et plans concernant le préamplificateur. Alain Brémaud, 6 rue de la Bretonnerie, 86000 Poitiers (Tél. : 05 49 41 42 36)

Vds superviseur chaîne Hi-Fi, pour éteindre votre installation lorsque le programme est terminé, automatisme total (pas de réarmement manuel), réalisation sérieuse, prix : 200 F, documentation contre un timbre à Paul Gelineau, 15 rue des Bleuets, 49120, St Georges des Gardes.

Vds platine magnétophone à bandes Hi-Fi : 800 F + mini-chaîne stéréo Hi-Fi Philips et Radio K7 Oscilloscope 2x20 MHz : 1200 F et Philips 2x10 MHz : 800 F + générateur BF : 300 F. Alimentation variable. Capacimètre et fréquence-mètre 50 MHz : 500 F. Tél. : 05 57 84 92 31 le soir.

Vds matériel nécessaire pour monter le convertisseur de tension décrit dans Led n°123

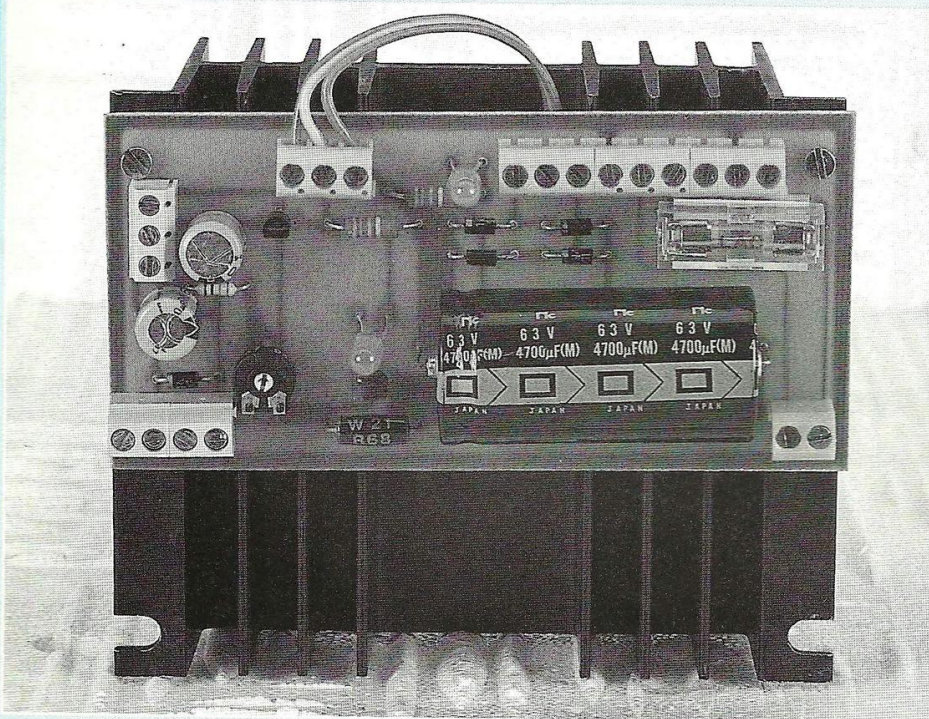
1 transfo 8V/2x35 V, 500 VA : 525 F + 1 dissipateur K300 déjà percé et taraudé : 125 F + 1 carte et composants + câblage silicone, cosses \varnothing 6 : 100 F + 1 câblage doublé pour l'alimentation batterie 2x16 mm² / 20 m : 300 F + 1 lot de composants divers mais classés : cadeau. + 1 dispat-ching sono, neuf, 25 m, 24 paires XLR, Jack, modulable : 2500 F. + 1 ampli sono, neuf, 4x190 W RMS/ 4 Ω , ou 2x 380 W RMS/8 Ω ponté : 5000 F. + 1 filtre actif neuf, 2 voies stéréo, 24 dB/oct sans déphasage (0°) équipé de 4 limiteurs en sortie (DBX), 2 déphaseurs 180° en sortie grave pour ponter les amplis, et réglage des volumes : 2000 F. + 1 préampli mélangeur neuf, 1 micro, 1 phono, 4 aux, 1 tape monitor, volume, grave, aigu, balance + vu-mètre 1000 F. Christian Sciarra, 23 rue Fauchier, 13002 Marseille.

Cherche 1HP Goodmans Axion 80, conques et oreilles de lapin Elipson, tubes 6521. Mr Fabreguettes R, Lot Pré Vesca, 05000 Rambaud. Tél. : 04 92 51 47 92

A vendre oscilloscope avec multimètre + alimentation variable + générateur RF + système HP avec auto-radio + logiciel (traitement de texte) + livres de répertoire de composants : 1000 F. Tél. : 05 56 94 19 26

Echangerais PC286 Zenith 20 Mo écran IBM VGA 14», disquette 3,5» contre ampli d'occasion puissant. Contact : Huslin, 14 av. Barthou, 33200 Bordeaux. Tél. : 05 56 02 63 25

ALIMENTATION STABILISEE À DIODE Zp



Les propriétés de la diode de Zener programmable, ou régulateur de tension shunt ajustable, connaissent d'intéressantes applications. En voici une, sous la forme d'une alimentation stabilisée, de tension variable, très performante, au prix de revient particulièrement avantageux.

Elle est capable de délivrer un courant d'intensité 1 ampère, tout au long de la plage s'étendant de 2,5 à 30 volts. Commençons par nous remémorer quelques points essentiels !

- Une tension d'alimentation stable est la garantie du meilleur fonctionnement de nos montages.

Une alimentation stabilisée de tension variable est indispensable en laboratoire, pour la conduite de nos manipulations.

- Toutes les alimentations stabilisées sont des générateurs de tension, des dipôles

actifs, dont la résistance interne est extrêmement faible, raison pour laquelle la tension qu'elles délivrent demeure indépendante, dans une très large mesure, de l'intensité du courant consommé par les montages alimentés, branchés à leurs bornes.

LA JONCTION P-N

La jonction P-N est passante, conductrice, perméable au passage du courant dans le

sens (direct) de sa conduction, de son anode vers sa cathode.

Le seuil de conduction est la nécessaire grandeur tension minimale, développée entre ses électrodes, pour qu'elle soit conductrice.

L'intensité du courant direct passant dans une jonction P-N doit être limitée, afin d'éviter l'emballement, suivi du claquage thermique irrémédiablement destructeur !

Sous alimentation inverse la jonction P-N n'est pas conductrice, elle est bloquée.

En réalité elle devient conductrice sous une tension inverse élevée, supérieure à un certain seuil, la tension de claquage inverse, qui lui est spécifique.

Par exemple, la diode 1N 4007, dont nous faisons grande consommation, est une jonction P-N au silicium. Elle présente un seuil de conduction proche de 0,7 volt, elle est capable de transiter en permanence un courant d'intensité maximum 1 ampère et elle "tient" sous une tension inverse de 1 000 volts.

Nous devons donc veiller à maintenir l'intensité du courant direct passant dans une 1N 4007 au-dessous de 1 ampère et nous ne devons pas soumettre cette diode à une tension inverse égale ou supérieure à 1 000 volts...

Un dopage léger confère à la jonction semi-conductrice P-N une tension de claquage inverse élevée, une jonction fortement dopée présente une tension de claquage inverse faible.

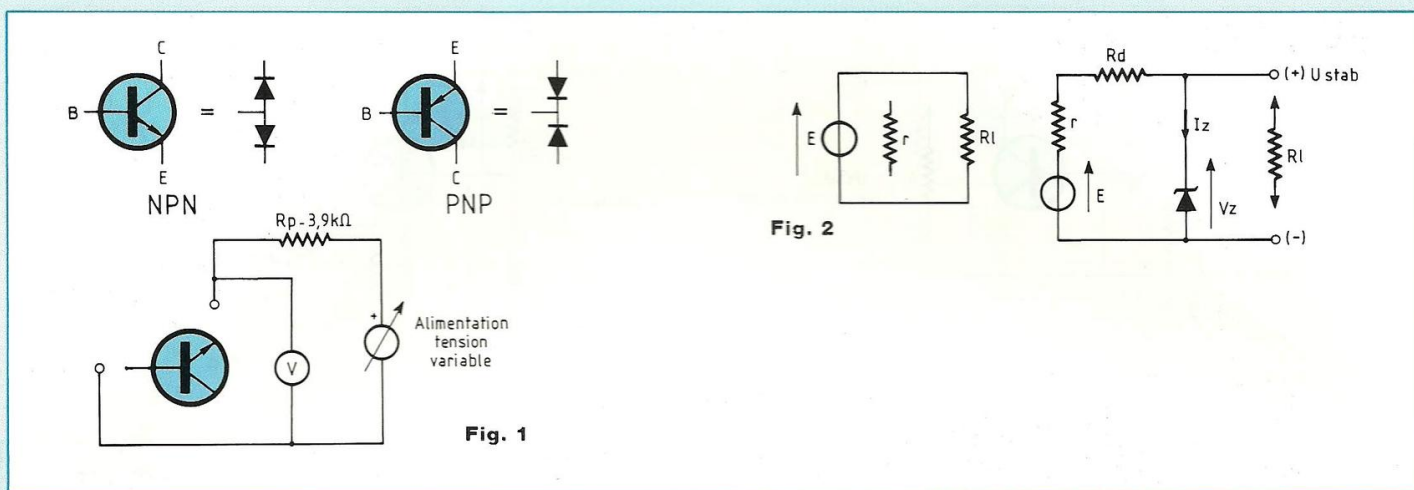
Le claquage inverse n'est pas destructeur ... à la condition (!) de limiter l'intensité du courant inverse traversant la jonction P-N. Cette intensité tolérable est très faible devant celle du courant direct admissible.

Nous exploitons cette particularité dans l'identification des jonctions collecteur-base et émetteur-base d'un transistor bipolaire, autrement dit pour identifier la correspondance inconnue des trois électrodes, les trois "pattes" d'un transistor classique (figure 1).

La jonction émetteur-base, fortement dopée, présente une tension de claquage inverse de quelques ... 4 à 7 volts, cependant que le claquage inverse de la jonction collecteur-base ne sera pas encore atteint sous une tension inverse d'une vingtaine de volts !

Le seuil de conduction de la jonction P-N est influencé par la température, il diminue d'environ 2,3 millivolts par degré C d'élévation de la température, chez la jonction P-N au silicium.

ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS PERFORMANTE



DIODE DE ZENER

Un dopage parfaitement maîtrisé conduit à l'obtention de jonctions P-N présentant une tension de claquage inverse sûre et admettant de transiter des courants (inverses) d'intensité relativement importante, de plusieurs dizaines, voire de plusieurs centaines de milliampères.

Les diodes de Zener, c'est ainsi que nous désignons ces jonctions semi-conductrices, composants actifs, sont largement utilisées en stabilisation de tensions.

Toutes ces particularités sont bien connues...

REGULATION

Du fait de la présence de l'incontournable résistance interne, la tension aux bornes du générateur diminue avec l'augmentation de l'intensité du courant consommé par le montage alimenté, branché aux bornes du générateur.

Le fonctionnement du montage a de fortes chances de s'en trouver altéré et un dispositif régulateur vient pallier l'inconvénient.

Devant de faibles débits demandés nous pouvons stabiliser la tension d'alimentation par la mise en œuvre d'une diode de Zener, comme nous le montre le schéma reproduit par la figure 2.

La diode Z régule la tension sortie, la

stabilise, elle la maintient à la valeur de sa tension nominale V_z .

Ainsi disposée en parallèle aux bornes du générateur, elle joue le rôle d'un shunt qui draine vers le (-) le courant excédentaire délivré par le générateur, qui n'est pas absorbé par le montage alimenté, d'impédance R_1 .

Nous sommes ici en présence d'une régulation shunt.

Il faut noter que la diode Z doit être capable de supporter le plein débit, en l'absence de montage branché, elle doit pouvoir "encaisser" tout le courant que peut fournir le générateur, via la résistance de dépense R_d et ... la résistance interne (faible !) du générateur !

Il nous faut compter avec la puissance nominale de la diode Z installée, puissance qui gouverne l'intensité maximale du courant en régulation shunt ($P_z = V_z \cdot I_z$).

Les diodes Z mises à notre disposition sur le marché sont de type 400 milliwatts, demi-watt, 5 watts...

Nous pouvons fort bien, dans la pratique, avoir besoin d'une diode Z de puissance supérieure, en quel cas il nous faudra, si nous devons fonctionner en régulation shunt, confectionner un petit montage approprié, une fausse diode Z, une diode Z "gonflée", comme nous disons en notre langage imagé...

Reportons-nous, si vous le voulez bien, à la figure 3.

Nous voyons que c'est le transistor NPN/T qui shunte, qui draine vers le (-) l'excédent de courant.

La puissance de notre fausse diode Z sera

donc tout simplement la puissance développée chez le transistor T et, bien évidemment, admise par lui !

Vous remarquez que la résistance R_d est parcourue par le nécessaire courant I_z d'amorçage de la diode Z, qui traverse aussi la résistance R_1 , le courant de base de T, le courant consommé par le montage alimenté en sortie et le courant drainé par T...

La résistance R_d sera attentivement choisie du type de puissance approprié !

La tension présentée aux bornes d'entrée du dispositif doit être suffisante pour vaincre la chute de tension dans R_d , dans la diode Z (c'est sa tension V_z) et dans R_1 pour que la régulation soit assurée.

La tension présente aux bornes de R_1 est de 0,7 volt, puisqu'elle est la tension régnant aux bornes de la jonction émetteur-base du transistor T, conducteur...

Vous notez qu'il est nécessaire de disposer d'une tension entrée supérieure à la tension régulée désirée, tout comme il est nécessaire de disposer d'une pression de gaz, emprisonné dans sa bouteille ou dans sa canalisation, supérieure à la pression demandée pour un fonctionnement correct du brûleur qu'il alimente.

La régulation consomme toujours de l'énergie !

La tension U_{stab} en sortie du régulateur shunt que nous venons de réaliser et qui est aussi la tension nominale de notre diode Z "gonflée", a pour valeur :

$$U_{stab} = V_z + 0,7 \text{ volt}$$

Le transistor T doit "tenir" sous la tension

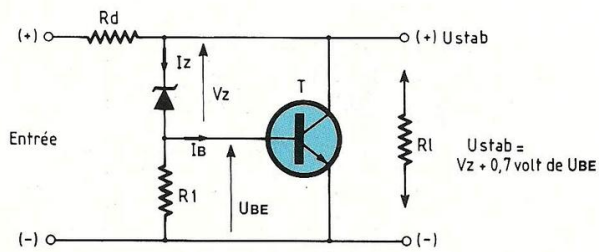


Fig. 3

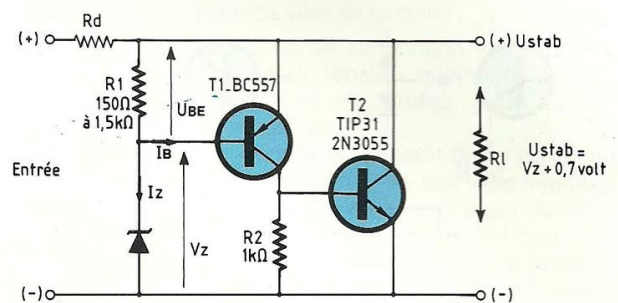


Fig. 4

d'entrée et "encaisser" la pleine puissance du générateur en entrée, limitée par la seule résistance de dépense R_d et la résistance interne (faible !), du générateur, si aucun courant n'est consommé par le montage alimenté, schématisé par l'impédance R_1 (figure 3).

DIODE DE ZENER DE PUISSANCE

Reportons-nous maintenant, si vous le voulez bien, à la figure 4, laquelle nous présente le schéma d'un montage plus sophistiqué que le précédent.

Le transistor PNP/T1 est rendu conducteur par la diode Z, amorcée par la résistance R_1 .

La diode Z stabilise le potentiel de la base de T1 à la grandeur de sa tension nominale V_z .

La tension émetteur-base d'un transistor étant constante (seuil de conduction de grandeur 0,7 volt de la jonction émetteur-base), le transistor T1 maintient par conséquent la ligne (+) à un potentiel supérieur de 0,7 volt à la tension nominale V_z de la diode Z.

$$U_{stab} = V_z + 0,7 \text{ volt}$$

Mais T1 fournit, par son collecteur, le courant de base de T2, un transistor NPN qui constitue, avec T1, un assemblage compound, ou faux Darlington !

Il en résulte que le courant "shunt", drainé par T2, du (+) vers le (-), peut être considérable...

T1 est un PNP pour petits signaux, de faible puissance, par exemple un BC 557, T2 est un NPN de puissance, un TIP 31, un 2N 3055...

Tout naturellement T2 sera pourvu d'un

dissipateur thermique, car la puissance développée chez lui sera très importante, qui augmente, nous le savons, avec le carré de la valeur de la tension d'entrée du dispositif, obéissant à l'incontournable effet Joule toujours disposé à exercer ses sévices !

Vous notez que la résistance de dépense R_d , interposée dans la ligne (+) de l'entrée, n'a pas ici de raison d'être (montage schématisé par la figure 4).

REGULATION SERIE

Elle conduit à l'obtention de débits beaucoup plus importants que ceux procurés par la régulation shunt.

Un transistor "ballast" joue le rôle d'une résistance variable disposée en série dans la ligne (+), qui crée la chute de tension niveleuse, entre la tension aux bornes du générateur, le fournisseur d'énergie électrique et la tension stabilisée demandée par le montage alimenté.

La figure 5 nous en rappelle le principe, qui reproduit le schéma structurel d'une petite alimentation secteur toute classique. Une diode Z stabilise la tension de base d'un transistor NPN, lequel fournit par son émetteur le courant consommé par le montage alimenté, sous la tension fixe de son émetteur, inférieure de 0,7 volt à la tension stable imposée à sa base...

Ce dispositif permet, à l'aide d'un transistor ballast genre 2N 1711, de fournir un courant d'intensité atteignant 500 milliampères en permanence, sous la tension (sortie) de 18 volts, c'est un exemple !

Le transistor doit obligatoirement être équipé d'un refroidisseur, un petit

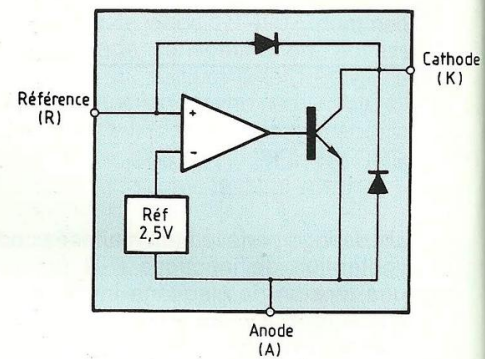
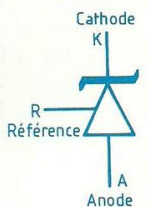


Fig. 7



$\mu A431$



dissipateur thermique à ailettes.

Un dispositif de limitation de l'intensité du courant délivré par cette petite alimentation secteur, en particulier en cas de court-circuit des bornes de sortie, peut être adjoint, comme l'indique le schéma reproduit par la figure 6.

Le courant fourni par l'alimentation, issu de l'émetteur du ballast T1, transite par la résistance R_p , y créant une chute de tension qui, lorsqu'elle atteint le seuil de conduction (0,7 volt) de la jonction émetteur-base de T2, rend T2 conducteur. Le collecteur de T2 "tire" alors du courant par la résistance R_d , abaissant la tension émetteur-base de T1 au-dessous du 0,7

ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS PERFORMANTE

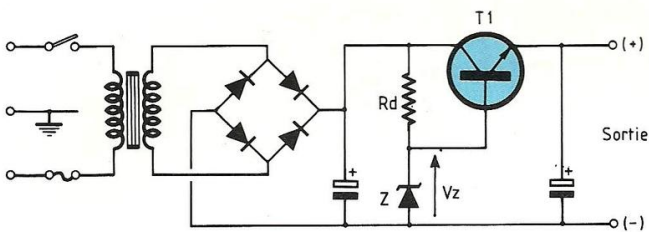
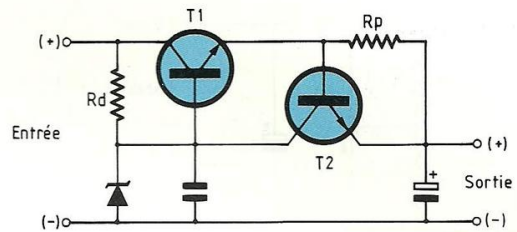


Fig. 5



T1, T2 : 2N1711

Fig. 6

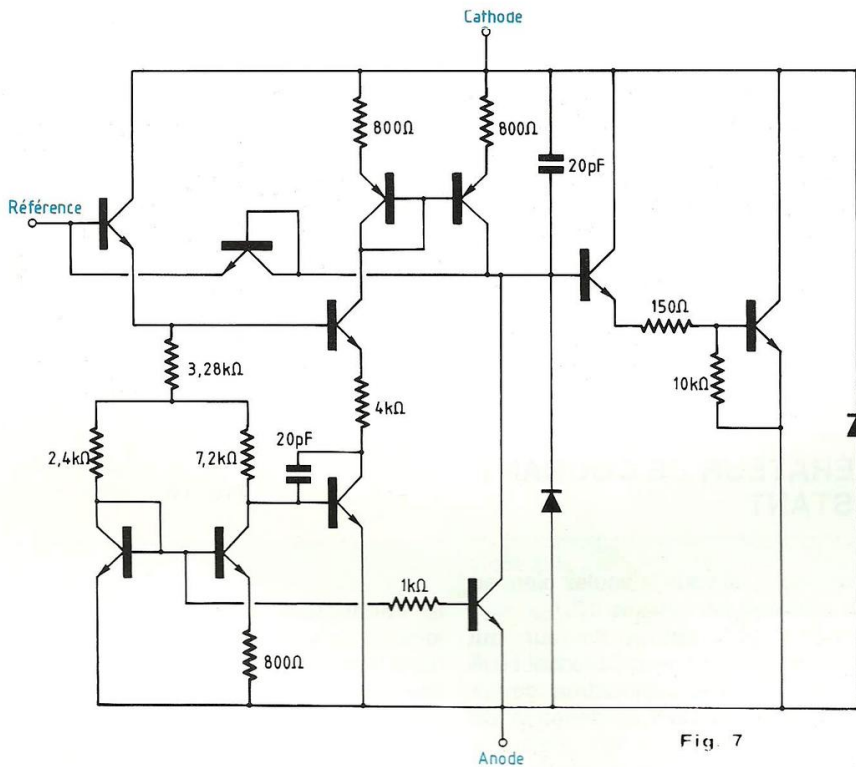


Fig. 7

volt nécessaire pour rendre conducteur T1.

T1 se bloque, l'intensité du courant délivré par l'alimentation se trouve ainsi limitée.

T1 est pourvu d'un dissipateur thermique, T2 n'a pas besoin de cette protection.

Un court-circuit des bornes de sortie est sans danger pour l'alimentation...

A l'intention des puristes, calculons l'incidence de la présence du limiteur d'intensité sur la tension sortie de ce type d'alimentation fonctionnant en régulation série.

La résistance Rp, interposée dans la ligne (+) de l'alimentation, introduit une inévitable perte de tension qui peut

atteindre 0,7 volt (valeur maximale), comme nous venons de le voir.

Dans les plus mauvaises conditions, l'écart est alors, en valeur relative, de $[0,7/U \text{ sortie}]$, soit de 4 % dans le cas d'une tension sortie de grandeur 18 volts, ce qui est parfaitement tolérable !

DIODE Zp

La diode de Zener programmable, ou régulateur de tension shunt ajustable, est un composant actif très intéressant.

Elle devient opérante lorsqu'une tension

de grandeur donnée, tension de référence, est appliquée sur son électrode de commande.

Nous vous proposons de mettre en œuvre le 431, Adjustable Precision Shunt Regulator, proposé par plusieurs fabricants, sous les codes TL 431, μA 431, etc.

Voici ses caractéristiques essentielles :

- Tension de cathode (V_z) : 2,5 à 36 volts
- Courant inverse (I_z) : 1 à 100 milliam-pères

- Dissipation à 25 °C (P_z) : 775 milliwatts

- Résistance dynamique : 0,2 ohm

- Coefficient de température : 30 ppm

Ce coefficient de grandeur 30 parties par million retient d'emblée notre attention.

Nous déduisons immédiatement que, sous un courant inverse d'intensité 10 mA, l'incidence de la température sur la grandeur tension cathode-anode se traduit par une baisse de quelques millivolts seulement pour une variation de 25 °C de la température du régulateur !

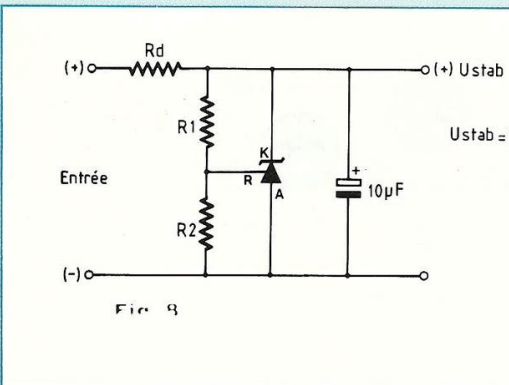
Ne perdons jamais de vue que tout composant, actif ou passif, voit ses caractéristiques changer avec sa température, résultante de la conjugaison de l'incontournable effet Joule au sein du composant et de la température ambiante.

Nous avons reproduit, à la figure 7, le "block diagram", le schéma structurel du 431 et nous vous en laissons démonter le mécanisme au demeurant fort simple.

Nous avons dessiné son schéma équivalent simplifié et nous avons indiqué son brochage.

Il faut noter qu'une tension de grandeur 2,5 volts, à $\pm 2,5$ % (dispersion des caractéristiques) doit être appliquée sur sa broche R (Référence) pour que le régulateur s'amorce.

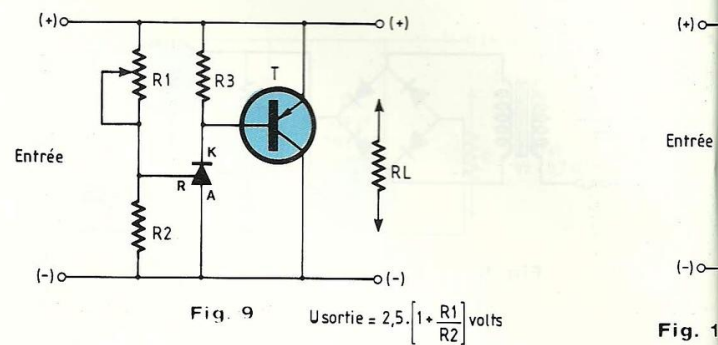
La figure 8 vous montre le montage classique du 431.



$$U_{stab} = V_{réf} \cdot \left[\frac{R1 + R2}{R2} \right]$$

$$2,5 \cdot \left[\frac{R1 + R2}{R2} \right] \text{ volts}$$

Fig. 8



$$U_{sortie} = 2,5 \cdot \left[1 + \frac{R1}{R2} \right] \text{ volts}$$

Fig. 9

La tension de commande (de 2,5 volts) est conditionnée à l'aide d'un pont diviseur (R1, R2) et ce pont diviseur fixe la tension sortie stabilisée du régulateur shunt...

La tension sortie est ainsi programmable de 2,5 (±2,5 %) jusqu'à 36 volts, ce qui est très intéressant, non ?

La résistance sortie du dispositif est remarquablement basse, typiquement de 0,2 ohm, c'est dire que l'incidence de l'intensité du courant sortie sur la stabilisation sera bien faible...

La résistance de dépense Rd est ici nécessaire (schéma de la figure 8), qui doit limiter l'intensité du courant transitant par le régulateur 431 au-dessous de 100 milliampères.

Il ne faut pas perdre de vue que la puissance maximale développée chez le 431 est de 775 milliwatts.

présente le schéma, a pour rôle de faire s'illuminer une diode électroluminescente lorsqu'une tension à contrôler se situe dans une "fenêtre" dont les deux limites, les deux seuils, inférieur et supérieur, sont fixés à l'aide de combinaisons résistives.

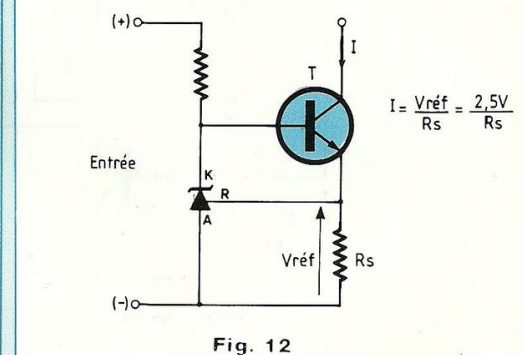
Chez le montage schématisé par la figure 11, le transistor NPN est rendu conducteur lorsque la tension à contrôler se situe dans une fenêtre aux seuils de tension également conditionnés par des valeurs résistives.

GENERATEUR DE COURANT CONSTANT

Reportons-nous, si vous le voulez bien, au schéma reproduit par la figure 12.

Le transistor NPN est conducteur, qui maintient son émetteur à un potentiel situé à 0,7 volt (seuil de conduction de sa jonction émetteur-base) au-dessous du potentiel de la cathode du 431, mais à la hauteur des 2,5 volts de la tension de référence !

L'intensité, constante, du courant transitant par le transistor a pour valeur $[V \text{ réf}/R_s]$, tout simplement...



$$I = \frac{V_{réf}}{R_s} = \frac{2,5V}{R_s}$$

Fig. 12

la conduction du transistor ballast T lorsque l'intensité du courant délivré crée, dans la résistance Rp, la chute de tension des 2;5 volts de la tension de référence...

REGULATION SERIE

L'alimentation dont la figure 5 nous présente le schéma, nous procure une tension sortie stabilisée, disponible sur l'émetteur du transistor ballast.

Nous pouvons asservir la tension sortie à la tension de référence du 431, à l'aide d'un pont diviseur, comme le montre le schéma de montage reproduit par la figure 14.

La base du transistor ballast reçoit son courant d'activation par la résistance R1, le courant sort par l'émetteur du même transistor, pour aller alimenter le montage R1, consommateur d'énergie.

L'électrode de commande de la diode Zp

DIODE Z DE PUISSANCE

Le 431 est capable de transiter un courant inverse (c'est une diode de Zener !) d'une intensité atteignant 100 mA.

Si nous avons besoin d'un régulateur shunt capable de drainer vers le (-) un courant d'intensité plus importante, nous adjoignons un transistor PNP associé en parallèle au dispositif de base (figure 9).

C'est ce transistor qui supporte le transit du courant excédentaire, mais il doit pouvoir drainer la totalité du courant provenant du générateur en entrée, en l'absence de montage branché aux bornes de sortie !

COMPARATEUR A FENETRE

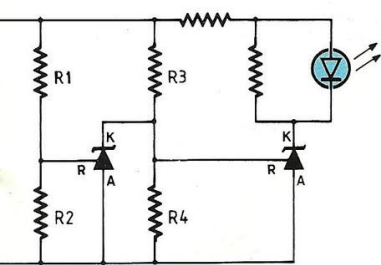
Ce montage, dont la figure 10 nous

LIMITEUR D'INTENSITE

Nous avons revu tout à l'heure le principe du dispositif limitant l'intensité du courant délivré par le transistor ballast d'une alimentation stabilisée fonctionnant en régulation série (figure 6).

Nous pouvons faire jouer au 431 (schéma de la figure 13) le rôle du transistor auxiliaire T2 du dispositif limiteur, bloquant

ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS PERFORMANTE



$$\text{Seuil inférieur} = U_{\text{réf.}} \left[1 + \frac{R3}{R4} \right]$$

$$\text{Seuil supérieur} = U_{\text{réf.}} \left[1 + \frac{R1}{R2} \right]$$

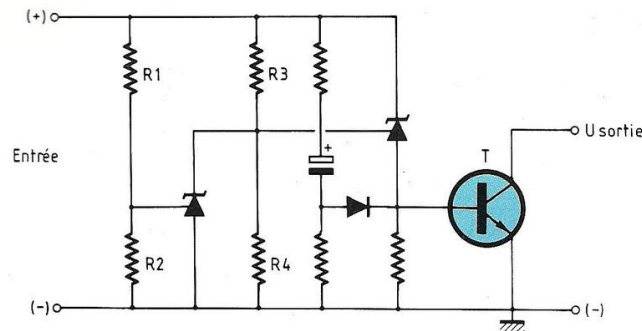


Fig. 11 Test conducteur pour seuil inférieur < U_{Entrée} < seuil supérieur

$$\text{Seuil inférieur} = V_{\text{réf.}} \left[1 + \frac{R3}{R4} \right] + U_{BE}$$

2,5V 0,7V

$$\text{Seuil supérieur} = V_{\text{réf.}} \left[1 + \frac{R1}{R2} \right]$$

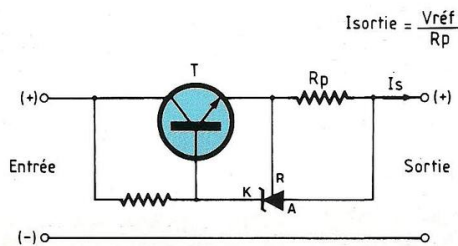


Fig. 13

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{réf}}}{R_p}$$

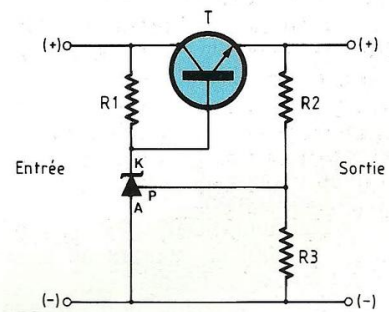


Fig. 14 U_{sortie} = 2,5 · [1 + R₂/R₃] volts

se voit appliquer une fraction de la tension sortie, conditionnée par le pont diviseur constitué des résistances R2 et R3.

Si la tension appliquée devient supérieure aux 2,5 volts de la tension de référence, la diode Zp entre en conduction et "tire" du courant, depuis le (+), par la résistance R1 et abaisse le potentiel de la base du transistor ballast, lequel est rendu moins conducteur, qui réduit sa fourniture de courant.

Une baisse de la tension sortie, indice d'un accroissement de l'intensité du courant demandé par le montage alimenté, se traduit par le blocage de la diode Zp, avec pour effet une libre alimentation de la base du transistor ballast...

PROJET

Nous vous proposons de réaliser une alimentation stabilisée de laboratoire, toute

simple, très performante et d'un prix de revient particulièrement avantageux.

Elle fonctionnera en régulation série, selon le principe que nous venons de voir (figure 8), nous utiliserons un Darlington pour ballast, afin de répondre à des demandes en courant importantes de la part des montages alimentés; moyennant un très faible courant d'activation de base.

En mettant en œuvre un BDX 65, ou son équivalent MJ 3001, nous pouvons obtenir, sans la moindre difficulté, un courant sortie de 1 ampère, tout en ne consommant qu'un courant de base d'intensité 1 milliampère!

La cellule de transformation de l'alimentation (figure 15) comporte un transformateur 220 V - 2x15 V, de puissance 50 VA, sur étrier.

Disons qu'un transformateur torique 220 V - 2x15 V - 50 VA conviendrait très bien également, mais son prix est double de celui sur étrier!

Les secondaires du transformateur sont

couplés en série, pour constituer un secondaire de tension nominale 30 volts.

Nous installons un fusible dans le circuit du primaire du transformateur, fusible du type "retardé".

Le calibre de ce fusible, pour une intensité maximale de 1,5 ampère au secondaire (couverture de sécurité!), ramenée au primaire, sera de :

$$\frac{1 \text{ A} \times 30 \text{ V}}{220 \text{ V}} = 205 \text{ mA}$$

Nous le choisirons du type 250 mA, ou même 315 mA, selon disponibilité.

Chacune des quatre diodes du pont redresseur de la cellule de redressement-filtrage doit "passer" la moitié de l'intensité maximale du courant au secondaire, soit 0,5 ampère, nous optons pour nos habituelles et fidèles 1N 4007...

Le condensateur de filtrage devra "tenir" la tension U max du secondaire, (30 x √2) volts, il sera choisi du type 63 volts service.

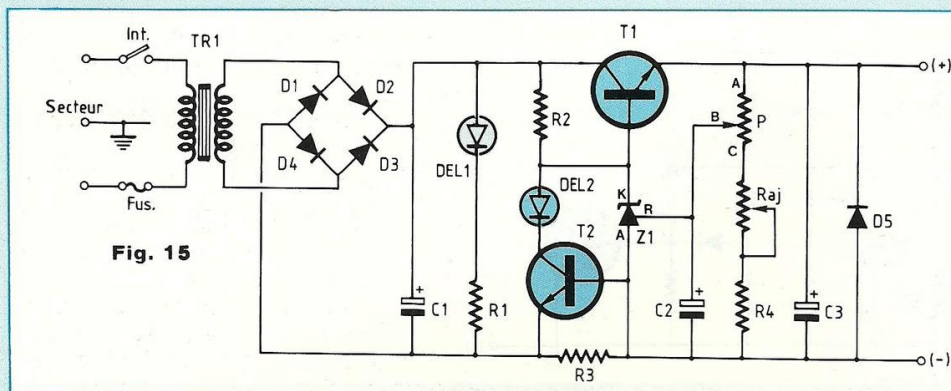


Fig. 15

Un condensateur de 4 700 microfarads, en redressement bi-alternance et traitant un courant d'intensité 1 ampère nous "laisse" une tension résiduelle de ronflement (la ronflette !) de grandeur :

$$u_{\text{ronf}} = I / [f \cdot C] = 1 \text{ A} / [100 \text{ Hz} \cdot 4\,700 \mu\text{F}] = 2,12 \text{ volts}$$

Voilà qui est tout à fait acceptable !

Un condensateur de filtrage de capacité 4 700 microfarads, 63 volts service conviendra parfaitement...

Le gain en courant du Darlington BDX 65 étant de ... 1 000, un courant de base d'intensité 1 mA est suffisant.

Pour une bonne stabilité nous ferons passer dans la résistance R2, fournissant le courant de base au Darlington, un courant d'intensité 15 à 20 fois supérieure à celle nécessaire, disons de 17,5 mA.

Lorsque le régulateur 431 sera activé, il devra drainer un tel courant, qui est de loin inférieur à celui qu'il peut admettre (100 mA).

Dans les conditions les plus difficiles nous devons faire transiter par la résistance R2 un courant d'intensité 17,5 milliampères sous une chute de tension d'une quarantaine de volts.

$$R2 = 40 / 0,0175 = \dots 2,2 \text{ kilohms}$$

La puissance développée chez la résistance R2 étant de la forme $R \cdot I^2$, donc de grandeur $2\,200 \times (0,0175)^2$, soit 0,7 watt, nous prenons pour R2 une résistance de valeur résistive 2,2 kilohms et de puissance 2 watts...

Un diode électroluminescente de couleur Verte est le témoin lumineux indiquant que l'alimentation est sous tension secteur.

Le seuil de conduction d'une DEL standard verte est de 1,85 volt et nous faisons activer cette DEL par un courant d'intensité 15 à 20 milliampères.

Une résistance, c'est R1 sur le schéma, de valeur résistive 2,2 kilohms et de

puissance 2 watts, tout comme R1, convient parfaitement à l'alimentation de la DEL.

Nous installons un pont diviseur entre (+) et (-) de la sortie, pour conditionner la tension de référence de 2,5 volts du 431.

Précisons au passage, pour la curiosité, que le courant entrant dans le 431 par l'électrode de commande est étonnamment faible, de quelques 3,5 microampères !

Nous confectionnons le pont diviseur à l'aide d'un potentiomètre de qualité, à piste moulée durcie, genre CERMET, le type bien connu PAK 12 est de solide réputation.

Nous prenons ce potentiomètre P de valeur nominale 47 kilohms et nous constituons sa résistance associée en assemblant en série une résistance de valeur 3,9 kilohms (c'est R3 du schéma de la figure 15) et une résistance ajustable R_aj de valeur nominale 1 kilohm.

Ainsi nous pouvons régler l'alimentation pour lui faire couvrir, avec précision, l'étendue de la plage de la tension sortie comprise entre 2,5 (à $\pm 2,5\%$) et 30 volts...

Un condensateur de 100 microfarads, C2, de tension service 63 volts, conforte la stabilisation de la tension de référence du 431 et un second condensateur du même type, C3, est disposé entre (+) et (-) de la sortie, qui apporte un ultime filtrage de la tension stabilisée en sortie.

La diode D5, une 1N 4007, installée en alimentation inverse entre les bornes de sortie, peut s'avérer bien utile en cas de couplage de l'alimentation avec une autre, en vue de constituer une alimentation double, symétrique, (+), 0, (-), nous connaissons ce rôle important !

LIMITATION D'INTENSITE

Nous avons revu, tout à l'heure, le

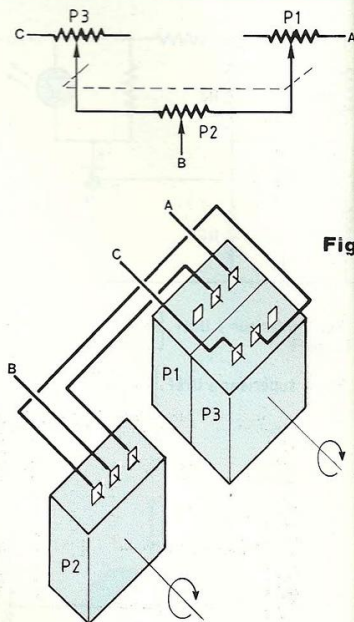


Fig. 6

fonctionnement du dispositif limiteur d'intensité du courant délivré par une alimentation stabilisée (schéma de la figure 6).

Nous installons un tel dispositif dans la ligne (-) de notre alimentation (figure 15).

Une résistance, R3, de valeur résistive 0,68 ohm, puissance 3 ou 5 watts, est parcourue par l'intégralité du courant fourni par l'alimentation, à son retour vers la cellule de redressement-filtrage.

Un courant d'intensité dépassant 1 ampère engendre, dans cette résistance R3, la chute de tension qui active la jonction émetteur-base d'un transistor NPN à grand gain un BC 547 C (ou B), ou un BC 549 C (ou B).

Le transistor entre en conduction et, par son collecteur, "tire" du courant par R2, avec pour effet de bloquer la conduction du Darlington BDX 65.

Nous profitons de l'occasion pour interposer, dans le circuit de collecteur du transistor du dispositif limiteur, une diode électroluminescente de couleur Rouge, laquelle s'illumine pour traduire l'entrée en action du limiteur d'intensité, pour un courant sortie d'intensité dépassant 1 ampère...

Amusant, non ?

A propos du nécessaire dissipateur thermique dont nous devons munir le BDX 65 (ou MJ 3001), nous prenons en compte les données suivantes :

ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS PERFORMANTE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Résistances ±5 %

R1 - R2 - 2,2 kΩ / 2 W

R3 - 0,68 Ω / 5 W

R4 - 3,9 kΩ / 0,5 W

* Condensateurs

C1 - 4 700 μF / 63 V

C2 - C3 - 100 μF / 63 V

* Semiconducteurs

D1 à D5 - 1N4007

Z1 - régulateur μA 431 (ou LM...)

T1 - darlington BDX65 ou MJ3001

T2 - transistor BC547C ou BC549C

2 DEL (1 verte + 1 rouge)

* Divers

Raj - ajustable horizontal de 1 kΩ

P - potentiomètre de 47 kΩ (voir texte)

1 transformateur 220 V/2x15 V/50 VA

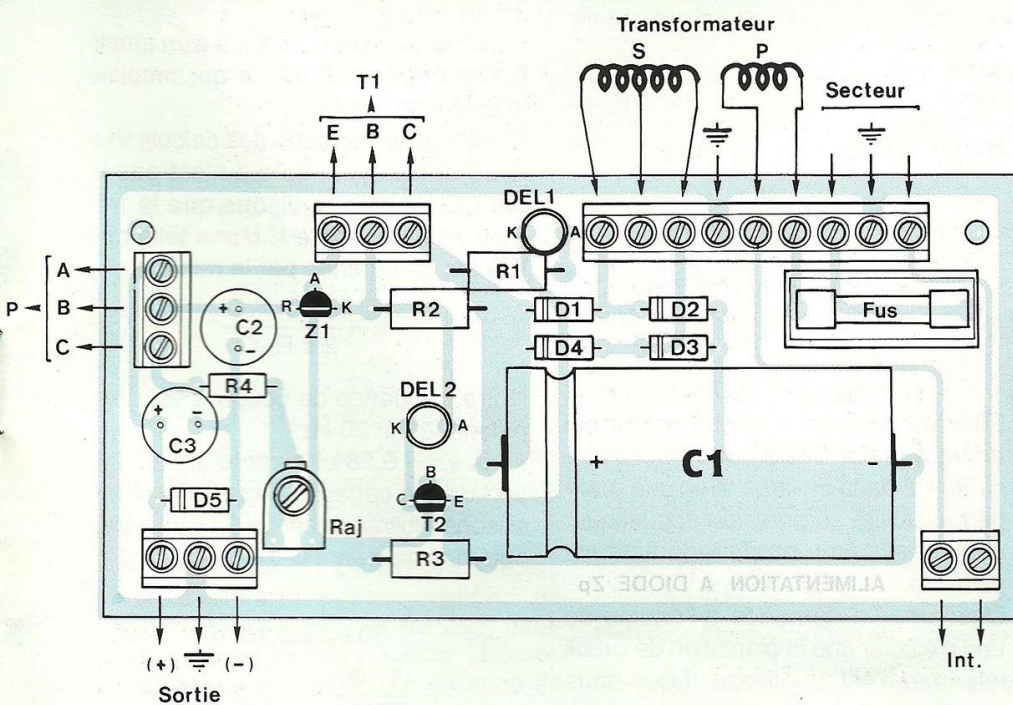
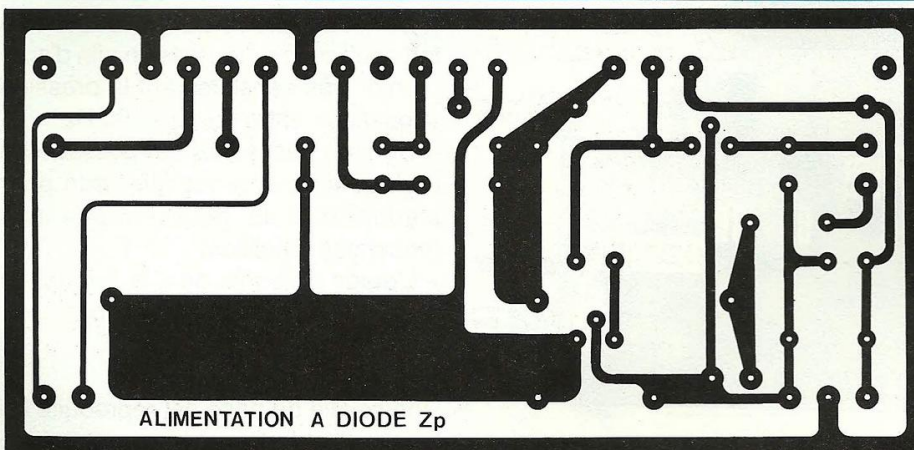
1 dissipateur genre ML39

1 porte-fusible avec fusible 250 mA

1 interrupteur

borniers pour C.I.

1 accessoire de montage pour T03



- La puissance maximale P max développée chez le Darlington est estimée, en gros, à 40 watts (40 volts - 1 ampère)

- La température maximale de jonction Tj du BDX 65 est de 200 °C

- La température ambiante moyenne est estimée à 30 °C

- La résistance thermique jonction-boîtier est de 1,5 °C chez le boîtier T0 3 du BDX 65, une grandeur typique

- La résistance thermique boîtier-dissipateur est de l'ordre de 0,3 °C/W dans le cas du boîtier T0 3 isolé à l'aide d'une pastille plastique graissée siliconée

La résistance thermique du dissipateur est de :

$$R_{thd} = \frac{200 - 30}{40} - 1,5 - 0,3 = 1,7 \text{ °C/W}$$

Un dissipateur de résistance thermique 1 °C/W fera l'affaire, il sera du genre ML 39, par exemple...

REGLAGE FIN

Il est toujours intéressant de disposer d'un réglage rapide pour "dégrossir" la tension sortie et d'un réglage fin pour peaufiner sa valeur...

Dans le cas présent, où la tension de référence (réglage) est délivrée par le curseur d'un potentiomètre, il est facile, pour une légère augmentation du prix de revient de l'ensemble, de mettre en œuvre trois potentiomètres, comme le montre le schéma reproduit par la figure 16.

Les deux potentiomètres P1 et P3 ont la même valeur résistive, de 47 kiloohms (valeur adoptée pour P du montage de la figure 15).

P1 et P2 sont actionnés par une commande unique, ils forment un potentiomètre double, avec un seul axe pour positionner les deux curseurs.

Le modèle PAK 12 peut accepter un second potentiomètre rajouté simplement par pression sur le premier, il est prévu pour cela...

Le potentiomètre P2, qui est choisi de valeur résistive nominale 470 ohms, soit 10 % de celle de P1 et de P3, est connecté entre les curseurs de P1 et de P3.

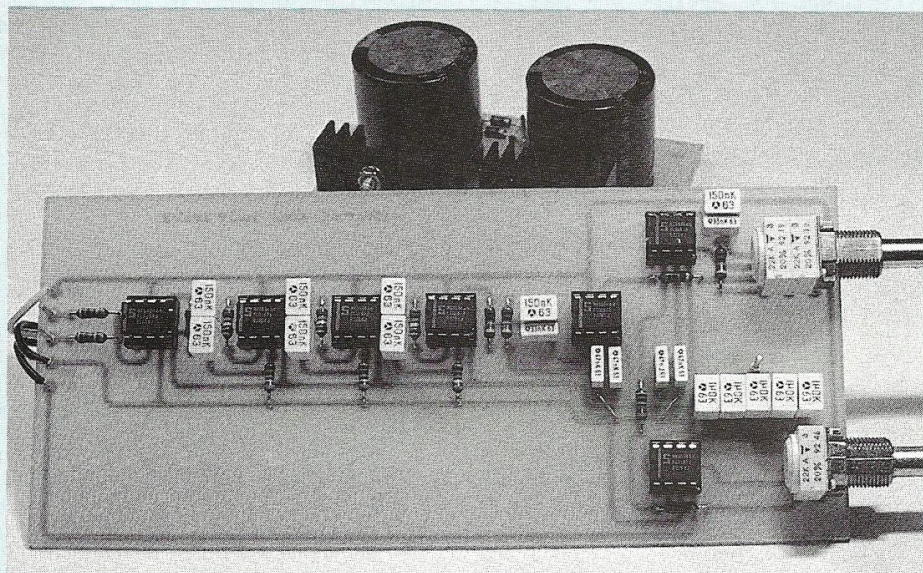
Le réglage rapide s'effectue en intervenant sur l'axe de commande des curseurs de P1 et P3, jumelés, le réglage fin s'effectue confortablement et en douceur à l'aide de P2.

Intéressant, non ?

Georges Matoré

FILTRE ACTIF

POUR CAISSON D'EXTREME-BASSE



Les lecteurs de l'Audiophile ont pu suivre dans les N°s 22 et 23 de cette revue, un article théorique rédigé par M. Charles-Henry DELALEU et intitulé "Extrêmes-Basses grâce à CALSOD et LEAP" Les prociels lui ont permis d'étudier un caisson d'extrême-grave, capable de s'adapter à la majorité des enceintes, permettant ainsi d'atteindre les fréquences les plus basses présentes sur les supports audio, mais bien souvent inaudibles puisque non reproduites par les H.P.

Le caisson de basse a donc pour but de répondre à l'incapacité de la majorité des enceintes de descendre en-dessous de 60 Hz.

L'objectif est de pouvoir combler la bande 20 Hz – 120 Hz. Afin de s'intégrer dans la majorité des appartements, il a été décidé de ne pas dépasser pour ce caisson, un volume de

50 litres de charge utile. L'auteur est arrivé à la conclusion que pour obtenir 20 Hz dans 50 litres avec une grande possibilité en pression acoustique, seul un système par filtrage actif est possible.

Dès lors, il a demandé à l'équipe de Led d'étudier une implantation de circuit imprimé, c'est ce filtre actif que nous vous proposons de construire.

LE FILTRE ACTIF

Le cahier des charges est simple, il faut combler la bande 20 Hz – 120 Hz. La fréquence de 20 Hz est fixe mais la fréquence haute est ajustable de 30 Hz à 120 Hz.

L'électronique, comme indiqué en figure 1, se compose de quatre étages :

- L'étage d'entrée comprenant un sommateur, ce qui permet l'utilisation du caisson en caisson central.
- Un filtre passe-haut possédant un fort coefficient de surtension afin d'augmenter très sensiblement la pression acoustique entre 15 Hz et 50 Hz.
- Un filtre passe-bas qui possède un réglage en fréquence glissante pour s'adapter à la majorité des cas (enceintes satellites).
- L'étage de sortie dont le but est de régler le niveau sonore de l'ensemble.

LE FILTRE PASSE-HAUT

Une cellule de base est reproduite en figure 2A, l'atténuation est ici de 12 dB/octave.

L'élément actif est constitué d'un amplificateur opérationnel, ce qui simplifie le calcul du circuit.

Sans trop entrer dans des calculs toujours complexes, ce qui n'est pas le but de cet article, disons que la fréquence de coupure f_c d'une telle cellule est déterminée par la relation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_0 \cdot C}$$

Notre fréquence de coupure est, rappelons-le, de 20 Hz.

Avec $2\pi = 6,28$ et comme unité d'impédance la capacité C que nous choisissons arbitrairement de $0,15 \mu\text{F}$, nous pouvons calculer R_0

$$R_0 = \frac{1}{20 \cdot 6,28 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{1 \cdot 10^6}{18,84} = 53\,078 \Omega$$

POUR CAISSON EXTREME-GRAVE

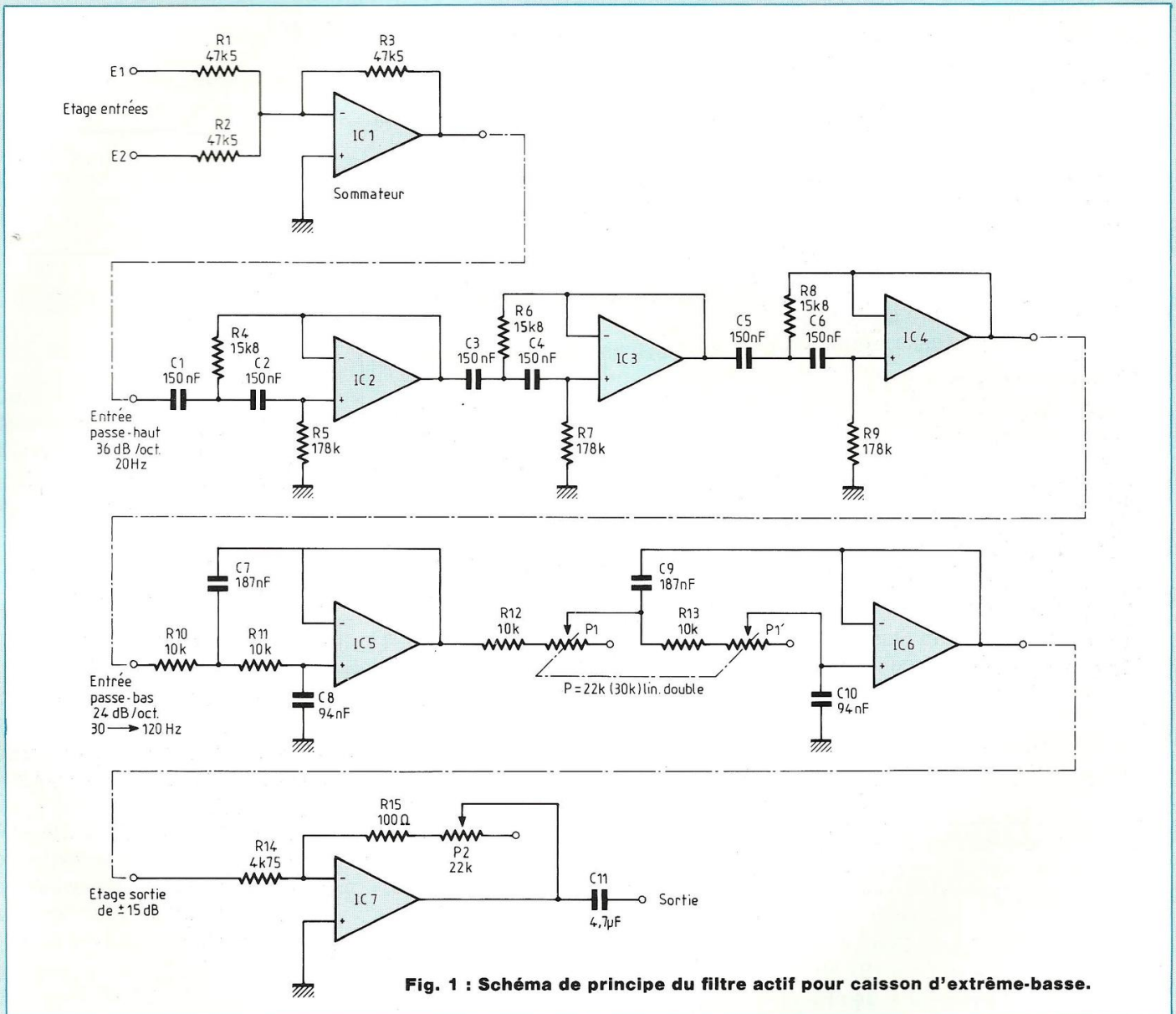


Fig. 1 : Schéma de principe du filtre actif pour caisson d'extrême-basse.

$R1 = 0,707 \cdot R_o \rightarrow R1 = 37\,526 \, \Omega$
 $R2 = 1,41 \cdot R_o \rightarrow R2 = 74\,839 \, \Omega$

Les trois cellules identiques placées en série permettront d'obtenir une atténuation de 36 dB/octave.

LE COEFFICIENT DE SURTENSION

Les valeurs que nous venons de déterminer pour R1 et R2 sont valables dans le cas où nous ne désirons pas de surtension à la fréquence de coupure f_c , c'est-à-dire avec un

coefficient de surtension de 0,707. Le coefficient de surtension Q se définit par la relation :

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{q}{m}}$$

avec pour une cellule à 12 dB :

$q = 1,414$ et $m = 0,707$.

Dans ce cas : $Q = 0,707$

Comme nous l'avons mentionné un peu plus haut, nous voulons pour ce

filtre passe-haut un fort coefficient de surtension Q afin d'augmenter la pression acoustique entre 15 Hz et 50 Hz. Nous le choisissons de 1,7 pour cette application.

Le rapport est de $1,7/0,707$ soit 2,4.

La résistance R1 de 37,4 kΩ prend donc la valeur de : $\approx 15,58 \, \text{k}\Omega$ ($37,4/2,4$) et la résistance R2 de 75 kΩ, la nouvelle valeur de $\approx 180 \, \text{k}\Omega$ ($75 \times 2,4$).

FILTRE ACTIF

LE FILTRE PASSE-BAS

La cellule de base de la figure 2B va nous permettre de conduire le même raisonnement que ci-dessus.

En fait, le passage d'une cellule passe-haut en passe-bas se traduit par l'insertion de résistances en lieu et place des condensateurs.

Nous voulons une fréquence maximale de 120 Hz et une fréquence glissante de 30 Hz à 120 Hz.

La fréquence de coupure d'une telle cellule est déterminée cette fois par la relation

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \cdot R \cdot C_0}$$

Une valeur de 10 kΩ pour le choix de l'unité d'impédance donnée à R permet de faire fonctionner l'ampli op dans de bonnes conditions.

En effet, il faut que R soit beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée de celui-ci et beaucoup plus élevée que l'impédance de sortie pour que cet élément puisse être considéré comme parfait.

1 – Pour une fréquence de 120 Hz maximale :

$$C_0 = \frac{1}{120 \cdot 6,28 \cdot 10^3} = \frac{1}{7536 \cdot 10^3}$$

$$= \frac{1}{7,536 \cdot 10^6} = 0,1327 \cdot 10^{-6}$$

$$C_0 \# 0,133 \mu\text{F} \text{ ou } 133 \text{ nF}$$

$$C1 = 1,41 \cdot C_0 \rightarrow C1 \# 187 \text{ nF}$$

$$C2 = 0,707 \cdot C_0 \rightarrow C2 \# 94 \text{ nF}$$

2 – Pour une fréquence de 30 Hz minimale :

Pour effectuer ce glissement désiré de la fréquence, une deuxième cellule est utilisée.

La figure 2C indique les modifications apportées à la cellule de base. Les résistances de valeur fixe R de 10 kΩ sont remplacées par un potentiomètre double à axe unique. Il faut en effet que les deux éléments résistifs aient

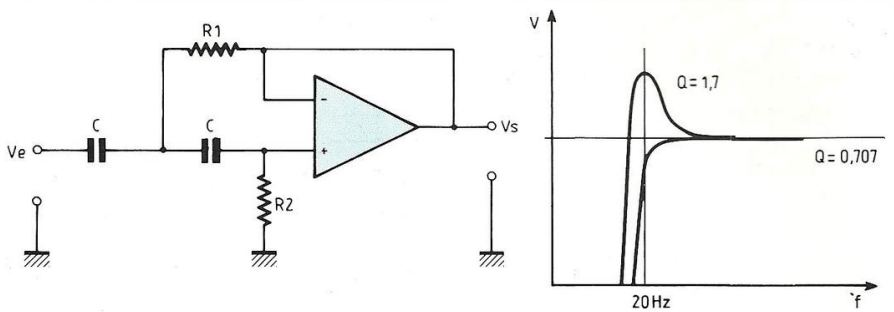


Fig. 2A : Filtre passe-haut et coefficient de surtension Q.

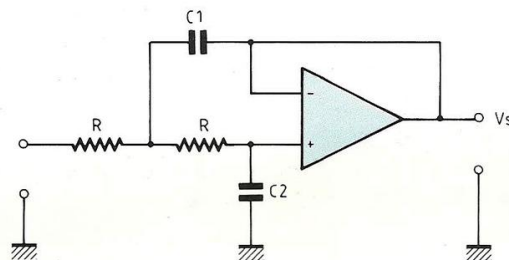


Fig. 2B : Filtre passe-bas à f_c fixe.

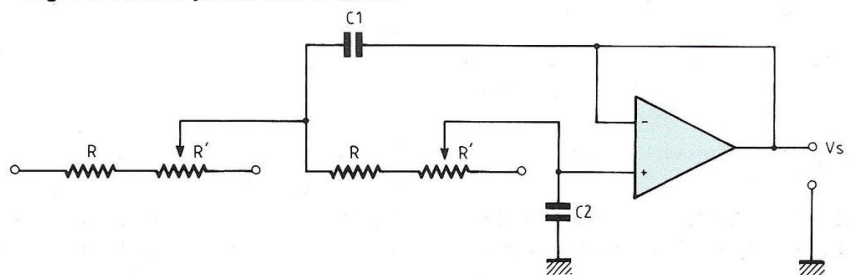


Fig. 2C : Filtre passe-bas à f_c variable.

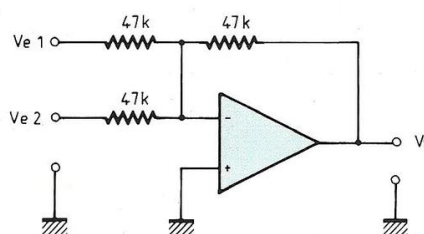


Fig. 2D : Etage sommateur.

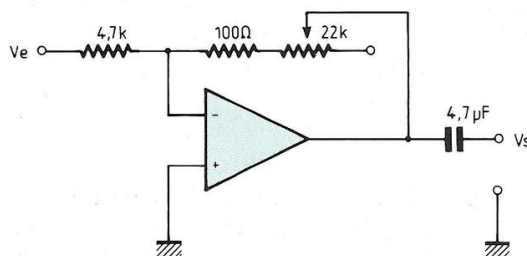


Fig. 2E : Etage amplificateur à gain variable.

POUR CAISSON EXTREME-GRAVE

la même valeur ohmique.

Nous connaissons C_0 (133 nF), f_c (30 Hz), 2π (6,28), nous pouvons donc, en reprenant la relation ci-dessus, calculer la valeur de R :

$$133 \cdot 10^{-9} = \frac{1}{30,6,28 \cdot R} \rightarrow$$

$$R = \frac{1}{30,6,28 \cdot 133 \cdot 10^{-9}}$$

$$= \frac{1}{25057 \cdot 10^{-9}} \text{ ou } \frac{1}{25,057 \cdot 10^{-6}}$$

$$R = 0,040 \cdot 10^6 \text{ soit } 40 \text{ k}\Omega$$

Ce qui était prévisible puisque nous divisons la fréquence de coupure f_c par 4 (120 Hz \rightarrow 30 Hz).

Les deux valeurs résistives à retenir sont donc :

$$120 \text{ Hz } \rightarrow R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$30 \text{ Hz } \rightarrow R = 40 \text{ k}\Omega$$

Pour la fréquence de 120 Hz, pas de problème. Lorsque les curseurs de potentiomètres R' sont à 0, des résistances talon R de 10 k Ω font parfaitement l'affaire.

La complication intervient pour le minima de 30 Hz, R + R' doivent avoir une résistance totale de 40 k Ω , soit $R' = 30 \text{ k}\Omega$. Inutile de chercher un tel potentiomètre chez votre revendeur qui sourira en vous disant : « Monsieur, c'est 22 k Ω ou 47 k Ω ! ».

Une valeur de 47 k Ω n'est pas envisageable, car la fréquence de coupure f_c descendrait beaucoup trop bas.

– 1^{ère} solution : Shunter les pistes des potentiomètres par des résistances fixes de valeur appropriée, de façon à obtenir une résistance équivalente $R_{\text{équi}}$ de 30 k Ω , soit :

$$30 = \frac{R \cdot 47}{R + 47} ; R \# 82,9 \text{ k}\Omega$$

– 2^{ème} solution : Utiliser un modèle de 22 k Ω . La résistance totale monte au mieux à 32 k Ω , ce qui ne permet plus

alors de descendre que jusqu'à $f_c \# 37,5 \text{ Hz}$.

L'ETAGE D'ENTREE

L'ampli opérationnel d'entrée est monté en sommateur, ce qu'indique la figure 2D. En effet, le caisson d'extrême grave étant destiné à être utilisé en caisson central (fonctionnement triphonique), les deux canaux en provenance de la sortie du préamplificateur sont mélangés. A ces basses fréquences, il n'y a rien à redouter car les sons ne sont pas du tout directionnels. Cet ampli op permet également d'attaquer l'entrée du filtre passe-haut à basse impédance.

Le gain en tension de cet étage est déterminé par la relation :

$$V_s = -47 \left(\frac{V_{e1}}{47} + \frac{V_{e2}}{47} \right)$$

Soit un gain de 2 si $V_{e1} = V_{e2}$. Le (-) indique que le signal subit une inversion de phase.

L'ETAGE DE SORTIE

De part la présence du potentiomètre de 22 k Ω monté en contre-réaction, le gain en tension de cet étage est variable. Voir la figure 2D.

Il s'agit encore d'un étage inverseur de phase dont les gains extrêmes sont définis par les relations :

$$G_{\text{max}} = -\frac{100 + 22.000}{4700} \# -4,7 \text{ (amplif.)}$$

$$G_{\text{min}} = -\frac{100}{4700} \# -0,021 \text{ (atténuation)}$$

Les amplis opérationnels n'étant pas dotés de réglage d'offset, nous avons prévu en sortie de ce dernier étage, un condensateur de 4,7 μF dont le rôle est de bloquer toute tension continue présente sur la broche 6.

LE CHOIX DES COMPOSANTS

Pour les semiconducteurs, plusieurs amplis-op peuvent être utilisés (éviter

tout de même le 741 !). Le choix se portera sur des modèles "faible bruit", genre NE 5534 N ou OP27C.

Les résistances seront à couche métallique, les condensateurs des "milfeuille" au pas de 5,08.

S'il est facile de s'approvisionner en résistances à faible tolérance $\pm 1 \%$, il en est tout autre pour les condensateurs dont on ne peut espérer moins de $\pm 5 \%$.

Un autre problème est soulevé avec le filtre passe-haut qui fait intervenir des valeurs comme 187 nF ou 94 nF. Pour s'approcher de ces valeurs théoriques calculées, le circuit imprimé a été étudié pour recevoir deux condensateurs montés en parallèle.

THEORIE ET PRATIQUE

Comme nous venons de le dire, entre la valeur optimale calculée pour un composant et ce que l'on peut acquérir, il y a toujours un compromis à faire.

Ainsi :

– Pour les filtres passe-haut :

$C = 150 \text{ nF}$: valeur normalisée

$R_1 = 37 \ 526 \ \Omega$: valeur approchée 37,4 K $\pm 1 \%$. (pour $Q = 0,707$)

$R_2 = 74 \ 839 \ \Omega$: valeur approchée 75 k $\Omega \pm 1 \%$. (pour $Q = 0,707$)

– Pour les filtres passe-bas :

$R = 10 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$: valeur normalisée

$C_1 = 187 \text{ nF}$ soit 150 nF + 33 nF (ou 39 nF si possible)

$C_2 = 94 \text{ nF}$ soit 47 nF + 47 nF

L'ALIMENTATION $\pm U$

Le filtre actif peut être alimenté de $\pm 12 \text{ V}$ à $\pm 16 \text{ V}$, voire même $\pm 20 \text{ V}$ avec des NE 5534 N.

Le schéma de la figure 3 ne surprendra pas, c'est un classique qui utilise LM 317T et LM 337T.

Filtrage et régulation sont ici énergiques.

Les ajustables permettent d'obtenir une alimentation parfaitement symétrique, ce qui n'est pas le cas avec des régu-

FILTRE ACTIF

lateurs complémentaires 7812 et 7912 par exemple.

REALISATION

• Les circuits imprimés

Ils sont au nombre de 2 et proposés à l'échelle 1 aux figures 4A et 4B.

La gravure de ces plaquettes ne pose aucun problème. Si vous redoutez le perchlore, faites appel à notre "Service Circuits Imprimés", les plaquettes étant disponibles percées ou non.

• Le câblage

Le filtre actif fait l'objet de la figure 5A. Si vous souhaitez faire des comparaisons d'écoute en essayant différents amplis-op, souder dans ce cas, des supports Dual In Line 8 broches au circuit imprimé.

Les potentiomètres sont des modèles pour CI du type P11 Sfernice.

Lorsque tous les composants sont soudés, après une vérification du câblage (bon positionnement des composants), dissoudre la résine de la soudure au trichloréthylène et pulvériser une couche de vernis. Le cuivre sera ainsi protégé de l'oxydation.

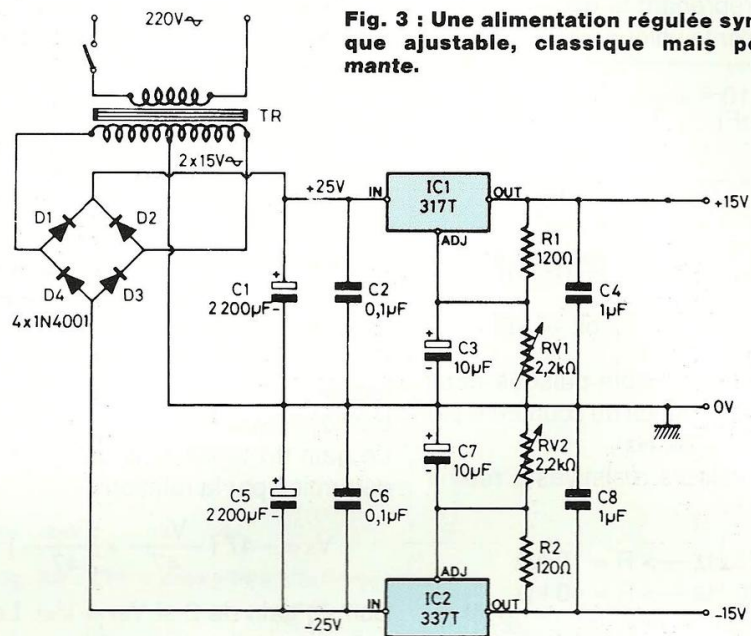
N'ayant pas de réglage à effectuer sur ce module, le filtre actif n'attend plus que son alimentation.

Le câblage de la deuxième carte est reproduit en figure 5B. Il est sans surprise, évitez tout de même de souder les condensateurs "tantale" à l'envers. Relier le transformateur au module, un 2 x 15 V torique de préférence. Les 4 fils des secondaires aux couleurs différentes sont repérés sur le corps de celui-ci afin d'effectuer des raccordements corrects.

A la mise sous tension, on doit mesurer des potentiels de ± 22 V aux bornes des condensateurs de filtrage de 2200 à 4700 μ F.

Par rapport au point milieu (0 V) avec les ajustables, régler les tensions en sorties des régulateurs à +16 V pour le LM 317T et -16 V pour le LM 337T.

Fig. 3 : Une alimentation régulée symétrique ajustable, classique mais performante.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION

• Résistances à couche
 $\pm 5\%$ - 1/2 W
R1 - R2 - 120 Ω

• Ajustables 25 tours
RV1 - RV2 - 5 k Ω

• Condensateurs électrochimiques
C1 - C5 - 2200 à 4700 μ F/50 V
C3 - C7 - 10 μ F/25 V

• Condensateurs pas 5,08
C2 - C6 - 0,1 μ F/63 V
C4 - C8 - 1 μ F/63 V

• Semiconducteurs
IC1 - LM 317T
IC2 - LM 337T
D1 - D2 - D3 - D4 - 1N 4004

• Divers
Transformateur torique
220 V/2 x 15 V/30 VA
2 Dissipateurs pour TO 220
Visserie de 3 x 10 mm

LE CAISSON

LE HAUT-PARLEUR

Le choix du haut-parleur est primordial. Un transducteur de petit diamètre ne peut descendre à 20 Hz avec un rendement convenable. Un haut-par-

leur de grand diamètre oblige à utiliser un grand volume.

C'est finalement le 30 W 100 de Dynaudio qui a été retenu. Ce transducteur possède une énorme bobine mobile de 100 mm de diamètre, réalisée en fil d'aluminium. Grâce à cette dernière, le problème de tenue ther-

POUR CAISSON EXTREME-GRAVE

Fig. 5B

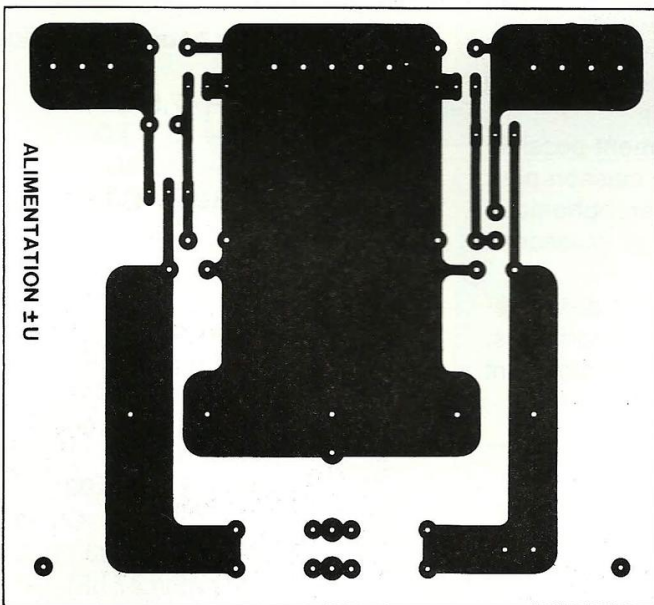
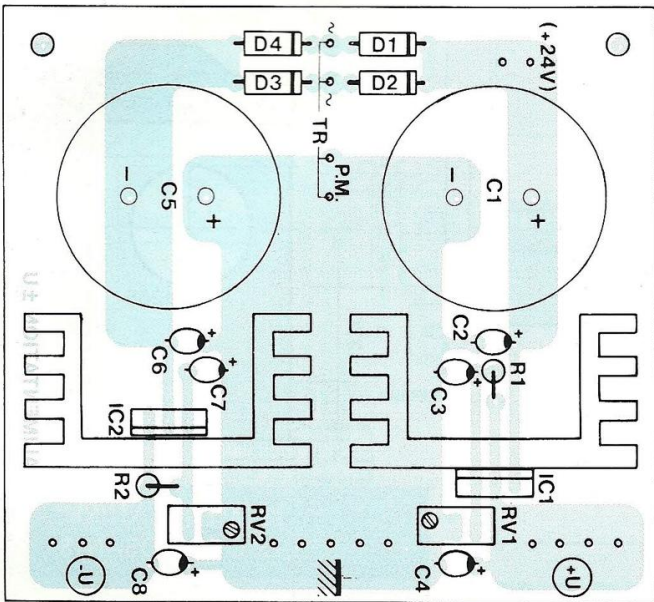


Fig. 4B

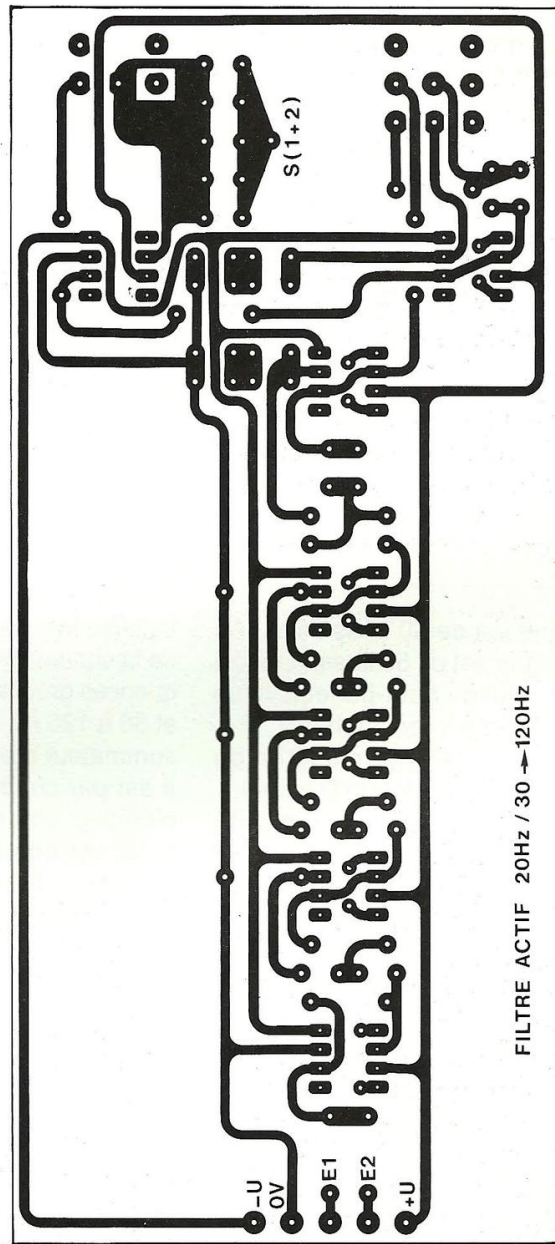


Fig. 4A

mique est résolu, elle peut tenir d'énormes puissances, jusqu'à 450 W. Un point important, l'architecture de ce haut-parleur autorise de très grandes elongations, l'excursion maximale crête à crête est de 28 mm.

Le saladier en aluminium est très dégagé, ce qui offre une grande liberté de

mouvement à l'équipage mobile. La membrane en polymère est chargée en silice et en magnésium. Le moteur magnétique est réalisé à partir d'un moteur central, ce qui autorise une bobine mobile de grand diamètre et se traduit par un taux de distorsion extrêmement faible aux basses fréquences.

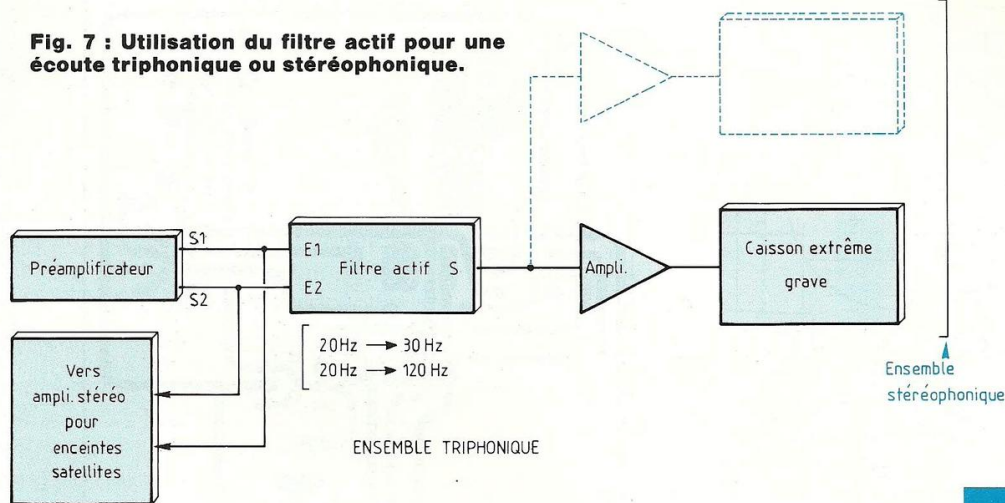
Un rendement de 90 dB, une fréquence de résonance de 24 Hz, un VAS de 69 litres et surtout un coefficient de surtension total de 0,619, font que le 30 W 100 est parfaitement adapté à nos besoins.

LA CHARGE ACOUSTIQUE

Comme annoncé en début d'article,

FILTRE ACTIF

Fig. 7 : Utilisation du filtre actif pour une écoute triphonique ou stéréophonique.



son volume est de 50 litres utiles. Au total, la valeur est de 55 litres, une fois soustrait celui du haut-parleur, nous obtenons la valeur recherchée.

La charge est de type clos afin de mieux amortir le 30 W 100 Dynaudio. Le caisson est réalisé en médite d'épaisseur 22 mm. Les cotes externes sont de 550 x 350 x 400 mm. Il s'agit d'un caisson très compact qui ne devrait poser aucun problème d'emplacement. Il convient simplement d'éviter les encoignures.

La figure 6 donne les plans de découpe des différents panneaux.

Veiller à réaliser une enceinte rigide. Deux tasseaux au centre des parois seront les bienvenus.

La charge sera remplie de laine de verre à 50 % du volume utilisable. La densité de cet amortissement sera moyenne.

UTILISATION

Le raccordement Préampli/Filtre/Ampli/Caisson extrême-grave est relativement simple, ce qu'indique la figure 7.

L'utilisation première est une écoute de la chaîne Hi-Fi en triphonie, les fréquences graves comprises entre 20 Hz et 30 à 120 Hz étant mélangées par le sommateur du filtre actif.

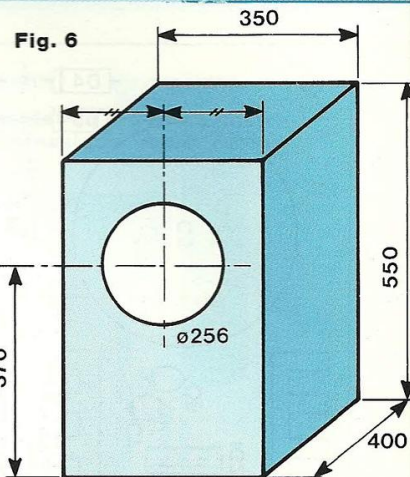
Il est par contre également possible d'ajouter un deuxième caisson pour repasser en écoute stéréophonique (ne pas oublier le bloc de puissance supplémentaire).

Deux caissons autorisent des pressions acoustiques plus importantes, puisque les surfaces d'émission sont doublées.

MOINS DE VOLUME

Devant le prix du 30 W 100, certains lecteurs préféreront s'orienter vers d'autres haut-parleurs. Nous insistons sur le fait qu'un tel caisson ne peut fonctionner correctement qu'avec des transducteurs possédant des paramètres électro-mécano-acoustique précis. Le V_{AS} du haut-parleur doit se situer dans une valeur faible comprise entre 50 et 100 litres. Le Q_{TS} , quant à lui, doit être supérieur à 0,5.

Afin de réduire le coût du caisson, il



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE ACTIF

• Résistances couche métallique $\pm 1\%$ - 1/2 W

- R1 - R2 - R3 - 47,5 k Ω
- R4 - R6 - R8 - 15,8 k Ω
- R5 - R7 - R9 - 178 k Ω
- R10 - R11 - R12 - R13 - 10 k Ω
- R14 - 4,75 k Ω
- R15 - 100 Ω

• Potentiomètres pour C.I.

- P1 - 2 x 22 k Ω A (ou 2 x 47 k Ω , voir texte)
- P2 - 22 k Ω A

• Condensateurs pas 5,08

- C1 - C2 - C3 - C4 - C5 - C6 - 150 nF
- C7 - 187 nF (150 nF // 33 ou 39 nF)
- C8 - 94 nF (47 nF // 47 nF)
- C9 - 187 nF
- C10 - 94 nF

• Semiconducteurs

- IC1 - IC2 - IC3 - IC4 - IC5 - IC6 - IC7 - NE 5534 N ou OP27C ou LF 356

• Divers

- 7 Supports Dual In Line 2 x 4 broches
- 2 Boutons

POUR CAISSON EXTREME-GRAVE

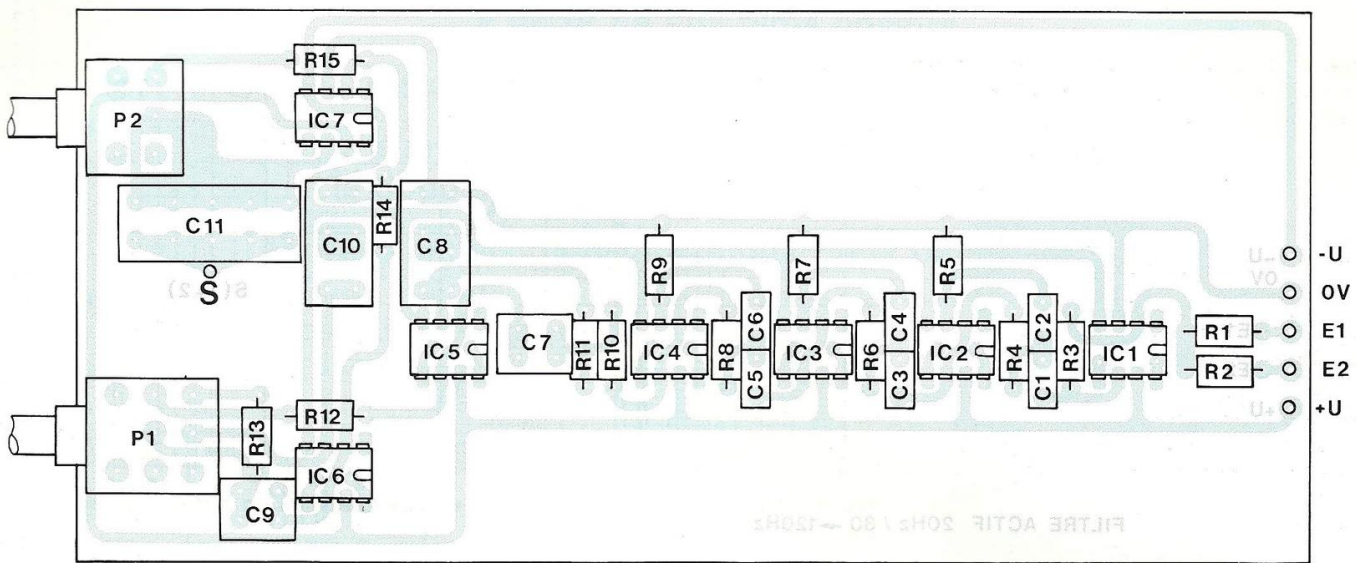


Fig. 5A

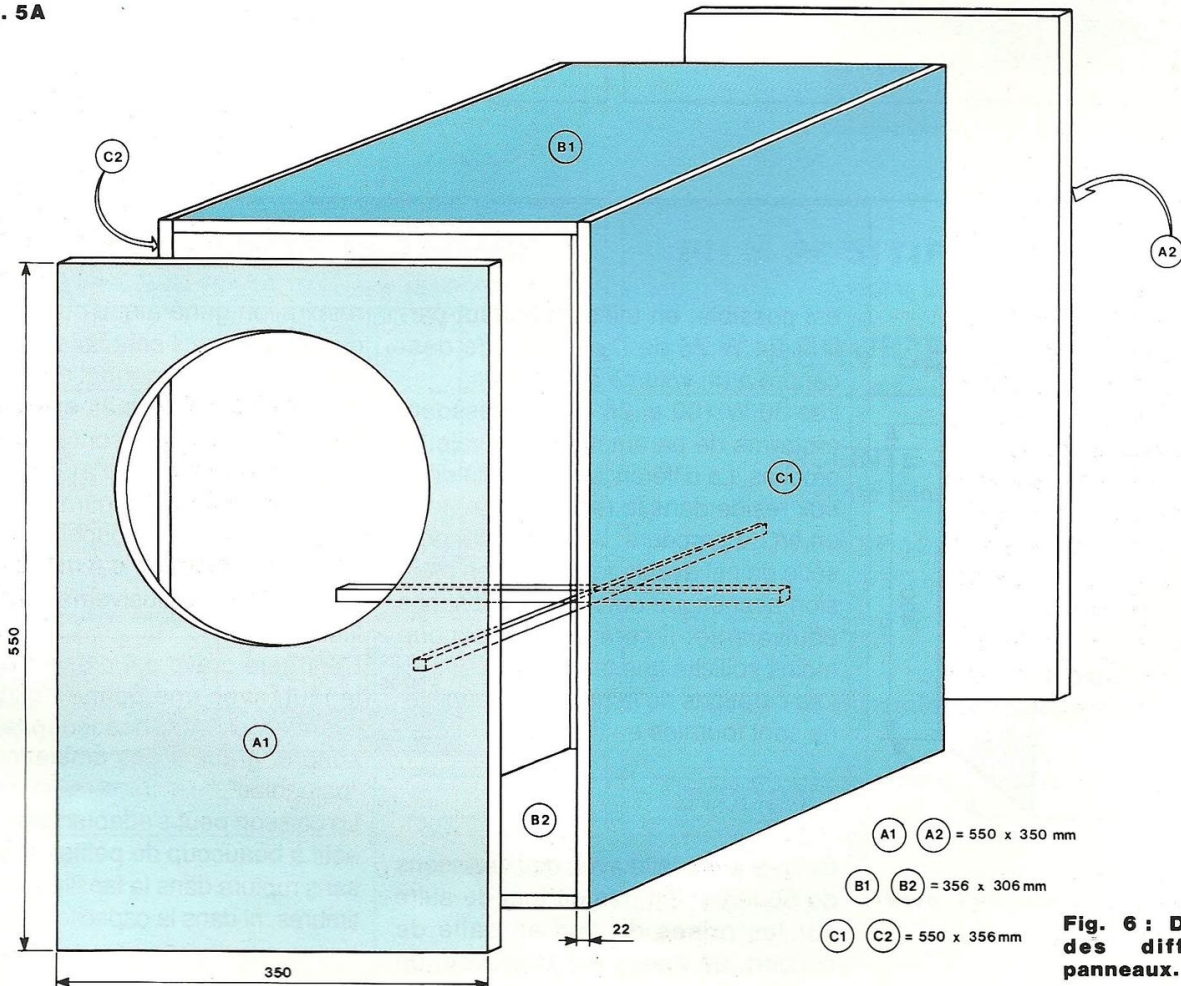


Fig. 6 : Découpe des différents panneaux.

FILTRE ACTIF

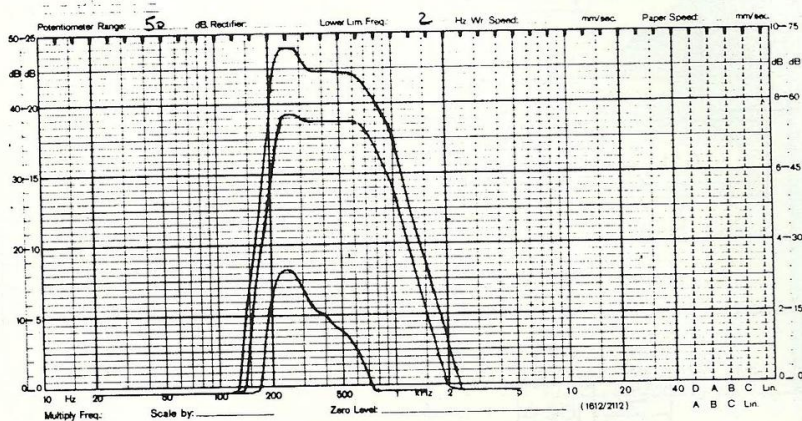


Fig. 9 : Courbes amplitude/fréquence filtre + caisson en faisant varier tension et fréquence.

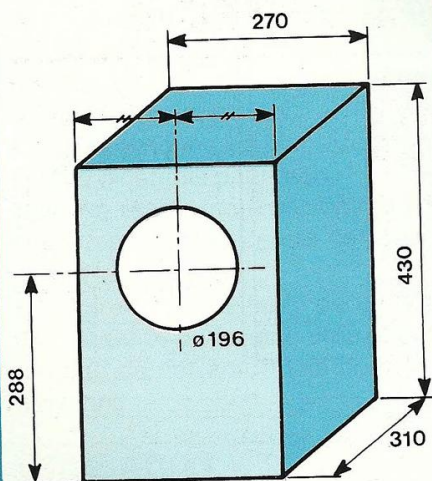


Fig. 8 : Enceinte de 30 l pour 24 W 75.

est possible, en utilisant le haut-parleur 24 W 75 de Dynaudio, de descendre à un volume de 30 litres. Les 30 W 100 et 24 W 75 possèdent en terme de paramètres, des valeurs proches. La différence essentielle entre eux réside dans le rendement obtenu en fin de parcours. Le 30 W 100 possède un net avantage de 3 dB en pression acoustique obtenue à puissance équivalente. Il sera donc beaucoup moins sollicité que le 24 W 75. Les cotations de la nouvelle ébénisterie sont fournies en figure 8.

L'ECOUTE

Celle-ci a été faite avec deux caissons de 50 litres. On perçoit tout de suite sur les prises de son en salle de concert, un manque d'ambiance, de

respiration générale, d'ouverture dès que les caissons sont hors-service, ce qui est tout à fait normal car les bruits d'ambiance sont situés extrêmement bas en fréquence et sont plus ressentis physiquement qu'auditivement. (Etant donné la configuration du système, il est aisé de couper instantanément les caissons d'extrême-grave pour écouter exclusivement les satellites).

L'extrême grave est présent quand il le faut, avec une bonne notion physique en ouvrant beaucoup la scène sonore, grâce à des ambiances plus "palpables".

Le caisson peut s'adapter avec le filtre actif à beaucoup de petites enceintes, sans rupture dans la famille sonore des timbres, ni dans la capacité dynamique.

D.B.



EDITIONS PERIODES

VOTRE SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Réalisation de vos prototypes en 48H00 sur plaques époxy

* à partir de vos films positifs

(gravure, découpe, étamage)

	Non percé	Percé
le simple face :	40F le dm ²	65F le dm ²
le double face :	62F le dm ²	100F le dm ²

Professionnels, consultez-nous : prix par quantités

Plaques présensibilisées positives
Epoxy FR4 16/10^e - cuivre 35 microns

Format	1 ou 2 faces cuivrées	Qté	Prix
100 x 150	10,00 F		
150 x 200	20,00 F		
200 x 300	40,00 F		
Frais de port et emballage			10 F
Total à payer			F

**DORENAVANT
POUR TOUTE COMMANDE
DE CIRCUITS IMPRIMES
OU DE FILMS POSITIFS
LIBELLENZ
VOTRE CHEQUE
A L'ORDRE
DES EDITIONS PERIODES
ET NON PLUS T.S.C.**

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 μm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Le TDA7294 de SGS-Thomson - circuit amplificateur		15,00 F	25,00 F	
* Le TRANSITUBE - circuit préamplificateur		44,00 F	71,00 F	
- circuit alimentation		25,00 F	40,00 F	
- circuit amplificateur		20,00 F	32,00 F	
* Alimentation à diode Zp - circuit alimentation variable		29,00 F	46,00 F	
* Filtre actif pour caisson grave - circuit filtre actif		58,00 F	72,00 F	
- circuit alimentation ±U		31,00 F	36,00 F	

NUMERO D'ABONNE : Remise consentie 25 % : $\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4}$

Frais de port et emballage 10 F
Total à payer **F**

FILM POSITIF AGFA DLD510p

Pour la gravure de vos C.I.

SERVICE SUPPRIME

ENCEINTE 2 VOIES EURIDIA

(décrite dans Led n^{os} 114-115)

- Haut-parleurs SP 1220 PHL + D28 Dynaudio
1 536 F
- SP 1220 + D28 + filtres passe-haut/passe-bas
1 780 F
- Module compensation d'impédance
140 F
- Frais d'expédition (par enceinte : 100 F).

NOM
PRENOM
N° RUE
CODE POSTAL
VILLE

Paiement par C.C.P. par chèque bancaire ou par mandat
libellé à l'ordre de

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney, 75018 Paris

Tél. 44.65.80.88 poste 7315

INITIATION AUX AMPLIS À TUBES

de Jean Hiraga



Mieux qu'une simple initiation aurait pu le faire, cet ouvrage tant attendu évoque bien une encyclopédie didactique de l'amplification à tubes menée sous la plume alerte et à la curiosité pertinente du maître français en la matière : Jean Hiraga. Il récidive avec un sujet qu'il connaît et traite avec le même brio que "les haut-parleurs" où historique, théorie, illustrations nombreuses et inédites voisinent en parfaite harmonie. Pour tout savoir sur les tubes audio, pour saisir leur actualité encore bien chaude, il est désormais un ouvrage consacré à cette seule science. Qu'on se le dise !

"Initiation aux Amplis à tubes" de Jean Hiraga est édité par E.M.P.P.S. et diffusé par Eyrolles
61, bd St Germain, 75240 Paris Cedex 05

EMPPS

BON DE COMMANDE LIVRES

à retourner à SERVICE OUVRAGES - BP 58 - 77932 Perthes Cedex - Tél. : 64 38 01 25
Je désire recevoir "Initiation aux Amplis à tubes" au prix de 180 F port compris (6 semaines de délai).

CI-JOINT MON REGLEMENT PAR CHEQUE BANCAIRE OU POSTAL

NOM :

PRÉNOM :

ADRESSE :

CODE POSTAL :

VILLE :