

Lead

EN SAVOIR PLUS SUR LE REDRESSEMENT /
FILTRAGE A TUBES ELECTRONIQUES
AMPLIFICATEUR CLASSE A, A TUBES EL84
AMPLIFICATEUR 2x100 Weff / 8 Ω, A PAIRE
COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025
ANALYSEUR DE SPECTRE AUDIO 10 CANAUX



A TRANSISTORS

OU
A TUBES

LA MUSIQUE
ADOUCCIT
LES MŒURS



M 1226 - 138 - 28,00 F



LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI
N° 138

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 Stéphanian

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 Levrault - Toul
Photos
Antonio Delfin

4

EN SAVOIR PLUS SUR LE REDRESSEMENT AVEC TUBES ELECTRONIQUES DIODES

Désirant réaliser des amplificateurs
d'audiofréquence dans la tradition
"lampes" (ce qui mérite bien d'être
fait !), nous devons savoir mettre en
œuvre les "valves".

18

AMPLIFICATEUR CLASSE A, A TUBES EL84

Bien que de puissance modeste,
cette réalisation comblera les
possesseurs d'enceintes à haut-
rendement pour qui cette réserve de
puissance, surtout lorsqu'elle est
fournie par un amplificateur à tubes
dynamique, est largement
suffisante pour une écoute
domestique confortable.
Une excellente réalisation à la
portée de toutes les bourses, facile
à réaliser et surprenante à écouter.
Une fois de plus le tube démontre
que dans le domaine de l'audio, sa
disparition au profit du transistor
était un peu prématurée.

28

AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS AVEC PAIRE

COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025, 2x100W_{EFF}/80HMS

Cet appareil a été étudié pour que
tout lecteur possédant un fer à
souder et un multimètre puisse le
réaliser sans rencontrer le moindre
obstacle.

Ce bloc de puissance compact
pouvant délivrer plus de 2x100
W_{eff} / 8 Ω et équipé en sortie des
transistors de puissance
MOTOROLA MJ15024/MJ15025,
composants réputés pour leur
robustesse mais également leurs
qualités en audio.

44

AMPLIFICATEUR A CIRCUIT INTEGRE TDA1510/TDA1515

Les applications sont nombreuses
pour ce module de puissance
stéréophonique : amplificateur pour
chaîne Hi-Fi intégrée, baladeur,
autoradio, écoute au casque...

Nous avons apporté beaucoup de
soin à l'étude et à la réalisation de
ce projet afin de tirer le maximum
des possibilités des TDA1510 et
TDA1515 qui peuvent fournir
chacun jusqu'à 2x12 W_{eff} dans des
charges de 2 Ω.

48

ANALYSEUR DE SPECTRE AUDIO

Que vous possédiez une
excellente électronique associée à
des enceintes irréprochables,
l'écoute de votre chaîne Hi-Fi ne
pourra vous donner de biens
grandes satisfactions si le dernier
maillon qu'est le local d'écoute, est
de mauvaise qualité acoustique. La
réponse en fréquence de celui-ci en
fonction du contenu (meubles,
tapisseries, tapis...) peut être
tourmentée et présenter bosses et
trous dans la bande audio des
20 Hz à 20 kHz.

Le seul moyen correct et rapide de
vérification est l'analyseur de
spectre audio associé à son
indispensable générateur de bruit
rose.

66

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

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.

Le redressement filtrage avec tubes

Désirant réaliser des amplificateurs d'audiofréquence, dans la tradition "lampes" (ce qui mérite d'être fait, disons-le bien !), nous devons savoir mettre en œuvre les "valves"...

Les montages équipés de tubes électroniques, lesquels demandent une alimentation anodique sous tension élevée, sont obligatoirement dotés de leur propre alimentation secteur.

Pour la curiosité, nous indiquerons toutefois qu'avant la venue des transistors de nombreux équipements portables ont été réalisés avec le concours de "lampes batterie".

Chez ces tubes électroniques, les cathodes de type à chauffage direct, sous la tension de 6 volts (par piles) et les anodes demandaient une tension d'alimentation de 90 volts (par piles).

Nous mentionnerons les "talkies-walkies", ces petits émetteurs-récepteurs radio portables, d'une technologie révolutionnaire à l'époque de leur apparition, très populaires chez les armées libératrices, pendant la seconde guerre mondiale...

L'appellation "talkie-walkie", qui vient des verbes de langue anglaise to talk, parler et to walk, marcher, est restée...

Pour se procurer des renseignements sur les caractéristiques physiques de l'atmosphère, les services de météorologie embarquaient, à bord de ballons-sondes, des stations d'exploration, dotées d'émetteurs radio également équipés de "lampes batterie".

REDRESSEMENT

La tension alternative secteur est partout disponible, mais nos montages consomment du courant continu !

Il nous faut donc leur procurer ce courant continu, nous le produisons à partir de courant alternatif, met-

tant en œuvre des tubes électroniques redresseurs, des diodes, appelés valves, dans le jargon de générations de techniciens qui se sont succédé...

Le procédé élémentaire de redressement mono-alternance d'un courant alternatif consiste à éliminer toutes les alternances d'un même côté, d'un même sens, positives, ou négatives, de ce courant.

Ce procédé conduit à l'obtention d'un courant pulsé, qui est une succession d'apports de courant, comme nous le montrent les courbes présentées par la figure 1.

Vous ne manquerez pas de remarquer, sur le dessin symbolisant le tube diode, que la cathode du tube en question est connectée à une des (deux) extrémités du filament de chauffage, la raison de cette disposition nous apparaîtra tout à l'heure.

L'utilisation d'un transformateur, sur l'arrivée secteur et dont le bobinage secondaire est double, symétrisé, pourvu d'une prise médiane, un point milieu, permet de redresser, à l'aide d'une diode pourvue de deux anodes et une seule cathode, tout à la fois les alternances positives et les alternances négatives, c'est l'opération de redressement double-alternance (figure 2).

Le redressement double-alternance procure un courant ondulé, dont la fréquence d'ondulation est double de celle du courant pulsé, celui qui provient du redressement mono-alternance (figure 1).

Il nous faudra tenir compte de ce fait, au moment du filtrage du courant redressé...

GRANDEURS MOYENNES

Les zones hachurées des courbes

électroniques diodes

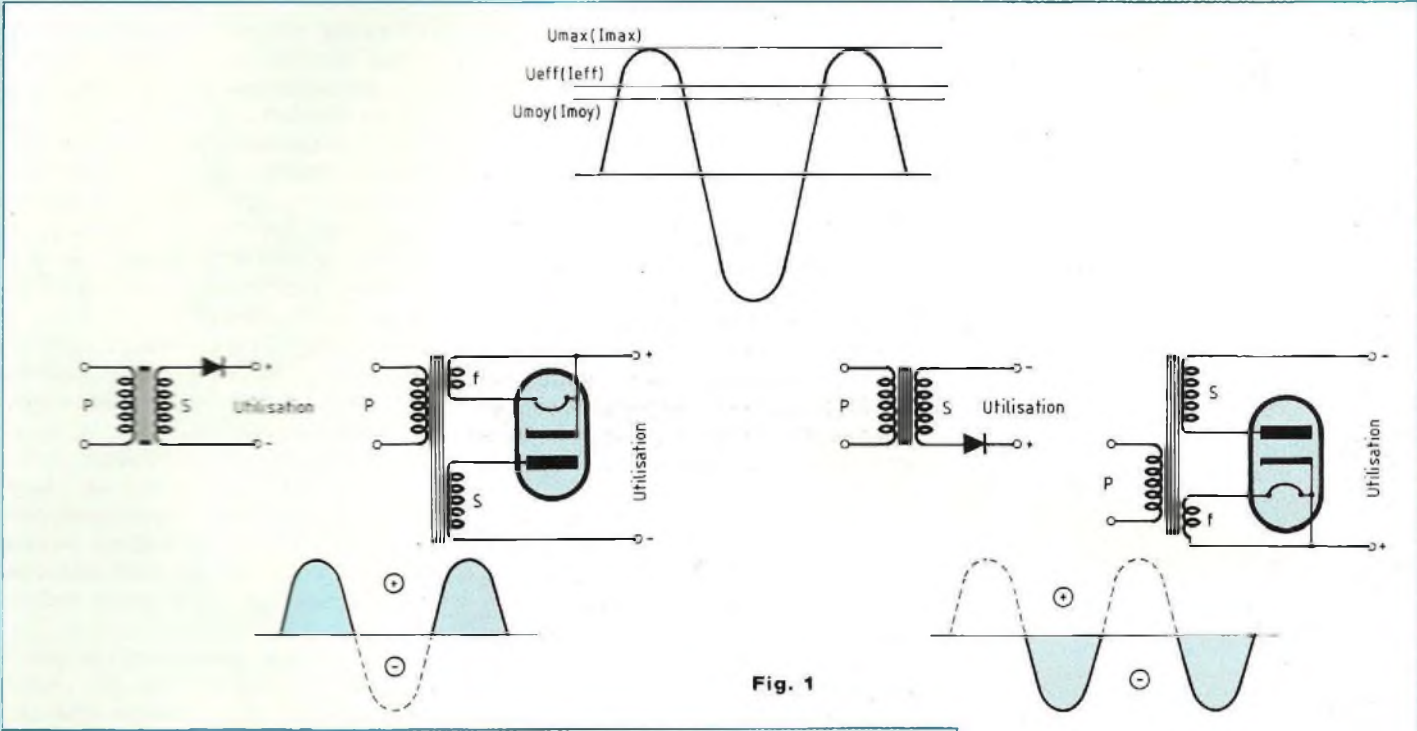


Fig. 1

reproduites par les figures 1 et 2 symbolisent les apports de courant, procurés par les opérations de redressement.

Il est bien évident que l'intensité "pratique" de ces apports de courant n'a pas la grandeur figurée par le sommet des "bosses", mais une grandeur moyenne, inférieure à celle de l'intensité maximale, figurée graphiquement par le sommet des "bosses".

Il se démontre, mathématiquement, que la hauteur moyenne d'une demi-période de sinusoïde, laquelle correspond à celle d'une alternance, a pour valeur la grandeur de la hauteur d'un rectangle dont la surface est égale à celle qui est délimitée par la zone hachurée de la demi-période de sinusoïde et dont la base est égale à la longueur comprise entre deux passages consécutifs, par zéro, de la courbe.

Une demi-période de sinusoïde se traduit par une surface S de grandeur

$$S = \int_{t=0}^{t=\pi} \sin \omega t = -\cos \omega t$$

Voilà qui nous donne, selon les grandeurs limites $t=0$ et $t=\pi$, $S=2$. Dans le cas du redressement double-alternance, la suite des zones hachurées constitue une série de rectangles associés, dont la hauteur moyenne a pour grandeur $(\frac{2}{\pi})$, soit 0,636 fois la hauteur maximale des "bosses".

Nous en déduisons qu'en redressement double-alternance :

Valeur moyenne de l'intensité (ou de la tension) = $\frac{2}{\pi}$, soit... 0,636 fois la valeur maximale

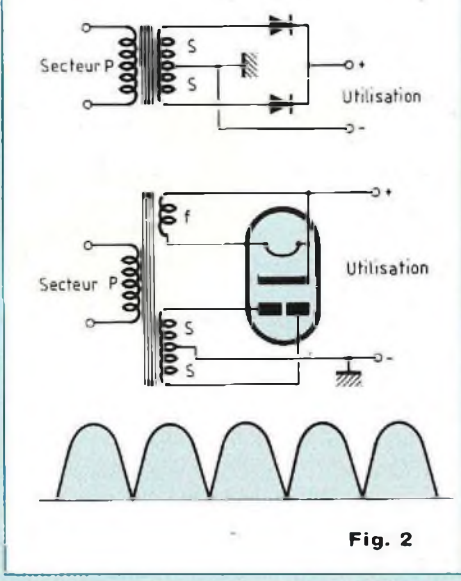


Fig. 2

Le redressement filtrage avec tubes électroniques

En redressement mono-alternance (attention !) nous ne recueillons qu'une "bosse" sur deux, ce qui se traduit par conséquent par une valeur moyenne de l'intensité (ou de la tension) de grandeur moitié de celle recueillie en redressement bi-alternance.

En redressement mono-alternance :

Valeur moyenne de l'intensité (ou de la tension) =

$$\left(\frac{2}{2\pi}\right) = \frac{1}{\pi}, \text{ soit...}$$

0,318 fois la valeur maximale

Nous savons que l'intensité du courant alternatif est essentiellement variable, qui se développe entre deux grandeurs limites, maximales, I_{max} , l'une étant positive et l'autre négative.

La tension alternative évolue pareillement entre deux grandeurs limites conjuguées, maximales, U_{max} , l'une positive et l'autre négative.

Ces grandeurs sont figurées par les sommets, les crêtes des alternances, des "bosses" (courbes des figures 1 et 2).

Rappelons-nous que le courant alternatif parcourant une résistance produit, efficacement, les mêmes effets chez cette résistance que ceux engendrés par un courant continu dont l'intensité aurait pour grandeur

$$\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}, \text{ soit... } 0,707 I_{max}$$

Une telle grandeur est appelée intensité efficace, désignée par I_{eff} . Elle est associée à une grandeur tension efficace U_{eff} , telle que :

$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}, \text{ soit... } 0,707 U_{max}$$

Résumons ces équivalences :

En redressement mono-alternance :

Valeur moyenne = 0,45 Valeur efficace = 0,318 Valeur maximale

En redressement bi-alternance :

Valeur moyenne = 0,9 Valeur efficace = 0,636 Valeur maximale

Nous verrons tout à l'heure que toutes ces grandeurs changent lorsqu'un condensateur de filtrage est disposé aux bornes de sortie du système redresseur...

TUBES ELECTRONIQUES

DIODES

Lors de notre entretien du numéro 128, nous avons vu que le chauffage des cathodes des tubes électroniques s'opère préférentiellement de façon indirecte, par l'intermédiaire d'un filament de chauffage.

Nous avons évoqué les raisons pour lesquelles cette disposition allonge considérablement la longévité de nos tubes électroniques, préservant leurs cathodes.

Chez les diodes redresseuses, les "valves", le chauffage des cathodes est toujours effectué sous tension alternative.

Nous indiquerons cependant une pratique, développée par les amateurs avertis, les connaisseurs difficiles, consistant à alimenter sous tension continue les filaments de chauffage des cathodes des tubes préamplificateurs, chez les étages d'entrée des amplificateurs d'audiofréquence Hi-Fi.

Le flux d'électrons émis par la cathode subit l'influence de la fréquence de 50 hertz (secteur alternatif) du courant de chauffage de la cathode, le signal traité s'en trouve entaché.

Bien que très peu importante en grandeur absolue, cette modulation parasite de fréquence 50 hertz (et ses harmoniques, d'une fréquence multiple de 50) altère le profil des signaux de très faible amplitude, à l'exemple de celui délivré par une tête de lecture de bande magnétique.

Voilà pourquoi il est conseillé d'alimenter les filaments de chauffage des cathodes, chez certains tubes électroniques, sous une tension

redressée, soigneusement filtrée ou, mieux encore, sous tension stabilisée, procurée par un régulateur intégré de tension...

L'idée n'échappe à personne que chez n'importe quel tube électronique, dont la cathode est de type à chauffage indirect, le filament de chauffage doit être disposé au plus près de la cathode, question d'efficacité, de rendement.

Mais, pour d'évidentes raisons de sécurité, il convient que le filament soit parfaitement isolé, électriquement, de la cathode...

Un amorçage, un claquage, entre cathode et filament, ne peut qu'occasionner des dommages conséquents, non cicatrisables, irréparables, traduisons en clair par destruction assurée de la diode redresseuse !

Il n'est malheureusement par possible, technologiquement, en chauffage indirect, de dépasser une certaine "tension d'isolement" (électrique) entre cathode et filament...

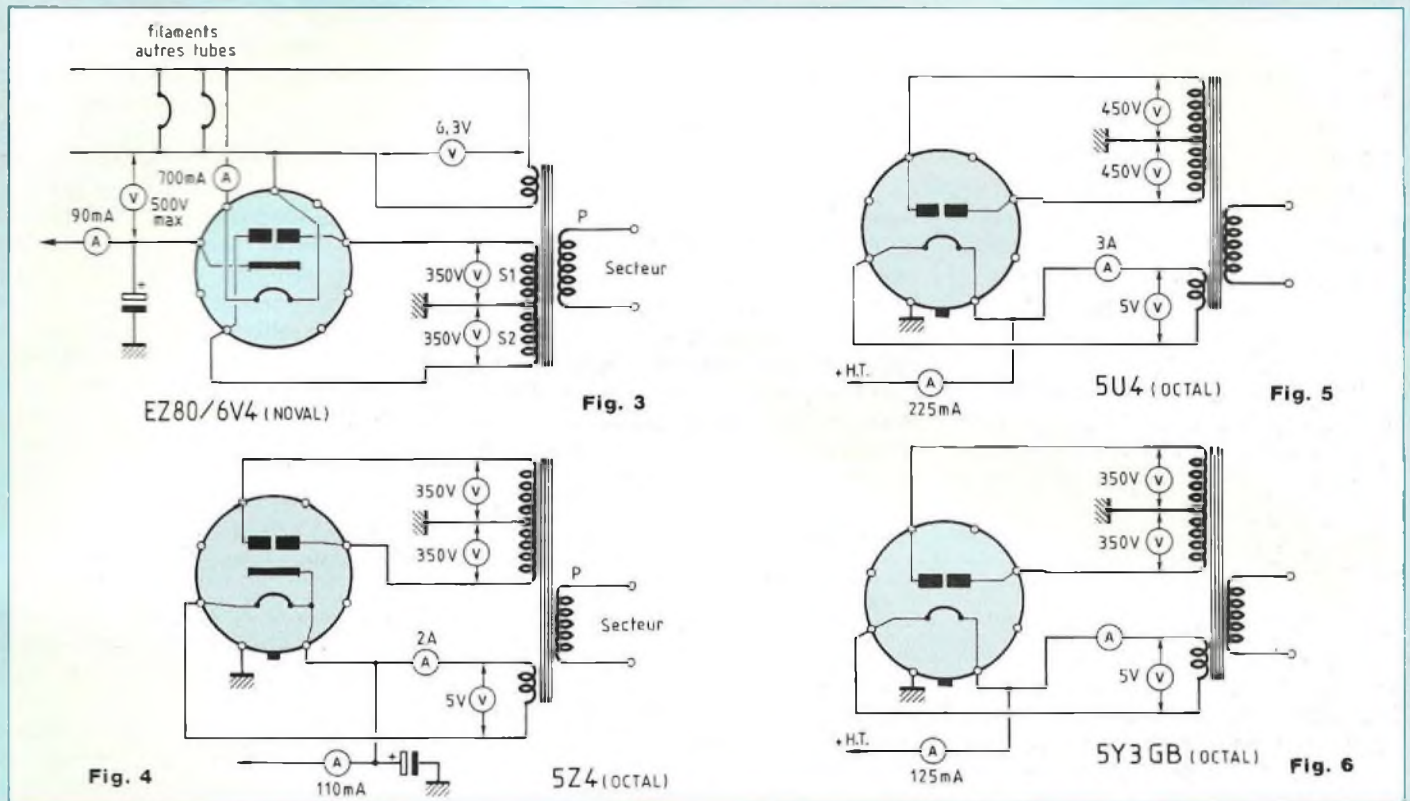
Cela est valable, sans distinction, sans exception, pour tous les types de tubes électroniques !

Considérons, si vous le voulez bien, le cas de la diode redresseuse, dont la cathode est portée à une tension moyenne de grandeur au moins égale à 250 volts, chez nos montages classiques.

Dans la série des tubes à culot Noval, tubes miniatures à neuf broches, de très vaste utilisation et de solide réputation, la diode redresseuse EZ 80 a été développée avec un grand bonheur, par les techniciens chercheurs.

L'isolement électrique cathode-filament, chez la diode EZ 80, a été poussé aux limites du possible et nous pouvons alimenter son filament de chauffage sous la tension alternative de 6,3 volts, la même tension que celle demandée par les filaments de chauffage des cathodes des autres tubes de la série Noval !

ques diodes



Précisons qu'aucun risque n'est encouru, à la seule condition de ne pas appliquer, entre anode et cathode de la diode redresseuse EZ 80, une tension (anodique) de grandeur supérieure à 350 volts, sinon ce serait l'irréremédiable claquage de la diode...

Conséquence des particularités que nous venons de voir : un enroulement secondaire du transformateur secteur sert à alimenter, en parallèle, les filaments des cathodes de tous les tubes d'un montage, diode EZ 80 y comprise, pris dans la même série à culot Noval, la série "9 broches" (figure 3).

L'enroulement secondaire du transformateur, "chauffage filaments", doit bien entendu être capable de fournir un courant d'une intensité de grandeur couvrant la somme des

intensités partielles, demandées par chaque filament, donc une intensité de quelques ampères...

Le brochage des tubes électroniques, nous l'avons déjà précisé, est toujours représenté, conventionnellement, en vue de dessous !

Sur nos dessins des brochages des diodes redresseuses, aux figures 3 à 7, nous avons indiqué les grandeurs des tensions et intensités développées, ou à respecter, à ne pas dépasser, dans l'exploitation des tubes diodes présentés.

Chez le tube diode 5Z 4, de la série à culot Octal, le filament de chauffage de la cathode (figure 4) est alimenté sous la tension alternative de 5 volts, fournie par un enroulement secondaire du transformateur, qui lui est affecté exclusivement, capable de fournir un courant d'intensité

2 ampères, demandé par le filament. Le chauffage des filaments des cathodes des autres tubes du montage, à culot Octal, pris dans la même série que la diode 5Z 4, s'effectue par un autre enroulement secondaire du même transformateur d'alimentation, délivrant une tension de grandeur 6,3 volts, donc différente de celle réservée au filament de la cathode de la diode...

Le dessin repris par la figure 4 nous indique que la cathode de la diode est connectée à l'une des (deux) extrémités du filament de chauffage, à l'intérieur du tube.

Cette disposition, prise à la fabrication, porte, indiscutablement, le filament de chauffage au potentiel de la cathode !

Voilà qui évite les amorçages éminemment ravageurs, destructeurs,

Le redressement filtrage avec tubes électroniques

entre cathode et filament, le problème d'isolement électrique cathode-filament est de cette manière radicalement résolu...

Intelligent, non ?

En bilan, au prix d'un enroulement secondaire particulier, affecté exclusivement au chauffage du filament de la diode 5Z 4, nous gagnons 20% en intensité de courant cathodique délivré, comparativement à l'utilisation de la diode EZ 80...

Voici maintenant qui va vous surprendre !

La figure 5 nous présente le brochage de la diode 5U 4 G, une diode redresseuse à culot Octal, tout naturellement dotée de deux anodes et une cathode, mais qui se caractérise, c'est inattendu, par une cathode à chauffage direct !

Le filament de chauffage se tenant (et pour cause !) au potentiel de la cathode, les risques de claquage cathode-filament sont d'autorité éliminés...

Il va sans dire que la fabrication du filament de chauffage de la cathode et l'assemblage à la construction de la diode sont particulièrement soignés, pour assurer une longévité maximale à ce tube électronique redresseur...

La figure 6 nous présente maintenant le brochage de la diode 5Y3 GB, autre diode redresseuse, à culot Octal, de solide réputation, dont la cathode est de type à chauffage direct, comme chez la diode précédente.

La réputation de robustesse du tube 5Y3 GB n'est pas une légende !

Chez le tube diode à vapeur de mercure GZ 32, également de la série à culot Octal, le chauffage de la cathode est effectué indirectement et la connexion cathode-filament est réalisée d'origine, à l'intérieur du tube (figure 7).

Une diode GZ 32, à vapeur de mercure, est susceptible de fournir un courant cathodique d'une intensité double de celle du courant délivré

par une diode à vide classique 5Z 4, avec certaines précautions à la mise en œuvre, dont nous nous entretiendrons tout à l'heure.

De plus, ce n'est pas le moindre avantage, la chute de tension subie chez une diode redresseuse à vapeur de mercure est pratiquement constante, indépendante de la grandeur de l'intensité du courant cathodique délivré.

La diode GZ 32, à vapeur de mercure, offre, en cours de fonctionnement évidemment, une chute de tension, constante, de l'ordre d'une quinzaine de volts, cependant que l'intensité du courant cathodique qu'elle délivre peut varier de 80 à... 300 milliampères !

Surprenant, non ?

REMARQUE

Tous les tubes redresseurs à culot Octal présentent le même brochage, c'est-à-dire la même disposition géométrique et dimensionnelle des broches, mais encore la même correspondance avec les électrodes !

Le chauffage du filament de leur cathode s'effectue par un enroulement secondaire particulier du transformateur d'alimentation, délivrant la (même) tension de grandeur 5 volts...

Mais la grandeur de l'intensité du courant alimentant les filaments de chauffage des cathodes n'est pas la même, qui varie selon le type de diode...

LE FILTRAGE

Le courant ondulé produit par une cellule de redressement ne peut convenir qu'à une résistance pure, mais non pas à nos montages, lesquels ne sauraient s'accommoder d'une telle ondulation.

Voilà pourquoi, avec le concours de condensateurs de filtrage, nous emmagasinons de l'énergie électrique lorsque les "bosses", les

apports de courant sont au plus haut, pour la restituer à la convenue, c'est l'opération de filtrage, laquelle vise à niveler la tension ondulée délivrée en sortie des cellules d'alimentation.

Chez les dispositifs de redressement destinés à l'alimentation anodique des tubes électroniques, il convient de procéder au redressement double-alternance, à l'aide d'un tube diode comportant deux anodes et une seule cathode, à l'image de ceux dont nous venons de faire la connaissance.

Dans le jargon des praticiens, un tel tube est appelé diode "biplaque", car l'anode des tubes électroniques, des "lampes", nous l'avons indiqué (numéro 128), était appelée plaque (en anglais plate), en raison de sa forme...

Reportons-nous, si vous le voulez bien, au schéma de cellule de redressement double-alternance, que nous présente la figure 8.

Supposons que le condensateur désigné C1, branché entre la cathode de la diode redresseuse et la masse, soit "vide", non chargé.

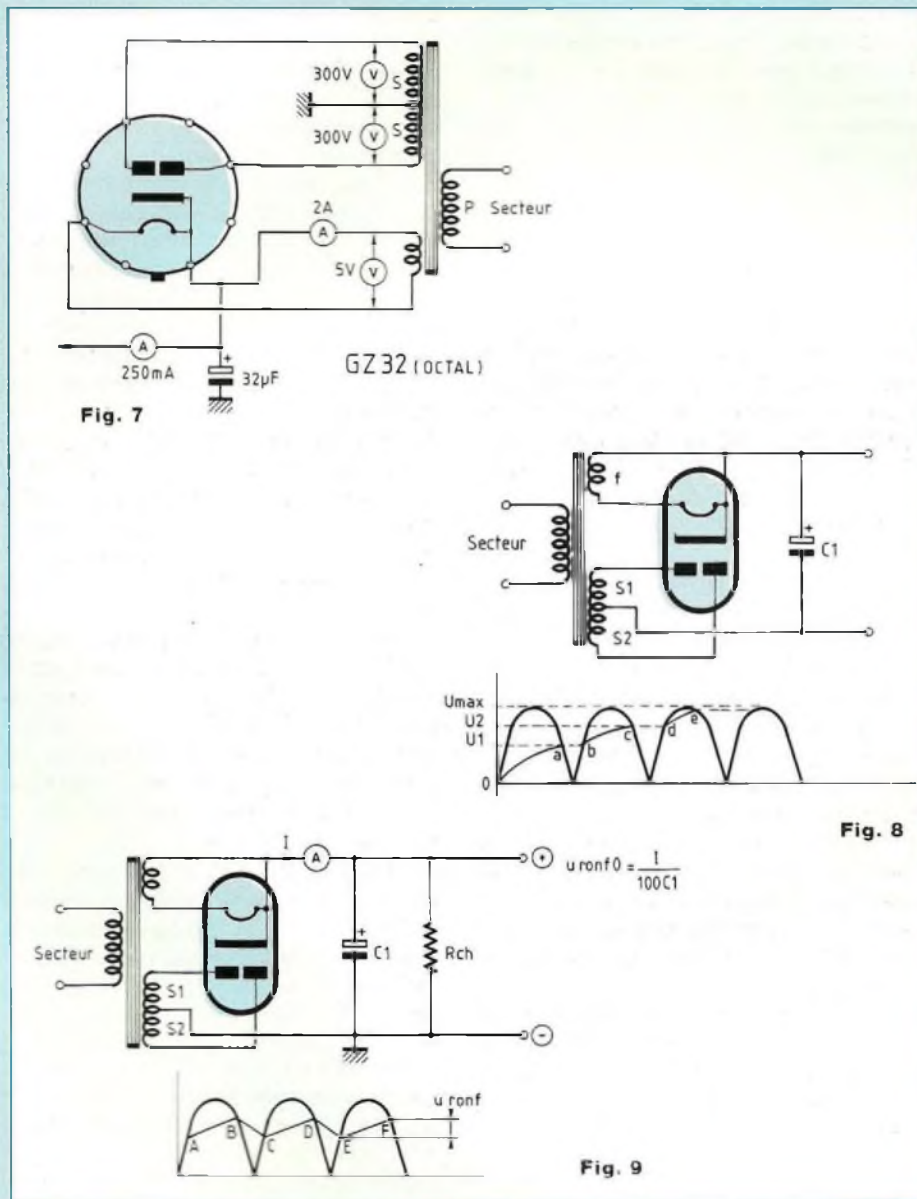
A la mise sous tension du système, la première alternance redressée entreprend de charger le condensateur C1 (il était vide !), jusqu'à l'instant où la tension ondulée, en voie descendante, atteint, rejoint la tension U1, à laquelle s'est chargé le condensateur C1.

Cette grandeur tension est figurée par le point a, sur la courbe de la même figure 8.

La charge du condensateur C1 n'est pas instantanée, elle ne peut l'être, qui demande un certain temps pour s'accomplir, en raison de la présence de l'inévitable résistance interne (importante !) de la diode et celle de la non moins inévitable impédance offerte par le secondaire du transformateur d'alimentation.

Ces deux grandeurs résistives, disposées en série, imposent que la charge du condensateur s'effectue

ques diodes



par leur intermédiaire.

Le transformateur est en effet le générateur du système, il possède sa propre impédance (résistance) interne et la diode, alimentée par le transformateur, en est le récepteur, qui possède, lui aussi, sa propre résistance interne.

Tout ce petit monde obéit aux lois du dipôle...

Au cours de l'alternance suivante, le courant ne passe qu'entre les points désignés b et c de la courbe (figure 8), la tension de charge de C1 s'élève de U_1 à U_2 .

C'est au cours des alternances suivantes que la tension de charge du condensateur C1 s'accroît, jusqu'à atteindre la grandeur maximale que peut délivrer le secondaire du trans-

formateur, la tension U_{max} , ou $U_{eff} \sqrt{2}$ si vous préférez...

Sans débit de courant en aval, sans montage alimenté, branché aux bornes, aux armatures du condensateur, la tension maximale de charge du condensateur C1 atteint, sans la dépasser, la grandeur limite U_{max} , ou $U_{eff} \sqrt{2}$.

Etes-vous bien d'accord avec nous ? Le condensateur est alors entièrement chargé, "gonflé à bloc", comme nous le disons, dans le jargon bien connu !

L'idée d'une évidente précaution à prendre nous vient immédiatement à l'esprit : ne jamais oublier de choisir le condensateur d'entrée C1 de type tension service couvrant confortablement $U_{max}, U_{eff} \sqrt{2}$ sinon c'est le claquage garanti de notre condensateur...

Soyons toujours vigilants !

Supposons maintenant qu'une résistance de charge R_{ch} soit connectée (figure 9) aux bornes, aux armatures du condensateur C1, conditionnant un débit de courant, à travers elle, de grandeur normale pour le dispositif redresseur.

Cette fois il y a débit de courant, transitant par la résistance alimentée et la tension de charge du condensateur n'atteint plus la grandeur maximale (U_{max} ou $U_{eff} \sqrt{2}$) acquise chez le montage précédent, alors qu'il était seul à être connecté aux bornes de sortie du système redresseur.

Lorsqu'il y a fourniture de courant par le système redresseur, les alternances successives ne parviennent à charger le condensateur qu'à une tension de grandeur inférieure, qui ondule à leur rythme...

Nous observons (figure 9) des passages de courant durant les espaces temps figurés par les zones hachurées, en d'autres termes lorsque la tension délivrée par le secondaire du transformateur d'alimentation est supérieure à la tension de charge du condensateur C1, figurée par les points A, C, E.

Le redressement filtrage avec tubes électro-

Les apports successifs de courant font remonter la tension de charge de C1, phénomène figuré par les points B, D, F.

Durant les espaces temps BC, DE, etc., le condensateur se décharge jusqu'aux grandeurs tensions figurées C, E, etc., la décharge étant d'autant plus accentuée que la valeur résistive de la résistance de charge Rch est faible, conditionnant un courant débité, consommé, d'intensité plus importante...

Tout cela est-il clair en votre esprit ?

INTENSITE MAXIMALE ADMISSIBLE

L'incontournable effet Joule (tiens, tiens, nous allions oublier son existence !) ne manque pas d'exercer ses sévices et une température moyenne, heureusement supportable, s'installe chez les circuits parcourus par le courant ondulé, chez les bobinages du transformateur, la résistance interne de la diode, la résistance de charge...

Il convient cependant de surveiller la grandeur maximale que peut atteindre l'intensité instantanée du courant ondulé, plus particulièrement chez la diode redresseuse !

Les possibilités émissives de la cathode peuvent être dépassées par une intensité anodique trop élevée pour cette électrode, une surintensité cause toujours des dommages irréversibles à la cathode, sinon sa destruction fatale, donc celle du tube, à remplacer...

Le claquage du condensateur de filtrage, installé aux bornes de sortie, entre cathode du tube redresseur et masse, se traduit par un court-circuit entre cathode et masse !

Voilà qui signifie intensité anodique de grandeur démesurément importante, une intensité de... court-circuit avec, pour conséquence formellement garantie, la fin prématurée de la diode redresseuse !

C'est pourquoi nous avons déjà attiré l'attention sur ce cas de figure, il ne faut jamais remplacer un tube redresseur "claqué" sans s'assurer, excusez-nous de l'expression, de l'état de santé du condensateur de filtrage voisin...

Un condensateur déchargé, vide, "avale" d'autant plus facilement le courant que sa capacité est importante et c'est pourquoi les fabricants de tubes électroniques indiquent parfois, dans les notices d'accompagnement des diodes, mais trop peu souvent au gré des techniciens, la capacité à ne pas dépasser, à la mise en œuvre, entre cathode et masse, de tel ou tel type de diode.

Dans tous les cas ils précisent cependant, remercions-les, la grandeur de l'intensité maximale admissible par la diode, nous reviendrons sur le sujet !

Si la résistance offerte par les enroulements symétrisés du secondaire du transformateur, ceux qui alimentent les (deux) anodes, était trop faible, compte tenu de la résistance interne de la diode, il conviendrait au besoin d'interposer des résistances dans les circuits des anodes, pour limiter la grandeur de l'intensité du courant anodique !

TENSION D'ONDULATION RESIDUELLE ET CELLULE DE FILTRAGE

La figure 9 nous montre le profil de la tension présente aux bornes du condensateur C1, lorsqu'une résistance de charge (Rch) est alimentée par la cellule de redressement-filtrage, en d'autres termes lorsque le système redresseur fournit du courant à un montage qu'il alimente. Notre tension redressée-filtrée, qui suit le parcours B C D E F, est le résultat de la conjugaison d'une composante tension continue, désirée pour le fonctionnement de nos montages, mais entachée par la

composante tension alternative d'ondulation résiduelle qui l'accompagne, la tension de "ronflement", appelée la "ronflette", par les générations de praticiens qui se sont succédé !

La composante alternative restant en sortie du filtrage entache en effet le fonctionnement des montages sous alimentation secteur, sa présence s'exprime en particulier par un ronflement désagréable, insupportable, inacceptable, superposé au signal acoustique reproduit par le haut-parleur d'un amplificateur d'audiofréquence.

La ronflette n'est pas une espèce protégée, sa chasse est ouverte toute l'année...

Chez le montage dont la figure 9 reprend le schéma, alimentant la résistance de charge connectée avec les bornes du condensateur C1, la tension résiduelle de ronflement, laquelle entache la tension continue d'alimentation, se développe (figure 9) entre deux grandeurs limites, B C, D E, etc., qui définissent sa grandeur, son amplitude crête à crête.

La grandeur crête à crête, de B à C, de D à E (figure 9) de la tension de ronflement, que nous désignons U_{ronf0} , nous est donnée par l'expression :

$$U_{ronf0} = \frac{I}{100 C1}$$

Dans cette expression, la grandeur de U_{ronf0} nous est connue, en volts, à la condition que l'intensité I du courant parcourant la résistance de charge Rch soit donnée en ampères et la capacité du condensateur C1 soit exprimée en farads.

Le nombre 100 vient tout simplement des 100 alternances secteur redressées par seconde (redressement bi-alternance).

Le redressement mono-alternance conduisant à l'obtention d'une tension pulsée à 50 "bosses" par seconde, la tension d'ondulation

ques diodes

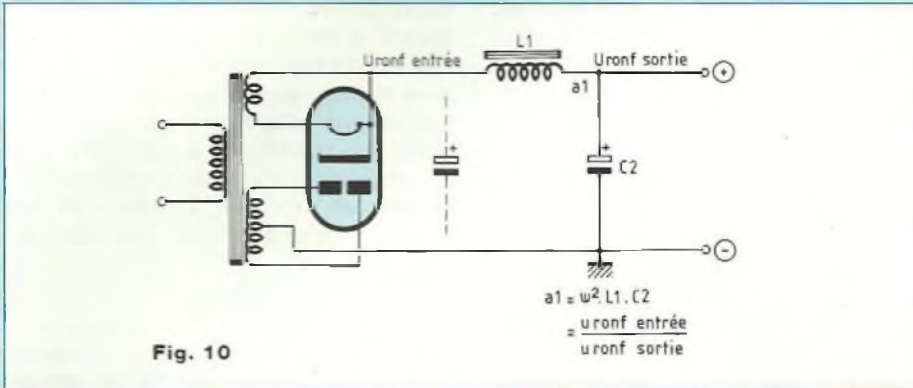


Fig. 10

résiduelle en sortie serait d'une grandeur double de celle obtenue par redressement bi-alternance.

Voilà qui prouverait, si besoin en était encore, que le choix du redressement double-alternance ne se discute pas, il s'impose...

Voulez-vous maintenant que nous traitions un exemple de calcul de la grandeur d'une tension d'ondulation résiduelle ?

Chez un montage, de schéma identique à celui présenté par la figure 9, un condensateur de filtrage, C1, de capacité 32 microfarads, est installé en sortie d'une cellule de redressement bi-alternance, l'intensité moyenne I du courant débité par le système est de 200 milliampères.

Calculons la grandeur de la tension d'ondulation résiduelle en sortie du dispositif.

Nous avons :

$$U_{ronf0} = \frac{I}{100 C1}$$

Dans le cas présent $I = 0,2$ ampère et $C1 = 32 \times 10 \exp - 6$ farad (10^{-6})

$$U_{ronf0} = \frac{0,2 \text{ ampère}}{(100 \times 32 \times 10 \exp - 6)} = 62,5 \text{ volts}$$

Simple, non ?

Pour filtrer une tension ondulée en sortie d'un système redresseur, nous pouvons également fort bien utiliser une cellule (de filtrage) constituée d'une inductance (de filtrage)

et d'un condensateur, organisés selon le schéma que nous présente la figure 10.

L'inductance de filtrage, désignée L1, est un bobinage réalisé sur une "carcasse" en tôles magnétiques, le condensateur C2 est de type électrochimique.

Le système (L1 C2) atténue l'ampleur de l'ondulation, des "bosses", selon le coefficient de filtrage $a1$, nombre sans dimension, de valeur

$$a1 = \frac{U_{ronf\ entrée}}{U_{ronf\ sortie}} = (\omega^2.L1.C2 - 1),$$

soit pratiquement... $(\omega^2.L1.C2)$.

Dans cette expression, ω est la pulsation, de valeur $2\pi f$, de l'ondulation résiduelle, qui est naturellement la même grandeur pour u_{ronf} en entrée de la cellule que pour u_{ronf} en sortie de la cellule !

Excusez notre insistance à répéter que la fréquence f de l'ondulation résiduelle, la ronflette, est de 50 en redressement mono-alternance de la tension secteur, de 100 en redressement bi-alternance.

La grandeur de l'inductance doit être exprimée par son coefficient de self-induction L, en henrys et la capacité du condensateur en farads.

Vous désirez certainement que nous traitions ensemble un exemple de calcul, le voici...

Un système redresseur bi-alternance, conforme au schéma de la figure 10, est constitué d'un transformateur, dont le secondaire symétrisé délivre la tension efficace "double" de 2×350 volts, d'une inductance (L1) de coefficient de self-induction 5 henrys et d'un condensateur, C2, de capacité 16 microfarads.

Calculons la grandeur de la tension d'ondulation résiduelle en sortie du système.

Comme nous l'avons rappelé plus haut, la grandeur moyenne de la tension ondulée en sortie du redresseur bi-alternance est 0,9 fois celle de la valeur de la tension efficace.

Dans le cas présent, elle est de

$$0,9 \times 350 = 315 \text{ volts}$$

La pulsation ω , nous sommes en redressement bi-alternance, a pour valeur $(2 \times \pi \times 100)$, soit 628.

L'atténuation est de grandeur $(\omega^2 \times L1 \times C2)$, soit

$$628 \times 628 \times 5 \text{ henrys} \times$$

$$16.10 \exp - 6 \text{ farads} = \dots 30$$

Nous disons que le coefficient d'atténuation est de 30.

En sortie de la cellule L1 C2 la tension d'ondulation résiduelle est de grandeur $(\frac{U_{moyenne\ entrée}}{30})$, soit

$$(\frac{315}{30}), \text{ disons de } 10 \text{ volts} \dots$$

Il est absolument évident que la tension service du condensateur C2 doit être prise de grandeur suffisante, elle doit couvrir confortablement la grandeur tension U_{max} présente en entrée de la cellule (L1 C2), le dispositif pouvant fort bien, à un moment donné, ne pas débiter de courant en sortie, à l'intention d'un montage alimenté, disposé en son aval.

Il est tout à fait possible de disposer une cellule de filtrage, à inductance et condensateur, en sortie du montage de la figure 9, connectée aux bornes du condensateur C1, ce qui nous conduit au schéma de montage

Le redressement filtrage avec tubes électro-

en savoir plus sur...

que nous présente la figure 11. Nous retrouvons la cellule de redressement bi-alternance, désormais connue de nous, le condensateur C1, l'inductance L1 et le condensateur C2.

Le condensateur C1 nous procure une tension d'ondulation résiduelle de grandeur crête à crête u_{ronf0} et la cellule L1 C2 introduit une atténuation de coefficient $a1$...

En sortie du nouveau dispositif, la grandeur de la tension résiduelle, que nous appelons u_{ronf1} , a pour grandeur

$$u_{ronf1} = \frac{(u_{ronf0})}{a1}$$

Ne seriez-vous pas d'accord avec nous ?

Dans la pratique, il est d'usage de choisir C1 et C2 de même tension service, pour la commodité, dans la simplification...

DIODE A MERCURE

Nous devons ici attirer l'attention sur un point important, à savoir qu'il ne faut pas installer de cellule de filtrage avec condensateur en tête (C1), à la mise en œuvre d'une diode à vapeur de mercure, par exemple une GZ 32 !

La cellule de filtrage doit, en pareil cas, être obligatoirement constituée d'une inductance en tête, comme indiqué par le schéma reproduit par la figure 10.

Voyons le pourquoi des choses !

Nous savons que la résistance interne des diodes à vapeur de mercure est très faible, comparative-ment à celle des diodes classiques, à vide.

À la mise sous tension, le condensateur d'entrée C1, s'il était bien entendu installé chez le montage, serait déchargé, vidé et il englo-terait un courant cathodique d'une intensité très importante, qui serait fatale à la diode redresseuse !

Or, il se trouve que la pénétration du

courant ondulé chez l'inductance est freinée, par l'inductance elle-même, puisque une inductance tend à s'opposer au passage du courant, phénomène de self-induction que nous connaissons bien.

Il nous faut encore attirer l'attention sur le fait que les diodes à vapeur de mercure sont génératrices de parasites électromagnétiques, incon-venient propre à ce type de diodes...

C'est pourquoi les récepteurs radio d'autrefois, "à lampes", n'étaient jamais équipés de telles diodes redresseuses, car ils détectaient aussi bien les signaux radio que les signaux parasites "rayonnés" par les diodes à mercure !

Mais les diodes à vapeur de mercure sont parfaitement exploitables chez les amplificateurs Hi-Fi, nous dirons mieux, leur utilisation doit être préconisée, en raison de la chute de tension faible et constante qu'elles introduisent dans le circuit d'alimentation.

Ajoutons au passage que si nous entreprenons la réalisation d'un ensemble transistorisé destiné, en Electronique Numérique, au traitement de signaux (numériques), bien nous en prendra de mettre en œuvre une cellule de redressement-filtrage du type montré par le schéma de la figure 2, car les "demi-enroulements" du secondaire du transformateur d'alimentation constituent une barrière plus efficace aux parasites électromagnétiques véhiculés par le secteur, que celle offerte par un enroulement secondaire simple. Nous n'avons pas à comptabiliser de parasites...

Si la diode redresseuse à vapeur de mercure exige une protection par inductance de filtrage, les diodes classiques, à vide, peuvent s'en passer, c'est certain, cependant qu'elles s'en accommodent fort bien et qu'elles savent même profiter pleinement de l'avantageux coefficient de filtrage d'une cellule à inductance en tête...

Nous devons savoir que la mise en œuvre d'une inductance de filtrage permet de fonctionner sous une tension sortie, sur la cathode du tube redresseur classique, à vide, de grandeur supérieure à celle permise à l'utilisation d'un condensateur de filtrage en tête de la cellule de filtrage, branché entre cathode et masse.

SCHEMAS TYPES

La figure 12A reprend le schéma désormais bien connu de la cellule de redressement double-alternance, pourvue d'un unique condensateur de filtrage, désigné C1.

La tension d'ondulation résiduelle, présente en sortie du dispositif, a pour grandeur, crête à crête :

$$(u_{ronf0}) = \frac{I}{100 C} \quad (12A)$$

Dans cette expression (u_{ronf0}) est évaluée en volts, à la condition que I , intensité du courant fourni par le dispositif, consommé par le montage alimenté en aval, soit exprimée en ampères et que la capacité de l'unique condensateur de filtrage, désigné C1, soit exprimé en farads.

Chez le montage plus élaboré, dont la figure 12B nous présente le schéma, intervient le coefficient d'atténuation $a1$, introduit par la cellule (L1 C2), complémentaire du montage précédent, celui qui était présenté par la figure 12A.

$$a1 = \omega^2 \cdot L1 \cdot C2$$

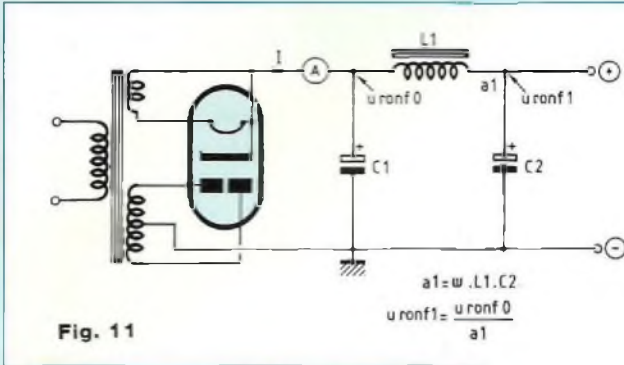
Dans cette expression, L1 (en henrys) représente le coefficient de self-induction de l'inductance mise en œuvre, C2 est la capacité (en farads) du condensateur C2.

La pulsation ω a pour grandeur $100\pi \omega^2 = 10\,000\pi^2$, soit environ 100 000.

$$a1 = \dots 100\,000 (L1 \cdot C2)$$

La tension d'ondulation (u_{ronf1}), restant en sortie de la cellule (L1 C2), a pour grandeur, en volts crête à crête :

ques diodes



$$(u_{ronf1}) = \frac{(u_{ronf0})}{a1} \quad (12B)$$

Ajoutons (figure 12C) une seconde cellule de filtrage, (L2 C3), de coefficient d'atténuation a2, en sortie de la précédente, celle de la figure 12B et la grandeur de la tension résiduelle restant en sortie du dispositif devient alors :

$$(u_{ronf2}) = \frac{(u_{ronf0})}{(a1 \cdot a2)} \quad (12C)$$

Le coefficient d'atténuation a2, introduit par la seconde cellule (L2 C3), se calcule exactement comme celui de la précédente (L1 C2).

Sachons aussi qu'il est possible de substituer une résistance à l'inductance de filtrage, comme indiqué par le schéma reproduit par la figure 12D.

Le coefficient d'atténuation a'1, introduit par une telle cellule est de grandeur :

$$a'1 = \sqrt{(\omega \cdot R1 \cdot C2) + 1},$$

soit... $\omega \cdot R1 \cdot C2$.

La tension d'ondulation résiduelle présente en sortie de la cellule (R1 C2), de coefficient d'atténuation a'1, a pour grandeur :

$$(u_{ronf1}) = \frac{(u_{ronf0})}{a'1} \quad (12D)$$

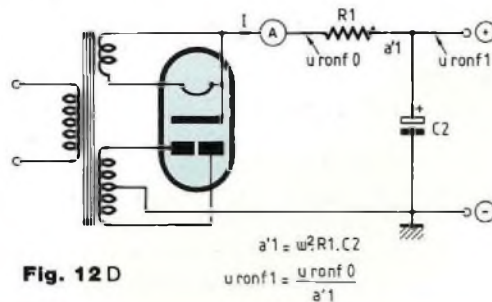
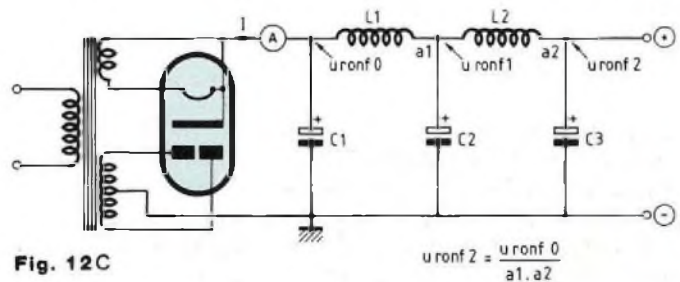
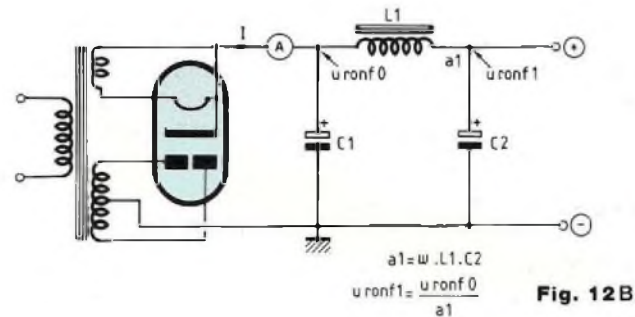
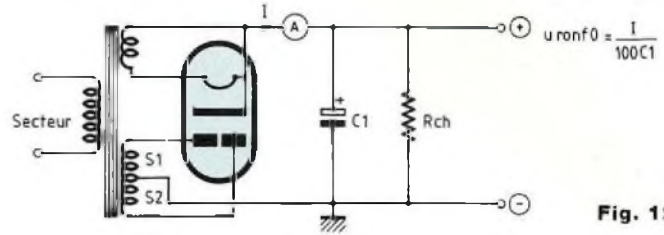
Nous pouvons faire suivre la cellule (R1 C2) par une seconde cellule, (R2 C3), dont le coefficient d'atténuation a'2 vient se conjuguer avec

celui a'1, de la cellule précédente, constituée de la résistance R1 et du condensateur C2.

La tension d'ondulation restant en sortie de la seconde cellule de filtrage (R2 C3) a pour grandeur

$$(u_{ronf2}) = \frac{(u_{ronf0})}{(a'1 \cdot a'2)} \quad (12E)$$

Dans la conduite d'un projet d'alimentation avec tubes électroniques, il nous est nécessaire de commencer



Le redressement filtrage avec tubes électroniques

par déterminer la grandeur maximale de l'intensité du courant consommé par le montage objet de l'étude. Ensuite nous procédons à la détermination des caractéristiques des constituants des cellules de filtrage et condensateurs. Il nous reste à choisir les composants du montage selon les disponibilités au catalogue...

TRES HAUTE TENSION D'ALIMENTATION

Typiquement, la tension service des condensateurs électrochimiques proposés par les fabricants, pour la constitution des cellules de filtrage, est de 550 volts.

En présence de tensions qui, à coup sûr, n'excéderont pas, en principe, les 450 volts, nous ne courons aucun risque, mais imaginez que la tension rencontrée atteigne les 550 volts !

Il nous faut alors prendre des précautions, la tension service des condensateurs proposés n'offrant pas la sécurité voulue...

Il est un moyen tout simple de pallier le risque : en installant des condensateurs en série, comme nous le montre le schéma reproduit par la figure 13.

Nous savons comment se conjuguent les capacités des condensateurs en association.

Si nous disposons par exemple en série deux condensateurs de capacité 16 microfarads, nous constituons un condensateur de capacité résultante 8 microfarads, tout simplement...

En installant en parallèle deux assemblages série de deux condensateurs, de capacité, chacun, 16 microfarads, nous obtenons un condensateur équivalent de capacité... 16 microfarads !

Mais la tension service résultant de l'assemblage confectionné a pour

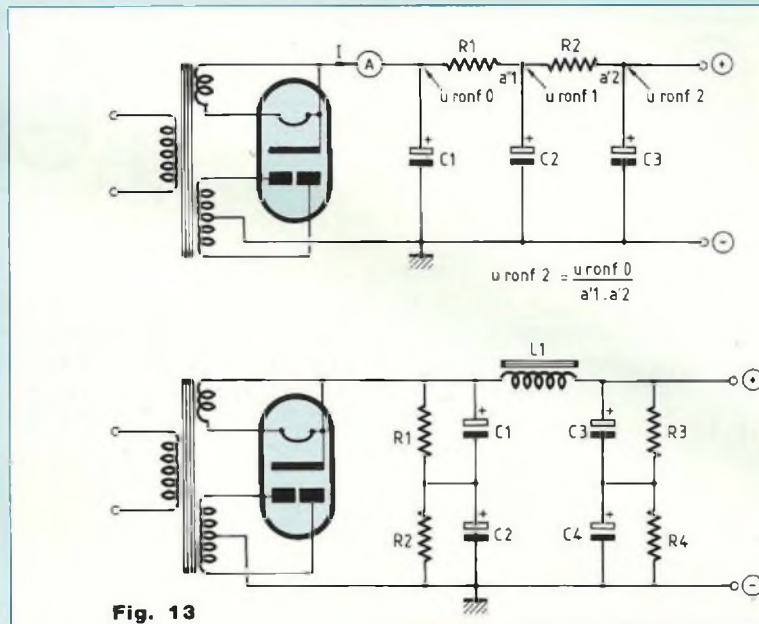


Fig. 12E

Fig. 13

grandeur la somme des tensions service nominales partielles...

Intelligent, non ?

Mais prenons garde, les condensateurs électrochimiques sont toujours affectés d'un courant de fuite, lequel voit son intensité s'accroître avec le vieillissement !

Il est par conséquent tout indiqué de conditionner la répartition des tensions, d'équilibrer les grandeurs tensions développées aux armatures des condensateurs électrochimiques installés en série au sein d'un assemblage...

Le remède le plus simple, le plus efficace qui soit, consiste à disposer des résistances d'égale valeur résistive, en parallèle avec les condensateurs mis en œuvre, comme nous le montre le schéma reproduit par la figure 13.

Ces résistances doivent "consommer" peu de courant, pour ne pas entraver la charge des condensateurs, elles doivent par conséquent offrir des valeurs résistives raisonnablement importantes.

Mais n'oublions surtout pas que l'effet Joule est toujours attentif à ce que nous faisons !

C'est pourquoi nous optons habituellement, classiquement, pour des résistances d'équilibrage des tensions d'une valeur résistive de 47 kilohms, de précision $\pm 5\%$, mais, attention, de puissance nominale 2 watts...

TENSION INVERSE MAXIMALE

Au sein de la cellule de redressement le tube électronique diode est soumis, par les alternances négatives, à une tension inverse qui vient se conjuguer avec la tension de charge du condensateur d'entrée de la cellule de filtrage, s'ajoutant à elle (figure 14).

La tension inverse supportée par le tube ne doit, en aucun cas, dépasser la grandeur critique admissible, généralement désignée tension maximale applicable par anode, dans

ques diodes

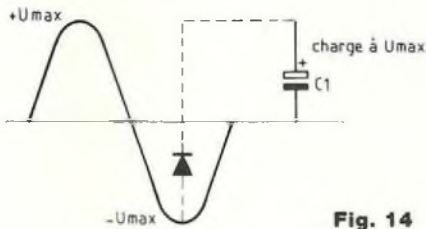


Fig. 14

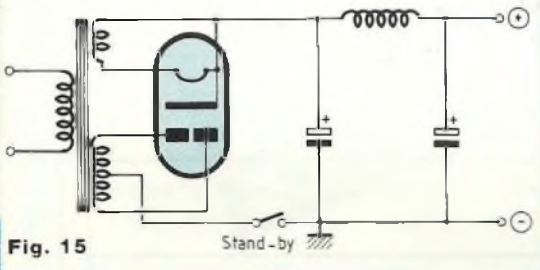


Fig. 15

la notice d'accompagnement du tube, fournie par le fabricant.

Nous savons que c'est l'éloignement inter-électrodes qui fait la grandeur de la tension inverse maximale admissible par un tube électronique...

Un procédé empirique de mise en œuvre, cependant d'une remarquable simplicité et d'une fiabilité reconnue, consiste tout simplement à choisir un transformateur offrant une tension efficace, tension nominale, à ses bobinages secondaires, d'une grandeur des 2/3 de celle de la tension inverse maximale indiquée...

MISE EN ETAT DE VEILLE

Il faut savoir qu'à la mise sous tension secteur, le montage équipé de tubes électroniques n'est pas immédiatement opérationnel, il lui faut un certain temps, de 40 secondes à 1 minute, pour se mettre en régime. L'échauffement des cathodes, pour les amener en état d'émettre convenablement des électrons, par effet

thermo-électronique, n'est pas instantané, sauf chez les cathodes à chauffage direct, bien entendu !

Par ailleurs, il s'avère souvent intéressant, sinon nécessaire, de placer un montage en état de veille, en attente, mais de pouvoir le remettre en service instantanément, à la demande...

La disposition consiste à maintenir à l'état chaud, actif, les filaments des cathodes de tous les tubes électroniques du montage, y compris (!) celui de la diode redresseuse, en suspendant uniquement l'alimentation anodique (haute tension) des tubes électroniques dont les montages sont équipés.

Un procédé étonnamment simple et commode (figure 15), de la plus haute fiabilité pour les montages, consiste à installer un interrupteur dans le "retour de masse", c'est-à-dire entre la prise médiane, le point milieu du secondaire symétrisé du transformateur et la masse.

Normalement, ce point milieu est relié, comme il se doit, à la ligne générale de masse du montage, pour la production de la tension appliquée alternativement aux deux anodes de la diode redresseuse !

La fermeture de l'interrupteur commande donc la seule mise sous tension des anodes des diodes redresseuses, par voie de conséquence la mise sous tension, à volonté, de la ligne de desserte des anodes des tubes électroniques du montage...

Son ouverture suspend instantanément le fonctionnement du montage, sa fermeture remet en service le montage, tout aussi instantanément !

En état de veille la consommation d'énergie électrique par le montage se résume au seul chauffage des filaments des cathodes, une économie substantielle d'énergie est par conséquent réalisée à l'application de ce principe !

Nous vous laissons juger vous-mêmes de l'intérêt et de la commodité du dispositif de mise en l'état de veille, appelé stand by en langue anglaise et repris en chœur par tous les techniciens de langue française. "Honni soit qui mal y pense"...

GRANDEURS DE SECURITE

Nous avons reproduit, à votre intention, un tableau reprenant les grandeurs maximales des intensités des courants redressés, ainsi que les grandeurs des tensions maximales admissibles, par anode, des tubes diodes les plus rencontrés.

Nous avons également reproduit trois abaques, doubles, de très grand intérêt, lesquels indiquent la grandeur, en volts, de la tension U_k recueillie sur la cathode des diodes redresseuses, fonctionnant en redressement bi-alternance, en fonction de la tension alternative U_{eff} (ou U_a) présentée à chacune des deux anodes de la diode, par les demi-secondaires du transformateur d'alimentation, selon l'intensité du courant cathodique délivré, exprimée en milliampères.

Ces abaques ont été dressés pour les deux cas de figure, inductance en tête de cellule de filtrage et condensateur en tête de cellule de filtrage...

EN CONCLUSION...

Nous venons de faire un tour d'horizon des phénomènes essentiels rencontrés à la mise en œuvre des tubes électroniques redresseurs.

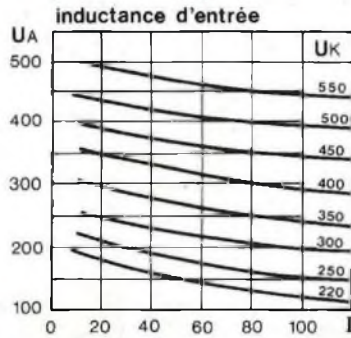
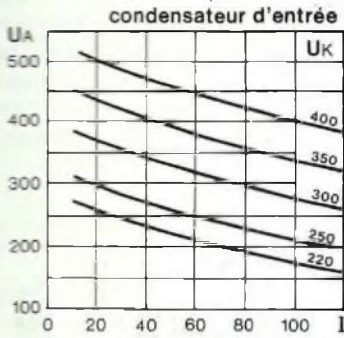
Nous avons essayé de conduire l'analyse de ces phénomènes de la façon la plus claire que nous pouvions.

Nous vous remercions de votre aimable patience et nous espérons vous retrouver le mois prochain !

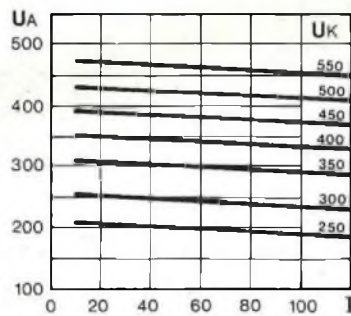
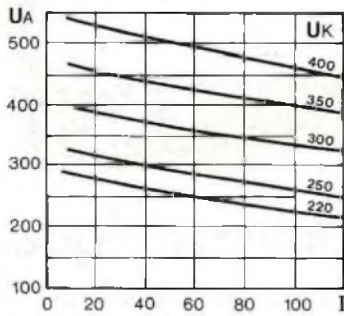
Georges Matoré

Le redressement filtrage avec tubes diodes

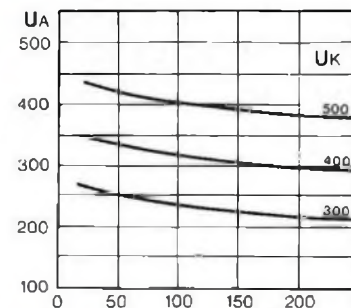
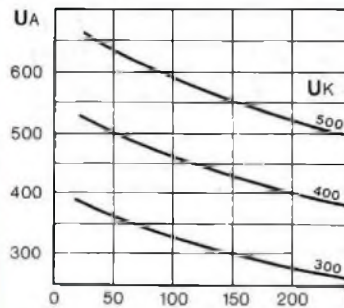
Cellule de filtrage à :



TUBES 5Y3GB - EZ80/6V4



TUBE 5Z4



TUBES 5U4G - GZ32°

Filtrage par Condensateur : Filtrage par Inductance
d'entrée : d'entrée

TUBE	I max redressée	U max par anode	I max redressée	U max par anode
EZ 80	90 mA	350 V		
5Y3 GB	110 mA	450 V	135 mA	550 V
5Z 4	110 mA	400 V	135 mA	550 V
5U 4 G	225 mA	450 V	225 mA	550 V
GZ 32	125 mA	500 V	250 mA	500 V
	250 mA	350 V	300 mA	400 V
	300 mA	300 V		

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier, afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

EDITIONS PERIODES
1, boulevard Ney 75018 Paris
Tél. (16-1)44.65.80.88 poste 7315

Accessible à tous

à la recherche de l'électronique de Georges Matoré



Pour assimiler facilement les bases de l'électronique

Voici quatre tomes indispensables à tous ceux qui désirent avoir une connaissance approfondie de l'électronique, cette technologie qui nous envahit chaque jour davantage. Sans la moindre base en la matière, l'enchaînement des chapitres vous donnera un niveau d'instruction très honorable allié à un savoir-faire enviable. La première partie vous fera découvrir les phénomènes essentiels reproductibles ainsi que les lois qui les gouvernent. La seconde vous éclairera sur la dynamique du transistor, composant né en 1947 dans les laboratoires de la Bell Company. La troisième vous amènera au pays de composants, de circuits spéciaux et la quatrième dans l'exploitation de la connaissance en vous livrant à la conduite de projets.

Ces quatre tomes pour tout savoir sur l'électronique sont édités par E.M.P.P.S. et diffusé par Eyrolles 61, bd St Germain, 75240 Paris Cedex 05.



BON DE COMMANDE

Bon de commande à retourner à SERVICE OUVRAGES - BP 58 - 77932 Perthes Cedex - Tél. : 64 38 01 25

- Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 1 au prix de 162 F, port compris
- Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 2 au prix de 162 F, port compris
- Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 3 au prix de 177 F, port compris
- Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 4 au prix de 220 F, port compris
- Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 1, TOME 2, TOME 3 et TOME 4 au prix de 720 F, port compris

NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

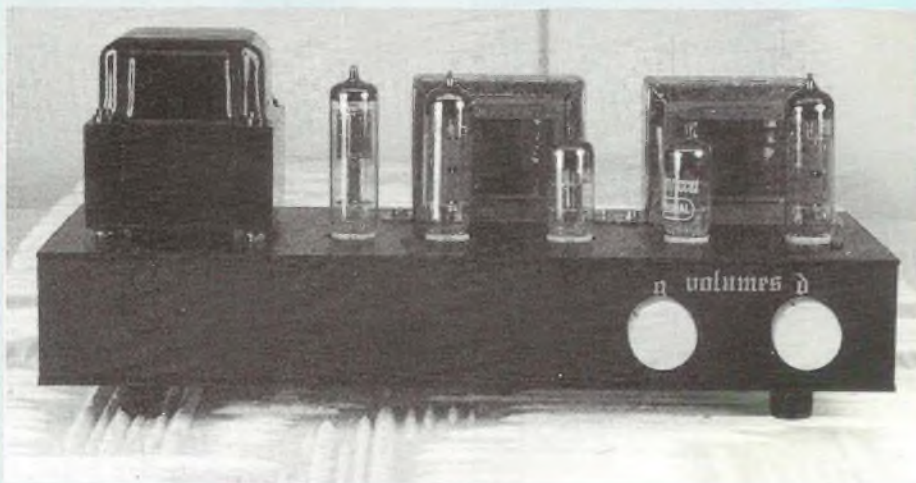
CODE POSTAL _____ VILLE _____

Ci joint mon règlement par :

C.C.P.

Chèque bancaire

AMPLIFICATEUR A TUBES L'EL84 EN CLASSE A AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE 2x5 Weff / 8 Ohms



Bien que de puissance modeste, cette réalisation comblera les possesseurs d'enceintes à haut-rendement (98 à 102 dB/1 W/1 m) pour qui cette réserve de puissance, surtout lorsqu'elle est fournie par un amplificateur à tubes dynamique, est largement suffisante pour une écoute domestique confortable.

Nous n'avons cependant pas étudié cet amplificateur uniquement pour le réserver aux seules enceintes à haut-rendement, mais également (comme nous en parlions dans notre N°136) dans le cadre de la mise au point d'enceintes actives à 2 ou 3 voies. Nous disposons maintenant de 3 études d'amplificateurs, basées sur le tube EL84. Nous allons, avec leurs différentes puissances, pouvoir accéder à une étape importante dans la réalisation d'une chaîne Hi-Fi à savoir : la suppression des filtres passifs des enceintes acoustiques pour des raccordements directs ampli / HP. Mais auparavant voyons en détails cet amplificateur fonctionnant en classe A, dont le schéma fait l'objet de la figure 1.

L'EL84 ET LA CLASSE A

Une seule pentode EL84 assure l'amplification et traite donc le signal en

entier. Ici pas de raccordements d'alternances au point 0 et donc aucune distorsion de raccordement (phénomène gênant et perceptible uniquement à très faible niveau d'écoute).

L'anode de l'EL84 est chargée par un transformateur de 5 k Ω d'impédance dont l'autre extrémité est reliée au + H.T.

Nous retrouvons ici une similitude évidente avec nos amplificateurs classe A mono-transistor MOSFET ou bipolaire bien connus de nos fidèles lecteurs.

La résistance de polarisation R8 de l'EL84 a une valeur de 150 Ω (valeur très courante et identique à celle du simple push-pull publié dans le Led N°130), elle est découplée par un électrochimique C4 de 100 μ F. Cette valeur permet de descendre dans le bas du spectre à 10 Hz.

La résistance de fuite entre la grille de commande et la masse est de 470 k Ω (R9).

La deuxième grille, appelée grille écran

est directement reliée au + H.T.

La troisième grille, appelée grille supprimeuse est, à l'intérieur du tube EL84, reliée à la cathode, celle-ci devant être polarisée très négativement pour que son action soit énergique.

Le signal de modulation est appliqué à la grille de commande par le réseau C2/R7. R7 permet de s'affranchir d'éventuels accrochages de cet étage de puissance mono-tube.

La haute tension est obtenue en sortie, d'une cellule de filtrage en Π et qui est composée des éléments C6 / R12 / C7. Le redressement est effectué par une valve, le tube EZ81.

Si vous avez lu l'article très détaillé en début de revue qui est consacré au redressement par valve, nous n'avons rien à vous apprendre.

- Son avantage :

Absence des pics de commutation que l'on décèle avec le redressement par diodes au silicium et qui "irritent" les puristes du tube puisque audibles d'après eux...

- Son inconvénient :

Impossibilité d'avoir un condensateur de filtrage de tête de forte valeur, tel celui utilisé sur le double push-pull, qui mettrait en danger la vie de la valve, ici une EZ81. La préamplification du signal de modulation est assurée par une double triode ECC82.

En entrée, la grille de commande est attaquée par un potentiomètre P1 qui fait office de réglage de volume.

La cathode est polarisée par une résistance R1 de 1,5 k Ω et son anode portée au + H.T. au travers d'une résistance de charge R2 de 33 k Ω .

L'interconnexion entre les deux triodes s'effectue avec le condensateur de liaison C1 de 100 nF.

La grille de commande est polarisée par une résistance R5 de 1 M Ω .

L'anode est chargée par une résistance R6 de 10 k Ω . Le courant anodique qui ressort par la cathode traverse un pont résistif composé de R3/1,5 k Ω , R4/150 Ω . Le point commun de ces résistances sert de jonction à la contre-réaction, rôle de R10-100 Ω dont l'autre extrémité est reliée au secondaire du transformateur de sortie et adaptateur d'impédance.

La résistance R3 est découplée par un électrochimique C3 de 100 μ F dont le rôle est de faire le tri entre le continu et l'alternatif. Il stabilise le potentiel de la

POUR UNE MUSIQUE PLUS DYNAMIQUE

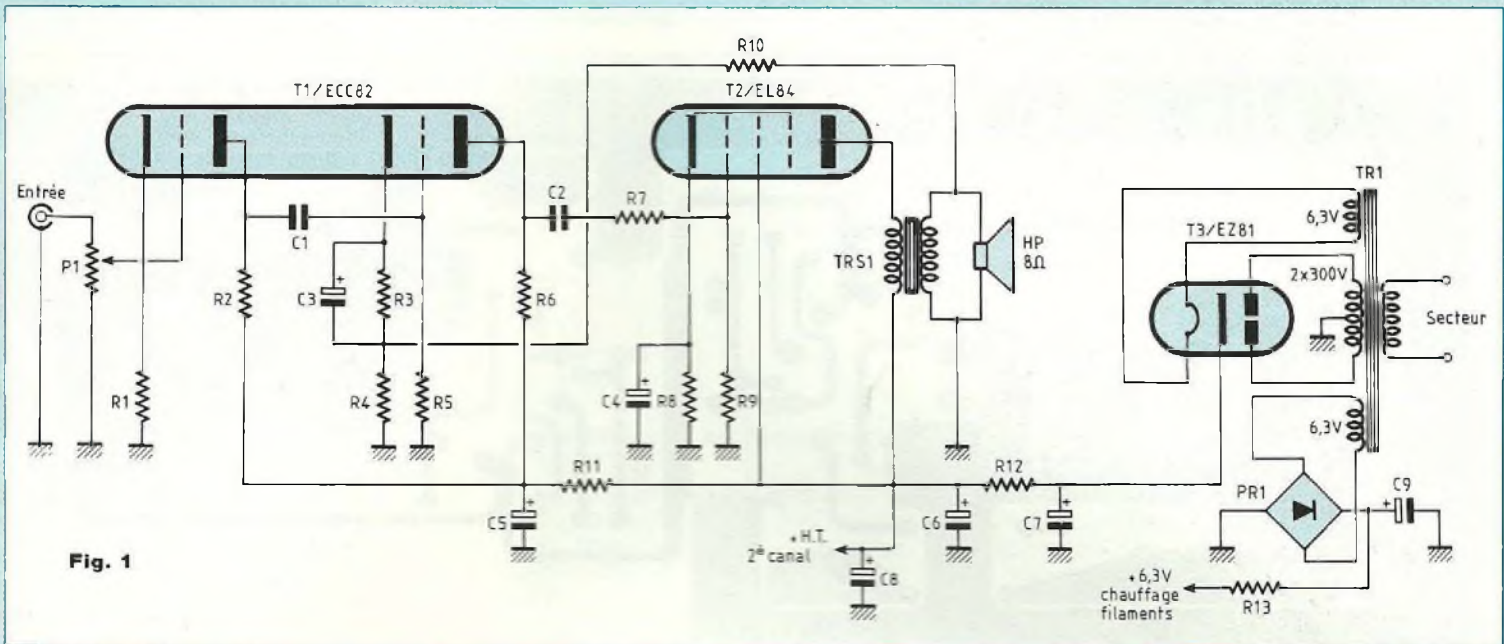


Fig. 1

cathode qui ne dépend que du seul courant anodique.

La haute tension appliquée aux résistances R2 et R6 est prélevée en sortie d'une cellule de filtrage comprenant R11/10 k Ω et C5/100 μ F. Il y a donc un bon isolement entre l'ECC82 et l'EL84.

Comme pour nos précédentes études, le chauffage filament des tubes est assuré en continu. Un enroulement 6,3 V du transformateur d'alimentation est redressé par un pont de diodes PR1. La tension est ensuite "lissée" par un énergique condensateur de filtrage C9 puis abaissée à \pm 6,3 V par la résistance R13.

Le chauffage filament de l'EZ81 est alimenté en alternatif par un deuxième enroulement de 6,3 V disponible au secondaire du transformateur TR1.

REALISATION

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Un seul circuit reçoit tous les composants de cette réalisation stéréophonique (à l'exception des résistances bobinées R12 / R13 et du condensateur de filtrage C9). Comme pour les deux versions précédentes de cette série d'amplificateurs à tubes EL84 (Led N°130

et 136), l'implantation du C.I. a été étudiée afin que les supports des tubes soient soudés côté pistes-cuivrées, le reste des composants R-C étant plaqués contre l'autre face.

Les 5 tubes en ligne apparaissent ainsi sur le dessus du châssis de l'amplificateur.

L'étude du circuit imprimé vous est proposée à l'échelle 1 en figure 2.

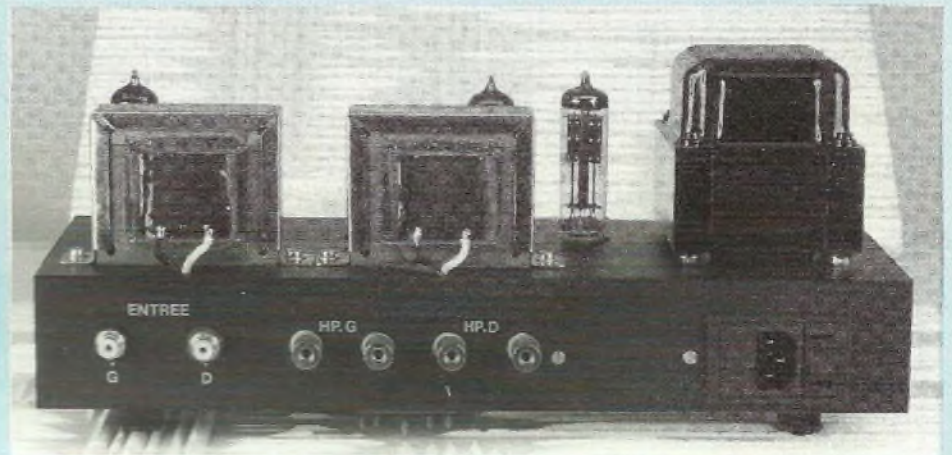
Il n'y a rien de particulier à signaler, mis à part les plans de masse, toutes les liaisons d'interconnexions entre pastilles ont une largeur de piste de 1,27 mm.

LE CABLAGE

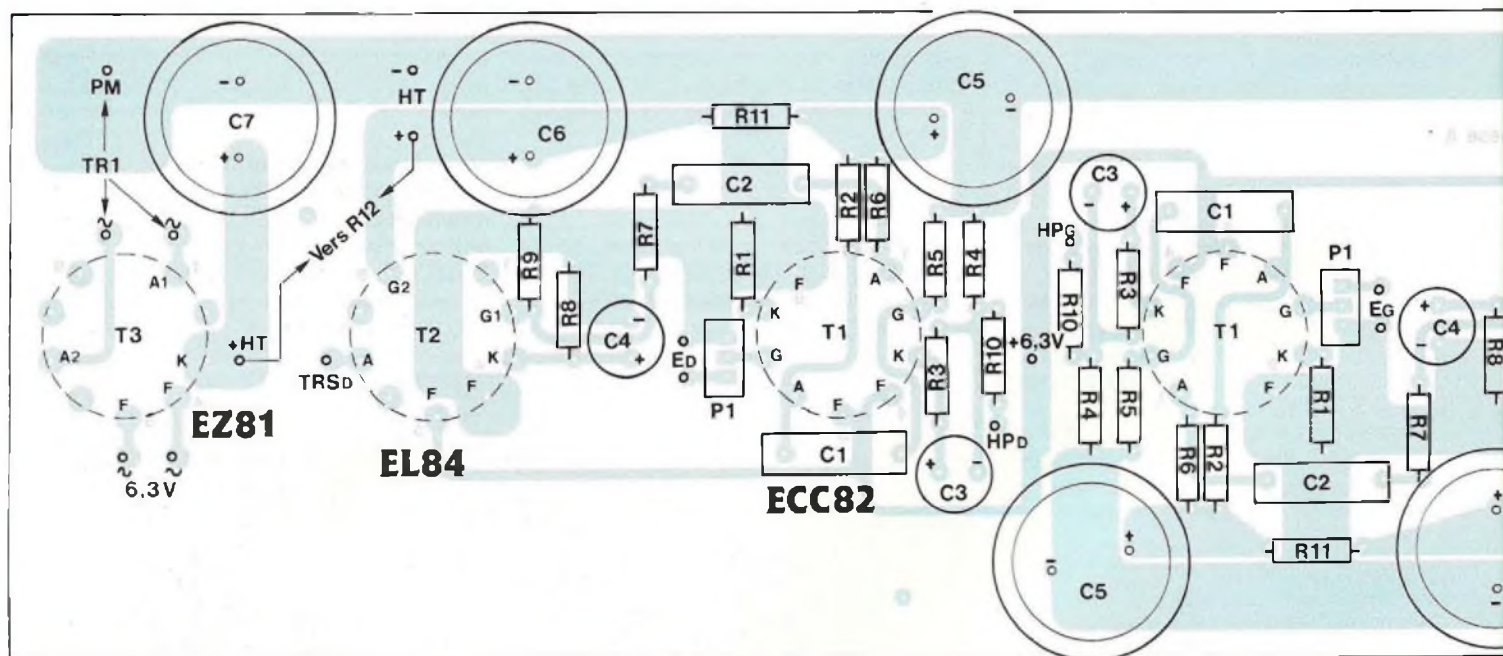
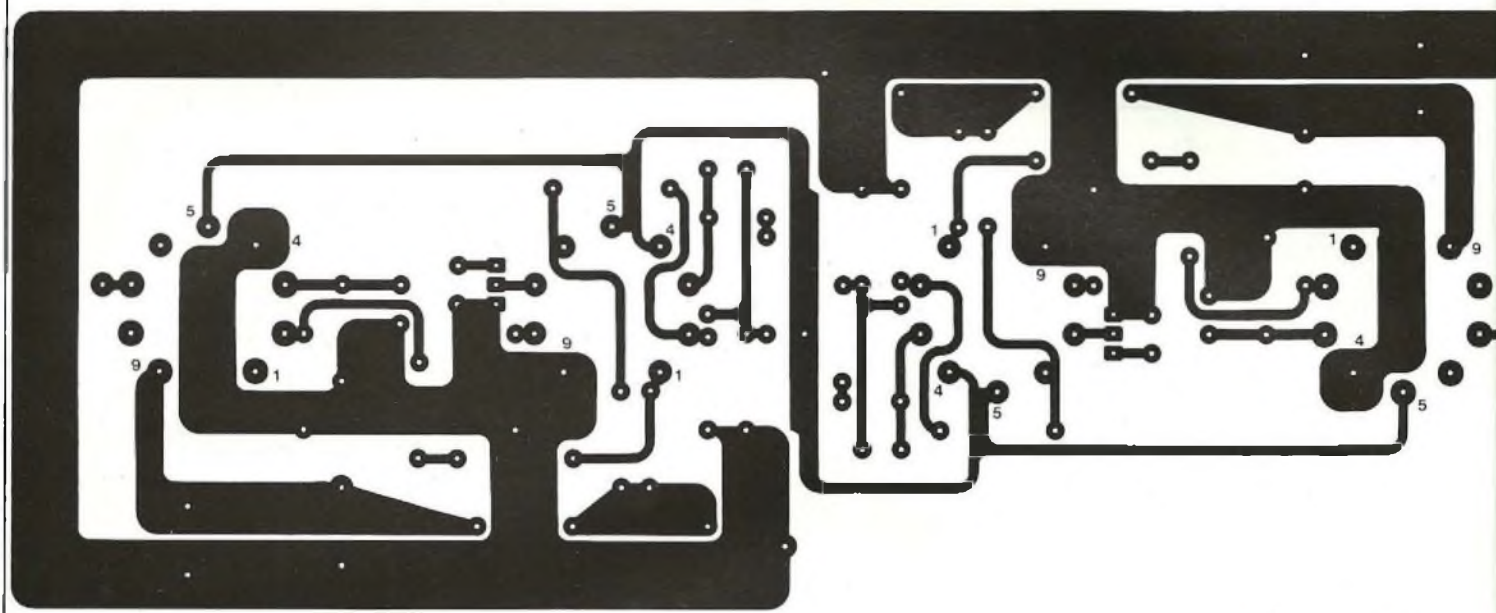
Le plan de câblage de la figure 3 associé à la nomenclature des composants permet une mise en place correcte de tous les éléments sur le C.I. sans risque d'erreur possible (reste l'étourderie !).

Les emplacements P1 délimités par des rectangles, permettront d'y raccorder les potentiomètres de volume, avec au centre la pastille réservée au curseur (prévoir du câble blindé).

La modulation sera à injecter aux emplacements repérés ED et EG (également en blindé).



AMPLI A TUBES ELECTRONIQUES



Les pastilles repérées TRSD et TRSG (raccordement des anodes des tubes EL84) seront à relier aux primaires des transformateurs de sortie.

Les pastilles repérées HPD et HPG (résistances de contre-réaction) seront à

relier aux secondaires des transformateurs de sortie.

Entre les deux résistances R10 au centre du C.I. se trouve la liaison destinée au chauffage des filaments des tubes en continu, +6.3 V. Un fil partira de ce point

vers la résistance bobinée R13.

Entre les (+) de C6 et de C7 sera insérée la résistance bobinée R12 (points repérés + H.T.). Idem pour le (+) de C8 à relier à R12 également.

Pour toutes ces interconnexions, prévoir

POUR UNE MUSIQUE PLUS DYNAMIQUE

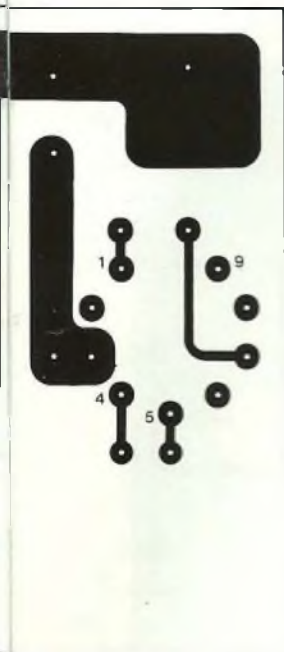


Fig. 2

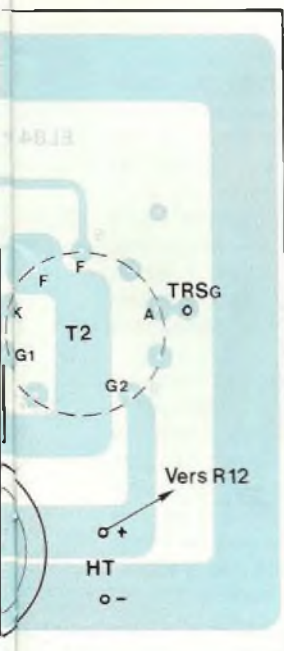


Fig. 3

des longueurs de fils d'environ 30 cm en 1 mm² de section et de différentes couleurs.

La valve EZ81 sera raccordée au transformateur d'alimentation TR1 par 5 liaisons :

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Résistances à couche métal ±5 % - 0,5 W

(à prévoir en double exemplaire)

R1 - 1,5 kΩ
R3 - 1,5 kΩ
R4 - 150 Ω
R5 - 1 MΩ
R7 - 1,5 kΩ
R9 - 470 kΩ
R0 - 100 Ω

* Résistances à couche métal ±5 % - 1 W

(à prévoir en double exemplaire)

R2 - 33 kΩ
R6 - 10 kΩ
R8 - 150 Ω
R11 - 10 kΩ

* Résistances bobinées 10 W (sur radiateur si possible)

R12 - 470 Ω
R13 - 0,1 Ω

* Condensateurs

(à prévoir en double exemplaire)

C1 - 100 nF (250 V ou 400 V)
C2 - 100 nF (250 V ou 400 V)
C3 - 100 μF / 63 V
C4 - 100 μF / 63 V

* Condensateurs de filtrage

C5-C6-C7-C8-100 μF/400 V
(attention 2xC5 sur le module)
C9-10 000 μF/25 V

* Tubes

T1-ECC82 x 2
T2-EL84 x 2
T3-EZ81

* Potentiomètres

P1- 1k Ω Log x 2

* Divers

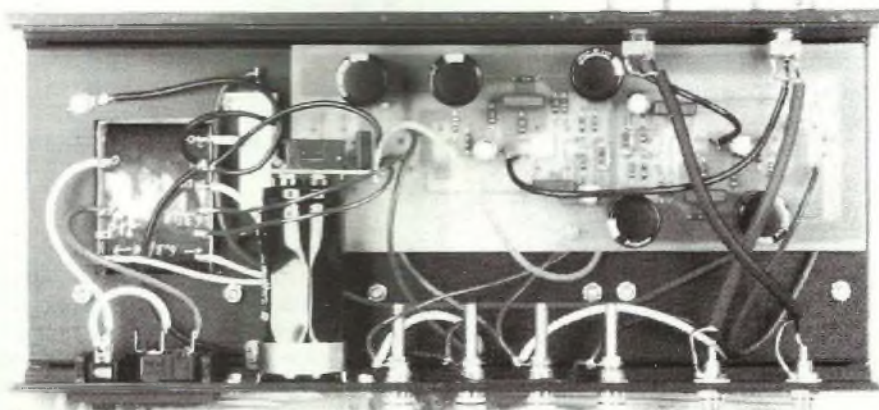
5 supports NOVAL pour C.I.
PR1 - Pont redresseur 200 V/4 A
Prise secteur
Interrupteur
2 prises CINCH châssis isolées
4 prises sorties HP isolées
2 boutons
Visserie de 3x15 mm
Visserie de 4x10 mm
3 entretoises nylon de 5 mm
Câble blindé
Fil de câblage, 1 mm² de section
Coffret IDDM - Réf : TM55360

TR1 - Transformateur alimentation

- primaire 220/230 V
- secondaire 2x300 V/6,3 V-1 A/6,3 V-2A

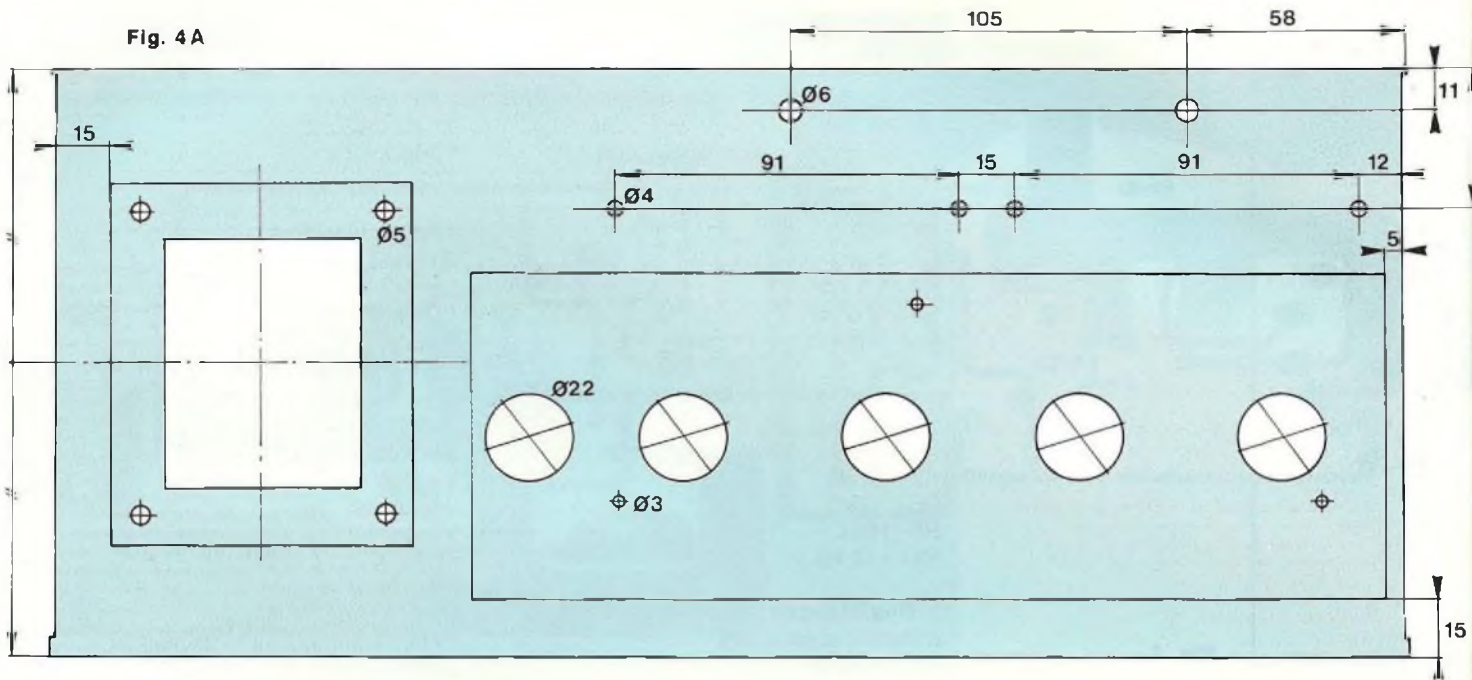
TRS1 - Transformateur de sortie

- Impédance primaire : 5 kΩ
- Impédance secondaire : 8 Ω



AMPLI A TUBES ELECTRONIQUES

Fig. 4 A



- 3 pour la haute-tension de 2x300 V, dont le point milieu (qui est la référence de masse, le 0V) sera soudé à la pastille PM du module et les extrémités aux anodes A1 et A2.

- 2 pour le chauffage du filament en 6,3 V alternatif.

Le module est maintenant prêt à être interconnecté aux quelques éléments lourds fixés sur le châssis ainsi qu'aux différentes prises, il nous faut donc en entreprendre la préparation (perçages et découpes).

LE CHASSIS

Comme pour la précédente étude du double push-pull d'EL84, le châssis est à nouveau un coffret IDDM de référence M55360.

Le travail le plus délicat reste toujours le positionnement et les découpes des 5 emplacements réservés aux tubes. Les conseils donnés dans notre précédent numéro restent donc valables. N'utiliser que des forets bien affûtés et un emporte-pièces.

En figure 4A, nous trouvons le placement sur le châssis des transformateurs ainsi que du module équipé de ses 5 tubes NOVAL.

Pour les transformateurs de sortie (adaptateurs d'impédance), leur fixation se fait en deux points, verticalement. Nous pensions pouvoir les fixer horizontalement en enlevant les brides, mais le châssis n'est pas suffisamment profond.

Si le travail mécanique en est grandement facilité (pas de fenêtre à découper), cette fixation soulève un problème au niveau des cosses de raccordements qui se retrouvent à l'air libre avec la présence de la haute tension de + 300 V !

Il sera impératif de prévoir une protection contre les risques de courts-circuits ou d'électrocution une fois le câblage des cosses achevé, l'idéal étant un capot protecteur. D'ailleurs l'esthétique de l'appareil ne pourra qu'y gagner.

* Un conseil pratique

Il concerne la précision à apporter au positionnement des 5 tubes sur le châssis ainsi qu'aux 3 points de fixation du module. De toute évidence il faut que les perforations effectuées dans le châssis correspondent au passage des supports NOVAL soudés au C.I. et que les fixations du module ne soient pas décentrées.

Notre conseil : Sur une feuille de calque, tracer le pourtour du circuit imprimé et repérer les centrages des tubes et des fixations en se servant des pastilles de l'implantation.

Pour les tubes, joindre les pastilles 3 et 8 de chacun des supports d'une liaison fine, de même pour les pastilles 1 et 6. L'intersection des deux droites détermine le centre du cercle, donc le pointage à effectuer sur le châssis.

La feuille de calque avec ses repères dessinés sera scotchée ou collée sur le châssis en fonction des indications de placement données en figure 4A. Les pointages seront imprimés avec précision dans l'aluminium. Commencer les premiers forages à un diamètre de 3 mm puis, pour les dégagements des 5 tubes, augmenter progressivement jusqu'au diamètre nécessaire au passage de la vis de l'emporte-pièces. Le diamètre de poinçonnage sera fonction des supports NOVAL utilisés.

Nous conseillons de travailler de façon identique pour le transformateur d'alimentation en le dessinant sur une feuille de calque qui sera positionnée ensuite sur le châssis.

Les figures 4B et 4C indiquent le travail à

POUR UNE MUSIQUE PLUS DYNAMIQUE

Fig. 4B

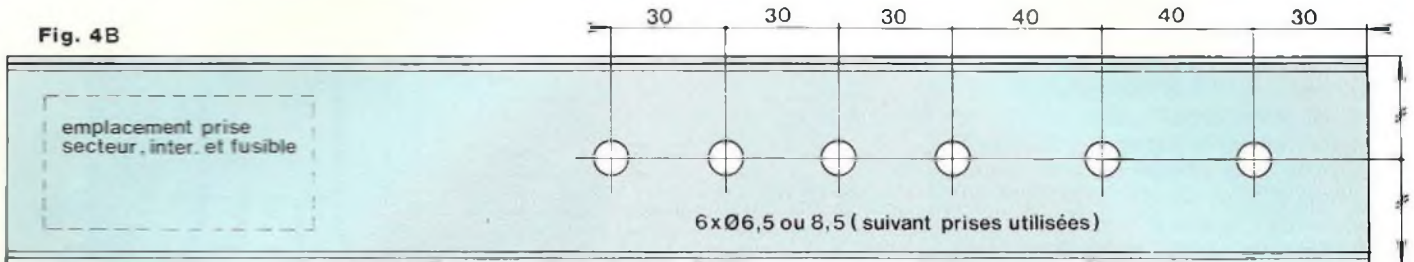


Fig. 4C

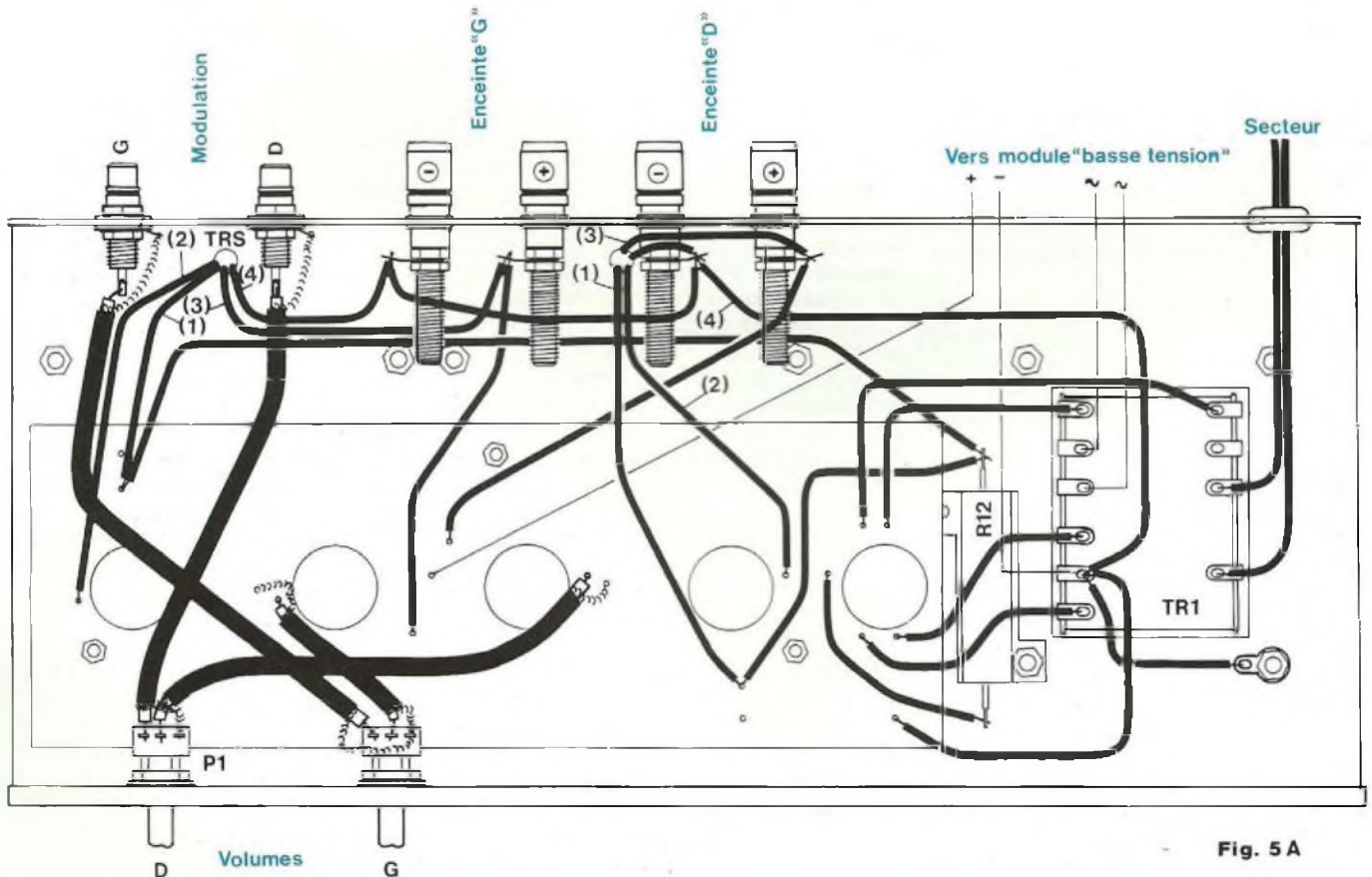


Fig. 5A

AMPLI A TUBES ELECTRONIQUES

effectuer sur les faces avant et arrière du châssis.

EQUIPEMENT DU CHASSIS

Mettre en place les transformateurs, prises, potentiomètres, module...

Le circuit imprimé est maintenu en 3 points avec de la visserie de 3x15 mm et éloigné du châssis par des entretoises de 10 mm de hauteur. Les supports dépassent ainsi de 3 à 4 mm de la surface du châssis.

Les cosses des transformateurs de sortie sont visibles de l'arrière du châssis.

INTERCONNEXIONS

Un plan de câblage détaillé vous est proposé en figure 5A, il doit vous permettre entre autres, le raccordement des divers fils du module sans risque d'erreur possible et donc vous garantir l'écoute de l'appareil dès sa première mise sous tension, puisqu'aucun réglage n'est nécessaire.

Nous ne donnons aucune précision concernant la prise secteur, chaque lecteur pouvant utiliser un modèle particulier. Le prototype est muni d'une embase "prise/interrupteur/fusible".

En figure 5B nous précisons les raccordements à effectuer sur les cosses des transformateurs de sortie. Attention, un mauvais câblage du secondaire (inversion des 2 fils) provoque un violent accrochage à la mise sous tension de l'amplificateur.

En figure 5C nous donnons les indications nécessaires quant à la réalisation de la section basse-tension 6,3 V destinée au chauffage en continu des filaments des tubes. Les composants sont regroupés sur un petit circuit imprimé avec vissage du condensateur de filtrage C9/10 000 µF côté pistes cuivrées. Attention à ne pas inverser les polarités (+) et (-).

Ce condensateur muni de sa bride permet de fixer l'ensemble contre la face arrière de l'amplificateur entre prise HP (+) et prise secteur. Le circuit imprimé en position verticale donc, vient se plaquer contre le grand circuit imprimé.

La résistance bobinée R12 du filtrage en Π est fixée au châssis par l'un des écrous du transformateur d'alimentation TR1 (figure 5A).

Ne pas oublier d'isoler les prises CINCH du châssis.

Le 0V du transformateur (masse générale de l'appareil) est relié au châssis au

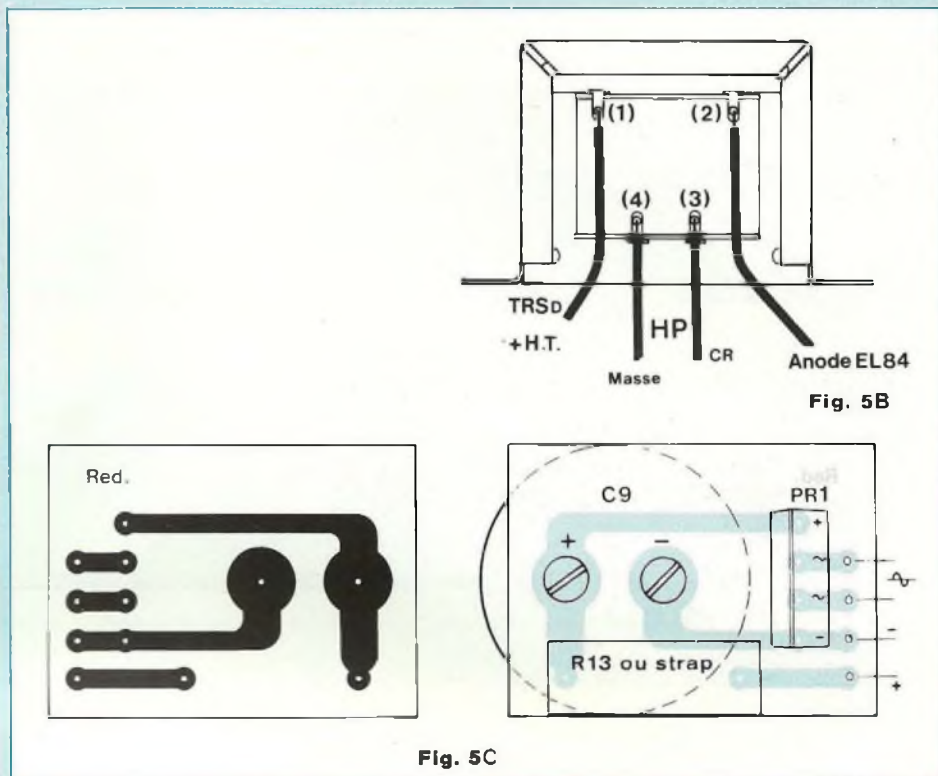


Fig. 5C

moyen d'une cosse à souder. De cette liaison dépend grandement le silence de l'amplificateur.

Les potentiomètres de volume sont fixés en face avant avec des écrous et des contre-écrous afin que les canons de ces composants dépassent au minimum. Le bouton peut ainsi masquer l'écrou en face avant.

Si votre câblage est conforme aux indications données, l'appareil est prêt pour sa première mise sous tension, aucun réglage n'étant nécessaire.

LE CAPOT INFERIEUR

Afin de prévoir une bonne ventilation interne, nous avons découpé une fenêtre de 65x50 mm dans le capot inférieur, sous le transformateur d'alimentation.

Ce capot est également équipé de 4 pieds, afin de surélever l'amplificateur de 15 mm environ. L'air peut ainsi entrer dans l'appareil sans difficulté.

MISE SOUS TENSION

Après avoir raccordé l'amplificateur aux enceintes et à une

source de modulation, potentiomètres de volume au minimum, basculer l'interrupteur de mise en service.

Les 5 tubes doivent s'allumer (chauffage des filaments correct).

Attendre quelques minutes la montée en température des ECC82 et EL84.

A 2 mètres des enceintes on ne doit rien entendre.

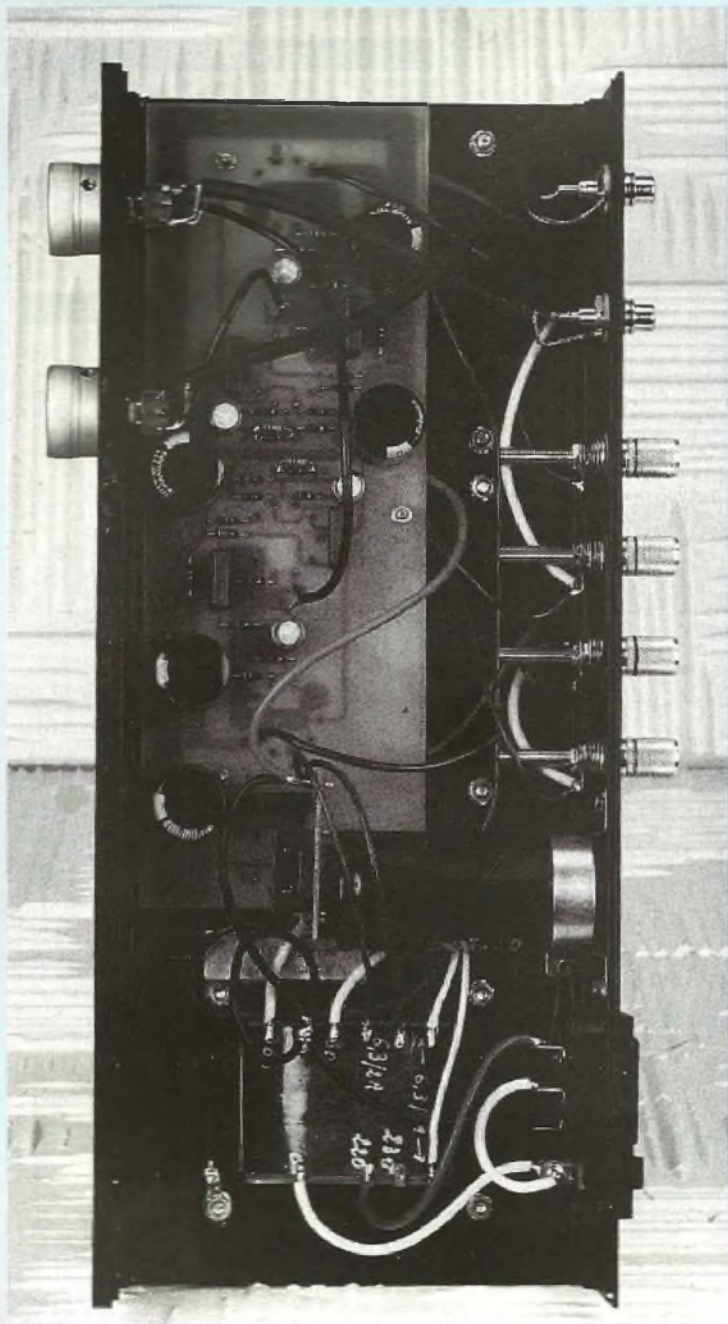
Avec notre prototype raccordé à des enceintes à haut rendement équipées de HP de 38 cm, on perçoit très légèrement le 100 Hz à 50 cm des boomers. Absence totale de souffle dans les tweeters. Ce silence est d'ailleurs remarquable, nous n'osions en espérer autant avec notre redressement par valve et filtrage en Π avec condensateurs de faible capacité.

Le chauffage des filaments des tubes en continu est primordial pour garantir ce silence. Si vous n'en êtes pas convaincus, essayez par curiosité en 6,3 V ~ !

ECOUTE ET IMPRESSIONS

Une fois n'est pas coutume, l'écoute a été faite avant les mesures ! Nous redoutions surtout le bas du spectre

POUR UNE MUSIQUE PLUS DYNAMIQUE



lors de la première écoute de ce petit classe A. Et là, quelle surprise, le boomer est actionné avec la même fermeté qu'avec le push d'EL84 !

Le grave descend, profond, avec puissance et fermeté, une fois de plus nous nous retrouvons face à une musique très dynamique, une scène sonore parfaitement stable et une multitude de

micro-informations qui sortent des enceintes.

Les basses fréquences permettent de mettre en évidence la pression de l'air, ça pousse et on le ressent parfaitement. Le niveau d'écoute n'est pourtant pas très élevé !

Le haut médium semble par contre un peu plus dur à l'écoute qu'avec les push, plus

tendu, moins chaud, mais il est très précis. De longues écoutes comparatives des deux versions permettront de nous le confirmer, à suivre...

Pour les possesseurs d'enceintes à haut rendement, ce seul classe A suffit largement pour des écoutes confortables en appartement, sans risque de saturation de l'appareil (les voisins pourront bénéficier de votre programme musical, soyez en assuré, si vous le poussez à sa puissance maximale).

Une fois de plus nous retrouvons les qualités de l'EL84 : dynamisme, nervosité, précision, traitement des micros informations qui font ces écoutes vivantes et permettent d'oublier les enceintes acoustiques.

Voilà un schéma simple d'amplificateur dépoussiéré que l'auteur a déjà expérimenté il y a 32 ans ! Mais à l'époque réalisé en version mono et câblé sur des barrettes à cosses, l'appareil soufflait, ronronnait. Il crachait déjà ses 5 Weff dans un haut-parleur large bande AUDAX. La Hi-Fi n'existait pas, les composants R-C de qualité non plus. Cœ 5 W classe A servait d'ampli guitare à un jeune de 17 ans qui sonorisait à plusieurs centaines de mètres à la ronde son petit village.

QUELQUES MESURES

Haute tension : 290 V à vide (285 V à Pmax)

Chauffage filaments : 6,2 V

Courant de repos par canal : 57 mA

Courant max par canal : 60 mA

Puissance max : 2x4,5 Weff

Sensibilité d'entrée à Pmax : 640 mV

Bande passante : 40 Hz à 20 kHz à -1 dB (3,8 W par canal)

POUR TERMINER

Voici une excellente petite réalisation à la portée de toutes les bourses, facile à réaliser et surprenante à écouter.

Une fois de plus le tube démontre que dans le domaine de l'audio, sa disparition au profit du transistor était un peu prématurée.

L'EL84 utilisée cette fois-ci en classe A est toujours aussi dynamique, avec un pouvoir d'analyse des micro-informations exceptionnel.

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 vous fais parvenir ci-joint le montant

de..... F par CCP par chèque bancaire
par mandat

30 F le numéro (frais de port compris)

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

NOM PRENOM

N° RUE

CODE POSTAL VILLE

Je désire :

... n° 130

... n° 131 ... n° 132 ... n° 133 ... n° 134

... n° 135 ... n° 136 ... n° 137

PETITES ANNONCES GRATUITES

Vds livres : initiation aux amplis à tubes, réalisez un synthétiseur musical, acoustique et musique, initiation au langage assembleur, 36 programmes pour votre micro-ordinateur data books : National SC (95), Maxim (89 à 95), Motorola 68HC11 (89). + Lot de 20 CD Mozart neufs, grandes marques, 600 F franco. Liste détaillée et prix sur demande à Paul Gelineau, 15 rue des Bleuets, 49120 St Georges (Tél : 41 62 76 32)

Vds oscilloscope 1x15 MHz, fréquencemètre, générateur de fonction Philips, parfait état 600 F pièce. + Ecran Multisyne, couleur RVB TTL et analogique 500 F.
Tél : 43 06 89 60

Vds matériel nécessaire pour monter 2 convertisseurs de tension décrit dans Led n°123. 2 transfos 8V/2x35 V, 500 VA (plus disponible aux Editions Périodes) 525 F/1. + 2 dissipateurs K300 déjà percés et taraudés 125 F/1. + 2 cartes et composants + câblage silicone avec cosses ø6, 100 F/1. + 2 câblages doublés pour l'alimentation batterie, (2x16 mm² = 32 mm², 10 m) 250 F/1. + lot de composants électroniques divers mais classés, cadeau.
Tél : 91 91 56 46 (Marseille).

Animateur de Club Electronique cherche Poste à Galene ou Composants pour le reconstituer : détecteur, selfs, casque ou écouteur 2000 Ω et autres. JC Lamblin, Domaine La Vigne n°767 Bondues, 59 910.
Tél 20 23 01 50.



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE du TOUCH
☎ : 61 07 55 77
Fax : 61 86 61 89

LA QUALITE AERONAUTIQUE
ET SPATIALE
AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE

• TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

faible induction 1 tesla - capoté - primaire 230/240V avec écran
HT av prise + tension 6,3V TTC
à préciser

75 VA.....	280 F
100 VA.....	320 F
150 VA.....	400 F
200 VA.....	470 F
300 VA.....	550 F
400 VA.....	730 F

• TRANSFORMATEUR TORIQUE : nous consulter

• SELF A NOYAU (liste non limitative)

2 H..... 200 mA.....	250 F
5 H..... 200 mA.....	270 F

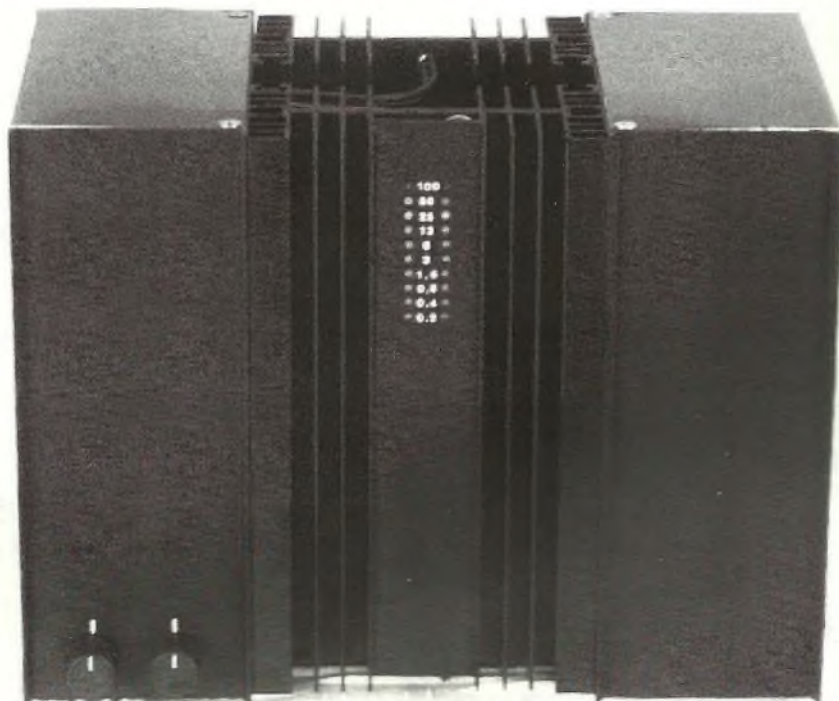
• SELF A AIR : nous consulter

• TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Impédance primaire à préciser	
PUSH-PULL : 40 W capoté.....	480 F
40 W en « C » cuve moulée.....	850 F
60 W capoté.....	630 F
60 W en « C » cuve moulée.....	990 F
MONO-LAMPE : 15 W capoté.....	490 F
30 W en « C » cuve moulée.....	1 200 F

Conditions de vente : règlement par chèque joint à la commande. Port en sus.

AMPLIFICATEUR STEREOGRAPHIQUE 2x100 Weff / 8 Ohms A PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025



L'appareil que nous allons vous présenter dans ces colonnes a été étudié pour que tout lecteur ayant un fer à souder et un multimètre puisse le réaliser sans rencontrer le moindre obstacle. Chaque opération est commentée mais également appuyée par de nombreux schémas et photographies.

Ce bloc de puissance pouvant délivrer plus de 2x100 Weff/ 8 Ohms est équipé en sortie des transistors de puissance T03 MOTOROLA MJ15024/ MJ15025, composants réputés pour leur robustesse mais également leurs qualités en audio. De nombreux amplificateurs du commerce en sont équipés, pourquoi pas le nôtre !
Cet appareil réalisé sous une forme très

compacte comprend deux imposants dissipateurs de 200 mm de longueur sur lesquels viennent se fixer de part et d'autre deux coffrets de marque IDDM de référence 80205.

Dans un premier temps nous allons donc commenter l'électronique de cet amplificateur puis nous en entreprendrons la réalisation.

Nous terminerons par la mise en place de deux wattmètres de contrôle.

ETUDE THEORIQUE

LES ETAGES DE PUISSANCE

Les deux canaux de l'amplificateur vous sont proposés en figure 1.

Nous constatons qu'il s'agit d'étages à alimentations symétriques de type à entrée différentielle et munis de protections électroniques contre les courts circuits des charges en sorties HP.

Chaque canal fait appel à 12 transistors minutieusement sélectionnés pour leurs qualités dans le domaine audio.

- Le canal droit

Les transistors d'entrée T1 et T2 constituent un étage différentiel où le premier transistor est monté en émetteur commun et le second en collecteur commun. T2 sert d'intermédiaire entre la sortie et T1 pour l'application de la contre-réaction à l'entrée, par l'intermédiaire des émetteurs réunis.

La résistance R6 assure une contre réaction de 100 % entre sortie et entrée, permettant d'obtenir une excellente stabilité.

Le rapport des résistances R6/R4 détermine le gain en alternatif de l'amplificateur en boucle fermée.

La polarisation de T1 est assurée par la résistance R1, la modulation étant appliquée sur sa base par le condensateur C1. Ce condensateur isole également l'entrée de toute injection de courants continus nuisibles et même mortels pour la vie des haut-parleurs.

Dans le domaine de l'audio, à quoi sert un amplificateur qui "passe" le continu ?

La cellule R-C d'entrée limite donc la bande passante dans le bas du spectre audio à environ :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \cdot R1 \cdot C1}$$

$$f_c = \frac{1}{2,3 \cdot 14 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_c = \frac{1}{628 \cdot 10^{-3}}$$

$f_c \# 1,6 \text{ Hz}$

Il ne faut rien espérer entendre d'une enceinte en deçà de 30/40 Hz, et heureusement pour les voisins.

La modulation est directement transmise du collecteur de T1 à la base de T4.

Ce transistor T4 de type PNP est monté en émetteur commun. Un condensateur

PAIRE COMPLÉMENTAIRE MJ15024/MJ15025

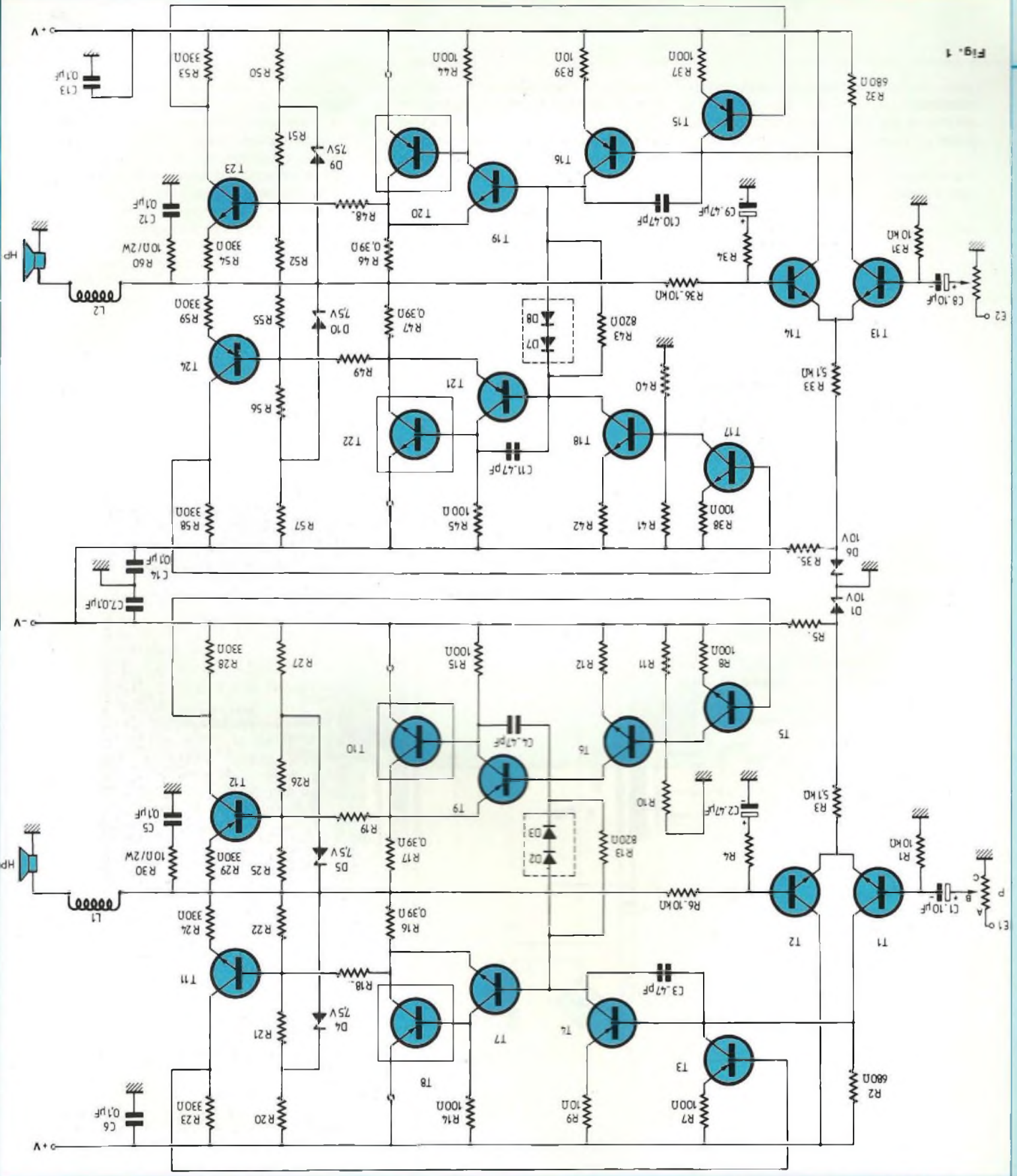


Fig. 1

AMPLIFICATEUR 2x100 Weff A PROTECTION

C3 placé entre base et collecteur limite la bande passante et élimine les risques d'accrochages HF.

T4 a son collecteur relié directement à la base de T7 (qui est le "driver" du transistor de puissance T8/MJ15025) mais également au travers du réseau parallèle R13/D2-D3 au collecteur de T6 et à la base de T9.

T9 est le "driver" du transistor de puissance T10/MJ15024.

Le transistor T6 sert de source de courant passant par T4 et les diodes D2-D3. Il supprime également un condensateur électrochimique de forte valeur qui serait nécessaire pour fournir le courant alternatif de commande à la section inférieure de l'étage de sortie pendant les pointes d'excursion négatives du signal.

Les transistors T7/T8 forment une paire, de jonction équivalente à celle d'un transistor à collecteur commun, avec un gain en courant élevé et un gain en tension unitaire, pour l'alternance positive du signal de sortie.

Les transistors T9/T10 ont un emploi similaire à T7/T8 pendant les alternances négatives du signal de sortie.

Le condensateur C4 shuntant base et collecteur de T9 a les mêmes effets que C3 sur le transistor T4.

Les circuits de protection utilisent les transistors T3/T11 et la diode zener D4 pour l'alternance positive, puis T5/T12-D5 pour l'alternance négative.

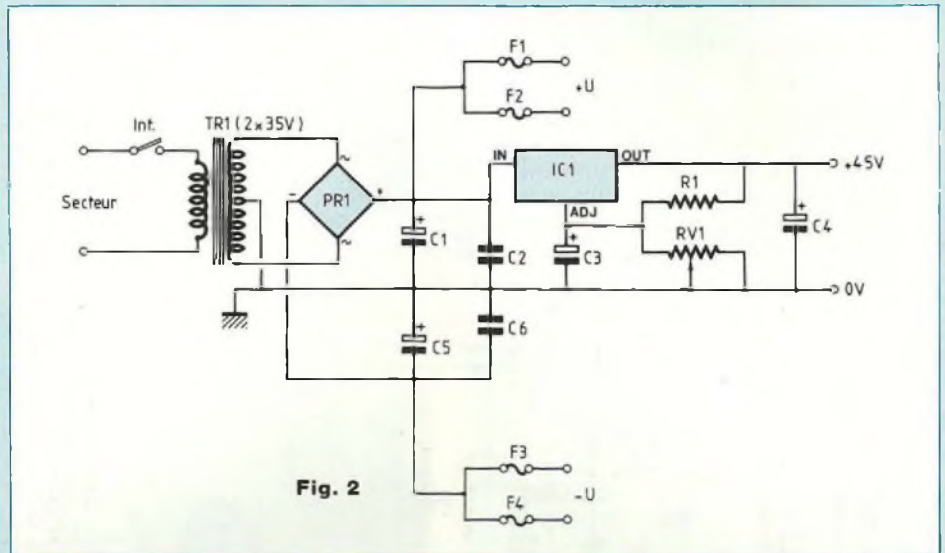
Les résistances R18-R20-R21-R22 constituent un réseau d'addition des tensions.

La tension apparaissant sur la base du transistor T11 est celle déterminée par le courant collecteur du transistor de puissance T8/MJ15025 qui traverse la résistance de puissance R16.

La résistance R16 est en effet en parallèle avec le pont diviseur R18/R22 dont le point commun est relié à la base de T11.

La diode zener D4 empêche le transistor T11 de passer à l'état de conduction lorsque dans des conditions normales de fonctionnement, le signal de sortie est de polarité négative.

Le réseau d'addition détecte tension et courant du transistor de puissance T8/MJ15025 et sert donc d'indicateur des pointes de dissipation de puissance de T8. Pour un niveau pré-déterminé de la puissance de T8, le réseau d'addition est établi de façon à ce que le transistor T11 conduise suffisamment pour que T3 passe à la conduction.



Dans ce cas, T3 détermine le courant de commande de la base de T4 et limite ainsi la puissance dissipée par T8.

Les résistances R19-R25-R26-R27 et la diode zener D5 limitent d'une façon similaire la puissance dissipée à la sortie de T10.

Nous trouvons en sortie un circuit "bouchon" R30/C5 qui élimine les signaux HF indésirables. La limitation en haute fréquence intervient à une fréquence de :

$$f_c = \frac{1}{2 \sqrt{R_{30} \cdot C_5}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28 \cdot 10,0 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}$$

$f_c \approx 160 \text{ kHz}$

Une puissance de 100 Weff/8 Ω nécessite pour être atteinte une tension d'alimentation de $\pm 45 \text{ V}$.

Ces tensions symétriques sont seulement redressées/filtrées.

Chaque tension est découplée par un condensateur de 0,1 μF (C6-C7).

La diode zener D1 de 10 V sert à polariser l'amplificateur différentiel d'entrée à partir des -45 V et produit une réjection du bruit de ce potentiel.

Le gain en tension étant déterminé comme nous l'avons vu par le rapport des résistances R6/R4, avec R6=10 k Ω et R4=330 Ω , celui-ci est donc de 30.

Une puissance de 100 Weff sur une charge de 8 Ω étant obtenue avec une tension de 28,28 Veff, la sensibilité

d'entrée du signal à appliquer pour obtenir ces 100 Weff est donc de 0,95 Veff.

L'ALIMENTATION

Un redressement, un filtrage, une stabilisation, c'est ce qu'indique le schéma de la figure 2.

La pièce maîtresse est le transformateur TR1 de 2x35 V. Après redressement par un pont puis filtrage par les deux gros réservoirs C1 et C5, nous obtenons à vide deux tensions symétriques voisines de $\pm 50 \text{ V}$.

Ce sont ces tensions qui vont alimenter les émetteurs des transistors de puissance au travers de fusibles : +45 V pour T8 et T20 / -45 V pour T10 et T22 (tensions obtenues à pleine puissance).

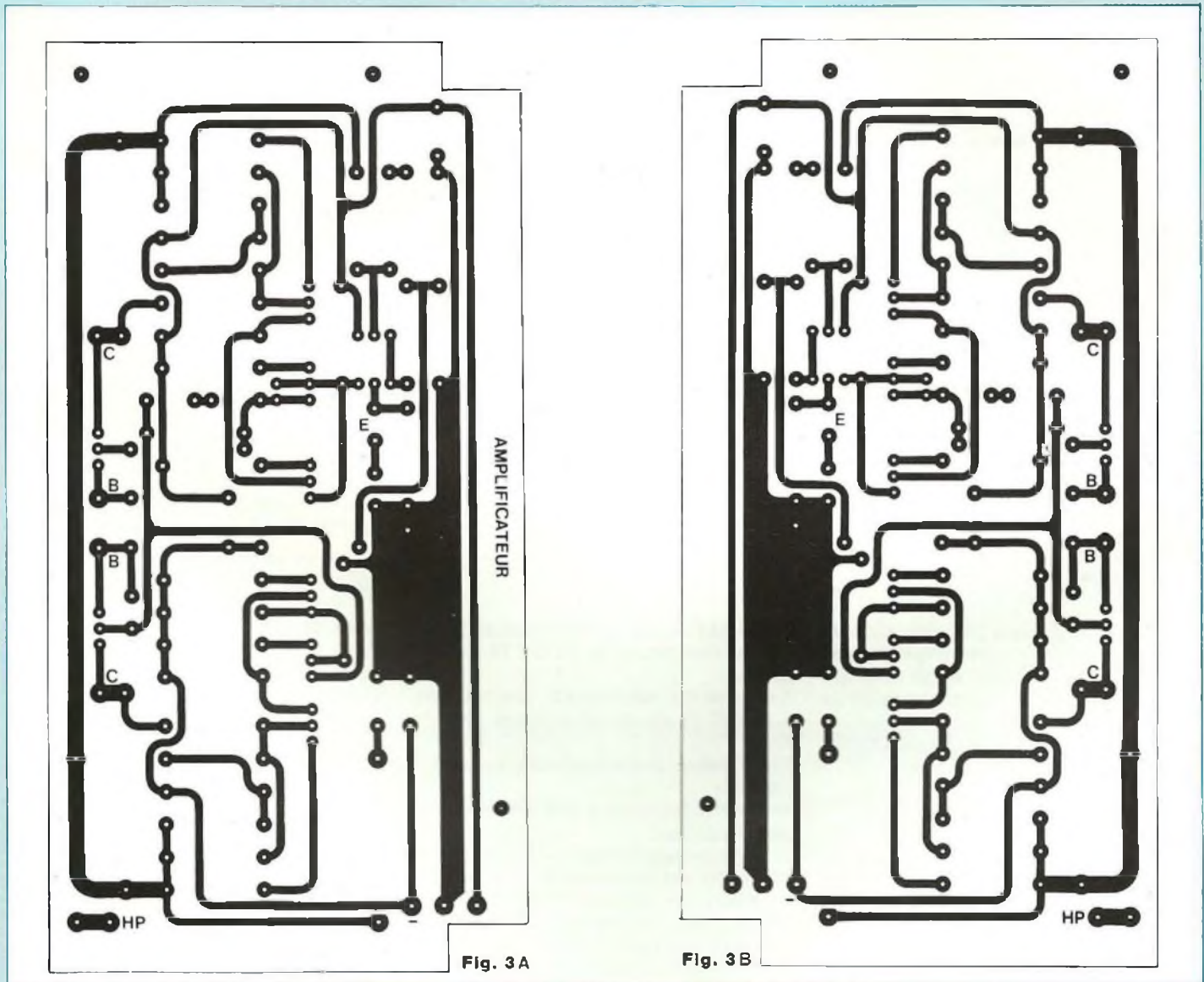
Ces $\pm 50 \text{ V}$ sont ensuite appliqués aux modules de commande. Le +50 V est stabilisé par un régulateur IC1 dont la sortie est portée à un potentiel de +20 V. Ce sera la tension d'alimentation des wattmètres.

- Une remarque

Pour des raisons de coût et d'encombrement, nous avons employé pour C1 et C5 des condensateurs SIC SAFCO CO39 de 22 000 $\mu\text{F}/40 \text{ V}$ plutôt que des 22 000 $\mu\text{F}/63 \text{ V}$.

Sachant qu'un élément 22 000 $\mu\text{F}/40 \text{ V}$ peut supporter jusqu'à 55 V (85 V pour un 63 V) nous ne prenons aucun risque que celui de faire des économies.

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025



REALISATION

L'ELECTRONIQUE

Le câblage des cartes reste le travail le moins délicat de cette réalisation quoi que comme nous le verrons ensuite la partie mécanique ne pose pas non plus de biens gros soucis. Mais il reste vrai que l'électronicien préfère souder des composants sur un circuit imprimé plutôt que de jouer de la lime ou tenir une perceuse. Commençons donc par le plus agréable.

-Les circuits imprimés

Ils sont au nombre de trois, deux pour les étages de puissance et celui de l'alimentation stabilisée qui sert également de support aux condensateurs de filtrage de 22 000 μ F/40 V munis de leurs brides de fixation.

Les figures 3A-3B et 3C proposent donc les implantations des circuits à l'échelle 1 afin d'être reproductibles par les lecteurs. Les circuits des deux étages de puissance ne sont pas identiques mais symétriques. Ceux-ci sont en effet maintenus entre eux après câblage par des entretoises, pistes cuivrées face à face.

Les implantations aérées avec de larges pistes cuivrées ne doivent poser aux lecteurs expérimentés aucun problème de gravure, sinon faites appel à notre "service circuits imprimés" qui vous fournira les plaquettes gravées/étamées/percées ou non au choix.

Commencez par forer toutes les pastilles à un diamètre de \varnothing 0,8 mm (c'est suffisant pour la majorité des composants) puis reprenez quelques pastilles à \varnothing 1,2 mm ou \varnothing 3 mm (trous de fixation).

Avant de commencer le câblage des composants, assurez-vous que les cartes

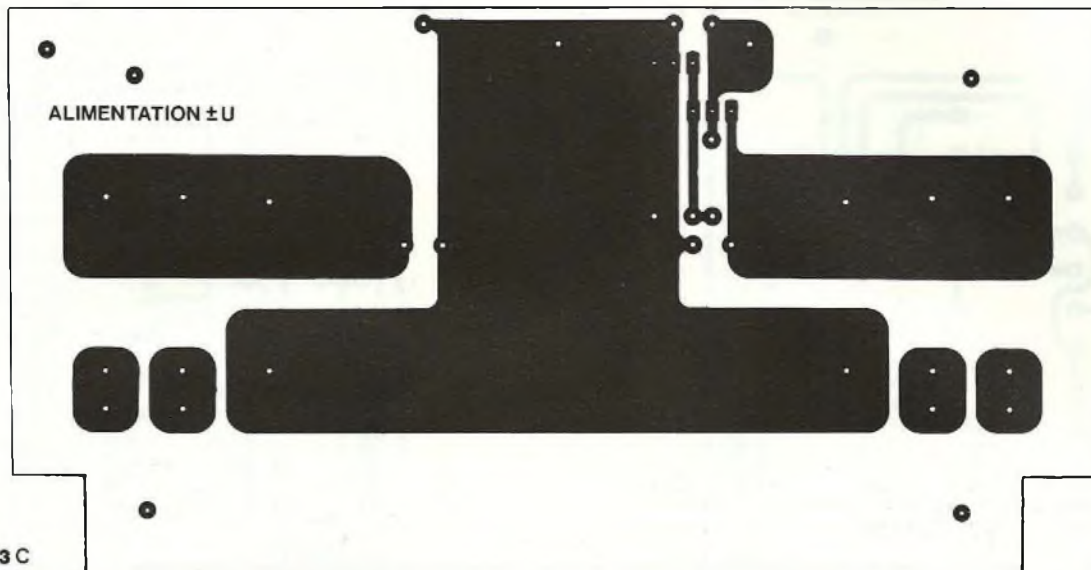


Fig. 3C

couissent bien dans l'un des coffrets IDDM, que les deux cartes amplificatrices se vissent bien entre elles en les éloignant l'une de l'autre par 3 entretoises nylon de 5 mm de hauteur. Il est plus facile de travailler les cartes gravées que les modules câblés.

- Le câblage des modules

Si vos circuits ne sont pas étamés, pensez avant d'en entreprendre le câblage à désoxyder les pistes cuivrées afin de faciliter l'adhérence de la soudure aux pastilles.

Les plans de câblage font l'objet des figures 4A-4B-4C. Nous avons scindé les nomenclatures des deux canaux amplificateurs afin qu'aucune erreur de câblage ne vienne perturber le bon fonctionnement de l'appareil à la mise sous tension.

Les transistors en boîtiers métalliques T05 ont ici leurs pattes à souder en ligne et non pas en triangle, ce qui aurait du normalement éviter toute mauvaise orientation, alors attention au positionnement des ergots sur les plans de câblage 4A et 4B. L'ergot désigne l'émetteur du transistor.

De même pour les boîtiers plastique T092, le brochage est inversé entre un 2N5401/2N5551 et un BC546/BC556.

Les selfs L1 et L2 sont réalisées en

enroulant du fil de cuivre émaillé de 10/10 sur des résistances de 10 Ω /2 W, soit 12 spires.

Surélever les résistances bobinées de 0,39 Ω /7 W du circuit imprimé, prévoir 2 mm.

L'évacuation thermique n'en sera que meilleure.

Attention à l'orientation des diodes et des tantales gouttes.

Le câblage des transistors T1 et T2 du différentiel est particulier afin de réduire au mieux les dérives thermiques. Les méplats des boîtiers sont plaqués l'un contre l'autre avec insertion de graisses aux silicones entre les deux.

Le boîtier T1 est à souder en premier, méplat vers l'extérieur et pattes pliées à 90° vers le circuit imprimé. T2 vient se plaquer ensuite contre T1, ses pattes pliées également à 90° vers le C.I.

Une même disposition est à adopter sur l'autre module pour le câblage des transistors T13 et T14.

N'oubliez pas de souder l'unique strap sur chacun des modules amplificateurs.

Soudez les 4 fils destinés aux interconnexions des transistors de puissance MJ15024/MJ15025.

Prévoir des longueurs de fils de 30 cm mais de couleurs différentes.

De même pour la sortie HP, puis l'entrée modulation en prévoyant du câble blindé.

Avant de commencer le câblage de la figure 4C, vissez les condensateurs de 22 000 μ F coté pistes cuivrées et glissez les brides le long des corps de ceux-ci jusqu'au circuit imprimé. Repérez alors les trous de fixation qui seront ensuite forés à un diamètre de \varnothing 3 mm. La figure 4D donne le positionnement des condensateurs et de leurs brides.

Le câblage de la carte ne pose aucun problème, vu le peu de composants à mettre en place.

En sorties des fusibles, prévoir des picots à souder pour les interconnexions à venir des fils des émetteurs des transistors de puissance.

Prévoir également 2 picots pour le raccordement de la tension stabilisée +20 V.

En vissant les condensateurs de 22 000 μ F, ne pas oublier de prévoir des cosses à souder comme l'indique la figure 4C. **Veiller surtout à une bonne orientation de C1 et de C5.** Une inversion de polarité aurait des conséquences fâcheuses à la mise sous tension lors du premier essai.

Visser les 3 équerres de fixation du module au coffret (équerres de 10x10 mm) coté composants.

C'est terminé pour le câblage des cartes. Dissoudre la résine de la soudure avec du trichloréthylène et vérifier qu'il n'y a pas de

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025

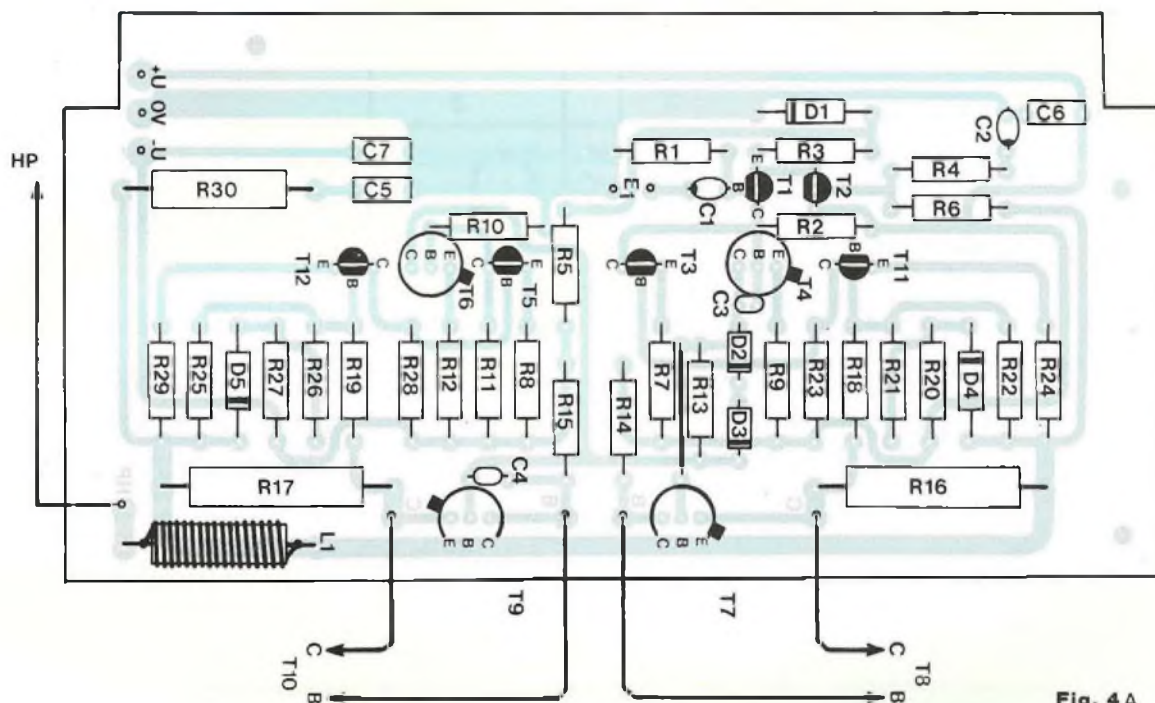


Fig. 4 A

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR CANAL DROIT

* Résistances à couche 1/2 W - ±5 %

R1 - 10 kΩ
 R2 - 680 Ω
 R3 - 5,1 kΩ
 R4 - 330 Ω
 R5 - 8,2 kΩ
 R6 - 10 kΩ
 R7 - 100 Ω
 R8 - 100 Ω
 R9 - 10 Ω
 R10 - 39 kΩ
 R11 - 1,2 kΩ
 R12 - 100 Ω
 R13 - 820 Ω
 R14 - 100 Ω
 R15 - 100 Ω
 R18 - 510 Ω
 R19 - 510 Ω
 R20 - 9,1 kΩ
 R21 - 1,8 kΩ
 R22 - 470 Ω
 R23 - 330 Ω

R24 - 330 Ω
 R25 - 470 Ω
 R26 - 1,8 kΩ
 R27 - 9,1 kΩ
 R28 - 330 Ω
 R29 - 330 Ω
 R30 - 10 Ω / 2 W

* Résistances bobinées 7 W

R16 - 0,39 Ω
 R17 - 0,39 Ω

* Condensateurs tantale goutte

C1 - 10 μF / 16 V
 C2 - 47 μF / 16 V

* Condensateurs non polarisés

C3 - 47 pF céramique
 C4 - 47 pF céramique
 C5 - 0,1 μF / 63 V
 C6 - 0,1 μF / 63 V
 C7 - 0,1 μF / 63 V

* Semiconducteurs

T1 - 2N5551
 T2 - 2N5551
 T3 - BC 557 / 556
 T4 - 2N5416
 T5 - BC 547 / 546
 T6 - 2N3439 / 3440
 T7 - 2N3439 / 3440
 T8 - MJ15025
 T9 - 2N5416
 T10 - MJ15024
 T11 - 2N5551
 T12 - 2N5401
 D1 - Zener 10 V / 1,3 W
 D2 - 1N4148
 D3 - 1N4148
 D4 - Zener 7,5 V / 1,3 W
 D5 - Zener 7,5 V / 1,3 W

* Divers

L1 - 12 spires fil de cuivre émaillé de 10/10 enroulées sur une résistance de 10 Ω / 2 W

AMPLIFICATEUR 2x100 W_{eff} A PROTECTION

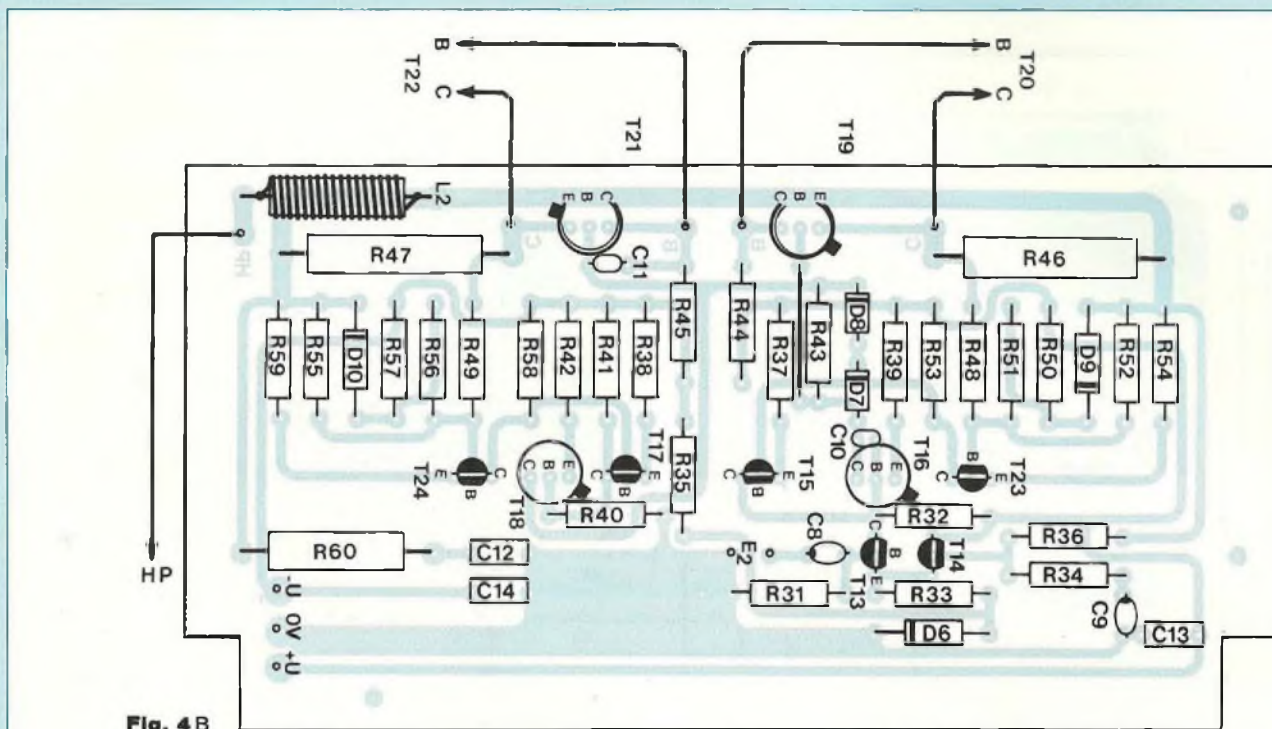


Fig. 4 B

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR CANAL GAUCHE

* Résistances à couche 1/2 W - ±5 %

R31 - 10 kΩ
 R32 - 680 Ω
 R33 - 5,1 kΩ
 R34 - 330 Ω
 R35 - 8,2 kΩ
 R36 - 10 kΩ
 R37 - 100 Ω
 R38 - 100 Ω
 R39 - 10 Ω
 R40 - 39 kΩ
 R41 - 1,2 kΩ
 R42 - 100 Ω
 R43 - 820 Ω
 R44 - 100 Ω
 R45 - 100 Ω
 R48 - 510 Ω
 R49 - 510 Ω
 R50 - 9,1 kΩ
 R51 - 1,8 kΩ
 R52 - 470 Ω
 R53 - 330 Ω
 R54 - 330 Ω
 R55 - 470 Ω
 R56 - 1,8 kΩ

R57 - 9,1 kΩ
 R58 - 330 Ω
 R59 - 330 Ω
 R60 - 10 Ω / 2 W

* Résistances bobinées 7 W

R46 - 0,39 Ω
 R47 - 0,39 Ω

* Condensateurs tantale goutte

C8 - 10 μF / 16 V
 C9 - 47 μF / 16 V

* Condensateurs non polarisés

C10 - 47 pF céramique
 C11 - 47 pF céramique
 C12 - 0,1 μF / 63 V
 C13 - 0,1 μF / 63 V
 C14 - 0,1 μF / 63 V

* Semiconducteurs

T13 - 2N5551
 T14 - 2N5551
 T15 - BC 556 / 557
 T16 - 2N5416
 T17 - BC546 / 547
 T18 - 2N3439 / 3440
 T19 - 2N3439 / 3440
 T20 - MJ15025
 T21 - 2N5416
 T22 - MJ15024
 T23 - 2N5551
 T24 - 2N5401
 D6 - Zener 10 V / 1,3 W
 D7 - 1N4148
 D8 - 1N4148
 D9 - Zener 7,5 V / 1,3 W
 D10 - Zener 7,5 V / 1,3 W

* Divers

L2. Self réalisée avec 12 spires en cuivre émaillé de 10/10 enroulé sur une résistance de 10 Ω / 2 W
 3 entretoises de 5 mm
 Visserie de 3x15 mm
 2 équerrés 10x10 mm

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025

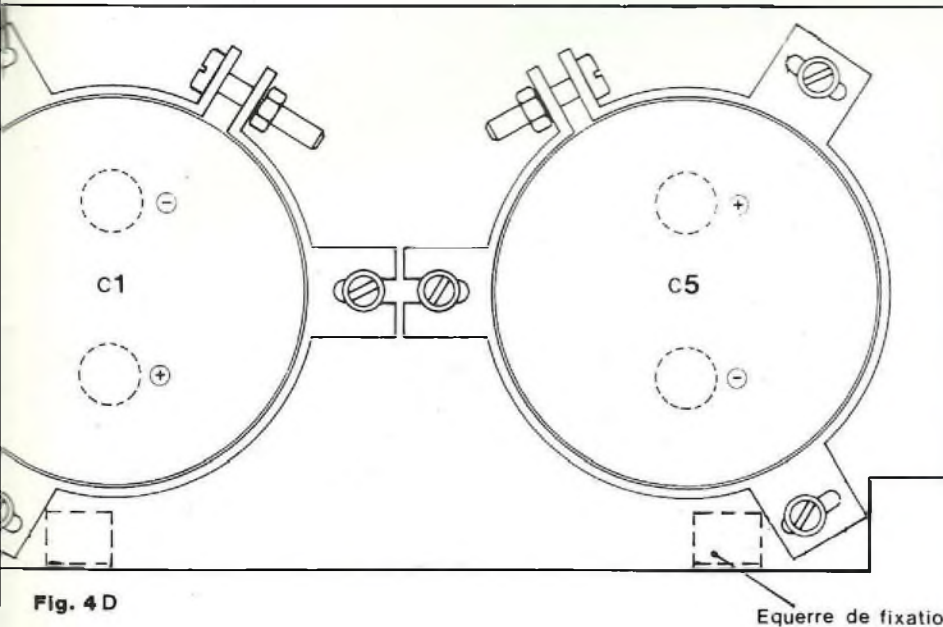


Fig. 4 D

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION ± U

- TR1 - Transformateur 500 VA - 220 V / 2x35 V
- PR1 - Pont redresseur 600 V / 25 A
- IC1 - Régulateur LM317T
- C1-C5- 22 000 μ F / 40 V - C039 avec bride de fixation
- C2-C6-0,1 μ F / 63 V
- C3-10 μ F / 63 V (ou 50 V tantale goutte)
- C4-1 μ F / 63 V polarisé ou non
- R1-150 Ω /0,5 W
- RV1-Multitour 5 k Ω

* Divers

- F1 à F4 - Porte-fusible pour CI + fusible 3A retardé
- Cosses pour visserie de \varnothing 5 mm
- Equerres de 10x10 mm
- Picots à souder
- Prise secteur + interrupteur + cordon secteur
- Fil de câblage
- Visserie de 3x5 mm

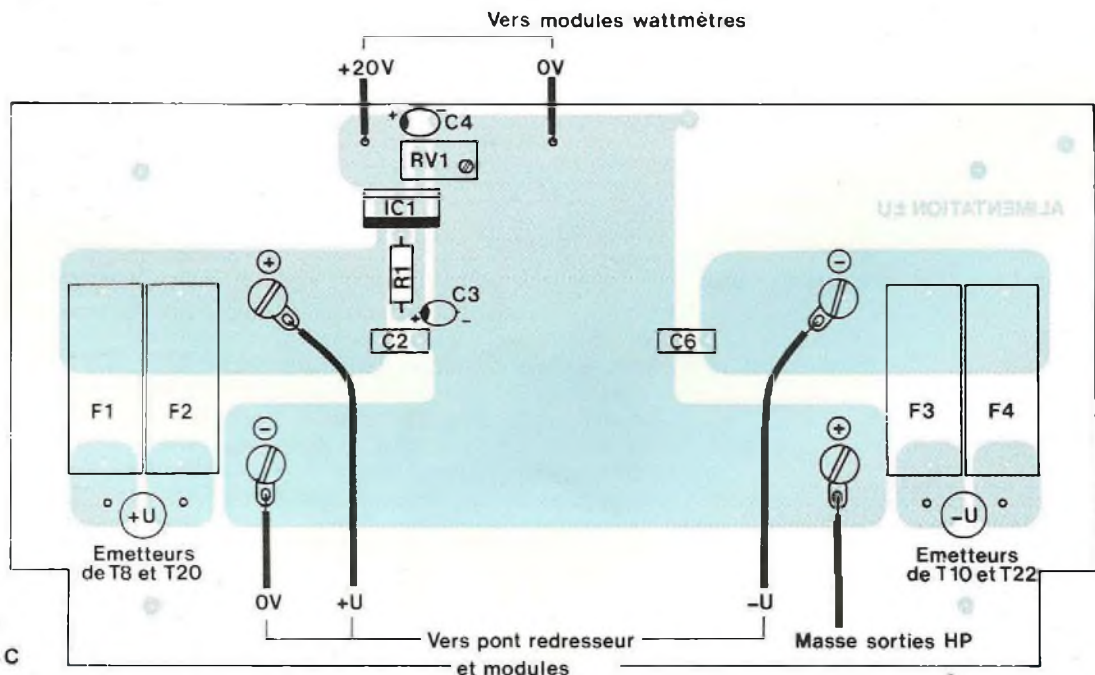
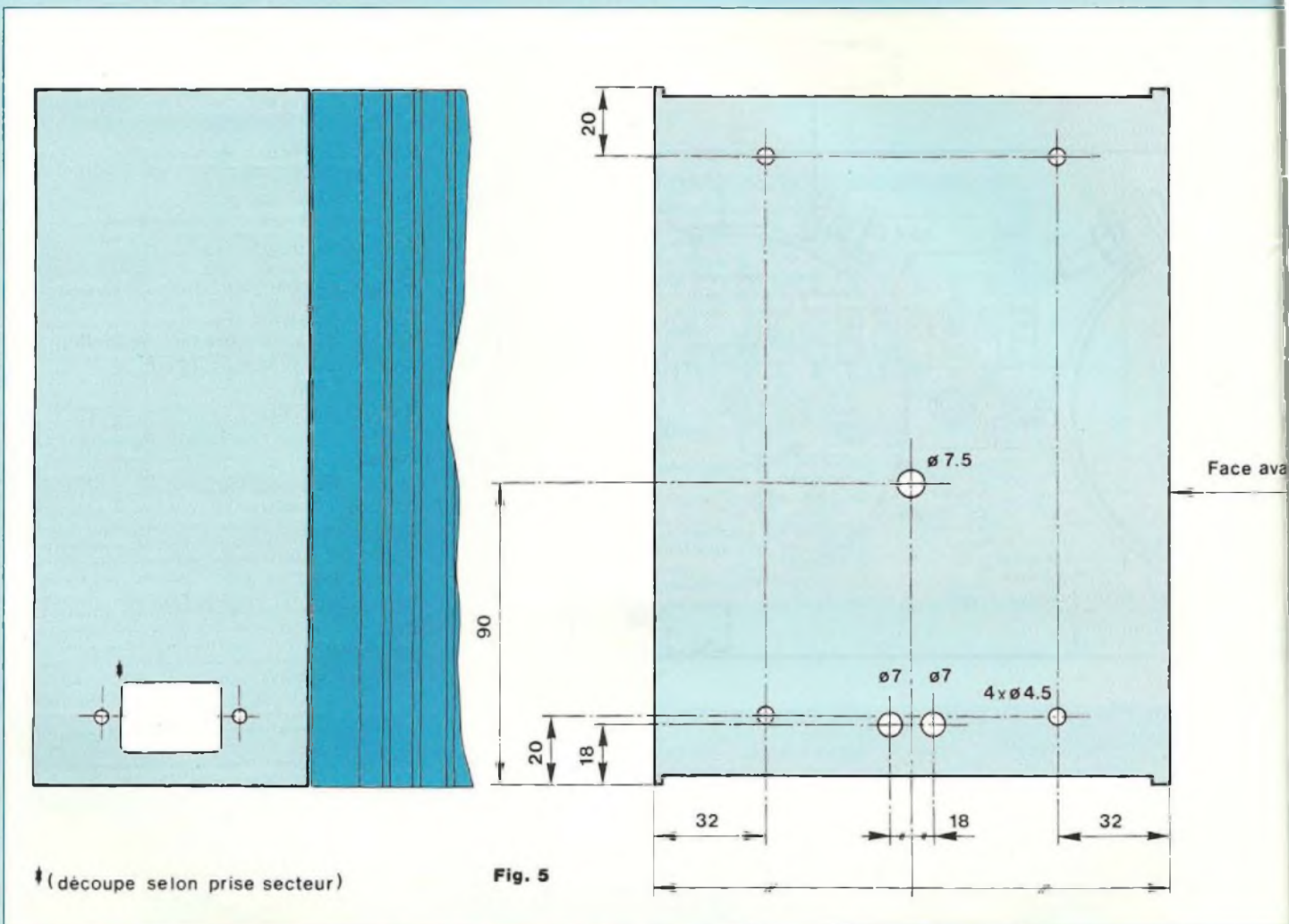


Fig. 4 C

AMPLIFICATEUR 2x100 Weff A PROTECTION



court circuit entre pistes ou entre pastilles.

- Superposition des cartes amplificatrices

Comme nous l'avons écrit précédemment, les deux cartes amplificatrices sont maintenues entre elles par des entretoises de 5 mm de hauteur, les pistes cuivrées des C.I. se retrouvant face à face.

Utiliser de la visserie de 3x15 mm et procéder comme suit :

- Prendre le module inférieur, liaisons cuivrées vers soi et encoches de 13x8 mm vers le haut (on peut lire au centre AMPLIFICATEUR à l'endroit).

- En bas à gauche, passer une vis de 3x15 mm dans une équerre de 10x10 mm puis traverser le circuit imprimé. Enfiler

l'entretoise puis maintenir l'ensemble avec un écrou.

- Faire de même en haut à droite du module (les équerres se trouvent du côté composants).

- Idem en haut à gauche, mais cette fois-ci sans équerre.

- Souder des queues de résistances aux 3 pastilles situées en haut à droite du module (alimentation ± 45 V).

- Superposer le deuxième module, il doit glisser dans les vis de 3 mm, mais également dans les queues de résistances.

- Maintenir l'ensemble avec des écrous puis souder les queues de résistances au module supérieur.

- Couper les queues (côté composants) en laissant environ 2 mm afin de pouvoir y

souder une nappe de 3 fils d'une longueur de 30 cm environ. Cette nappe servira ultérieurement à effectuer les interconnexions au module alimentation.

LES COFFRETS

Il est temps maintenant de travailler les coffrets IDDM, dont l'un va recevoir les modules que nous venons de câbler et l'autre le transformateur d'alimentation torique, le pont redresseur, la prise secteur et l'interrupteur.

- Le coffret de droite

C'est lui qui reçoit le volumineux torique de 500 VA. Il occupe à lui seul les 2/3 du coffret.

Un plan de perçages vous est proposé en figure 5. Nous n'avons pas imposé de

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025

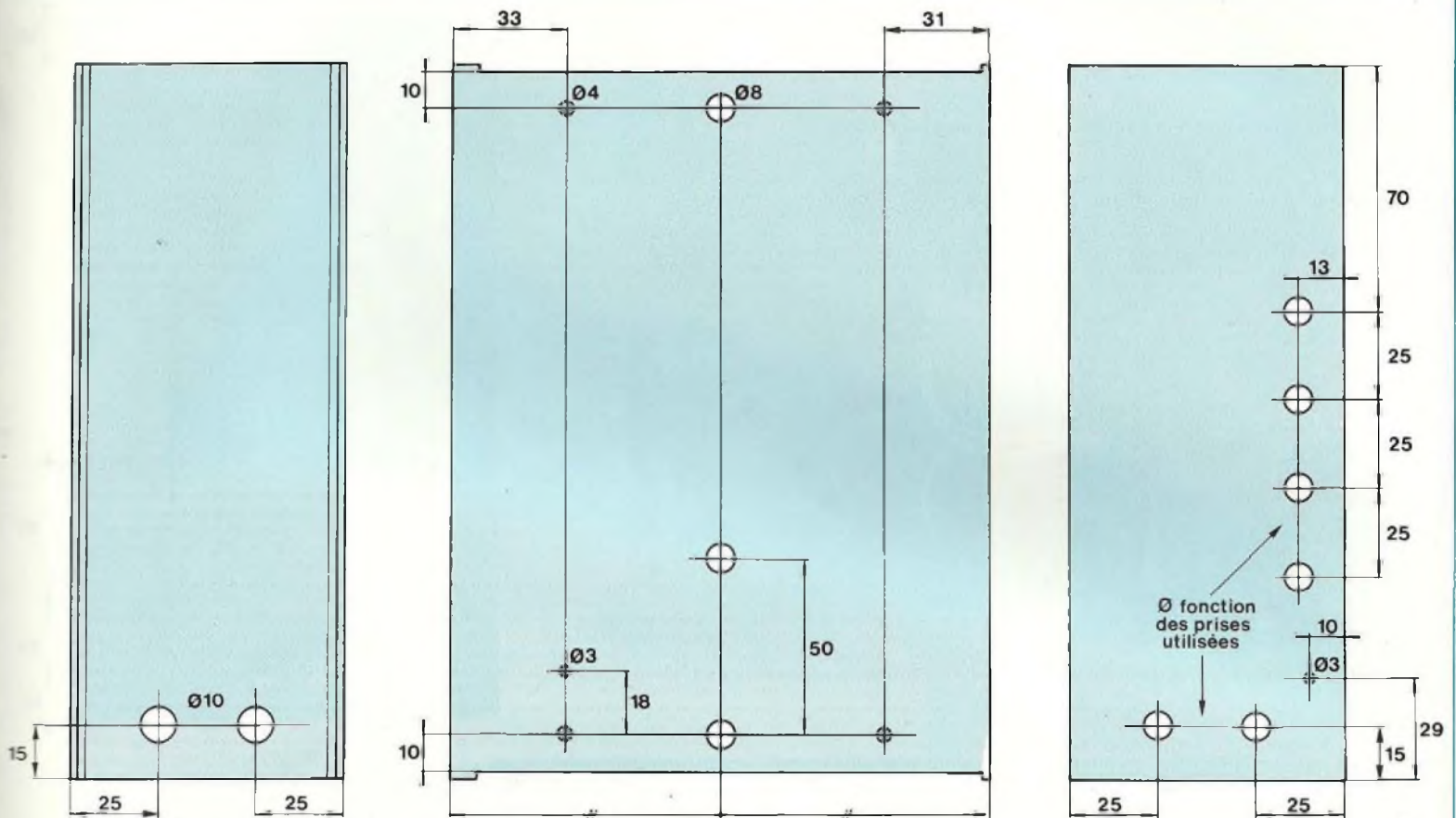


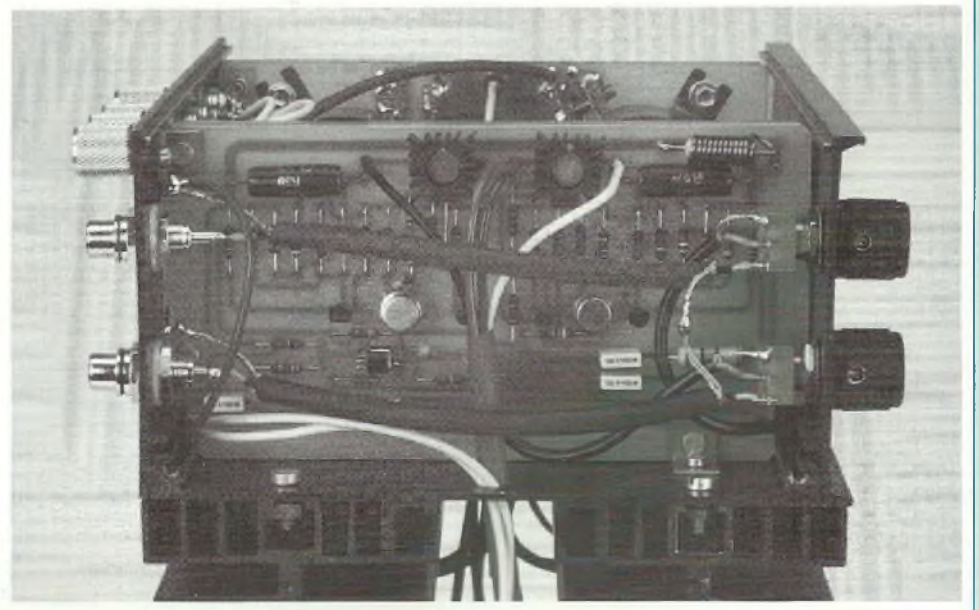
Fig. 6

cotes pour la prise secteur, elles seront bien évidemment fonction du modèle utilisé. Le prototype est équipé d'une embase châssis mâle à encastrer comprenant interrupteur / porte-fusible / prise 3 broches.

Il est possible, pour simplifier le travail de découpe de la fenêtre, de la remplacer tout simplement par un trou de $\text{Ø}10$ mm dans lequel sera introduit un passe-fil destiné au passage du cordon secteur avec à côté un autre trou de $\text{Ø}6$ mm pour l'interrupteur.

- Le coffret de gauche

Il y a là encore quelques trous à percer comme indiqué en figure 6. Les trois côtés sont à travailler, la face arrière qui reçoit les prises d'entrée modulation et sorties



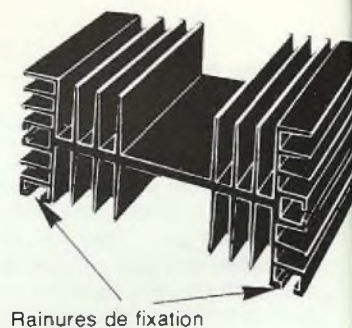
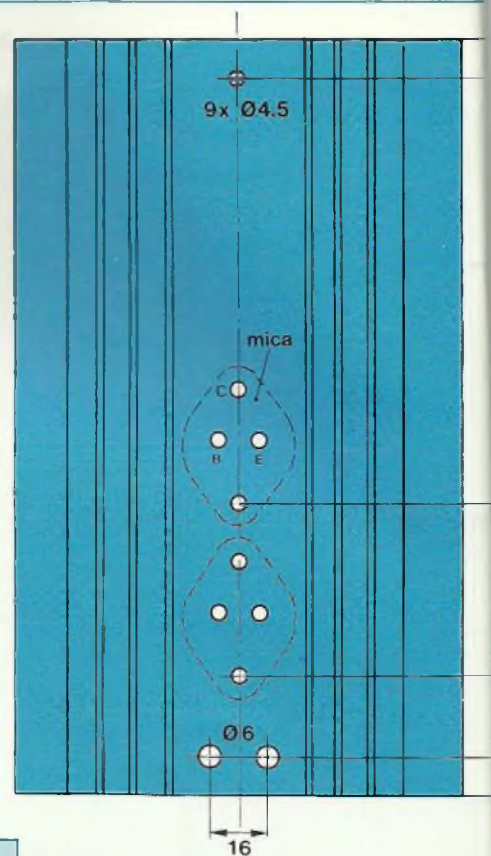
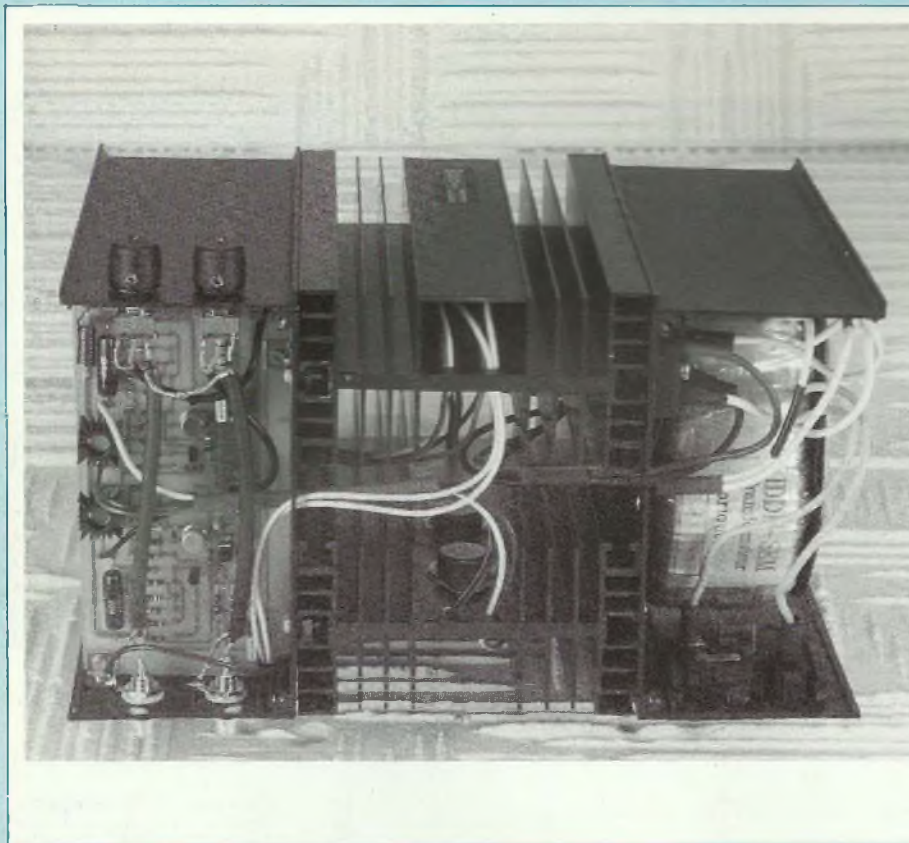


Fig. 7 : Profilé utilisé sur une longueur de 200 mm.

HP, la face avant les potentiomètres de volume et le fond les dissipateurs entres autres (les trous de $\text{Ø} 8 \text{ mm}$ vont permettre le passage des fils d'interconnexions).

LES DISSIPATEURS

Chacun d'eux va être équipé de deux transistors en boîtiers métalliques T03, nous donnons donc en figure 7 un plan de travail à reproduire deux fois. Pour le repérage des 4 trous nécessaires à chaque boîtier, utiliser un intercalaire mica, la précision est alors excellente pour le pointage des perçages à effectuer. Le travail terminé, bien ébavurer surtout au niveau des deux transistors.

EQUIPEMENTS

- Les dissipateurs

Il faut y fixer les transistors de puissance MJ15024 et MJ15025. Ces profilés présentent, comme nous pouvons le voir en figure 7, d'un côté deux rainures de fixation et à l'opposé deux faces lisses.

Nous allons fixer les boîtiers T03 de telle façon que les pattes apparaissent "côté lisse" avec arbitrairement le MJ15024 en bas du dissipateur.

Bien isoler les semelles des boîtiers avec un intercalaire mica enduit sur ses deux faces de graisses aux silicones.

Ne pas oublier les canons plastiques nécessaires à la visserie de 3x15 mm.

Plaquer énergiquement les T03 (sans toutefois endommager les micas) contre les dissipateurs.

Vérifier à l'ohmmètre le bon isolement entre dissipateur et électrodes (base-émetteur, collecteur). Il arrive qu'un court-circuit se produise avec le boîtier au vissage si les perçages ont été mal ébavurés. Il faut le savoir tout de suite avant de commencer les interconnexions.

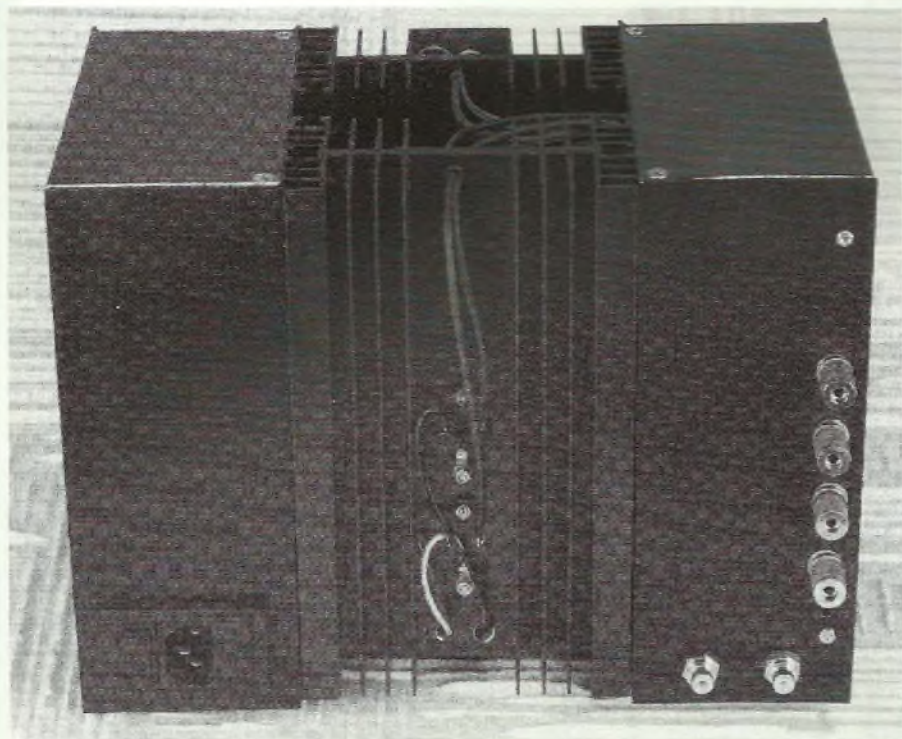
- Le coffret droit

Fixer le transformateur torique pris en sandwich par les deux coupelles et les deux rondelles en caoutchouc. Immobiliser celui-ci énergiquement avec la vis centrale de sorte que les 6 fils (2

primaires + 4 secondaires) soient orientés vers le bas du coffret. Scier au besoin la vis au ras de l'écrou.

Mettre en place le pont redresseur, celui-ci doit se situer en bas à gauche du boîtier. Utiliser de la visserie de 4x20 mm et si possible un écrou carré. Cette vis

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CHASSIS

2 coffrets IDDM Réf : 80155 (80x155x150 mm)
2 dissipateurs 200 mm de hauteur
4 pieds
Visserie 4x10 mm (avec si possible écrous à tête carrée)
Visserie 3x10 mm
Fil de câblage (section 1 mm²)
P1-P2 potentiomètre 10 k Ω / log.
2 prises CINCH isolées
4 bornes HP isolées
2 boutons
Câble blindé

servira également à immobiliser un dissipateur au moyen de sa glissière latérale, d'où l'utilité de la tête carrée pour l'écrou.
Repérer les 4 fils secondaires du torique. Ces indications sont souvent imprimées sur le corps du transformateur.

Notre cas avec un torique IDDM :

- 1er secondaire : vert
- noir
- 2ème secondaire : rouge
- bleu

Relier entre eux les fils "noir" et "rouge", nous obtenons ainsi notre masse de

référence, le 0 V.

Souder les fils "vert" et "bleu" au pont redresseur, cosse marquée -.

Replier ces fils très rigides pour qu'ils ne sortent pas du coffret.

Effectuer le câblage de l'arrivée secteur en fonction de la prise et en remontant jusqu'au primaire du transformateur.

Souder des fils de 30 cm de longueur et de couleurs différentes aux points suivants :

- cosse (+) du pont redresseur, couleur rouge.
- cosse (-) du pont redresseur, couleur noire.
- masse de référence (fils "noir" et "rouge"), couleur bleue.

Fixer les deux dissipateurs à ce coffret de façon à ce que les broches des transistors MJ15024/MJ15025 soient accessibles de l'extérieur pour les interconnexions à venir. Utiliser de la visserie de 4x10 mm et si possible des écrous à tête carrée.

- Le coffret gauche

Viennent s'y visser toutes les prises (CINCH et sorties HP). Elles sont à isoler du coffret. Vérifier à l'ohmmètre après vissage.

Fixer ensuite les modules amplificateurs dans le bas du coffret, au dessus des CINCH.

Leur maintien s'y fait au moyen des deux équerres.

Mettre en place en face avant les deux potentiomètres de volume en utilisant des contre-écrous de sorte que leurs canons dépassent un minimum. Cette façon de procéder permet de masquer l'écrou en face avant avec le bouton de commande.

Fixer le module alimentation au moyen des trois équerres. Bien que d'un poids non négligeable, le circuit imprimé est ainsi énergiquement maintenu.

INTERCONNEXIONS

Nous avançons dans l'achèvement de cette réalisation, restent quelques interconnexions de fils que nous allons faire en deux temps.

- L'alimentation symétrique

Nous allons raccorder les fils qui partent du coffret droit, aux cosse à souder, comme indiqué en figure 4C.

- Le rouge au + U
- Le noir au - U
- Le bleu au 0 V

Il est dès lors possible de régler



l'alimentation stabilisée à +20 V à partir du potentiel présent aux bornes du condensateur de 22 000 μ F et voisin de 50 V (valeur liée au secteur EDF, variable de 215 à 240 V).

Déconnecter le secteur et décharger les condensateurs réservoirs C1 et C5 avec une résistance bobinée de 8 Ω par exemple. Sans consommation ils resteraient chargés très longtemps et pourraient être dangereux lors des interconnexions que nous allons poursuivre.

- Fixation du coffret gauche aux dissipateurs

Elle se fait en quatre points avec de la visserie de 4x10 mm et si possible des écrous à tête carrée qui coulisseront dans les rainures du dissipateur avant blocage.

* Câblage final

- Entreprendre les interconnexions entre modules amplificateurs et transistors de puissance MJ15024/MJ15025.

Avant câblage, afin d'éviter toute erreur encore possible, on peut "sonner" les liaisons à l'ohmmètre, le départ des fils des modules étant facilement accessible. Chaque ensemble de 4 fils passe par l'un des trous de \varnothing 8 mm (picots C et B).

- Raccorder les points chauds des sorties HP aux prises.

- Raccorder les câbles blindés aux potentiomètres de volume fixés en face avant (le point chaud au milieu, au curseur, et la tresse à l'extrémité droite).

- Toujours avec du câble blindé, effectuer les liaisons "prises CINCH" et potentiomètres.

- Relier les masses des deux prises HP au module alimentation comme indiqué en figure 4C (cosse à souder).

- Relier la nappe de 3 fils à l'alimentation \pm 45 V.

- Souder les fils des émetteurs de T10 et T22 aux picots (-U), fusibles F3 et F4.

- Souder les fils des émetteurs de T8 et T20 aux picots (+U), fusibles F1 et F2.

Choisir les fusibles F1 et F3 pour le canal droit, les fusibles F2 et F4 pour le canal gauche.

C'est terminé, cependant avant d'actionner l'interrupteur, il est bon de bien vérifier les interconnexions qui viennent d'être effectuées.

Afin de limiter une éventuelle casse, on peut tester les deux canaux séparément en enlevant de leurs supports les fusibles concernés.

PREMIERE MISE SOUS TENSION

Charger les sorties HP avec des enceintes de 8 Ω et relier l'amplificateur à un lecteur de CD.

Aucun réglage n'étant nécessaire, il est possible dès à présent de profiter pleinement de cette réalisation.

Attention, elle délivre 2x100 Weff, alors mettez les potentiomètres de volume au minimum.

POURSUIVONS

Après cette première écoute attentive qui

vous aura convaincu de la qualité de notre réalisation, nous vous donnons la possibilité de lui adjoindre des wattmètres. Facultatifs certes ils permettent néanmoins de contrôler en permanence les puissances délivrées aux enceintes et ainsi de préserver leur bonne santé.

100 Weff par canal c'est beaucoup et il ne faut pas compter sur l'écroulement de l'alimentation de l'amplificateur qui est surdimensionnée avec son transformateur de 500 VA.

Beaucoup d'enceintes acoustiques annoncent sur le papier des tenues en puissance un peu prétentieuses, alors méfiance !

LE WATTMETRE

Il est construit autour du circuit intégré LM3915 de National Semiconductor. Ce n'est pas une nouveauté technologique, mais comme il permet de réaliser un wattmètre assez précis dans un tout petit volume, que nous disposons de peu d'espace, son utilisation est ici recommandée.

* Son schéma

Il vous est proposé en figure 8. Nous voyons tout de suite que 10 diodes leds permettent d'afficher des puissances aussi faibles que 0,2 W (200 mW) mais également un maximum de 100 W (puissance maximale de notre réalisation). La tension d'alimentation est de 20 V, celle que nous avons réglée précédemment et obtenue avec un régulateur LM317T. Ce potentiel est découpé par le condensateur C1, un tantale goutte de 2,2 μ F.

La modulation est appliquée à la broche 5 du LM3915 à travers un diviseur de tension R/R1.

La résistance R est sélectionnée en fonction de l'impédance de charge de l'enceinte acoustique, elle peut avoir les valeurs de 4-8 et parfois 16 Ω .

La modulation est prélevée directement aux bornes HP de l'amplificateur.

Pour permettre un meilleur contrôle de la puissance délivrée par l'appareil, il est conseillé d'utiliser des diodes leds de visualisation de couleurs différentes, par exemple :

- 7 diodes leds verts visualisant les puissances de 0,2 W à 13 W

- 2 diodes leds oranges pour les puissances de 25 W et 50 W

- 1 diode led rouge pour le maximum de 100 W.

PAIRE COMPLEMENTAIRE MJ15024/MJ15025

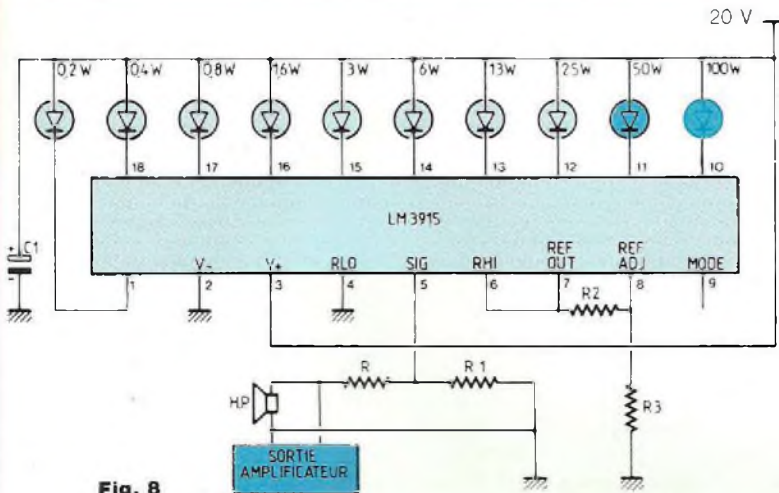


Fig. 8



Fig. 9

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

WATTMETRE

- Résistances à couche 1/2 W- ±5 %

R1 - 10 KΩ

R2 - 390 Ω

R3 - 2,7 kΩ

R - 10 kΩ (HP de 4 Ω)

R - 18 kΩ (HP de 8 Ω)

R - 30 kΩ (HP de 16 Ω)

- Condensateur tantale goutte

C1 - 2,2 μF / 25 V

- Semiconducteurs

IC1 - LM3915

10 diodes leds Ø3 mm dont :

- 7 vertes

- 2 oranges

- 1 rouge

* Son circuit

Un tout petit circuit imprimé à réaliser en 2 exemplaires, stéréo oblige, dont la figure 9 reproduit le tracé des pistes cuivrées à l'échelle 1.

* Son câblage

Quelques composants et surtout des diodes leds comme l'indique le plan de câblage de la figure 10.

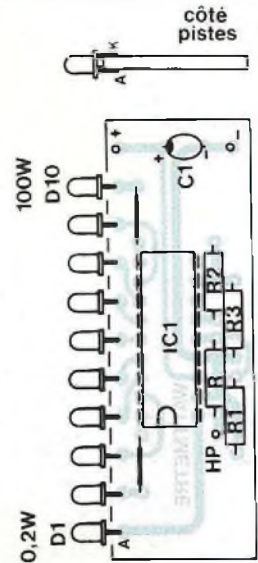


Fig. 10

AMPLIFICATEUR 2x100 Weff A PROTECTION ELECTRONIQUE

Les leds sont câblées sur la tranche du circuit imprimé. Il s'agit de modèles de Ø3 mm. Attention de bien repérer les cathodes et les anodes. Les cathodes se trouvent côté "méplat" des composants (broches en forme de crosse à l'intérieur de l'enrobage plastique).

LA FACE AVANT

Par face avant, nous entendons par là celle qui coulisse dans les rainures supérieures du dissipateur et qui masque les transistors de puissance MJ15024 et MJ15025.

Elle est confectionnée dans un morceau de circuit imprimé de 38x200 mm.

20 pastilles repèrent avec précision l'emplacement de chacune des leds donc de chacun des trous à forer à Ø 3,2 mm.

La figure 11 permet de reproduire ce CI publié à l'échelle 1.

* Mise en place des wattmètres

Avant tout et pour une raison évidente d'esthétique, il faut peindre en noir l'époxy du circuit imprimé (ou en une toute autre

couleur, mais comme tout est déjà noir !). Introduire les 10 leds de chaque module dans la face avant et immobiliser avec de l'araldite en collant les leds extrêmes par exemple.

* Interconnexions

Elles sont simples puisqu'elles se résument à l'alimentation des deux modules à partir de la tension stabilisée de +20 V (voir figure 4C).

Il ne reste plus alors qu'à aller prélever la modulation sur les prises HP ou sur les modules (selfs L1 et L2).

POUR TERMINER

Comme pour la face avant dont nous venons de voir l'utilité, une même surface d'époxy peut être coulissée dans les rainures du dissipateur arrière afin de masquer les MJ15024 et MJ15025 du deuxième canal de l'amplificateur. Les risques de court-circuits avec les pattes des boîtiers T03 sont ainsi par la même occasion éliminés.

Il ne reste plus qu'à visser les capots des

deux coffrets IDDM et à surélever l'appareil de 10 à 15 mm avec des pieds afin de permettre une bonne circulation de l'air au niveau des dissipateurs.

Votre bloc de puissance compacte de plus de 2x100 Weff / 8 ohms est terminé. Il est prêt désormais à vous donner de grandes satisfactions pendant de nombreuses années.

QUELQUES MESURES

Tension d'alimentation à vide : ±50 V

Tension d'alimentation à Pmax : ±46 V

Courant de repos par canal : ±230 mA

Courant de repos à Pmax : ±1,65A

Puissances max sur charges 8 Ω :

104 Weff + 103 Weff

à 1kHz

Sensibilité d'entrée max : 925 mVeff

Bande passante à 50 Weff : 20 Hz à

20 kHz à ±0,5 dB

Bernard Duval

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



elc



2 x 0 - 30V 2,5A ou 0 - 60V 2,5A ou
0 - 30V 5A et 5V 2,5A ou 1 - 15V 1A
... 3 550 F



3 - 12V 1A...245 F



+15V 400mA...287 F



0 - 30V 10A...2 750 F



0 - 30V 5A...2 050 F



1 à 30V 0 à 2A et chargeur
de batterie ... 925 F



1 à 15V 0 à 3A et chargeur
de batterie ... 900 F



6 ou 12V 5A en
continu et alternatif...790 F



3 - 15V 4A...520 F



3 - 30V 5A...970 F



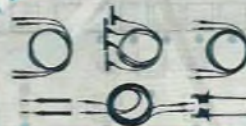
12V 20A...1 195 F
24V 10A...1 150 F



3 1/2 digits configurable
...315 à 325 F



Analogiques



Prix TTC

Cordons,
Pincés, Sondes,
Transformateurs,
Shunts...



0,02Hz - 2MHz...3 150F



PAL SECAM CANAUX SYNTH...11 850F

la qualité au sommet

SAVOIR-FAIRE EFFICACITE PERFORMANCE

NOUVEAU

Boîtes à décades
R, L, C,
de 780 à 1548 F



12V 10A...745 F
24V 5A...700 F



12V 4A...425 F
24V 2,5A...440 F



12V 2,5A...335 F



12V 1A...185 F
24V 1A...200 F

Je souhaite recevoir une documentation sur :

Nom

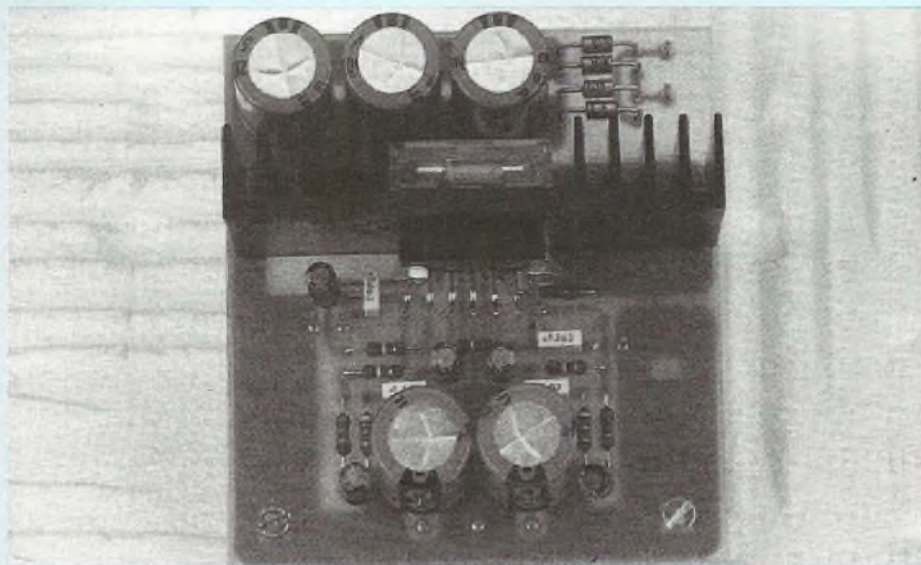
Adresse

Ville

elc Service 101
74000 ANNECY

59, Avenue des Romains
50.57.30.46 - FAX 50.57.45.19

LA STEREOPHONIE AVEC LES TDA1510 et TDA1515



Les applications sont nombreuses pour ce module de puissance stéréophonique compact : petit amplificateur pour chaîne Hi-Fi, autoradio, baladeur, écoute au casque... C'est d'ailleurs pour remplacer l'étage de puissance d'une mini chaîne intégrée dont la vie s'est terminée dans un nuage de fumée, qu'il a été étudié, celui-ci étant doté d'origine d'un spécimen oriental introuvable.

Nous avons apporté beaucoup de soin à l'étude et à la réalisation de cet amplificateur afin de tirer le maximum des possibilités des TDA1510 et TDA1515. Ces deux circuits intégrés à 13 pattes de faible coût sont compatibles broches pour broches, la différence fondamentale se situant au niveau des étages de sortie avec une protection pour les haut-parleurs incorporée uniquement sur la puce du TDA1515. Ils sont capables tous deux de driver des charges aussi faibles que 1,6 Ω . Avec une tension d'alimentation de 14,4 V, on peut compter sur des puissances de 2x12 W à partir de charges de 2 Ω et 2x 7 W à partir de charges de 4 Ω .

QUELQUES CARACTÉRISTIQUES COMMUNES

- Faible tension d'offset à la sortie
- Protection contre les surcharges en sortie
- Protection contre les courts circuits de l'alternatif
- Limitation interne de la bande passante aux fréquences élevées
- Puissance de sortie élevée
- Variation de gain en alternatif élevée et ajustable
- Bonne réjection de la ronflette
- Protection thermique

- Impédance d'entrée : 1 M Ω

* Un plus pour le TDA1515

- Protection du haut-parleur en configuration "ponté"
- Inversion de polarité de l'alimentation

VALEURS LIMITES D'UTILISATION

- Tension d'alimentation (en fonctionnement) maximale : 18 V
- Tension d'alimentation (au repos) maximale : 28 V
- Courant de pointe en sortie : 6 A
- Température maximale de la puce avant destruction : 150 °C

LE MODULE AMPLIFICATEUR

LES SCHÉMAS

L'utilisation d'un TDA1510 ou d'un TDA1515 fait apparaître de très légères différences au niveau des schémas théoriques, ce qu'indiquent les figures 1A et 1B. Elles se situent au niveau des broches 7-11 et 10. Le circuit imprimé que nous vous proposerons permettra donc de recevoir l'un ou l'autre des TDA.

Chaque boîtier renferme deux amplificateurs opérationnels permettant de mettre au point un module de puissance stéréophonique compact.

La figure 1C représente la structure interne simplifiée du TDA1510 avec en traits épais le trajet emprunté par la modulation (le signal BF).

L'étage d'entrée est un différentiel à transistors PNP dont les émetteurs sont reliés à un générateur de courant.

En sortie nous trouvons une paire complémentaire NPN/PNP. Les bases de ces transistors de puissance sont reliées au collecteur d'un transistor NPN, lui même relié à un générateur de courant (établissement du courant de repos).

En fait, la structure interne des TDA1510/1515 est très proche de celle de notre amplificateur de 100 W décrit dans ce même numéro.

A l'aide des figures 1A et 1C voyons le fonctionnement d'un étage du TDA1510.

La modulation est appliquée à la base du

DE LA PUISSANCE A PEU DE FRAIS

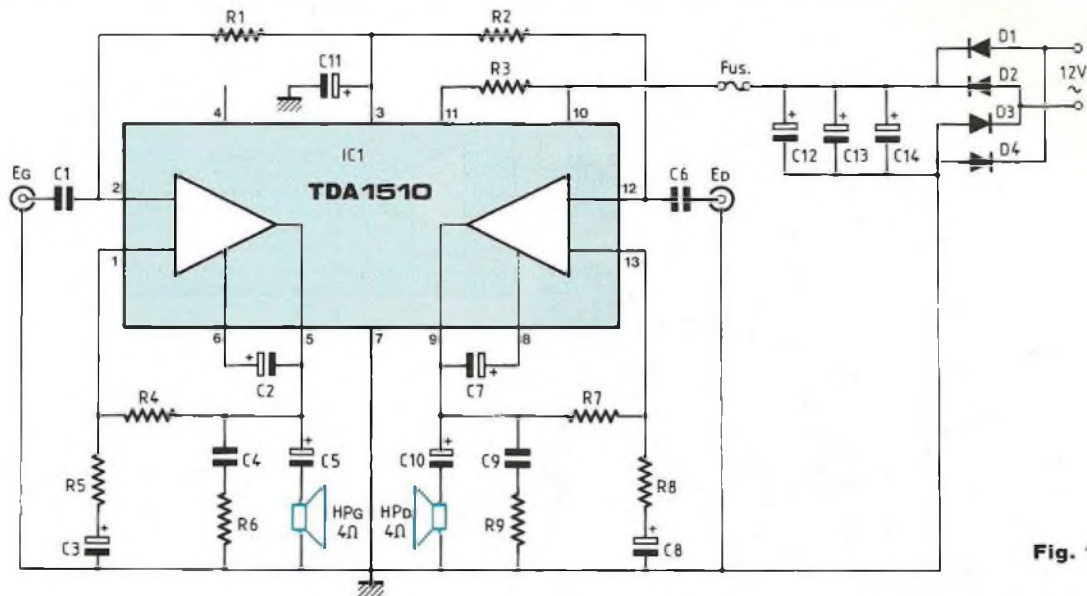


Fig. 1A

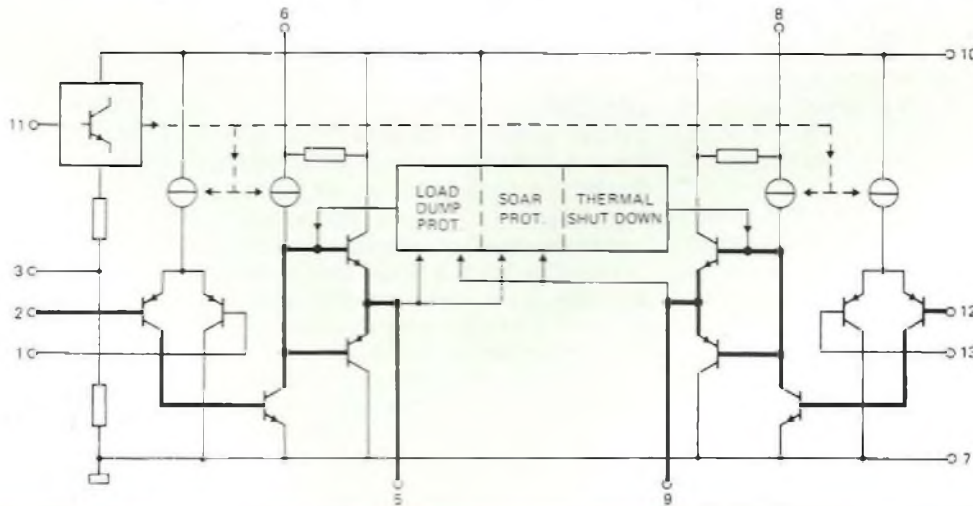


Fig. 1C

transistor PNP d'entrée par l'intermédiaire du condensateur C1, broche 2. Il isole le TDA1510 de toute composante continue extérieure. Cette broche est également polarisée par la résistance R1 à partir du pont résistif interne au TDA1510.

La broche 1 qui est la base du deuxième PNP d'entrée est reliée à un circuit série R5/C3 et à la résistance de contre-réaction R4.

Le condensateur C3 a pour rôle de bloquer la tension continue présente en sortie, broche 5, et que laissent passer R4 et R5.

Il a également un pouvoir de filtre limiteur

aux basses fréquences, l'association de R5 et de C3 entraînant une atténuation à partir de 34 Hz, en effet :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \cdot R5 \cdot C3}$$

$$f_c = \frac{1}{2,3,14 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28 \cdot 4,7 \cdot 10^{-3}}$$

$$f_c = \frac{1 \cdot 10^3}{29,52} \# 33,87 \text{ Hz}$$

Pour descendre un peu plus bas en fréquence, il suffit d'augmenter la valeur de C3. Avec une capacité de 10 µF, la fréquence de coupure intervient à 16 Hz. Intéressant à condition de posséder une bonne paire d'enceintes acoustiques !

Le rapport des résistances R4/R5 détermine le gain en alternatif du signal, donc la sensibilité d'entrée du module amplificateur. Avec des valeurs de 100 kΩ pour R4 et 1 kΩ pour R5, celui-ci est de 100 (gain important de 40 dB).

La résistance R3 placée entre les broches 10 et 11 permet de polariser la base d'un transistor NPN dont le rôle est de servir à

LA STEREPHONIE AVEC LES TDA1510 ET TDA1515

une fonction de "Stand-by", c'est à dire que lorsque la résistance R3 n'est pas connectée à la broche 10, l'amplificateur est muet. On peut donc y insérer une temporisation de mise sous tension qui évite le "cloc" dans les enceintes.

Le condensateur C11 est un élément de découplage destiné au pont résistif interne de polarisation du TDA1510.

Le condensateur C2 appelé "bootstrap" permet d'appliquer la modulation à la broche 6. Il peut être omis à condition de relier cette broche à l'alimentation broche 10 (idem pour l'autre canal avec la broche 8).

Les résultats sont cependant moins bons qu'avec l'insertion de condensateurs de 100 μ F.

Le condensateur C5 permet d'appliquer la modulation au haut-parleur tout en bloquant la tension continue présente sur la broche 5 et égale à environ $+U/2$, soit 8 V.

Lui aussi forme avec l'impédance de 4 Ω du haut-parleur un filtre limiteur aux basses fréquences tout comme la cellule R5/C3.

Une valeur de 2200 μ F fait intervenir la fréquence de coupure f_c à environ 18 Hz, elle remonte à 40 Hz pour une valeur de 1000 μ F.

Il faut donc sélectionner C5 en fonction de C3 :

$C3 = 10 \mu F / C5 = 2200 \mu F \rightarrow f_c \# 18 \text{ Hz}$

$C3 = 4,7 \mu F / C5 = 1000 \mu F \rightarrow f_c \# 40 \text{ Hz}$

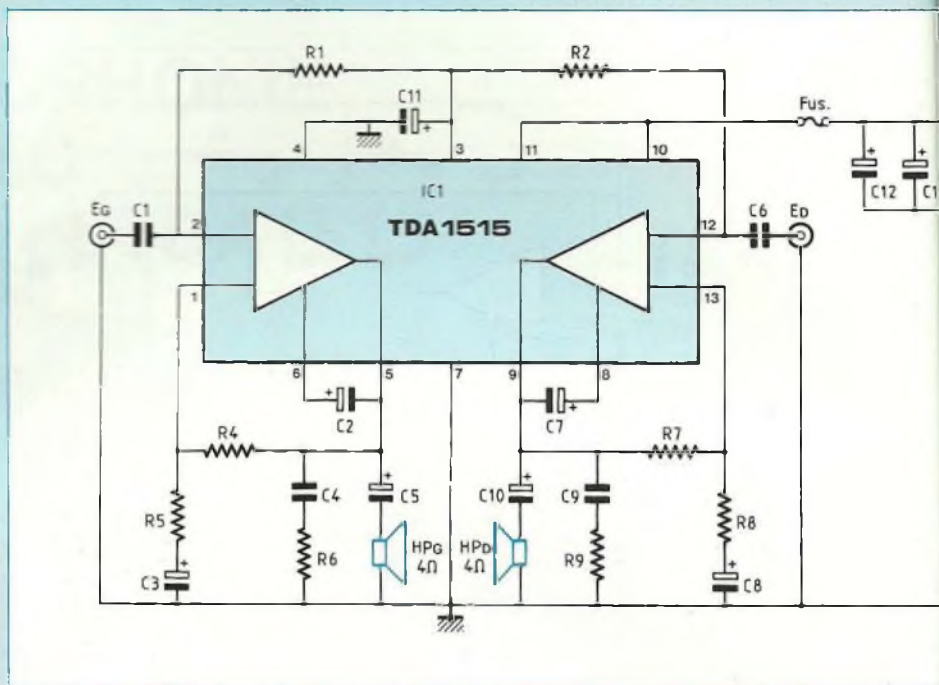
Le réseau série C4/R6 est un circuit bouchon qui supprime les parasites HF, sa fréquence d'intervention est ici située à environ 339 kHz.

La tension d'alimentation est confiée au secondaire d'un transformateur de 12 V. Après redressement par un pont de diodes et un énergique filtrage par C12-C13 et C14 de 2200 μ F chacun, nous obtenons à vide une tension continue de 17 V.

Cette tension est appliquée au TDA1510 au travers d'un fusible de protection.

Il va de soi que ce module amplificateur peut être alimenté par une toute autre source continue, telle qu'une batterie automobile. La seule recommandation est de ne pas dépasser le seuil critique des +18 V comme nous l'avons écrit en début d'article.

Il est également intéressant de préciser que ce module fonctionne à partir d'une tension minimale de +6 V, au détriment bien évidemment de la puissance maximale qu'il pourra fournir dans ces conditions à la charge.



LE CIRCUIT IMPRIMÉ

L'étude d'une implantation de circuit imprimé a été menée à partir du schéma de principe de la figure 1A, de façon à y regrouper tous les composants, à l'exception du transformateur bien sûr.

Le circuit ne fait que 82x90 mm, le dessin des liaisons cuivrées vous étant proposé en figure 2 et bien entendu à l'échelle 1 afin d'en faciliter sa reproduction.

Comme après chaque gravure, nous vous conseillons après la mise aux dimensions de la plaquette de percer toutes les pastilles avec un foret de $\varnothing 0,8 \text{ mm}$.

Quelques pastilles seront ensuite reforées à un \varnothing de 1 mm ou 1,2 mm et ceux de fixation à $\varnothing 3 \text{ mm}$

LE CABLAGE

L'insertion des quelques composants sur le circuit se fait à partir du plan de câblage de la figure 3. Il est précis et ne demande aucun commentaire. Le circuit intégré IC1 est un TDA1510.

* Utilisation d'un TDA1515

- Placer un strap entre les pastilles 4 et 7 situées sous le circuit intégré.
- Supprimer la résistance R3 et la remplacer par un strap.
- Porter la valeur de C11 de 100 μ F à 47 μ F.

- Porter les valeurs de C3 et C8 de 4,7 μ F à 10 μ F.

Le module câblé et vérifié (bonnes valeurs des composants insérés, absence de courts circuits entre pistes cuivrées notamment au niveau du circuit intégré), aucun réglage n'étant nécessaire, on peut passer à la première mise sous tension et à la première écoute.

L'ECOUTE

Tout a été mis en œuvre à l'élaboration de ce projet pour obtenir les meilleurs résultats d'écoute possibles du TDA1510. Relié à de bonnes enceintes à haut rendement et à un lecteur de CD, ce module amplificateur ne déçoit nullement. Sa puissance est déjà suffisante pour une écoute de qualité avec une bonne restitution du grave.

Evidemment, bien que de puissance comparable à celle de notre amplificateur à tubes EL84 fonctionnant en classe A, l'écoute des deux réalisations permet de se rendre compte tout de suite de la supériorité du tube. Reste à comparer le prix de revient des deux amplificateurs, le coût total de l'intégré est équivalent voir inférieur à seulement celui du prix des tubes EL84/ECC82/EZ81.

DE LA PUISSANCE A PEU DE FRAIS

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

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

R1 - 100 k Ω
 R2 - 100 k Ω
 R3 - 22 Ω (strap avec TDA1515)
 R4 - 100 k Ω
 R5 - 1 k Ω
 R6 - 4,7 Ω
 R7 - 100 k Ω
 R8 - 1 k Ω
 R9 - 4,7 Ω

* Condensateurs non polarisé au pas de 5,08

C1 - 0,1 μF / 63 V
 C4 - 0,1 μF / 63 V
 C6 - 0,1 μF / 63 V
 C9 - 0,1 μF / 63 V

* Condensateurs électrochimiques radiaux

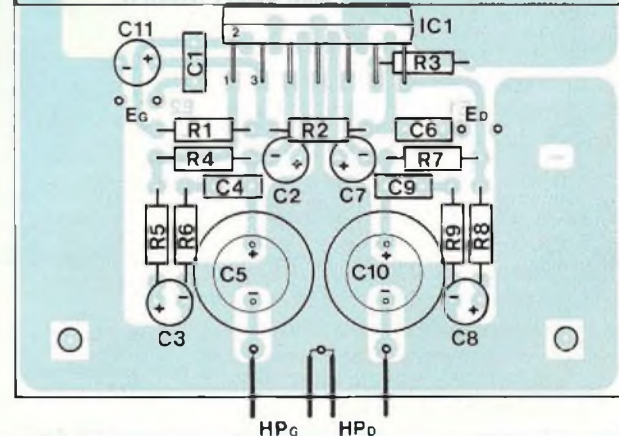
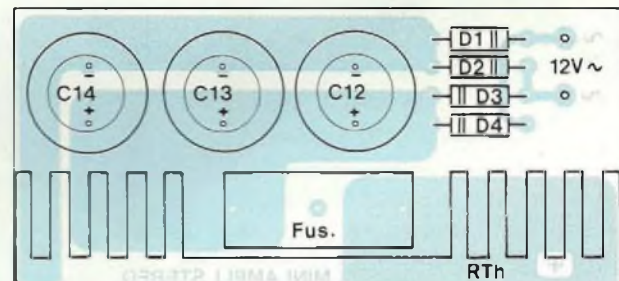
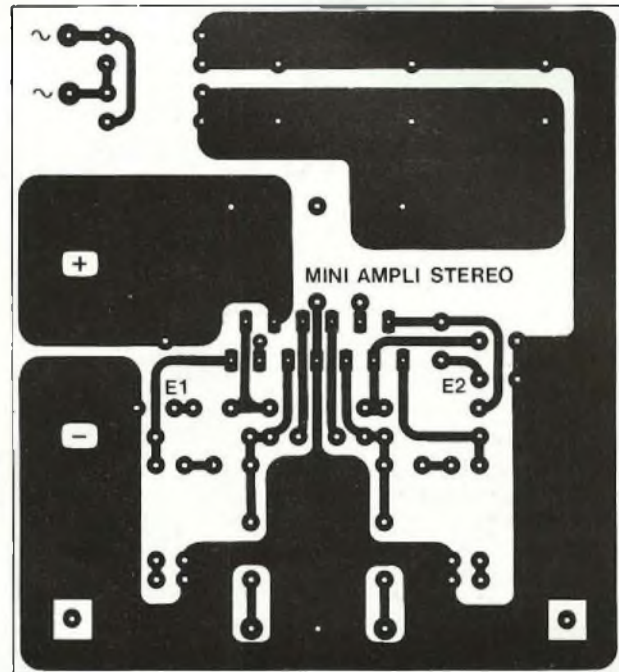
C2 - 100 μF / 25 V
 C3 - 4,7 μF ou 10 μF / 25 V
 (10 μF avec TDA1515)
 C5 - 1000 μF ou 2200 μF / 25 V
 C7 - 100 μF / 25 V
 C8 - 4,7 μF ou 10 μF / 25 V
 (10 μF avec TDA1515)
 C10 - 1000 μF ou 2200 μF / 25 V
 C11 - 100 μF / 25 V
 (47 μF avec TDA1515)
 C12 - C13 - C14 - 2200 μF / 25 V

* Semiconducteurs

IC1 - TDA1510 ou TDA1515
 D1 à D4 - diodes 3A / 60 V genre MBR360

* Divers

RTh - dissipateur
 Visserie de 3 mm
 Fus - porte - fusible pour C.I. + fusible 5 A
 Picots à souder
 Transformateur 220 V / 12 V / 30 V.A.



QUELQUES MESURES

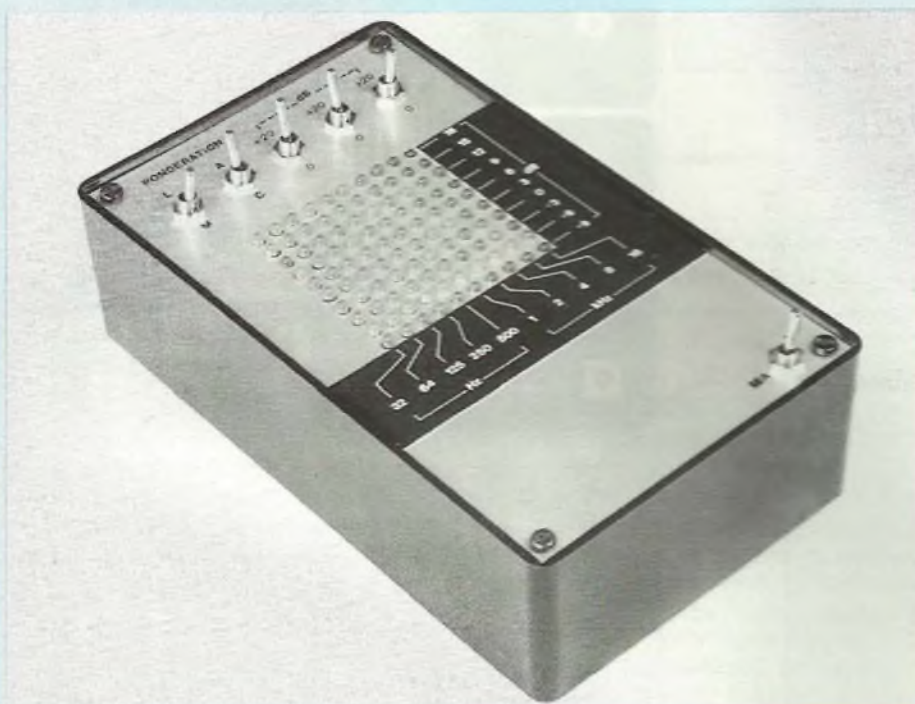
Puissance max sur charges de 4,7 Ω :
 6 Weff

Puissance max sur charges de 2,4 Ω :
 10 Weff
 Sensibilité d'entrée à Pmax : 13 mV
 Bande passante : 50 Hz à 40 kHz à -1 dB
 (à P = 3,6 Weff)

Tension d'alimentation à Pmax : + 16 V
 Courant de repos : 45 mA

Bernard Duval

ANALYSEUR DE SPECTRE AUDIO A 10 CANAUX



Que vous possédiez une excellente électronique associée à des enceintes irréprochables, l'écoute de votre chaîne Hi-Fi ne pourra vous donner de biens grandes satisfactions si le dernier maillon qu'est le local d'écoute, est de mauvaise qualité acoustique. La réponse en fréquence de celui-ci en fonction du contenu (meubles, tapisserie, tapis...) peut être tourmentée et présenter bosses et trous dans la bande des 20 Hz à 20 kHz.

Le seul moyen correct et rapide de vérification est l'analyseur de spectre associé à son indispensable générateur de bruit rose.

Ces appareils sont destinés au réglage précis et objectif d'un correcteur de fréquences à 10 canaux qui seul peut améliorer les gros défauts constatés par cet appareil de mesure acoustique indispensable.

ANALYSEUR DE SPECTRE ET CORRECTEUR DE FREQUENCE

Les procédés modernes d'enregistrement (bandes magnétiques, disques compacts) et de diffusion (émetteurs FM) du son, approchent la perfection. Le traitement électrique du

signal (lecteurs, préamplificateurs et amplificateurs, tuners) se montre aussi d'excellente qualité, pour les appareils aux normes Hi-Fi. Pourtant, l'écoute souffre encore d'altérations inévitables et souvent importantes, dues aux deux maillons terminaux : les enceintes et le local d'audition.

L'un de ces défauts – il en existe d'autres comme les traînages ou certaines réverbérations indésirables – se manifeste par la déformation de la réponse en fréquence. Les "simplistes" correcteurs de tonalité à deux canaux, graves et aigus, n'apportent que des remèdes beaucoup trop approximatifs. L'expérience montre que seul un correcteur (on dit parfois égaliseur) à 10 voies (soit 20 en stéréophonie) est capable de rétablir convenablement l'équilibre fréquentiel.

Toutefois, l'écoute seule d'un signal musical ne permet pas un réglage sérieux. Il faut un analyseur de spectre calé sur les mêmes 10 canaux, en progression par octaves de 32 Hz à 16 kHz et associé à un générateur de bruit rose.

QUELQUES RAPPELS SUR L'OREILLE

L'oreille humaine, même en parfait état, ne perçoit pas toutes les fréquences avec la même efficacité, comme le montre le diagramme de Fletcher de la Figure 1. Si on choisit comme référence 0 dB des puissances sonores, le seuil d'audibilité à 1000 Hz, la courbe inférieure traduit les variations de ce même seuil entre 20 Hz et 20 kHz. A l'autre extrémité, aux alentours de 120 dB, on atteint le seuil de douleur. L'intervalle entre ces courbes extrêmes constitue l'aire audible, d'une dynamique maximale de 120 dB. Nous y avons dessiné la réponse moyenne, à 60 dB au-dessus du seuil d'audibilité à 1 kHz.

10 FILTRES D'OCTAVES

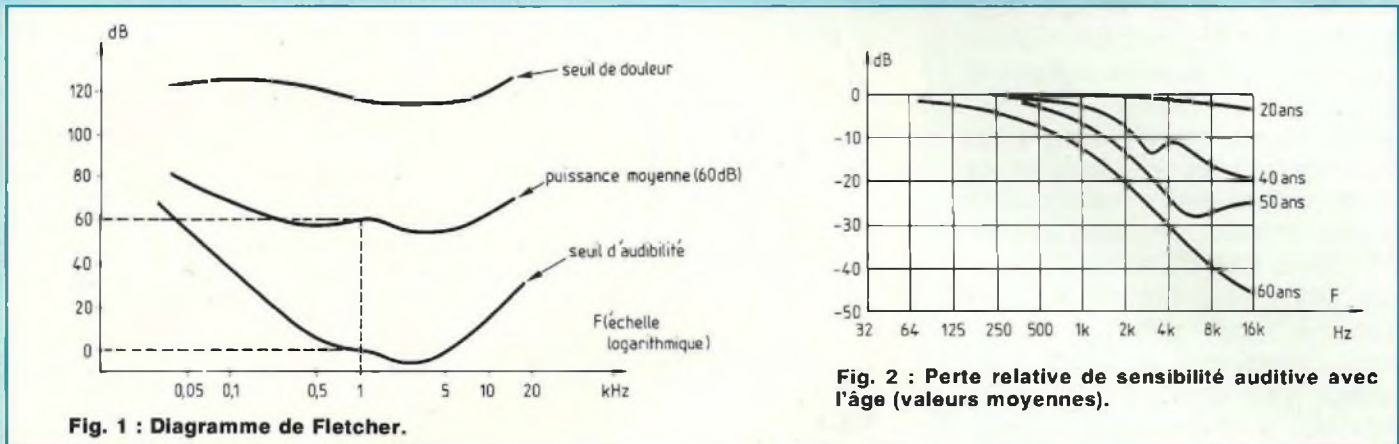


Fig. 1 : Diagramme de Fletcher.

Constatons dès maintenant, en nous reportant à la Figure 2, les déplorables ravages de l'âge. A 50 ans, l'individu moyen souffre d'une perte de près de 30 dB vers 6 kHz. A 60 ans, on peut considérer qu'il n'entend plus grand chose dans l'aigu. Nous aurons à y revenir pour le réglage des correcteurs.

L'analyseur de spectre, lorsqu'il fonctionne comme une oreille, c'est-à-dire en captant les sons par son micro, doit compenser la réponse de l'oreille normale, par une réponse identique : c'est la pondération A et les niveaux se mesurent en dBA.

LE PARTAGE EN OCTAVES

Chacun sait que deux sons sinusoïdaux dont les fréquences F_1 et F_2 sont dans un rapport 2 ($F_2 = 2F_1$) – cet intervalle s'appelle une octave – produisent l'accord perçu comme le plus simple. Dans la gamme conventionnellement inscrite entre 32 Hz et 16 kHz (à 0 dB), il apparaît donc logique de séparer des bandes régulièrement échelonnées d'octave en octave, donc centrées sur les fréquences : 32 Hz, 64 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz et 16 kHz.

L'analyseur de spectre, comme le correcteur de fréquence, comportera donc 10 filtres passe-bande centrés

sur ces mêmes fréquences et baptisés "filtres d'octaves".

BRUIT BLANC ET BRUIT ROSE

Il serait aussi fastidieux qu'incommod, d'analyser le spectre, fréquence par fréquence, de 22 Hz à 22 kHz (bande passante à -3 dB de l'analyseur) à l'aide d'un générateur sinusoïdal. On procède donc à une mesure globale, en envoyant toutes les fréquences à la fois. Un bruit, signal aléatoire complexe, répond à ce critère s'il est convenablement choisi. Nous aurons, ici, à distinguer le bruit blanc du bruit rose.

Soit V la tension efficace de bruit. Dans le cas du bruit blanc, toutes les fréquences sont présentes, dans la plage utile, avec cette même tension V . Si on l'applique aux bornes d'une résistance R ou de l'impédance Z d'un haut-parleur, supposée constante dans la gamme audible (!), la puissance délivrée est :

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Considérons alors le diagramme de la Figure 3, où l'axe des abscisses est gradué linéairement en fréquences. Centrés sur diverses fréquences (1, 2, 3 et 4 kHz dans la figure), on prend des intervalles ayant tous la

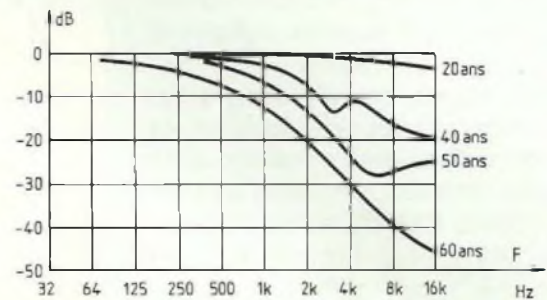


Fig. 2 : Perte relative de sensibilité auditive avec l'âge (valeurs moyennes).

même largeur ΔF . L'énergie, ou la puissance, que transportent ces différentes bandes, proportionnelle à la surface des rectangles colorés, est toujours la même et proportionnelle à ΔF .

Examinons maintenant la Figure 4. Chaque rectangle numéroté 1, 2, 3, correspond au filtre d'octave idéal (flancs verticaux) centré sur 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz. Mais les octaves successives y ont des largeurs ΔF croissant dans une progression géométrique de raison 2. Les énergies ou les puissances P_1 , P_2 , P_3 , s'échelonnent aussi dans les mêmes rapports : la puissance délivrée n'est pas du tout constante dans les 10 bandes de l'analyseur.

On revient à des puissances identiques dans tous les canaux, donc à des surfaces égales, en divisant la hauteur V par 2, d'une octave à la suivante (Figure 5). La tension de bruit V doit donc être divisée par $\sqrt{2}$: c'est le **bruit rose**, à tension efficace diminuant de 3 dB par octave et représenté en Figure 6, avec une échelle logarithmique pour les fréquences.

CONCEPTION DU GENERATEUR DE BRUIT ROSE

Le principe consiste à partir d'une source de bruit blanc, qu'on transfor-

ANALYSEUR DE SPECTRE / GENERATEUR DE BRUIT ROSE

me en bruit rose par filtrage. Deux types de sources de bruit blanc coexistent : les sources digitales et les sources analogiques.

Les premières, qui font appel à des générateurs pseudo-aléatoires, se montrent d'une mise en oeuvre aisée et nous tentaient. Un circuit de chez NATIONAL SEMICONDUCTEUR, le MM 5837, était jadis largement employé. Il est malheureusement devenu obsolète et plus aucun distributeur n'en dispose. Comme il n'existe, à notre connaissance, aucun équivalent, nous avons dû nous rabattre sur une technique analogique.

A toute température, T supérieure au zéro absolu (voir notre étude de thermomètre dans le numéro 79 de la revue), les électrons libres d'un matériau conducteur sont soumis à des vibrations aléatoires, qui constituent l'agitation thermique. Ce bruit thermique, ou bruit de Johnson, s'observe dans tout composant passif ou actif.

Des considérations relevant de la thermodynamique statistique, permettent d'exprimer la distribution spectrale (c'est-à-dire en fonction de la fréquence F) de la puissance de bruit, qui s'exprime en W/Hz (watt par hertz). On trouve :

$$\varnothing(F) = \frac{1}{2} \frac{hF}{\exp\left(\frac{hF}{kT}\right) - 1} \text{ W/Hz}$$

où :

$h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ J.s est la constante de Planck

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K est la constante de Boltzmann.

A la température ambiante ($T = 293$ K) et aux fréquences usuelles, hF est beaucoup plus petit que kT et la relation se simplifie

$$\varnothing(F) = \frac{1}{2kT} \text{ W/Hz}$$

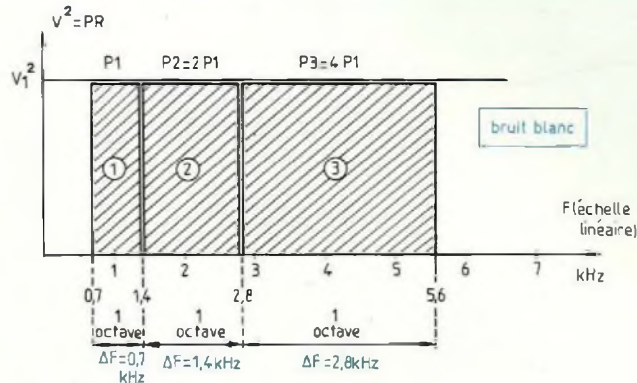
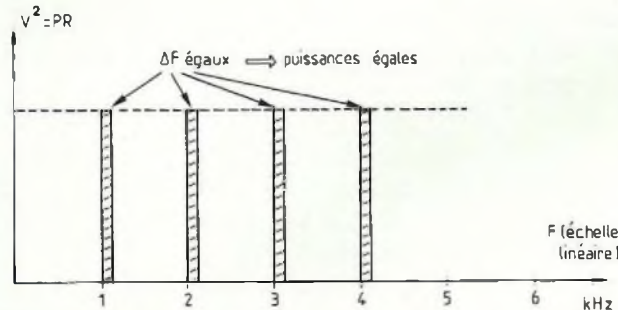


Fig. 4

Fig. 3



Le bruit thermique est donc un bruit blanc, de puissance également répartie dans toutes les bandes de fréquences de même largeur ΔF . Notre générateur de bruit blanc utilise une diode zener qui, convenablement polarisée, fournit une tension efficace de bruit de l'ordre de la centaine de microvolts. Il exige, évidemment, une très forte amplification, comme nous le verrons plus loin.

Derrière cette source, s'insère une cascade de filtres actifs passe-bas du premier ordre, dont chacun offre une pente de 6 dB par octave... car il n'est pas possible d'atténuer moins vite ! La Figure 7 montre la structure d'un tel élément de filtre, où les com-

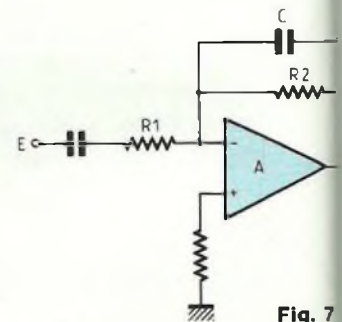


Fig. 7

posants $R1$, $R2$ et C déterminent la courbe de réponse, illustrée en Figure 8.

Aux basses fréquences, l'impédance de C , très grande, peut être négligée dans la contre-réaction vis-à-vis de $R2$; le gain, constant, vaut :

$$A = \frac{R2}{R1}$$

Aux fréquences élevées, C se comporte comme un court-circuit et le montage devient un simple suiveur, de gain unitaire (0 dB). Les fréquences de cassure qui limitent la zone d'atténuation ont pour expression :

$$F_1 = \frac{1}{2\pi R2 C}$$

10 FILTRES D'OCTAVES

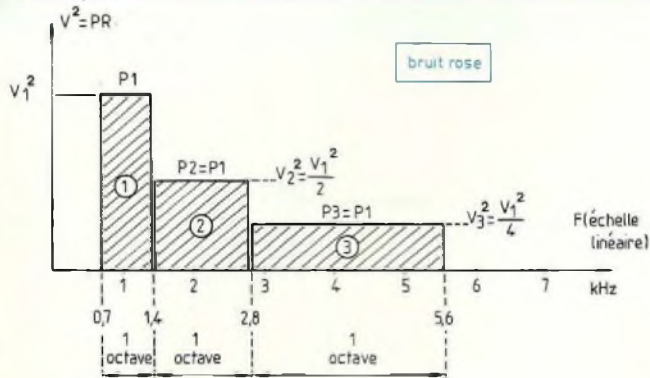


Fig. 5

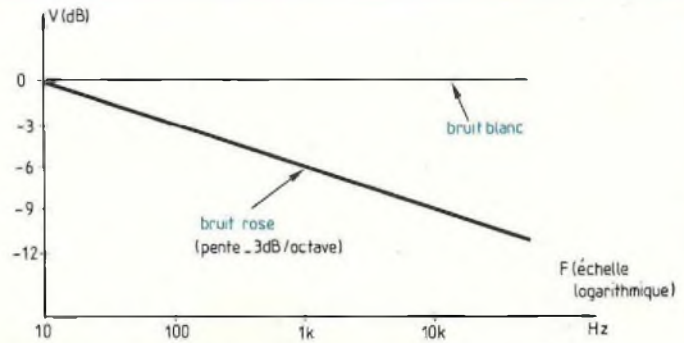


Fig. 6

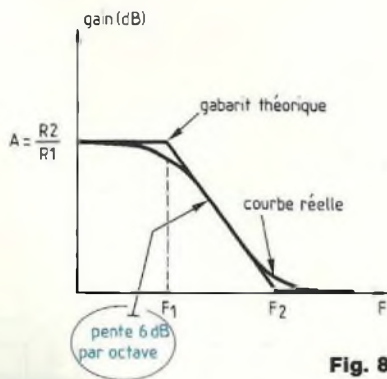


Fig. 8

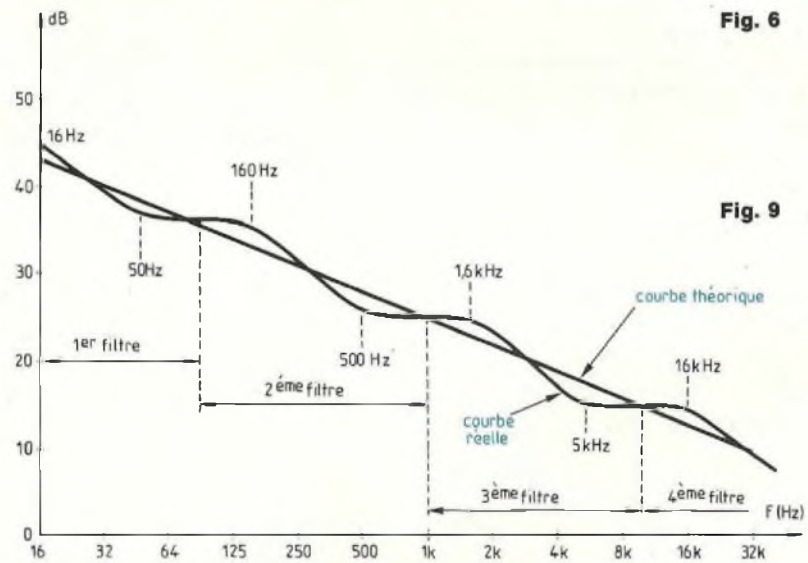


Fig. 9

$$F_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Nous monterons ainsi quatre filtres en cascade, en choisissant les fréquences suivantes : $F_1 = 16 \text{ Hz}$, 160 Hz , $1,6 \text{ kHz}$ et 16 kHz ; $F_2 = 50 \text{ Hz}$, 500 Hz , 5 kHz et 50 kHz . Leurs courbes de réponse se raccordent alors conformément aux indications de la Figure 9. L'ensemble ne s'écarte jamais de plus de 2 dB de la courbe théorique souhaitée : c'est très suffisant, l'oreille ne percevant pratiquement pas des différences aussi faibles.

SCHEMA THEORIQUE DU GENERATEUR

Il est intégralement rassemblé dans

la Figure 10. La partie 10 a représente les étages d'élaboration et d'amplification du bruit blanc. Elle est alimentée à part, entre 0 et +12 volts, afin d'éviter les risques d'accrochage dûs au gain énorme des trois étages (environ 360 000).

Aux bornes de la zener DZ, le condensateur C1 élimine les fréquences élevées inutiles, au-delà de 25 kHz environ. Le reste, à travers C2, attaque l'amplificateur CI1a, après un nouveau filtrage par C3. L'ensemble R2 R5 détermine le gain :

$$A_1 = - \frac{R_5}{R_2}$$

tandis que le diviseur R3 R4 polarise l'entrée non inverseuse. On retrouve

la même structure autour de CI1b et de CI2. En sortie, le bruit blanc atteint de 5 à 8 V crête à crête, selon les caractéristiques de la diode utilisée. C'est, dans tous les cas, très largement suffisant pour exciter les filtres de mise en forme du bruit rose. Ceux-ci s'articulent autour des quatre amplificateurs opérationnels rassemblés dans CI3 et qui forment quatre étages conformes au schéma partiel de la Figure 7. En sortie, C16 transmet le bruit rose à l'étage suiveur CI4, par l'intermédiaire du potentiomètre P servant à régler le niveau de sortie (Figure 10b).

CI3 et CI4 s'alimentent entre +15 volts et -15 volts. L'alimentation délivre donc ces deux tensions, sta-

ANALYSEUR DE SPECTRE / GENERATEUR DE BRUIT ROSE

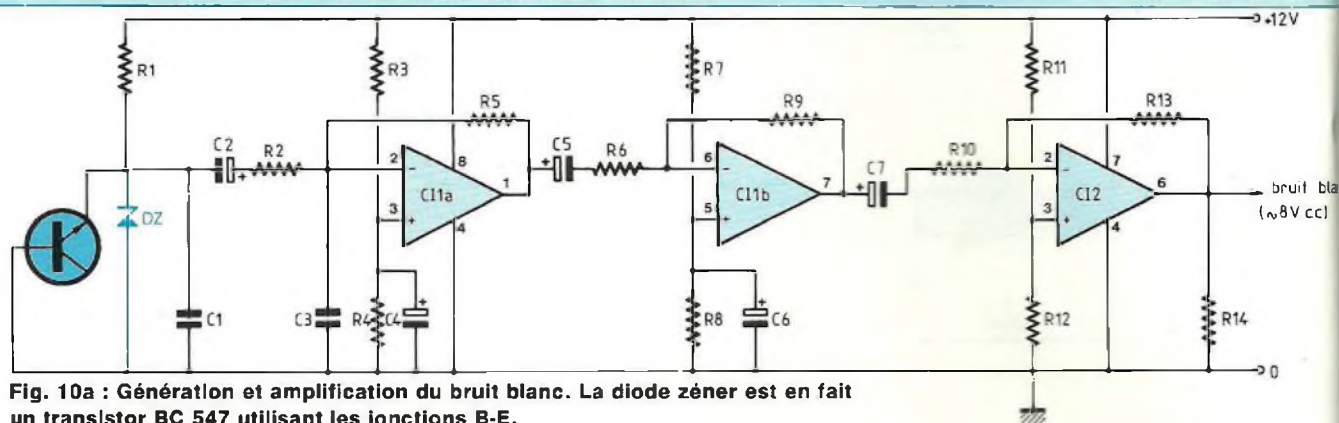


Fig. 10a : Génération et amplification du bruit blanc. La diode zéner est en fait un transistor BC 547 utilisant les jonctions B-E.

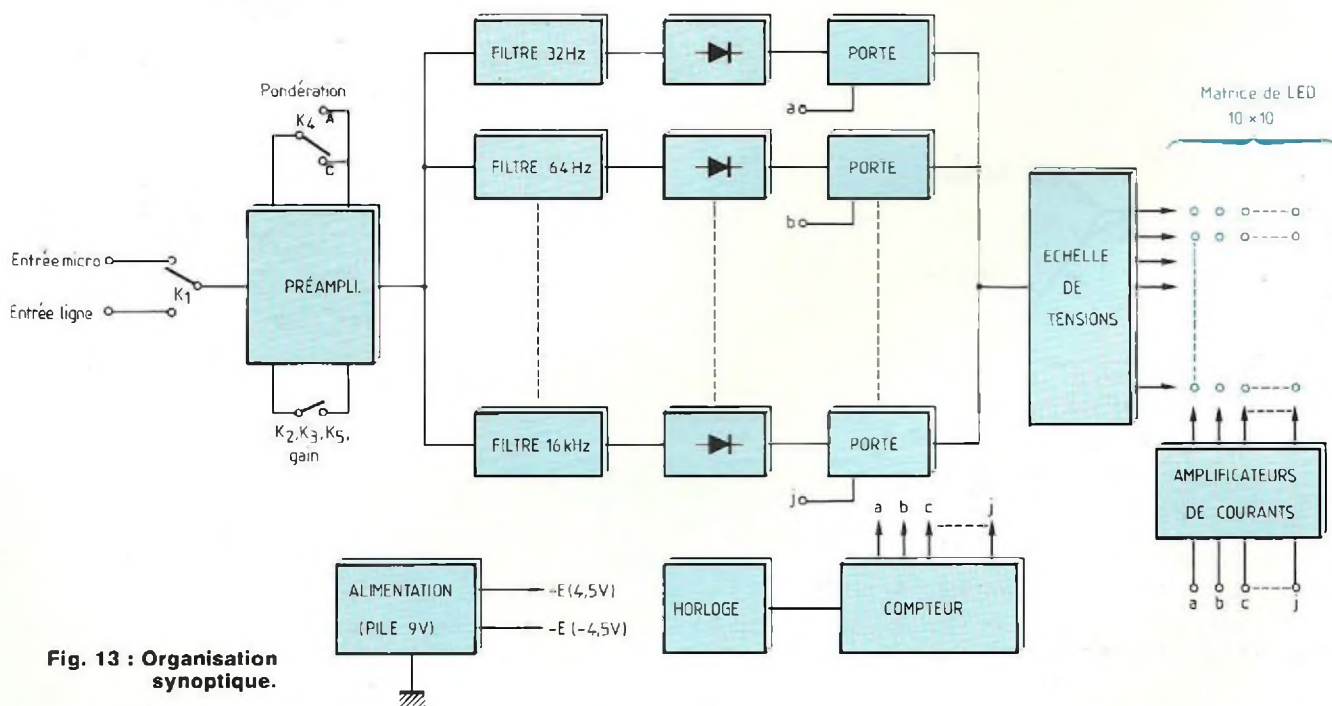


Fig. 13 : Organisation synoptique.

bilisées respectivement par C15 et par C17. Le régulateur C16 construit, à part, les +12 volts du générateur de bruit blanc. Enfin, la diode électroluminescente LED sert de témoin de mise sous tension de l'appareil.

CONSTRUCTION DU GENERATEUR

La majeure partie des composants prend place sur le circuit imprimé

dessiné en Figure 11, conformément au schéma d'implantation de la Figure 12. On montera l'ensemble dans un petit coffret ESM, de référence EB 11/05 FP. Nos photographies suffisent à donner toutes les explications utiles.

La sortie pourra s'effectuer, par exemple, sur une prise CINCH, associée à un câble coaxial BF souple. Sauf erreur de câblage, l'appareil

fonctionne dès sa mise sous tension et ne demande aucun réglage. On pourra le vérifier, soit à l'oscilloscope, soit par écoute sur une chaîne.

CONCEPTION DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

La Figure 13 en résume synoptiquement l'organisation. Un premier commutateur K1 donne le choix entre deux entrées : soit une entrée

10 FILTRES D'OCTAVES

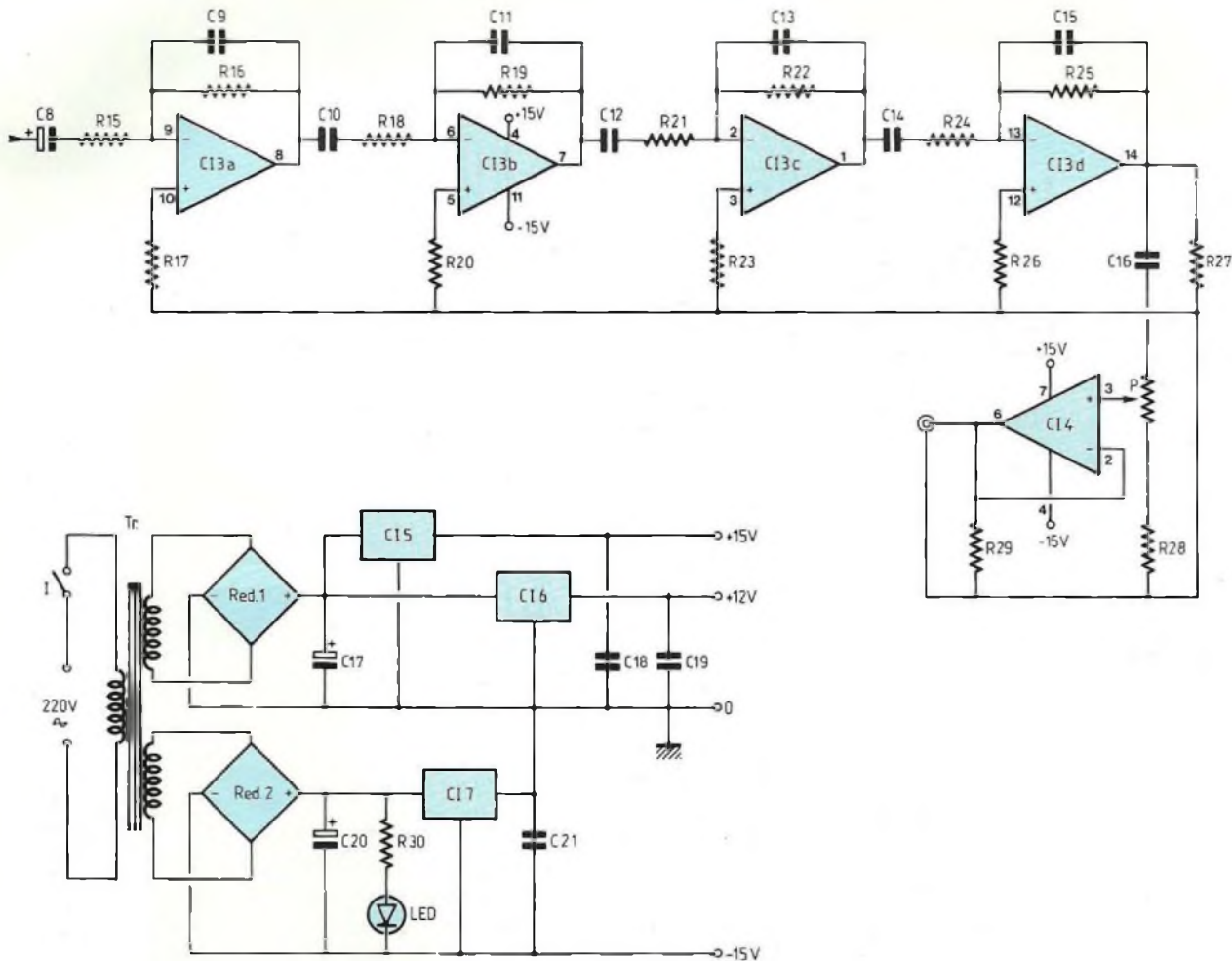


Fig. 10b : Alimentation du générateur.

ligne, pour un prélèvement direct du signal sur un préamplificateur ou un amplificateur ; soit une entrée à travers le micro électrostat incorporé. Dans ce dernier cas, l'analyseur capte les sons sur le lieu de l'écoute, tenant compte à la fois de la réponse des haut-parleurs et de celle du local. L'étage préamplificateur permet, par le jeu combiné de trois inverseurs K2, K3 et K5, de disposer de quatre

valeurs du gain, échelonnées de 20 en 20 dB. Il incorpore aussi le choix de la courbe de pondération, A ou C, par K4.

La sortie du préamplificateur attaque, en parallèle, les 10 filtres d'octave, suivis de 10 redresseurs parfaits (amplificateurs opérationnels). A la sortie de chacun d'eux, on dispose donc d'une tension continue proportionnelle à la puissance captée dans

chaque octave.

On pourrait songer à attaquer directement, avec ces 10 tensions, les entrées de circuits "bargraph", du type LM3915 par exemple, dont chacun commande logarithmiquement une échelle de diodes électroluminescentes. Une telle solution se révèle coûteuse en composants et grande consommatrice d'électricité, que nous devons économiser pour

ANALYSEUR DE SPECTRE / GENERATEUR DE BRUIT ROSE

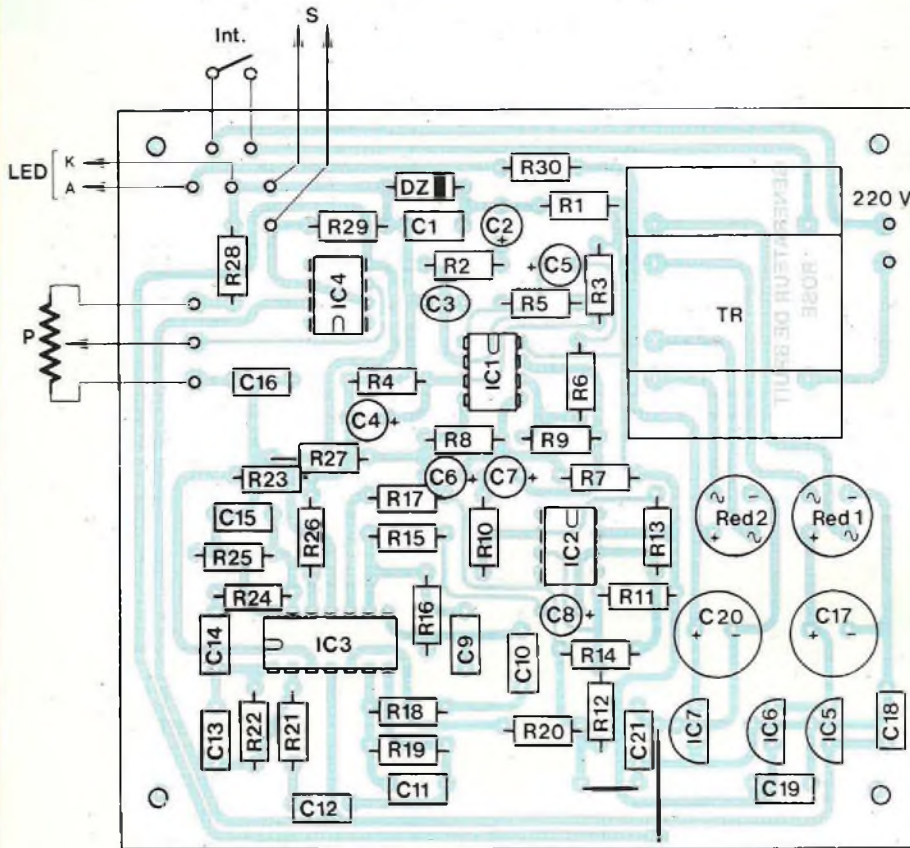


Fig. 12 : Implantation des composants.

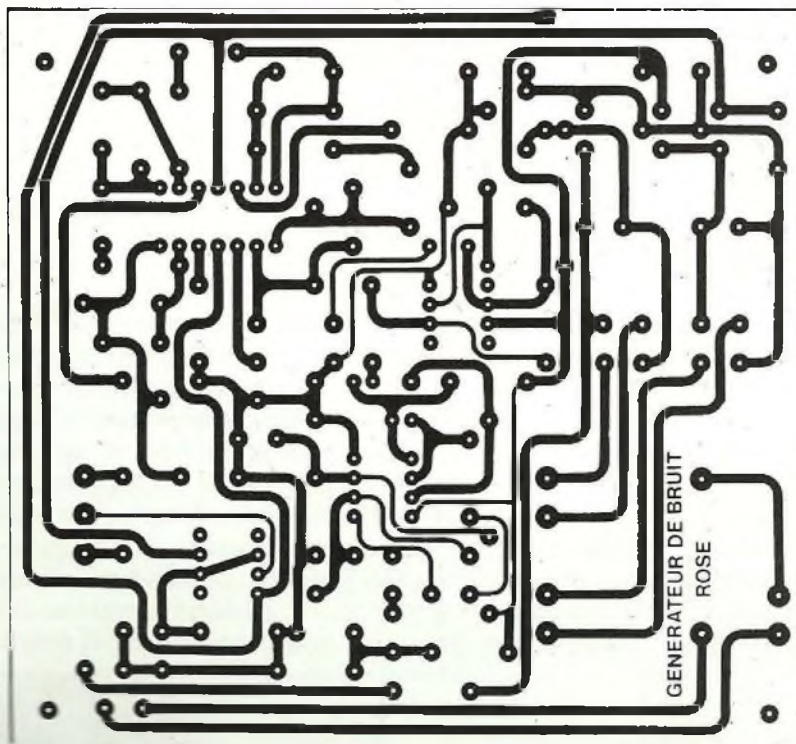
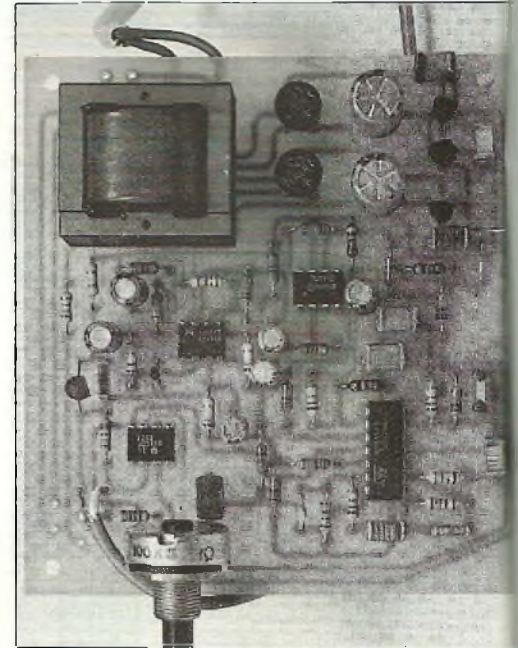


Fig. 11 : Circuit imprimé à l'échelle 1.



NOMENCLATURE

COMPOSANTS DU GENERATEUR DE BRUIT ROSE

• Résistances 1/4 W à ± 5 %

- R1 – 4,7 kΩ – R2 – 100 kΩ
- R3 – 15 kΩ – R4 – 15 kΩ
- R5 – 120 kΩ – R6 – 1,2 kΩ
- R7 – 15 kΩ – R8 – 15 kΩ
- R9 – 18 kΩ – R10 – 2,2 kΩ
- R11 – 27 kΩ – R12 – 27 kΩ
- R13 – 120 kΩ – R14 – 4,7 kΩ
- R15 – 6,8 kΩ – R16 – 22 kΩ
- R17 – 5,6 kΩ – R18 – 6,8 kΩ
- R19 – 22 kΩ – R20 – 5,6 kΩ
- R21 – 6,8 kΩ – R22 – 22 kΩ
- R23 – 5,6 kΩ – R24 – 6,8 kΩ
- R25 – 22 kΩ – R26 – 5,6 kΩ
- R27 – 4,7 kΩ – R28 – 270 Ω
- R29 – 3,3 kΩ – R30 – 1,8 kΩ

• Potentiomètre

P – 100 kΩ B (log.)

• Condensateurs MKH (100 volts)

- C1 – 2,2 nF – C9 – 470 nF
- C10 – 470 nF – C11 – 2,2 nF
- C12 – 470 nF – C13 – 1 nF
- C14 – 470 nF – C16 – 470 nF
- C18 – 100 nF – C19 – 100 nF

10 FILTRES D'OCTAVES

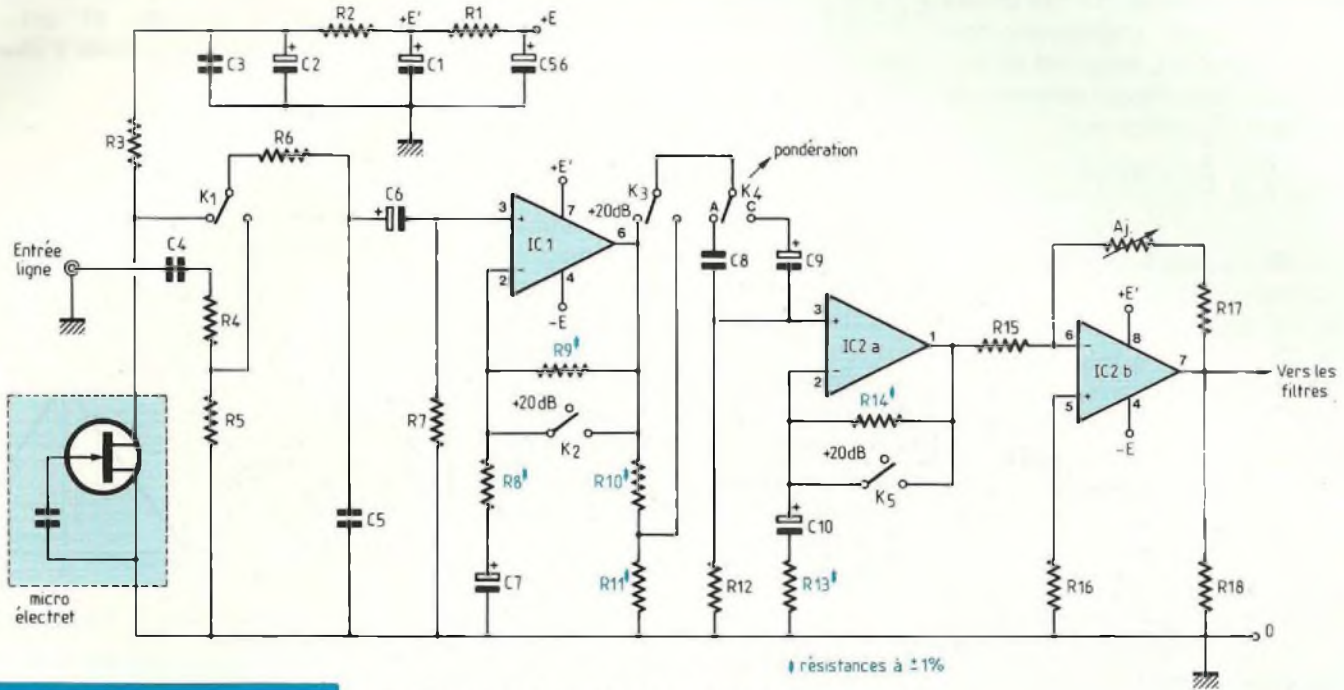


Fig. 14 : Préamplificateur d'entrée.

LES COMPOSANTS

C21 – 100 nF

• Condensateurs plaquettes

C3 – 10 pF – C15 – 470 pF

• Condensateurs électrolytiques

C2–C4–C5–C6–C7–C8 – 10 μ F

(16 V)

C17–C20 – 100 μ F (25 V)

• Semiconducteurs

DZ – Jonction E.B d'un BC 547

LED – diode électroluminescente

RED1 et RED2 – ponts redresseurs

50 V, 500 mA

C15–C17 – 78 L 15

C16 – 78 L 12

C11 – LF 353

C12 – TL 071 ou LF 356

C13 – LM 324

C14 – TL 081 ou LF 356

• Divers

Transformateur TR – 2 x 15 V, 3 VA,

pour C1

Interrupteur

Cordon secteur et prise

Coffret ESM EB 11 05 FP

une alimentation sur pile. Le remède consiste en un multiplexage. Une horloge, suivie d'un compteur décimal de type 4017, excite tour à tour les entrées de dix portes analogiques. Ainsi sont transmises séquentiellement, vers un unique circuit bargraph, les tensions redressées des filtres d'octaves. Les dix colonnes de dix diodes électroluminescentes (structure en matrice) fonctionnent tour à tour, par l'intermédiaire d'amplificateurs de courants montés en tampon avec les sorties a, b, ... j du compteur.

L'alimentation s'effectue à l'aide d'une pile miniature de 9 volts, ou d'une batterie cadmium/nickel équivalente, avec un dispositif de symétrisation délivrant deux potentiels de +4,5 volts et –4,5 volts.

LE PREAMPLIFICATEUR D'ENTREE

On trouvera son schéma à la Figure 14. L'entrée ligne met en jeu l'atténuateur résistif R4, R5, avec élimination de la composante continue par C4. Pour l'entrée micro, on utilise un électret, chargé dans son drain par la résistance R3. Cette partie du montage, traitant des signaux de faible amplitude (de l'ordre du millivolt), demande un filtrage extrêmement soigné : c'est ce qui justifie la cellule R1 C1 R2 C2 C3. On passe de l'une à l'autre entrée, comme nous l'avons vu, par l'inverseur K1. L'amplificateur comporte trois étages, s'articulant chacun autour d'un amplificateur opérationnel.

ANALYSEUR / GENERATEUR

Examinons le premier, qui met en jeu IC1, et travaille en amplificateur non inverseur. Son gain, alors, est lié aux résistances R9 et R8 qui déterminent le taux de contre-réaction :

$$A = \frac{R8 + R9}{R8} = 10$$

soit 20 dB. La précision est celle des résistances, choisies à 1 %. Si on ferme K2, la contre-réaction devient totale, et le gain unitaire (0 dB).

Par l'intermédiaire de K3, on peut prélever, soit la totalité du signal de sortie, soit une fraction calibrée au dixième, par les résistances R10 R11. Voici donc un nouveau réglage (atténuation) de 20 dB.

La structure du deuxième étage, IC2a, reproduit celle du premier, à l'exception de l'atténuateur de sortie. On dispose, par K5, soit d'un gain de 10 (+20 dB), soit d'un gain unitaire (0 dB). En entrée, K4 donne le choix entre deux condensateurs de liaison. C9 de 10 μ F, n'atténue que très peu les basses fréquences : il correspond à la pondération C. Par contre, C8, de 22 nF, forme avec R12 un filtre passe-haut conduisant à la pondération A.

Notons que ces pondérations demandent aussi un affaiblissement des fréquences élevées (-10 dB à 20 kHz) que le schéma ne semble pas prévoir. Mais nous utilisons un micro électret et non un micro étalon, d'un coût exorbitant. C'est alors la réponse du micro qui se charge, assez convenablement, de réduire la bande passante supérieure.

Le troisième et dernier étage, IC2b, travaille en amplificateur inverseur,

$$A = \frac{R17 + AJ}{R15}$$

Grâce à AJ, on pourra, lors de la mise au point, calibrer le gain global de la chaîne d'amplification.

LES FILTRES D'OCTAVES

Nous avons adopté, pour chaque filtre passe-bande, la structure de Rauch, à contre-réaction complexe, illustrée en Figure 15. Elle permet, par le choix des composants R1, R2, R3, C1 et C2, de choisir la fréquence centrale de la bande, le gain et la largeur de bande, c'est-à-dire, le facteur de qualité. Le calcul d'un tel filtre est long et ne s'effectue commodément qu'avec l'assistance du calcul opérationnel. Nous l'épargnerons à nos lecteurs (et aux clavistes chargés de la composition !) pour n'en donner que les résultats, en sachant qu'on prend à chaque fois, pour des raisons de simplification :

$$C1 = C2 = C$$

La fréquence centrale F_0 est alors :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi C} \frac{R1 + R2}{R1 R2 R3}$$

Le facteur de qualité, qui exprime la largeur relative de bande à -3 dB, devient :

$$Q = \frac{F_0}{\Delta F} = \frac{1}{2} \frac{(R1 + R2) R3}{R1 R2}$$

Enfin, le gain au sommet (F_0) est :

$$A = \frac{R3}{2R1}$$

Outre le choix des dix fréquences de résonance, il importe aussi de bien choisir le facteur de qualité Q, compromis entre une bonne séparation des bandes (Q élevé), et une réponse globale pas trop ondulée (Figure 16). Nous avons retenu la valeur $Q = \sqrt{2}$, qui correspond justement au cas de la Figure 16, où la réponse résultante apparaît en trait gras.

L'ensemble des dix filtres d'octave est rassemblé dans la Figure 17. Celle-ci comporte aussi les redresseurs, dont nous allons parler.

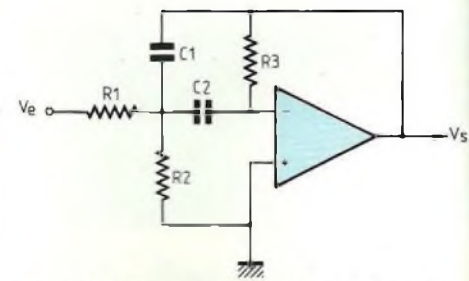


Fig. 15 : Filtre passe-bande à structure de Rauch.

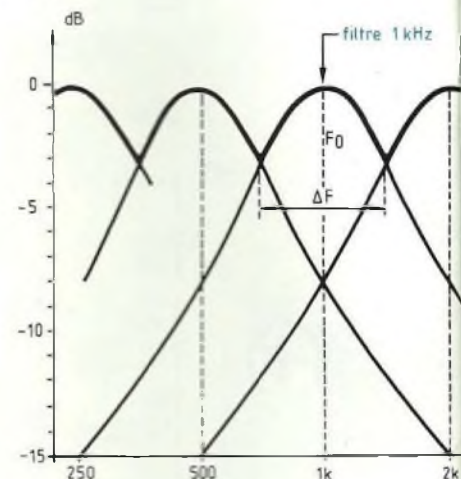


Fig. 16 : Réponse des filtres passe-bande.

LES REDRESSEURS PARFAITS

L'expression "redresseur parfait", qui n'a bien sûr pas grand sens, doit bien entendu se comprendre au sens de redresseur sans seuil. Chacun d'entre-eux répond au schéma classique de la Figure 18.

Avec l'orientation des diodes D1 et D2 et la configuration inverseuse de l'amplificateur opérationnel, on retrouve, en sortie, une tension continue positive proportionnelle aux valeurs négatives de crête du signal d'entrée, à condition de bien choisir la constante de temps de filtrage R3C (à laquelle il convient d'ajouter la charge constituée par la résistance d'entrée de l'étage suivant), qui vient se mettre en parallèle sur le condensateur. Le redresseur apporte un gain en tension, déterminé par les résistances R1 et R2 :

$$A = \frac{R2}{R1}$$

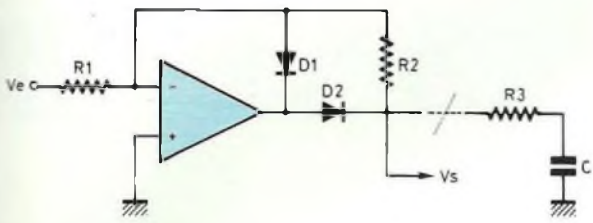


Fig. 18 : Redresseur sans seuil mono-alternance.



soit environ 3, ou +3 dB. Les valeurs changent légèrement sur les canaux 8 kHz et 16 kHz, afin de compenser le défaut de linéarité du redressement aux fréquences les plus élevées.

LE MULTIPLEXAGE DES CANAUX

Nous avons déjà signalé son intérêt : un seul circuit "bargraph" commande les dix colonnes de diodes électroluminescentes, ce qui permet une économie substantielle à la construction (environ F. 40 le circuit !) et réduit la consommation. La Figure 19 illustre cette partie de l'analyseur.

Une horloge, construite autour d'un circuit 555 (C18), délivre des créneaux positifs (amplitude de 3,5 à 4 volts), dont les éléments R79, R80 et C51 fixent la fréquence aux alentours de 3 kHz, valeur d'ailleurs non critique. Ces créneaux excitent l'entrée d'un compteur-diviseur par 10, C19, de type 4017. Chacune des

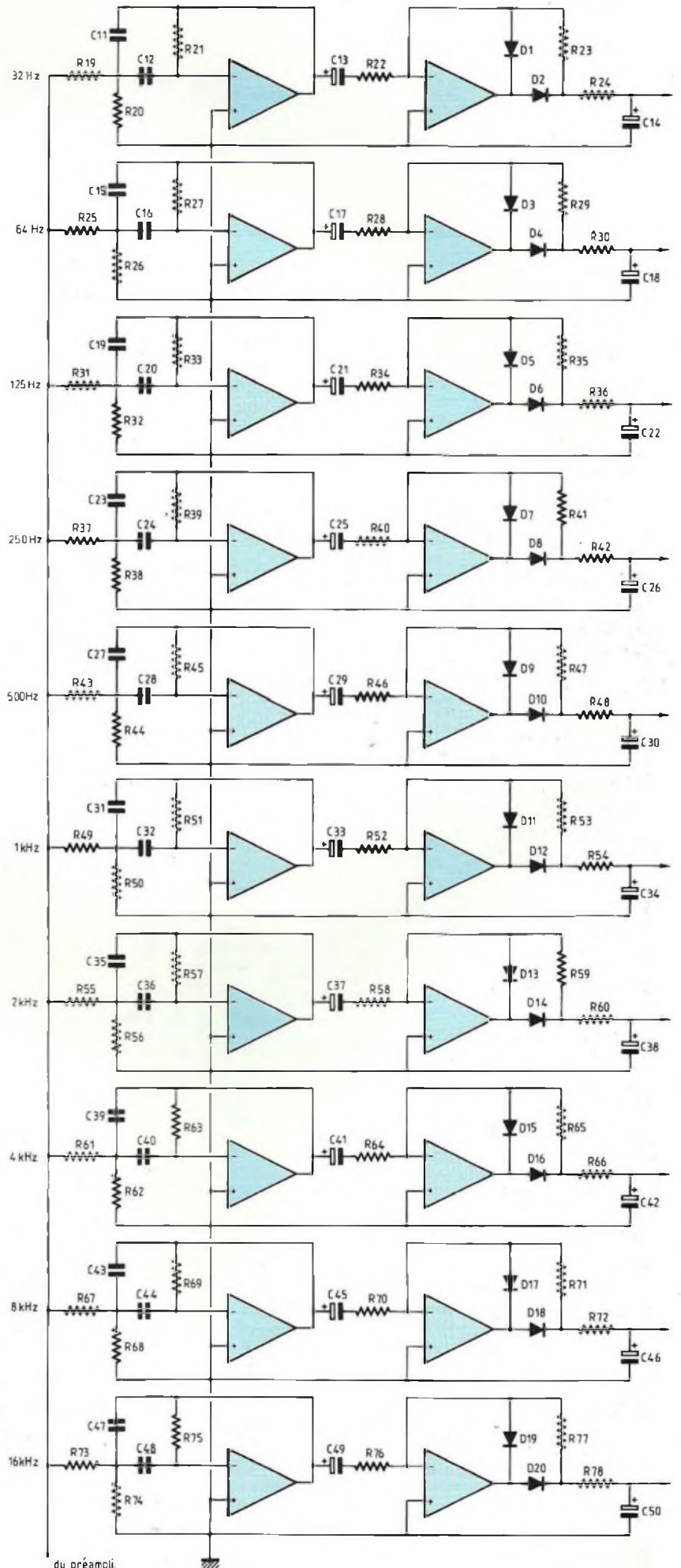


Fig. 17

du préampli

ANALYSEUR DE SPECTRE / GENERATEUR DE BRUIT ROSE

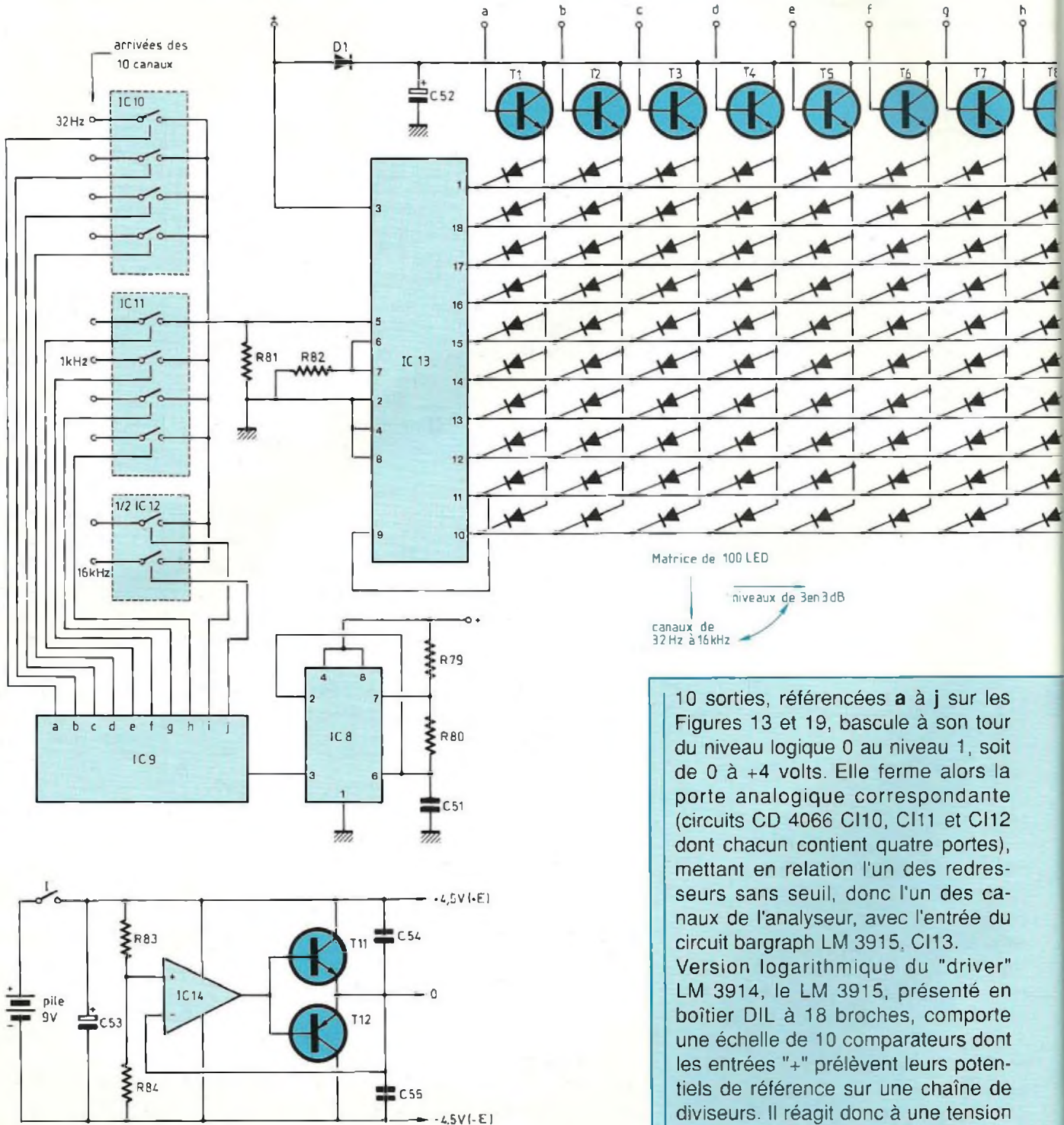


Fig. 20 : Alimentation.

10 sorties, référencées a à j sur les Figures 13 et 19, bascule à son tour du niveau logique 0 au niveau 1, soit de 0 à +4 volts. Elle ferme alors la porte analogique correspondante (circuits CD 4066 C110, C111 et C112 dont chacun contient quatre portes), mettant en relation l'un des redresseurs sans seuil, donc l'un des canaux de l'analyseur, avec l'entrée du circuit bargraph LM 3915, C113.

Version logarithmique du "driver" LM 3914, le LM 3915, présenté en boîtier DIL à 18 broches, comporte une échelle de 10 comparateurs dont les entrées "+" prélèvent leurs potentiels de référence sur une chaîne de diviseurs. Il réagit donc à une tension continue d'entrée, appliquée entre la broche 5 et la masse 2, en faisant

10 FILTRES D'OCTAVES



Fig. 19 : Horloge Multiplexage Affichage.

basculer une ou plusieurs de ses sorties (broches 1, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17 et 18) à l'état bas. Celles-ci consomment alors du courant et peuvent piloter une colonne de 10 diodes électroluminescentes. On peut d'ailleurs sélectionner deux modes de fonctionnement :

- dans le mode barre (anglais "bar"), lorsque la tension d'entrée croît, le nombre de sorties activées croît aussi. Une variation de la tension d'entrée se traduit donc par un allongement, ou un raccourcissement, de la colonne des diodes allumées.
- dans le mode point (anglais "dot"), une seule LED s'allume à la fois. On déplace donc, sur la colonne, l'unique point lumineux. C'est ce dernier mode que nous

choisirons, afin d'économiser le courant de la pile ou de la batterie. On y parvient simplement en reliant la broche "mode" (n° 9) à la sortie n° 11.

L'intensité de sortie, régulée, est déterminée par le choix de la résistance (R82 dans la Figure 19) insérée entre la sortie de référence (broche 7, potentiel de 1,2 volt) et la masse et vaut :

$$I_{LED} = \frac{10 V_{ref}}{R82}$$

Nous adopterons une intensité de 6,6 mA environ, compromis acceptable entre la visibilité et la consommation. Nous avons d'ailleurs choisi des LED vertes, au rendement visuel supérieur à celui des rouges (maximum de sensibilité de l'oeil).

Revenons à la Figure 19, pour en terminer avec la matrice d'affichage. Sur le dessin, les 10 niveaux, échelonnés de 3 en 3 db, s'alignent sur chaque colonne verticale. Chaque LED d'une ligne horizontale correspond, elle, à l'un des filtres d'octaves. Le compteur 4017 ne pouvant débiter l'intensité exigée par les diodes, on interpose des amplificateurs de courant, sous la forme des transistors I1 à I10, saturés tour à tour par application d'un créneau positif sur les bases.

Notons, pour en finir avec cette partie du montage, que la résistance R81, en chargeant les condensateurs de filtrage, détermine la vitesse de décroissement de l'affichage. Là encore, nous avons choisi le compromis le plus satisfaisant pour l'oeil.

L'ALIMENTATION

Arrivé à ce stade de l'article, le lecteur comprendra qu'alimenter tous ces circuits à partir d'une simple pile miniature de 9 volts, voire d'une batterie au cadmium-nickel, relevait

de la gageure. Pourtant, cela marche parfaitement, au prix toutefois d'un sacrifice sur l'autonomie. L'usage prévu déterminera d'ailleurs le choix de la source de tension.

- l'amateur, appelé à régler sa chaîne personnelle et celle de quelques amis, n'utilisera l'analyseur que 10 à 15 minutes de temps à autres. Dans ces conditions, une pile **alcaline** fait merveille et autorisera une dizaine d'opérations avant son remplacement.

- pour un emploi intensif, cette solution deviendrait coûteuse et une batterie cadmium-nickel devient préférable. Attention : il faut impérativement choisir un modèle à 7 éléments, d'une F.e.m nominale de 8,4 volts. Avec les versions à 6 éléments (7,2 volts), l'analyseur ne fonctionne pas, ou mal.

La Figure 20 donne le schéma de cette alimentation, symétrique. Après l'interrupteur de mise sous tension I, un condensateur C53 assure un découplage énergique de la pile ou de la batterie. Il faut en effet se rappeler que celles-ci, en fin de vie ou de décharge, offrent une résistance interne non négligeable, capable d'engendrer des oscillations parasites. Polarisé à mi-tension (R83=R84) sur son entrée non inverseuse, l'amplificateur opérationnel IC14, monté en suiveur avec T11 et T12 qui en accroissent la sortance, crée un point milieu artificiel à basse impédance. On dispose donc, par rapport à celui-ci, des tensions symétriques +4,5 V et -4,5 V.

LES CIRCUITS IMPRIMÉS ET LE CABLAGE

Les composants de l'analyseur se répartissent sur deux circuits imprimés double face. Le premier, dessiné en Figures 21 et 22, reçoit

ANALYSEUR DE SPECTRE / GENERATEUR DE BRUIT ROSE

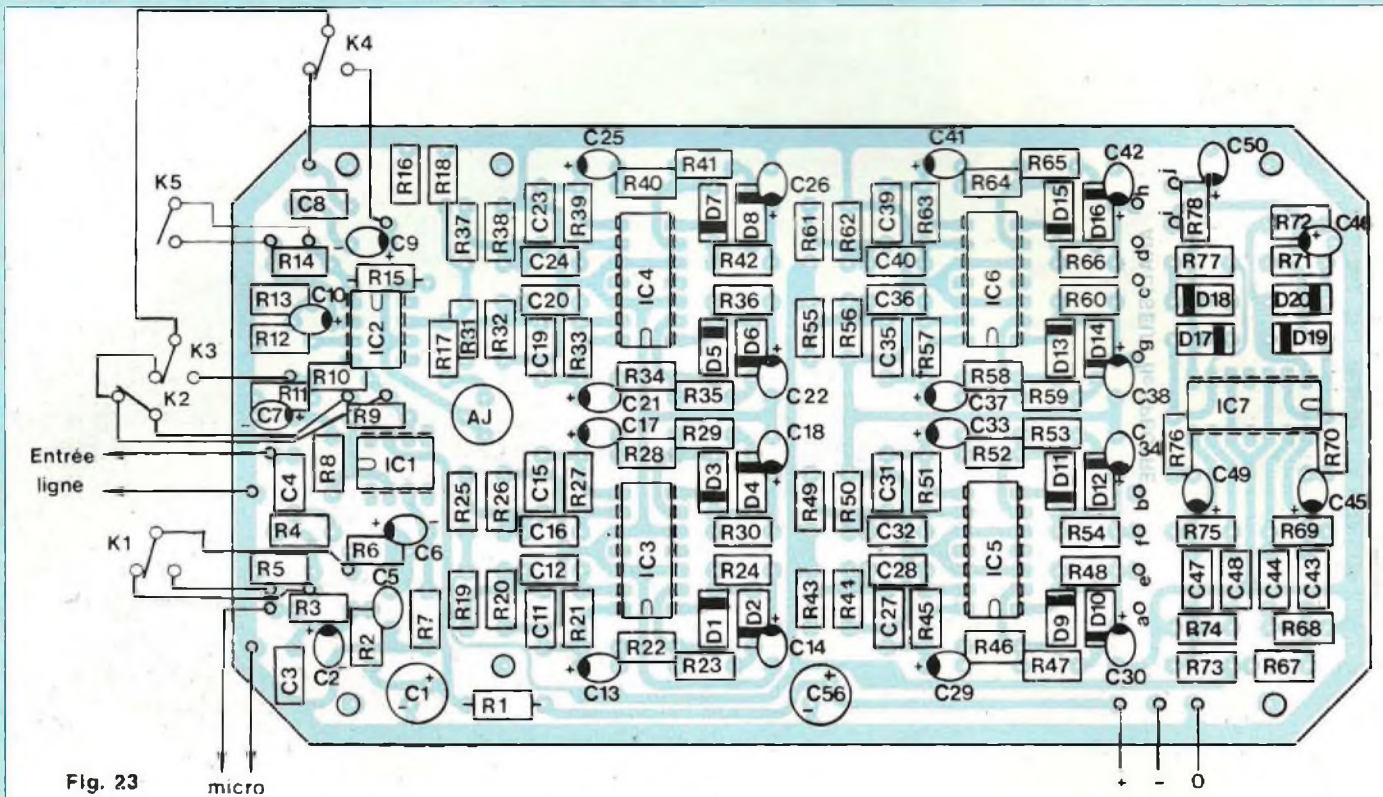


Fig. 23

NOMENCLATURE

COMPOSANTS DE L'ANALYSEUR

• **Résistances 1/4 watt à ± 5 %**

R1 – 33 Ω – R2 – 470 Ω
 R3 – 1,5 kΩ – R4 – 100 kΩ
 R5 – 15 kΩ – R6 – 3,3 kΩ
 R7 – 68 kΩ – R12 – 100 kΩ
 R15 – 10 kΩ – R16 – 10 kΩ
 R17 – 47 kΩ – R18 – 33 kΩ
 R19 – 120 kΩ – R20 – 120 kΩ
 R21 – 470 kΩ – R22 – 120 kΩ
 R23 – 330 kΩ – R24 – 1,8 kΩ
 R25 – 120 kΩ – R26 – 120 kΩ
 R27 – 470 kΩ – R28 – 120 kΩ
 R29 – 330 kΩ – R30 – 1,8 kΩ
 R31 – 180 kΩ – R32 – 180 kΩ
 R33 – 510 kΩ – R34 – 120 kΩ
 R35 – 330 kΩ – R36 – 1,8 kΩ
 R37 – 120 kΩ – R38 – 120 kΩ

R39 – 470 kΩ – R40 – 120 kΩ
 R41 – 330 kΩ – R42 – 1,8 kΩ
 R43 – 120 kΩ – R44 – 120 kΩ
 R45 – 470 kΩ – R46 – 120 kΩ
 R47 – 330 kΩ – R48 – 1,8 kΩ
 R49 – 12 kΩ – R50 – 12 kΩ
 R51 – 47 kΩ – R52 – 120 kΩ
 R53 – 330 kΩ – R54 – 1,8 kΩ
 R55 – 12 kΩ – R56 – 12 kΩ
 R57 – 47 kΩ – R58 – 120 kΩ
 R59 – 330 kΩ – R60 – 1,8 kΩ
 R61 – 12 kΩ – R62 – 12 kΩ
 R63 – 47 kΩ – R64 – 120 kΩ
 R65 – 330 kΩ – R66 – 1,8 kΩ
 R67 – 12 kΩ – R68 – 12 kΩ
 R69 – 47 kΩ – R70 – 100 kΩ
 R71 – 330 kΩ – R72 – 1,8 kΩ
 R73 – 12 kΩ – R74 – 12 kΩ
 R75 – 47 kΩ – R76 – 82 kΩ

R77 – 330 kΩ – R78 – 1,8 kΩ
 R79 – 33 kΩ – R80 – 15 kΩ
 R81 – 33 kΩ – R82 – 1,8 kΩ
 R83 – 39 kΩ – R84 – 39 kΩ

• **Résistances 1/4 watt à ± 1 %**

R8 – R11 – R13 – 3,01 kΩ
 R9 – R10 – R14 – 27,4 kΩ

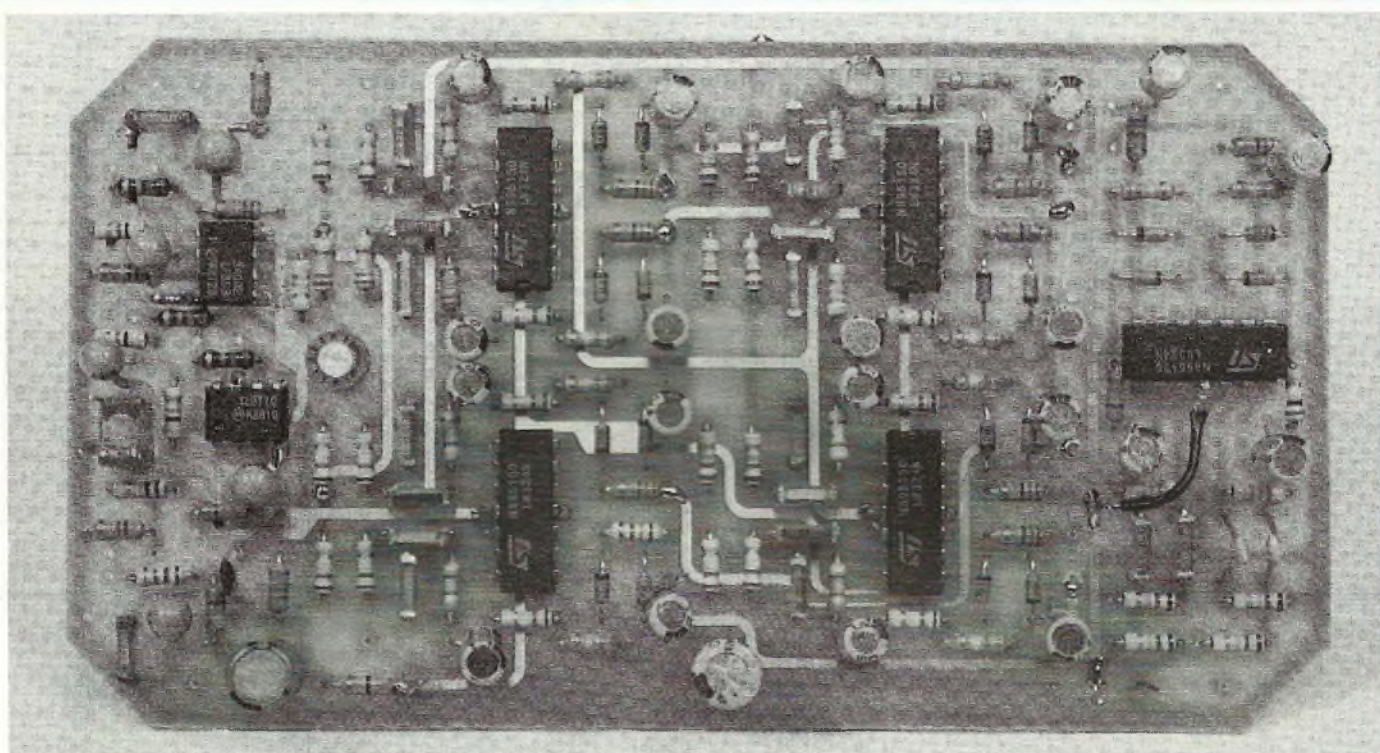
• **Résistance ajustable**

AJ – 100 kΩ miniature (Ø = 7 mm)
 cermet (SFERNICE T7Y)

• **Condensateurs MKH**

C3 – 22 nF – C4 – 470 nF
 C8 – 22 nF – C11–C12 – 27 nF
 C15–C16 – 15 nF
 C19–C20 – 4,7 nF
 C23–C24 – 3,9 nF

10 FILTRES D'OCTAVES



DES COMPOSANTS

C27-C28 - 1,8 nF
C31-C32 - 10 nF
C35-C36 - 4,7 nF
C39-C40 - 2,2 nF
C43-C44 - 1,2 nF
C51 - 10 nF
C54-C55 - 100 nF

• Condensateurs électrolytiques (tension minimale : 10 V)

Sorties radiales

C1 - 100 μ F
C13-C17-C21-C25-C29-C33-
C37-C41-C45-C49 - 2,2 μ F
C14-C18-C22-C26 - 47 μ F
C42-C46-C50 - 4,7 μ F
C30-C34-C38 - 22 μ F
C53 - 220 μ F - C56 - 220 μ F
C52 - 22 μ F

• Condensateurs céramique "plaquettes"

C5 - 100 pF
C47-C48 - 560 pF

• Condensateurs tantale "gouttes" (6/10 V)

C2 - 47 μ F - C6 - 10 μ F
C7 - 47 μ F - C9 - 10 μ F
C10 - 47 μ F

• Circuits intégrés

IC1 - TL 071 - IC2 - LF 353
IC3-IC4-IC5-IC6-IC7 - LM 324
IC8 - LM 555
IC9 - CD 4017
IC10-IC11-IC12 - CD 4016 ou
CD 4066
IC13 - LM 3915

IC14 - TL 071

• Diodes

D1 - 1N 4148
100 LED \varnothing 3 mm vertes

• Transistors

T1-T2-T3-T4-T5-T6-T7-T8-T9-
T10-T11 - 2N 2222
T12 - 2N 2907

• Divers

1 connecteur pour pile 9 V 6F22
6 inverseurs miniatures 1 circuit
2 positions
1 micro électret
1 jack femelle \varnothing 2,5 mm
Visserie, entretoises

ANALYSEUR DE SPECTRE

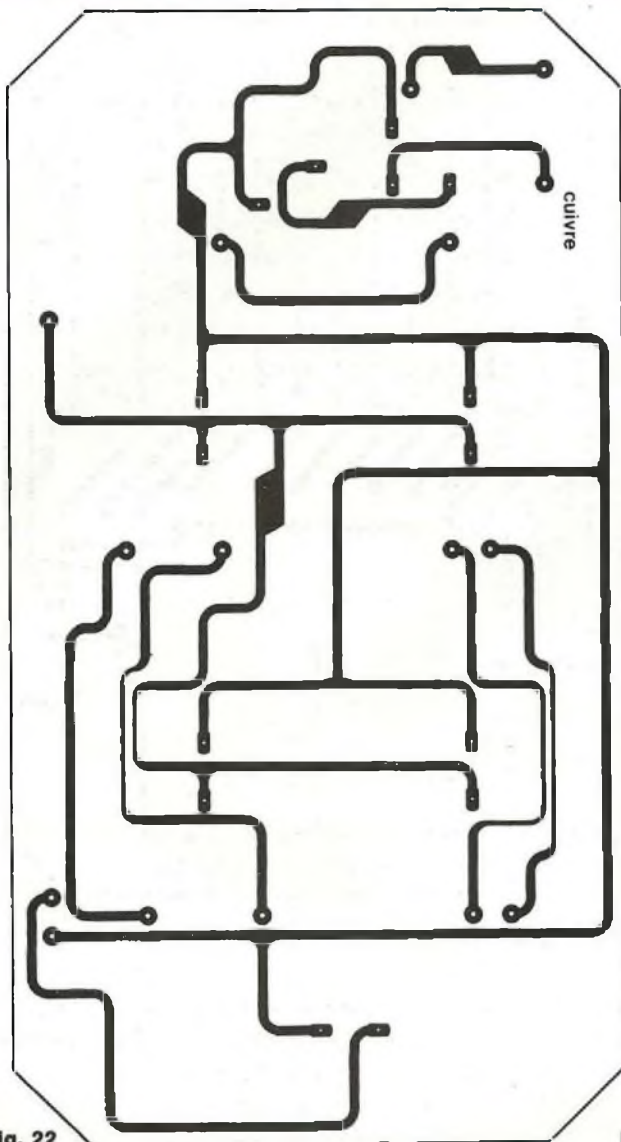


Fig. 22

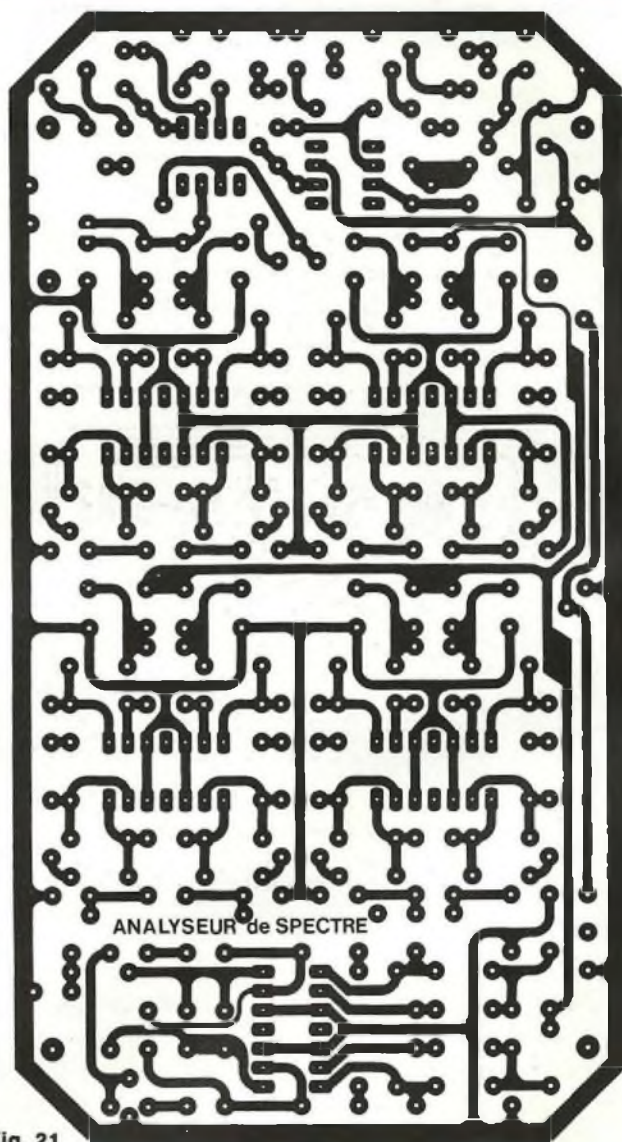


Fig. 21

l'amplificateur d'entrée, les filtres d'octaves et les redresseurs sans seuil. On le câblera selon le schéma d'implantation de la Figure 23.

Pour des raisons d'économie, nous avons écarté la technique coûteuse des trous métallisés. La continuité galvanique entre les pistes de l'une et l'autre face, s'opère simplement à travers les queues des composants. Il importe donc, chaque fois qu'une piste comporte une pastille sur la

face du côté des composants, de **déposer un point de soudure sur cette face**. On utilisera pour cela un fer de puissance modérée (pas plus de 30 watts) et, surtout, à pointe très fine et très propre. Un contrôle final de toutes les soudures, à la loupe, constitue une précaution utile contre les pannes inexplicables.

Le deuxième circuit imprimé (Figures 24 et 25) reçoit le reste du montage, c'est-à-dire, les compo-

sants des Figures 19 et 20. La Figure 26 en donne l'implantation, qui exige beaucoup de soins en ce qui concerne l'alignement en hauteur des 100 LED de la matrice d'affichage. Il peut être commode de se construire un petit gabarit, par exemple une languette de bristol qu'on glissera entre les pattes de chaque diode au moment de la mise en place. L'observation précédente, concernant la continuité électrique entre

10 FILTRES D'OCTAVES

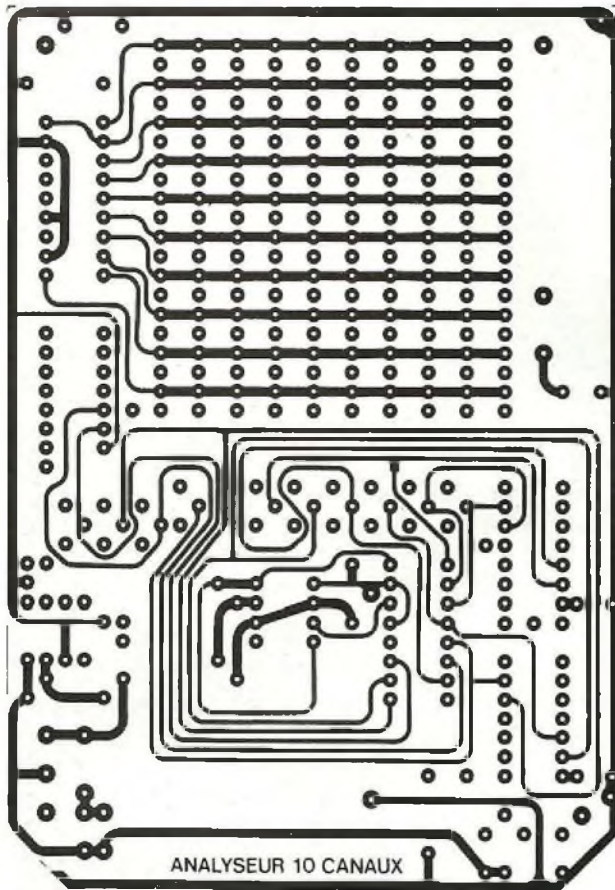


Fig. 24

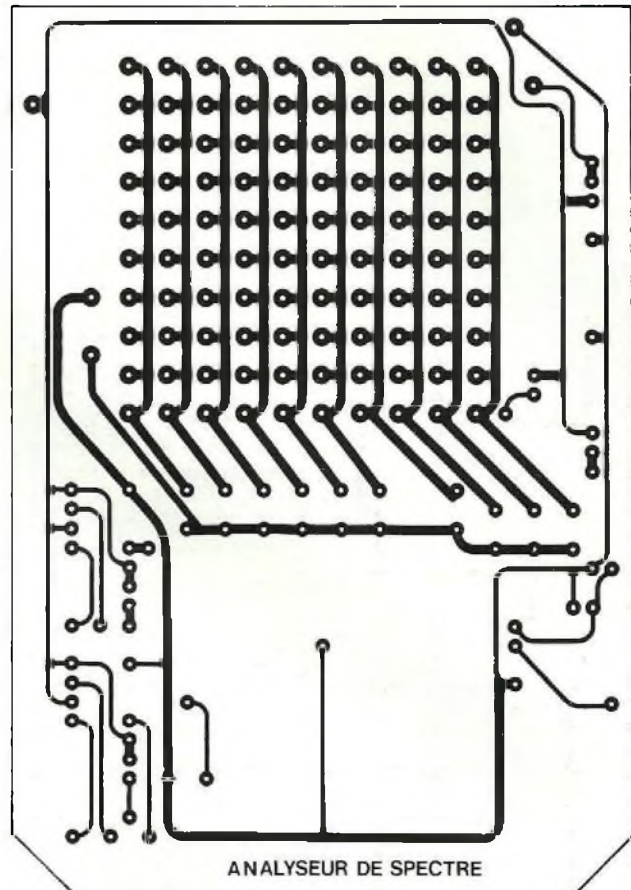


Fig. 25

les deux faces, reste évidemment valable.

En plus des quatre trous de fixation au coffret, la carte inférieure comporte deux autres percages qui servent à l'assembler à la face supérieure, avec interposition d'entretoises.

LA MISE EN COFFRET

Une miniaturisation à outrance engendre plus de difficultés de câblage qu'elle n'apporte de réels avantages. Aussi, avons nous choisi un coffret relativement épais (49 mm) . Il s'agit d'un TEKO de la Série Coffret Transparent, référencé Coffret-3TP. La face supérieure, en aluminium, y est doublée d'un couvercle en

plastique transparent, qu'on peut, ou non, utiliser. La première solution apporte une protection efficace de la façade, mais oblige à reporter toutes les commandes sur la paroi verticale avant, ce qui n'est guère commode, notamment pour lire les positions des divers atténuateurs. Aussi, avons nous préféré n'implanter sur cette paroi, que le micro et le jack d'entrée ligne.

La difficulté principale consiste à aligner régulièrement les 10 colonnes et les 10 lignes de diodes électroluminescentes. On pourra la résoudre en se guidant, pour un préperçage, à 0,8 mm (diamètre final 3 mm), sur la grille des trous de

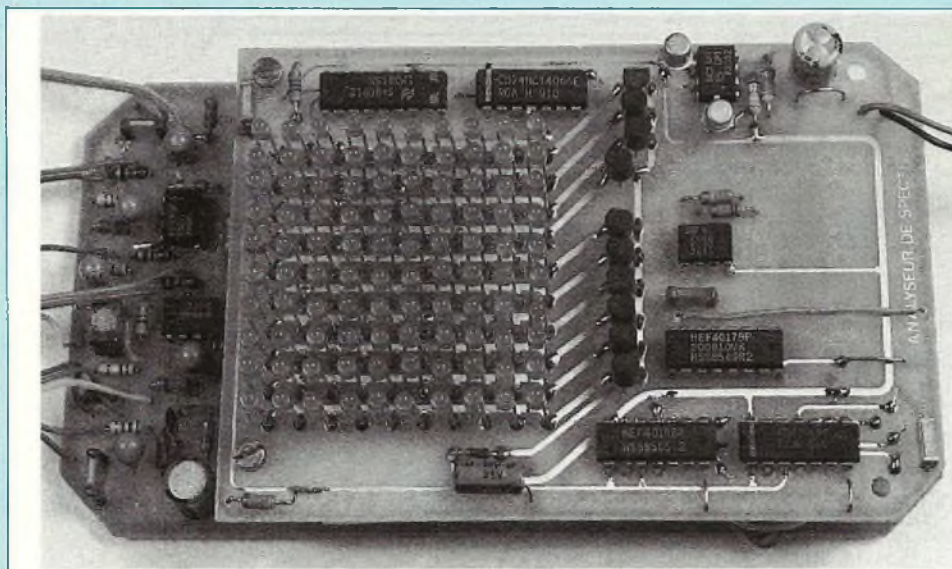
cathodes, ou d'anodes, du circuit imprimé de la Figure 24 ... avant câblage, naturellement.

Sur la paroi frontale, micro et jack d'entrée ligne seront placés suffisamment loin du fond pour laisser la place au circuit imprimé inférieur, qui s'introduit légèrement en biais dans le boîtier.

ESSAI ET ETALONNAGE

Aucun microphone électret ne peut prétendre aux performances d'un micro étalon spécialement conçu pour les mesures. Il coûte, aussi, cent fois moins cher ! On ne pourra donc, en position micro, qu'effectuer des mesures relatives, à moins de dispo-

ANALYSEUR DE SPECTRE



Vue du circuit imprimé côté composants, l'alignement en hauteur des 100 LED exige beaucoup de soin.

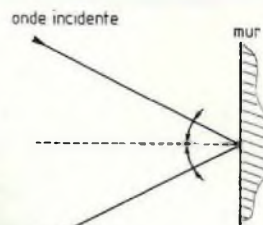


Fig. 27

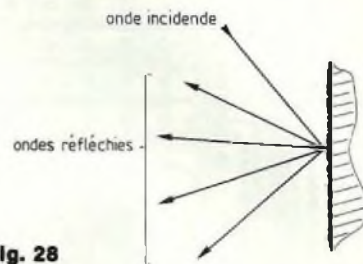


Fig. 28

ser d'un analyseur professionnel au moment de l'étalonnage. C'est d'ailleurs sans importance pratique, puisque la fonction de l'appareil est de modéliser et de corriger, la courbe de réponse d'ensembles de sonorisation et non de mesurer des niveaux absolus de puissance.

Sur l'entrée ligne, par contre, on peut conduire le réglage avec rigueur. Pour cela, on injectera une sinusoïde à 1 kHz, et à 0 dBm, soit 0,775 volt efficace (2,19 volts crête à crête en cas de mesure à l'oscilloscope). L'analyseur étant positionné sur +40 dB (K2 ouvert, K3 en position +20 dB, K5 fermé) et en pondération C (K4), on règle la résistance AJ pour allumer, juste à la limite, la diode la plus haute (+21 dB) sur le canal 1 kHz. Tous les autres canaux sont alors calibrés par construction.

UTILISATION PRATIQUE

L'écoute d'une oeuvre musicale met en jeu une chaîne aux multiples maillons, qui débute à la source (tuner, disque, cassette), pour s'achever par le local. Les techniques modernes

d'enregistrement (disques à lecture laser) et de traitement du signal, permettent d'approcher la perfection, jusqu'à la sortie des amplificateurs de puissance. Il n'en va plus de même à partir des haut-parleurs et de leurs enceintes, même pour les meilleurs matériels. Enfin, la géométrie et les caractéristiques du local introduisent des déformations difficiles à réduire.

L'analyseur de spectre, associé au générateur de bruit rose, se montre un outil puissant pour relever le comportement des enceintes d'abord (là, aucune amélioration n'est possible, sauf à changer de matériel), puis de l'ensemble enceintes/local. A ce stade, quelques interventions simples, comme le changement de place des enceintes et de quelques meubles, l'installation de rideaux et tentures, peuvent se montrer spectaculaires. La dernière étape réside dans l'emploi d'un correcteur de fréquences, comme celui que nous décrivons par ailleurs.

TESTS DES HAUT-PARLEURS

De préférence, on excite, par le

générateur de bruit rose, directement, l'entrée de l'Amplificateur de puissance, dont la réponse en fréquence peut être estimée parfaite (procéder séparément pour les voies gauche et droite). Le micro de l'analyseur est placé face à l'enceinte, en direction de son centre et à une distance de 1 mètre. On ajuste les niveaux (sortie du générateur de bruit rose, sensibilité de l'analyseur) pour exploiter au mieux la dynamique de ce dernier (étendue verticale de la matrice des leds). La lecture donne directement la courbe de réponse de l'enceinte... dans l'axe.

En effet, en déplaçant horizontalement ou verticalement l'analyseur à distance constante de l'enceinte, on constatera souvent que les lobes de rayonnement ne sont pas les mêmes pour le grave, le médium, ou l'aigu.

ANALYSE DU LOCAL

L'onde sonore, qui se traduit par des variations de pression dans l'air, s'y propage en ligne droite, tout comme la lumière, mais à une vitesse voisine de 330 m/s. En présence d'obstacle, son comportement, lui aussi, peut se

10 FILTRES D'OCTAVES

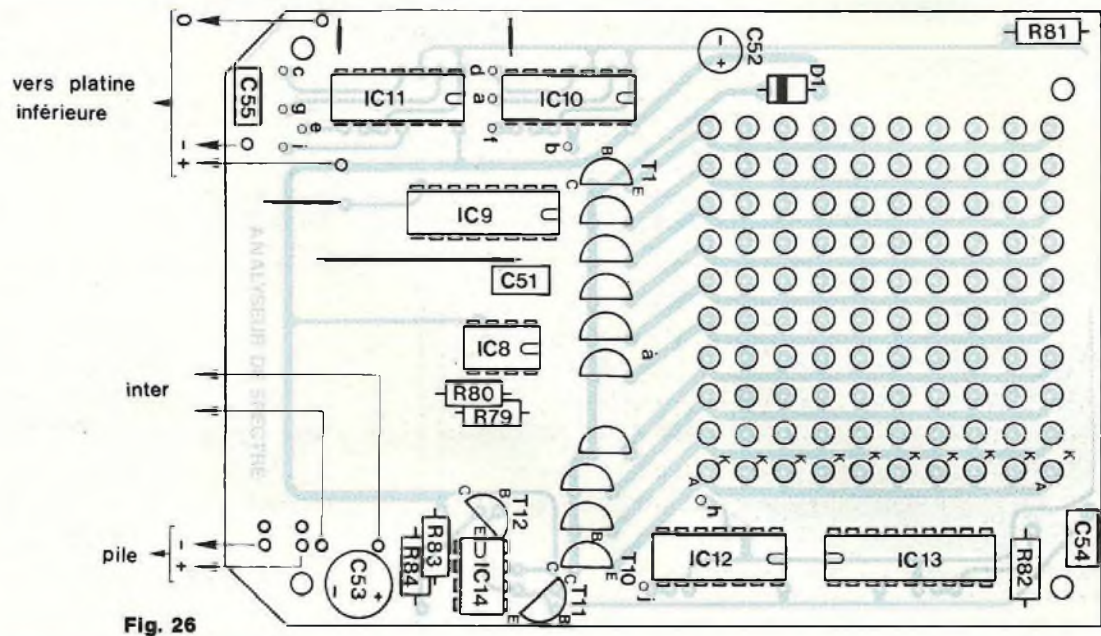


Fig. 26

comparer à celui de la lumière.

Une onde sonore qui frappe une surface plane, lisse et dure, comme un mur peint ou tapissé, s'y réfléchit en obéissant à la première loi de Descartes : les angles d'incidence et de réflexion α , comptés à partir de la normale à la surface (Figure 27) sont égaux.

Une surface dure, mais rugueuse, diffuse l'onde incidente, qui repart dans de multiples directions (Figure 28). Ce phénomène de diffusion varie considérablement en fonction du rapport entre la longueur d'onde λ et la hauteur des aspérités. On comprend alors qu'il influence très différemment les diverses fréquences du spectre audible. En effet, à 20 Hz, on a :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{330}{20} = 16,5 \text{ m}$$

alors qu'on ne trouve plus que 16,5 mm à 20 kHz. Les dos des livres d'une bibliothèque forment une surface presque lisse à 20 Hz, mais fortement rugueuse à 20 kHz ! Voilà,

on s'en doute, une importante source de "coloration".

Une paroi souple enfin (rideau, tenture...) absorbe une fraction plus ou moins grande de l'onde incidente. Là encore, les différentes fréquences ne subissent pas les mêmes altérations.

LES REMEDES

D'après ce que nous venons de dire, il devient évident qu'on peut facilement modeler la courbe de réponse auditive par quelques interventions sur l'emplacement des enceintes, leur hauteur (minimisation de l'effet de sol grâce à une surélévation de quelques décimètres), la position de certains meubles, l'installation de tentures.

Placé au point normal d'écoute, l'analyseur de spectre permettra, seul, une optimisation relativement rapide et objective. En le promenant dans la pièce, on s'apercevra que bien des zones sont drastiquement défavorisées, avec, notamment, d'importantes pertes dans les fréquences élevées.

A ce stade –mais à ce stade seulement– entre en jeu le correcteur de fréquences à 2 x 10 canaux, chargé des ultimes, mais spectaculaires, rectifications. On effectue le réglage au générateur de bruit rose, canal par canal, jusqu'à allumer, si possible, toutes les diodes électroluminescentes d'une même horizontale.

APPLICATIONS DE L'ENTREE LIGNE

Réagissant aux seuls signaux électriques, sans tenir compte évidemment des phénomènes acoustiques, l'entrée ligne se prête directement à l'étude des préamplificateurs/correcteurs, ou des diverses variétés de filtres : passe-haut pour l'atténuation des crachements sur des disques anciens, passe-bas pour les ronflements et les bruits de platine, passe-bande pour l'intelligibilité de la parole, etc.

En enregistrant le bruit rose sur une cassette, puis en contrôlant sa restitution, on pourra tester la réponse de la bande, ou du magnétophone.

R. R



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
* Amplificateur à tubes EL84 classe A - circuit amplificateur - circuit alimentation 6,3 V		83,00 F 9,00 F	104,00 F 11,00 F	
* Amplificateur 2x100 Weff / 8 Ω - circuit amplificateur inférieur - circuit amplificateur supérieur - circuit alimentation - circuits du wattmètre avec face avant (3 C.I.)		43,00 F 43,00 F 43,00 F 44,00 F	50,00 F 50,00 F 45,00 F 54,00 F	
* Amplificateur à TDA1510/TDA1515 - circuit stéréophonique		28,00 F	36,00 F	
* Analyseur de spectre Audio - circuit inférieur (commande) - circuit supérieur (affichage)		108,00 F 81,00 F	149,00 F 116,00 F	
NUMERO D'ABONNE :	Remise consentie 25 % :		Total TTC = 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 :