

# Audio

# Hi-Fi & musique

**ELEKTOR**  
L'ÉLECTRONIQUE  
CRÉATIVE

**HORS-SÉRIE BF-1**

UNE SÉLECTION DES MEILLEURS CIRCUITS  
AUDIO D'ELEKTOR AVEC DES INÉDITS

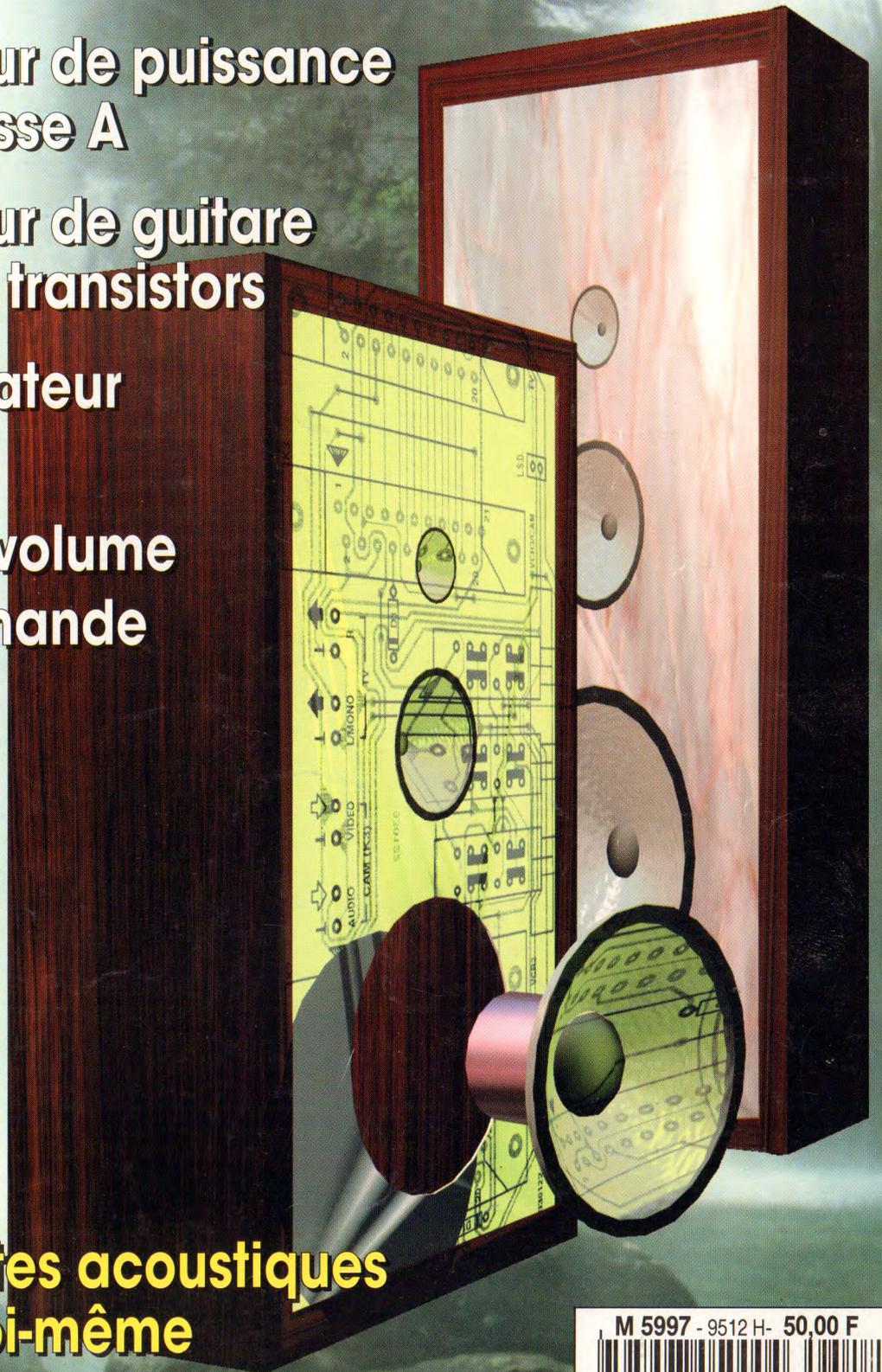
amplificateur de puissance  
50 W en classe A

amplificateur de guitare  
à tubes et à transistors

préamplificateur  
de classe A

réglage de volume  
et télécommande  
infra-rouge

trois enceintes acoustiques  
à réaliser soi-même



HORS-SÉRIE

50 FF 360 FB

**ELEKTOR**

M 5997 - 9512 H- 50,00 F



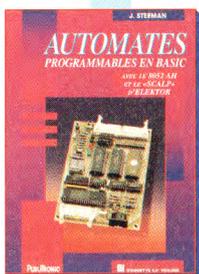


### Environnement et pollution • Comment mesurer ? Comment réagir ?

*Est-ce un livre d'applications de l'électronique, un livre de chimie, de biologie ou d'écologie ? Il est à la fois tout cela et davantage. Lisez-le ! Si la vie ne vous intéresse pas, si le paysage lunaire est votre idéal et si vous en voulez à mort aux animaux de tout poil, à la nature et à sa diversité, lisez-le aussi, ne serait-ce que pour apprendre dans quel sens va le progrès.*

*Ce livre parle d'écologie. Il propose des moyens pour chacun de se faire une opinion, il explique, en gros, de quoi il retourne, de quels outils de mesure individuels on dispose et comment ils fonctionnent.*

159 FF • 230 pages illustrées • format 14 x 21 cm



### Automates programmables en BASIC • avec le 8052 AH et le SCALP d'ELEKTOR

*Il existe un microcontrôleur que vous pouvez programmer en même temps en BASIC et en assembleur. Voici le livre qui va avec ! Son contenu riche et varié vous aidera à donner enfin toute la mesure de votre astuce en matière d'automates programmables. Y sont décrits le processeur 8052AH et son BASIC résident mais aussi la fameuse passerelle BASIC-ASSEMBLEUR. A l'occasion de la publication de ce livre, Publitronic vous propose la carte SCALP en kit (voir l'encart à la fin de cette revue) avec un puissant assembleur sur disquette.*

249 FF • 250 pages illustrées • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée, avec les schémas et les dessins de circuits imprimés, et les listings du livre et la documentation de l'assembleur sur disquette 3,5"

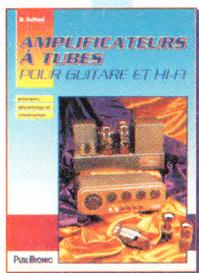


### J'exploite les interfaces de mon PC • Mesurer, commander, réguler avec les ports standard de mon PC

*L'informatique ? Pas de panique ! Pour tout savoir sur les ports standard de votre PC, sur leurs caractéristiques matérielles et sur la manière de les commander à l'aide de petits programmes simples et rapides.*

*Même si vous débutez, ce livre vous donnera la matière à faire des expériences captivantes et instructives sous la forme de circuits de saisie, de comptage, de régulation, de mesure, de conversion, mais aussi un circuit de programmation d'EPROM, un oscilloscope à mémoire, et même des applications du bus I<sup>2</sup>C.*

155 F • 155 pages • format 14 x 21 cm



### Amplificateurs à tubes pour guitare et Hi-Fi • Principes, dépannage et construction

*Référence moderne (et en français!) pour tous les amateurs de tubes. L'auteur présente les composants et les techniques des amplificateurs à tubes pour instruments de musique : diode, triode, pentode, étages d'entrée, correction de tonalité, déphasage, fonctionnement en classe A, push-pull, caractéristiques de tubes courants etc. Il donne ensuite des conseils pour la réparation des amplificateurs à tubes, un recensement des pannes et leur suppression, étage par étage. Pour finir, le lecteur trouvera la description de trois appareils à construire soi-même: un amplificateur pour guitare de 6 W, un amplificateur pour guitare de puissance moyenne et un amplificateur hi-fi de puissance à tubes.*

229 FF • 185 pages • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée

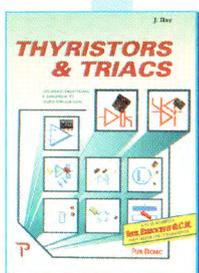


### Concevoir et réaliser un éclairage halogène • La technique, les composants et leur mise en œuvre

*Les lampes à halogène éclairent bien. Les lampes à halogène sont chères. Les accessoires pour réaliser soi-même un éclairage halogène sont disponibles de plus en plus facilement. Il vous reste à trouver les connaissances de base et les instructions pratiques indispensables pour passer à l'action. C'est chose faite. Dans ce nouveau livre Publitronic vous trouverez des idées lumineuses pour réaliser vous-même de passionnants assemblages électro-mécaniques d'éclairage halogène.*

*En toute sécurité !*

99 FF • 150 pages • avec schéma de télécommande infra-rouge et gradateur • format 14 x 21 cm



### Thyristors & Triacs

Principes et utilisation des semi-conducteurs à avalanche

*Plus de 280 pages d'explications, plus de 400 schémas inédits, et de nombreux exercices pour tester vos connaissances*

199 F • 283 pages • format 17 x 23,5 cm



### L'art de l'amplificateur opérationnel

Le composant et ses principales utilisations

*Plus de 170 pages, 200 schémas, graphiques et exercices (avec leurs corrigés !)*

155 F • 171 pages • format 17 x 23,5 cm



### Alarme ? Pas de panique ! • Guide de l'installation réussie

*«Dis-moi comment a été installée ton alarme et je te dirai ce qu'elle vaut». Ce guide pratique de l'installation d'un système d'alarme à partir de composants de qualité, disponibles couramment, présente en détail tous les capteurs, détecteurs, et avertisseurs possibles ainsi que les divers accessoires, les différents types de centrales et les alimentations, insiste sur le choix du bon mode de câblage, et donne de nombreux conseils d'installation.*

95 FF • 88 pages • format 19 x 19 cm

# SOMMAIRE

## 4 Avant-propos

## 94 Circuits imprimés en libre service

Tous les dessins de circuits imprimés de ce numéro.

## accessoires audio

### 68 Témoin d'écrêtage

Conçu initialement comme accessoire de l'amplificateur de puissance LFA 50 Optim-A, cet instrument est devenu autonome.

### 72 VU-mètre spectral

« Papa, viens vite ! Mets tes lunettes et écoute comme ça sent bon. » De la musique pour les yeux.

### 79 Réglage de volume à télécommande I.R.

Le confort de la télécommande, même pour les appareils fabriqués soi-même.

### 86 Rallonge de télécommande à I.R.

Les lunettes qu'il faut à votre télécommande à infrarouges pour voir à travers les murs.

### 93 Sélecteur de transistors complémentaires

L'indispensable outil d'équilibrage.

## bon à savoir

### 36 Les paramètres caractéristiques des haut-parleurs

Tout ce que vous auriez aimé pouvoir recracher le jour de votre examen d'acoustique.

### 90 Le haut-parleur électrostatique

Histoire et géographie d'un composant mythique.

Liste des annonceurs : EUPHONIE pp 67, 71 et 78  
SELECTRONIC p. 4  
PUBLITRONIC pp 2, 4, 103, 104

## hi-fi

### 24 MINI-PREAMP

Un préamplificateur cousu main, qui peut grandir avec vos besoins et vos moyens. Pour ceux qui ne transigent pas avec la distorsion !

### 30 Amplificateur hi-fi pour casque

La perfection jusqu'à la dernière goutte.

### 49 Préamplificateur de classe A en technologie discrète

### 52 Amplificateur de puissance LFA 50 - Optim-A

Puisque la perfection seule peut vous satisfaire, nous avons marié pour vous la vitesse de l'éclair et la classe A dans un amplificateur à rétroaction volontairement réduite. Vive la mariée !

## musique

### 6 Amplificateur de guitare à tubes à étage d'entrée transistorisé

« The best of both worlds ». La chaleur des tubes, la rigueur des transistors, un son qui brûle et un article qui explique en quinze pages comment allumer le feu.

### 20 Générateur d'harmoniques

Des timbres instrumentaux plus clairs et plus brillants. Pour lustrer les chromes de votre guitare !

## enceintes à construire

### 38 EVENT de SCAN SPEAK

Deux voies pour une ligne de transmission, de construction relativement simple. Une colonne dressée fièrement entre un passé décrié et une postérité qui fera ses preuves.

### 41 FACT 2170 de MONACOR

Enceinte à deux voies, honnête, simple à construire, pour un prix (très) raisonnable avec des composants faciles à trouver.

### 44 VIVACE 94 de VIFA

Trois voies, nouveaux haut-parleurs, nouveaux aimants, grande puissance (180 W), fibres de carbone pour le grave et membrane de soie pour l'aigu. Une réponse ultra-linéaire.

**VOUS ETES  
PASSIONNÉS  
D'AUDIO ?**

**NOUS AUSSI !**



Dans notre catalogue vous trouverez tout ce que vous recherchez pour des réalisations personnelles de très haut niveau ... au plus juste prix !

600 pages

- ✓ Près de 150 modèles de HP dans diverses technologies, jusqu'au SURROUND
- ✓ Des électroniques et des kits superbes
- ✓ Les composants indispensables : Condensateurs de précision, inductances, etc.
- ✓ Les appareils de mesure utiles : Impédancemètre, inductancemètres, capacimètres, sonomètre ...
- ✓ Un logiciel de conception d'enceintes : CAAD
- ✓ Tous les connecteurs et câbles spéciaux
- ✓ Tous les accessoires...
- ✓ ... et beaucoup de conseils judicieux !

**Catalogue général 1996**

Envoi contre **28,00 F** en timbres-poste

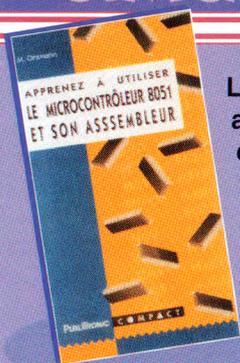
**Selectronic**

BP 513 59022 LILLE CEDEX  
☎ 20.52.98.52 Fax 20.52.12.04

OUI, je désire recevoir le Catalogue général 1996 Selectronic à l'adresse suivante (ci-joint 28,00 F en timbres-poste) **EKS**

Nom ..... Prénom ..... Tél : .....  
N° : ..... Rue : .....  
Code postal : ..... Ville : .....

# SIMCAD en kit !



Lecteurs d'**ELEKTOR** nous avons rassemblé pour vous, en un kit complet, tous les composants requis pour réaliser la carte **SIMCAD** décrite dans le livre

**APPRENEZ À UTILISER LE MICROCONTRÔLEUR 8051 ET SON ASSEMBLEUR**



Tout y est : la platine, l'EPROM programmée, le processeur, le logiciel sur disquette, le fil de câblage pour les cavaliers sur la platine, la vis de fixation du régulateur sur son radiateur. Tout, tout, tout **au prix exceptionnel de 859 F**

Pour l'obtenir, il suffit de retourner le bon de commande encarté à la fin de la revue, à **PUBLITRONIC • BP 59 59850 NIEPPE** accompagné du montant de votre commande

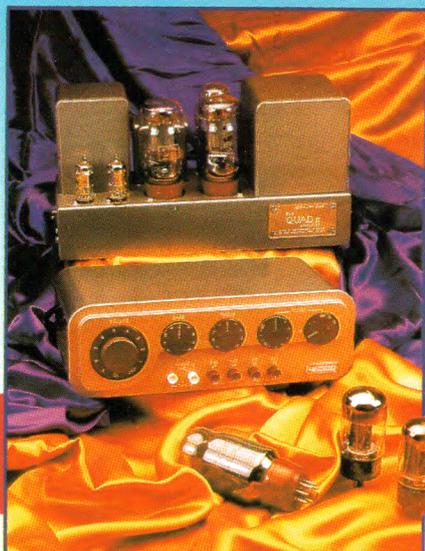
Elektor n° spécial audio / décembre 95 / Quadri

**PUBLITRONIC**

G. Dufheil

## AMPLIFICATEURS À TUBES POUR GUITARE ET HI-FI

principes,  
dépannage et  
construction



**PUBLITRONIC**

**Heureux  
les  
fêlés  
car  
ils  
laissent  
passer  
la  
lumière  
et le son**

229 FF

185 pages • format 17 x 23,5 cm • sous couverture cartonnée • utilisez le bon de commande encarté



# allegro vivace

**J**usqu'où peut on aller dans la haute-(in)fidélité ? Question difficile. Imaginons en guise de réponse, une petite expérience de « leçons de choses » comme on disait autrefois.

Versons une cuiller du meilleur vin dans une cuve pleine d'eaux d'égoût. Nous n'obtiendrons rien de mieux que des eaux d'égoût ; il est facile d'en convenir, n'est-ce pas ? Combien, en revanche, peut-on verser de cuillers d'eau d'égoût dans une cuve pleine du meilleur vin avant que ça se remarque ?

L'objectivité, les test comparatifs et tutti quanti, c'est bien, mais une bonne dose de préjugés facilite rudement les choses : celui qui porte une montre sait l'heure, celui qui en porte deux est toujours dans le doute...

Si vous avez le goût de la métaphore, vous aurez compris que s'il est question ici de vin, d'égoût et de montre(s) plus ou moins à l'heure, c'est bien en fait à la musique et à la haute-fidélité que l'on pense. Un des sujets de prédilection des lecteurs d'Elektor. Un des sujets de prédilection d'Elektor. Un an après avoir innové une première fois avec son premier numéro thématique hors-série (consacré aux Hautes-Fréquences en décembre 1994) voici donc le premier des numéros consacrés aux basses fréquences, c'est-à-dire l'audio, la hi-fi et la musique.

Du miel pour les oreilles.

Elektor n'a pas cessé de publier des montages qui ont fait référence. Bien sûr, pas tous les mois, pas dans tous les numéros, mais assez souvent pour que sa réputation dans ce domaine soit

solidement assise. Pour cela il est fait appel à des techniques souvent très avancées et sans compromis. Ce sont là des réalisations dont la valeur finale est en tous cas infiniment plus grande que le prix de revient, le plus souvent modéré. Cela n'est possible qu'au prix d'un travail acharné, alimenté par une expérience de plus de deux décennies, qui permet seul d'aboutir au juste compromis, grâce auquel les différences objectives entre rêve et réalité, entre le résultat réellement obtenu avec le fer à souder et un improbable et inaccessible « nec plus ultra », restent aussi difficiles à déceler que possible. Aussi ces projets vous donnent-ils, à vous lecteurs passionnés, dans 99 % des cas, la même satisfaction que des systèmes qui coûteraient bien nonante-neuf fois plus cher ! On n'est jamais aussi bien « serv'hi-fi » que par soi-même. Parmi ces systèmes de référence, on peut classer LFA-50 Optim-A, l'amplificateur de puissance en classe A dont s'enorgueillit le sommaire de ce numéro. Une autre référence de ce sommaire, avec un grand R mais sans grands airs, est le « mini-preamp » de la page vingt-quatre : ce préamplificateur par excellence n'est petit que par les dimensions de sa platine.

Le reste y est superlatif.

Ce numéro apporte aussi son lot d'innovations, avec notamment un amplificateur pour guitare qui réconcilie transistors et tubes, et d'autre part les bancs d'essai de trois enceintes à construire soi-même.

Du travail pour les castors !

P.S. Avis aux amateurs : la rédaction des numéros Hors-Série d'Elektor a publié récemment un hors-série thématique consacré aux Hautes-Fréquences (le deuxième). Avec un peu de chance, vous le trouverez encore en kiosque, sinon certainement chez l'éditeur (cf le bon de commande à la fin cette revue). Puisque nous voilà sortis du cadre strict d'Elektor, la revue mensuelle, signalons la parution de deux livres, en 1995, consacrés à des circuits audio : le premier, intitulé « Amplificateurs à tubes pour la guitare et la haute-fidélité » est entièrement inédit ; le second, partiellement inédit, est une compilation des meilleurs circuits audio d'Elektor complétée par des inédits sous le titre « Amplificateurs Hi-Fi haut de gamme ».

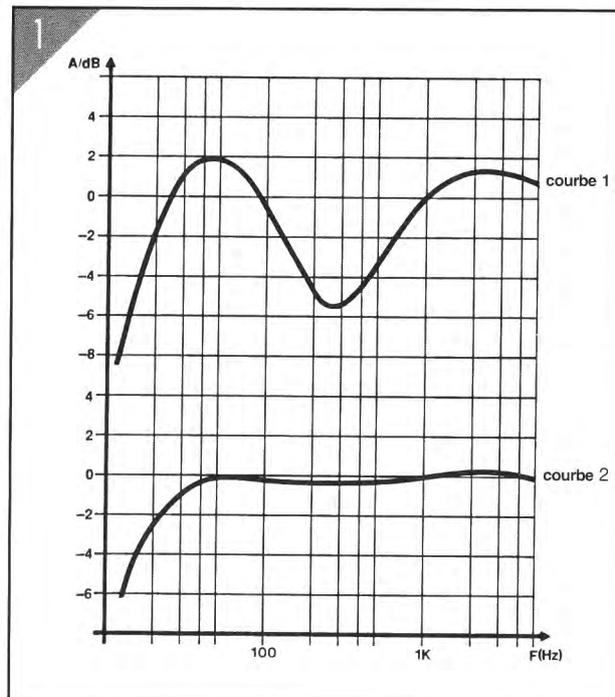
# AMPLIFICATEUR DE GUITARE À TUBES AVEC ÉTAGE D'ENTRÉE TRANSISTORISÉ

La notion d'amplificateur à basse fréquence est généralement liée à celles de large bande passante, de courbe de réponse linéaire, de faible taux de distorsion, de grande vitesse de montée ; en gros, basse fréquence signifie haute fidélité selon la norme DIN 45500. L'état actuel de la technique permet de satisfaire très facilement les exigences de la norme, si bien que la plupart des fabricants s'attachent à les dépasser. En-dehors de ce domaine d'application, le plus ancien et le plus connu, de la technique des basses fréquences, il en existe d'autres, dans lesquels le but n'est pas de reproduire aussi fidèlement que possible un phénomène sonore. Le plus important parmi eux est le domaine des amplificateurs d'instruments, en particulier des amplificateurs de guitare qui nous intéressent ici. Tout guitariste qui a branché sa « gratte » sur une installation HiFi domestique sait combien le son produit est grêle et incolore. La guitare électrique n'a pas de caisse de résonance pour former le son et lui donner son caractère, comme le fait une guitare acoustique. Cette tâche ne peut revenir qu'à l'amplificateur spécial pour guitare. La question d'une transmission ou d'une reproduction fidèle du son ne se pose pas ; il s'agit en fait de fabriquer le son qui sera traité en studio ou sur la scène. Ce qui compte en définitive, c'est le son qui sera produit par l'assemblage de la guitare et de l'amplificateur, puis diffusé par les haut-parleurs. Le haut-parleur est la source sonore qui fournit les signaux à amplifier ou à enregistrer avec des amplificateurs à « haute fidélité ».

La courbe de réponse des amplificateurs de guitare peut être torturée, leur taux de distorsion peut être très élevé. C'est pourquoi il ne suffit pas de connaître la technique des amplificateurs et de la reproduction du son pour construire un bon amplificateur de guitare. Les règles qui s'appliquent sont davantage celles d'un facteur d'instrument que celles d'un technicien froid, elles s'écartent assez largement de la technique HiFi usuelle.

## La courbe de réponse des amplificateurs de guitare

Les courbes de la **figure 1** mettent en évidence la différence entre la courbe de réponse d'un amplificateur de guitare et celle d'un ampli-



**Figure 1** – Il est assez évident ici que la courbe de réponse d'un amplificateur à tubes (courbe 1) est différente de celle d'un amplificateur à transistors (courbe 2). Les bons amplificateurs de guitare n'ont pas une réponse linéaire.

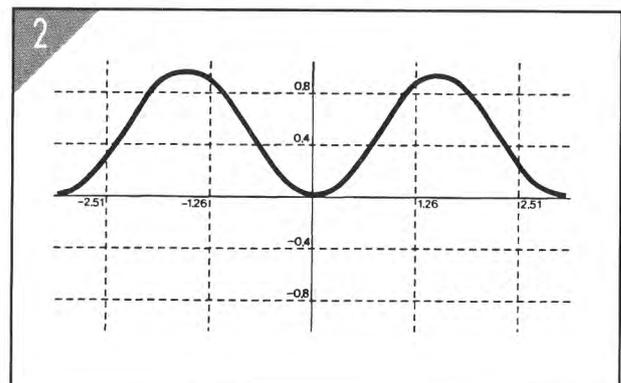
ificateur haute fidélité. la courbe de réponse représente le gain en fonction de la fréquence.

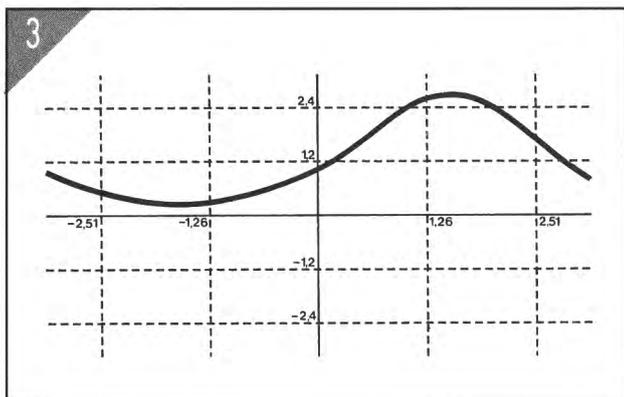
Comme les composants actifs de l'amplificateur de guitare, tubes ou semi-conducteurs, n'ont pas un comportement linéaire, au moins dans une partie de leur caractéristique, ils ont une influence décisive sur la sonorité.

De plus, la sonorité porte l'empreinte de l'environnement du composant, c'est-à-dire du montage dans lequel il est incorporé. Le schéma du montage détermine, avant tout, l'importance et la nature des distorsions du signal à basse fréquence ; le montage peut introduire ou ne pas supprimer des distorsions linéaires, les composants actifs (tubes et transistors) peuvent

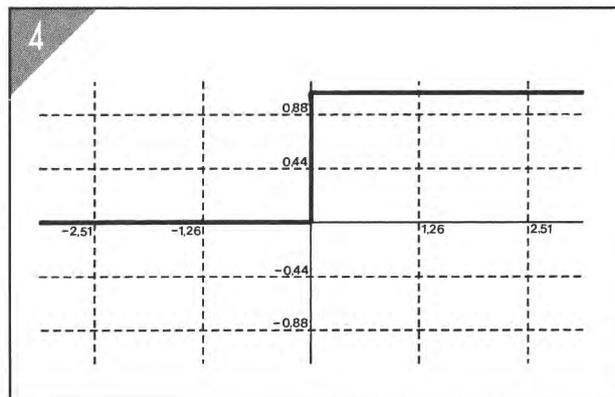
introduire des distorsions non linéaires, qui ajoutent des harmoniques au signal. La sonorité est affectée autant par la fréquence des harmoniques que par leur amplitude relative. Comme les courbes caractéristiques des tubes diffèrent de celles des transistors, les composantes harmoniques ajoutées sont différentes. C'est ce qui donne aux amplificateurs de guitare à tubes leur sonorité particulière, essentiellement différente de celle des amplificateurs équipés de transistors. La différence n'est significative que si, comme ici, le schéma est conçu pour donner une reproduction non linéaire. Le comportement de l'amplificateur de guitare sera plus compréhensible après une petite incursion dans le domaine théorique.

**Figure 2** – La représentation par une fonction quadratique d'une simple oscillation sinusoïdale donne la courbe ci-dessus, qui montre des harmoniques de fréquence double de celle du signal original.





**Figure 3** – La représentation par une fonction d'Euler d'une simple oscillation sinusoïdale donne la courbe ci-dessus, qui montre plusieurs oscillations harmoniques, dont la fréquence est un multiple entier de celle du signal original.



**Figure 4** – Un signal rectangulaire à flancs raides peut être considéré comme une série d'oscillations sinusoïdales. Cette série est composée d'une oscillation à la fréquence fondamentale du rectangle et d'un grand nombre d'harmoniques impairs dont l'amplitude décroît quand le rang augmente.

Nous considérons, en simplifiant fortement, que la courbe caractéristique d'un tube correspond à une fonction quadratique, et que celle d'une diode (représentative des semi-conducteurs) correspond à une fonction d'Euler. Si on représente un signal sinusoïdal pur par une fonction quadratique, il en résulte les harmoniques de la **figure 2**.

Si le même signal est représenté par une fonction d'Euler, les composantes harmoniques sont celles de la **figure 3**. Dans le premier cas, le résultat comporte, en plus d'une composante continue sans intérêt, un signal de fréquence double de celle du signal original. Dans le deuxième cas on trouve, en plus de la même composante continue et du signal original, deux oscillations harmoniques de plus faible amplitude et de fréquence double et triple de celle du signal original.

Un autre aspect de la différence de comportement constatée entre les tubes et les transistors est que, le plus souvent, les amplificateurs de guitare sont plus ou moins saturés volontairement. Plus la saturation augmente, plus le signal de sortie prend la forme d'un rectangle. Dans ce mode de fonctionnement, les amplificateurs à transistors produisent un signal de sortie à flancs raides. Dans l'amplificateur à tubes, au contraire, les flancs restent toujours plus ou moins arrondis. Si on considère les courbes de signaux à flancs raides et à flancs arrondis (**figures 4 et 5**), on constate que l'amplitude des harmoniques est la plus forte dans le signal à flancs raides.

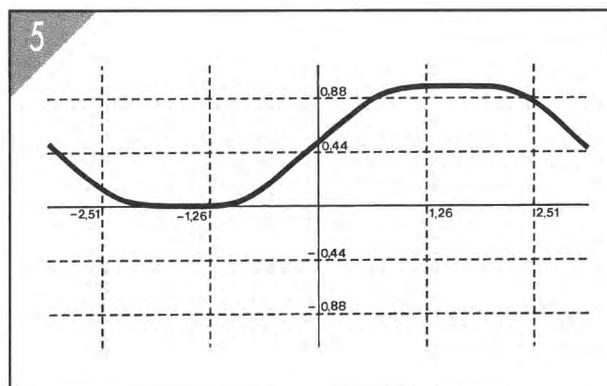
Ces considérations purement théoriques ne permettent pas de rendre compte du comportement pratique, mais elles montrent comment la sonorité est produite, suivant la conception de l'amplificateur et en particulier suivant la nature

des composants actifs. En plus des harmoniques, la dynamique est déterminante parmi les critères de l'élaboration de la sonorité. La plage utilisable est limitée vers le bas par le bruit de fond. La limite supérieure est difficile à fixer, car chaque guitariste décide du niveau de distorsion acceptable en cas de saturation. C'est pourquoi la puissance annoncée pour un amplificateur de guitare n'est qu'une estimation, que les constructeurs ont une tendance naturelle à fixer plutôt haut. La limite incontestée est atteinte quand l'étage de sortie est absolument saturé, c'est-à-dire quand une augmentation du signal d'entrée ne provoque plus aucune augmentation de la puissance de sortie. Pour les étages d'entrée, on peut dire en gros que la plage dynamique diminue nécessairement avec chaque étage intermédiaire. C'est vrai en particulier pour les amplificateurs à transistors. Le son « plat » de beaucoup d'amplificateurs de guitare est lié à cette caractéristique. Le rétrécissement de la plage dynamique est encore aggravé par les générateurs d'effets interposés entre la guitare et l'amplificateur. La règle empirique est que moins il y a d'étages amplificateurs, plus grande est la plage dynamique et la liberté de jeu du guitariste.

Les transistors se distinguent des tubes par leur dynamique aussi. Cela s'explique d'abord par les pentes différentes de leurs caractéristiques entrée-sortie, ensuite par la grande différence entre leurs tensions de fonctionnement. Ainsi la tension d'alimentation relativement basse des montages à semi-conducteurs fixe une limite absolue à l'augmentation de la tension de sortie, alors que la haute tension des tubes permet de traiter de très fortes amplitudes, même au prix d'une forte distorsion.

### ..... La technique des amplificateurs de guitare

La technique des amplificateurs de guitare est un des rares domaines dans lesquels les tubes se sont maintenus. En plus des amplificateurs équipés exclusivement de tubes, il existe des modèles entièrement à transistors et d'autres avec un équipement mixte. L'une des caractéristiques marquantes des amplificateurs « tout tube » est l'absence ou la quasi absence de contre-réaction. De ce fait, tous les phénomènes



**Figure 5** – Les composantes harmoniques sont moins importantes dans le signal arrondi.

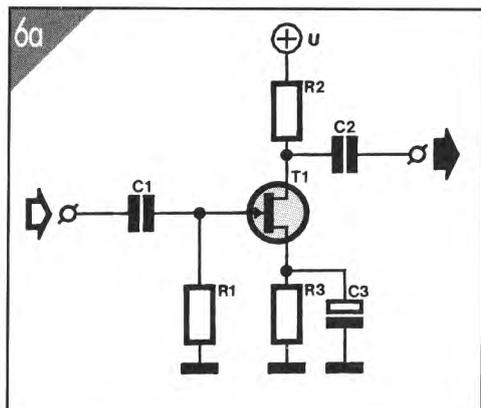


Figure 6a – Un étage d'entrée typique à transistor à effet de champ (FET), comme on en trouve dans beaucoup d'amplificateurs de guitare.

Figure 6b – Un étage d'entrée à transistor à effet de champ suivi d'un deuxième étage en montage bootstrap. La forte impédance d'entrée de l'amplificateur qui suit ne charge pas l'étage à FET, si bien que l'amplitude reste suffisante pour obtenir la saturation.

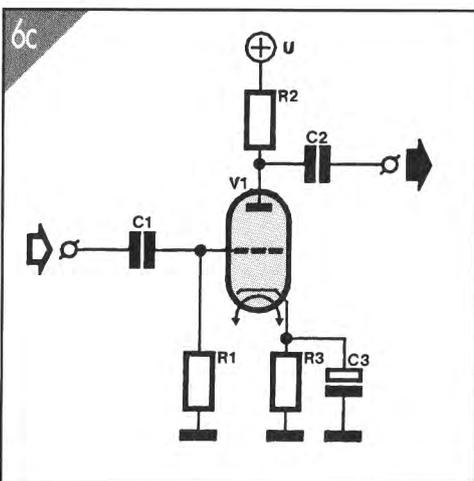
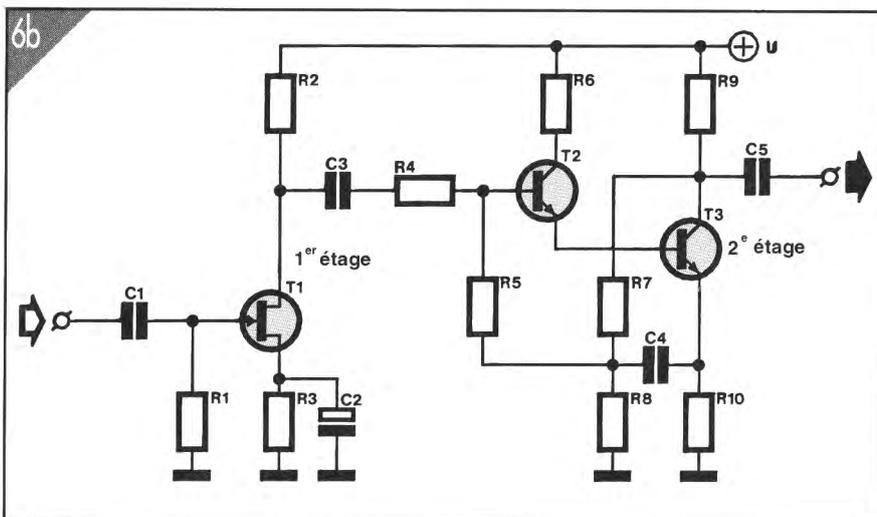


Figure 6c – Etage d'entrée classique à tube.

Figure 6d – Correcteur de tonalité passif pour amplificateur à tubes.

non linéaires peuvent se produire et l'amplificateur produit un son particulier. De plus, cette contre-réaction nulle ou très lâche fait que le gain de chaque étage est très élevé, avec plusieurs conséquences : peu d'étages sont nécessaires, la dynamique est très grande, le guitariste a une grande liberté de jeu.

Les amplificateurs « tout transistor » doivent présenter les mêmes caractéristiques, mais avec des principes techniques différents : la sonorité est élaborée dans les étages d'entrée, tous les

autres étages, y compris l'étage de sortie, ont un comportement linéaire. Il en résulte des simplifications pour les constructeurs. Pour modéliser la sonorité, ils peuvent concentrer leurs efforts sur les étages qui altèrent le signal, tout le reste peut avoir une courbe de réponse conforme à celle des matériels HiFi standard. Toutefois, les étages qui modifient le signal sont très complexes dans certains amplificateurs à transistors, ce qui conduit à une limitation de la dynamique.

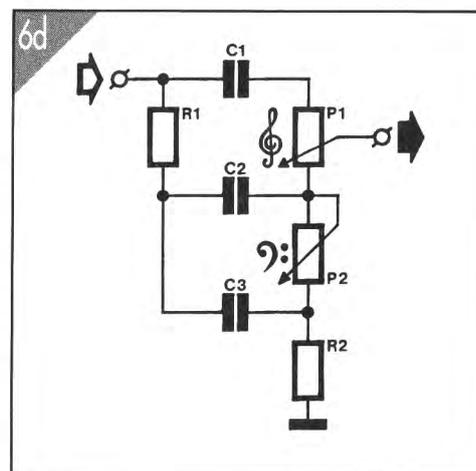
La figure 6a montre un étage d'entrée typique d'amplificateur de guitare. Il est simple et équipé d'un transistor à effet de champ (FET). Ce composant présente une courbe caractéristique très similaire à celle des tubes à vide : il amplifie la tension, tout comme les tubes, alors que les transistors bipolaires amplifient le courant. De ce fait, les distorsions qui se produisent ressemblent à celles des tubes. Un étage d'entrée à FET produit un son de tube.

L'élaboration d'un son de guitare distordu recourt souvent à un deuxième étage comme dans le schéma de la figure 6b. Le deuxième étage peut alors être saturé.

Dans les amplificateurs « tout tube », l'étage d'entrée est le plus souvent un montage standard comme celui de la figure 6c. Le réglage de tonalité est particulier : contrairement aux amplificateurs HiFi, la position médiane des réglages ne prétend pas correspondre à une courbe de réponse plate.

Les amplificateurs à tubes ne comportent généralement, comme circuit de réglage de tonalité, que le montage passif de la figure 6d. De nombreux amplificateurs ont un dispositif à trois canaux (grave, médium, aigu) qui ne change rien à la conception générale.

Les amplificateurs à transistors sont souvent équipés d'égaliseurs complexes pour le réglage de tonalité. Les possibilités de réglage sont très étendues, mais le grand nombre d'étages réduit fortement la dynamique. Les étages de sortie des amplificateurs à transistors ne se distinguent des appareils HiFi que par un dispositif de protection plus élaboré. Ces protections supplémentaires sont justifiées par les conditions difficiles de la scène et de la salle de répétition. Les étages de sortie à tubes des amplificateurs de guitare sont généralement spartiates. Comme la contre-réaction est absente ou très lâche, les étages sont peu nombreux : préamplificateur,



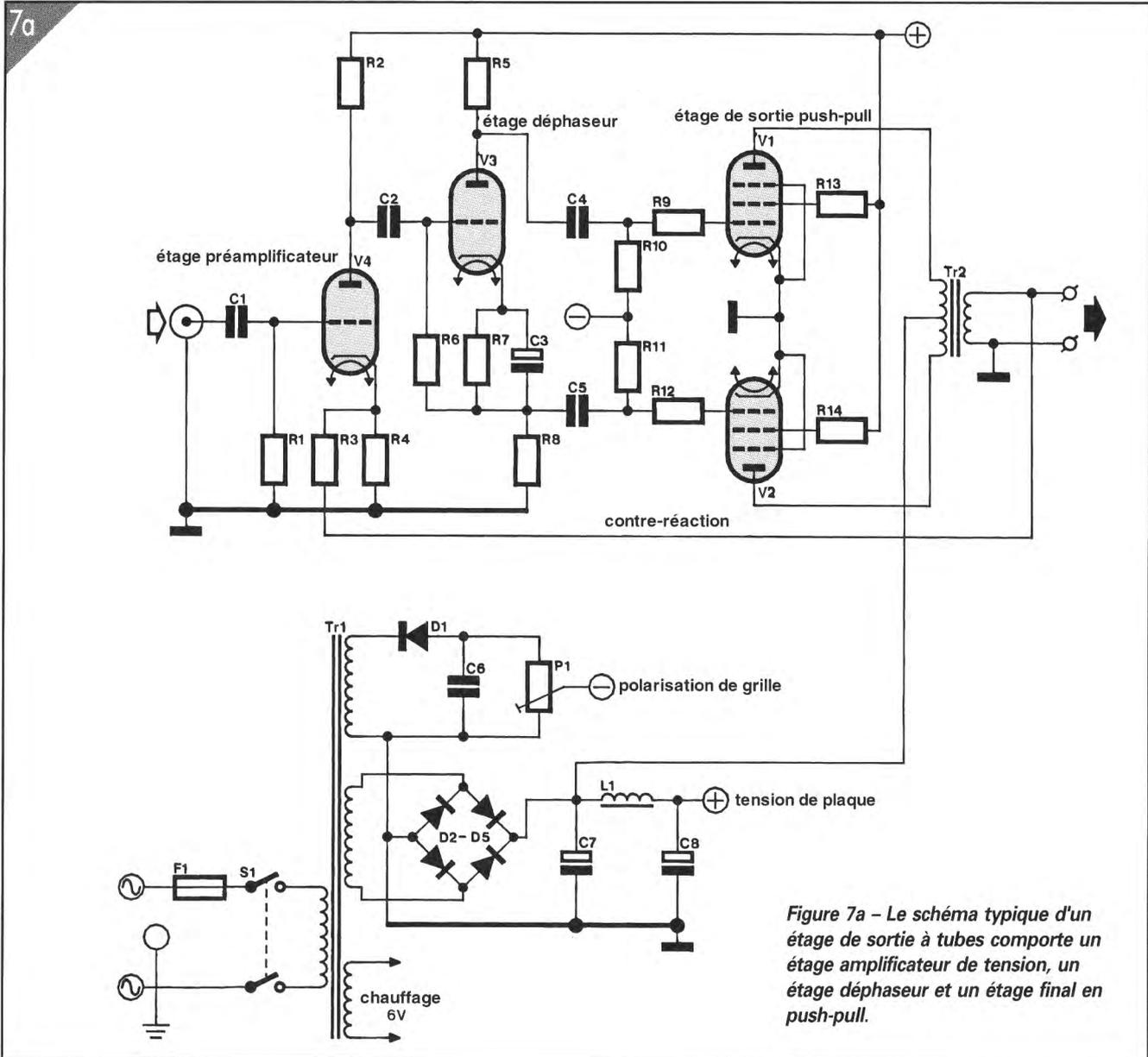


Figure 7a - Le schéma typique d'un étage de sortie à tubes comporte un étage amplificateur de tension, un étage déphaseur et un étage final en push-pull.

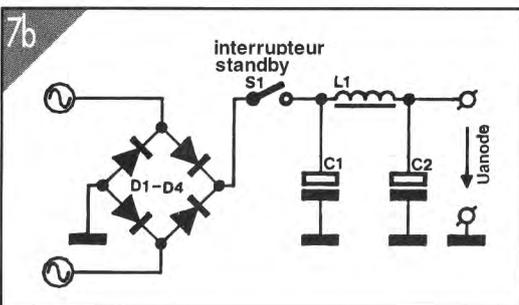


Figure 7b - L'interrupteur de stand-by coupe la tension d'anode pour économiser les tubes.

déphaseur et étage de sortie en *push-pull*. Le montage typique est celui de la **figure 7a**.

Les dispositifs de protection spéciaux ne sont pas indispensables, car les étages de sortie ont un comportement imperturbable vis à vis des surcharges et des courts-circuits. Les amplificateurs à tubes présentent une autre particularité : l'interrupteur de *stand-by* (**figure 7b**). Il

permet de couper l'alimentation à haute tension des anodes sans supprimer le courant de chauffage des tubes. Actionné pendant les pauses, cet interrupteur prolonge la durée de vie des tubes et épargne les nerfs en supprimant les ronflements et les crachements divers lors du raccordement d'autres appareils. L'amplificateur est à nouveau prêt, sans attente du chauffage, dès la fermeture de l'interrupteur de *stand-by*.

.....  
**La conception d'ensemble de l'amplificateur de guitare**

Après cette petite incursion dans le domaine théorique, nous passons à la description d'un amplificateur capable de satisfaire les professionnels. Les avis des guitaristes sont partagés sur la question de savoir si le meilleur son de guitare est obtenu avec un amplificateur à tubes ou avec un amplificateur à transistors.

Les tubes sont assurément supérieurs aux transistors par leur dynamique et lorsqu'il s'agit de rendre au mieux le son caractéristique de la guitare, par la coloration de la sonorité et la saturation de l'amplificateur. Si les amplificateurs à transistors peuvent offrir toutes ces caractéristiques, ils le font dans des coffrets plus petits, plus faciles à manipuler, sans entretien. La sonorité est une affaire de goût, et on ne discute

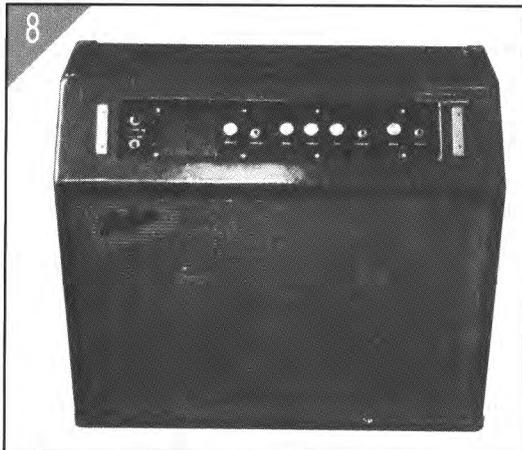


Figure 8 - L'aspect extérieur de l'amplificateur de guitare terminé, logé dans un vieux coffret Höfner modifié.

pas des goûts et des couleurs. La solution de compromis que nous proposons est mixte: semi-conducteurs dans les étages d'entrée et tubes dans l'étage de puissance. Quelques fabricants ont utilisé cette conception avec beaucoup de succès.

Les amplificateurs offrent une multitude de possibilités d'effets, grâce à la technique moderne des étages d'entrée, alors que les étages de sortie à tubes fournissent la dynamique et la sonorité caractéristiques, au moins dans le domaine de saturation. L'amplificateur que nous décrivons ici recourt à cet équipement mixte. Le prototype a fait ses preuves depuis des années,

**LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE**

• Résistances

(1/4 W sauf mention contraire) :

R1,R2 = 150 Ω (3 W)

R3,R4 = 1 kΩ

R5,R6 = 330 kΩ

R7 = 3,9 kΩ

R8 = 10 kΩ

R9,R11 = 47 kΩ

R10,R16 = 2,2 kΩ

R12,R13 = 1 MΩ

R14 = 33 kΩ

R15,R18 = 220 kΩ

R17 = 220 Ω

P1,P2 = 50 kΩ (ajustables)

(évent. 2 x 8 Ω/10 W, cf. texte)

• Condensateurs :

C1 = 3,3 nF

C2,C3,C7 = 47 nF

C4,C5,C10 = 10 μF/50 V

C6 = 220 nF

C8,C9 = 10 μF/350 V

• Tubes :

V1,V2 = EL 34 + support octal

V3 = ECF 83 + support noval

• Divers :

Tr1 = Transformateur de sortie pour deux EL 34 (cf. texte)

2 haut-parleurs pour guitare

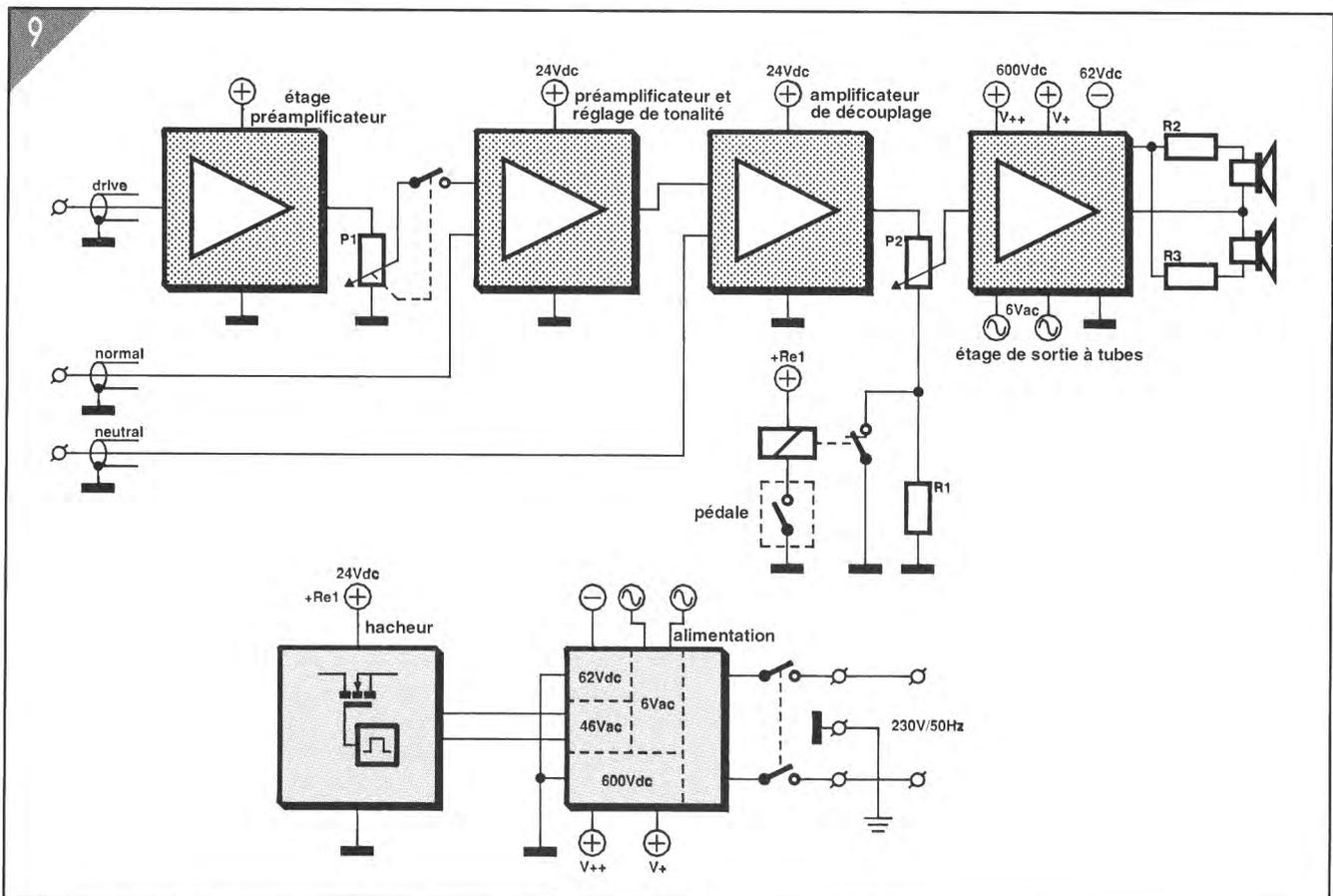


Figure 9 - Le schéma synoptique de l'amplificateur de guitare mixte, semi-conducteurs et tubes.

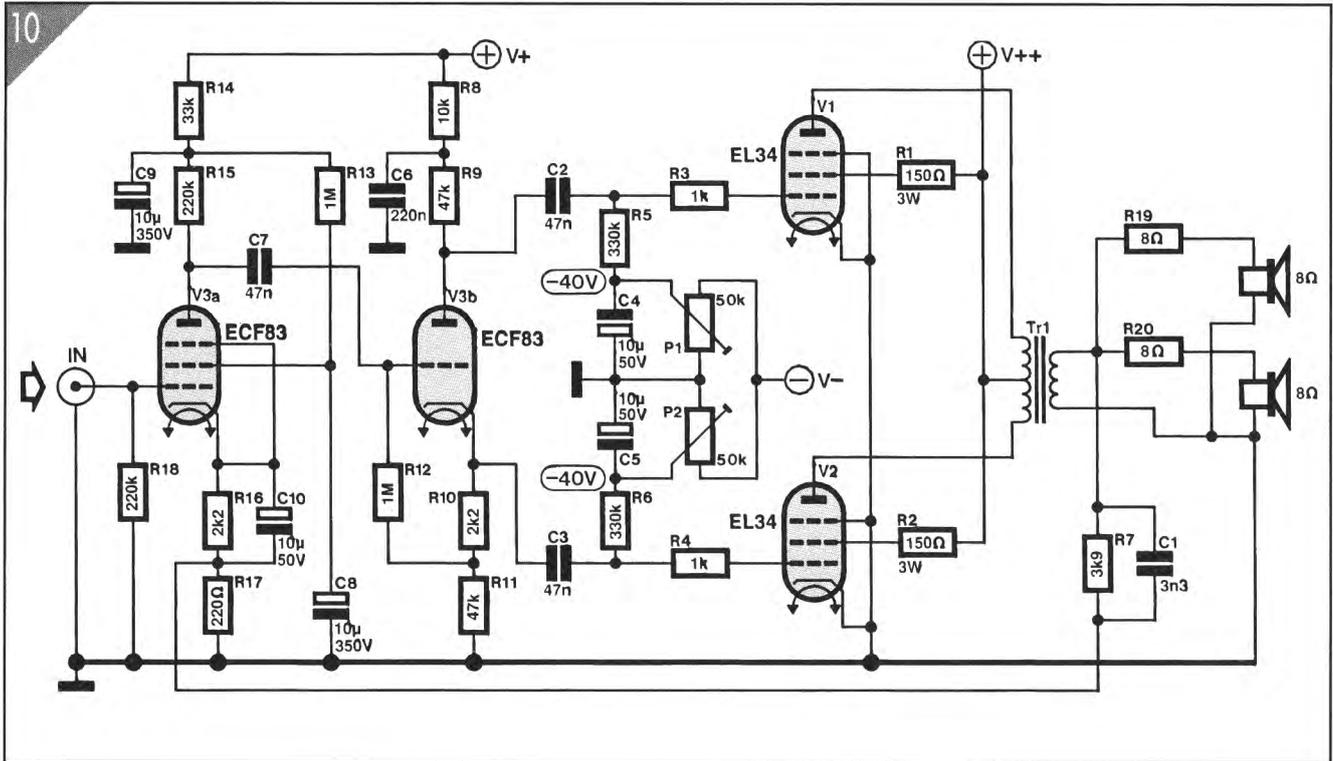


Figure 10 - Le schéma détaillé de l'étage de puissance à tubes.

sur scène et en studio, dans un orchestre de rock.

Le coffret a été réalisé à partir d'un vieil amplificateur Höfner. L'étage de sortie est inspiré, lui aussi, d'une production de Höfner, qui se trouvait parmi les premiers fabricants d'amplificateurs de guitare. Les étages d'entrée d'une part, l'étage de puissance d'autre part, constituent deux modules distincts et autonomes. L'appareil permet de produire, suivant les réglages, aussi bien une sonorité claire qu'une sonorité « distordue » riche en harmoniques.

De plus, l'amplificateur dispose d'une pédale « piano/forte » pour la mise en valeur des solos. La puissance maximale de l'étage de sortie, de 50 W RMS (efficaces), suffit aussi bien pour les répétitions que pour des représentations dans des salles petites ou moyennes sans autre installation de sonorisation. Le « transducteur sonore » du prototype, autrement dit le haut-parleur, est double ; il s'agit de deux hauts-parleurs de graves (de 40 Hz à 3 kHz) à suspension dure de marque ITT. Chacun a un diamètre de 30 cm et peut encaisser une puissance de 80 W RMS en baffle ouvert.

Ce « surdimensionnement » fait des hauts-parleurs un maillon à peu près neutre dans la chaîne de production du son. L'utilisation d'un type similaire ne peut pas apporter de modification importante de la sonorité. Le schéma synoptique de l'appareil est celui de la figure 9.

### Le schéma de l'étage de puissance

Contrairement à l'habitude dans ce domaine, la description ne commencera pas par les étages d'entrée, mais par l'étage de sortie. Le schéma de l'étage de puissance est représenté par la figure 10. La conception de l'étage de sortie est très simple, elle sera donc vite expliquée. Trois tubes seulement sont utilisés. La puissance de sortie de 50 W dans une charge de 8 Ω est produite par deux pentodes très courantes du type EL 34 (V1 et V2 du schéma), utilisées dans la configuration classique du *push-pull* en classe AB. La tension de polarisation négative de grille, indispensable dans ce montage, est fixée individuellement pour chaque tube par les potentiomètres P1 et P2.

Passons maintenant à ce qui précède cet étage de sortie. L'étage d'entrée et celui de déphasage font appel à un même tube (V3) de type ECF 83. La même enveloppe renferme une pentode et une triode. La triode est utilisée comme étage déphaseur, suivant le principe cathodyne, qui réalise le déphasage avec un seul tube. Les signaux déphasés de 180° se présentent sur les résistances d'anode et de cathode. La tension de polarisation de la grille est obtenue de la façon la plus classique, dite « polarisation automatique », grâce à la résistance de cathode R10 et à la résistance de grille R12. L'étage déphaseur est attaqué par l'étage d'entrée à pentode de l'ECF 83. Cet étage amplifie en tension les signaux à basse fré-

quence qui proviennent du module à transistors. La pentode de l'étage d'entrée lui confère une courbe de réponse linéaire. L'ensemble de l'étage de sortie à une réponse linéaire, à laquelle participe pour une grande part la contre-réaction importante du réseau R7/C1.

Si l'étage de sortie doit colorer plus fortement la sonorité, la contre-réaction peut être rendue plus « lâche » par une augmentation prudente de la valeur de R7. Il faut veiller cependant à ne pas laisser l'amplificateur entrer en oscillation. La meilleure solution consiste à intercaler un potentiomètre de 10 kΩ en série avec le réseau de contre-réaction R7/C1, puis à tourner doucement à partir du court-circuit. Comme les oscillations peuvent se produire aussi en-dehors de la plage des fréquences audibles, ce réglage doit se faire à l'aide d'un oscilloscope. Pour éviter un vacarme inutile, les haut-parleurs seront remplacés par une résistance, de valeur et de puissance appropriées. Dans ce cas, l'oscilloscope est indispensable.

L'une des tensions nécessaires au fonctionnement est très élevée : 470 V. Toutes les tensions sont fournies par le module d'alimentation. Les haut-parleurs du prototype sont raccordés à travers des résistances qui produisent un certain effet d'« éponge à watts » (*power soak* en anglais) : ce dispositif dissipe en chaleur une partie de la puissance électrique, en réduisant d'autant la puissance acoustique. Il est possible alors, sans atteindre des niveaux sonores insup-

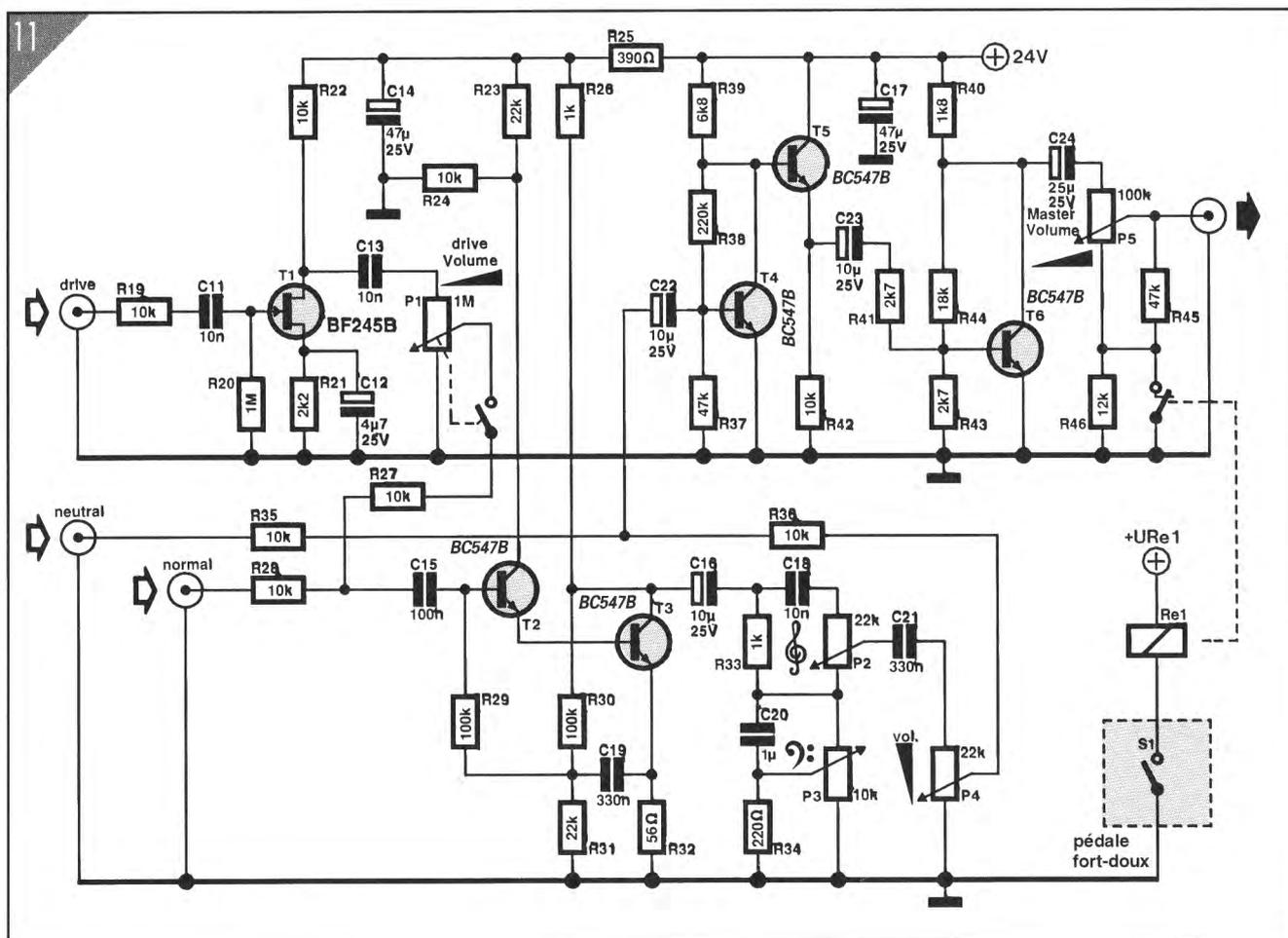


Figure 11 – Les étages d'entrée, car ils sont plusieurs, utilisent exclusivement des semi-conducteurs.

portables, de pousser la puissance de l'amplificateur jusque dans la zone de distorsion dans laquelle la sonorité est la plus intéressante. Il est possible aussi de se passer d'éponge à watts et de monter deux haut-parleurs de 4 Ω en série.

### Le schéma des étages d'entrée

Le schéma des étages d'entrée est celui de la figure 11. Il comporte trois entrées distinctes avec des caractéristiques particulières, ce qui permet d'utiliser l'amplificateur de différentes façons. En cas de besoin il peut aussi servir d'amplificateur de clavier. L'entrée « normal » attaque à travers la résistance de découplage R28 un préamplificateur à deux étages et très forte impédance d'entrée. Cette forte impédance d'entrée est obtenue par un montage *bootstrap* composé de C19, R29, R30 et R31. Le condensateur C16 applique le signal à basse fréquence à un filtre combiné passe-haut et passe-bas. Le filtre de réglage de tonalité est différent de celui des amplificateurs HiFi, dans lesquels un réglage en position médiane donne une courbe de réponse en fréquence aussi plate que possible.

Le filtre utilisé ici est calculé spécialement pour les amplificateurs d'instruments et pour permettre au guitariste de régler la tonalité à son goût. Les valeurs de résistances et de condensateurs données dans le schéma peuvent être modifiées une fois l'appareil terminé, pour adapter la sonorité et les possibilités de réglage au goût de chacun. Le potentiomètre P4 (Volume) permet de régler le volume sonore. L'entrée « normal » est utilisée pour produire une sonorité claire, non distordue, pour le jazz ou la musique *funk*.

L'entrée *drive* attaque un préamplificateur distinct équipé d'un transistor à effet de champ. Ce préamplificateur permet de saturer les étages suivants, pour produire la sonorité « distordue » prisée en musique rock. Le degré de saturation peut être réglé à la fois par le potentiomètre P1 (*drive volume*) et par le potentiomètre qui se trouve sur la guitare, et naturellement par la technique de jeu du guitariste. Du fait du gain relativement élevé et de la très haute impédance de ce préamplificateur, des bruits parasites risquent de se faire entendre quand l'entrée est ouverte. C'est pourquoi le potentiomètre P1 comporte un interrupteur couplé qui ouvre le chemin du signal quand l'entrée est inutilisée.

L'utilisation d'un transistor à effet de champ donne à cet étage préamplificateur un comportement similaire à celui des tubes, et à l'amplificateur attaqué par cette entrée une sonorité « tubale ».

L'entrée *neutral* passe par-dessus les étages préamplificateurs pour attaquer directement l'amplificateur de découplage à trois étages ; sa sensibilité est très faible. Contrairement aux deux autres, cette entrée n'altère pas le signal, elle le transmet presque identique à l'amplificateur de puissance à tubes. L'entrée *neutral* convient par nature pour les claviers. Les résistances de découplage R27, R28 et R35 permettent l'utilisation simultanée des trois entrées, par exemple pour des répétitions. Il est possible d'attaquer l'entrée *neutral* avec une source de musique en boîte comme un magnétophone ou un lecteur de disques, et de jouer de la guitare par-dessus. L'amplificateur de découplage à trois étages (T4, T5 et T6) adapte la tension et l'impédance de sortie pour l'attaque de l'amplificateur de puissance.

La sortie de l'amplificateur de découplage se fait sur un potentiomètre, dit *master volume*, qui sert à régler le volume général. Il est possible ainsi de régler les étages d'entrée de façon à pro-

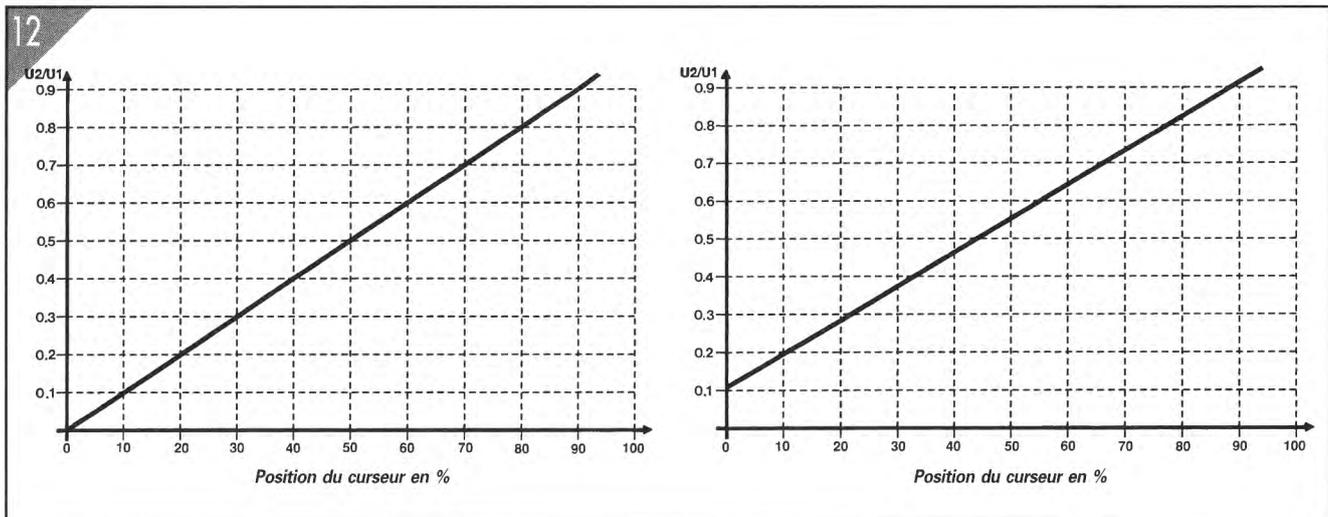


Figure 12 - La résistance introduite en série dans la connexion de masse du potentiomètre de volume général permet le choix entre deux niveaux de volume sans altération de la sonorité. La courbe de gauche montre la progression sans la résistance, celle de droite avec la résistance.

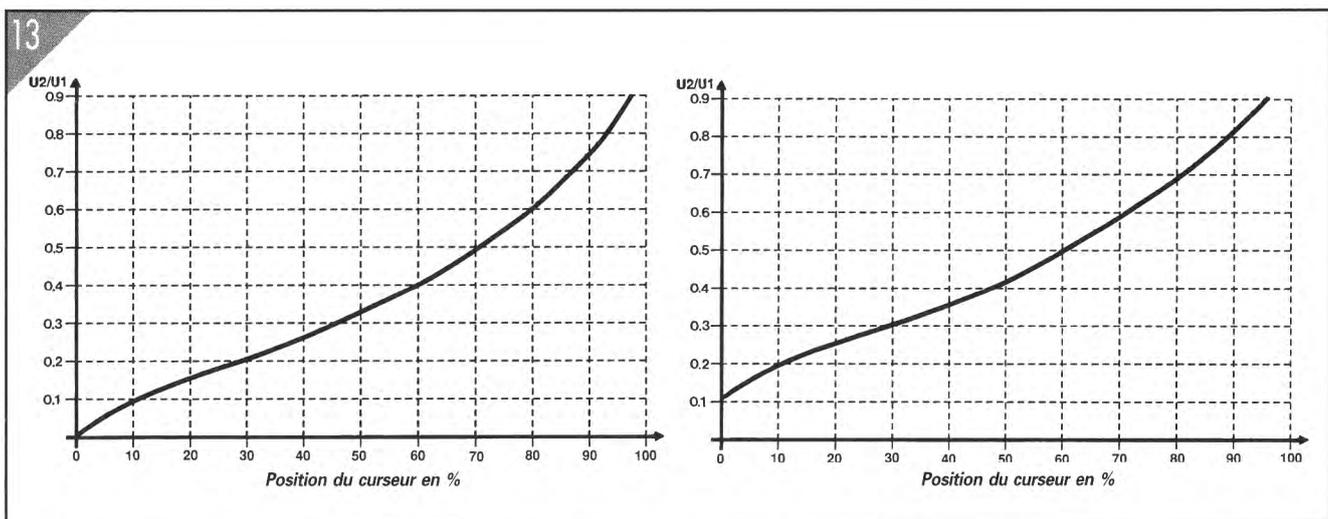


Figure 13 - Ces deux courbes montrent la progression du volume en fonction du réglage de volume général. La courbe de gauche montre le réglage normal, celle de droite le réglage solo.

duire la saturation et la distorsion souhaitées, sans atteindre un volume sonore insupportable. Tous les guitaristes souhaitent pouvoir, pendant le jeu, choisir entre deux niveaux de volume sonore.

Ils peuvent ainsi, au moyen de la pédale, mettre en valeur leurs solos. Dans notre montage, la pédale excite un relais qui supprime le court-circuit de la résistance R46. Le potentiomètre P1 n'est plus relié à la masse directement, mais à travers R46, le volume est augmenté. Le bruit de commutation à l'ouverture du contact est inévitable, mais il reste inaudible, en-dessous du niveau de bruit de l'entrée. Les bruits de commutation sont inaudibles sur le prototype dans tous les modes d'utilisation. Le rapport entre le volume du solo et le volume normal n'est pas

constant : la différence diminue quand le volume général augmente. Comme le réglage de volume reste constant dans l'usage pratique, le montage est satisfaisant.

La figure 12 met en évidence le principe de la relation entre l'augmentation de volume en solo et le réglage de volume normal. La courbe correspond aux valeurs indiquées dans le schéma ; il est possible d'augmenter l'écart de volume en augmentant la valeur de R46. Comme la pédale n'agit que sur le volume général (master volume), la sonorité n'est nullement affectée.

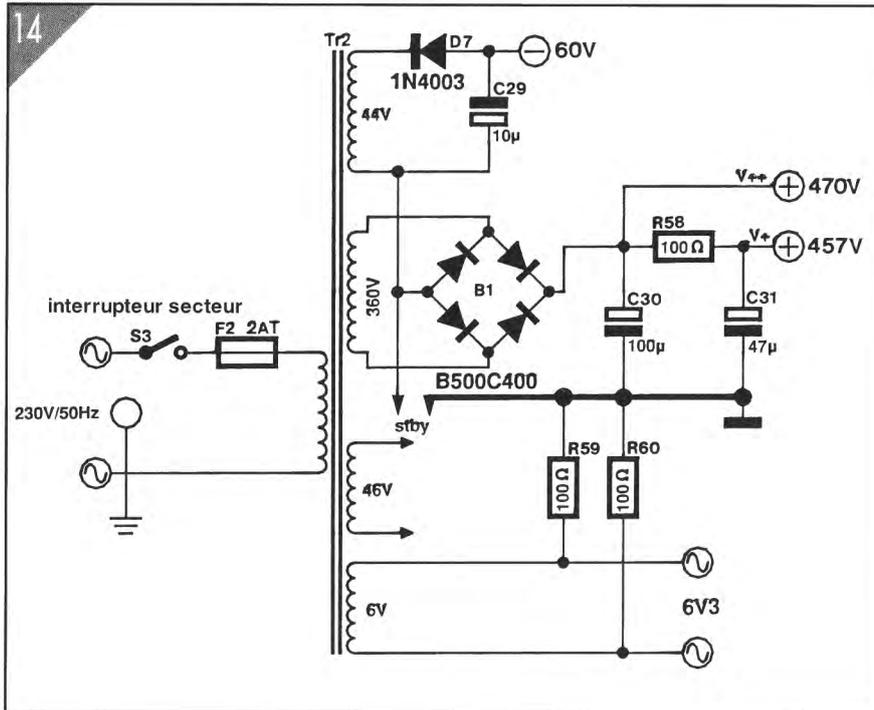
La résistance R45 modifie la courbe du potentiomètre pour faire suivre au réglage de volume une progression similaire à la sensibilité de l'oreille humaine ; elle déforme fortement la courbe de réglage. La figure 13 montre la pro-

gression du réglage sur toute la course en position normale et en position solo. Elle prend en compte toutes les modifications du réglage de volume général décrites ici.

### ..... L'alimentation

Le module d'alimentation comporte deux parties, raccordées au secteur par le même transformateur.

L'étage de puissance à tubes a besoin d'une haute tension de 470 V pour les anodes, d'une basse tension de 6,3 V pour le chauffage des filaments et d'une tension de polarisation pour les grilles des tubes de sortie. Le schéma est



- LISTE DES COMPOSANTS DE L'ALIMENTATION SECTEUR**
- Résistances (1/4 W) :  
R58 à R60 = 100 Ω
  - Condensateurs :  
C29 = 10 µF/100 V  
C30 = 100 µF/500 V  
C31 = 47 µF/500 V
  - Semi-conducteurs :  
D7 = 1N4003  
B1 = B500C400
  - Divers :  
Tr2 = transformateur secteur, prim.: 230 V/50 Hz 100 VA; sec.: 6 V/2 A, 46 V/0,2 A, 44 V/0,1 A et 360 V/400 mA  
F2 = fusible et support (2 A, lent)  
S3 = interrupteur secteur

Figure 14 – Le schéma de l'alimentation peut naturellement être modifié pour utiliser un autre transformateur, s'il est disponible, voire deux transformateurs.

celui de la figure 14. La tension de polarisation des grilles est fournie par la diode D7 et le condensateur C29.

La tension de chauffage des filaments est rendue symétrique par rapport à la masse, à l'aide des résistances R59 et R60, pour minimiser les ronflements. La tension d'anode, enfin, est produite de façon classique par un pont redres-

seur (B1) et filtrée par le réseau C30, R58, C31.

La tension d'alimentation des étages à transistors, du relais et des indicateurs est fournie par le montage hacheur de la figure 15. Ce circuit auxiliaire permet de tirer profit d'un enroulement de 46 V présent sur le transformateur. Il fonctionne par découpage pour ramener cette tension relativement élevée à la valeur de 24 V. La com-

mutation est confiée à un transistor MOSFET (T8) piloté par le transistor bipolaire T7. La résistance R50 met d'abord le MOSFET en conduction. L'amplificateur opérationnel IC1 compare une fraction de la tension de sortie présente sur C27 à la tension de référence fixée par le seuil des diodes D5 et D6. Si la tension de sortie est atteinte, le transistor T7 devient conducteur et bloque le commutateur T8 (grille

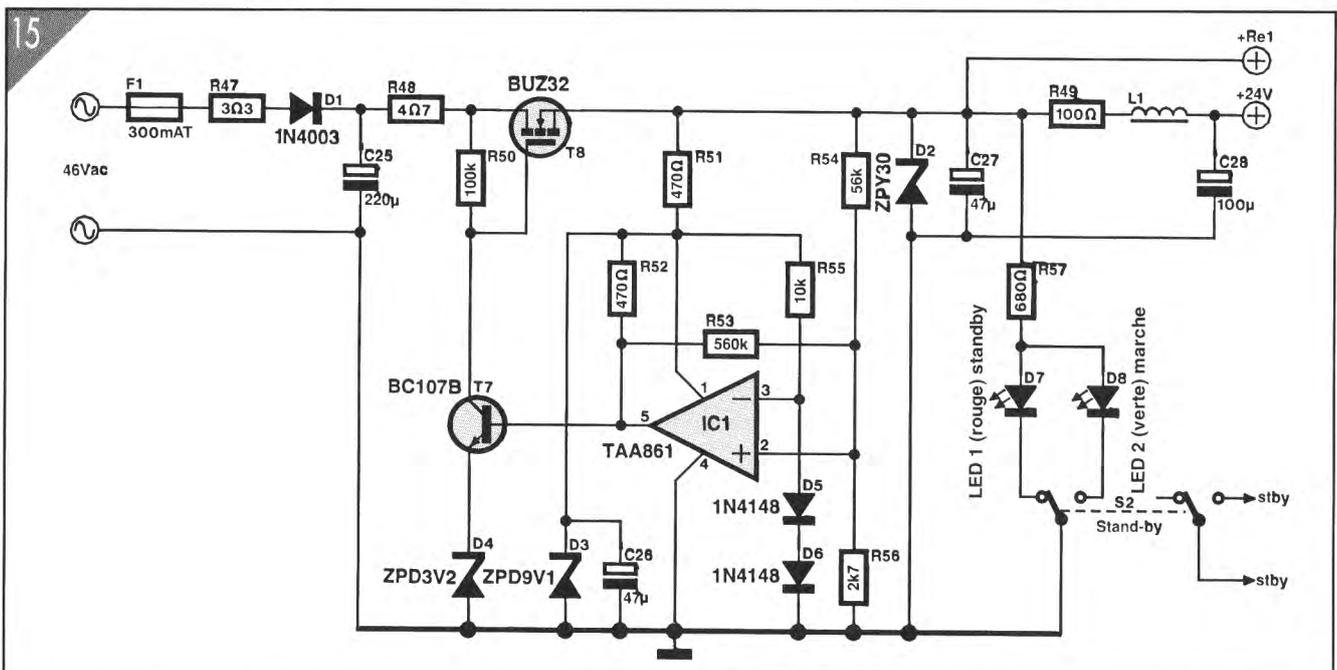


Figure 15 – Le prototype utilise un enroulement auxiliaire de 46 V pour alimenter les étages à transistors et le relais de la pédale solo. Le hacheur représenté ici rabaisse cette tension à 24 V sans dissiper une quantité de chaleur excessive.

16

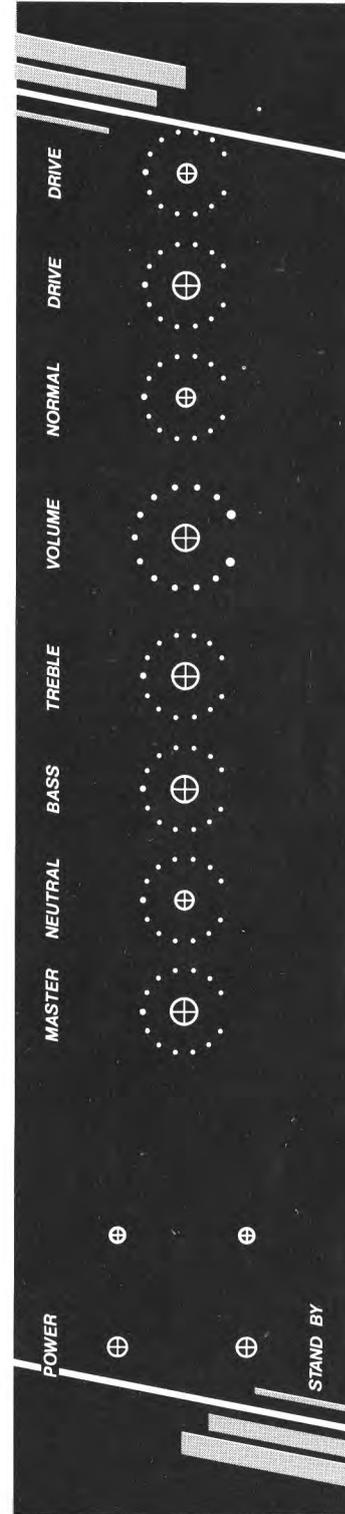
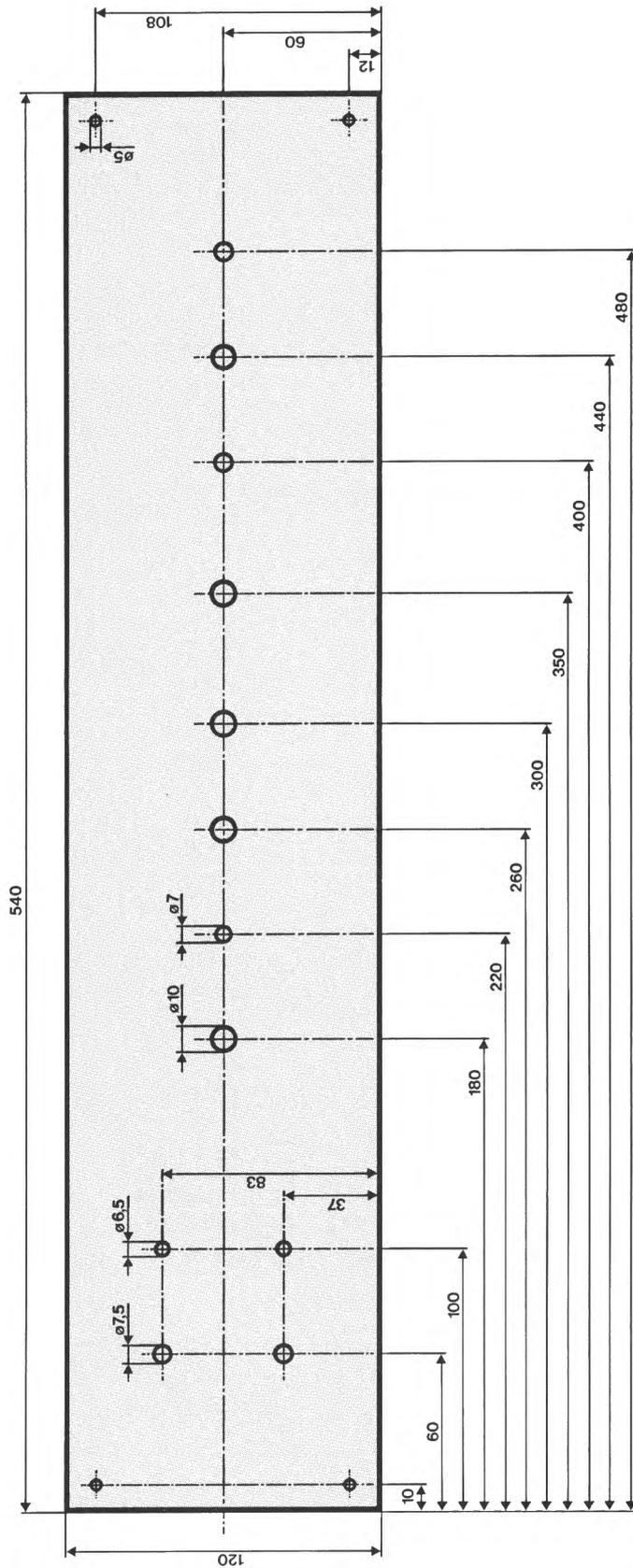


Figure 16 – La face avant regroupe tous les organes de commande, les voyants et les prises.

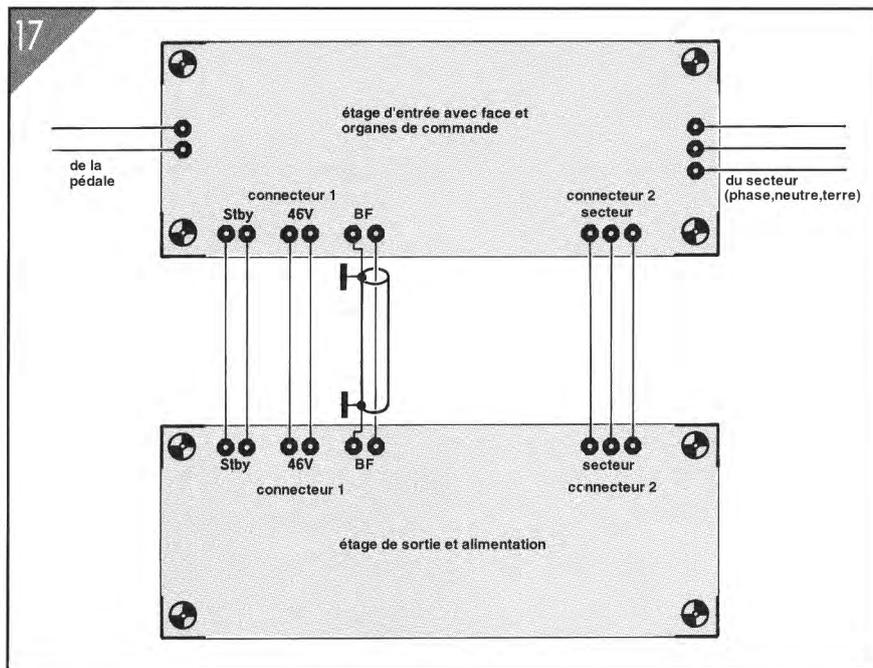


Figure 17 – Le câblage entre les deux parties de l'amplificateur de guitare est partagé entre deux torons de fils.

à la masse). Quand la tension de sortie est retombée en-dessous de la valeur de consigne, le commutateur T8 redevient conducteur, et ainsi de suite. Du fait du fonctionnement en commutation, la dissipation de chaleur par le MOSFET reste limitée et le radiateur peut être de très petites dimensions ; le prototype n'utilise qu'un petit morceau de tôle. La tension de sortie comporte une composante alternative qui sera filtrée par le réseau R49, L1, C28. La bobine L1 peut être quelconque, pourvu que son inductance soit au moins de 1 mH.

Ce montage hacheur est adapté à un enroulement de 46 V. Il est possible aussi d'utiliser un régulateur série tripolaire. Il faut cependant garder à l'esprit que les régulateurs de la série 78xx ne supportent pas plus de 50 V entre l'entrée et la sortie. Si le transformateur n'a pas d'enroulement auxiliaire, on peut utiliser aussi l'enroulement de 44 V destiné à la polarisation des grilles. La dernière solution consiste à monter un deuxième transformateur pour les étages d'entrée et le relais.

Le choix du montage dépendra en définitive des transformateurs disponibles.

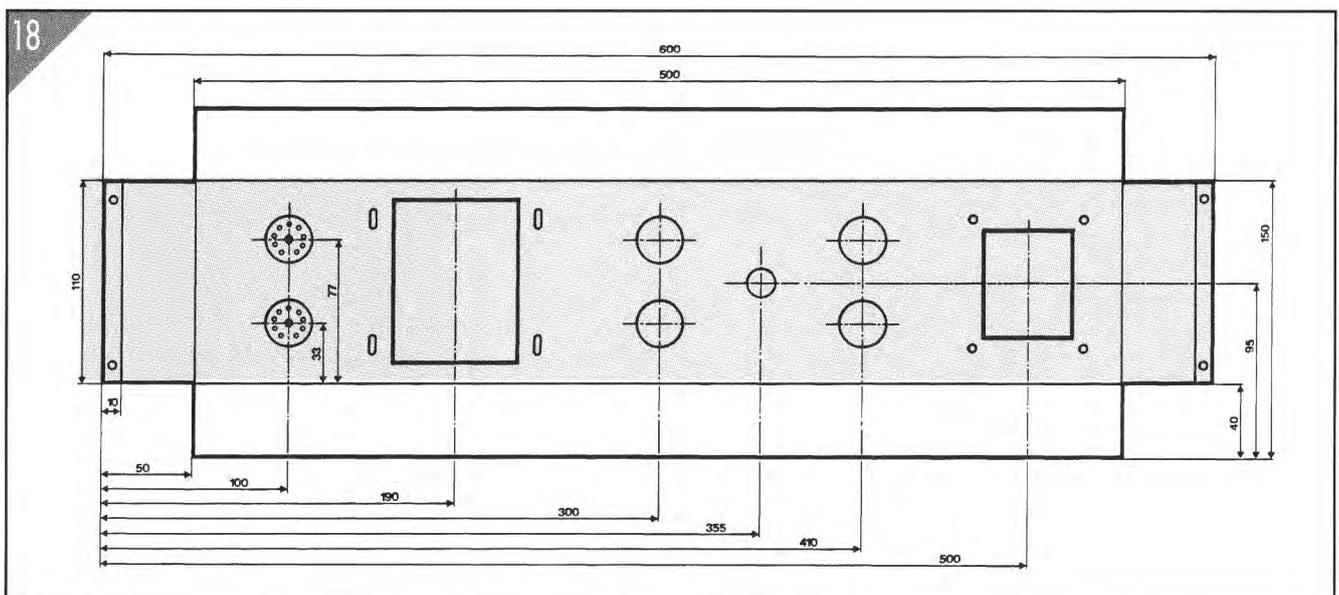


Figure 18 – Les cotes de pliage et de perçage du châssis de l'amplificateur de puissance sont données à titre indicatif.

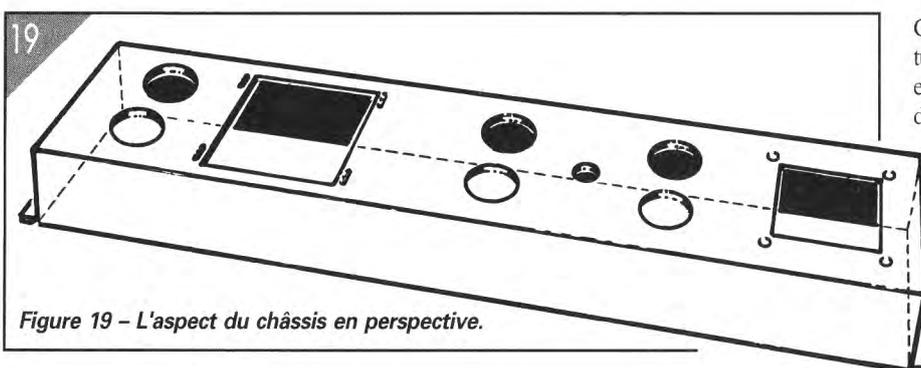
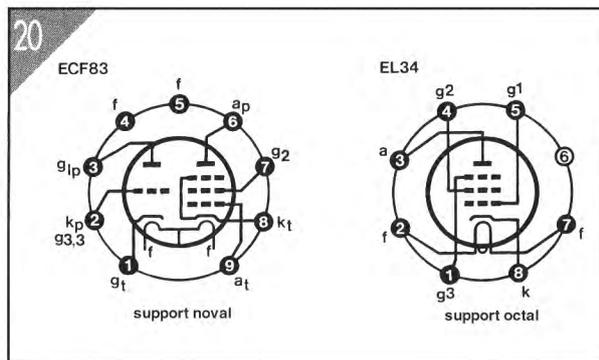


Figure 19 – L'aspect du châssis en perspective.

Comme tout bon amplificateur de guitare à tubes, celui-ci comporte un interrupteur de mise en attente ou *stand-by* (S2). Dans notre cas, il déconnecte de la masse le pôle négatif de l'alimentation à haute tension. S'il est actionné pendant les pauses de jeu, il prolonge la durée de vie des tubes et il supprime les bruits et ronflements indésirables. Le mode de fonctionnement est signalé par un voyant à diode électroluminescente : rouge pour *stand-by* et vert pour marche normale.

Figure 20 – Les culots de tubes sont représentés habituellement vus de dessous, contrairement aux circuits intégrés. C'est logique, puisque le câblage se fait obligatoirement par dessous.



mentation, l'amplificateur de puissance et les haut-parleurs.

Tous les organes de commande et d'affichage, y compris l'interrupteur secteur et celui de *stand-by* sont disposés sur la face avant. La figure 16 suggère un dessin de face avant avec le plan de perçage correspondant. Les composants des filtres peuvent être soudés directement sur les cosses des potentiomètres. Toutes les connexions entre la face avant et le compartiment inférieur sont assurées par deux torons de fils et des connecteurs enfichables. Pour des raisons de sécurité, un des torons est réservé exclusivement à la tension du secteur. Toutes les autres liaisons internes, basse fréquence et alimentation des étages préamplificateur et de puissance, sont assurées par le deuxième toron. Les signaux à basse fréquence ne doivent transiter que par des fils blindés ; les fils qui véhiculent du courant alternatif sont torsadés. La figure 17 représente le câblage entre l'étage d'entrée et l'étage de puissance, tel qu'il est réalisé dans le prototype.

L'amplificateur de puissance se trouve dans le compartiment inférieur du coffret. Il est construit de la façon habituelle pour les appareils à tubes : sur une châssis en tôle d'acier pliée, avec un câblage « en trois dimensions ». Le même châssis porte les transformateurs, un blindage en tôle protège les trois tubes. La confection d'un châssis en tôle n'est pas un travail facile. S'il vous manque de l'outillage, l'expérience ou le goût de ce genre de travail, il vaut mieux le confier à un artisan spécialisé. Il faut veiller à ce que le châssis présente la rigidité nécessaire pour supporter les composants lourds comme le transformateur d'alimentation et celui de sortie. La figure 18 représente le plan de perçage et de pliage du châssis. Les cotes manquantes sont à relever sur les composants effectivement disponibles.

La figure 19 représente le châssis en perspective. L'alimentation et l'amplificateur de puissance seront réalisés sur le châssis des figures 18 et 19. Le transformateur de sortie sera logé à droite, les bornes de sortie pour les haut-parleurs seront installées juste à côté. Viennent ensuite les trois tubes, protégés par un capot en tôle qui les laissera accessibles par le côté.

Les condensateurs de filtrage de la haute tension seront installés entre le transformateur de sortie et les tubes. Les condensateurs en boîtier aluminium se montent directement sur la tôle, ils ont en général le pôle négatif raccordé au boîtier. Des barrettes à cosses seront vissées sous le châssis, comme support de câblage.

Ce mode de câblage exige beaucoup d'attention, car le risque d'erreur est plus grand que sur les circuits imprimés. Pour éviter les ronflements à

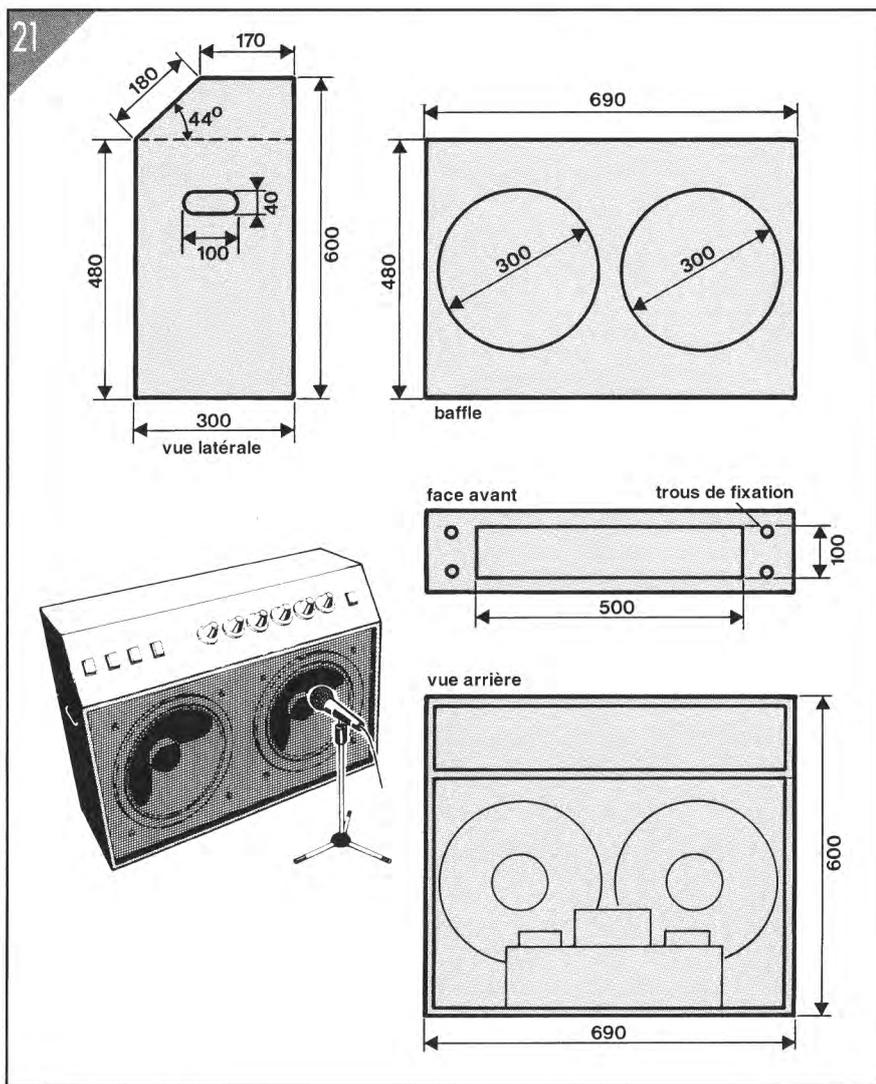


Figure 21 – Les dimensions et le principe de construction du coffret.

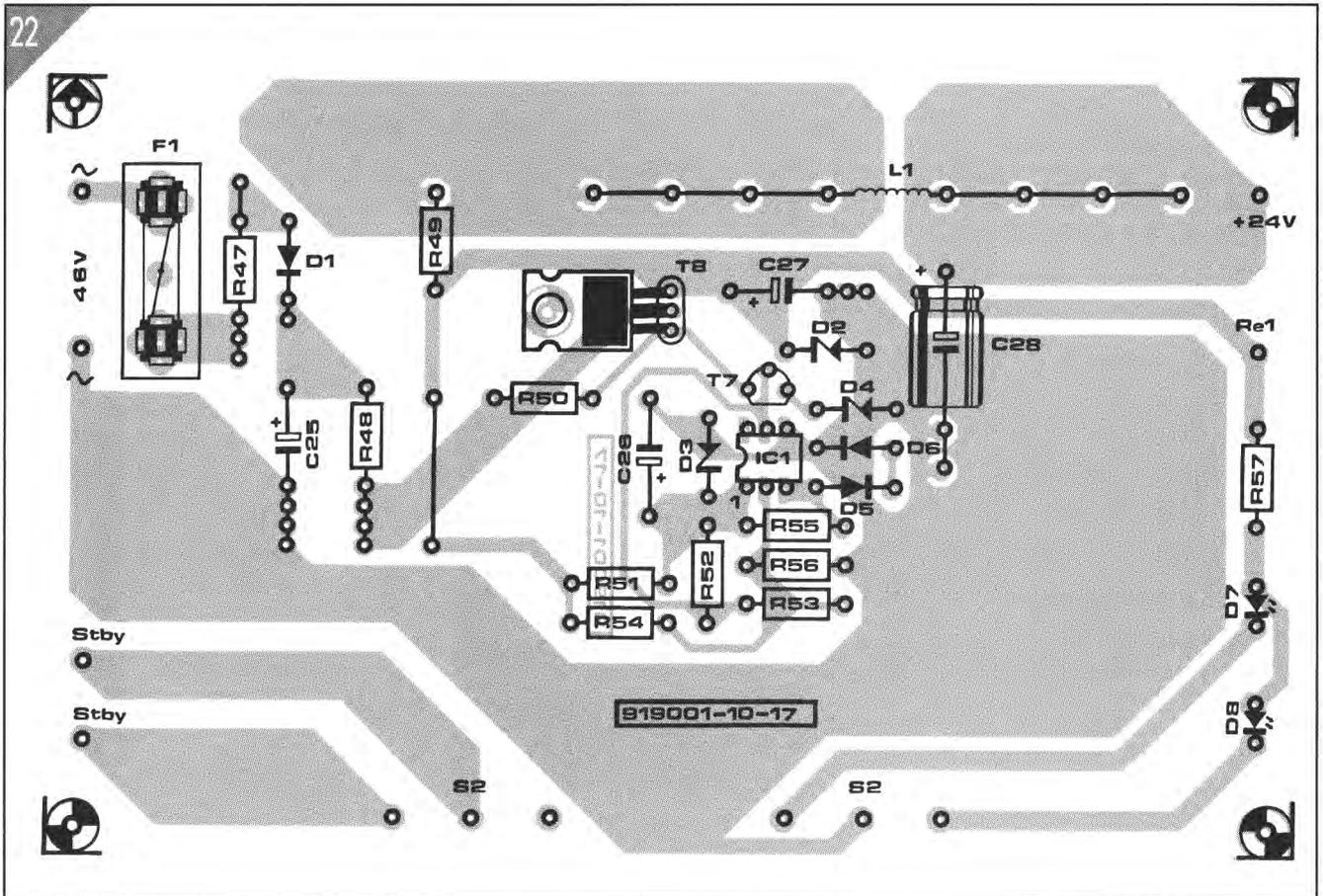
.....  
**La construction**

La description de l'amplificateur de guitare, jusqu'ici, montre qu'il ne s'agit pas d'un montage compliqué. Les difficultés, parce qu'il y en a, ne sont pas tant d'ordre électronique que d'ordre mécanique. Le hacheur et le préamplificateur à transistors sont montés sur des circuits imprimés

classiques, chacun de format Europe (100 x 160 mm).

Les platines équipées sont vissées au dos de la face avant, ce qui donne un ensemble compact et ne rallonge pas inutilement les câblages par fils. Le compartiment du préamplificateur et de la face avant est isolé par une cloison en bois du grand compartiment inférieur qui abrite l'ali-

22



24

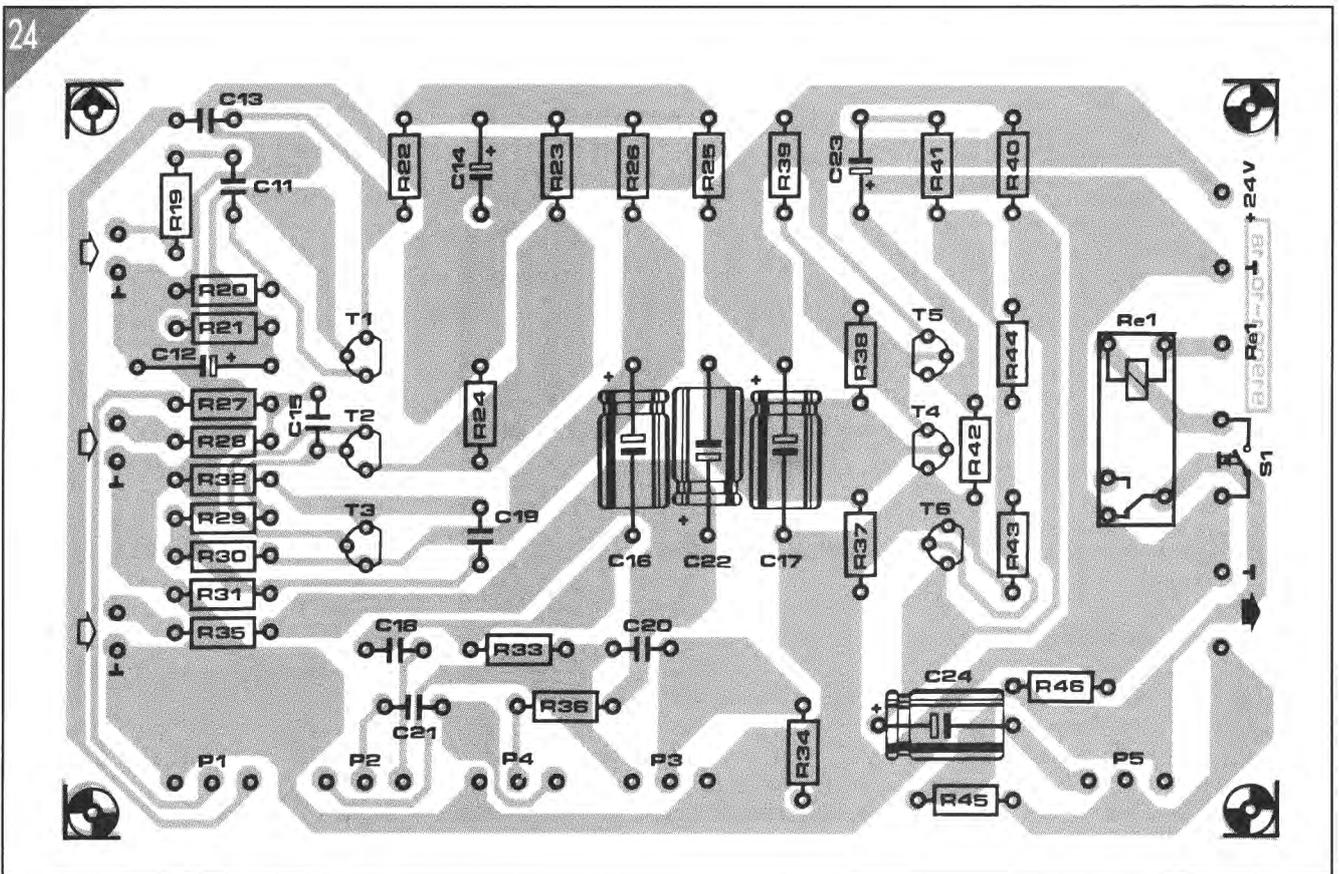


Figure 22 – La platine du hacheur de l'alimentation auxiliaire est naturellement en simple face. Le transistor T8 recevra un radiateur, sous la forme d'un petit morceau de tôle en L. Une série de trous a été prévue de façon à loger tous les types d'inductances ; le choix de L1 n'est pas critique. Le câblage de S2 ne passe pas obligatoirement par la platine, il est possible de raccorder les LED directement à S2 côté cathode, et à la platine par un seul fil côté anodes.

#### LISTE DES COMPOSANTS DU PRÉAMPLIFICATEUR

##### • Résistances (0,1 W) :

R19, R22, R24,  
R27, R28, R35,  
R36, R42 = 10 k $\Omega$   
R20 = 1 M $\Omega$   
R21 = 2,2 k $\Omega$   
R23, R31 = 22 k $\Omega$   
R25 = 390  $\Omega$   
R26, R33 = 1 k $\Omega$   
R29, R30 = 100 k $\Omega$   
R32 = 56  $\Omega$   
R34 = 220  $\Omega$   
R37, R45 = 47 k $\Omega$   
R38 = 220 k $\Omega$   
R39 = 6,8 k $\Omega$   
R40 = 1,8 k $\Omega$   
R41, R43 = 2,7 k $\Omega$   
R44 = 18 k $\Omega$   
R46 = 12 k $\Omega$   
P1 = 1 M $\Omega$  (avec interrupt.)  
P2, P4 = 22 k $\Omega$   
P3 = 10 k $\Omega$   
P5 = 100 k $\Omega$

##### • Condensateurs (25 V) :

C11, C13, C18 = 10 nF  
C12 = 4,7  $\mu$ F  
C14, C17 = 47  $\mu$ F  
C15 = 100 nF  
C16, C22, C23 = 10  $\mu$ F  
C19, C21 = 330 nF  
C20 = 1  $\mu$ F  
C24 = 25  $\mu$ F

##### • Semi-conducteurs :

T1 = BF245B  
T2 à T6 = BC547B

##### • Divers :

1 relais 24 V encartable  
Prise pour interrupteur à pédale

#### LISTE DES COMPOSANTS DE L'ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

##### • Résistances (1/4 W) :

R47 = 3,3  $\Omega$   
R48 = 4,7  $\Omega$   
R49 = 100  $\Omega$   
R50 = 100 k $\Omega$   
R51, R52 = 470  $\Omega$   
R53 = 560 k $\Omega$   
R54 = 56 k $\Omega$   
R55 = 10 k $\Omega$   
R56 = 2,7 k $\Omega$   
R57 = 680  $\Omega$

##### • Condensateurs (63 V) :

C25 = 220  $\mu$ F  
C26, C27 = 47  $\mu$ F  
C28 = 100  $\mu$ F

##### • Semi-conducteurs :

D1 = 1N4003  
D2 = ZPY30  
D3 = ZPD 9V1  
D4 = ZPD 3V2  
D5, D6 = 1N4148  
D7 = LED rouge  
D8 = LED verte  
T7 = BC107B  
T8 = BUZ32  
IC1 = TAA861

##### • Divers :

L1 = bobine de filtrage, de la plus haute impédance possible pour une résistance faible (voir texte)  
S2 = Inverseur double circuit (stand-by)  
F1 = fusible et support (400 mA retardé)

la fréquence du secteur, il faut impérativement torsader les fils d'alimentation des filaments des tubes. De cette façon, l'émission de champs magnétiques parasites est limitée, ainsi que l'induction de parasites sur les fils qui véhiculent les signaux utiles.

Les deux grosses résistances bobinées R1 et R2 sont soudées directement sur les cosses du support de tube. Les culots des tubes utilisés sont représentés à la figure 20.

Le raccordement des sous-ensembles par des connexions enfichables permet de les séparer et de les réparer facilement en cas de panne. Le châssis, comme la face avant, doit être relié à la masse. Pour cela, on raccordera au châssis par une vis le pôle négatif de l'alimentation. D'autre part, le fil de terre de la prise secteur sera relié aussi au châssis, pour éviter tous les risques de contact avec une tension dangereuse.

Le transformateur de sortie (Tr1) peut être difficile à trouver. Le modèle à utiliser sera prévu pour un montage en *push-pull* de deux EL 34, par exemple le type U 9/1 de Welter. Le prototype a été monté dans le coffret d'un amplificateur Höfner réformé. Comme ce coffret est idéal pour notre montage, les dimensions en sont données sur la figure 21. La solidité et la rigidité sont indispensables, tant pis pour le poids ; aussi est-il conseillé de construire le coffret en panneaux de particules de 19 mm assemblés par des vis et de la colle.

Il n'est pas nécessaire de fermer le dos du coffret. S'il doit l'être pour des raisons de sécurité, le dos ne sera pas étanche, sinon le son sera désagréablement déformé par les effets de résonance. Il suffit de deux petits capots, l'un pour fermer le compartiment supérieur, l'autre pour empêcher l'accès à l'amplificateur de puissance. Le milieu reste ouvert. Les deux ouvertures oblongues sur les côtés n'ont pas de rôle acoustique, elles servent de poignées et facilitent le transport de l'amplificateur.

(suite et fin p. 89)

Figure 23 – Le prototype de l'amplificateur de guitare, vu de dos.

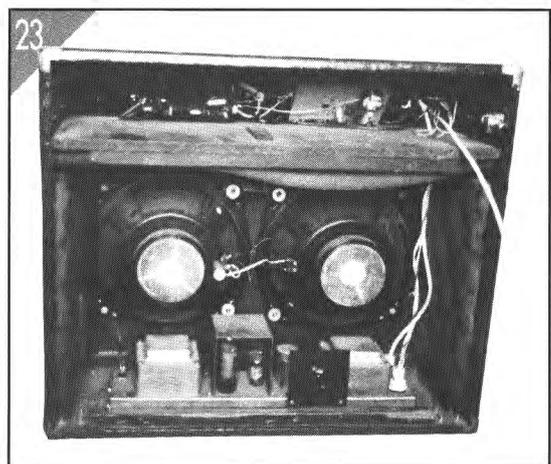


Figure 24 – La densité de la platine du préamplificateur n'a rien d'impressionnant. Les potentiomètres P1 à P5 sont disposés de façon à simplifier le câblage jusqu'à la face avant. Si le relais est d'un autre type, il sera raccorder à la platine par quatre fils rigides.

# GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES

## DES TIMBRES INSTRUMENTAUX PLUS CLAIRS ET PLUS BRILLANTS

*Pour les connaisseurs, l'Aphex Aural Exciter est plus qu'un appareil de studio ; c'est un mythe. Le principe de cet appareil, comme celui du montage que nous vous proposons, est d'enrichir le spectre harmonique du signal d'origine. L'adjonction d'harmoniques de rang élevé donne au signal une transparence et une brillance qu'il n'avait pas.*

**D**u point de vue technique, le traitement efficace du spectre sonore d'un signal original manquant d'aiguës, et de ce fait peu brillant, est assez facile à réaliser ; le résultat obtenu est même impressionnant. Le synoptique de la **figure 1** montre le trajet en Y suivi par le signal lors de ce traitement. On applique le signal original à un écrêteur asymétrique dont on peut ajuster la fréquence de coupure entre 1 et 5 kHz ; une partie seulement (on évitera de dépasser 10 %) du signal résultant est mélangée au signal original.

Le circuit de principe d'un générateur d'harmoniques (Exciter) de la figure 1 accepte toutes sortes de modifications et d'améliorations ; il existe sur le marché de nombreux modèles

industriels appelés par ex. « Enhancer » (AKAI entre autres) ou « Harmonic Enhancer ». L'une des premières approches envisageables est de rendre accessibles de l'extérieur le plus grand nombre possible des paramètres du filtre représenté en figure 1.

Si l'on ne pose pas des exigences « ultra professionnelles » à l'appareil (à réaliser soi-même), la pratique a vite fait de prouver que pour obtenir un effet agréable il n'est pas indispensable, lors des premières expériences, du moins, de faire appel à un ensemble de filtrage complexe. Une seconde amélioration peut consister en une compression du signal soit en amont du filtre, soit dans le filtre lui-même, avec un circuit intégré de compression/expansion (com-

pander). Cette approche présente un double avantage : d'une part on évite de créer aux bornes de la diode (figure 1) des distorsions importantes dues aux crêtes de tension brèves ; d'autre part la composante des harmoniques de rang élevé est beaucoup moins sensible aux variations du niveau d'entrée.

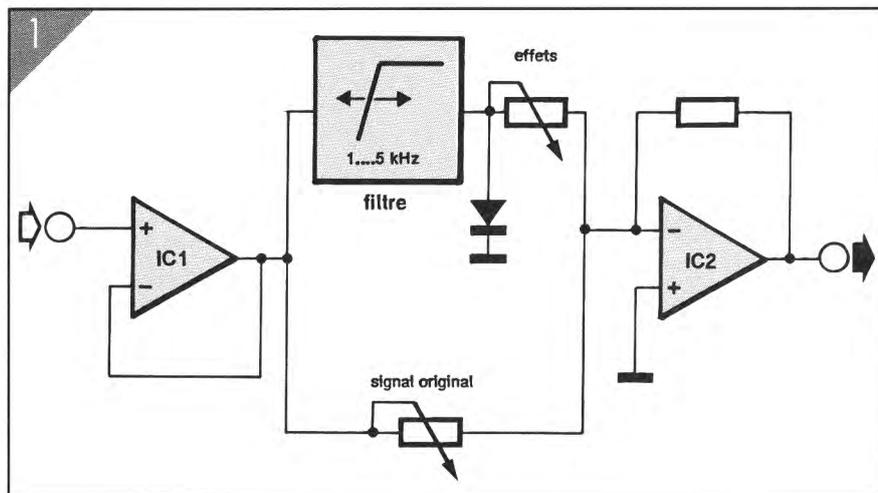
En tout état de cause, le fruit de telles modifications est un appareil aux possibilités de commande nombreuses qui exigent un réglage très précis. Pour que vous puissiez apprécier par vous-même ce qu'apporte un enrichissement en harmoniques, nous vous proposons, à titre d'expérimentation, une version très « dépourillée » d'un générateur d'harmoniques, sous la forme d'un montage aux possibilités d'évolution très ouvertes.

### Le principe

Comment fonctionne ce montage ? Par un écrêtage asymétrique de la partie supérieure du spectre de fréquences du signal on produit une distorsion caractérisée par l'apparition de nombreuses harmoniques (principalement impaires). Mélanger ces harmoniques « artificielles » au signal non-traité équivaut à accentuer les aiguës du signal résultant.

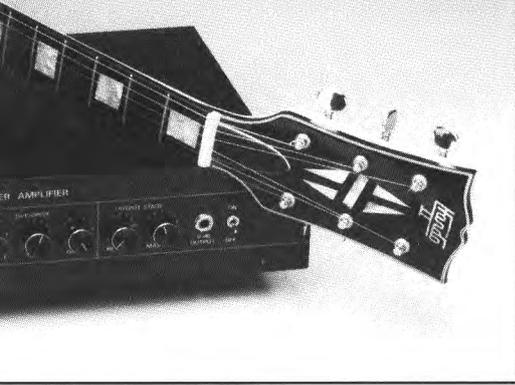
Objectivement, c'est-à-dire si on l'examine à l'oscilloscope, la puissance du signal somme obtenu est à peine plus importante (+ 1 dB).

Subjectivement au contraire, on ressent une brillance nette dans l'aigu, le signal est à la fois plus « proche » et plus transparent ; il se produit un véritable effet d'ordre psychoacoustique. Il est



**Figure 1** - Ce synoptique montre les éléments constitutifs d'un générateur d'harmoniques. Les harmoniques nées d'un écrêtage bien pensé sont mélangées, à un gain et dans un pourcentage réglable, au signal d'origine.

*Aural Exciter est une marque déposée par la société AGK, Munich*



possible d'accentuer encore cette distorsion (à un point où elle devient, dans certains cas, désagréable) soit par le choix d'une valeur très faible (1 kHz par ex.) de la fréquence de coupure du filtre, soit par le mélange au signal original d'un signal ayant subi une distorsion supérieure à 10 %. Pour une guitare électrique, ce processus n'a pas de conséquence négative ; pour un signal destiné à une chaîne Hi-Fi ou à un appareil de sonorisation, le résultat de cette accentuation serait insupportable.

Le schéma de la **figure 2** constitue un point de départ pour des expériences « d'enrichissement en harmoniques » d'un signal. Le générateur d'harmoniques, à droite de la ligne pointillée, utilise les circuits intégrés IC1 et IC2 associés aux composants environnants. Après être éventuellement passé par le condensateur de couplage  $C_E$ , le signal d'entrée (à impédance faible) du générateur d'harmoniques aboutit, à travers  $C1$  et  $R1$ , à l'entrée non inver-

seuse (+) de l'amplificateur à faible bruit IC1. Le réseau RC que constitue  $R1$  et  $C1$  atténue les fréquences inférieures à 2,4 kHz ; le réseau  $R3/C3$  produit une atténuation supplémentaire des fréquences inférieures à 1 kHz du signal d'origine.

.....  
**Les organes de commande**

Le potentiomètre P1 permet de régler le gain dans le haut du spectre de fréquence du signal dont  $R5$  et  $D1$  assurent ensuite un écrêtage asymétrique. Le potentiomètre P2 sert à doser l'enrichissement en harmoniques envoyé à l'amplificateur sommateur IC2, après l'avoir fait transiter par un second filtre passe-bas,  $C4$  et  $R7$ . Suivant un trajet parallèle, le signal original (non traité) arrive par l'intermédiaire de la résistance  $R4$  à l'entrée inverseuse (-) de notre sommateur.

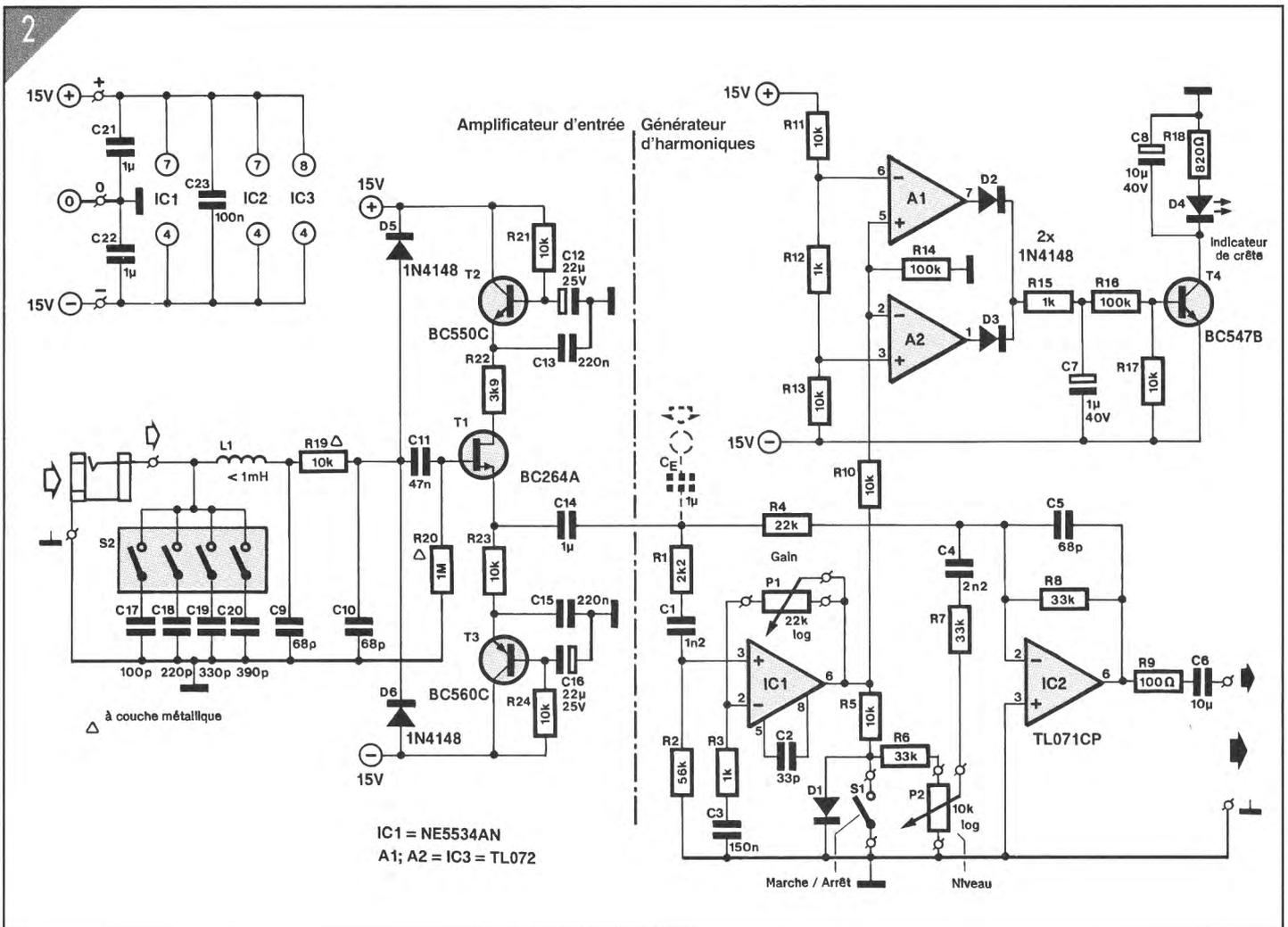


Figure 2 - L'électronique de ce montage se compose d'un amplificateur d'entrée pour guitare (partie gauche) et du générateur d'harmoniques proprement dit (partie droite). L'adjonction d'un condensateur de couplage ( $C_E$ , en pointillés) permet une application directe, à l'entrée du générateur d'harmoniques, de signaux audio de faible impédance et d'amplitude élevée.

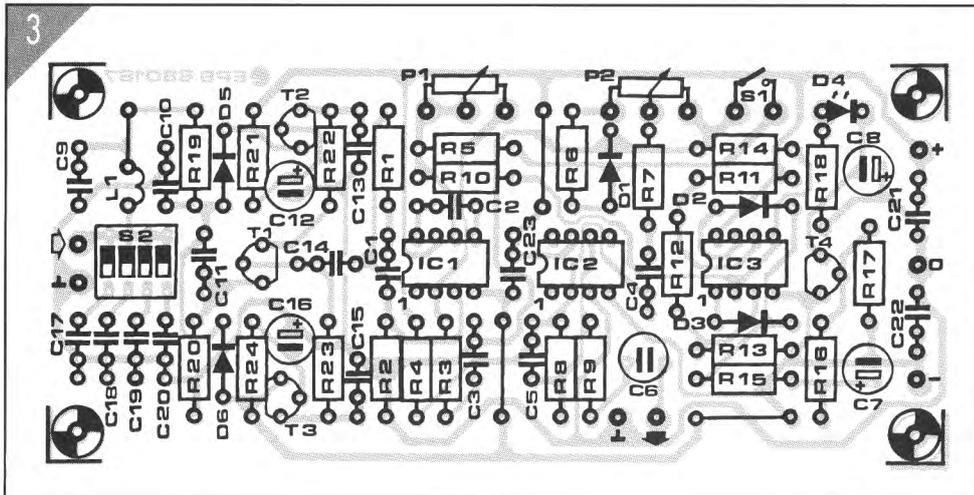


Figure 3 – Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé du générateur d'harmoniques. Le quadruple interrupteur DIL permet une adaptation de la capacité d'entrée, caractéristique plus importante pour la restitution d'un son qu'il n'y paraît à première vue.

#### LISTE DES COMPOSANTS DU GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES:

##### • Résistances :

R1 = 2,2 k $\Omega$   
 R2 = 56 k $\Omega$   
 R3, R12, R15 = 1 k $\Omega$   
 R4 = 22 k $\Omega$   
 R5, R10, R11,  
 R13, R17, R19,  
 R21, R23, R24 = 10 k $\Omega$   
 R6 à R8 = 33 k $\Omega$   
 R9 = 100  $\Omega$   
 R14, R16 = 100 k $\Omega$   
 R18 = 820  $\Omega$   
 R20 = 1 M $\Omega$   
 R22 = 3,9 k $\Omega$   
 P1 = pot. log 22 k $\Omega$  (25 k $\Omega$ )  
 P2 = pot. log 10 k $\Omega$

##### • Condensateurs :

(électrochimiques à connexions radiales)

C1 = 1,2 nF  
 C2 = 33 pF  
 C3 = 150 nF  
 C4 = 2,2 nF  
 C5, C9, C10 = 68 pF  
 C6 = 10  $\mu$ F/16 V bipolaire  
 C7 = 1  $\mu$ F/40 V  
 C8 = 10  $\mu$ F/40 V  
 C11 = 47 nF  
 C12, C16 = 22  $\mu$ F/25 V  
 C13, C15 = 220 nF  
 C14, C21, C22 = 1  $\mu$ F/63 V MKT  
 C17 = 100 pF  
 C18 = 220 pF  
 C19 = 330 pF  
 C20 = 390 pF  
 C23 = 100 nF

##### • Semi-conducteurs :

D1 à D3,  
 D5, D6 = 1N4148  
 D4 = LED rouge  
 T1 = BC264A  
 T2 = BC550C  
 T3 = BC560C  
 T4 = BC547B  
 IC1 = NE5534P (Texas Instr.)  
 IC2 = TL071CP  
 IC3 = TL072CP

##### • Divers :

L1 = self 1mH  
 S1 = interrupteur simple miniature  
 S2 = quadruple interrupteur DIL supports pour IC1 à IC3 et S2 embase jack femelle 6,3 mm

L'interrupteur S1 permet de sélectionner ou non l'effet « spécial » produit par le générateur d'harmoniques ; on peut ainsi juger de l'efficacité du circuit en mettant S1 alternativement en et hors fonction : cette approche est particulièrement intéressante au moment où on procède au réglage fin du générateur d'harmoniques. Le choix d'un gain trop important (par P1) entraîne des distorsions nettement audibles.

Le circuit possède aussi un indicateur de crête, réalisé à l'aide des amplificateurs opérationnels A1 et A2 associés à T4 et aux composants connexes, qui permet un suivi approximatif de la modulation. A1 et A2 constituent un discriminateur à fenêtre qui, par l'intermédiaire du réseau de résistances R11...R13 implanté entre les broches 3 et 6, se voit appliquer une tension constante qui définit la fenêtre. La tension de référence disponible en sortie de IC1 arrive au

comparateur par la résistance R10. Si la tension d'entrée du discriminateur se situe en dehors de la « fenêtre » définie, le condensateur C7 se charge par R15, rendant ainsi le transistor T1 passant ; la LED (D4) de l'indicateur de crête s'illumine. Le condensateur C8 implanté dans la ligne de collecteur de T1 allonge la durée d'illumination de la LED permettant ainsi la visualisation des crêtes, même les plus courtes. On aura trouvé la position optimale de P1 lorsque de brèves illuminations de la LED apparaîtront au moment des crêtes du signal.

#### ..... Modifications

Nous en venons maintenant à la partie la plus intéressante de ce montage : les multiples adaptations qu'on peut lui apporter. En divers

endroits du circuit il existe des réseaux RC (C1/R2, C3/R3, C4/R7) utilisés pour faire subir au spectre de fréquences du signal un certain traitement. Les valeurs données à ces composants sont celles qui conviennent à un signal de guitare (électrique ou acoustique). La plage de réglage du taux d'injection d'harmoniques additionnelles, commandée à l'aide du potentiomètre P2, est choisie pour permettre l'obtention d'effets de distorsion légers avec une guitare électrique.

Pour une application Hi-fi ou en sonorisation, il faudra réduire de moitié la valeur des condensateurs C1, C3 et C4. On pourra, le cas échéant, monter en amont de IC1 un filtre ajustable d'ordre élevé.

Si le seuil de réponse de l'indicateur de crête donne l'impression d'être décalé vers des valeurs

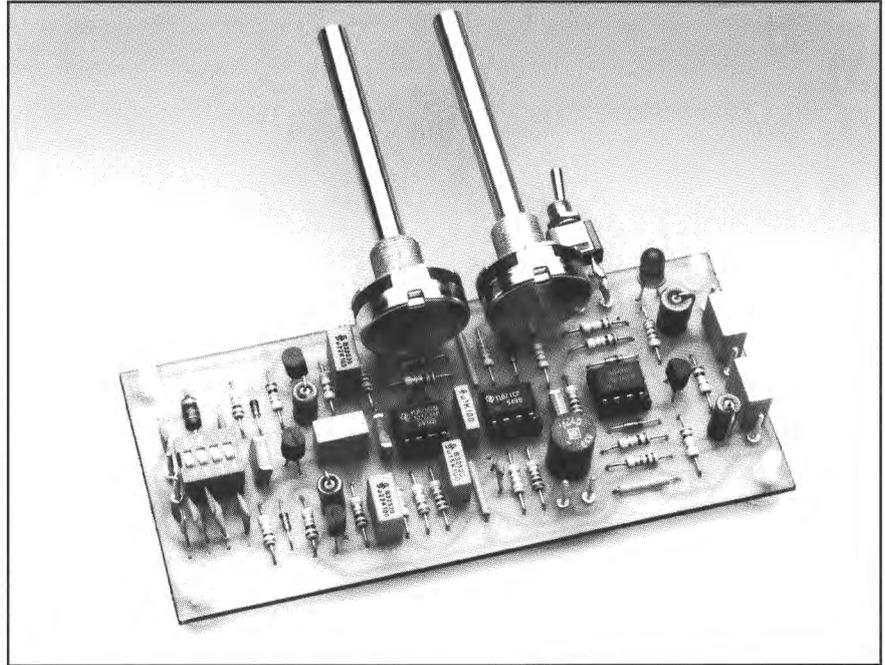
d'accentuation trop importantes, on pourra diminuer légèrement la valeur de R12 et, par exemple, utiliser un ajustable de 500  $\Omega$  pris en série avec une résistance talon de 470  $\Omega$ .

### ..... L'amplificateur d'entrée

La version de base du générateur d'harmoniques (moitié droite de la figure 2) nécessite, pour intéresser à coup sûr nos lecteurs musiciens, l'adjonction d'un module d'entrée que nous retrouvons dans la partie gauche de cette même figure. Il s'agit en fait d'un adaptateur d'impédance de haute qualité basé sur un transistor à effet de champ (FET) optimisé pour l'utilisation avec des micros d'instruments électriques (pick-up de guitare et autres).

Le module d'entrée comporte deux filtres passe-bas (L1/C9 et R19/C10) chargés de bloquer d'éventuels parasites à haute fréquence (radio, radiotéléphone, etc). Dans un environnement non pollué, on pourra, sans trop de risques, supprimer la self L1 et le condensateur C9. Les diodes D5 et D6 protègent l'entrée contre des tensions trop élevées, comme on peut en rencontrer sur une sortie pour haut-parleur de haute impédance à laquelle on connecterait par erreur le générateur d'harmoniques. On dispose du signal de sortie à impédance faible sur la source de T1. Les transistors T2, T3 et les composants proches filtrent la tension d'alimentation.

Les interrupteurs DIL implantés à l'entrée permettent de simuler la charge capacitive que représente un câble de connexion d'une longueur quelconque; une telle adaptation peut s'avérer intéressante pour divers instruments de musique. Si l'on donne aux condensateurs C17 à C20 les valeurs du schéma, on peut, en



les combinant, simuler toute longueur de câble comprise entre 1 et 10 m.

Ce quadruple interrupteur DIL sera utilisé par exemple lors d'un enregistrement en studio avec l'instrument connecté à un câble court alors que l'on désire retrouver le « son de scène » influencé par une longueur de câble beaucoup plus importante.

### ..... La réalisation

Pour vous faciliter la réalisation du générateur d'harmoniques, nous avons conçu un circuit imprimé où prennent place le module d'entrée et le circuit du générateur d'harmoniques proprement dit. L'alimentation symétrique de

$\pm 11$  V peut, pour des raisons de confort (transportabilité, liberté de mouvement), être remplacée par une alimentation symétrique à deux piles de 9 V. La consommation du montage est de 20 mA environ; on comprend ainsi, qu'à long terme, il soit préférable d'opter pour une alimentation par module secteur si l'on envisage une utilisation intensive de cet appareil.

Notons qu'avec une alimentation de  $\pm 9$  V, la durée de fonctionnement ininterrompu est de l'ordre de 6 heures avec des accus CdNi et de 21 heures avec des piles alcalines. Le choix d'une alimentation par le secteur est pratiquement inévitable dès qu'on envisage de doter la version de base de notre générateur d'harmoniques d'extensions diverses au point qu'un coffret rack de 19 pouces suffirait à peine à tout y loger!



*Si vous pensez que la pollution,  
c'est les autres...  
et que les autres n'ont qu'à crever...*

*Bref, si vous préférez rester dans le brouillard,  
ne lisez surtout pas ce livre.*

**ENVIRONNEMENT ET POLLUTION**  
**Comment mesurer ? Comment réagir ?**

**PUBLITRONIC** 230 pages • format 14 x 21 cm • 159 FF

# LE MINI-PREAMP

## PAS DE COMPROMIS POUR LE PRÉAMPLI !

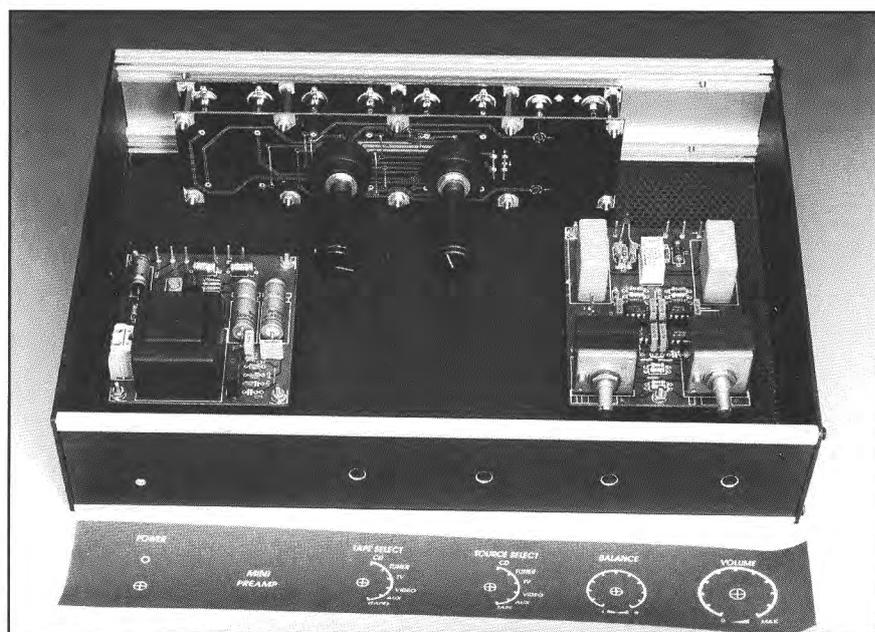
Les moyens de reproduction audio ont fait de tels progrès ces dernières années que les commandes du préamplificateur lui-même en sont bouleversées. Le filtre antiroulement, le commutateur mono-stéréo ont un air rétro, pour ne pas dire empoussiéré. Si, jadis, les organes de réglage de tonalité, les commandes d'égaliseur et de réglage de correction physiologique, on disait aussi de contour, ont été la cause de véritables « guerres de religion » entre des armées d'audiophiles convaincus de leur bon droit, le niveau actuel de qualité des enregistrements les rend, de l'avis unanime, parfaitement inutiles. Que nous reste-t-il alors en façade d'un préamplificateur ? Les seules fonctions de base, à savoir la sélection d'entrée, le volume et la balance, plus éventuellement un sélecteur de source d'enregistrement.

### Le circuit

Comme le montre le schéma de la **figure 1**, un préamplificateur moderne peut rester simple, surtout s'il utilise la technologie intégrée. Commençons notre tour d'horizon par un examen de l'électronique. Les signaux d'entrée arrivent au préamplificateur par les prises cinch (tulipe) K1 à K12. Chacune dispose de sa propre résistance d'adaptation et c'est directement à ses bornes que les commutateurs rotatifs S1 et S2 viennent prélever le signal, qui pour la sortie d'enregistrement (S1), qui pour le préamplificateur proprement dit (S2). Le premier cité dérive ainsi un signal TAPE OUT (Magnétophone), transmis par les résistances R13/R14 aux prises de sortie K13 et K14. Le second commutateur, S2, permet la sélection du

#### Caractéristiques techniques :

Sensibilité	: 250 mV
Impédance d'entrée	: 47 k $\Omega$
Tension de sortie	: 1 V
Impédance de sortie	: 100 $\Omega$
Séparation des canaux	: 82 dB
Distorsion harmonique totale	: cf. figure 5
Tension de service	: $\pm 15$ V

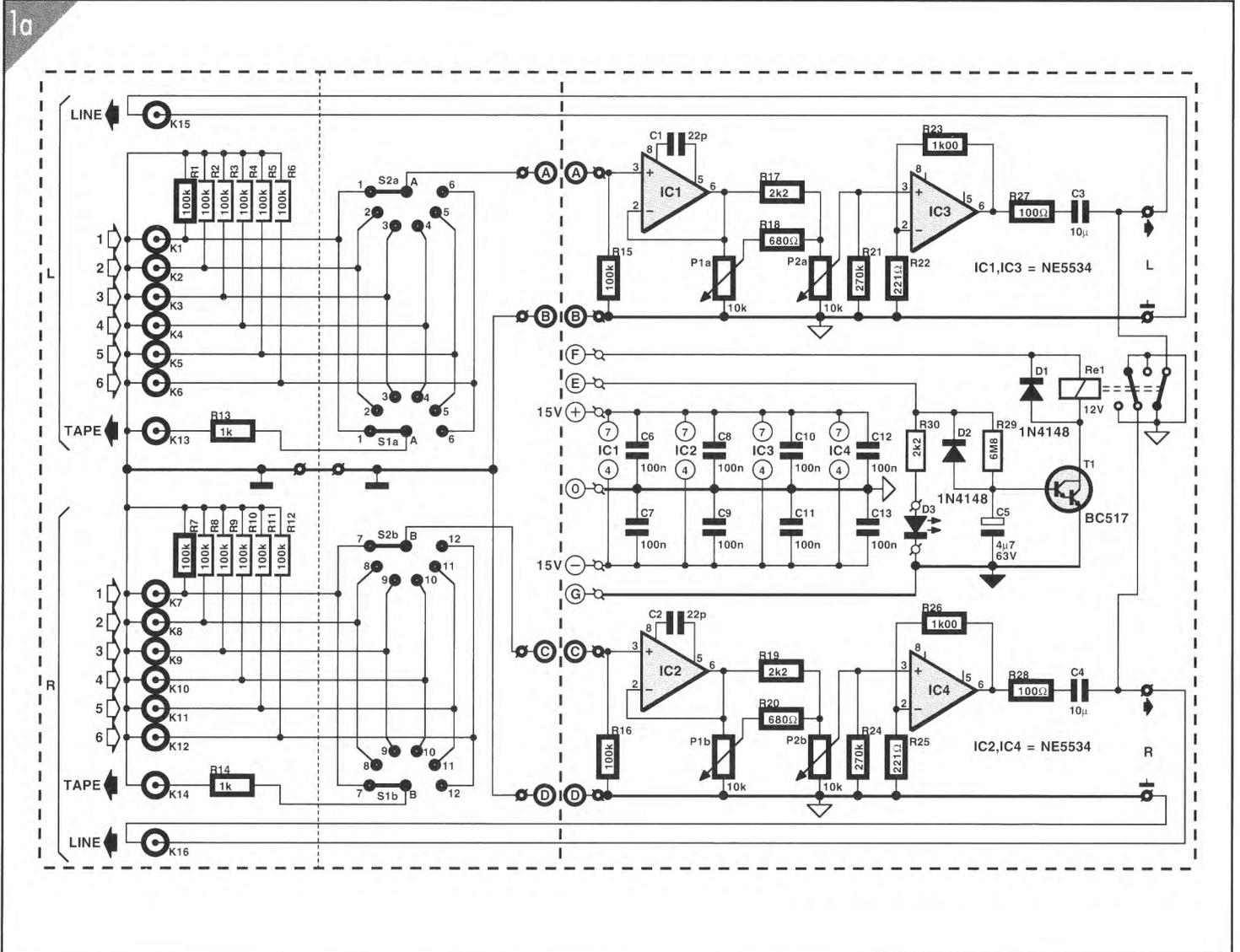


Les caractéristiques majeures de ce préamplificateur sont l'absence d'accessoires inutiles et une qualité sonore remarquable, grâce à l'utilisation de composants de la meilleure qualité.

signal d'entrée. Cette séparation permet, tout en écoutant une source, d'en enregistrer une autre, mais surtout de réaliser une vraie écoute *après* l'enregistrement (*monitor*), à condition que le magnétophone dispose des têtes séparées nécessaires. En sortie de S2, les résistances R15 et R16 ramènent à la valeur normalisée de 47 k $\Omega$  l'impédance d'entrée du canal sélectionné. Les amplificateurs IC1 et IC2 sont de simples tampons à gain unitaire. Comme les circuits préconisés, des NE5534, ne sont pas inconditionnellement stables pour un gain unitaire, il est nécessaire d'y adjoindre un condensateur de compensation (C1 et C2) entre leurs broches 5 et 8. Les tampons d'entrée sont suivis de deux potentiomètres qui règlent balance (P1) et volume (P2). Le second amplificateur opérationnel fournit le gain en tension requis, sinon pourrait-on vraiment parler de préamplificateur ? Ce gain, on le définit par le rapport de résistances R22/R23 (R25/R26 dans l'autre canal). Le facteur est ici de 5,5 (4,5 + 1, dit la formule) exactement ce qu'il faut pour compenser la chute de tension introduite par le réglage de balance et pour passer d'un signal de 250 mV à 1 V. Après passage par une résistance

et un condensateur de couplage – le seul sur tout son trajet – le signal audio amplifié quitte le préamplificateur par les sorties de ligne K15 et K16 via un relais. La fonction de ce relais est de n'autoriser le transfert du signal que quelques secondes après l'application de la tension d'alimentation, une fois que toutes les tensions se sont stabilisées, de manière à éliminer les bruits de commutation. Le pilotage du relais est assuré par une petite électronique centrée sur un transistor darlington, T1. Lors de la mise sous tension, le condensateur C5 se charge lentement par la résistance R29, de sorte que la tension de polarisation nécessaire sur la base de T1 pour le mettre en conduction n'est atteinte qu'avec un certain retard. Lors de la mise hors fonction au contraire, C5 peut se décharger rapidement par la diode D3. Le transistor T1 bloque, désactivant le relais. La LED D3, associée à sa résistance de limitation de courant R30, sert de dispositif de visualisation.

L'alimentation (symétrique) respecte la philosophie du reste du préamplificateur : pourquoi faire compliqué si l'on dispose d'une solution optimale à base de circuits intégrés ? Un rapide examen de cette partie du montage nous



apprend qu'elle se compose d'un transformateur (2 x 15 V/3,3 VA), d'un pont de redressement et de quelques condensateurs, électrochimiques et MKT, associés à deux régulateurs de tension intégrés, IC5 et IC6. La temporisation du relais dispose de sa propre alimentation par D4, D5, R31 et C20; elle draine directement de l'enroulement secondaire du transformateur l'énergie nécessaire à son fonctionnement.

.....  
**Pinailage  
sur le préampli**

Il est possible, dans la majorité des montages audio, d'augmenter très sensiblement le niveau de qualité en utilisant des composants de choix. Notre MINI-PREAMP ne déroge pas à la règle. Le « tuning » comme disent les adeptes de la compétition automobile et du franglais, peut commencer par le choix des embases cinch puisqu'il en existe des variétés aux couleurs et

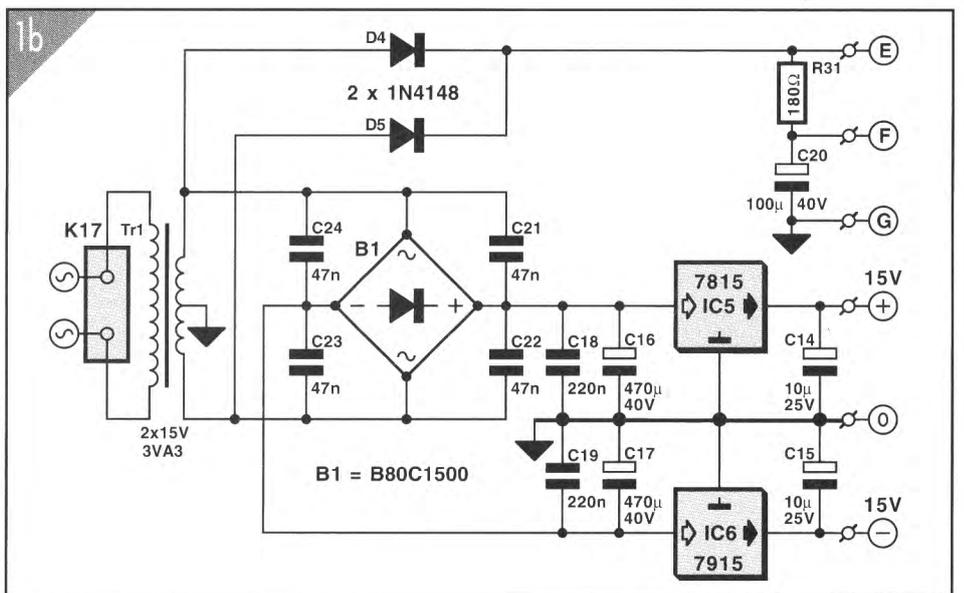


Figure 1 - L'idée directrice à la base de ce MINI-PREAMP est cristallisée dans ce schéma : faire simple et opter pour des composants de première qualité.

Tableau 1. *Caractéristiques électriques des amplificateurs opérationnels utilisables.*

	$U_{bmax}$	$I_{alim}$ [par A]	Tension de compensation d'entrée	Courant de polarisation d'entrée	Impédance d'entrée	Produit gain x bande passante	Taux de montée [V/ $\mu$ s]	Ubruit [nV/ $\sqrt$ Hz, 10 Hz à 1 kHz]	$R_{charge}$ minimum	Stabilité à gain [A] unitaire
TL071 (FET)	$\pm 18$ V	1,4 mA	3 mV	30 pA	1 T $\Omega$	3 MHz	13	45/18	2 k $\Omega$	oui
NE5534 (bipol)	$\pm 22$ V	4 mA	0,5 mV	500 nA	100 k $\Omega$	10 MHz	13	9/4	600 $\Omega$	non ( $A \geq 3$ )
SSM2131 (FET)	$\pm 20$ V	5,1 mA	1,5 mV	130 pA	–	10 MHz	13	38/13	1 k $\Omega$	oui
SSM2134 (bipol)	$\pm 22$ V	4,5 mA	0,3 mV	350 nA	100 k $\Omega$	10 MHz	13	4,5/3,5	600 $\Omega$	non ( $A \geq 3$ )
OP27 (bipol)	$\pm 22$ V	2,5 mA	30 $\mu$ V	15 nA	4 M $\Omega$	8 MHz	2,8	3,8/3,2	600 $\Omega$	oui
OP37 (bipol)	$\pm 22$ V	3 mA	30 $\mu$ V	15 nA	4 M $\Omega$	63 MHz	17	3,8/3,2	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )
AD711 (FET)	$\pm 18$ V	2,5 mA	0,3 mV	15 pA	3 T $\Omega$	4 MHz	20	45/18	2 k $\Omega$	oui
LT1028 (bipol)	$\pm 22$ V	7,6 mA	20 $\mu$ V	30 nA	300 M $\Omega$	75 MHz	15	1/0,9	600 $\Omega$	non ( $A \geq 2$ )
LT1115 (bipol)	$\pm 22$ V	8,5 mA	50 $\mu$ V	50 pA	250 M $\Omega$	70 MHz	15	1/0,9	600 $\Omega$	non
TLE2027 (bipol)	$\pm 22$ V	3,8 mA	20 $\mu$ V	15 nA	–	3 MHz	2,8	3,3/2,5	600 $\Omega$	oui
TLE2037 (bipol)	$\pm 22$ V	3,8 mA	20 $\mu$ V	15 nA	–	76 MHz	7,5	3,3/2,5	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )
TLE2141 (bipol)	$\pm 22$ V	3,4 mA	225 $\mu$ V	-0,8 $\mu$ A	65 M $\Omega$	5,9 MHz	45	15/10,5	2 k $\Omega$	oui
AD74334 (FET)	$\pm 18$ V	8,1 mA	0,25 mV	150 pA	300 G $\Omega$	4,5 MHz	2,8	5,5/3,2	600 $\Omega$	oui
AD745 (FET)	$\pm 18$ V	8 mA	0,25 mV	150 pA	300 G $\Omega$	20 MHz	12,5	5,5/3,2	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )
AD744 (FET)	$\pm 18$ V	3,5 mA	0,3 mV	30 pA	3 T $\Omega$	13 MHz	75	45/18	2 k $\Omega$	non ( $A \geq 2$ )
LT1007 (bipol)	$\pm 22$ V	2,7 mA	20 $\mu$ V	15 nA	5 G $\Omega$	8 MHz	2,5	2,8/2,5	600 $\Omega$	oui
LT1037 (bipol)	$\pm 22$ V	2,8 mA	20 $\mu$ V	15 nA	5 G $\Omega$	60 MHz	15	2,8/2,5	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )
OPA627 (FET)	$\pm 18$ V	7 mA	280 $\mu$ V	2 pA	10 T $\Omega$	16 MHz	55	20/5,6	600 $\Omega$	oui
OPA637 (FET)	$\pm 18$ V	7 mA	280 $\mu$ V	2 pA	10 T $\Omega$	80 MHz	135	20/5,6	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )
LM627 (bipol)	$\pm 22$ V	3 mA	15 $\mu$ V	3 nA	20 G $\Omega$	14 MHz	4,5	3,5/3	600 $\Omega$	oui
LM637 (bipol)	$\pm 22$ V	3 mA	15 $\mu$ V	3 nA	20 G $\Omega$	65 MHz	14	3,5/3	600 $\Omega$	non ( $A \geq 5$ )

LISTE DES COMPOSANTS  
DU SÉLECTEUR:

## • Résistances :

R1...R12 = 100 k $\Omega$ R13, R14 = 1 k $\Omega$ 

## • Divers :

K1...K16 = prise cinch pour châssis

S1, S2 = commutateur rotatif

encartable, 2 circuits,

6 positions

1 boîtier

(par ex. Monacor UC-202H/SW)

LISTE DES COMPOSANTS  
DE L'ALIMENTATION:

## • Résistances :

R31 = 180  $\Omega$ 

## • Condensateurs :

C14, C15 = 10  $\mu$ F/25 VC16, C17 = 470  $\mu$ F/40 V

C18, C19 = 220 nF

C20 = 10  $\mu$ F/40 V

C21 à C24 = 47 nF céramique

## • Semi-conducteurs :

D4, D5 = 1N4003

B1 = B80C1500

IC5 = 7815

IC6 = 7915

## • Divers :

K17 = bornier encartable, 2 contacts,  
pas de 7,5 mmRel = relais miniature encartable à  
2 circuits, bobine 12 V (par ex.  
Siemens V23042-A2003-B101)Tr1 = transformateur secteur  
2 x 15 V/3,3 VA

(par ex. Monacor VTR-3215)

1 cordon secteur

1 interrupteur secteur

LISTE DES COMPOSANTS  
DU PRÉAMPLIFICATEUR:

## • Résistances :

R15, R16 = 100 k $\Omega$ R17, R19, R30 = 2,2 k $\Omega$ R18, R20 = 680  $\Omega$ R21, R24 = 270 k $\Omega$ R22, R25 = 221  $\Omega$  1 %R23, R26 = 1 k $\Omega$  1 %R27, R28 = 100  $\Omega$ R29 = 6,8 M $\Omega$ P1 = 10k $\Omega$  lin. stéréoP2 = 10k $\Omega$  log. stéréo

## • Condensateurs :

C1, C2 = 22 pF

C3, C4 = 10  $\mu$ F MKTC5 = 4,7  $\mu$ F/63 V

C6 à C13 = 100 nF

## • Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148

D3 = LED (3 mm)

T1 = BC517

IC1 à IC4 = NE5534

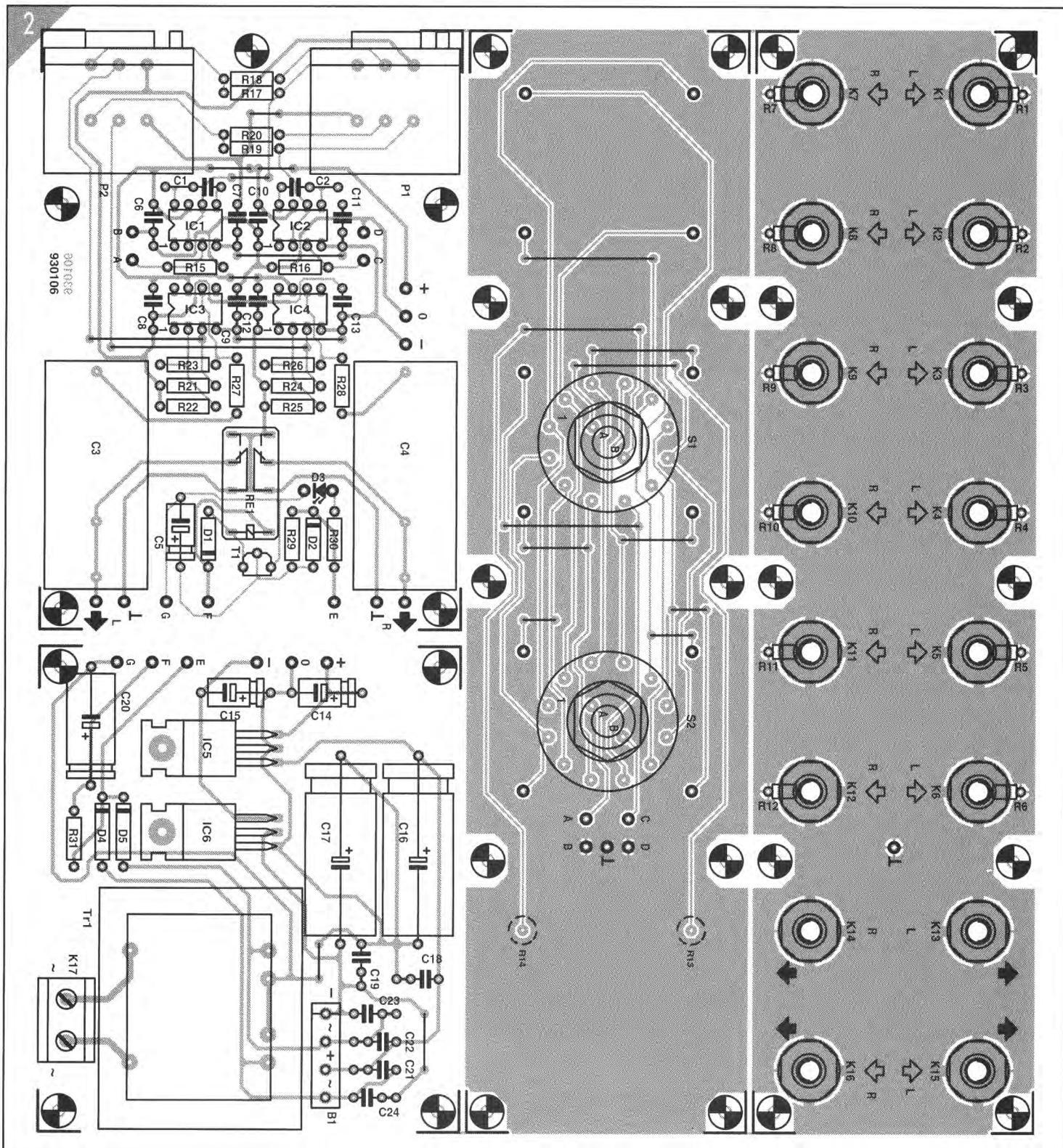


Figure 2 - L'implantation des composants sur la platine. Il faut, avant toute chose, en séparer les quatre parties.

aux prix très différents. Pour un préamplificateur de la classe de celui-ci, une version dorée semble s'imposer, à condition que la fiche correspondante soit revêtue du même métal. Il vaut également la peine de choisir, pour les commutateurs rotatifs S1 et S2, des composants de qualité (c'est parfois plus facile à dire

qu'à faire). Le type de potentiomètre pour la commande de volume et de balance ainsi que celui du condensateur de sortie ont une influence sensible sur la qualité finale de l'appareil. Lors du dessin de la platine, nous avons essayé de tenir compte du désir d'accueillir des éléments du marché professionnel comme, dans le

cas des potentiomètres P1 et P2, d'utiliser soit des potentiomètres ordinaires soit des modèles de meilleure qualité comme par exemple, des ALPS. Le même souci de liberté se manifeste également à l'emplacement des condensateurs C3 et C4. Nous conseillons l'utilisation de condensateurs MKT, mais il est également pos-

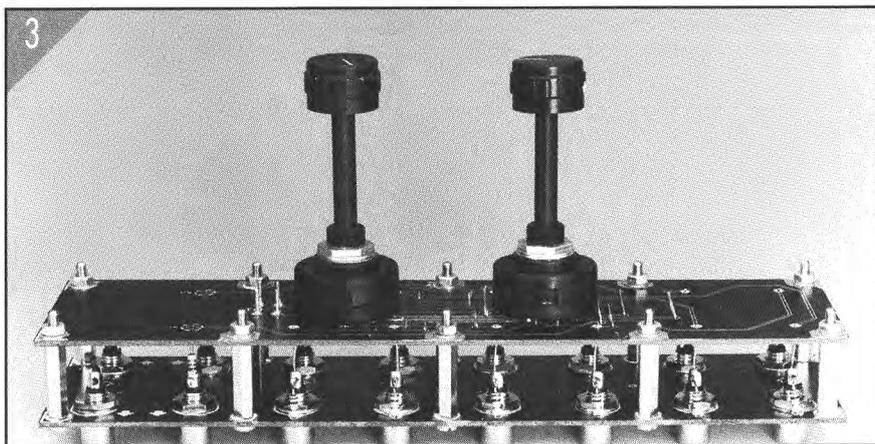


Figure 3 – La platine des prises cinch et celle des rotacteurs sont montées en sandwich. On voit clairement ici la technique d'assemblage.

sible de monter des condensateurs MKP. Évidemment, si on a adopté le plus haut niveau de qualité pour les composants passifs, on peut légitimement se montrer exigeant dans choix des circuits intégrés. Il n'y a aucune raison de supposer que le NE5534 mentionné dans la liste des composants ne soit pas bon ; mais il existe d'autres circuits (plus coûteux) qui présentent des caractéristiques supérieures. Notons en passant qu'il y a dans ce domaine une certaine place pour la subjectivité : rien ne vaut, à ces sommets de perfection, une écoute comparative. Le **tableau 1** reprend les caractéristiques techniques des différents amplificateurs opérationnels utilisables dans le cadre de cette réa-

lisation. Pour le tampon d'entrée, il est important de choisir un circuit au bruit intrinsèque particulièrement faible et d'une impédance d'entrée élevée. Le second circuit intégré doit absolument présenter un haut produit *gain x bande passante* et une impédance de sortie aussi faible que possible. Certains accordent beaucoup d'importance à la vitesse de balayage (*slew rate*), mais il faut reconnaître que dans les sphères de l'ultra haute-fidélité, on a tendance à exagérer son importance, alors qu'il y a d'autres paramètres au moins aussi importants. Rares seront les lecteurs à s'offrir le luxe d'essayer les différents types d'amplificateurs opérationnels proposés ici. Question de temps, question de coût !

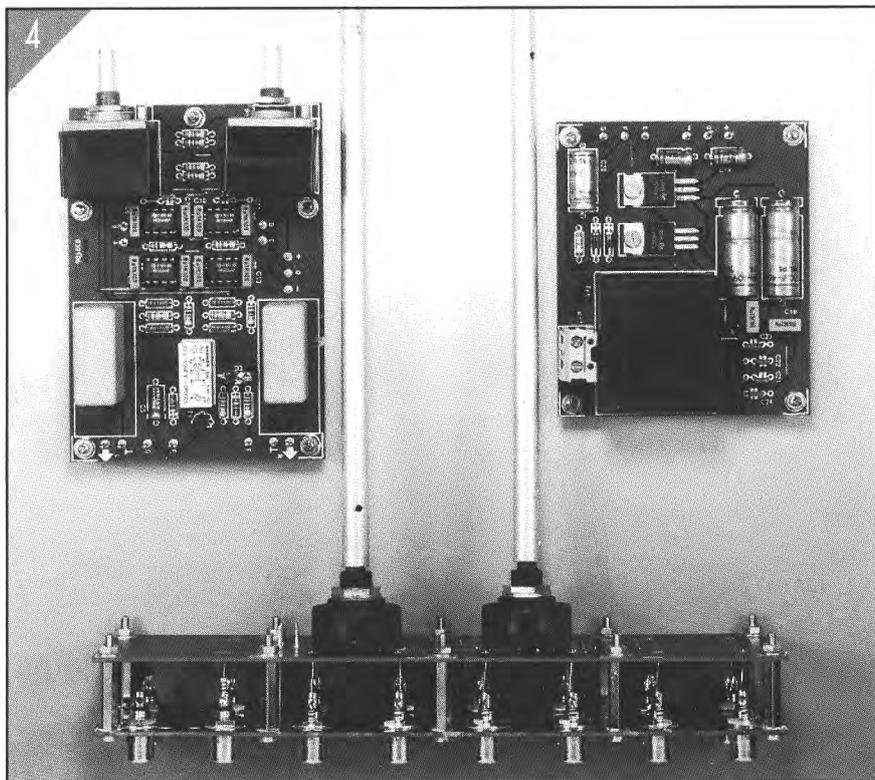


Figure 4 – Les axes des commutateurs rotatifs S1 et S2 sont dotés d'un tube de rallonge qui permet de les actionner de la face avant.

Vous attendez donc avec impatience des informations plus concrètes de notre part. Alors, jetons-nous à l'eau : pour IC1 et IC2, nous laisserions tenter par le SSM2131. Un OPA627 répond fort bien aux espoirs placés en lui, mais coûte inutilement cher pour cette application. Il serait mieux employé en amplificateur de tension à la place de IC3 et IC4. Les circuits intégrés plus abordables, tels que le LT1028 et OP37 n'ont cependant pas à rougir de la comparaison. D'autre part, vous aurait-on détaillé une longue liste d'amplificateurs intégrés de haute qualité s'il s'agissait simplement de vous dire : prenez celui-là ? Finalement, le choix est donc laissé, comme il se doit, à celui qui paie l'addition. Ce qu'il ne faut en tous cas pas oublier, c'est que certains modèles repris dans le tableau ne sont pas stables d'eux-mêmes à gain unitaire et qu'il leur faut donc une compensation additionnelle si l'on s'en sert comme tampon. Cette compensation varie d'un amplificateur opérationnel à l'autre et n'est pas toujours possible. Si vous envisagez d'utiliser pour IC1 et IC2 un autre circuit intégré que le NE5534, choisissez de préférence un circuit stable pour un gain de « 1 » et supprimez les condensateurs de compensation C1 et C2 du schéma.

### ..... La réalisation

Nous vous proposons en **figure 2** une implantation des composants telle que nous l'imaginons pour le MINI-PREAMP. Il faudrait parler de platines au pluriel, parce que le circuit imprimé que nous vous proposons est la juxtaposition de quatre cartes à séparer au préalable. Les lignes pointillées correspondent aux traits de scie. Nous avons ajouté une ligne pointillée fine pour matérialiser la séparation entre la platine des commutateurs rotatifs et celle des embases cinch, qui porte également les résistances d'adaptation R1 à R12. Pour la mise en place des composants, il suffit de suivre l'inventaire et de repérer leur emplacement sur la sérigraphie, rien de plus. L'ordre dans lequel on les soude a de l'importance, pour éviter de chauffer plusieurs fois les éléments sensibles, semi-conducteurs en particulier. Quand on parle de l'alimentation, on songe tout de suite à la sécurité : le bornier K17 est relié au secteur. Une isolation irréprochable est de rigueur. Avec le modèle de transformateur préconisé, à double isolation et protection contre les courts-circuits, il n'est pas nécessaire de prévoir de fusible. Encore quelques remarques peut-être : nous vous conseillons de fixer des cosses ou des picots à souder aux points identifiés par des lettres capitales sur les différentes platines. La qualité du travail et sa fiabilité y gagneront. Les points E, F, G, -, 0 et + de la platine de l'alimentation sont à relier, par fil de câblage souple,

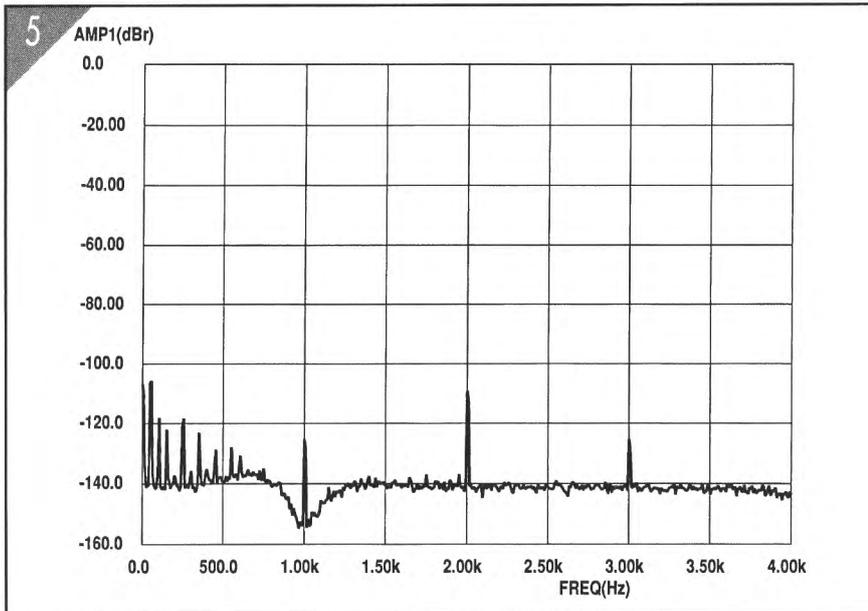


Figure 5 – La courbe de DHT obtenue à l'analyseur de spectre en dit plus qu'un long discours sur la qualité du montage.

aux points correspondants de la platine amplificatrice. Les deux autres platines réclameront votre attention. Comme l'illustre la photographie de la **figure 3**, le but de l'opération est de les monter en sandwich ; une dizaine d'entretoises maintiendront leur écartement. Les interconnexions s'établissent en fil de câblage rigide nu. Pour les prises TAPE, K13 et K14, les résistances R13 et R14 peuvent assurer elles même ces connexions. Quant aux résistances R1 à R12, elles viennent se souder directement aux prises cinch. Une fois les platines assemblées en parallèle, on relie leurs points A et leurs points C à l'aide de deux morceaux de câble blindé dont la tresse se soude aux points de masse correspondants. La même technique qu'on utilise pour relier les sorties du circuit d'amplificateurs aux prises K15 et K16.

### En guise de conclusion

La dernière étape (importante) de cette réalisation est sa mise en coffret. L'électronique utilisée est compacte, le boîtier utilisé le sera aussi. Il en existe des modèles par dizaines. Le sandwich des platines qui vient dans le fond du coffret vous guidera dans le choix. Le type d'assemblage mis en œuvre ici, pour éliminer les risques d'induction de parasites dans les conducteurs sensibles, demande en revanche un peu d'inspiration pour assurer la commande des sélecteurs. Nous avons choisi de prolonger les axes des commutateurs rotatifs jusqu'aux organes de commande montés dans la face avant du coffret. Pour notre part, nous avons utilisé des tubes en aluminium (vous savez bien, ce sont les fameux axes tubulaires creux remplis

de vide) ; on en trouve dans les magasins spécialisés dans le modélisme, mais peut-être aussi chez votre revendeur de composants électroniques. La disposition des deux autres platines est évidente. On les mettra de part et d'autre des tubes prolongateurs d'axe. Ce ne serait pas une mauvaise idée de prévoir des trous supplémentaires de fixation de l'alimentation, de manière à pouvoir la tourner de 45 degrés, voire d'un quart de tour, au cas où l'on constaterait un quelconque rayonnement parasite de sa part. Si vous utilisez le coffret mentionné dans la liste des composants, vous pourrez le doter de la face avant que nous avons dessinée ; elle est représentée en **figure 6**. Mais rien ne vous oblige à acquérir cette face avant autocollante ; avec les moyens informatiques (ou autres) dont vous disposez sans doute, vous aurez vite fait d'en dessiner une à votre goût, avec peut-être même votre propre logo. Autre remarque importante pour la mise en coffret : le modèle que nous avons utilisé (cf. la liste des composants) se compose de panneaux distincts reliés entre eux par des cornières. Les dimensions de ces profilés sont telles qu'il faut y pratiquer, à la scie ou à la lime, les orifices permettant le passage des prises cinch ; cette opération demande du soin, il faut tenir compte de l'espace nécessaire au type d'embase utilisé. Il nous reste, avant d'en terminer, à vous donner à admirer le graphique de la **figure 5**, fait à l'aide d'un analyseur de spectre Audio Precision. Il montre le niveau de bruit et la distorsion harmonique totale (DHT, THD = *Total Harmonic Distorsion* en anglais) ; sous cet aspect en particulier, le MINI-PREAMP peut se mesurer à la plupart des pré-amplificateurs du commerce. Allez-y, faites-vous plaisir... Vous nous remercerez plus tard !

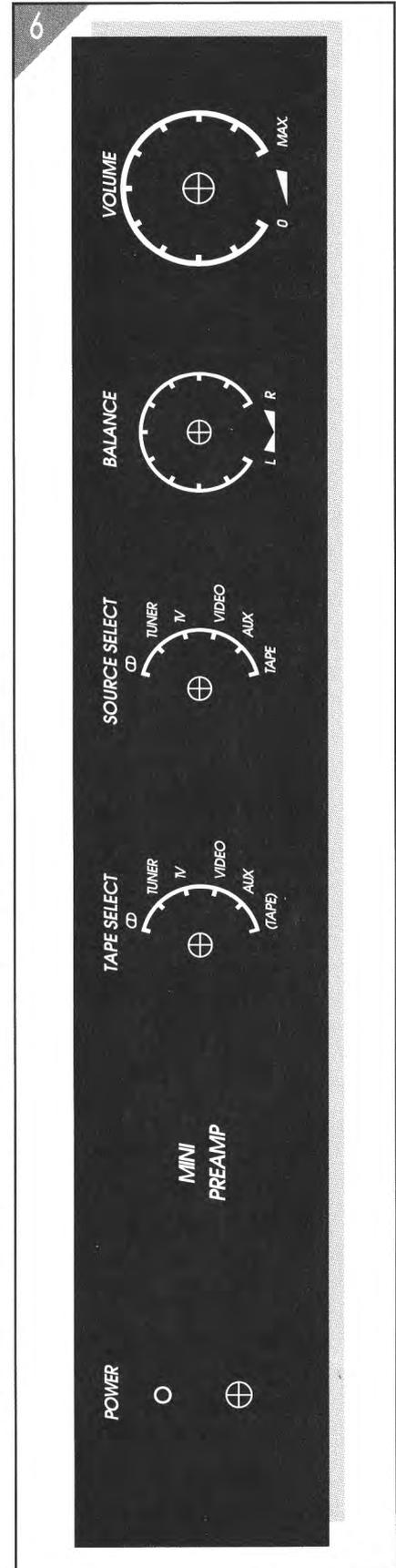


Figure 6 – Un exemple de dessin de face avant (échelle 80 %) pour le MINI-PREAMP. Elle est prévue pour le boîtier mentionné dans la liste des composants.

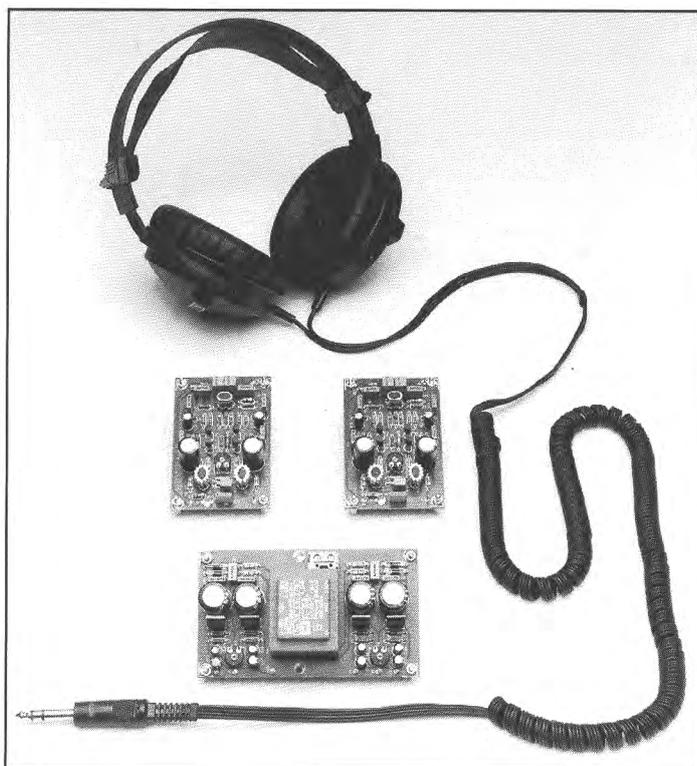
# AMPLIFICATEUR HI-FI POUR CASQUE D'ÉCOUTE

*La musique adoucit les mœurs, dit le proverbe. Écouter de la musique est l'un des passe-temps les plus prenants qui soient, mais il est rarement possible, dans l'environnement moderne, de pouvoir écouter quand on le veut et au volume souhaité une oeuvre musicale, quelle qu'elle soit. La seule solution acceptable par tous les « participants » est une écoute au casque, pour autant que cet accessoire soit d'une qualité comparable à celle de la source. L'avantage d'un casque d'écoute est que pour un prix de quelques centaines de francs on atteint un niveau de qualité équivalent à des enceintes de plusieurs milliers de francs. Mais qui dit casque de bonne qualité sous-entend amplificateur d'un niveau similaire.*

**L**a haute-fidélité prétend donner à ceux qui l'écoutent l'impression de se trouver dans la salle de concert, face à l'orchestre. Et elle y parvient plutôt bien, mais qui d'entre nous peut réaliser ce rêve, chez lui, sans arrière-pensée ? Voisins, enfants ou conjoint, d'une manière ou d'une autre, contrecarrent nos aspirations de haute-fidélité.

Un casque de bonne qualité constitue sans doute l'une des seules alternatives viables. Grâce à lui notre entourage n'est ni gêné par le choix de l'oeuvre musicale ni par le niveau qu'elle requiert, d'autant plus qu'on peut l'écouter quand on veut, même tard le soir.

L'expérience vous aura sans doute appris également que le coût d'un casque d'écoute de bonne qualité est sans commune mesure avec celui d'une paire d'enceintes « correctes ». Pour moins de 1000 FF on peut acquérir un casque à l'image sonore sublime qui rivalise avantageusement avec des systèmes d'enceintes multivoies ruineuses. En résumé, un casque permet de jouir de vraie haute-fidélité pour une somme raisonnable. Personne ne niera que l'achat d'une

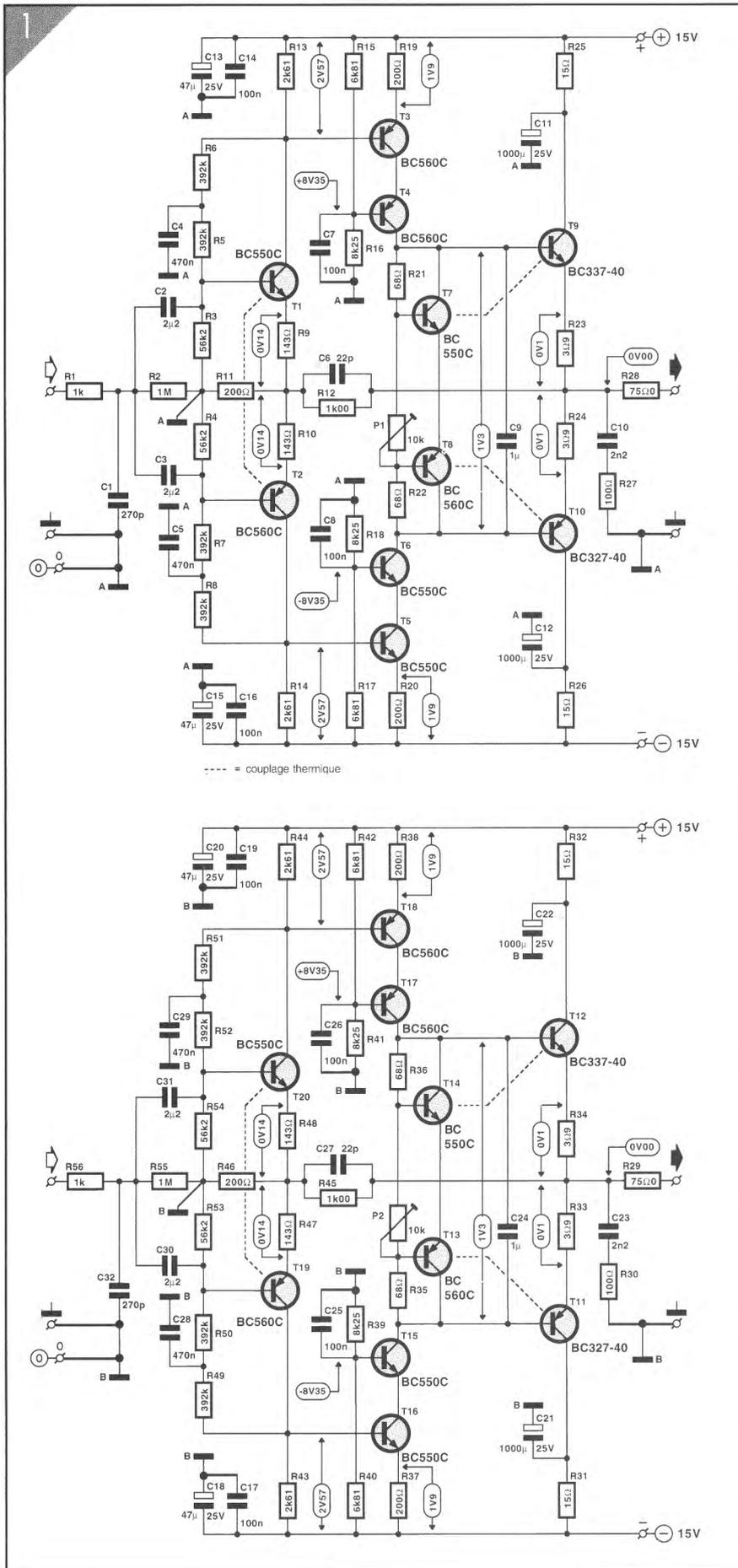


## Caractéristiques techniques de l'amplificateur pour casque d'écoute :

• Tension d'alimentation :	±15 V
• Consommation de courant (par étage) :	30 mA environ
• Courant de repos (par étage) :	25 mA
• Puissance de sortie :	40 mW dans 600 Ω
• DHT + bruit (à 1 mW/600 Ω) :	≤0,0015 % (20 Hz à 20 kHz)
• DHT à 1 kHz/1 mW :	≤0,0005 %
• Rapport signal/bruit :	≥112 dB (pondéré A)
• Impédance d'entrée :	20 kΩ environ
• Impédance de sortie :	75 Ω
• Bande passante :	400 kHz
• Taux de montée (slew rate) hors filtre R1/C1 :	350 V/μs
• Adapté aux charges ohmiques comprises entre 32 et 600 Ω.	

bonne paire d'enceintes demande un effort financier considérable.

Aucun reproducteur de son – qu'il s'agisse d'un casque ou d'une enceinte – ne peut faire la preuve de ses qualités intrinsèques qu'à condition que l'électronique située en amont soit au même diapason. À la réflexion, brancher des écouteurs à la sortie d'un amplificateur de puissance tient du non-sens, vu la quantité d'énergie minuscule dont il se satisfait. Dans la pratique on constate cependant que la sortie casque est reliée, via un diviseur de tension, à la sortie de l'amplificateur de puissance, détour inutile, tout bénéfique pour le fabricant, pas pour la musique !



**Figure 1 – Le mini-étage d'amplification travaillant en classe A proposé ici fournit les quelques milliwatts nécessaires à l'attaque d'un casque d'écoute de haute qualité.**

Il est de loin préférable de brancher le casque d'écoute à la sortie du préamplificateur par l'intermédiaire d'un étage de puissance adapté.

Que faut-il pour alimenter un casque ? Le cahier des charges est extrêmement restreint. Il lui faut une sorte d'étage d'amplification de ligne, doté d'une sortie de puissance. Nul besoin de haute tension, puisqu'en règle générale sa sensibilité est relativement élevée. Si nous partons d'une tension nominale de sortie du préamplificateur de  $1 V_{eff}$ , un gain de quelques unités fait déjà parfaitement l'affaire.

Il n'est pas nécessaire non plus de disposer de puissances « renversantes », sachant qu'il suffit de quelques dizaines de milliwatts seulement. Une paire d'écouteurs standard fournit à une puissance de 1 mW une pression sonore comprise entre 90 et 100 dB. Il ne faut cependant pas perdre de vue que la plupart des casques d'écoute présentent une impédance relativement élevée.

Si, par le passé, ils présentaient d'habitude une impédance de  $8 \Omega$ , la plupart des modèles de haut de gamme actuels possèdent une impédance de plusieurs centaines d'ohms (souvent  $600 \Omega$ ). Le mini-amplificateur décrit ici peut fournir une puissance de 40 mW à une charge de  $600 \Omega$ , niveau plus que suffisant pour entraîner des dommages irréversibles de l'ouïe si l'on écoute de la musique à « pleins tubes » au casque pendant une durée assez prolongée. Ne dites pas que vous n'avez pas été avertis : on n'a pas encore réussi de greffe de l'oreille interne !

Nous avons, lors de cette description, oublié à dessein la catégorie des casques d'écoute électrostatiques. Ce type de casque nécessite en effet, pour fonctionner, une quantité d'énergie relativement importante et normalement, c'est l'amplificateur de puissance, par le biais d'un circuit d'adaptation, qui le commande. Il n'est pas possible, avec ce modèle de transducteur, d'utiliser l'amplificateur décrit ici.

.....  
**Le concept**

Cet amplificateur pour casque Hi-Fi, nous l'avons conçu différemment de ceux que nous avons coutume de présenter. Jetez, pour vous en convaincre, un coup d'oeil au schéma de la **figure 1**. L'examen de l'amplificateur fait appa-

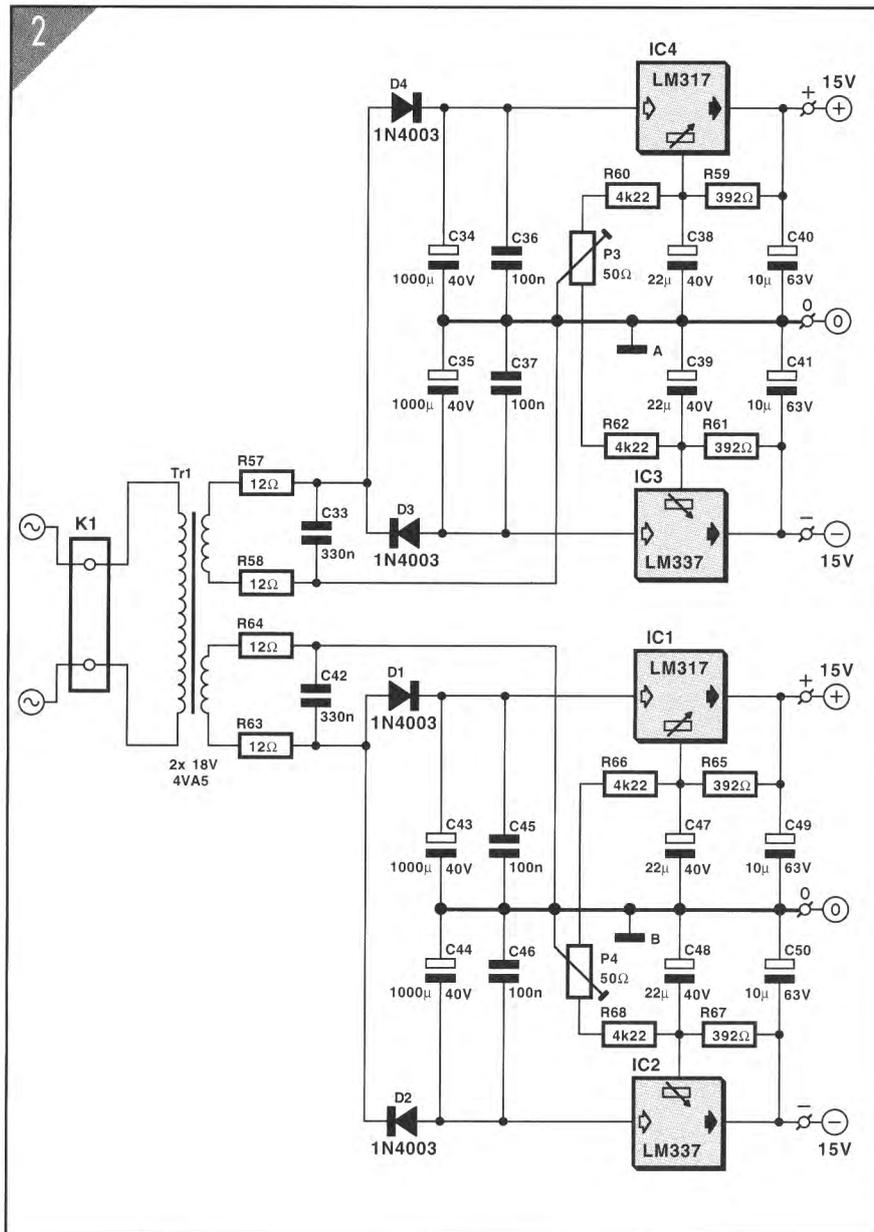


Figure 2 – L'alimentation du canal droit est totalement distincte de celle du canal gauche. Il est possible, en faisant appel à un redressement mono-alternance, de se tirer d'affaire à l'aide d'un transformateur à deux enroulements secondaires seulement.

raître qu'il est dépourvu d'étage différentiel à l'entrée. On se trouve ici en présence d'un circuit à la symétrie quasi-parfaite : on pourrait presque le séparer en deux parties identiques en tirant un trait horizontal. On disposerait ainsi d'un amplificateur travaillant avec une tension positive l'autre travaillant avec une tension négative. Le concept mis en oeuvre ici était, il y a quelques années seulement, fréquemment utilisé dans les préamplificateurs pour cellules de lecture à bobine mobile (MC = *Moving Coil*, disait-on à l'époque) et était connu pour ses excellents résultats.

Le même concept convient également dans le cas de niveaux de signal plus importants. Son seul inconvénient est de nécessiter deux conden-

sateurs d'entrée, le premier pour le transistor d'entrée NPN et le second pour le transistor d'entrée PNP. Comme il est possible, dans le cas d'un amplificateur pour casque, de travailler à une impédance d'entrée relativement élevée, de l'ordre de 20 k $\Omega$  dans le cas présent, nous pouvons donner à ces condensateurs une valeur assez faible, 2,2  $\mu$ F et opter pour un type de bonne qualité, comme les MKT.

Prenons le temps d'examiner l'un des canaux. Le signal de sortie du préamplificateur arrive via la résistance R1. Associée au condensateur C1, cette résistance constitue un filtre passe-bas qui limite la bande passante du signal entrant à environ 400 kHz dans le cas d'une impédance de sortie de 600  $\Omega$ . Via les condensateurs C2 et

C3 le signal arrive aux bases des transistors T1 et T2. Le gain introduit par ces transistors dépend des valeurs attribuées aux résistances R13, R9 et R11 (pour T1), R14, R10 et R11 (pour l'autre transistor). De plus, on dispose sur la double résistance d'émetteur du signal contre-réactif.

Le réglage en courant continu se fait par l'intermédiaire des résistances R6, R5, R3 (pour T1) et R8, R7, R4 (pour T2). Ces résistances fournissent également une contre-réaction en courant continu. Les signaux de collecteur de T1 et T2 sont ensuite dirigés vers deux montages en cascade, T3/T4 et T5/T6, circuits assurant un gain à très large bande et une adaptation d'impédance entre les transistors d'entrée et l'étage de sortie.

L'inconvénient de cette approche est qu'il devient impossible de pousser les transistors en conduction jusqu'au niveau de la tension d'alimentation, situation qui n'a rien de critique dans le cas d'un amplificateur pour casque, vu la faible puissance demandée. Les transistors de puissance T9 et T10 sont eux pris dans les lignes de collecteur des transistors T4 et T6. Les transistors T7 et T8 constituent à eux deux une diode zener réglable chargée de la définition du courant de repos.

Cette « diode zener » est couplée thermiquement, par moitié, aux transistors T9 et T10, de sorte que le courant de repos reste relativement stable même lors d'une variation en température des transistors de sortie. Il circule par les transistors T9 et T10 un courant important (relativement aux autres transistors de ce montage) de quelque 25mA ; on se trouve donc bien en présence d'un fonctionnement en classe A.

Les deux transistors de sortie ont été dotés de condensateurs tampons électrochimiques, C11 et C12, composants reliés par l'intermédiaire de résistances de 15  $\Omega$  à la tension symétrique de  $\pm 15$  V.

La résistance R12 assure la contre-réaction d'ensemble. Associée à R11, cette résistance détermine le gain entre l'entrée et la sortie. La sortie comporte en outre un réseau RC C10/R27 qui constitue à la fois une charge constante aux fréquences élevées et une résistance de sortie de 75  $\Omega$ . En règle générale, dans le cas d'un ampli-

Figure 3 – L'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation ; ce circuit imprimé se subdivise en fait en trois parties : une alimentation « stéréophonique » et deux petites platines destinées aux amplificateurs.

**LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR POUR CASQUE  
(VERSION STÉRÉO)**

• Résistances :

- R1, R56 = 1 kΩ
- R2, R55 = 1 MΩ
- R3, R4,
- R53, R54 = 56,2 kΩ à 1 %
- R5 à R8,
- R49 à R52 = 392 kΩ à 1 %
- R9, R10,
- R47, R48 = 143 Ω à 1 %
- R11, R19,
- R20, R37,
- R38, R46 = 200 Ω à 1 %
- R12, R45 = 1 kΩ à 1 %
- R13, R14,
- R43, R44 = 2,61 kΩ à 1 %
- R15, R17,
- R40, R42 = 6,81 kΩ à 1 %
- R16, R18,
- R39, R41 = 8,25 kΩ à 1 %
- R21, R22,
- R36, R36 = 68 Ω
- R23, R24,
- R33, R34 = 3,9 Ω
- R25, R26,
- R31, R32 = 15 Ω
- R27, R30 = 100 Ω
- R28, R29 = 75 Ω à 1 %

- R57, R58,
- R63, R64 = 12 Ω

- R59, R61, R65,
- R67 = 392 Ω à 1 %
- R60, R62, R66,
- R68 = 4,22 kΩ à 1 %
- P1, P2 = ajustable 10 kΩ
- P3, P4 = ajustable 50 Ω

• Condensateurs :

- C1, C32 = 270 pF styroflex
- C2, C3, C30,
- C31 = 2,2 μF/50 V MKT  
(au pas de 5 mm)
- C4, C5, C28,
- C29 = 470 nF
- C6, C27 = 22 pF styroflex
- C7, C8, C14,
- C16, C17, C19,
- C25, C26, C36,
- C37, C45, C46 = 100 nF
- C9, C24 = 1 μF (au pas de  
5 mm)
- C10, C23 = 2,2 nF
- C11, C12,
- C21, C22 = 1 000 μF/25 V radial
- C13, C15, C18,

- C20 = 47 μF/25 V radial

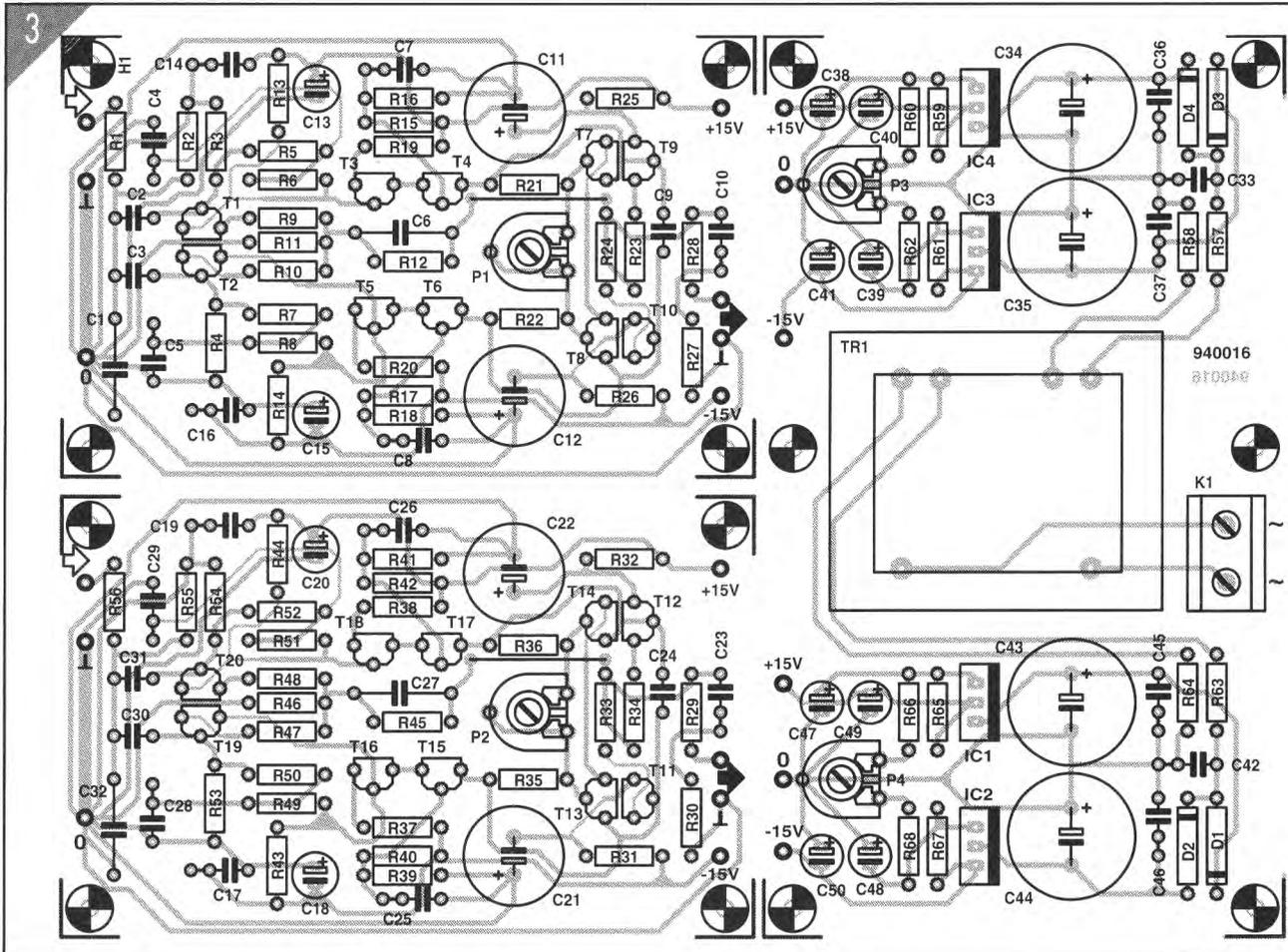
- C33, C42 = 330 nF
- C34, C35, C43,
- C44 = 1 000 μF/40 V radial
- C38, C39,
- C47, C48 = 22 μF/40 V radial
- C40, C41,
- C49, C50 = 10 μF/63 V radial

• Semi-conducteurs :

- D1 à D4 = 1N4003
- T1, T5 à T7,
- T14 à T16, T20 = BC550C
- T2 à T4, T8,
- T13, T17 à T19 = BC560C
- T9, T12 = BC337-40
- T10, T11 = BC327-40
- IC1, IC4 = LM317
- IC2, IC3 = LM337

• Divers :

- K1 = bornier encartable à 3 contacts  
au pas de 7,5 mm
- Tr1 = transformateur secteur  
2 x 18 V/4,5 VA (tel que, par  
exemple Block VR4,5/2/18)  
cf. texte.

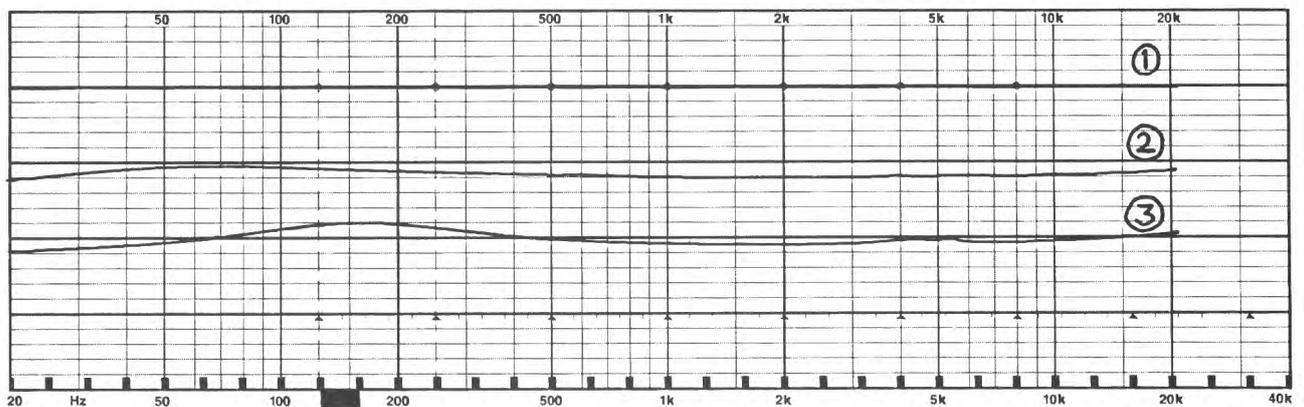


## Impédances des casques d'écoute : Danger !

La connexion d'un casque d'écoute à un amplificateur, fait souvent appel à un diviseur potentiométrique prenant la forme d'une ou de deux résistances, dispositif chargé d'atténuer la tension de sortie et de protéger des courts-circuits l'étage final de l'amplificateur. Sachant que la courbe d'impédance d'un casque n'est pas une ligne droite, mais qu'elle est, à l'image de celle d'une enceinte, légèrement bombée, la courbe de réponse en fréquence sera, dans une certaine mesure, influencée par la résistance prise en amont. De très nombreux fabricants n'utilisent pas de vrai diviseur de tension mais prennent tout simplement une résistance en série avec le casque, le casque d'écoute proprement constituant la seconde résistance du diviseur. Pour mieux illustrer notre propos nous avons procédé à des mesures sur deux casques d'écoute pour voir ce qui se passait.

dramatique, mais peut parfaitement suffire à donner une coloration différente si on branche le casque à un amplificateur différent.

Les choses deviennent plus « graves » lorsque l'on connecte un casque d'une impédance de 32  $\Omega$  (valeur classique pour de l'audio portable) à travers une résistance-série. C'est très exactement la situation représentée par la courbe (3). On a branché un casque de 32  $\Omega$  d'impédance en série avec une résistance de 100  $\Omega$ . Le résultat est une courbe relativement mouvementée qui se traduira inévitablement par un changement sensible de la texture du son. Les valeurs de résistances évoquées ici sont réalistes, puisque dans la pratique les valeurs de la résistance prise à la sortie pour casque d'un amplificateur s'étagent de 100 à environ 500  $\Omega$ .



La courbe (1) du graphique qui chevauche le repère 0 dB représente le niveau du signal disponible sur l'embase du casque lorsque celui-ci est branché à un amplificateur ayant une impédance de sortie de 0,1  $\Omega$ .

La courbe (2) montre la tension appliquée à ce même casque d'écoute, un Beyerdynamic d'une impédance nominale de 600  $\Omega$ , lorsque l'on intercale une résistance de 470  $\Omega$  entre l'amplificateur et l'embase de casque. Outre le fait qu'il ne reste pas grand-chose de la fonction d'atténuation de l'amplificateur on constate une légère bosse dans les graves et un léger relèvement dans les aigus. Tout ceci n'a rien de

Avec ses 75  $\Omega$ , l'amplificateur décrit ici s'en sort fort honorablement. Ce n'est qu'avec des casques de 32  $\Omega$  que cette résistance entraînera une coloration du son, mais ce n'est pas non plus là le type de casque d'écoute pour lequel il a été conçu.

Même s'il n'est pas dans vos intentions de réaliser l'amplificateur pour casque d'écoute décrit ici, il pourrait s'avérer intéressant de voir, à l'aide des documents techniques qui l'accompagnent, quelle est l'impédance de votre casque et de voir, sur le schéma de votre amplificateur quelle est la structure de la sortie pour casque d'écoute.

ficateur de puissance, on tâche d'obtenir une résistance de sortie faible, mais il en va différemment lorsqu'il s'agit d'amplificateurs pour casque.

Une impédance de sortie faible présente l'avantage qu'une éventuelle dérive n'a pas d'effet sur la caractéristique de reproduction. À l'inverse, il est impératif de disposer en sortie d'une résistance série en vue de protéger l'amplificateur contre les courts-circuits qui ne manquent pas de se produire au moment où l'on branche la fiche

du casque. Une valeur de 75  $\Omega$  constitue un compromis acceptable par les deux parties. Comme une version stéréophonique de cet amplificateur draine un courant non négligeable que l'alimentation du préamplificateur n'est pas nécessairement en mesure de fournir, nous avons conçu une alimentation distincte. On en retrouve le schéma en **figure 2**. Le choix d'un transformateur à deux enroulements complètement séparés s'explique par le désir de réaliser deux canaux totalement distincts l'un de l'autre. Chacun des enroulements sert à la génération

d'une tension d'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V. Cette approche permet de se contenter de deux enroulements seulement pour disposer de deux tensions symétriques parfaitement distinctes.

La production d'une tension symétrique à l'aide d'un unique enroulement est possible par l'utilisation d'un redressement simple alternance, processus au cours duquel une diode utilise les demi-périodes positives pour charger un condensateur électrochimique, l'autre diode remplissant

la même fonction pour les demi-périodes négatives.

Par la mise en oeuvre de condensateurs de lissage de capacité relativement importante il est quand même possible de minimiser la tension de ronflement résiduelle propre au redressement simple alternance. Des résistances de  $12 \Omega$  prises en série avec les lignes des secondaires limitent les courants de crête.

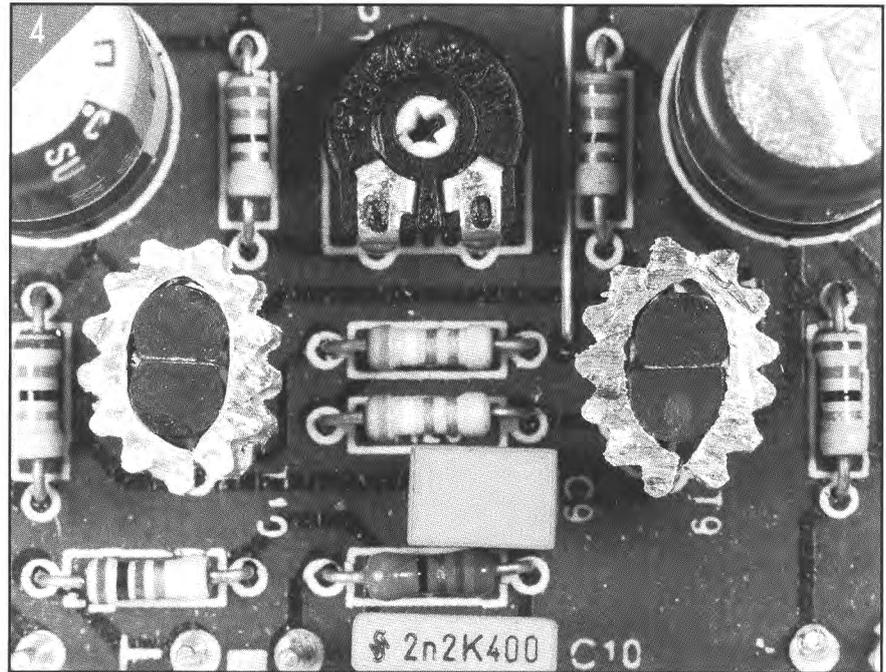
Un quarteron de régulateurs de tension intégrés, IC1 à IC4, chacun assisté d'une paire de résistances pour fixer la tension de sortie à 15 V soit en positif, soit en négatif; dans chacune des alimentations symétriques, une résistance ajustable, P3 et P4 respectivement, voilà tout ce qu'il faut pour ajuster parfaitement la symétrie des tensions d'alimentation et du même coup, disposer en sortie de chacun des étages de puissance d'une tension de zéro volt très exactement.

### L'aspect pratique des choses

Comme permet de le voir, en **figure 3**, la sériographie des composants sur la platine dessinée pour cette réalisation, l'ensemble de l'électronique prend place sur une platine de dimensions « royales ». Un examen rapide permet de constater que l'on se trouve en présence non pas d'un circuit imprimé, mais de trois: une alimentation et deux amplificateurs.

Il est préférable de procéder à la séparation physique de l'alimentation de manière à pouvoir la positionner – elle comporte un transformateur, ne l'oublions pas – à une certaine distance des amplificateurs.

La mise en place des composants est une opération tout ce qu'il y a de plus traditionnel; il faut cependant faire attention à certains points: veiller à ce que les paires de transistors T1/T2, T7/T9, T8/T10, T19/T20, T12/T14 et T11/T13



**Figure 4** – Il ne faudra pas oublier que les transistors de puissance doivent être refroidis et couplés thermiquement au transistor-zener. On utilisera pour ce faire un radiateur en aluminium normalement prévu pour des transistors de plus gros diamètre.

soient convenablement disposés côté plat contre côté plat. Pour les paires T1/T2 et T19/T20 on peut aisément fabriquer un anneau en cuivre ou en aluminium qui viendra les serrer l'un contre l'autre de façon à disposer d'un couplage thermique efficace.

Les quatre paires de transistors restantes seront dotées d'un radiateur d'aluminium en étoile, normalement utilisé pour les transistors TO-39. Il suffit, après avoir fait glisser le dit radiateur sur la paire de transistors disposés face à face, de l'aplatir quelque peu à la pince pour assurer un excellent couplage thermique (cf. **figure 4**).

Le câblage à établir entre les deux platines est extrêmement simple: il se limite aux 6 lignes nécessaires aux alimentations. Il est préférable, vu l'embonpoint de l'ensemble de la réalis-

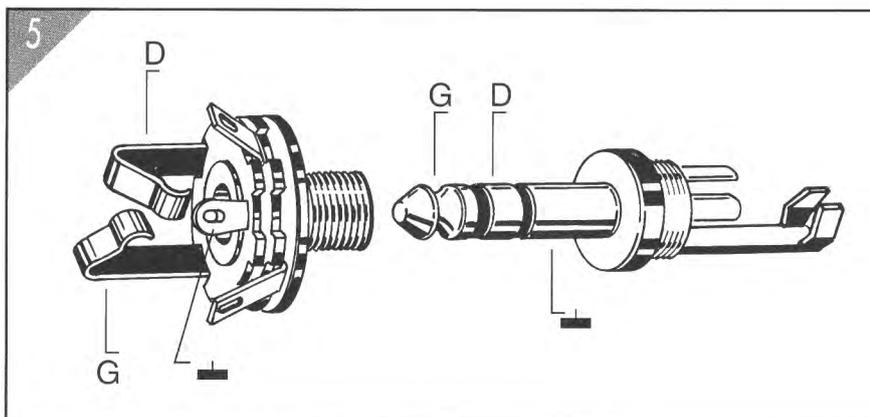
tion, de lui donner son propre coffret. Il est d'ailleurs peu probable que l'espace disponible soit suffisant dans le préamplificateur pour y loger les amplificateurs pour les canaux gauche et droit. On mettra les trois platines dans un coffret en plastique largement dimensionné. On implantera dans la face arrière l'entrée secteur à interrupteur incorporé.

Il n'est pas nécessaire de prévoir de fusible dans le circuit primaire sachant que le transformateur préconisé est protégé contre les courts-circuits. Si tel n'était pas le cas du transformateur que vous envisagez d'utiliser, il faudra bien évidemment en tirer les conséquences. La face avant est dotée de deux embases cinch qui doivent être reliées, à l'aide de fil blindé, aux entrées correspondantes de chacune des platines d'amplificateur.

Il reste bien entendu à placer une embase jack femelle de 6,3 mm destinée à recevoir le jack mâle du casque. Le croquis de la **figure 5** donne le brochage et de l'embase et de la fiche jack 6,3 mm.

Ceci fait, il n'y a plus qu'à ajuster le courant de repos et à régler les valeurs des tensions d'alimentation. On commence par mettre les ajustables P3 et P4 en position médiane et on met les ajustables P1 et P2 à leur valeur de résistance maximale (rotation en butée vers la gauche). On branche un multimètre placé en calibre 200 mV, tension continue, aux bornes de la résistance R23. Jouer ensuite sur l'ajustable P1 jusqu'à obtenir une tension de 100 mV sur R23.

(suite page 37)

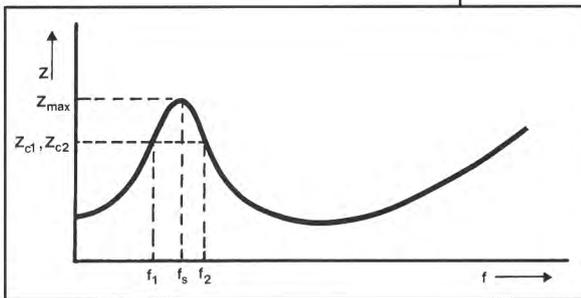


**Figure 5** – Brochage d'un ensemble jack, mâle-femelle, de 6,3 mm.

# LES PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES DES HAUT-PARLEURS

On trouve généralement dans les prospectus des fabricants de haut-parleurs quantité de données dont on ne saisit pas toujours les relations qui les unissent ni la façon de les déterminer ou de les établir. Voici qui devrait vous assurer une meilleure entente avec les haut-parleurs !

Les logiciels de simulation qui calculent les enceintes pour haut-parleurs font usage – on s'en douterait – de toute une série de paramètres. On peut légitimement se demander d'où ils sortent. Les feuilles de caractéristiques publiées par les fabricants de haut-parleurs mentionnent, elles aussi, quantité de données, mais pas toujours les mêmes. Ceci provient du fait que différents paramètres peuvent se déduire de formules qui les relient entre eux. Raison pour laquelle nous publions ici un aperçu des



formules standard, de manière à vous permettre, au départ des informations que vous possédez, de dériver le reste des paramètres qui vous manquent, éventuellement après avoir procédé vous-même à quelques mesures. Nous y avons ajouté l'un ou l'autre éclaircissement qui devrait vous aider à comprendre ce que tout cela sous-entend et quel parti en tirer.

On commence d'habitude par analyser la courbe d'impédance du haut-parleur en fonction de la fréquence (soit à l'air libre, soit monté sur un baffle).  $f_s$  est la fréquence de résonance du haut-parleur;  $f_1$  et  $f_2$  les fréquences situées de part et d'autre de la pointe de résonance et qui représentent un certain pourcentage de l'impédance maximum  $Z_{\max}$ , soit  $Z_1$  et  $Z_2$ . Si vous calculez le rapport entre  $Z_{\max}$  et la résistance en continu  $R_c$ , vous obtenez  $r_0$ . Ensuite on évalue l'impédance aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , soit  $Z_1$  et  $Z_2$ . Ces valeurs permettent de déduire le facteur de qualité mécanique  $Q_{ms}$ . Puis on peut déterminer  $Q_{es}$ , le facteur de qualité électrique.  $R_i$  est dans cette formule la résistance interne des éléments interposés avant le haut-parleur,

$$r_0 = \frac{Z_{\max}}{R_c} \quad [\Omega]$$

$$Z_{c1} = Z_{c2} = \sqrt{Z_{\max} \cdot R_c} \quad [Hz]$$

$$f_s = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad [Hz]$$

$$df = f_2 - f_1 \quad [Hz]$$

$$Q_{ms} = \frac{f_s \cdot \sqrt{r_0}}{df}$$

$$Q_{es} = \frac{(R_i + R_c) \cdot Q_{ms}}{R_c \cdot (r_0 - 1)}$$

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} \cdot Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}} = \frac{Q_{ms}}{r_0}$$

$$m_{ms} = \frac{m_h}{\frac{f_s^2}{f_h^2} - 1} \quad [Kg]$$

$$B \cdot \ell = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_s \cdot m_{ms} \cdot (R_i + R_c)}{Q_{es}}} \quad [Wb/m, Tm \text{ ou } N/A]$$

$$V_{as} = \frac{\rho_0 \cdot c^2 \cdot r^4}{4 \cdot f_s^2 \cdot m_{ms}} = 140449 \cdot \frac{r^4}{4 \cdot f_s^2 \cdot m_{ms}} = 140449 \cdot C_{as} \quad [m^3]$$

$$M_{as} = \frac{m_{ms}}{(\pi \cdot r^2)^2} \quad [kg/m^4]$$

$$C_{as} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_s) \cdot M_{as}} = \frac{r^4}{4 \cdot f_s^2 \cdot m_{ms}} \quad [m^5/N]$$

$$R_{ms} = \frac{2\pi \cdot f_s \cdot m_{ms}}{Q_{ms}} \quad [kg/s]$$

$$C_{ms} = \frac{C_{as}}{(\pi \cdot r^2)^2} \quad [kg/s]$$

$$C_{es} = \frac{m_{ms}}{(B \cdot \ell)^2} \quad [F]$$

$$R_{es} = \frac{(B \cdot \ell)^2}{R_{ms}} \quad [\Omega]$$

$$n = \frac{4 \cdot \pi^2}{c^3} \cdot \frac{f_s^3 \cdot V_{as}}{Q_{es}} \cdot 100 = \frac{9,6 \cdot 10^{-7} \cdot f_s^3 \cdot V_{as}}{Q_{es}} \cdot 100 \quad [ \% ]$$

$$\eta = 10 \cdot \log\left(\frac{n}{0,065}\right) + 80 \quad [dB]$$

$$r = \frac{B \cdot \ell}{m_{ms}} \quad [m/As^2]$$

18e année

## Hors-Série AUDIO 1

**Les Trois Tilleuls**  
**BP 59 - 59850 Nieppe**  
**Téléphone : 20.48.64.64**  
**Télécopieur : 20.48.69.64**  
**Minitel : 36.15 ELEKTOR (1,01 F/min)**

Le standard est ouvert du lundi au vendredi de 8h30 à 16h00.  
 Banque: Société Générale à Armentières.  
 n° 01113-00020095042.21: CCP Lille: 7.472.29.A

**ABONNEMENTS :**  
 Voir encart. Avant-dernière page.

**RÉDACTION :**  
 Guy Raedersdorf

**Rédaction internationale :**  
 H. Baggen, J. Buiting, J. van Rooij,  
 L. Seymour, J. Steeman  
**Sécrétariat :** H. Wilmes  
**Laboratoire :** H. Bonekamp, T. Giesberts,  
 L. Lemmens, A. Rietjens  
**Chef du laboratoire :** K. Walraven

**DIRECTEUR du département Livres & Hors-Série :**  
 A. Schommers  
**RÉDACTION et COORDINATION de ce numéro :**  
 Denis Meyer et Jean-Claude Sabatier

**MAQUETTE et PHOTOCOPOSITION :**  
 Kristine Nuyens, AKKURAAT, Hasselt (B)

**DIRECTEUR DÉLÉGUÉ DE LA PUBLICATION :**  
 Robert Safé

**PUBLICITÉ :**  
 Nathalie Defrance

**ADMINISTRATION :**  
 Brigitte Henneron

**DROITS D'AUTEUR :**  
 © Elektor B.V. 1995

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet.

Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice.

**Sté Editrice :** Publitronec  
**S. à r. l. au capital de 50 000 F**  
**Gérant et directeur de la publication :** J. Boermann

**Siège Social :** Les 3 Tilleuls - 59850 Nieppe  
**RC - HAZEBROUCK :** 319.937.454.00027  
**APE :** 221E ISSN : 1261-3495  
**Principal associé :** ELEKTUUR B.V.

Imprimé aux Pays-Bas par NDB  
 Distribué en France par NMPP  
 et en Belgique par AMP

normalement la bobine du filtre et les câbles de raccordement du haut-parleur. C'est ainsi qu'on peut évaluer l'influence de ces composants dans le comportement du haut-parleur. Le facteur de qualité total,  $Q_s$ , correspond à la mise en parallèle de  $Q_{ms}$  et  $Q_{es}$ .

La masse mobile constitue un autre facteur important dans les caractéristiques d'un haut-parleur. Nous indiquons ici une méthode simple pour la déterminer soi-même. Alourdissons le cône au moyen de petites masses calibrées. Le poids total additionnel doit se situer entre la moitié et une fois la valeur du poids d'origine. Si on ne dispose pas de petites masses étalons, on peut rappeler que certaines pièces de monnaies ont une masse précise, en particulier les pièces d'or.

Évitez en revanche les pièces attirées par l'aimant, elles introduiraient une erreur. Un tout petit peu de colle au caoutchouc permet de les fixer provisoirement au cône sans laisser de trace sur la membrane après l'expérience. Mesurons la nouvelle fréquence de résonance du haut-parleur ainsi lesté. Injectons dans la formule de  $m_{ms}$  la masse additionnelle  $m_h$ , la fréquence de résonance normale  $f_s$  et celle mesurée avec le balourd,  $f_h$ .

Il est possible à présent de faire toute une série de calculs. Le produit  $B \cdot l$  représente la densité du flux magnétique (B) dans l'entrefer, multipliée par la longueur (l) du fil de cuivre de la bobine mobile dans laquelle circule le champ magnétique.  $V_{as}$  est le volume d'air correspondant à l'élasticité acoustique de la suspension de la membrane. Le rayon  $r$  du cône est à prendre entre le centre de la bobine et le milieu de l'anneau élastique de suspension du cône. Il y a trois méthodes différentes de calcul de  $V_{as}$ , si bien qu'il est toujours possible d'obtenir sa valeur à partir des caractéristiques dont on dispose.  $M_{as}$  est la masse acoustique de l'ensemble du cône et de sa suspension;  $C_{ms}$  est l'élasticité mécanique,  $C_{es}$  l'élasticité électrique et  $R_{es}$  la résistance électrique équivalente de la suspension.

On en vient ainsi au rendement du haut-parleur, qui peut s'exprimer de deux façons. Le paramètre  $\eta$  le donne en pourcentage, alors que sous la dénomination  $\eta$  (éta grec), il représente une pression acoustique en dB (décibels) mesurée à un mètre de distance quand on applique au haut-parleur une tension équivalente à celle que délivrerait une puissance de 1 W dissipée dans une charge de 8  $\Omega$ . Pour finir, une autre formule vous donne encore l'accélération  $\Gamma$  (gamma majuscule) du haut-parleur.

Voilà de quoi déterminer tous les paramètres importants. Aviez-vous imaginé au départ que si peu de données (et de mesures) vous permettraient d'en déterminer autant ?

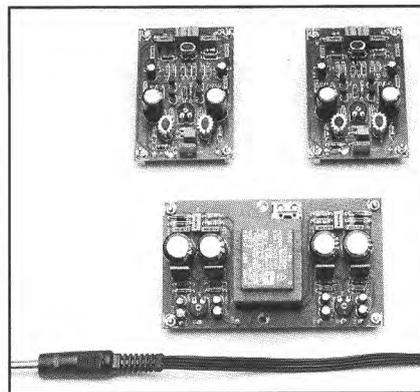
(suite de l'article de la page 35)

On procède de la même façon pour l'autre canal, à l'aide de l'ajustable P2 et de la résistance de référence R34. On connecte ensuite le millivoltmètre à la sortie et, par action sur P3 (et P4 sur l'autre platine), on fait en sorte que la tension continue mesurée à la sortie soit de 0 V très exactement. Si l'on n'y arrive pas, c'est qu'il existe des différences trop importantes entre les transistors d'entrée.

Il nous faut alors remplacer l'un d'entre eux, T1 ou T2, voire T19 ou T20 dans l'autre canal. Le mieux serait d'apparier au préalable les transistors grâce à un montage tel que celui décrit ailleurs dans ce numéro: le sélecteur de transistors complémentaires. Vu le nombre de transistors similaires utilisés, des paires devraient se dégager sans peine.

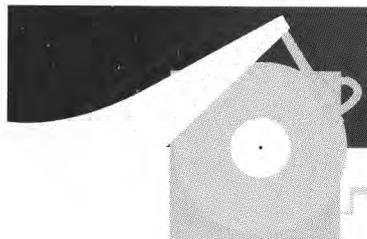
Pour approcher au mieux les conditions réelles de travail il est souhaitable d'adapter le sélecteur de paires de transistors complémentaires, en modifiant simplement le courant d'émetteur; une résistance de 330  $\Omega$  pour R4, à la place de celle de 22  $\Omega$ , prévue pour des transistors plus puissants, devrait faire l'affaire.

La mesure du gain réclame quant à elle soit un voltmètre très sensible, soit plus simplement le remplacement de la résistance R3 par une de 10 k $\Omega$ .



Si vous n'avez pas opté dès le départ pour cette solution anticipative, vous pouvez, en cas de problème d'équilibre, envisager de monter un support pour transistor sur le circuit imprimé de l'amplificateur et expérimenter avec plusieurs transistors de manière à identifier les éléments qui s'apparient au mieux. On vérifiera une fois encore, pour terminer, le réglage du courant de repos.

L'amplificateur haute-fidélité pour casque d'écoute est prêt à s'intégrer dans votre chaîne audio pour vous offrir des heures et des heures de plaisir total, sans la moindre gêne pour autrui.



# SCAN SPEAK EVENT

## UNE LIGNE DE TRANSMISSION RÉGLÉE COMME UNE HORLOGE

À propos des qualités de l'enceinte du type « ligne de transmission », les avis sont toujours partagés. C'est principalement sa prétendue médiocre réponse aux impulsions qui pose problème. C'est peut-être la raison pour laquelle elle a subi une éclipse de quelques années. Mais on constate un retour en force de la colonne, avec comme corollaire, très apprécié, un encombrement réduit de l'enceinte, pour une reproduction des graves comparable.

Un exemple parmi d'autres de ligne de transmission est l'enceinte Event de Scan Speak ; elle montre à suffisance que, d'une soi-disant faiblesse en impulsions, il ne peut être question, pour peu que le projet soit bien étudié et l'assourdissement des résonnances internes suffisant.

### Un mètre de haut

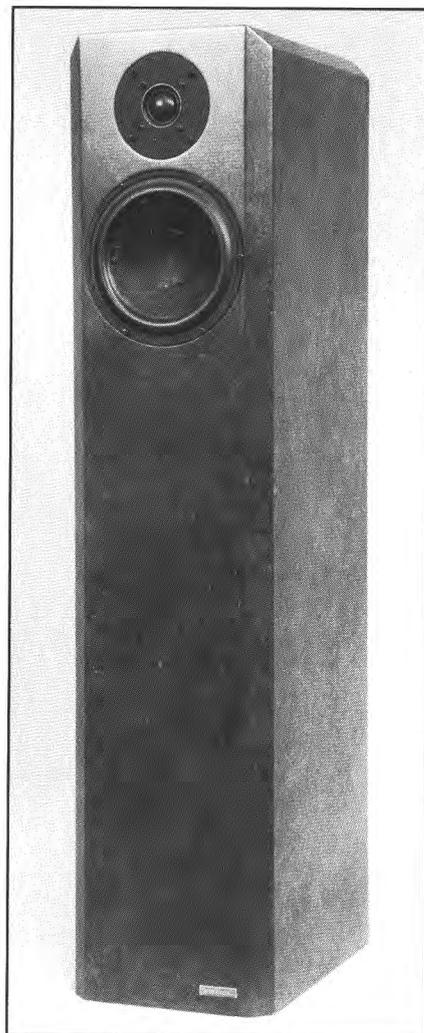
Un coffre solide, lourd et une esthétique qui a du corps. Non seulement il a une apparence puissante, mais il l'est effectivement. Il prend appui directement sur le sol : le concepteur lui a refusé tout intermédiaire. En outre, il lui a coupé à 45° six de ses arêtes frontales. Les deux haut-parleurs se fondent complètement dans la façade massive et les arêtes obliques viennent en tangence à la circonférence du woofer ; l'effet est des plus réussis. À remarquer, l'événement rectangulaire de la ligne de transmission qui s'ouvre dans la face supérieure. Elle aussi s'est fait raboter les arêtes saillantes. Cette ouverture, outre l'effet bass-reflex recherché, fournit en même temps une anse bien pratique pour déplacer l'enceinte ! La firme Audio Components a choisi une finition marbrée aux tons verts et anthracite neutre. L'avantage d'une

teinte foncée est que les membranes ne contrastent pas et s'harmonisent mieux à la face.

### Un événement

« Event » évoque pour nous l'ouverture qui, en particulier dans un bass-reflex, restitue l'onde arrière après remise en phase. En anglais, c'est l'événement, oserions-nous dire le « happening » ? Le jeu de mots est-il voulu ? Quand on s'appelle Scan Speak, on sait probablement de quoi on parle. N'empêche, l'événement s'est produit dès l'écoute du premier disque audio-numérique : les concepteurs d'Audio Components ont apporté la confirmation indiscutable que la LT (ligne de transmission) est une configuration excellente pour la reproduction sonore. Elle convient à tous les genres musicaux et Event se classe fort honorablement.

La restitution des transitoires et du grave profond sont impeccables et l'appréciation à l'audition ne corrobore en rien les allégations à propos des LT. Pourtant, pendant les essais, un autre événement s'est produit. À l'écoute de « Unplugged » d'Eric Clapton, nous avons peut-être découvert l'origine des bobards à propos des LT. Dans un passage très grave de grosse caisse,



il nous a semblé entendre un léger décalage, comme si la batterie ne venait pas en mesure. Nous avons installé l'enceinte sur des pointes d'acier et du coup, l'extrême grave est rentré dans le tempo. Prend-on la peine de positionner correctement les Event, c'est tout l'orchestre

#### Fiche technique :

nom	: Scan Speak Event
conception	: Audio Components, R. Smulders
enceinte	: ligne de transmission
filtre	: du deuxième ordre
mesurations	: 1000 mm x 276 mm x 225 mm (h x l x p)
fonctions	: un woofer de 18 cm un tweeter à dôme de 105mm
distorsion DHT	: ≤ 0,3 %

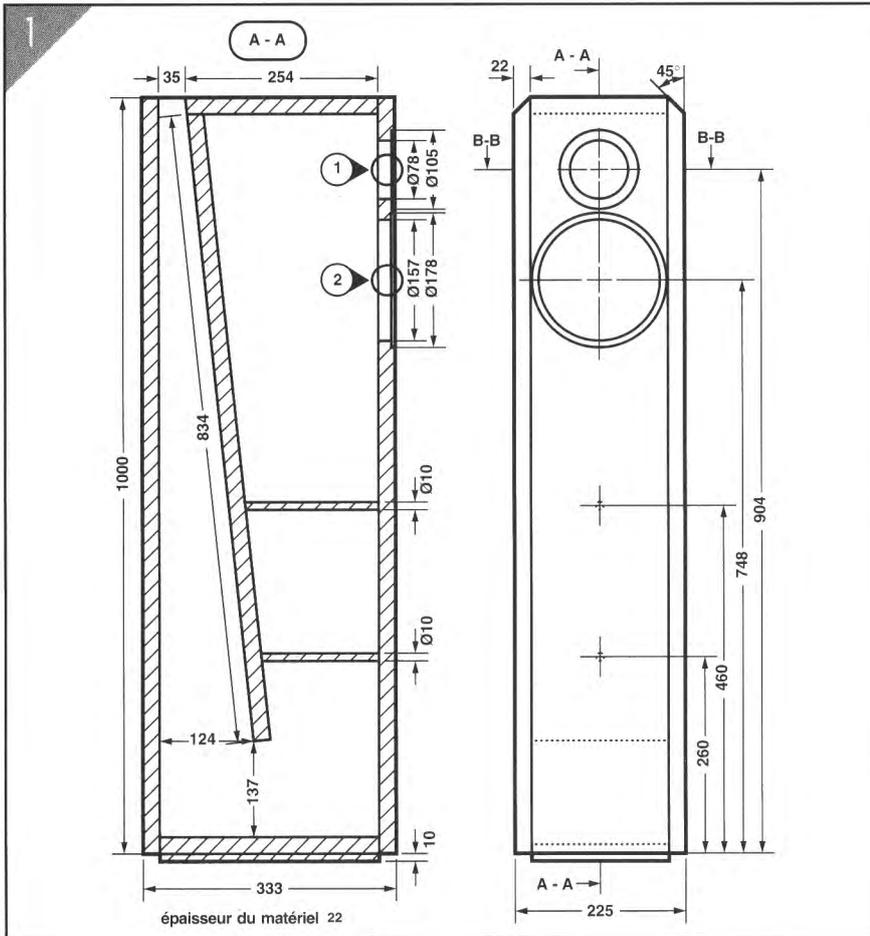


Figure 1 – Un seul panneau oblique suffit à transformer cette enceinte en ligne de transmission.

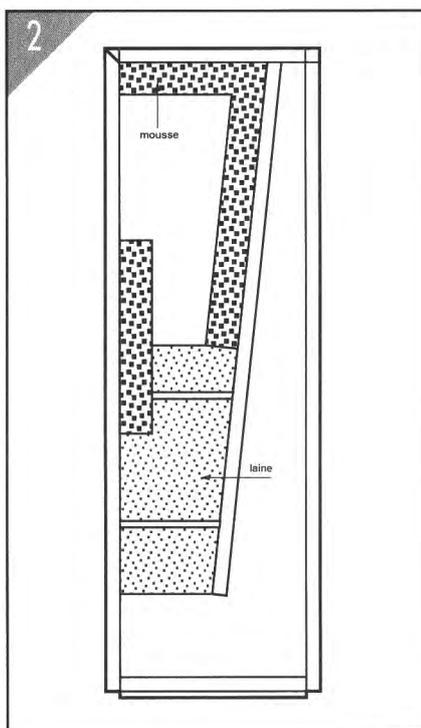


Figure 2 – Un amortissement judicieux et Event devient une ligne de transmission exemplaire.

qui s'installe et chaque instrument trouve sa place précise dans l'image sonore stéréophonique. Le fort bel aigu des tweeters en est certainement la cause. Dans le registre médium, Event reste, à notre goût, un rien trop timide. Cela ne se remarque que quand on commute sur des enceintes plus volubiles.

Mais bien vite, on repasse sur les Event pour apprécier l'espace sonore qu'elles créent dans la rigueur, la précision, l'harmonie. Nous pouvons affirmer que, grâce à la combinaison de ses haut-parleurs, Event est une enceinte qu'on ne se lasse pas d'écouter.

### Les haut-parleurs

La sélection des éléments qui constituent Event est en soi toute une histoire, qui commence par le haut-parleur d'aigus. C'est le D2905/9300 qui a été sorti du lot. À première vue, on dirait un haut-parleur d'aigus à dôme textile comme tant d'autres. Si on l'examine en détail, on remarque inévitablement le soin, le souci du détail qui a présidé à sa fabrication. Rien que l'anneau qui élimine les arêtes tranchantes entre

dôme et châssis, c'est déjà du travail d'artiste. Le haut-parleur de basses, un 18W8535, équipé d'une membrane renforcée par fibres de carbone, a l'aspect du papier à la forme. Sa surface est tout sauf plane, ce qui atténue sensiblement les résonnances du cône. Comme prévu, il est bien difficile d'assurer une production homogène et constante de ce genre de matériau, ce qui oblige de contrôler 100 % des éléments avant leur sortie d'usine. On remarque aussi le capuchon de la bobine mobile, concave alors que la plupart sont convexes.

Ceci engendre une forme parabolique globale de la membrane, sans ligne d'inflexion. Pour sa suspension, Scan Speak a choisi un anneau de caoutchouc très souple pour assurer un raccord au châssis d'une haute flexibilité et sans couture.

### Aussi simple qu'une enceinte à évent

Les LT se caractérisent souvent par une construction très compliquée. Il y a aussi moyen de faire plus simple et ce projet-ci n'est pas le seul, rien que dans ce numéro spécial, à vous le démontrer. On peut le voir sur la **figure 1**, un seul panneau, monté en oblique dans l'enceinte, forme le tuyau de la ligne de transmission. On y décèle moins bien les arêtes extérieures brisées à 45°, mais la photo en début d'article vous renseigne mieux que tout un discours.

La **figure 2** indique comment s'y prendre pour assourdir convenablement – on a vu combien c'est important – l'intérieur du caisson avant d'atteindre le conduit qui mène à l'évent. On commence par en recouvrir toutes les parois de mousse absorbante, comme la Pritex, dans la partie supérieure, puis on passe à de la laine à longues fibres, qui rembourse la partie inférieure, mais sans excès, le volume doit rester bien aéré. Elle s'accroche aux deux bâtons ronds placés en travers.

### Deux voies

Une ébénisterie pas bien compliquée, le filtre non plus. La **figure 3** vous montre un modèle de simplicité. Deux filtres du deuxième ordre pour cette enceinte à deux voies, en supplément une adaptation de niveau de 2 dB par la résistance R1, de préférence à faible inductance, et le tour est joué.

Les composants ne sont pas les premiers venus, rien que de la haute qualité, condensateurs MKP de 250 V et des bobines de faible résistance ohmique, il n'y a pas de secret.

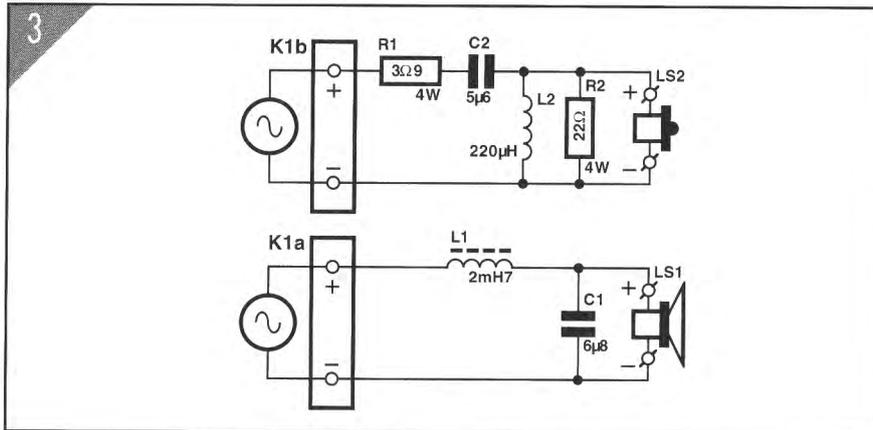


Figure 3 – Le filtre de séparation est sûrement aussi simple à construire que l'enceinte elle-même.

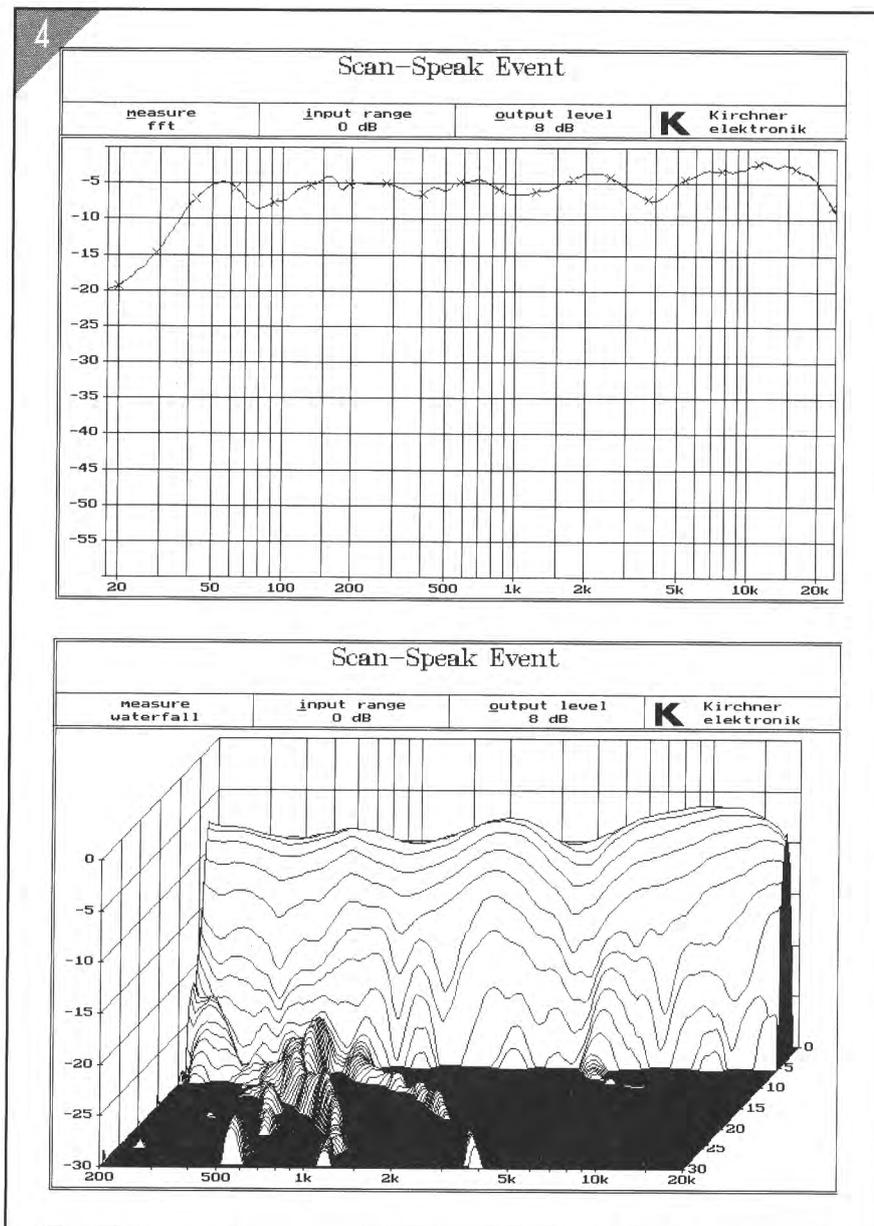


Figure 4 – Une très belle et très ample réponse, avec une petite remontée dans l'aigu, voilà ce qui caractérise la courbe de réponse. En dessous, le diagramme en chute d'eau montre que la ligne de transmission est un système parfaitement au point.

### Les mesures

Nous n'avons pas lésiné sur les mesures. D'abord la réponse en fréquence : vous la voyez en **figure 4**. Elle se prolonge très loin dans les basses, le petit creux juste au-dessus de 100 Hz, nous l'avons vérifié, provient du local. Ce qui a d'avantage attiré notre attention, c'est la légère remontée dans l'aigu. Pas tellement pour elle-même, mais plutôt parce qu'elle a tendance à masquer un peu le médium, effet que nous avons déjà constaté à l'oreille.

Nous avons aussi mesuré la distorsion. Sur la totalité du spectre audio, elle reste inférieure à 0,3 %, ce qui est vraiment excellent. Quant au diagramme en chute d'eau, dans le bas de la figure 4, il permet de constater l'inanité des légendes qui ont circulé à propos des LT. Une mauvaise réponse en impulsions se manifesterait par des avancées larges du volume et une pente trop douce. Dans les cas graves, on trouve quantité d'excroissances et de bosses. Ici, rien de tout cela, à part quelques taupinières dont l'altitude est trop faible pour se manifester. Comment se fait-il que ce diagramme soit si flatteur ? La première raison tient à la rigidité de la caisse, faite de matériau épais et renforcée par le panneau oblique. La seconde est manifestement le fruit d'un amortissement bien étudié de la LT.

### À vous de jouer

Le prix de ses haut-parleurs classe Event dans la moyenne, mais en réalité, elle vaut bien plus que cela. En tous cas, elle vaut le détour, si vous avez l'occasion d'aller l'écouter. Pour cette enceinte-ci comme pour les autres décrites dans ce numéro spécial, il y a un peu partout des revendeurs spécialisés qui se feront un plaisir de vous les faire écouter.

#### LISTE DES COMPOSANTS DE L'ENCEINTE SCAN SPEAK EVENT

##### • Haut-parleurs :

LS1 = Scan Speak 18W8535

LS2 = Scan Speak D2905/9300

##### • Composants du filtre :

R1 = 3,9 Ω/4 W faible inductance

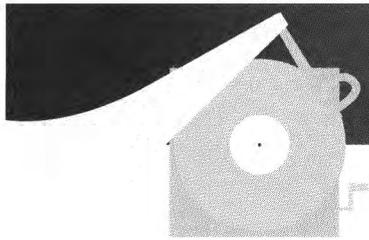
R2 = 22 Ω/4 W

L1 = bobine à noyau HQ 2,7 mH, faible résistance

L2 = bobine à air 220 μH

C1 = 6,8 μF/250 V MKP

C2 = 5,6 μF/250 V MKP



# FACT 2170

## UNE ENCEINTE À DEUX VOIES SANS FIORITURES

*La construction d'enceintes acoustiques est, à juste titre, considérée comme un art. Si, en plus, on veut pousser dans leurs derniers retranchements les éléments choisis pour les accorder en un tout homogène, sans dépasser un budget fixé, on touche au grand art. Le Fact 2170 est un exemple du genre. Il est composé entièrement, filtre répartiteur compris, d'éléments de série largement diffusés en France et même dans toute l'Europe.*

**E**n règle générale, les facteurs d'enceintes sont assez sceptiques à l'égard des soi-disants filtres répartiteurs universels que l'on trouve tout montés au magasin du coin. Ils sont souvent dans le vrai. La théorie permet déjà de démontrer que les conditions qu'un filtre doit remplir pour s'accorder à des haut-parleurs donnés sont tellement nombreuses qu'en choisir un dont on ne connaît pas toutes les caractéristiques est une loterie peu gratifiante. Ceux qui y ont joué vous le diront.

Pourtant, ces filtres sont bien construits et donnent d'excellents résultats, pour autant qu'on leur associe les haut-parleurs pour lesquels ils ont été calculés. Si l'amateur a bien peu de chance d'accéder à toutes ces informations, le fabricant ou l'importateur, en revanche, est bien mieux placé pour réussir l'opération.

Toutes les firmes ne le font pas, mais Monacor, parmi d'autres, a rompu le silence et présente le Fact 2170, une excellente enceinte à construire au départ de composants extraits de son catalogue et d'un prix parfaitement abordable, autour des 600 FF sans ébénisterie. Des occasions comme celle-là, on en voudrait plus souvent.

### ..... À la découverte

Le programme de vente de Monacor est particulièrement large, tout spécialement en ce qui concerne les haut-parleurs, au point qu'il en devient difficile de choisir, parmi tous les woofers présentés, celui qui conviendrait le mieux pour une ébénisterie en particulier. C'est précisément cette abondance qui a permis à Jan Knoop, acousticien de la firme, de les essayer un par un jusqu'à trouver celui qui s'accordait le mieux au filtre qu'il avait sélectionné.

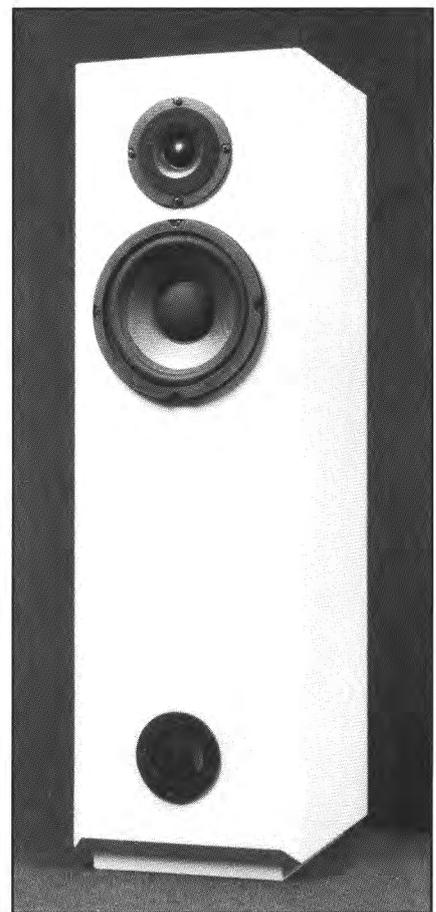
Il s'est inspiré d'un projet décrit dans le manuel de construction de Monacor, le Fact, parce que

l'architecture en colonne, très en vogue aujourd'hui, lui plaisait particulièrement. Puis il s'est attaché au filtre DN-20/4. Comme l'indique la **figure 1**, c'est un filtre du troisième ordre comportant une correction d'impédance pour le grave. Il est équipé d'origine de condensateurs MKT et de bobines à air bien dimensionnées. La fréquence de transition se situe à 2 kHz lorsqu'on y branche des haut-parleurs de 4 Ω.

Côté woofers (registre grave), l'impédance s'obtient par la connexion des bobines mobiles en parallèle, côté tweeter (registre aigu), en shuntant la sortie par une résistance de 8,2 Ω. Ses expérimentations ont conduit Jan Knoop à associer à ce répartiteur le SPH-170TC comme haut-parleur de graves. C'est un modèle à double bobine mobile, membrane en polypropylène et suspension en caoutchouc. Un puissant aimant et un saladier bien solide complètent la construction.

Il s'accorde très bien avec le DT-101SV, un tweeter de 50 W de belle facture, à dôme de supronyl, évacuation de la chaleur par ferrofluid, un gros aimant et une monture fort réussie, munie d'un joint de feutre. Il présente un haut rendement, 92 dB, soit environ 4 dB de plus que le woofer, raison pour laquelle un diviseur résistif a été intercalé devant le tweeter.

Pour améliorer légèrement le rendu des graves, un évent en bassreflex complète l'enceinte. Le SPH-170TC convient aux enceintes closes, mais vu l'espace dont il dispose ici, il s'accommode fort bien d'un système ouvert. Il se voit ainsi doté d'un évent de 50 mm de diamètre intérieur (extérieur de 60 mm), à savoir le MBR-50. C'est un tuyau dont on peut régler la longueur. Le concepteur nous a dit avoir calculé cet évent en se servant d'un logiciel d'aide au calcul en acoustique, le CAAD (dont une version pour Windows est sortie entretemps).



### ..... La menuiserie

On peut voir sur la figure 2 comment s'articule le montage de l'ébénisterie. C'est une colonne rectangulaire partagée en deux par un renfort, lui-même percé d'une ouverture de 150 mm de diamètre par lequel les deux chambres communiquent. La partie la plus délicate est la face avant qui présente des arêtes biseautées. Elles ne sont pas là uniquement pour l'esthétique, elles participent au rendu sonore. Pour protéger un peu mieux la menuiserie d'éventuelles dégra-

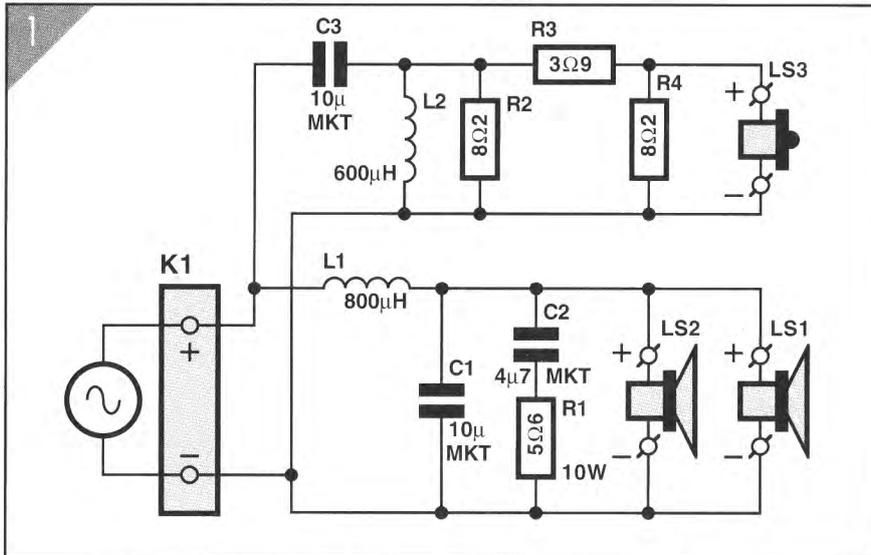


Figure 1 - Le schéma du filtre 20/4 et des résistances additionnelles R2 à R4.

dations, l'enceinte est posée sur l'épaisseur d'un panneau de dimensions inférieures à celles de la base. Peint en noir, ce panneau donne l'impression que l'ensemble ne pose pas sur le sol, un peu comme les enceintes posées sur des pointes, ce qui a aussi un effet bénéfique pour la restitution des basses.

La face avant est percée de trous circulaires pour les haut-parleurs et l'évent, la face arrière pour le boîtier de raccordement. Nul besoin ici de fraisages délicats. Une fois l'assemblage terminé, on peut y installer les composants. Le filtre trouve place sur le panneau arrière, à la hauteur du woofer. Pour terminer, on remplit le volume de matériau absorbant. L'exemplaire que nous avons essayé était bourré d'ouate très

aérée, provenant aussi du catalogue Monacor (MDM-2).

### ..... Le test d'écoute

Manifestement, on est en face d'un système très performant pour son prix. L'image stéréophonique ne le cède en rien par rapport des enceintes de classe supérieure.

Un beau grave, agréablement gagne en équilibre quand on ajoute un amortisseur acoustique supplémentaire dans l'évent. En fait, c'est pour beaucoup une question de local d'écoute. Dans notre auditorium, l'enceinte sonnait mieux ainsi,

peut-être auriez-vous l'effet inverse dans votre salon. On peut regretter quelques légères déformations à certaines fréquences ; elle proviennent des haut-parleurs et ne disparaissent pas à faible niveau sonore. Mais à propos de niveau, celui qui aime les décibels sera servi. Le Crescendo, l'amplificateur que nous utilisons pour le test, potentiomètres à fond, n'est pas parvenu à prendre les Fact en défaut, la restitution restait, malgré la chahut, égale à elle-même.

### ..... Les mesures

Les résultats de mesure montrent bien que les deux haut-parleurs s'allient parfaitement au filtre choisi. Il n'est possible de retrouver la fréquence de transition que dans le tracé d'impédance. Jan Knoop a donc fait la preuve qu'il était possible de se servir à bon escient d'un filtre fait par quelqu'un d'autre, pour autant que les haut-parleurs lui conviennent et qu'on prenne la peine d'adapter correctement les amplitudes au rendement de chacun.

Un examen approfondi des diagrammes indique une courbe de réponse fort égale, avec ici ou là une petite bosse, mais rien qui sorte des limites tolérables. Le diagramme en chute d'eau explique le pourquoi de la remontée au dessus de 10 kHz. Le tweeter éprouve quelques difficultés dans ce domaine de fréquence et il y perd un peu de sa vitesse. Ce n'est certainement pas gênant parce que la différence d'amplitude et la largeur de l'incident sont vraiment très réduits.

Ce qui est plus dommage, c'est que la pente du reproducteur de graves s'amorce assez tôt, un réglage différent de l'évent ou un amortissement plus poussé de l'enceinte pourrait y porter

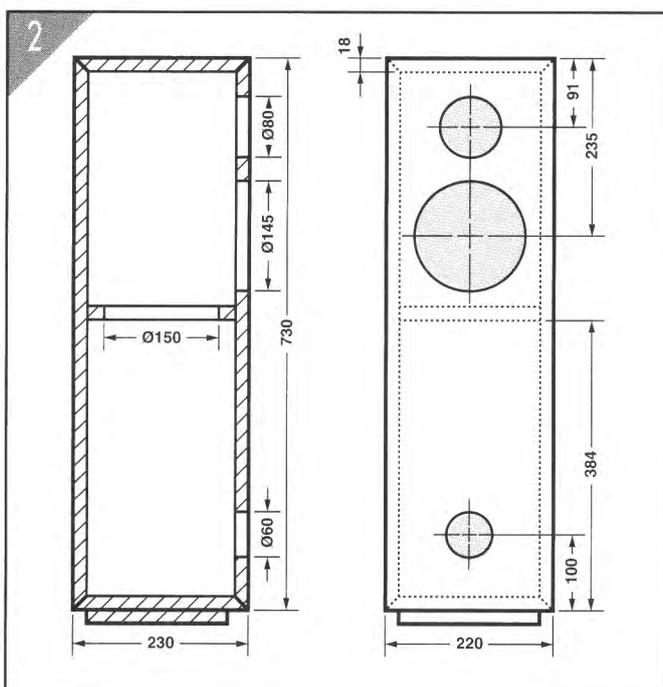
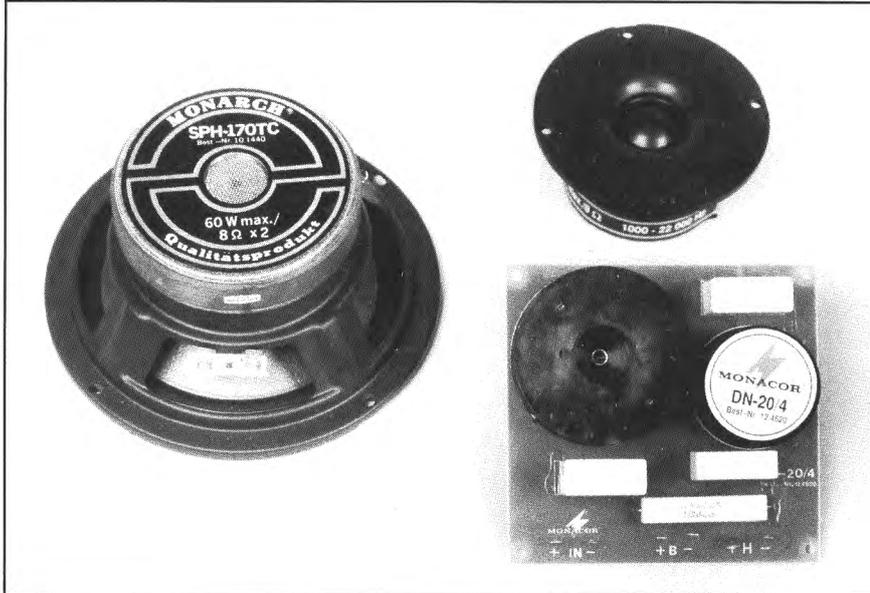


Figure 2 - Le Fact 2170 ne se montre pas exigeant quant au travail du bois.



l'évent pour équilibrer les basses. Enfin, le diagramme en chute d'eau vous permet d'admirer la vélocité du Fact 2170. On ne trouve qu'un seul endroit où des résonances de l'enceinte se font sentir, ce qui indique que l'amortissement apporté par l'ouate est suffisant.

\*\*\*\*\*  
**En conclusion**

Le Fact est une réussite qui démontre qu'en partant de composants standard, il est possible de créer un ensemble performant et de prix abordable. Dans ces conditions et assuré d'avance du résultat de ses efforts, il est plus que rentable de mettre la main à la pâte pour réaliser soi-même ses enceintes.

Heureusement qu'il y a des spécialistes qui, en acceptant de mettre leur savoir-faire au service des amateurs moins expérimentés, leur préparent la besogne et leur évite les déconvenues fréquentes dans ce genre de projet.

remède, modifications faciles à entreprendre, même si à notre estime, cela n'est pas nécessaire. Mais rien ne vous empêche de tenter l'expé-

rience, si le grave vous paraît un peu faible. Lors des essais, le seul changement que nous ayons apporté était un léger assourdissement de

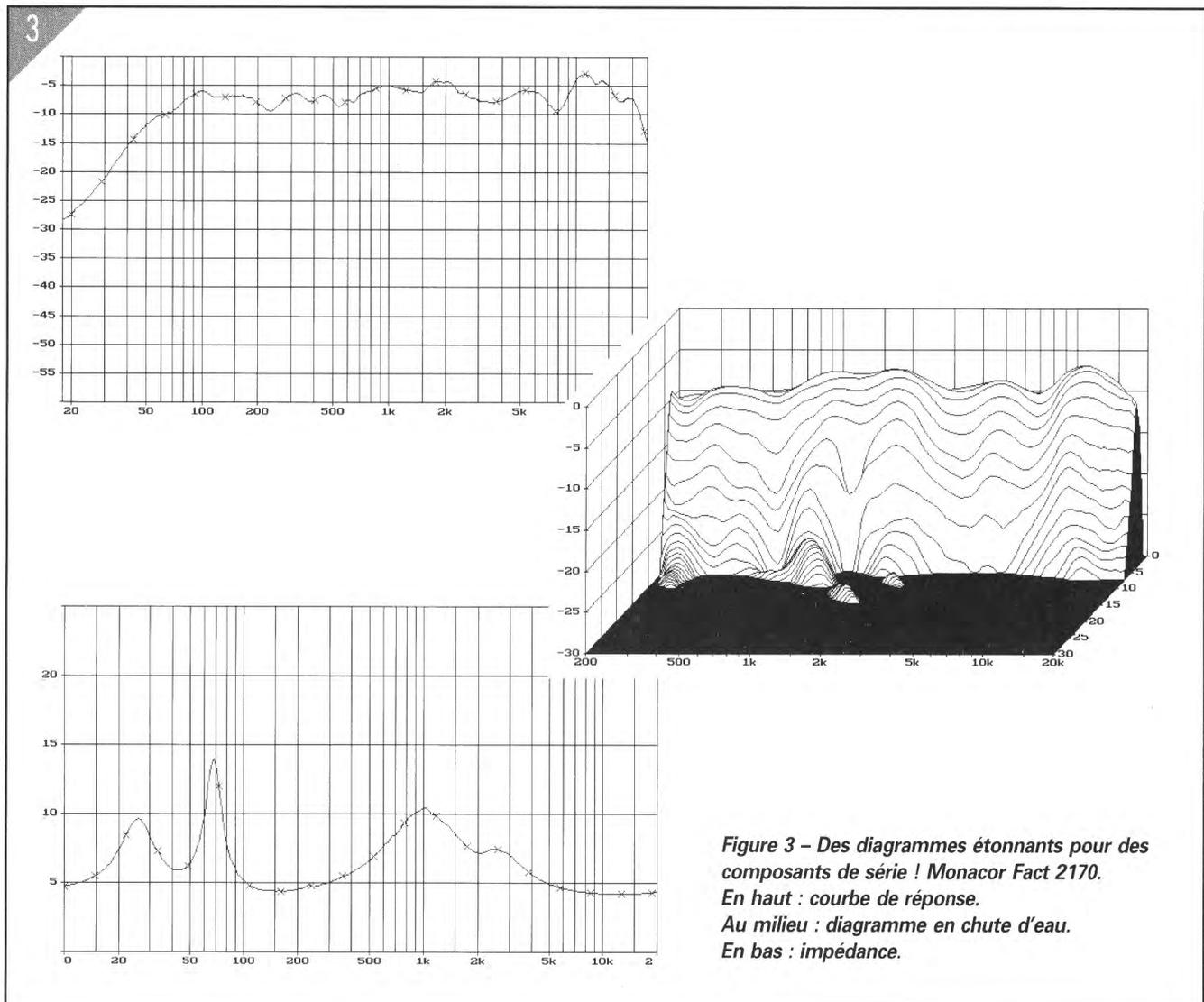


Figure 3 - Des diagrammes étonnants pour des composants de série ! Monacor Fact 2170.  
En haut : courbe de réponse.  
Au milieu : diagramme en chute d'eau.  
En bas : impédance.

# VIFA VIVACE 94

*Troisième génération de haut-parleurs chez Vifa. Une nouvelle gamme entièrement renouvelée, équipée à présent du nouveau moteur. Des lignes à la dernière mode, plus élancées, mais un châssis éprouvé. Tenté par un essai libre ?*

**S**candinave et en même temps européen ; baigné de toutes parts par la mer, mais solidement ancré au continent ; une histoire bien plus grande que sa superficie actuelle : le Danemark frappe par ses contrastes, mais aussi par sa sensibilité. C'est du Nord que nous vient cette enceinte au prénom italien : Vivace.

Plus de dix ans se sont écoulés depuis l'apparition chez nous de la première enceinte de la série, parce qu'il s'agit déjà d'une saga ; la version qui nous est proposée aujourd'hui, plus encore que les précédentes, a du coffre, de l'élégance et du brio. Au cours de cette décennie, l'offre de haut-parleurs à monter soi-même s'est sérieusement développée, les éléments ont gagné en puissance comme en solidité et leur



**Figure 1** – Les éléments actifs de Vivace : le woofer 25-CF-300, le médium MP-130 et le tweeter HT-275D2.

distribution s'est organisée. De vrais spécialistes, qui disposent des appareils de mesure et de l'expérience nécessaires, ont pris les choses en main et nous proposent des réalisations d'une qualité au moins équivalente à celle des modèles

vendus en « prêt-à-écouter ». Vivace 94 est encore une trois voies, sa conception reste bien dans la tradition, mais Rolph Smulders, d'Audio Components, lui a fait suivre une cure de rajeunissement : de nos jours, la technique progresse à grandes enjambées. Ce sont les haut-parleurs qui en ont profité ; rien qu'à les voir, on a déjà envie de les écouter, de les installer dans une ébénisterie adéquate, de les apprécier dans un environnement propice. La combinaison retenue constitue déjà un morceau de choix. Examinons-la en détail.

C'est un woofer de 26 cm, placé dans une enceinte à évent de 60 litres qui assure la reproduction des graves. Un boîtier de 10 litres abrite le médium, un modèle à membrane de 13 cm. Les versions précédentes utilisaient à sa place un système à dôme.

Le haut-parleur d'aigus est toujours un modèle à dôme incurvé, mais entièrement neuf, de forme et de constitution différentes.

#### Fiche technique :

<b>nom</b>	: Vivace 94
<b>conception</b>	: Audio Components, Rolph Smulders
<b>enceinte</b>	: bass-reflex
<b>capacité</b>	: 60 l
<b>mesurations</b>	: 998 x 308 x 334 mm (h x l x p)
<b>fonctions</b>	: un woofer de 26 cm un médium de 13 cm un tweeter à dôme de 25 mm
<b>rendement</b>	: 90 dB (2,83 V à 1 m)
<b>impédance</b>	: 8 Ω
<b>puissance</b>	: 180 W

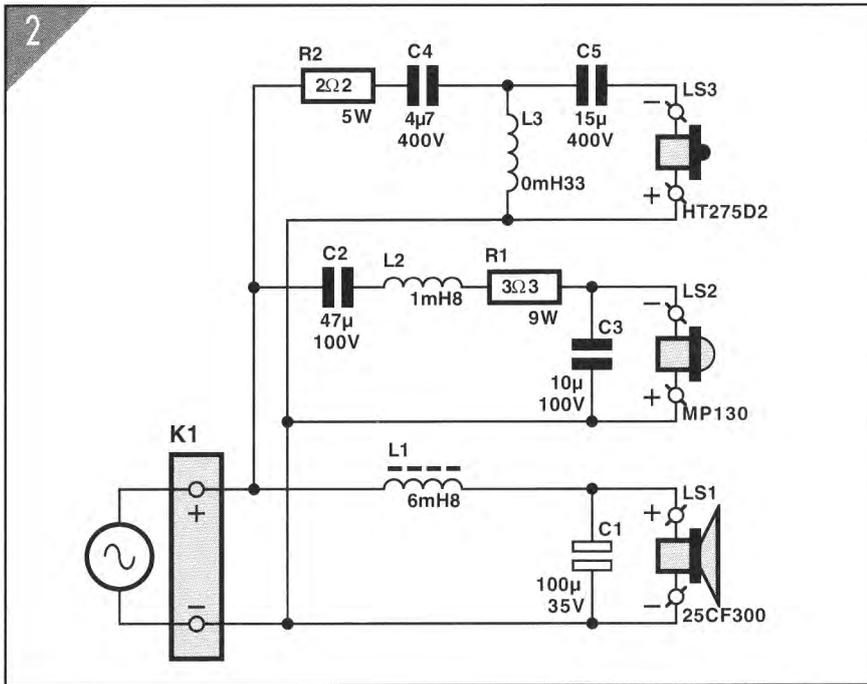


Figure 2 - Le schéma du filtre de séparation et le raccordement des haut-parleurs.

.....  
**Les matériaux**

La figure 1 vous donne à voir ce dont on parle. Commençons par le registre grave. Le 25-CF-300 est un nouveau développement à l'actif des ingénieurs de chez Vifa, qui ont choisi la fibre de carbone, d'où les initiales CF dans le numéro de référence, pour structurer la membrane. Elle est constituée d'un mélange de pâte de cellulose, celle qu'on utilise d'habitude pour les cônes, et de fibres de carbone. Après séchage à l'air, on obtient un matériau composite assez résistant et surtout très rigide. Associée à un puissant système magnétique et encadrée d'un baffle adéquat, cette membrane est capable de restituer en toute rigueur le registre grave.

Le MP-130, un médium de 13 cm, est déjà en production depuis quelques années. Sa membrane est en Polycone, il est doté d'un aimant presque aussi gros que lui et le saladier, une habitude chez Vifa, est fondu dans un alliage léger et très solide. Remarquable est la rectitude de sa courbe de réponse. Les caractéristiques publiées par le constructeur sont toujours d'une grande probité, les mesures pratiquées montrent même des résultats supérieurs aux valeurs annoncées (nous connaissons des fabricants chez qui c'est souvent l'inverse qui se produit !). Elles confirment en tous cas les qualités excellentes de ce médium : dans un système à trois voies, il est le partenaire idéal.

Parlons à présent du tweeter, une nouvelle étoile au firmament de Vifa. Il marque le retour à la technologie du dôme souple. Celui du HT-

275D2 est en soie imprégnée d'un revêtement spécial et sa forme est différente des précédents. La face avant a été redessinée pour assurer une réponse plus régulière. Ce qui surprend, c'est la position fort en retrait du dôme, bien qu'il ne soit pas placé dans un cône. Le haut-parleur d'aigus est doté d'un noyau magnétique alésé terminé par une cavité accordée. Le ferrofluide est très mince, il n'a que peu d'influence sur les caractéristiques du haut-parleur, mais présente une haute stabilité.

.....  
**Quelles fréquences pour qui ?**

De nouveaux haut-parleurs demandent un nouveau filtre répartiteur : il faut les adapter les uns aux autres, surtout du point de vue rendement et bande passante. Le résultat de l'étude est représenté à la figure 2, vous y trouvez le schéma du système complet. Un condensateur bipolaire de 100 μF et la bobine à noyau magnétique L1, caractérisée par un haut facteur de surtension et une inductance de 6,8 mH, constituent un filtre d'ordre 2.

Il amorce déjà la transition à partir de 150 Hz. Le médium présente effectivement des dispositions qui lui permettent de prendre la relève très tôt. C'est tout bénéfique pour la rotation de phase. Il dispose d'ailleurs d'un volume d'enceinte suffisant pour y parvenir. Le condensateur C2, un solide MKT de 47 μF a pour rôle de bloquer les très basses fréquences, ce qui nous donne de ce côté, au point de vue électrique du

**LISTE DES COMPOSANTS POUR UNE ENCEINTE VIVACE 94**

- **Haut-parleurs :**  
 LS1 = Vifa 25-CF-300  
 LS2 = Vifa MP-130  
 LS3 = Vifa HT-275D2
- **Composants du filtre :**  
 L1 = 6,8 mH, noyau HQ de 56 mm, fil CuL ø 1,32 mm  
 L2 = 1,8 mH, sans noyau, fil CuL ø 0,95 mm  
 L3 = 0,33 mH, sans noyau, fil CuL ø 0,71 mm  
 C1 = bipolaire 100 μF/35 V  
 C2 = 47 μF MKT  
 C3 = 10 μF MKT  
 C4 = 4,7 μF MKP  
 C5 = 15 μF MKP  
 R1 = 3,9 Ω/9 W  
 R2 = 2,2 Ω/5 W

- **Divers :**  
 évent pour bass-reflex, ø ext. 73 mm, long. 187 mm

moins, une pente de 6 dB par octave. Il assure, en collaboration avec R1, un raccord imperceptible entre le woofer et le médium. Dans le haut de la bande, la délimitation est plus raide, 12 dB par octave, par l'entremise de L2 et C3. La fréquence de transition de cette combinaison est fixée à 2,5 kHz. L'égalisation d'amplitude, c'est ici R1 (3,3 Ω) qui s'en charge. Pour ne rien perdre de la douceur soyeuse et des qualités intrinsèques du haut-parleur d'aigus, ce sont des condensateurs MKP qui ont été choisis. De concert avec L3, une bobine à air, C4 et C5 forment un filtre du troisième ordre dont le pôle se situe ici aussi à 2,5 kHz. Une pente de 18 dB par octave garantit que la membrane du tweeter ne sera pas perturbée par des vibrations en provenance de la partie inférieure du spectre, ce qui produirait rapidement des distorsions. L'adaptation des niveaux, on l'obtient facilement par R2, une résistance de faible valeur.

Que les inconditionnels du dôme métallique se rassurent, il leur est loisible de monter comme tweeter le HT-300D. Ils n'auront qu'à pousser C4 à 5,6 μF et à court-circuiter R2.

.....  
**Une enceinte bien connue**

L'aspect extérieur de Vivace n'a que peu changé depuis cinq ans, sa forme élancée est plus que jamais au goût du jour. Parmi les ébénisteries que l'importateur nous a présentées, il y en

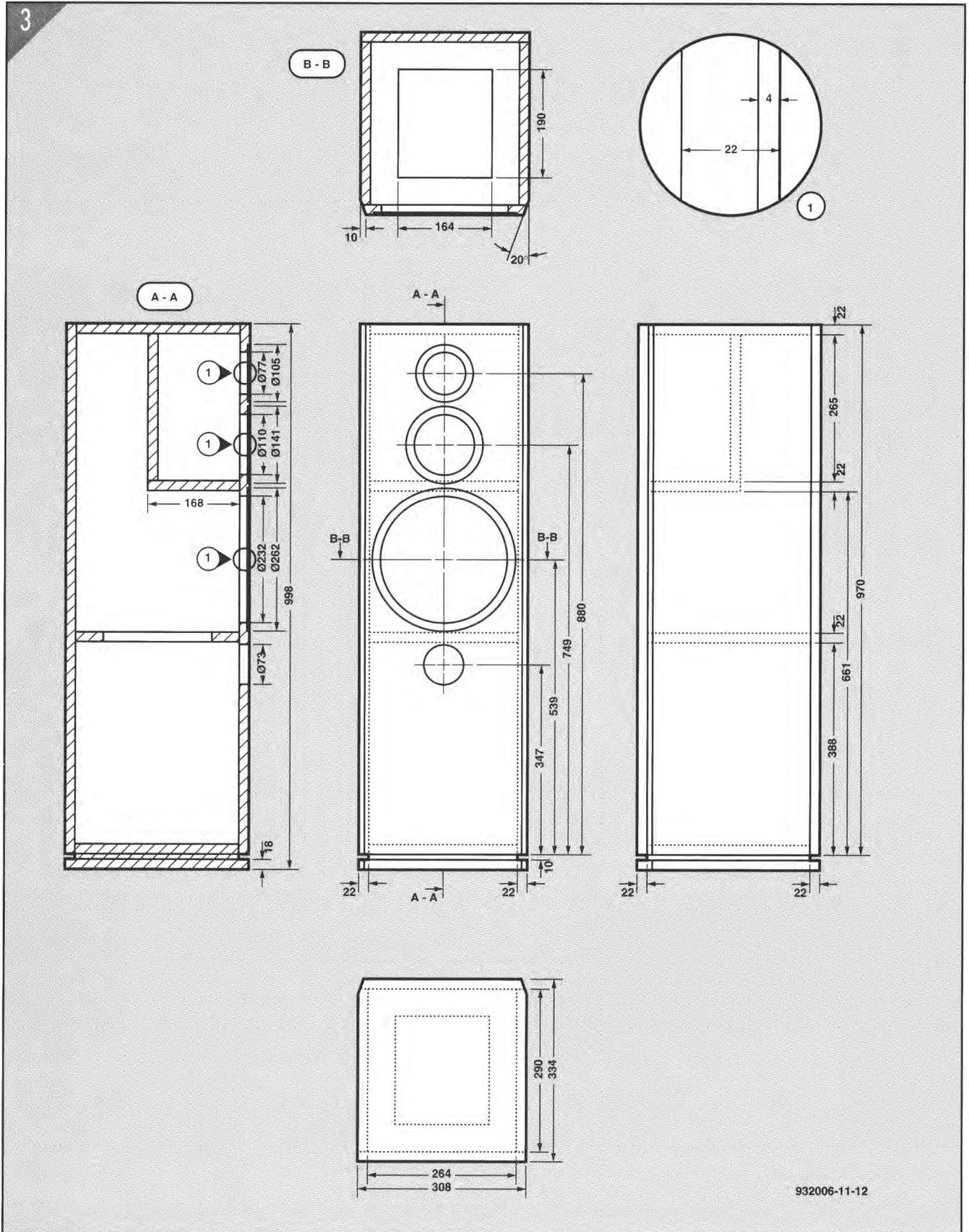


Figure 3 – Croquis côté de l'ébénisterie. On remarque que le haut-parleur de graves occupe toute la largeur de la façade, une fois les arêtes fraisées.

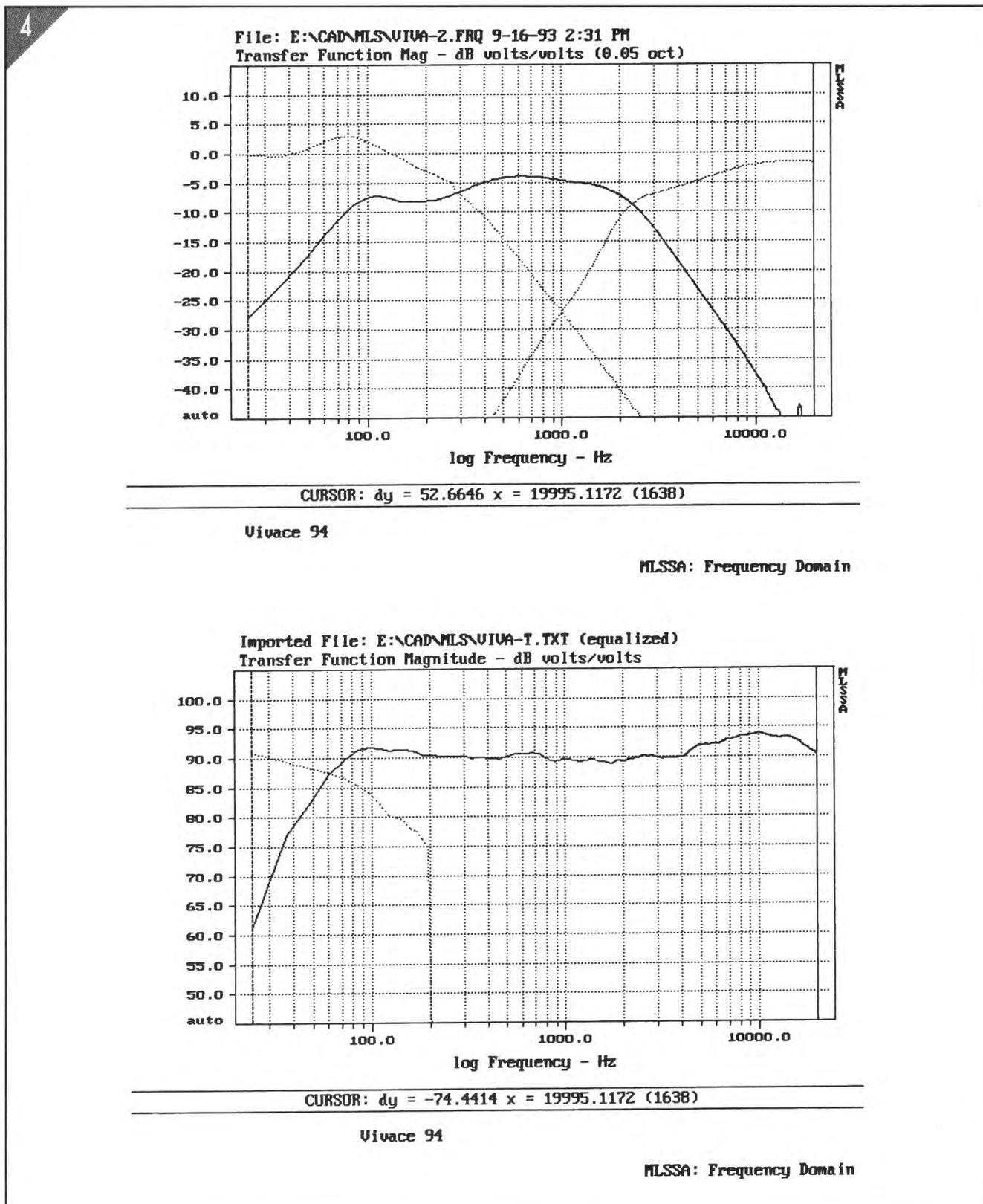


Figure 4 - Cette réponse en fréquence n'est pas une vue d'artiste, elle sort bel et bien d'un analyseur de spectre !

avait une dont la finition n'était ni une peinture ni un vernis, mais une feuille de matière synthétique résistante comme un Formica. Son apparence est très agréable et on risque peu les

dégâts de surface, si vite arrivés dans le cas d'une peinture, par exemple. Ce solide revêtement synthétique est disponible en de multiples coloris et s'applique sur les panneaux de l'en-

ceinte au moyen d'une colle de contact. Ensuite, il n'y a plus qu'à le découper à dimensions au couteau ou mieux encore, de le fraiser. Il ne reste plus ensuite qu'à peindre, voire colorer

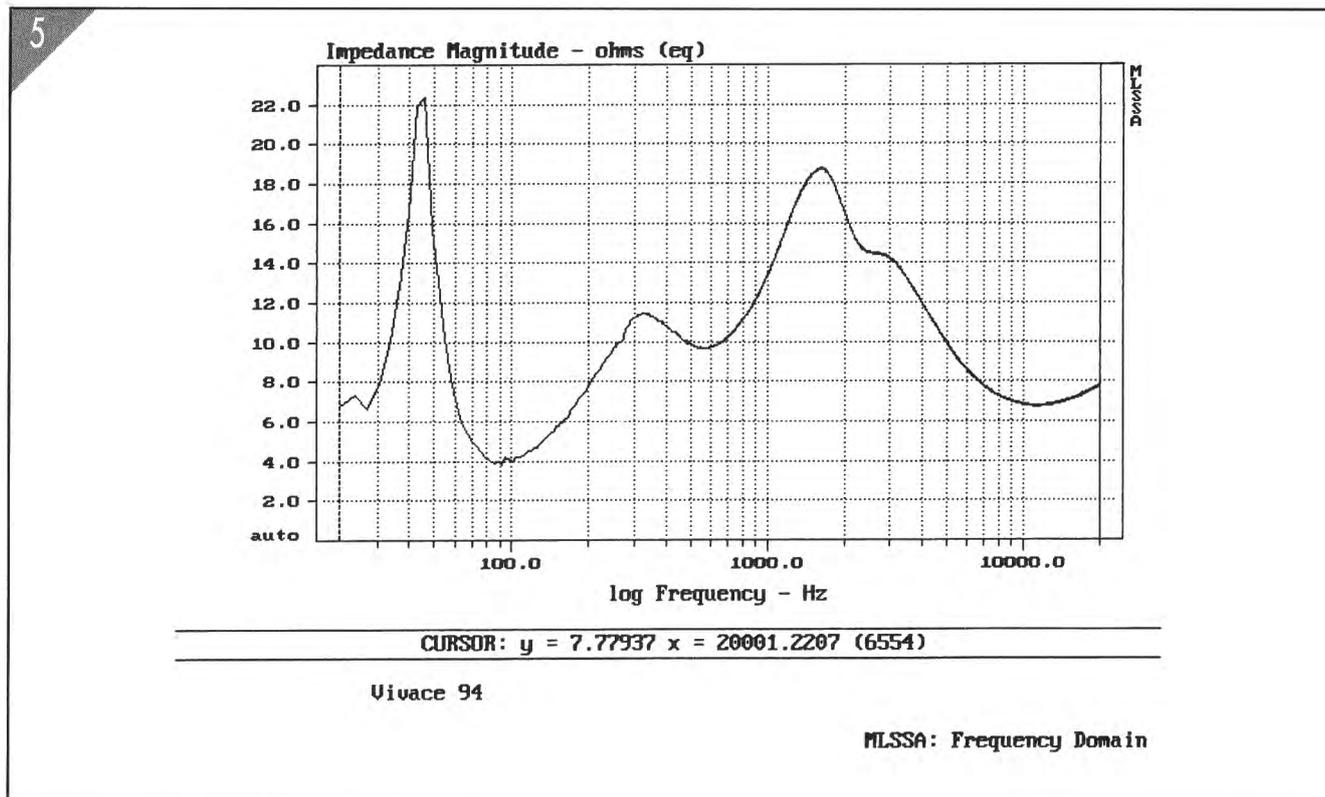


Figure 5 – La courbe d'impédance de Vivace 94 montre que cette enceinte n'est pas une dévoreuse de courant.

au crayon feutre épais, les arêtes encore visibles des panneaux agglomérés sous-jacents. Mais revenons-en à la construction de l'enceinte. Comme on le voit sur la **figure 3**, l'extérieur se compose de six panneaux pour former une colonne carrée. Les arêtes frontales sont taillées en oblique, tant pour l'aspect que pour l'acoustique. Le matériau est choisi plus épais qu'au-paravant, pour amenuiser encore les résonnances. Deux cloisons délimitent le caisson de 10 litres pour le médium à l'intérieur de la colonne principale. Elles ajoutent encore leur contribution à la rigidité des flancs. Le concepteur a beaucoup expérimenté sur prototypes avant de se décider pour cette solution, mais un volumineux caisson convenablement insonorisé est, semble-t-il, ce qu'il y a de plus neutre en l'occurrence. En outre, une cloison de renfort, percée d'une large découpe rectangulaire, sépare le haut-parleur de basses de l'évent.

En somme, il n'y a rien de très difficile dans cette construction et tout bricoleur peut s'en tirer avec brio. Nous avons déjà évoqué une variante possible. En ce qui concerne la finition, elles sont encore plus nombreuses, outre le revêtement stratifié ou le placage de bois de votre essence préférée, il y a toujours le vernis ou la laque. L'intérieur doit, lui, recevoir sur toutes ses faces une couche de mousse absorbante, de la Pritex par exemple. Le caisson de médium subira le même sort puis sera rembourré de longues fibres de laine. On peut ensuite passer au câblage des haut-parleurs, du

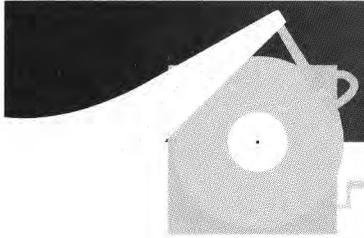
filtre et du boîtier de raccordement. Veillez au respect de la polarité entre filtre et bobines mobiles. Rien ne vous empêche d'utiliser ici un boîtier double de type « *bi-wiring* » si vous êtes adepte d'une transmission séparée pour l'alimentation en puissance des enceintes et pour la rétroaction.

### ..... La sonorité d'aujourd'hui

Maintenant, vous êtes tous impatients de savoir ce que donnent ensemble toutes ces nouvelles choses. Avant de vous livrer notre sentiment sur la question, nous allons encore examiner les résultats des mesures. La courbe de réponse représentée à la **figure 4** montre une caractéristique à rendre jaloux bien des concepteurs acousticiens. Non seulement elle est d'une régularité exemplaire, mais elle reste constante dans l'espace, même sous des angles de mesure de plus et moins dix degrés. Ce qui frappe, c'est avant tout le comportement parfaitement serein des différents haut-parleurs. Normalement, les courbes de réponse subissent une petite opération de chirurgie esthétique à l'issue des mesures : elles sont pondérées par tiers d'octave pour en atténuer les pointes inévitables, mais peu significatives. Dans ce cas-ci, la courbe non retouchée était déjà presque plate, un signe indubitable de la haute qualité des transducteurs. La courbe d'impédance (**figure 5**) est,

elle aussi, fort limpide et ce n'est pas le creux autour de 90 Hz qui devrait l'empêcher de se qualifier pour une impédance moyenne de 8 Ω. Le rendement est particulièrement haut : 90 dB/W à un mètre, un amplificateur de grande puissance n'est donc pas indispensable.

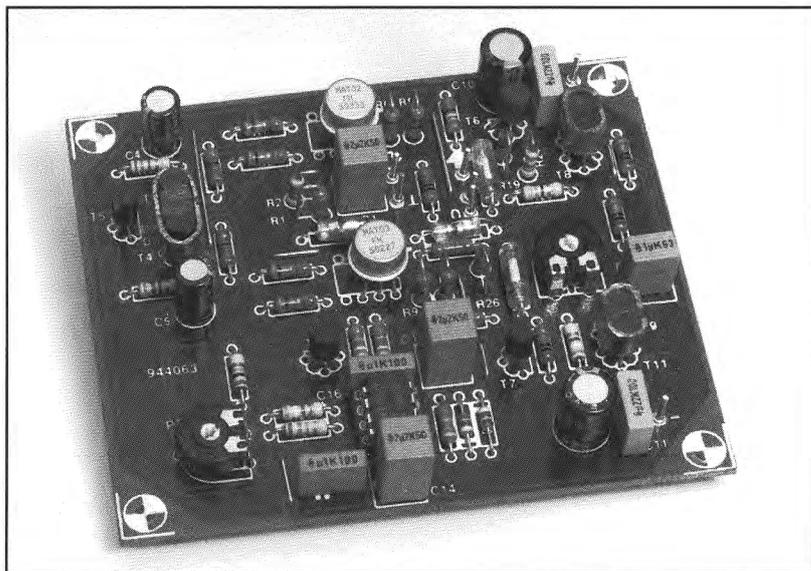
Le choix des haut-parleurs a réellement une influence sur les propriétés du son reproduit. Nous avons trouvé, lors des tests d'écoute, une dimension nouvelle. Le grave reste toujours d'une vigueur qui vous remue les tripes. Médium et aigu sont absolument propres, transparents, on n'y détecte rien d'artificiel. Le haut-parleur d'aigus rend un son soyeux et ce n'est pas un jeu de mots à propos de l'étoffe dont il est fait. Même l'extrême aigu est parfaitement détaillé, sans jamais de rudesse ou d'exagération. L'impression générale est très bonne, la reproduction est totalement en souplesse, instruments et chanteurs se localisent clairement dans l'espace musical, au point d'en oublier les dimensions de l'auditorium. Peut-être pensez-vous qu'après ces louanges, on peut « tirer l'échelle », plus rien ne pourra nous émouvoir. Tout est relatif, bien sûr et nous ne manquerons pas de vous présenter d'autres réalisations, rassurez-vous ! Mais si vous tenez compte qu'une Vivace revient à moins de 2 000 FF, vous conviendrez que son rapport qualité/prix est vraiment avantageux. On devrait chercher loin pour trouver mieux à ce prix, surtout si l'on se base sur des critères objectifs plutôt que sur une impression fugace dont on se lasse !



# PRÉAMPLIFICATEUR DE CLASSE A EN TECHNOLOGIE DISCRÈTE

**T**rès nombreux sont encore les audiophiles à ne jurer, pour toutes leurs réalisations personnelles dans ce domaine, que par la seule technologie discrète. Et à raison nous semble-t-il, car bien qu'il existe aujourd'hui des amplificateurs opérationnels d'excellente qualité, un amplificateur réalisé à l'aide de composants discrets permet toujours d'arriver à des résultats encore légèrement meilleurs, à condition évidemment d'opter pour un concept bien élaboré, est-il bien nécessaire de le préciser ? Le préamplificateur faisant l'objet de cet article travaille en permanence en classe A et suit la recette de la parfaite symétrie, option devenue une caractéristique typique des réalisations décrites dans Elektor. Nous utilisons à l'entrée le double amplificateur différentiel classique, constitué de deux transistors doubles des types MAT02 et MAT03. Le réglage en tension continue stable de ces deux transistors est pris en compte par les sources de courant basées sur les transistors T3 et T4, qui utilisent chacune comme référence la tension directe d'une LED, D1 et D2 respectivement. Une troisième source de courant, T5, sert à maintenir à une intensité constante le courant traversant les LED. Il est important, pour garantir une bonne stabilité thermique de ces composants, que les LED soient montées au contact des transistors, D1 contre T3, D2 contre T4. En aval de cette électronique, nous trouvons un circuit de commande en push-pull constitué des transistors T6 et T7, suivi d'un étage de sortie du type émetteur-suiveur classique, T10 et T11. La

*Si vous avez décidé de construire un amplificateur travaillant en classe A (le LFA 50 peut-être ?) et que vous cherchez un préamplificateur à la mesure de ses performances, vous vous laisserez probablement tenter par le mini-preamp décrit dans ce numéro spécial. Ses qualités sont indéniables et son aspect engageant. Si vous êtes vraiment exigeant, voire perfectionniste, vous serez séduit encore d'avantage par le montage décrit ici, parce qu'il semble vraiment taillé sur mesure pour cette gamme d'amplificateurs. Personne ne vous en voudrait, d'ailleurs, de substituer ce préamplificateur-ci à celui prévu initialement dans le mini-preamp.*



#### Quelques caractéristiques de mesure (à 1 V<sub>eff</sub> sur charge de 47 kΩ)

**THD : (distorsion harmonique totale) :** ≥ 0,00005 % (à 1 kHz)  
≥ 0,0004 % (à 20 kHz)

**THD+N (B = 22 Hz...80 kHz) :** ≥ 0,0012 % (20 Hz à 20 kHz)

**Rapport signal/bruit : (B = 22 Hz...22 kHz) :** ≥ 104 dB

**Bande passante :** 1,5 Hz...3,7 MHz

**Vitesse de balayage (slew rate) :** 200 V/μs environ

**Temps de montée :** 0,1 μs environ

**Impédance d'entrée :** 47 kΩ

**Sensibilité :** 150 mV

**Tension de sortie maximale :** 9 V<sub>eff</sub> environ

« diode zener à transistor » chargée du maintien à un niveau constant du courant de repos des transistors de sortie prend ici la forme de deux transistors. De nouveau il faut, pour obtenir la stabilité optimale de cette partie du montage, établir un couplage thermique entre les transistors T8 et T10 de même qu'entre T9 et T11. On les monte deux à deux, joue contre joue, ou plutôt côté plat contre côté plat, après avoir déposé à cet endroit un rien de pâte thermoconductrice. Le blocage se fera à l'aide d'un morceau de conducteur de cuivre, d'un radiateur à ailettes légèrement écrasé ou encore d'un anneau de cuivre. On commencera, avant d'appliquer la tension d'alimentation, par mettre l'ajustable P1 à sa résistance maximale : après mise sous ten-

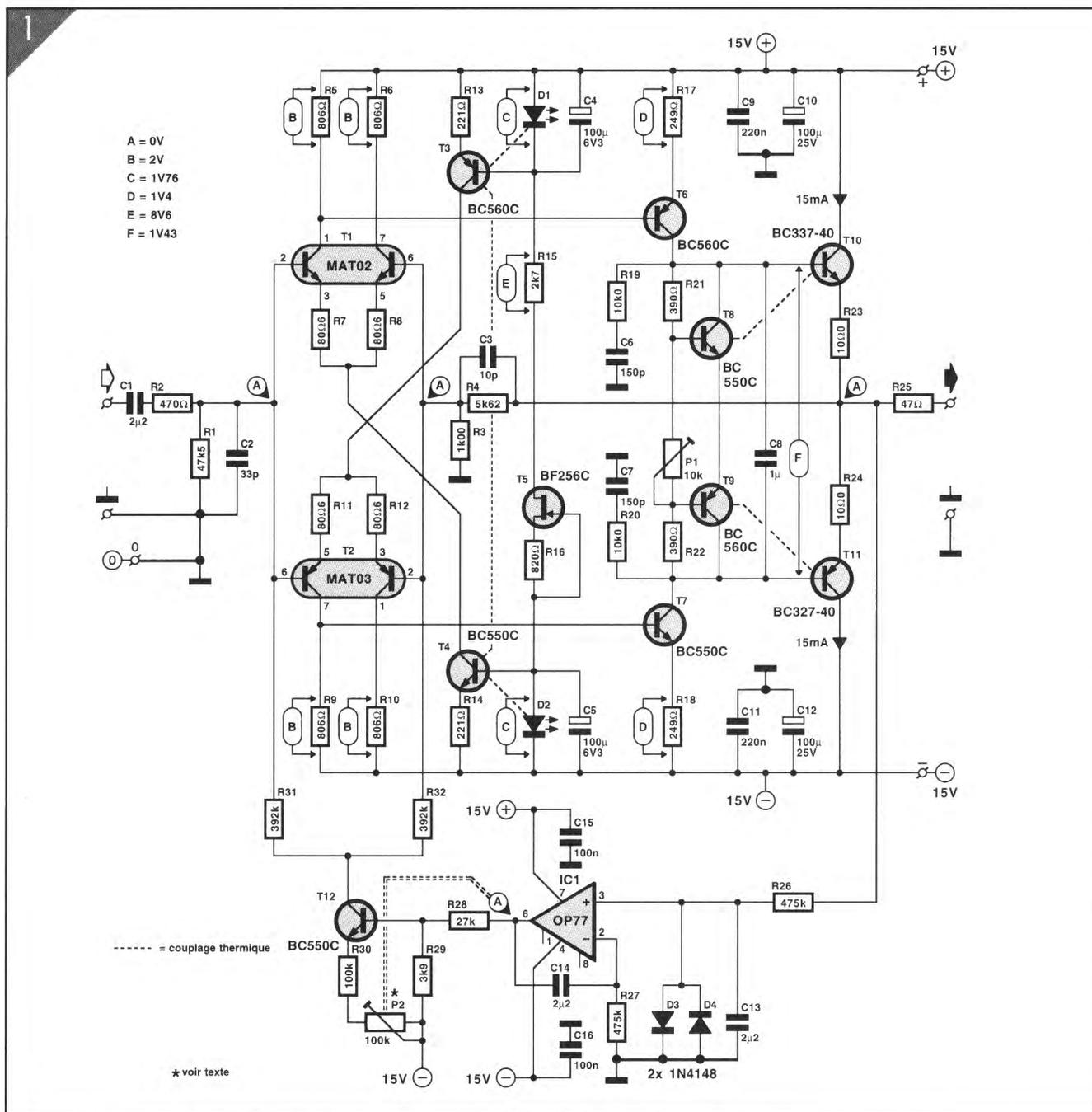


Figure 1 – Le savoir-faire d'Elektor se manifeste dans la stabilité thermique «superlative» du préampli, obtenue par couplage thermique des références de tension (les LED !) et des transistors qu'elles commandent.

tion on jouera sur le dit ajustable jusqu'à obtenir la circulation d'un courant de repos de 15 mA par les transistors T10 et T11, courant qui correspond à une chute de tension de 150 mV aux bornes de chacune des résistances R23 et R24.

Le couplage total en continu de l'amplificateur n'exclut pas de trouver, sauf précaution particulière, un niveau de tension continue important en sortie. Le risque est d'autant plus grand que les transistors doubles NPN et PNP d'entrée différent sensiblement et ne peuvent être assimilés à des versions complémentaires l'une de l'autre. Ceci explique la présence d'un circuit

actif de correction de la tension continue, dispositif qui veille à maintenir à zéro volt la tension de sortie moyenne, quelles que soient les circonstances. Pour ce faire, on applique d'abord le signal de sortie à un filtre passe-bas (R26/C13) avant de l'envoyer à l'amplificateur opérationnel IC1 monté en intégrateur; des variations rapides du signal (la tension alternative !) restent donc sans effet.

Mais si le signal de sortie présente un décalage en continu, on aura mise en conduction plus ou moins importante du transistor T12, de sorte que les bases des transistors T1/T2 soient forcées vers une tension négative. Pourquoi en sens

négatif uniquement, peut-on se demander ? Tout simplement en raison du fait que le transistor NPN T1 possède à l'origine un gain en tension à peu près trois fois supérieur à celui du transistor PNP T2 et qu'il suffit, pour la compensation, de modifier quelque peu, par le biais du transistor T12, le courant de base plus important de T2a et T2b. On donnera à l'ajustable P2 la position qui, lors de la mise sous tension, donne à la sortie la tension continue la plus faible possible. A partir de là, IC1 doit se charger de la correction de toute dérive due à la température. On peut, en diminuant quelque peu la valeur des résistances R26 et R27, accélérer le

processus de compensation. Dans le cas d'une réalisation de haut niveau comme celle-ci, tous les détails ont leur importance. Il faut ainsi, pour disposer d'une symétrie aussi bonne que possible, faire en sorte que les courants traversant les transistors T1 et T2 – ou, ce qui revient au même, les tensions aux bornes des résistances R9 et R10 – soient aussi voisins que possible.

Ceci ne peut être le cas que si les tensions aux bornes des LED D1 et D2 sont parfaitement identiques, raison pour laquelle il peut être judicieux de sélectionner deux LED présentant, à un courant de test de 3 mA, des tensions directes identiques. Si l'appariement a été fait correctement, les tensions aux bornes de R13 et R14 ne doivent pas différer de plus de quelques millivolts. T6 et T7 aussi méritent, au titre d'une symétrie optimale, d'être triés en tension base-émetteur. Cette sélection se fera à un courant de l'ordre de 5 mA ; nous vous proposons d'ailleurs dans ce numéro un petit testeur parfaitement capable de remplir cette fonction. Il est très difficile, une fois les transistors T6 et T7 montés, d'identifier une éventuelle disparité entre eux. En effet, quoi qu'il arrive, les tensions aux bornes des résistances R17 et R18 resteront identiques puisque l'amplificateur opérationnel veille à maintenir la tension de sortie à une valeur moyenne nulle. L'ennui de cette situation est qu'une disparité entre T6 et T7 et – plus grave encore entre D1 et D2 – force l'amplificateur à travailler en « déséquilibre » pour introduire la compensation nécessaire, ce qui se traduit bien évidemment par une diminution des performances.

Le filtre passe-bas R2/C2 placé à l'entrée, dimensionné pour la vitesse de balayage (*slew rate*) la plus rapide possible, possède une fréquence de coupure située entre 9 et 19 MHz. S'il devait apparaître, en raison de la bande passante extrêmement large qui caractérise l'amplificateur, que la sensibilité aux parasites pose un problème, on pourra se résoudre à abaisser quelque peu cette fréquence de coupure en changeant la valeur de C2. Si par exemple on donne à ce condensateur une valeur de 680 pF, le point de coupure est abaissé à 400 kHz et la vitesse de balayage passe à 20 V/μs. Pour les mêmes raisons, il est vivement conseillé de réaliser cet amplificateur sur une platine prévue pour lui, telle que le circuit imprimé dont nous vous proposons ici la représentation. L'une des caractéristiques les plus évidentes de cette platine est l'importance de la surface du plan de masse. Cette précaution n'est pas inutile pour garantir un fonctionnement sans problème ; en effet, la bande passante de ce préamplificateur discret se situe plus dans le domaine des radiofréquences (HF) que dans celui des fréquences audio (BF).

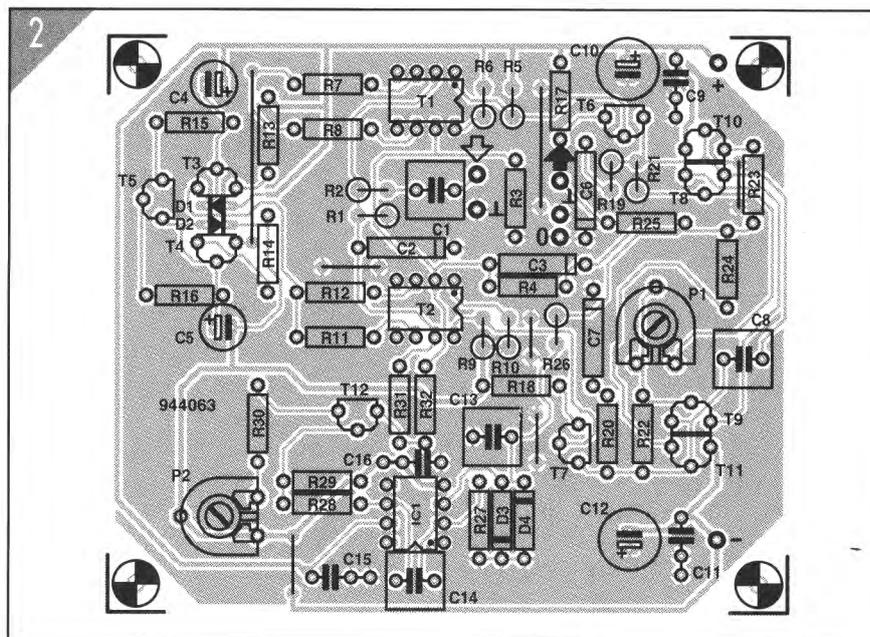


Figure 2 – Qu'il nous soit permis, en toute modestie, d'attirer votre attention sur la qualité du tracé des pistes de cette platine : tout a été mis en œuvre pour réduire la sensibilité du préamplificateur aux parasites.

#### LISTE DES COMPOSANTS DU PRÉAMPLIFICATEUR EN CLASSE A

##### • Résistances :

- R1 = 47,5 kΩ à 1 %
- R2 = 470 Ω
- R3 = 1 kΩ à 1 %
- R4 = 5,62 kΩ à 1 %
- R5, R6,
- R9, R10 = 806 Ω à 1 %
- R7, R8,
- R11, R12 = 80,6 Ω à 1 %
- R13, R14 = 221 Ω à 1 %
- R15 = 2,7 kΩ
- R16 = 820 Ω
- R17, R18 = 249 Ω à 1 %
- R19, R20 = 10 kΩ à 1 %
- R21, R22 = 390 Ω
- R23, R24 = 10 Ω à 1 %
- R25 = 47 Ω
- R26, R27 = 475 kΩ à 1 %
- R28 = 27 kΩ
- R29 = 3,9 kΩ
- R30 = 100 kΩ
- R31, R32 = 392 kΩ à 1 %
- P1 = ajustable 10 kΩ
- P2 = ajustable 100 kΩ

##### • Condensateurs :

- C1, C13, C14 = 2,2 μF/50 V (5 mm)
- C2 = 33 pF/160 V styroflex
- C3 = 10 pF/160 V styroflex
- C4, C5 = 100 μF/6,3 V radial
- C6, C7 = 150 pF/160 V styroflex
- C8 = 1 μF (5 mm)
- C9, C11 = 220 nF
- C10, C12 = 100 μF/25 V radial
- C15, C16 = 100 nF

##### • Semi-conducteurs :

- D1, D2 = LED rouge (plate)
- D3, D4 = 1N4148
- T1 = MAT02
- T2 = MAT03
- T3, T6, T9 = BC560C
- T4, T7, T8 = BC550C
- T5 = BF256C
- T10 = BC337-40
- T11 = BC327-40
- IC1 = OP27

Comme nous le disions dans l'introduction, ce montage vous est présenté comme une variante intéressante et tout particulièrement adaptée à un amplificateur haut de gamme, tel que le LFA-50 bénéficiant lui aussi des avantages de la classe A. Vous pouvez l'intégrer dans une réalisation existante ou le placer dans un boîtier séparé. Dans ce numéro, vous trouverez aussi la description complète d'un préamplificateur qui jouit de la renommée élektorienne, le MINI-

PREAMP, qui peut vous aider à réaliser un tout harmonieux.

Le choix est entre vos mains !

Sinon, la réalisation d'une alimentation symétrique de ±15 V pour ce montage ne demande pas d'explication particulière : on utilisera une paire de régulateurs intégrés tripodes de + et – 15 V associés aux composants de redressement et de filtrage classique et l'affaire est réglée.

# LFA-50 OPTIM-A

## OU LA CLASSE A POUR UNE QUALITÉ SONORE INCONTESTÉE

*L'important, est-ce la puissance ou la qualité ? Il est des inconditionnels de la haute-fidélité à ne jurer que par les taux de distorsion précédés d'une ribambelle de zéros. Certains veulent être assurés que les passages les plus forts seront reproduits sans altération et ils choisissent les watts. Il y a aussi les nostalgiques de l'époque des tubes, que la sécheresse mathématique des amplificateurs transistorisés, avec leur taux énorme de rétroaction, agace. D'autres encore recherchent avant tout la musicalité, ceux dont l'oreille est allergique à la distorsion d'intermodulation. Ils s'orientent alors, autant que possible, vers des amplificateurs en classe A.*

Ces constatations, doublées d'un engouement manifeste pour la haute technologie, nous ont conduit à vous proposer un amplificateur de puissance, le LFA-50-Optim-A, basé sur un concept éprouvé et des transistors ultra rapides. Cet amplificateur haut de gamme se caractérise par une grande vitesse de balayage et un bas niveau de réinjection (contre-réaction) : LFA vient de *Low Feedback Amplifier*. D'une puissance plus mesurée que d'autres réalisations (encore que 50 W par canal ne soit pas une

faible puissance), il maintient sa caractéristique de polarisation en classe A jusqu'à 3 dB sous la limite de saturation. Raison pour laquelle nous l'avons baptisé « Optim-A » (l'optimum en classe A). Il constitue le compromis idéal entre la qualité indéniable reconnue à la classe A, une puissance confortable et les dimensions encore acceptables de ses radiateurs. Elektor a établi une renommée certaine dans le domaine des amplificateurs de puissance à réaliser soi-même. Ces dernières années, nos étages

de puissance ont atteint une perfection technique de plus en plus poussée comme en témoignent les résultats mesurés mais aussi les tests d'écoute réalisés un peu partout. Le LFA-150 « Virgin », par exemple, jouit d'une très grande popularité auprès de nos lecteurs d'Outre-Rhin, qui le comparent, sans sourciller, à des amplificateurs haut de gamme disponibles dans le commerce à des prix astronomiques. Différentes adaptations, effectuées à l'occasion de la transformation de cet amplificateur vers la classe A, garantissent une qualité de reproduction encore plus élevée. Voilà donc le montage à ne pas rater si, en Hi-Fi, vous ne vous contentez de rien moins que du meilleur.

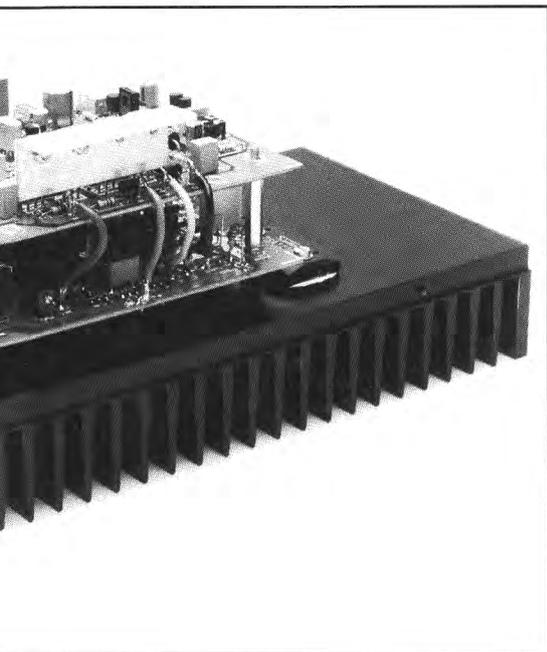
### Caractéristiques techniques

<b>Puissance de sortie (à 1 kHz) :</b>	48 W dans 8 Ω
	83 W dans 4 Ω
	122 W dans 2 Ω
<b>Puissance musicale (signal de test 500 Hz, avec alternances de 5 périodes actives/inactives) :</b>	50 W dans 8 Ω
	90 W dans 4 Ω
	150 W dans 2 Ω
<b>Bande passante de puissance (à 48 W dans 8 Ω) :</b>	de 1 kHz à 270 kHz
	(+0, -3 dB)
<b>Vitesse de balayage :</b>	≥ 45 V/μs
<b>Rapport signal/bruit (à 1 W dans 8 Ω), pondération A :</b>	≥ 105 dB
<b>Facteur d'amortissement (sous 8 Ω) :</b>	≥ 400 (1 kHz)
	≥ 300 (20 kHz)
<b>Distorsion harmonique (à 25 W et 8 Ω) :</b>	≤ 0,005 % (1 kHz)
	≤ 0,02 % (20 Hz à 20 kHz)
<b>Distorsion d'intermodulation (50 Hz et 20 kHz, rapport 4:1) :</b>	≤ 0,03 % (25 W et 8 Ω)
	≤ 0,005 % (1 W et 8 Ω)
<b>Distorsion d'intermodulation dynamique (signal mixte : 3, 15 kHz rectangulaire + 15 kHz sinusoïdal)</b>	≤ 0,015 % (25 W et 8 Ω)
<b>Sensibilité d'entrée :</b>	1,1 V <sub>eff</sub>
<b>Impédance d'entrée :</b>	25 kΩ
<b>Tension d'alimentation :</b>	± 29 V
<b>Courant de repos :</b>	1,25 A

### ..... Classe A, B ou AB ?

La plupart d'entre nos lecteurs savent sans doute ce que signifient les concepts classe A, B et AB. Nous verrons, un peu plus loin, à l'intention de ceux qui ont l'impression de ne pas tout savoir, les différences les plus caractéristiques entre ces trois modes de fonctionnement.

La majorité des amplificateurs de puissance modernes possèdent un étage de sortie en « push-pull ». Deux transistors de sortie sont mis en série entre les tensions d'alimentation positive et négative. Le haut-parleur est connecté au point nodal de ces deux transistors. Les transistors de puissance sont commandés par des signaux opposés. Si l'un des transistors de la paire conduit plus, l'autre conduira moins, voire bloquera. La caractéristique de transfert d'un transistor (la courbe  $I_C/I_B$ ) n'est malheureusement pas parfaitement rectiligne. Dans la partie inférieure surtout, aux courants faibles, cette courbe fléchit. L'idéal serait qu'il existe une correspondance parfaite entre les caractéristiques des



deux transistors dans l'étage de sortie. Hélas, il suffit déjà de considérer la tension base-émetteur d'un transistor bipolaire pour abandonner cette illusion de perfection.

Pour éviter la distorsion, on peut prévoir une polarisation préalable. On fait circuler en permanence un courant dans les transistors pour éviter le passage par cette zone de leur caractéristique de transfert. Si le courant de repos qui circule dans les transistors est négligeable, l'amplificateur fonctionne en classe B, caractérisée par une distorsion d'intermodulation relativement importante.

Actuellement on ne trouve d'amplificateurs en classe B que dans les appareils portatifs pour lesquels il est essentiel d'économiser l'énergie des piles ou des accumulateurs.

Depuis bien longtemps, les amplificateurs haute-fidélité sont dotés d'étages de sortie en classe AB. Dans ces étages, le courant qui parcourt les transistors au repos fait en sorte qu'à modulation faible (0,1 W par exemple), l'amplificateur fonctionne en classe A. Au-delà de ce niveau, l'amplificateur passe en classe B. La classe AB associe une distorsion faible à un rendement élevé (75 %). Dans cette classe, la chaleur produite par les transistors de puissance est fonction du volume demandé. À un niveau normal, non seulement les voisins sont heureux, mais l'amplificateur ne chauffe (presque) pas.

Certains ne se contentent pas des performances des amplificateurs de classe AB et veulent, pour éviter la distorsion résiduelle, un appareil qui fonctionne en permanence en classe A. Dans un étage de sortie de classe A, le courant de repos dans les transistors de puissance est calculé pour qu'à pleine modulation, aucun des transistors n'atteigne la zone de blocage. Il faut alors accepter un rendement faible, inférieur à 50 % et une énorme production de chaleur,

qu'il faudra bien entendu dissiper. Même au repos, un amplificateur de classe A dissipe plus de deux fois sa puissance nominale ! C'est le prix à payer pour atteindre l'ultime raffinement. Parmi les amplificateurs haute-fidélité les plus sophistiqués, un certain nombre fonctionnent en classe A. Tout le monde s'accorde pour reconnaître la qualité indiscutable de ces appareils. Leur prix est très élevé, ils sont dotés de radiateurs monstrueux voire d'un ventilateur mais n'offrent souvent qu'une puissance de sortie plutôt modeste.

Des amplificateurs modernes de 100 à 200 W ne sont pas rares. Mais quand il s'agit d'amplificateurs de classe A, la puissance de sortie plafonne fréquemment autour des 25 W ! Exprimée en décibels, cette différence, a priori si énorme, n'est pourtant que de 6 à 9 dB. Or les acheteurs d'amplificateurs sont parfois plus impressionnés par les watts de crête que par les autres performances.

Lors de la conception du LFA-50-OA nous avons opté résolument pour un compromis défendable, associant la classe A et une dissipation acceptable. Nous voulions une puissance de sortie de 50 W dans 8  $\Omega$ , ce qui se traduit, en classe A pure, par une dissipation supérieure à 100 W par canal. Les coffrets et radiateurs disponibles dans le commerce ne permettent pratiquement pas ce genre de montage sans que la température ne devienne trop élevée, à moins de faire appel à un ventilateur, solution rejetée d'emblée, à cause du bruit de fond inévitablement, mais inadmissible quand on se montre intransigeant sur les autres paramètres du projet. Il fallait donc rechercher un mode de fonctionnement aussi proche que possible de la classe A pure, qui n'entraîne pas d'échauffement excessif, mais sans compromis vis-à-vis du niveau d'excellence de la reproduction.

Après de longues heures de test et d'écoute, notre équipe s'est accordée sur une solution dans laquelle l'amplificateur fournit la moitié de sa puissance nominale en classe A, soit 25 W ou 3 db sous le maximum. Or 3 db ne représentent en réalité qu'une minime rotation du bouton de volume. La dissipation totale est ainsi ramenée à 140 W, puissance que les radiateurs disponibles dans le commerce peuvent maîtriser, même si leur température atteint 75°C dans les cas extrêmes. L'amplificateur dispose ainsi d'une marge suffisante et l'utilisateur ne risquera pas de brûlure au contact des radiateurs.

Après ces explications théoriques sur la classe A, abordons le point de vue pratique. Un amplificateur de classe A ne se maintient dans ce domaine que si l'impédance des enceintes connectées lui est adaptée. Il va sans dire qu'il est capable de fournir une puissance beaucoup plus importante dans une charge de 4  $\Omega$ , voire de 2  $\Omega$ , plutôt que 8  $\Omega$ , mais il quitte alors très vite la classe A. Nous mettons ici le doigt sur une faiblesse rarement mentionnée

dans les catalogues : s'il est connecté à une charge inférieure à celle préconisée par le fabricant, il passe automatiquement en classe AB ! Comme l'impédance des enceintes modernes varie presque toujours entre 4 et 10  $\Omega$ , il est très difficile, voire impossible, d'affirmer que l'amplificateur fonctionne toujours en classe A.

L'important pour un amplificateur de haute qualité est cependant qu'il puisse fournir une « bonne » puissance en classe A (disons 10 W) sur toute la plage d'impédances « standard ». Cette puissance peut vous sembler relativement faible, mais lors d'une utilisation domestique, elle est plus que suffisante.

Le LFA-50-OA fournit, en classe A, une puissance de :

- 25 W dans une charge de 8  $\Omega$ ,
- 12,5 W dans 4  $\Omega$  et
- plus de 6 W dans 2  $\Omega$ .

Nous définissons les connaisseurs de Hi-Fi de calculer cette dernière valeur pour la plupart des amplificateurs de classe A disponibles dans le commerce. Le résultat pourrait être surprenant. La puissance du LFA-50-OA en classe AB est beaucoup plus importante :

- 48 W dans 8  $\Omega$ ,
- 83 W dans 4  $\Omega$  et
- 122 W dans 2  $\Omega$ .

### ..... Va pour la classe A!

Que se cache donc dans un amplificateur de classe A ? Voici notre recette.

Pour commencer, il faut choisir la tension d'alimentation de l'étage de puissance, puisque c'est là que se produit l'essentiel de la dissipation. Nous l'avons ramenée à  $\pm 29$  V. Compte tenu du courant qui circule en permanence dans les transistors de sortie, une tension d'alimentation élevée augmente la dissipation : raison suffisante pour la calculer au plus juste.

Une seconde disposition a consisté à choisir des modèles de transistors récents, pour s'assurer de leur disponibilité. C'est le cas des BF 469, BF470, 2SC2922 et 2SA1216 par exemple.

Une troisième préoccupation a été de répartir judicieusement le gain des différents étages amplificateurs. Notre but avoué était de maintenir le gain en boucle ouverte à une valeur telle que le titre LFA (Low Feedback Amplifier) soit pleinement justifié : il est de 3 000 d'un bout à l'autre. Ce qui ne l'empêche pas de maintenir la distorsion à un niveau extrêmement bas.

La compensation et le réglage du courant continu ont aussi eu droit à toute notre attention. Ce sont des paramètres très importants dans un montage susceptible de balayer une grande plage de températures.

## LFA, rétroaction faible : la philosophie

Maintenant que vous savez pourquoi nous avons choisi la classe A, il est temps de justifier le concept de rétroaction faible.

Lors de la définition des caractéristiques d'un amplificateur, il existe deux approches : un gain important en boucle ouverte compensé par une contre-réaction musclée ou un gain faible associé à un facteur de rétroaction modéré. La majorité des amplificateurs de puissance fait appel au premier de ces deux concepts car il permet, assez facilement, d'arriver à un faible taux de distorsion harmonique totale (DHT, THD = *Total Harmonic Distorsion*). On constate tout d'abord que les zéros derrière la virgule dans la mesure de la DHT ont tendance à repasser devant la virgule au moment de régler la facture. Ensuite, l'innocuité de cette technique n'est pas garantie. Lors de l'application d'un signal d'entrée de grande amplitude et de fréquence supérieure à la bande passante en boucle ouverte de l'amplificateur, il arrive que certains étages se saturent, en raison même de l'importance du gain en boucle ouverte. La conséquence se manifeste par des salves d'intermodulation nettement audibles qui font penser à une distorsion de diaphonie (*crossover distortion*).

Il est possible de contourner l'écueil par une limitation du gain en boucle ouverte. Il faut partir d'une bande passante en boucle ouverte plus étendue et le risque de voir une composante significative du signal d'entrée tomber en dehors de la plage est alors réduit.

L'inconvénient de cette approche est un taux de distorsion harmonique plus élevé à cause de la faible contre-réaction ; mais en fait, c'est un faux problème. L'oreille humaine est bien moins sensible à la DHT qu'aux distorsions de diaphonie ou d'intermodulation transitoire (DIT, la fameuse TIM = *Transient Intermodulation distortion*). Autrement dit, contrairement à ce que beaucoup de dépliants proclament, c'est l'intermodulation qui est gênante à l'écoute, bien avant la DHT. Outre un gain en boucle ouverte faible, les différents étages constitutifs d'un amplificateur de qualité devraient tous présenter une large bande passante. En insérant aux endroits stratégiques de l'amplificateur un réseau de précompensation (les Anglais disent *lead compensation*) qui augmente le gain au-dessus d'une certaine fréquence, il est possible d'optimiser la bande passante et de limiter la rotation de phase. La postcompensation en fréquence de l'amplificateur, qui en limite la bande passante en boucle ouverte (*lag compensation*) constitue une autre technique. Ce réseau détermine en effet la vitesse de balayage (*slew rate*) de l'amplificateur ; il doit être positionné aussi près que possible de l'entrée de manière à limi-

ter le signal avant qu'il n'atteigne les étages d'amplification.

Avant de clôturer ce chapitre, il nous reste à aborder un dernier aspect de la contre-réaction. Souvent, on applique des facteurs de réaction différents en alternatif et en continu, en intercalant un condensateur dans la ligne de réaction. La stabilité du circuit est atteinte plus facilement, mais on crée en même temps une source de problèmes potentiels, parce qu'on doit souvent utiliser un condensateur électrochimique, en raison de la capacité importante requise, et ce genre de composant est aussi malvenu dans la ligne de réaction que sur le trajet du signal. Mieux vaut veiller à une bonne stabilité en température de chaque étage et adopter une contre réaction unique pour les tensions continue et alternative.

Nous voulions réaliser un amplificateur aux facteurs de DHT et de DIT faibles, caractéristiques relativement difficiles à obtenir simultanément. Nous avons donc cherché et trouvé un compromis acceptable en fixant, en boucle ouverte, un gain de 3 000 et une bande passante de 10 kHz.

Le gain parut suffisant pour obtenir des valeurs de DHT plus qu'honorables, mais avait comme corollaire l'impossibilité, avec les transistors employés, d'atteindre une bande passante en boucle ouverte de 20 kHz, voire plus, en dépit de toutes les mesures de précompensation essayées.

Nous voulions en outre donner à l'amplificateur une stabilité inébranlable en l'assurant d'une marge de phase considérable ; tout ceci n'était possible qu'en limitant la bande passante à 10 kHz environ. Consolons-nous, il s'agit là d'une valeur très respectable lorsque l'on sait qu'un amplificateur dont le gain en boucle ouverte est très important (entre 100 000 et 1 000 000) ne possède souvent qu'une bande passante de quelques dizaines de hertz seulement. Différents essais sur nos prototypes nous ont prouvé qu'une bande passante de 20 kHz était possible, mais au prix d'une reproductibilité critique, une caractéristique extrêmement importante lorsqu'un montage doit être réalisé – et réussi – à des milliers d'exemplaires par autant de personnes différentes.

Les composants qui déterminent la bande passante, le réseau de postcompensation, sont intercalés entre les branches du premier amplificateur différentiel. Il aurait été plus élégant encore de prendre ce réseau entre les entrées du premier amplificateur différentiel, élégance à laquelle nous nous sommes refusés, car elle obligerait d'appliquer la contre-réaction à l'entrée. Dans ce cas, le gain dépend dans une mesure importante des caractéristiques de la sortie du préamplificateur connecté en amont. L'amplificateur est couplé en tension continue de manière à obtenir des gains en alternatif et en continu identiques. Pour cela, nous n'avons pas hésité à

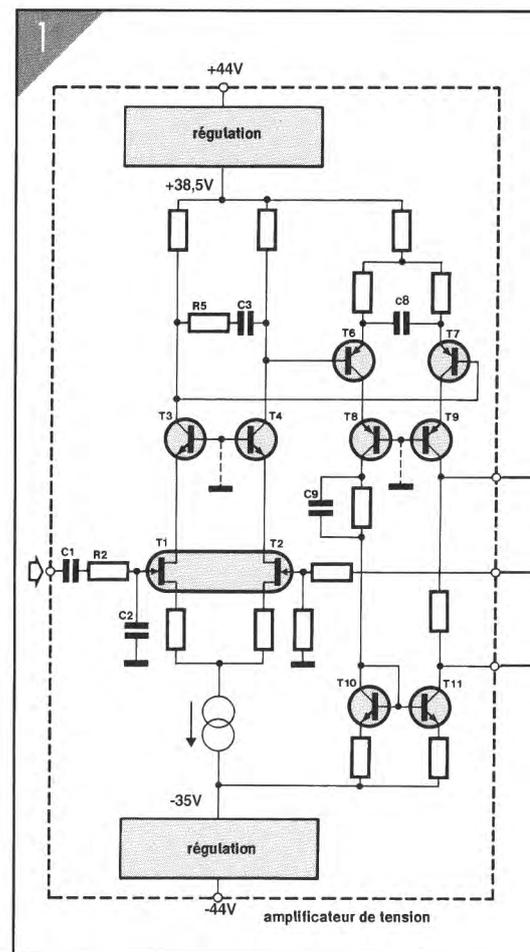
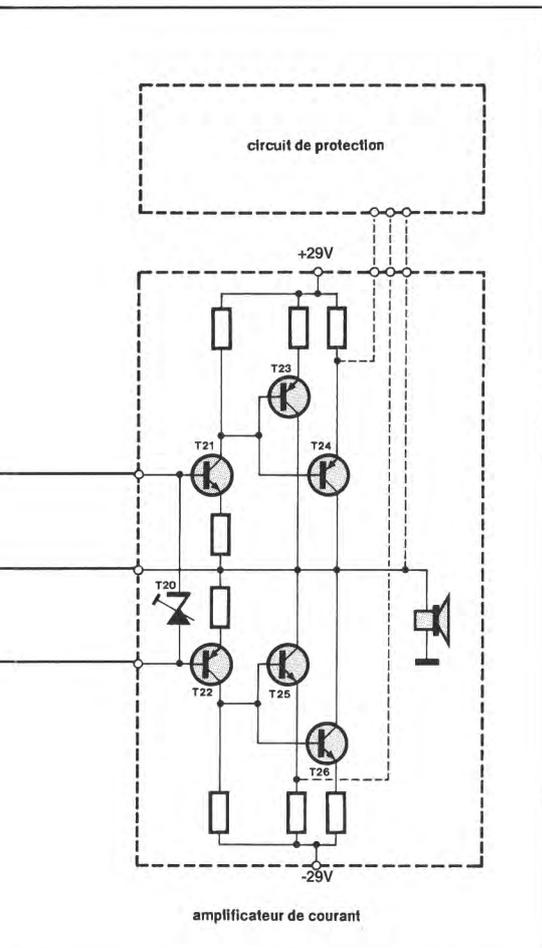


Figure 1 – En guise de synoptique, une version dépouillée d'un long discours, comment s'articulent les diffé-

rents éléments du montage. À l'entrée, on utilise un FET double apparié, solution qui, par la stabilité qu'elle procure, compense largement l'augmentation de coût qu'elle entraîne. Le gain en tension d'une combinaison de FET n'est pas très élevé mais, vu le concept adopté ici, sans grande importance.

Après cette introduction philosophique, nous allons pouvoir enfin nous intéresser au côté pratique du montage. Le synoptique de la figure 1 est, à proprement parler, plus un schéma simplifié de l'électronique du montage qu'un vrai schéma-bloc. On y découvre deux sous-ensembles : un amplificateur de tension (à gauche) et un amplificateur de courant (à droite). À l'entrée de l'amplificateur de tension, on retrouve le FET double évoqué plus haut et dans ses lignes de drain, un montage en cascade. La tension drain source des FET peut de cette manière être maintenue à une valeur acceptable et, fonction première d'un montage en cascade, la capacité drain grille des FET est quasiment éliminée, ce qui conduit à une bande passante très étendue.

À la suite de ce premier étage différentiel, on trouve un second, doté d'un miroir de courant (T10/T11). La fonction du miroir de courant est,



ullée du schéma complet de la figure 2 montre, mieux  
ntes parties.

dans le cas présent, de fournir au point B un signal dont seul le niveau de tension continue soit décalé par rapport au signal en A ; ce signal est utilisé par l'amplificateur de courant qui fait suite. Nous retrouvons dans l'amplificateur de tension le réseau de postcompensation R5/C3 tandis que C8 et C9 forment, avec les résistances associées, des dispositifs de précompensation.

L'amplificateur de courant comprend un réglage du courant de repos basé sur T20 et un étage de sortie symétrique en deux parties : un circuit de commande qui attaque deux transistors de puissance montés en parallèle. Caractéristique marquante de cet étage de sortie, les transistors de puissance ne sont pas montés en émetteur suiveur, mais ce sont leurs collecteurs qui sont reliés à la sortie. Une configuration de ce type, appelée étage *compound* constitue une variante du darlington qui, par sa contre-réaction interne élevée, associe un taux de distorsion faible à une basse impédance de sortie.

La tension d'alimentation régulée appliquée à l'amplificateur de tension dépasse de 15 V celle de l'amplificateur de courant, de manière à ce

que la chute de tension aux bornes des transistors de sortie reste faible, même à pleine modulation. Notre schéma synoptique comporte une dernière platine : le circuit de protection qui a pour fonction de garder à l'œil le réglage en tension continue, l'impédance des haut-parleurs et le courant de sortie. Nous venons de passer en revue les composants importantes du synoptique, le reste fera l'objet de remarques lors de l'étude du schéma.

### Le schéma

Maintenant que vous avez en tête les grandes lignes du projet, nous pouvons vous dévoiler l'étendue du montage. La **figure 2** donne le schéma électronique, réparti sur deux pages, de l'amplificateur LFA-50-Optim-A. De manière à simplifier le câblage le plus possible, chacun des sous-ensembles encadrés de pointillés possède sa propre platine. On retrouve les différents blocs du synoptique : l'amplificateur de courant, l'amplificateur de tension, le circuit de surveillance et l'alimentation auxiliaire.

Revenons sur nos pas vers l'entrée. On y découvre le seul condensateur pris dans le trajet du signal, C1, qui devra être de bonne qualité, MKT ou mieux. De manière à limiter la bande passante en amont de l'étage d'amplification et, partant, la vitesse de balayage, le signal d'entrée passe par un filtre passe-bas (R2/C2) dont la fréquence de coupure est de 340 kHz environ. On trouve ensuite un étage différentiel T1/T2 (la réaction est appliquée à la grille de T2). Ces deux transistors sont des FET appariés par le fabricant (un 2SK146 de Toshiba) avant leur insertion dans un boîtier métallique commun. Associés à notre double FET, les transistors T3 et T4 constituent un montage en cascade qui maintient la tension de drain à 17 V environ grâce à la source de courant formée par T5, R11 et les diodes D1 et D2. Les résistances R9 et R10 limitent le gain à 9,2. Pour conserver à la bande passante sa largeur maximale, on a donné aux résistances de collecteur R7 et R8/P1 une valeur relativement faible. L'ajustable P1 sert à éliminer une éventuelle dispersion dans les caractéristiques des deux branches et la tension de dérive (*offset*) qui en résulterait. R5 et C3 constituent, comme on l'a vu, la postcompensation ; ce condensateur détermine, avec les résistances qui l'entourent, la fréquence de coupure en boucle ouverte ; la résistance R5 ajoute une marge de phase supplémentaire qui améliore la stabilité de l'amplificateur sur toute l'étendue de la bande passante. Une source de courant constant (centrée sur T5) fournit l'énergie au système de réglage en tension continue du premier amplificateur différentiel.

Le second étage différentiel (T6/T7) associé à T8 et T9 constitue, ici encore, un montage en cascade pour obtenir la bande passante la plus étendue possible. Après passage par le miroir de courant T10/T11, le signal fourni par T8 est disponible à la sortie B ; on dispose ainsi aux points A et B de deux signaux symétriques destinés à l'amplificateur de courant. La différence de tension continue qu'ils présentent est déterminée par le réglage du courant de repos basé sur le transistor T20. Deux condensateurs de précompensation, C8 et C9 limitent au strict minimum l'influence de cet étage sur la bande passante. L'amplificateur de tension fournit à lui seul un gain de trois cents environ.

L'amplificateur de courant comprend les éléments de commande (*driver*) T21 et T22 en aval desquels sont prises les paires de transistors de puissance T23/T24 et T25/T26, montés selon le principe du *compound* évoqué précédemment. Ce type de montage et la présence des résistances R57 et R62 se traduisent par un léger gain de tension, modeste contribution au gain général. Une paire de diodes robustes, D9 et D10 est montée en parallèle sur les transistors de puissance de manière à les protéger de crêtes de tension négative trop importantes que pourraient produire les haut-parleurs connectés à l'amplificateur. Le réglage du courant de repos est, comme mentionné précédemment, l'affaire de T20 et consorts. Ce transistor se comporte en fait comme une diode zener ajustable permettant un réglage de la chute de tension aux bornes des paires T21/R50 et T22/R55, et partant, celle aux bornes des résistances R49 et R56 qui déterminent, elles, le courant de repos des transistors de sortie. T20 prend place sur le radiateur des transistors de commande et de puissance, de manière à saisir l'information de température et éviter ainsi une variation du courant de repos aux températures élevées.

Le courant de repos des transistors de puissance est de 100 mA par transistor, valeur qui permet à l'amplificateur de travailler dans son domaine de classe A.

Le réseau de Boucherot (R64/C28) présent à la sortie de l'amplificateur garantit une charge satisfaisante, même aux fréquences élevées. Il ne reste plus, dans le trajet du signal que nous venons de suivre, que le contact rel du relais du dispositif de protection, et une self destinée à limiter les crêtes de courant importantes au cas où des charges trop capacitatives seraient utilisées. Le signal est extrait en amont de cette self pour être réinjecté à T2 par l'intermédiaire de la résistance R6. Les résistances R4 et R6 de la boucle de réaction sont choisies pour fixer à 18 le gain en tension total. La sensibilité d'entrée de l'amplificateur atteint de ce fait 1,1 V<sub>eff</sub>.

La platine de l'amplificateur de courant comporte encore quelques transistors du circuit de protection.

Les transistors T27 et T30 mesurent le courant circulant respectivement dans R54 et R59, chacune de ces résistances étant prise dans la ligne de l'émetteur. En présence d'un courant trop important à travers la charge (supérieur à  $15 A_{crête}$ ) ces transistors deviennent conducteurs. Cette situation est renseignée, par le truchement de T28 ou T29 et D11 ou D12, au circuit de protection qui force alors le décollement du relais.

La partie supérieure droite du schéma montre le circuit d'alimentation ; **chaque canal** se compose :

- d'un transformateur secteur (Tr2),
- d'un pont de redressement (B1) et
- de condensateurs électrochimiques d'une capacité totale de 44 000  $\mu F$  (C31 et C32) pour chacune des lignes d'alimentation. La tension que fournit ce module est de  $\pm 30 V$  environ. Dans nos prototypes, la tension était de  $\pm 29 V$ , une fois le courant de repos ajusté à la valeur requise. Afin de disposer, après redressement par les diodes D35 à D38 et tamponnage par les condensateurs C54 et C55, d'une tension de  $\pm 44 V$  pour les circuits de régulation de l'amplificateur de tension, un second transformateur (Tr1) est monté en série sur Tr2.

L'étage d'entrée fonctionne avec une tension positive de 38,5 V et une tension négative de 35 V. Cette asymétrie est nécessaire pour compenser les pertes en tension dues à l'amplificateur de tension (de configuration asymétrique lui) qui sont plus importantes du côté positif. Grâce à cette asymétrie de l'alimentation, les limites de modulation des moitiés positive et négative de l'amplificateur de courant sont parfaitement identiques.

Ces tensions sont stabilisées par deux ensembles réalisés en technologie discrète (parties supérieure et inférieure à gauche dans le schéma de la figure 2). Ils se basent sur les transistors T12 à T15 pour la ligne d'alimentation positive et T16 à T19 pour l'alimentation négative. Si nous avons choisi des composants discrets, ce n'est pas pour des raisons philosophiques ou esthétiques, mais simplement parce que les tensions d'alimentation dépassent les valeurs admissibles par les modèles intégrés courants. Dans chacun des ensembles de régulation, un étage différentiel compare la tension de sortie à une tension de référence fournie par une diode zener. La différence constatée est annulée par l'intermédiaire d'un régulateur série darlington pris dans la ligne d'alimentation. Les ajustables P2 et P3 permettent de régler les tensions de sortie à la valeur requise.

L'alimentation auxiliaire comporte en outre une LED (D40) de visualisation de la tension d'alimentation (POWER ON).

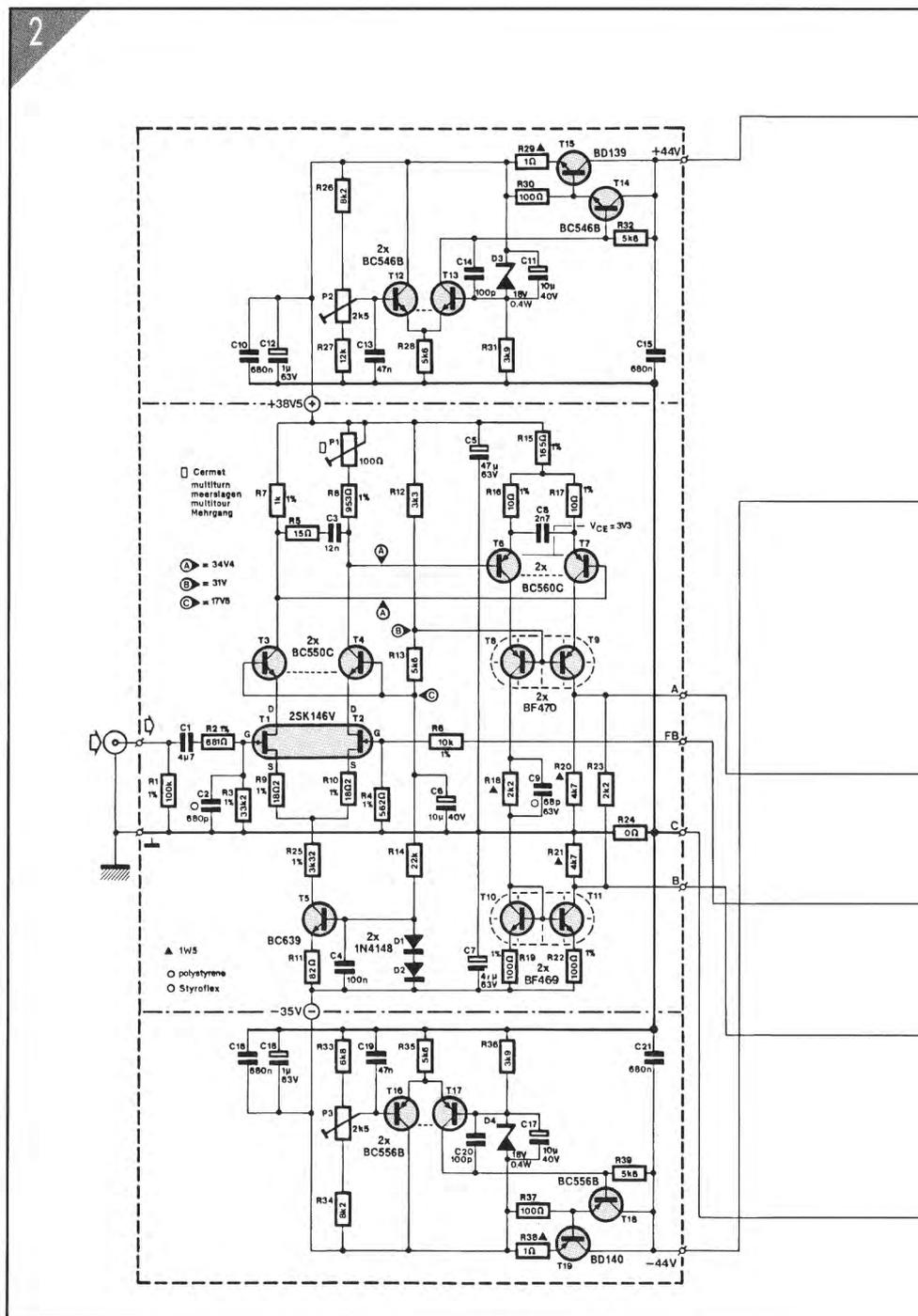
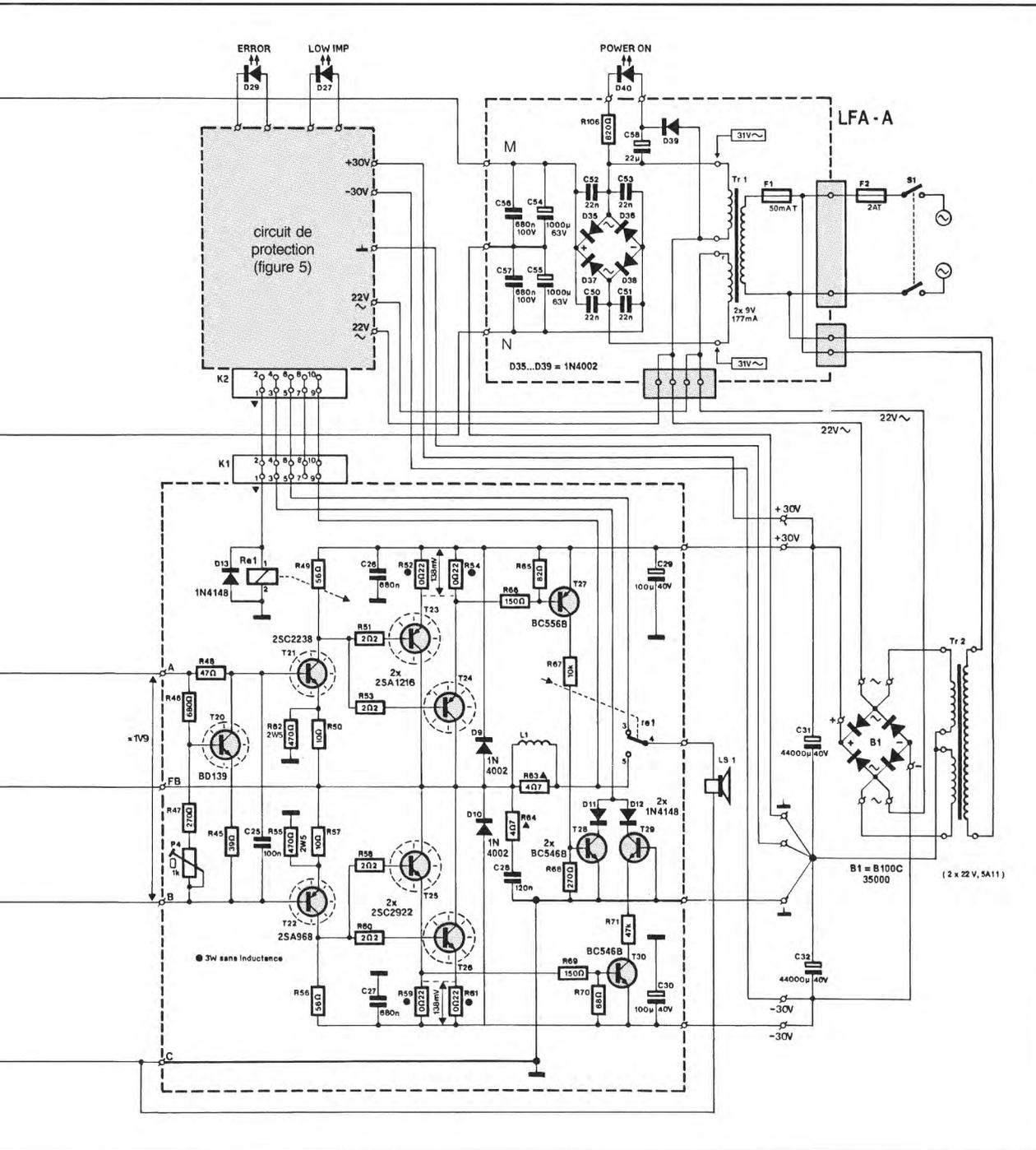


Figure 2 - L'amplificateur LFA-50 dans la splendeur de son intégralité.

L'amplificateur de tension et l'amplificateur de courant se réalisent sur deux platines distinctes (figures 3 et 4). La platine de l'amplificateur de courant est positionnée à distance du radiateur pour y monter directement les quatre transistors de puissance, les deux transistors de commande et le transistor de réglage du courant de repos. Pour ce faire, il faudra souder les pattes des transistors de commande et du transistor régulateur du côté pistes de la platine. Avant de souder les broches des transistors de puissance à l'endroit prévu, il faudra leur donner la forme nécessaire. Tous les autres com-

posants de l'amplificateur de courant se soudent du côté cuivre, veillez donc à garder un espacement de quelques millimètres entre les composants et la platine.

La réalisation de l'amplificateur de tension est classique. Les transistors T3/T4, T6/T7, T12/T13 et T16/T17; les performances du montage ne peuvent qu'y gagner si on prend la peine d'apparier tous ces transistors; dans les commentaires à propos de la réalisation de l'ensemble, on vous donnera un tuyau pour y parvenir sans maux de tête ni dépense inutile.



Toutes ces paires sont à positionner face à face par les côtés plats de leur boîtier. On enduit les deux faces planes de pâte thermoconductrice pour ensuite les serrer fermement l'une contre l'autre, par l'intermédiaire d'un serre-fils en nylon, d'un morceau de gaine thermorétractable, voire d'une ligature constituée de 2 ou 3 tours de fil de cuivre tordu à la pince ou d'un petit refroidisseur déformé, tout est bon, pourvu que le contact soit franc.

Le but de cette opération est de garantir aux deux transistors une température de fonctionnement identique (équilibre thermique). Après avoir doté chacun des transistors T8 à T11 de sa

plaquette d'isolation (en mica de préférence) et d'une quantité convenable de pâte thermoconductrice, il faudra les monter sur une équerre en aluminium de 55 x 20 x 15 mm leur donnant ainsi une certaine rigidité mécanique ; cette équerre fonctionne aussi comme radiateur.

.....  
**Circuit de protection**

L'Optim-A, l'Optim(um en classe)-A, doit à présent prendre sa forme définitive. Même dans le cas d'un amplificateur de très bonne qualité, une protection efficace ne constitue en aucun cas

un accessoire superflu, aussi allons-nous commencer par nous intéresser au circuit de protection de l'Optim-A.

On a beau concevoir et réaliser un amplificateur haut de gamme, spécialité d'Elektor, il reste toujours un risque de voir ce fameux monsieur Murphy faire son apparition pour mettre des bâtons dans les roues au moment le plus inopportun.

Le circuit de protection connaît, comme caractéristique majeure, une multiplicité d'options. Commençons cette description rapide par l'énumération des caractéristiques techniques du circuit de protection.

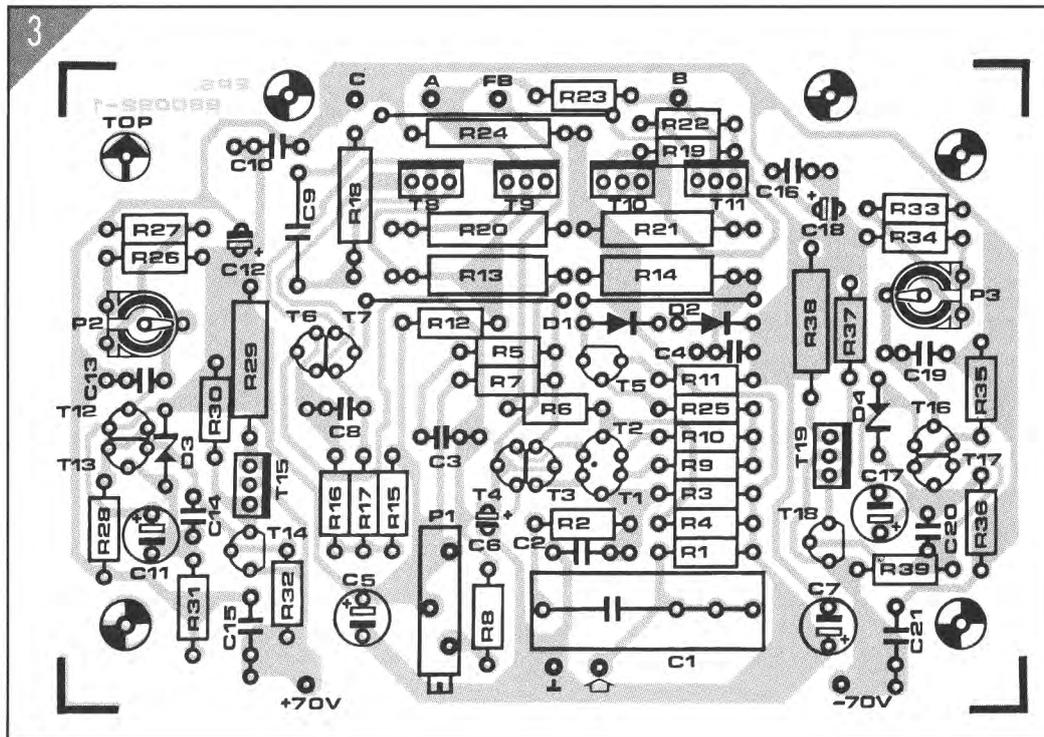


Figure 3 – L'implantation des composants sur la platine de l'amplificateur de tension.

#### LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR DE TENSION

##### • Résistances :

- R 1 = 100 k $\Omega$  à 1 %  
 R 2 = 681  $\Omega$  à 1 %  
 R 3 = 33,2 k $\Omega$  à 1 %  
 R 4 = 562  $\Omega$  à 1 %  
 R 5 = 15  $\Omega$   
 R 6 = 10 k $\Omega$  à 1 %  
 R 7 = 1 k $\Omega$  à 1 %  
 R 8 = 953  $\Omega$  à 1 %  
 R 9, R 10 = 18,2  $\Omega$  à 1 %  
 R 11 = 82  $\Omega$   
 R 12 = 3,3 k $\Omega$   
 R 13, R 28, R 32,  
 R 35, R 39 = 5,6 k $\Omega$   
 R 14 = 22 k $\Omega$   
 R 15 = 165  $\Omega$   
 R 16, R 17 = 10  $\Omega$  à 1 %  
 R 18 = 2,2 k $\Omega$ /1,5 W  
 R 19, R 22 = 100  $\Omega$  à 1 %  
 R 20, R 21 = 4,7 k $\Omega$ /1,5 W  
 R 23 = 2,2 k $\Omega$   
 R 24 = pont de câblage  
 R 25 = 3,32 k $\Omega$  à 1 %  
 R 26, R 34 = 8,2 k $\Omega$   
 R 27 = 12 k $\Omega$   
 R 29, R 38 = 1  $\Omega$ /1,5 W  
 R 30, R 37 = 100  $\Omega$   
 R 31, R 36 = 3,9 k $\Omega$   
 R 33 = 6,8 k $\Omega$   
 P 1 = 100  $\Omega$  aj. multitour  
 P 2, P 3 = 2,5 k $\Omega$  ajustable

##### • Condensateurs :

- C 1 = 4,7  $\mu$ F MKT  
 C 2 = 680 pF Styroflex

- C 3 = 12 nF  
 C 4 = 100 nF  
 C 5, C 7 = 47  $\mu$ F/63 V  
 C 6, C 11, C 17 = 10  $\mu$ F/40 V  
 C 8 = 2,7 nF  
 C 9 = 68 pF/63 V Styroflex  
 C 10, C 15, C 16,  
 C 21 = 680 nF  
 C 12, C 18 = 1  $\mu$ F/63 V  
 C 13, C 19 = 47 nF  
 C 14, C 20 = 100 pF

##### • Semi-conducteurs :

- D 1, D 2 = 1N4148  
 D 3, D 4 = zener 18 V/400 mW  
 T 1, T 2 = 2SK146V (Toshiba) ou 2SK146S  
 T 3, T 4 = BC550C  
 T 5 = BC639  
 T 6, T 7 = BC560C (appariés si possible)  
 T 8, T 9 = BF470  
 T 10, T 11 = BF469  
 T 12, T 13, T 14 = BC546B  
 T 15 = BD139  
 T 16, T 17, T 18 = BC556B  
 T 19 = BD140

##### • Divers :

- Equerre en aluminium de 55 x 20 x 15 mm  
 ensembles d'isolation pour T 8 à T 11

- Lorsqu'on applique la tension d'alimentation, le circuit introduit un léger retard dans l'excitation du relais de sortie ; on lui laisse quelques secondes pour trouver son équilibre de fonctionnement. Ce n'est qu'après écoulement de cette temporisation que le relais de sortie est activé et les haut-parleurs connectés au circuit (ce qui élimine donc les fameux « ploc » dans les enceintes).
- Immédiatement après l'application de la tension d'alimentation, le circuit vérifie l'impédance de la charge (enceinte) connectée. Si cette charge est inférieure à 2  $\Omega$  c'est vraisemblablement qu'il y a court-circuit de la sortie et le relais n'est pas activé.
- Si, en raison d'un défaut dans l'amplificateur, la tension continue présente à la sortie dépasse  $\pm 0,6$  V, le relais de sortie n'est pas excité non plus, évitant ainsi tout risque d'endommagement de l'enceinte connectée au système. Vous remarquerez que nous parlons toujours au singulier ; la version stéréo viendra plus tard.
- La disparition de l'une des tensions auxiliaires se traduit par un décollage instantané du relais de sortie. Ceci signifie qu'une action sur l'interrupteur marche/arrêt pour couper la tension d'alimentation de l'amplificateur se traduit par un découplage immédiat des haut-parleurs connectés à l'amplificateur (évitant, de nouveau, des « ploc » indésirables).

Pendant son fonctionnement, l'amplificateur n'est pas protégé contre un court-circuit. À ce moment, la priorité est donnée à la musique. Les transistors de sortie sont pourtant capables de supporter des courants tels qu'un court-circuit

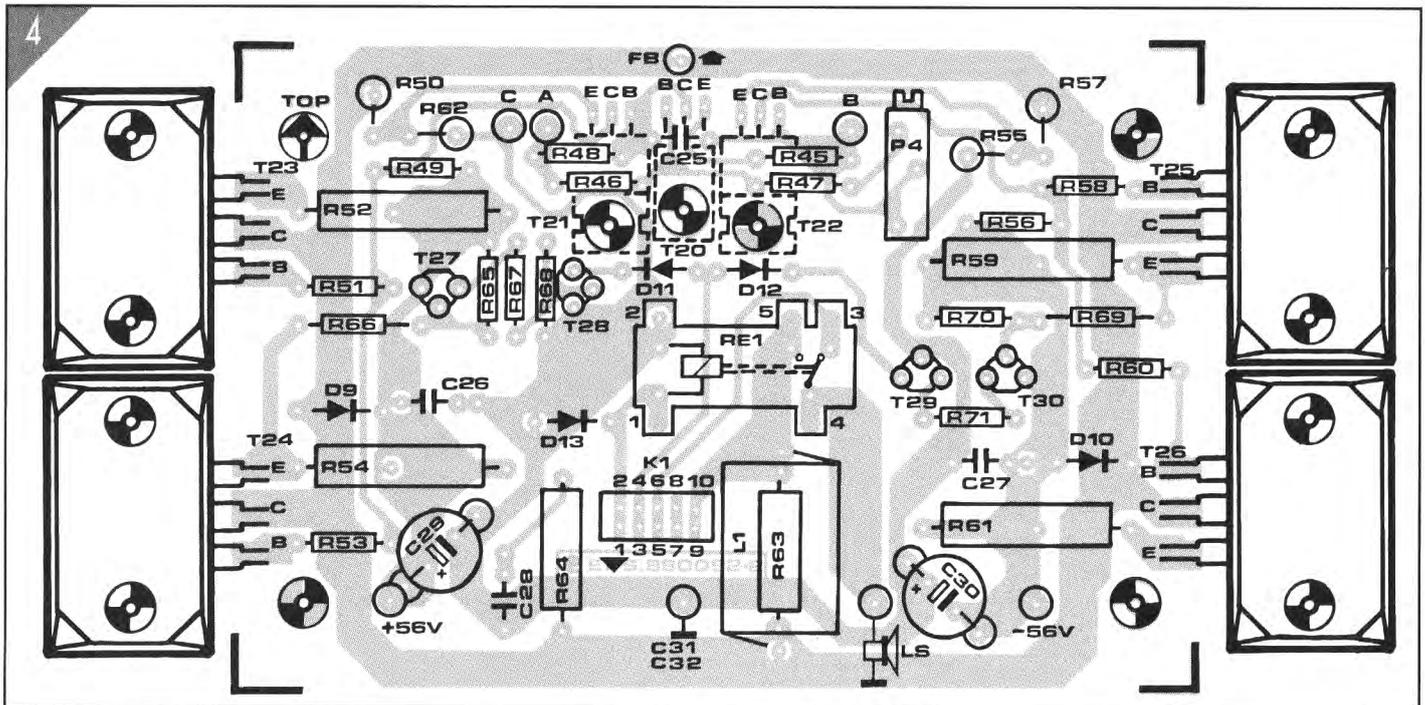


Figure 4 - L'implantation des composants de l'amplificateur de courant. Comme ce dessin est à l'échelle 1, une photocopie vous fournira sans détour un précieux gabarit de perçage pour le radiateur.

n'aura de conséquences graves que s'il se produit lors d'une modulation « à fond la caisse » de l'Optim-A. Le meilleur moyen d'éviter ce désagrément est de toujours débrancher l'amplificateur avant de bricoler quoi que ce soit aux

enceintes, mais c'est là une précaution systématique que prend tout électronicien, ne fût-ce qu'inconsciemment, n'est-ce pas ?

.....  
**Le circuit de protection**

La figure 5 montre tous les composants constituant l'électronique du circuit de protection ; ils trouveront place sur une platine distincte. Il est possible, à l'aide de quelques entretoises de longueur convenable, de monter ce circuit imprimé en sandwich (un Big Big Mac) sur les platines des amplificateurs (de courant et de tension, elles-mêmes superposées).

Pour bien comprendre l'interconnexion du circuit de protection et de la platine principale, il est nécessaire de reprendre le schéma d'ensemble du LFA-50 à la figure 2. On y voit immédiatement l'importance du connecteur K2. Il permet d'établir, via un morceau de câble plat, toutes les connexions nécessaires aux sous-ensembles de détection et au relais présent sur le circuit imprimé de l'amplificateur de courant. La commutation du relais (tension de service 24 V) se fait sous l'égide des transistors T43 et T41. Cette électronique, il s'agit d'un trigger de Schmitt, introduit une certaine hystérésis de sorte que le relais n'est excité que si la tension aux bornes du condensateur C47 est de 11 V au minimum. Elle produit son décollement lorsque cette tension tombe en dessous de 8,5 V. L'étage inverseur basé sur T42 et pris dans la ligne de collecteur de T41 fait luire la LED D29 « ERROR » lors de l'entrée en fonction du dispositif de protection.

Après la mise sous tension de l'amplificateur, C47 se charge par R97 ; si tout est en ordre et que la tension aux bornes de ce condensateur atteint 11 V, T43 devient passant et attaque

**LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR DE COURANT**

• Résistances :

- R45 = 39 Ω
- R46 = 680 Ω
- R47, R68 = 270 Ω
- R48 = 47 Ω
- R49, R56 = 56 Ω
- R50, R57 = 10 Ω
- R51, R53, R58, R60 = 2,2 Ω
- R52, R54, R59, R61 = 0,22 Ω/3 W (de type à inductance faible !)
- R55, R62 = 470 Ω/2,5 W
- R63, R64 = 4,7 Ω/1,5 W
- R65 = 82 Ω
- R66, R69 = 150 Ω
- R67 = 10 kΩ
- R70 = 68 Ω
- R71 = 47 kΩ
- P4 = 1 kΩ aj. multitour

• Semi-conducteurs :

- D9, D10 = 1N4002
- D11, D12, D13 = 1N4148
- T20 = BD139
- T21 = 2SC2238 (Toshiba)
- T22 = 2SA968 (Toshiba)
- T23, T24 = 2SA1216 (Sanken)
- T25, T26 = 2SC2922 (Sanken)
- T27 = BC556B
- T28, T29, T30 = BC546B

• Divers :

- L1 = self constituée de 6 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section et d'un ø int. de 15 mm
- Re1 = relais 24 V commutateur (par ex. Siemens V23127-B0006-A201)
- Connecteur encartable mâle à 2 x 5 broches (HE10) radiateur de résistance thermique ≤ 0,4 K/W (soit boîtier à profil(s) de refroidissement encastré(s), tel que Monacor RC-113/SW par exemple) ensembles d'isolation pour T23 à T26

• Condensateurs :

- C25 = 100 nF
- C26, C27 = 680 nF
- C28 = 120 nF
- C29, C30 = 100 µF/40 V

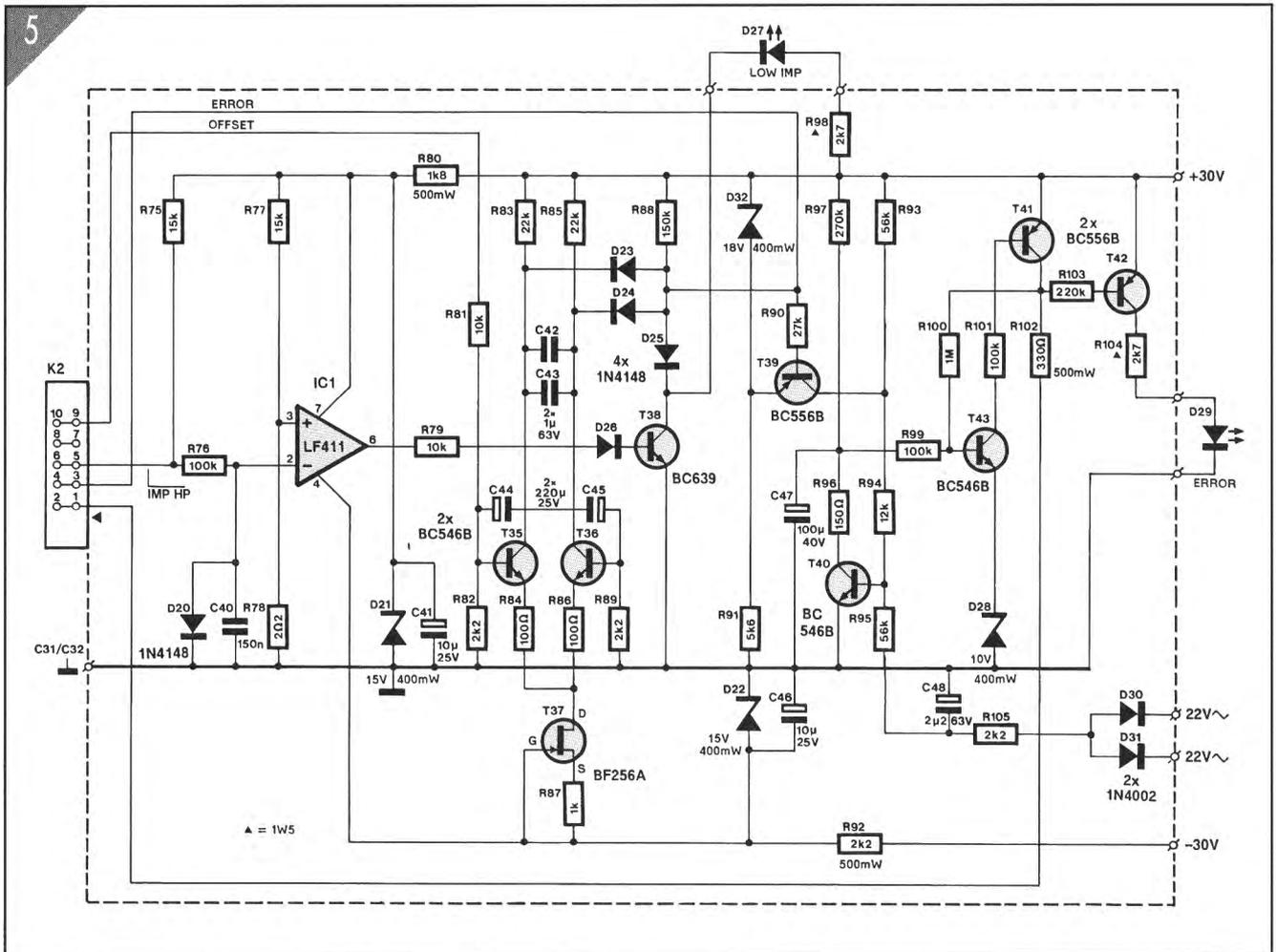


Figure 5 – L'électronique, relativement complexe, du circuit de protection contrôlé nombre de paramètres.

T41 qui provoque l'activation du relais de sortie. Monté en parallèle sur C47, un transistor fort utile, T40, permet, en cas de situation critique, une décharge rapide de ce condensateur.

Le diviseur de tension constitué de R93 à R95 et relié à la base de T40 est dimensionné de façon à provoquer un décollage immédiat du relais dès la disparition de l'une ou des deux tensions d'alimentation. Il retombe en effet pour une tension de bobine de 8,5 V.

La base du transistor T40 est reliée, à travers la résistance R95, le condensateur électrochimique C48, la résistance R105 et les diodes D30 et D31, aux enroulements secondaires du transformateur Tr2. Ce circuit de redressement fournit une tension continue négative telle que T40 devient conducteur en cas de disparition de la tension au secondaire du transformateur.

Les autres sous-ensembles de protection font appel au transistor T40 par l'intermédiaire d'une section à comparateur, centrée sur le transistor T39. Si la tension présente sur la base de ce transistor devient inférieure à 12,5 V, T39 devient conducteur, ce qui se traduit par la décharge du condensateur C47 à travers T40 et

le décollage du relais de sortie. Le circuit intégré IC1 se charge de la vérification de l'impédance de la charge, à savoir l'enceinte, connectée à la sortie de l'Optim-A. Les entrées du LF411, un amplificateur opérationnel JFET à offset et dérives faibles, sont connectées à un circuit en pont qui se compose, d'une part de la résistance R75 associée à l'impédance de l'enceinte, et, de l'autre, des résistances R77 et R78. Si la résistance du haut-parleur (ou de l'ensemble de l'enceinte) est inférieure à la valeur de R78 (2,2  $\Omega$ ), la sortie de IC1 bascule à un potentiel élevé et T38 s'ouvre. La LED D27 « LOW IMP » (impédance trop faible) s'éclaire indiquant ainsi un problème en sortie.

Par l'intermédiaire de D25, la tension appliquée à la base de T39 tombe à une valeur proche du potentiel de la masse (0 V); dans ces conditions, le relais de sortie ne peut pas être activé. Si au contraire la résistance du haut-parleur est supérieure à 2,2  $\Omega$ , le relais est enclenché après une temporisation de quelques secondes. Dès lors, le haut-parleur n'est plus relié aux bornes 5-6 du connecteur K2 et IC1 arrête la mesure. Le circuit ne recommencera à mesurer l'impédance qu'après une remise sous

tension de l'amplificateur, suite à une coupure volontaire ou à une situation critique qui aurait provoqué une désactivation momentanée du relais. En effet, la mesure de l'impédance du haut-parleur se fait uniquement au cours de la temporisation qui précède l'activation du relais de sortie.

Un réseau RC (R76/C40) évite toute fausse alerte qui pourrait survenir lors de la capture, par le haut-parleur, de bruits ambiants convertis en signaux électriques (la mesure de la résistance se fait à des tensions continues faibles, de l'ordre de quelques millivolts). La diode D20 limite la tension aux bornes de C40.

Un amplificateur différentiel, réalisé à l'aide des transistors T35 et T36, se charge de la vérification de la composante continue à la sortie de l'amplificateur. Pour ce faire, la base de T35 reçoit directement le signal de sortie tandis que la base du transistor T36 y est connectée par deux condensateurs électrochimiques, C44 et C45. Si la différence en tension continue est supérieure à 0,6 V, il y a déséquilibre de l'étage différentiel et le transistor T39 est rendu passant par l'une des diodes D23 ou D24, suivant la

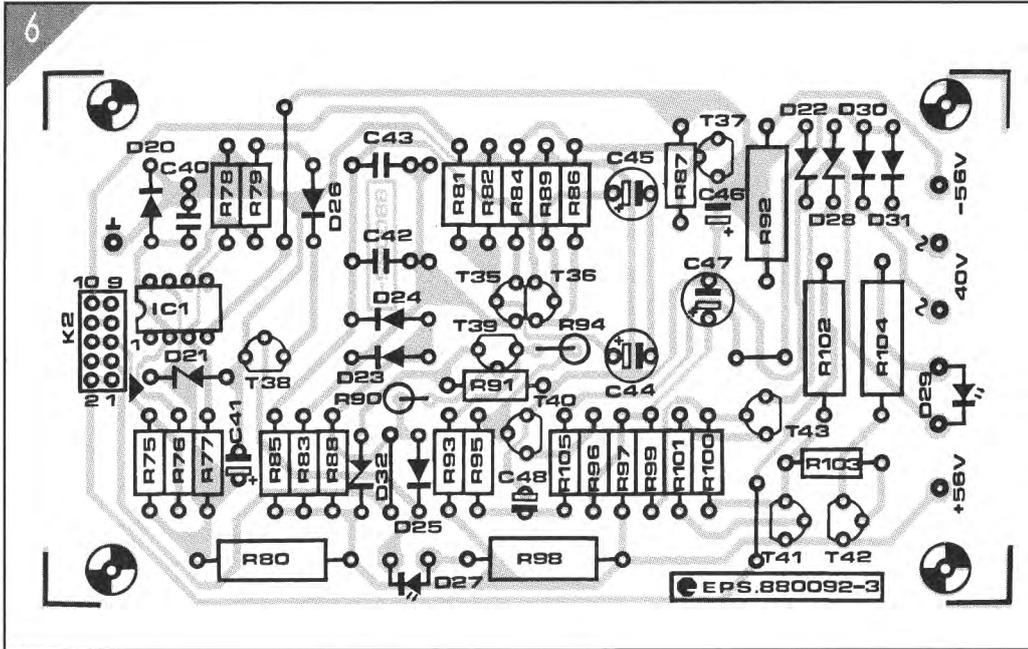


Figure 6 – L'implantation des composants du circuit de protection. On fixe de préférence cette platine au-dessus de celle de l'amplificateur de tension.

**LISTE DES COMPOSANTS DU CIRCUIT DE PROTECTION**

• Résistances :

- R75, R77 = 15 kΩ
- R76, R99, R101 = 100 kΩ
- R78 = 2Ω
- R79, R81 = 10 kΩ
- R80 = 1kΩ/8/0,5 W
- R82, R89, R105 = 2kΩ/2
- R83, R85 = 22 kΩ
- R84, R86 = 100 Ω
- R87 = 1 kΩ
- R88 = 150 kΩ
- R90 = 27 kΩ
- R91 = 5kΩ/6
- R92 = 2kΩ/2/0,5 W
- R93, R95 = 56 kΩ
- R94 = 12 kΩ
- R96 = 150 Ω
- R97 = 270 kΩ
- R98, R104 = 2kΩ/7/1,5 W
- R100 = 1 MΩ
- R102 = 330 Ω/0,5 W
- R103 = 220 kΩ

• Condensateurs :

- C40 = 150 nF
- C41, C46 = 10 μF/25 V
- C42, C43 = 1 μF/63 V
- C44, C45 = 220 μF/25 V
- C47 = 100 μF/40 V
- C48 = 2μF/2/63 V

• Semi-conducteurs :

- D20, D23 à D26 = 1N4148
- D21, D22 = zener 15 V/400 mW
- D27 = LED orange
- D28 = zener 10 V/400 mW
- D29 = LED rouge
- D30, D31 = 1N4002
- D32 = zener 18 V/400 mW
- T35, T36, T40, T43 = BC546B
- T37 = BF256A
- T38 = BC639
- T39, T41, T42 = BC556B
- IC1 = LF411CN

• Divers :

- connecteur encartable 2 x 5 broches (HE10)

.....  
**L'alimentation**

Nous avons choisi, pour la réalisation de l'Optim-A, d'utiliser une double alimentation « mono », assurant ainsi une alimentation distincte à chacun des deux étages de sortie. Chaque canal possède donc ses propres transformateurs, ponts de redressement et condensateurs électrolytiques.

La figure 2 donne le schéma complet de l'alimentation. On voit qu'elle est secondée par un autre circuit, représenté dans le coin supérieur droit de cette même figure ; il s'agit d'une alimentation auxiliaire, dont on retrouve en figure 6 l'implantation des composants. Cette alimentation auxiliaire est destinée à relever à ±44 V la tension d'alimentation au profit de l'amplificateur de tension et comporte un transformateur additionnel Tr1, un redresseur et une paire de condensateurs réservoirs.

L'enroulement secondaire du transformateur Tr1 est pris en série avec les enroulements secondaires du transformateur principal Tr2. On notera que cette platine comporte un nombre important de borniers encartables pour recevoir la plupart des câbles d'alimentation de l'Optim-A.

.....  
**Conseils de réalisation**

Nous avons utilisé, pour la réalisation de l'un de nos prototypes, un coffret dont les côtés forment des radiateurs intégrés (cf. la liste des composants). Un tel coffret n'est pas bon marché, mais la solution à deux radiateurs distincts de dimensions convenables ne l'est pas non plus.

polarité du dépassement. Il ne nous reste plus maintenant qu'à voir le système de protection contre les intensités excessives dans les transistors de sortie.

Les transistors responsables de cette tâche (T27 à T30) sont montés à même la platine de l'amplificateur de courant (schéma de la figure 2). Dès que le courant dans les transistors de sortie dépasse 15 A, la ligne « ERROR » fait passer le transistor T39 à l'état conducteur et le relais est relâché.

Ceci termine notre description « à vol d'oiseau » du circuit anti-catastrophes. Nous avons dessiné à son intention une platine dont la figure 5 donne la sérigraphie d'implantation des composants.

Le moment est venu de nous intéresser de près au circuit d'alimentation.

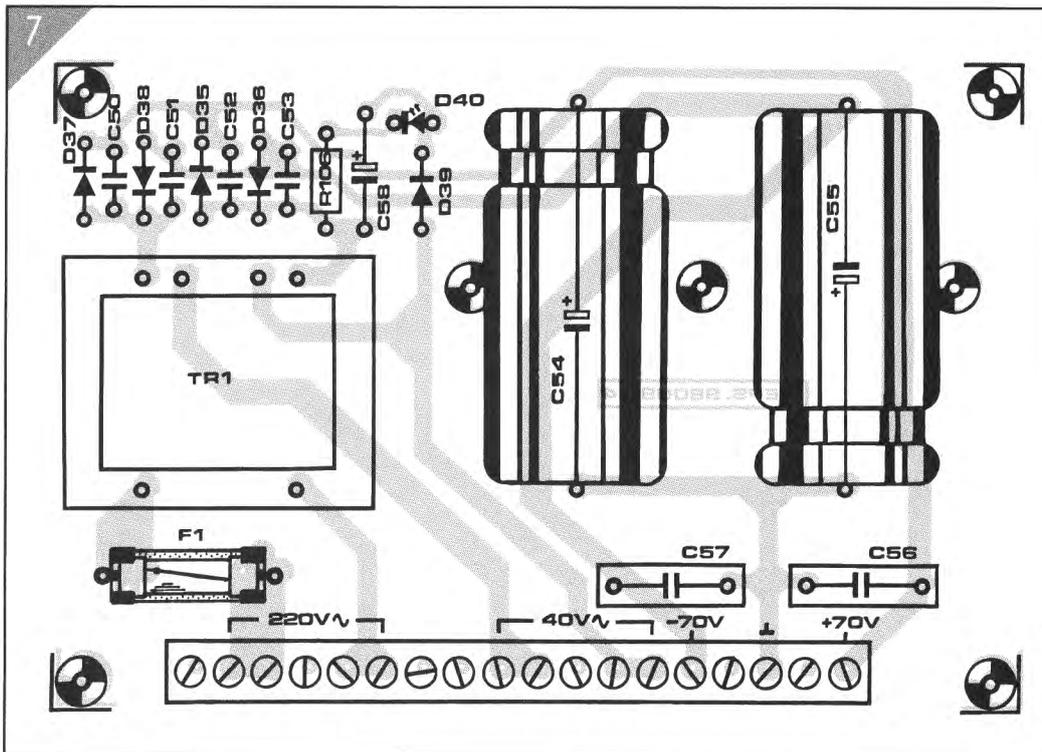


Figure 7 – La sérigraphie du circuit d'alimentation auxiliaire ; cette platine comporte un petit transformateur, un pont de redressement et quelques condensateurs électrochimiques de lissage.

On commence par percer dans les radiateurs tous les trous nécessaires au montage des platines et des transistors. Pour réussir ce travail relativement précis, on pourra utiliser comme gabarit de perçage une (photo)copie de la sérigraphie de l'amplificateur de courant (figure 4). Il est recommandé, pour la facilité de montage, d'assemblage et surtout pour l'esthétique, de fileter tous ces orifices. Disons même qu'il est pratiquement impossible de monter quoi que ce soit sur un tel radiateur à l'aide de vis et d'écrous.

Positionner la platine bien au milieu du radiateur garantit une bonne répartition de la chaleur dissipée par les transistors de sortie.

Maintenant, on peut commencer la réalisation des platines de l'amplificateur de courant, de l'amplificateur de tension et du circuit de protection. Voici encore quelques tuyaux pour mener à bien ce travail :

- Il est recommandé, avant de commencer le montage, d'apparier les transistors T3/T4, T6/T7, T21/T22, T23+T24/T25+T26 et, si

possible, T8/T9 et T10/T11. Comme promis, voici l'astuce : il y a dans ce numéro spécial un montage qui permet d'apparier des transistors NPN, PNP ou complémentaires. Il est prévu à l'origine pour les transistors de moyenne puissance, comme les BD139/BD140 ou dans ce cas-ci les BF469/BF470. Le même montage convient

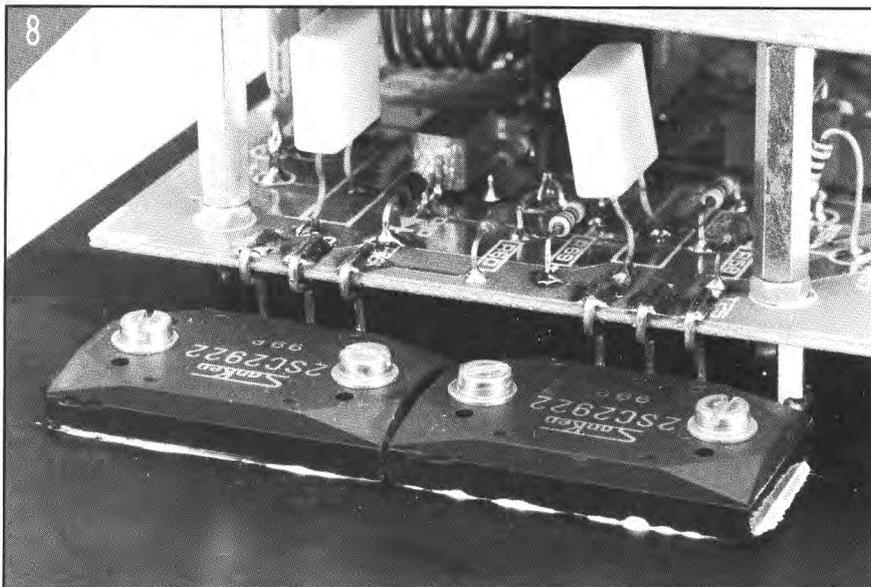


Figure 8 – Cette photo montre comment fixer les transistors de l'amplificateur de courant sur le radiateur. Les broches des transistors de sortie sont pliées en forme de « S » pour permettre leur soudure aux points prévus.

#### LISTE DES COMPOSANTS DE L'ALIMENTATION

- Résistances :  
R106 = 820  $\Omega$
- Condensateurs :  
C50 à C53 = 22 nF  
C54, C55 = 1 000  $\mu$ F/63 V  
C56, C57 = 680 nF/100 V  
C58 = 22  $\mu$ F/25 V
- Semi-conducteurs :  
D35 à D39 = 1N4002  
D40 = LED verte
- Divers :  
F1 = fusible 50 mA retardé à porte-fusible encartable  
Tr1 = transformateur moulé encartable 9 V/177 mA au secondaire (tel que, par exemple, Amroh 35.309.182, Monacor\* ou Gerth\*)  
6 borniers encartables à 3 contacts au pas de 5 mm

\*cf. texte

**Quelques caractéristiques de mesure**  
(à  $1 V_{eff}$  sur charge de  $47 k\Omega$ )

<b>THD :</b>	
(distorsion harmonique totale) :	$\geq 0,00005\%$ (à 1 kHz)
	$\geq 0,0004\%$ (à 20 kHz)
<b>THD+N (B = 22 Hz...80 kHz) :</b>	$\geq 0,0012\%$
	(20 Hz à 20 kHz)
<b>Rapport signal/bruit :</b>	
(B = 22 Hz...22 kHz) :	$\geq 104$ dB
<b>Bande passante :</b>	1,5 Hz...3,7 MHz
<b>Vitesse de balayage (slew rate) :</b>	200 V/ $\mu$ s environ
<b>Temps de montée :</b>	0,1 $\mu$ s environ
<b>Impédance d'entrée :</b>	47 k $\Omega$
<b>Sensibilité :</b>	150 mV
<b>Tension de sortie maximale :</b>	9 $V_{eff}$ environ

tout autant pour des transistors petits signaux comme les BC550/560, il vous suffit d'adapter le courant de mesure, en remplaçant R4 par une  $330 \Omega$ , par exemple.

Il n'est pas inutile, vu les dispersions notables rencontrées, de les apparier aussi en gain, auquel cas une résistance de 10, voire  $100 k\Omega$  à la place de R3 améliore la sensibilité de la mesure.

- Les composants de l'amplificateur de courant sont tous soudés du côté « cuivre » de la platine. Il faudra donc, pour éviter des courts-circuits et autres ennuis du genre, respecter un espacement de quelques millimètres entre les composants et le circuit imprimé.
- La self L1 comporte 6 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section. La résistance R63 vient se glisser à l'intérieur de la self L1, à 1 cm environ de la surface du circuit imprimé.
- On veillera, lors de sa mise en place du transistor FET double (T1/T2) de l'amplificateur de tension à le positionner de façon à faire correspondre le point d'identification présent sur son boîtier avec le point marqué sur la platine.
- Il faut doter les faces planes des paires de transistors T3/T4 et T6/T7 d'un rien de pâte thermoconductrice avant de les monter, face plane contre face plane, sur la platine. Pour garantir un couplage thermique efficace il est recommandé de bien serrer chacune de ces paires de transistors l'un contre l'autre par l'intermédiaire d'un petit morceau de fil de cuivre dont on aura entortillé les extrémités, d'un serre-fils en nylon ou d'un morceau de gaine thermorétractable.
- La résistance R24 prend ici la forme d'un pont de câblage.
- Les transistors T8, T9, T10 et T11 sont tous les quatre dotés de leur ensemble d'isolation et montés, sur une équerre en aluminium de  $55 \times 20 \times 15$  mm (la photo de début d'article la montre en avant plan).

Les dimensions des résistances sur la sérigraphie fait souvent la place belle aux résistances. Il s'agit, vous l'avez sans doute deviné, des platines conçues à l'époque pour le LFA-150 « Virgin » et qui, fortes de l'expérience acquise « sur le terrain », réapparaissent ici. Comme la puissance de certaine d'entre elles a été réduite, à l'instar de celle de l'amplificateur, elles sont de ce fait de dimensions plus faibles et la fiabilité d'ensemble ne peut qu'y gagner.

Comme l'**Optim-A** fonctionne à des tensions d'alimentation plus faibles que le « Virgin », il ne faudra pas non plus prêter attention aux indications des valeurs de tension portées sur les circuits imprimés en question.

\* Il peut se faire, en fonction du type de transformateur utilisé pour Tr1, qu'il faille repercer les orifices des connexions du primaire de 1 à 2 mm vers l'intérieur, les fabricants de ce type de transformateur ne connaissent pas d'écartement standard. Il restera dans ce cas à relier les connexions sortant des nouveaux orifices aux pistes à l'aide d'un morceau de conducteur rigide de 3 à 4 mm, soudé à la piste correspondante.

.....  
**Au travail**

Une fois les trois, voire six platines réalisées, on peut « préparer » les transistors de commande, les transistors de sortie et le transistor du réglage du courant de repos (T20 à T26). Les broches de transistors T23 à T26 doivent être mises en forme de « S » à 1,2 mm environ de leur boîtier (cf. la photo de la **figure 8**).

Lors de cette opération délicate, exécutée à la pince miniature et sans forcer sur leur boîtier, il vaut mieux s'assurer de temps en temps que les broches des transistors viennent bien en face des pastilles de cuivre prévues à cet endroit. Les broches des transistors de commande, T21 et T22, doivent être repliées à l'équerre vers le haut, à 3 mm environ de leur boîtier. Il en va de même pour le transistor T20, celui qui règle le courant de repos. Comme son boîtier est beaucoup plus petit que celui de T21 et T22, il faudra replier ses broches plus loin du boîtier que pour les autres.

Fixons à présent les transistors T20 à T22 au radiateur. On enduit chacun des transistors d'une fine couche de pâte thermoconductrice et d'une plaquette d'isolation de la taille appropriée. Après quoi, nous pouvons fixer la platine de l'amplificateur de courant sur le radiateur à



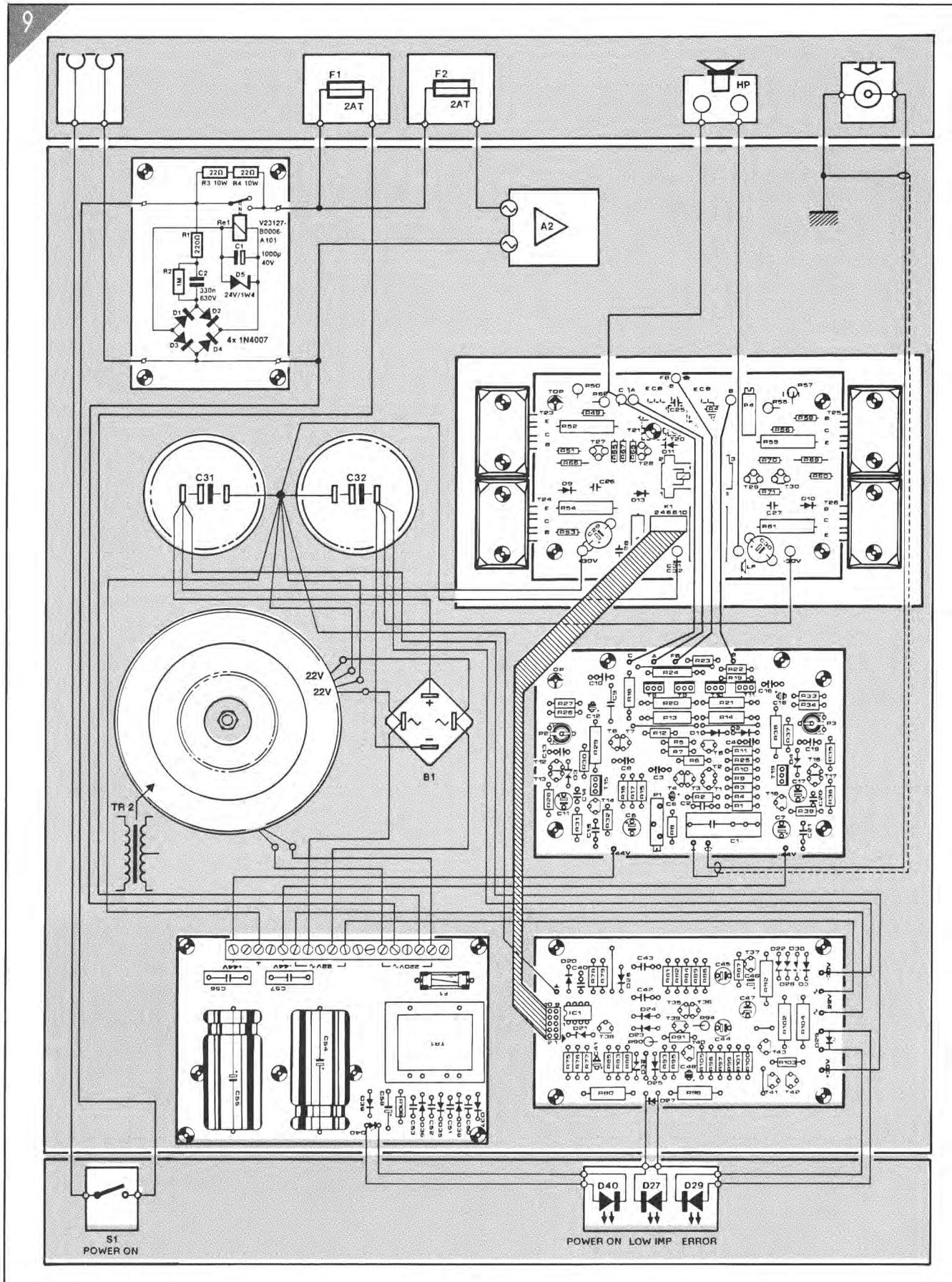


Figure 9 – Plan de câblage pour la version « mono » de l'Optim-A. Pour une version stéréo, deux de ces ensembles peuvent se côtoyer dans un même coffret de façon à ce qu'il n'y ait qu'une seule interconnexion de masse par l'intermédiaire du coffret lui-même. En haut, à gauche, le temporisateur de mise en fonction.

**LISTE DES COMPOSANTS DE  
L'ALIMENTATION PRINCIPALE  
(POUR CHAQUE CANAL)**

• **Condensateurs :**

**C31, C32 = montage en parallèle  
de 2 x 22 000  $\mu$ F/40 V  
(Philips série 2222  
154 17223 par  
exemple)**

• **Semi-conducteurs :**

**B1 = redresseur  
B100C35 000**

• **Divers :**

**F2 = fusible 2 A retardé avec son  
porte-fusible à vis pour châssis  
S1 = interrupteur secteur (un par  
coffret d'amplificateur)  
Tr2 = transformateur torique  
2 x 22 V/5 A au secondaire  
(Amplimo 61015 par exemple)  
1 entrée secteur mâle pour châssis  
(une par coffret d'amplificateur)  
1 coffret à profils de refroidissement  
intégrés (Monacor RC-113/SW par  
exemple) ou un coffret associé à 2  
radiateurs distincts ayant chacun une  
résistance thermique inférieure à  
0,4 K/W**

l'aide de quatre entretoises filetées de 10 mm de long. D'autres entretoises filetées, de 30 mm celles-ci, viennent se visser aux filetages des précédentes pour préparer la mise en place de l'amplificateur de tension.

Mais avant de mettre en place cette platine, il reste à fixer les transistors de sortie (T23 à T26) sur le radiateur, chacun d'entre eux doté d'une quantité « nécessaire et suffisante » (comme disent certains théorèmes de mathématiques) de pâte thermoconductrice et d'un ensemble d'isolation.

Comme les transistors de sortie (T23/T24 et T25/T26) se trouvent fort près l'un de l'autre, il faut enlever un millimètre de la largeur des plaquettes d'isolation en mica pour les empêcher de se chevaucher.

Une fois les broches des transistors T20 à T26 soudées aux pastilles de cuivre prévues, il faut encore relier à K1 le câble plat doté à ses deux extrémités d'un connecteur de deux fois cinq contacts.

C'est maintenant l'amplificateur de tension qui demande toute notre attention. Nous avons dit plus haut qu'il était préférable d'apparier les transistors T3/T4, T6/T7, T8/T9 et T10/T11. S'il est impossible de procéder à une telle sélection, il est recommandé d'utiliser au moins des transistors de la même série de fabrication (on se référera aux indications portées sur leur boîtier).

**LISTE DES COMPOSANTS  
DU TEMPORISATEUR DE MISE EN  
FONCTION (CF. FIGURE 9)**

• **Résistances :**

**R1 = 220  $\Omega$   
R2 = 1 M $\Omega$   
(350 V minimum)  
R3, R4 = 22  $\Omega$ /10 W  
(ou 2 x 12  $\Omega$ /5 W)**

• **Condensateurs :**

**C1 = 1 000  $\mu$ F/40 V  
C2 = 330 nF/630 V**

• **Semi-conducteurs :**

**D1 à D4 = 1N4007  
D5 = zener 24 V/1,4 W**

• **Divers :**

**Re1 = relais encartable à bobine de  
24 V<sub>CC</sub>/20 mA – intensité du courant  
commuté : 5 A (par ex. Siemens  
V23127-B0006-A101)**

Ces paires de transistors sont montées comme décrit dans le paragraphe précédent. Après avoir monté, à l'aide de 4 entretoises filetées de 30 mm environ, l'amplificateur de tension au-dessus du circuit imprimé de l'amplificateur de courant, il suffit de quatre morceaux de fil de câblage souple pour relier les points A, B, C et FB de l'amplificateur de tension aux points correspondants de l'amplificateur de courant. Terminons le sandwich par la platine du dispositif de protection qui vient au-dessus de l'amplificateur de tension. On utilise (de nouveau) quatre entretoises filetées de 30 mm. La

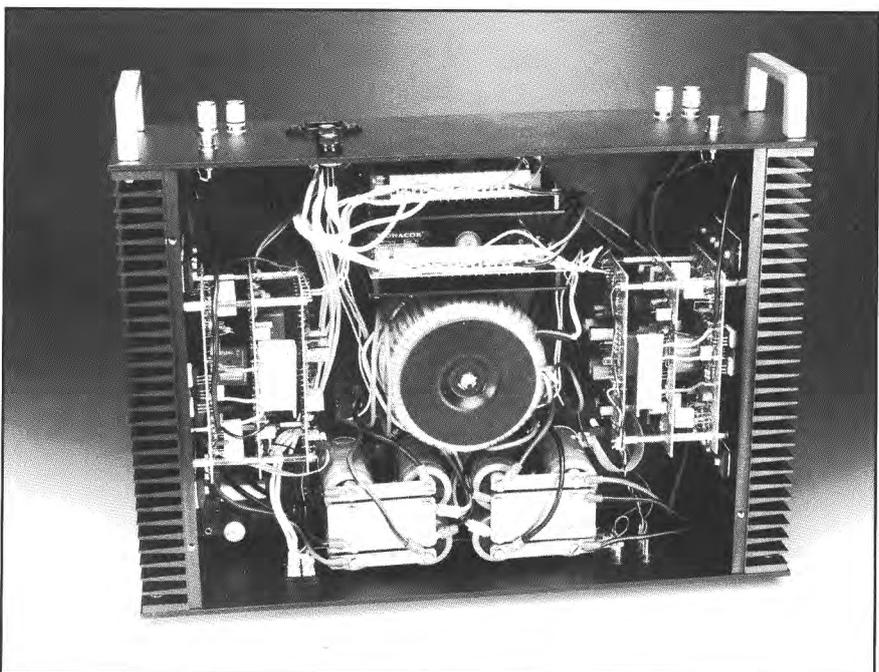
connexion de ce sous-ensemble au reste du circuit se fait tout simplement par l'insertion, dans le connecteur K2, de l'autre connecteur à 10 bornes du câble plat.

Intéressons-nous maintenant au coffret. Sachant que les radiateurs qui constituent les deux faces latérales du coffret dissipent aussi de la chaleur vers l'intérieur du coffret, il est impératif de doter et le fond et le couvercle du boîtier d'un nombre suffisant d'orifices d'aération.

Notons en passant que les gros condensateurs électrochimiques n'apprécient pas le moins du monde une température ambiante trop élevée. Les condensateurs électrochimiques de Philips, mentionnés dans la liste des composants, supportent un peu mieux les températures élevées. Tant qu'à faire, pensons aux ajustables multi-tours (P1) de chaque amplificateur de tension et perçons à leur intention, mais surtout à la nôtre, deux orifices dans le fond du coffret à la verticale de ces ajustables. Voilà qui simplifiera la vie au moment du réglage.

Nous avons utilisé, pour l'alimentation secteur de notre prototype de l'Optim-A, deux transformateurs toriques superposés, placés au centre du coffret. En faisant appel à quelques équerres métalliques, on peut monter les deux platines des alimentations auxiliaires à la verticale devant les transformateurs. Lors de ce montage, pensons à rendre la rangée de borniers accessible par le haut, cela va sans dire et tellement mieux en le disant... à temps.

Les deux ponts de redressement viennent contre le fond du coffret à côté des transformateurs. Puisqu'ils dissipent eux aussi de la chaleur, il est recommandé de positionner les gros condensateurs électrochimiques à une distance suffisante de ces composants « calorifères ».



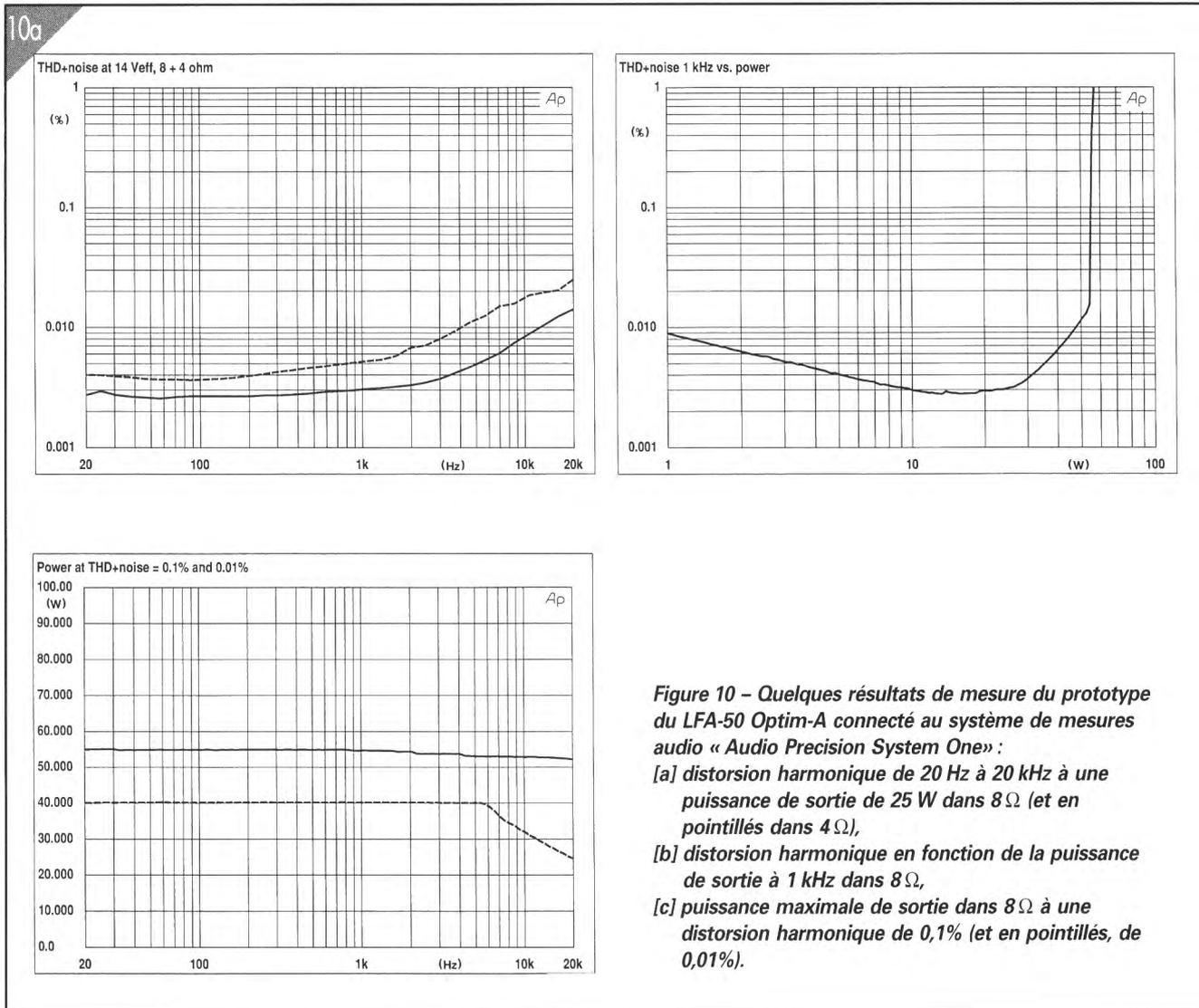


Figure 10 – Quelques résultats de mesure du prototype du LFA-50 Optim-A connecté au système de mesures audio « Audio Precision System One » :

- [a] distorsion harmonique de 20 Hz à 20 kHz à une puissance de sortie de 25 W dans 8 Ω (et en pointillés dans 4 Ω),
- [b] distorsion harmonique en fonction de la puissance de sortie à 1 kHz dans 8 Ω,
- [c] puissance maximale de sortie dans 8 Ω à une distorsion harmonique de 0,1% (et en pointillés, de 0,01%).

La figure 9 donne le plan de câblage de l'Optim-A en version monophonique. Pour une version stéréo de cet amplificateur, il « suffit » de réaliser deux fois le montage illustré, exception faite bien entendu de l'interrupteur secteur intégré et de la temporisation de mise en fonction.

Le circuit de temporisation évite de voir sauter les fusibles de votre appareil à la mise en route. Il ne comporte que quelques composants et se caractérise par une grande simplicité, sa réalisation sur une platine d'expérimentation ne devrait pas poser le moindre problème... aux experts que sont nos lecteurs.

Il est extrêmement important, vital même, de veiller à une isolation parfaite de toutes les lignes et points de connexion véhiculant la tension du secteur.

Ne nous en veuillez pas d'insister sur le sujet mais, pour votre propre sécurité, il ne saurait être question d'effectuer la moindre intervention sur l'alimentation du circuit tant qu'il reste connecté au secteur. Pour ce qui est de la mise en coffret

et du câblage de l'Optim-A, il nous reste encore deux points à signaler à votre attention. La masse des deux embases Cinch, faisant office d'entrée du signal audio **doit** être reliées au coffret métallique. Si vous utilisez des embases Cinch non isolées, leur simple fixation au coffret met l'une de leurs connexions à la masse. Si au contraire vous envisagez d'utiliser des embases Cinch isolées, il faudra relier la borne de masse de chacune d'entre elles au coffret. On notera pour finir que la ligne de retour des haut-parleurs n'est pas connectée – comme à l'accoutumée – au point de masse central situé à proximité immédiate des condensateurs électrochimiques, mais au point C de la platine de l'amplificateur de courant. Cette façon de procéder réduit au minimum la différence de tension existant sur la ligne de masse, entre le signal d'entrée et le signal de l'amplificateur réinjecté sur la grille de T2 d'une part et le signal des haut-parleurs de l'autre. Grâce à cette astuce, on obtient un bruit encore plus faible que dans le cas d'un câblage classique. La façon peu usuelle de câbler l'Optim-A est le résultat

de toute une série de mesures complexes effectuées avec les différentes configurations de masse imaginables.

### ..... Première mise sous tension !

Une fois terminé le câblage de l'alimentation il est vivement conseillé de vérifier cette partie de la réalisation avant d'y connecter les amplificateurs. Il suffit de lui appliquer la tension du secteur, rien que de très logique en cela, de mesurer la tension aux bornes des condensateurs C31 et C32 ( $\pm 30$  V environ), ainsi que celle présente aux borniers de connexion de l'alimentation auxiliaire. La tension aux points marqués M et N devrait être de l'ordre de  $\pm 44$  V. Si les tensions présentes sur ces borniers sont nettement inférieures à ces  $\pm 44$  V c'est probablement qu'il y a une erreur dans la mise en série des enroulements des secondaires de Tr1 et Tr2. Pour remédier à cette situation il suffit d'inter-

vertir les câbles de connexion du secondaire de Tr2 sur la platine de l'alimentation auxiliaire (bornier 40 V $\approx$ ).

Si tout est en ordre, on peut connecter les amplificateurs. On relie alors les lignes de la tension d'alimentation aux trois platines, les embases Cinch d'entrée fixées dans le coffret aux points correspondants de l'amplificateur de tension (à l'aide d'un morceau de câble blindé) et les borniers destinés aux enceintes aux sorties de l'amplificateur de courant. Il est recommandé, pour vous mettre momentanément à l'abri d'une erreur de connexion quelconque, de prendre en série quelques résistances de 10  $\Omega$ /5 W dans les lignes d'alimentation de l'amplificateur de courant.

Ce n'est qu'après avoir réglé les ajustables P4 à leur résistance maximale, que l'on mettra en fonction l'**Optim-A** complet. Le premier réglage à effectuer porte sur l'alimentation de l'amplificateur de tension. En jouant sur les ajustables P2 et P3 on règle ces tensions à +38,5 V et -35 V respectivement. Un multimètre branché à la sortie de cet amplificateur permet d'ajuster à 0 V, par action sur P1, la tension continue à cet endroit.

On peut maintenant augmenter légèrement le courant de repos en jouant sur P4 et vérifier la tension continue sur les résistances d'émetteur des transistors de sortie. Il faudra faire en sorte que cette tension soit de 10 mV sur chacune des résistances.

Si tout se passe bien et que le niveau de la tension continue mesuré à la sortie reste pratiquement à zéro, on peut supprimer – après mise hors fonction de l'**Optim-A**, bien entendu – les résistances intercalées dans les lignes d'alimentation de l'amplificateur de courant.

On remettra en service l'amplificateur pour mesurer et réajuster, par P1, la tension continue présente à la sortie. Jouer ensuite sur l'ajustable P4 pour augmenter le courant de repos de façon à ce que la tension continue aux bornes des résistances de 0,22  $\Omega$ , dans les lignes des émetteurs de T23 à T26, atteigne une valeur moyenne de 138 mV.

Il est recommandé de faire fonctionner, de cette façon, l'**Optim-A** pendant une heure environ avant de (re)vérifier et de (ré)ajuster une dernière fois les positions de l'ensemble des organes de réglage.

Le **LFA-50 Optim-A** est prêt maintenant à remplir la fonction pour laquelle il a été conçu,

reproduire du mieux possible toutes sortes de signaux musicaux.

En guise de conclusion, nous tenons à informer les « mordus » de Haute Fidélité et de grande puissance qu'il est possible de régler le courant de repos du LFA-50 à 1,8 A, ce qui se traduit par une puissance de 50 W dans une charge de 8  $\Omega$  et ceci **en classe A!**

On notera cependant que dans ces conditions il faut soit utiliser des radiateurs sensiblement plus grands (dont la résistance thermique,  $R_{th}$ , est plus faible) soit prévoir un refroidissement forcé à l'aide d'un ventilateur (le moins bruyant possible, encore qu'à côté des deux fois 50 W, gageons qu'il aura du mal à se faire entendre).

Sous le nom de « Témoin d'écrêtage », un autre article de ce numéro spécial décrit un circuit additionnel destiné, entre autres, au **LFA-50 Optim-A**. Il signale, pendant le fonctionnement de l'amplificateur, s'il atteint le point -3 dB ou la limite d'écrêtage. Couplé à l'**Optim-A**, il vous permettra donc de connaître à tout moment, en temps réel, pourrait-on dire, son mode de fonctionnement : classe A ou classe AB.

### Votre ébénisterie montée en 4 formules:

MDF brut    MDF vernis    MDF laqué    MDF plaqué

#### Plus de 40 modèles disponibles:

Audax, Cabasse, Dynaudio, Davis, Focal, Fostex, Gia, Lowther, Seas, Scan-Speak, Triangle, Vifa, Visaton...

#### Extraits de notre catalogue (prix à la paire):

a.d.e. VIFA vivace 94:

- brut: 2720,-ttc

- vernis teinté: 3790,-ttc

- vernis: 3540,-ttc

a.d.e. SCAN-SPEAK event:

- brut: 2390,-ttc

- vernis teinté: 3340,-ttc

- vernis: 3100,-ttc

monacor FACT 2170:

- brut: 1590,-ttc

- vernis teinté: 2230,-ttc

- vernis: 2070,-ttc

#### catalogue contre 28 F en timbres

Ebénisterie professionnelle

*aart audio*

12, rue JJ Rousseau

93100 Montreuil

Fax: (16.1) 48 57 68 30

Kits d'enceintes original

a . d . e  
audio design by euphonie

*Le haut-de-gamme accessible*

**vifa** "VIVACE 94"

Le Kit complet: 4990,-/ la paire  
Haut-parleurs, filtre, accessoires et notice

**GIA** "GAMMARUS"  
(voir NRDS N° 191 Oct. 95)

Le Kit complet: 2862,-/ la paire  
Haut-parleurs, filtre, accessoires et notice

**SCAN-SPEAK** "EVENT"

Le Kit complet: 4560,-/ la paire  
Haut-parleurs, filtre, accessoires et notice

**Nombreux composants et accessoires disponibles**

CATALOGUES contre 28 F en Timbres:

**EUPHONIE AUDIOTECHNIC** BP 20

F - 08130 ATTIGNY Fax: (16) 24 71 11 49

Livraison gratuite dans toute la France

# TÉMOIN D'ÉCRÊTAGE ET INDICATION «-3 dB»

*Le témoin d'écrtage universel proposé ici peut être connecté, pratiquement, à n'importe quel amplificateur de puissance. Il visualise avec une grande précision les instants où sont atteints, d'abord le point -3 dB de l'amplificateur de puissance et ensuite son point d'entrée en écrtage. L'utilisateur voit ainsi, lors de la reproduction d'un morceau, d'un seul coup d'œil quelle est la réserve de puissance disponible. La LED -3 dB tombe à pic pour indiquer, dans le cas précis du LFA-50-« Optim-A », la limite de domaine de classe A de cet amplificateur haut de gamme.*

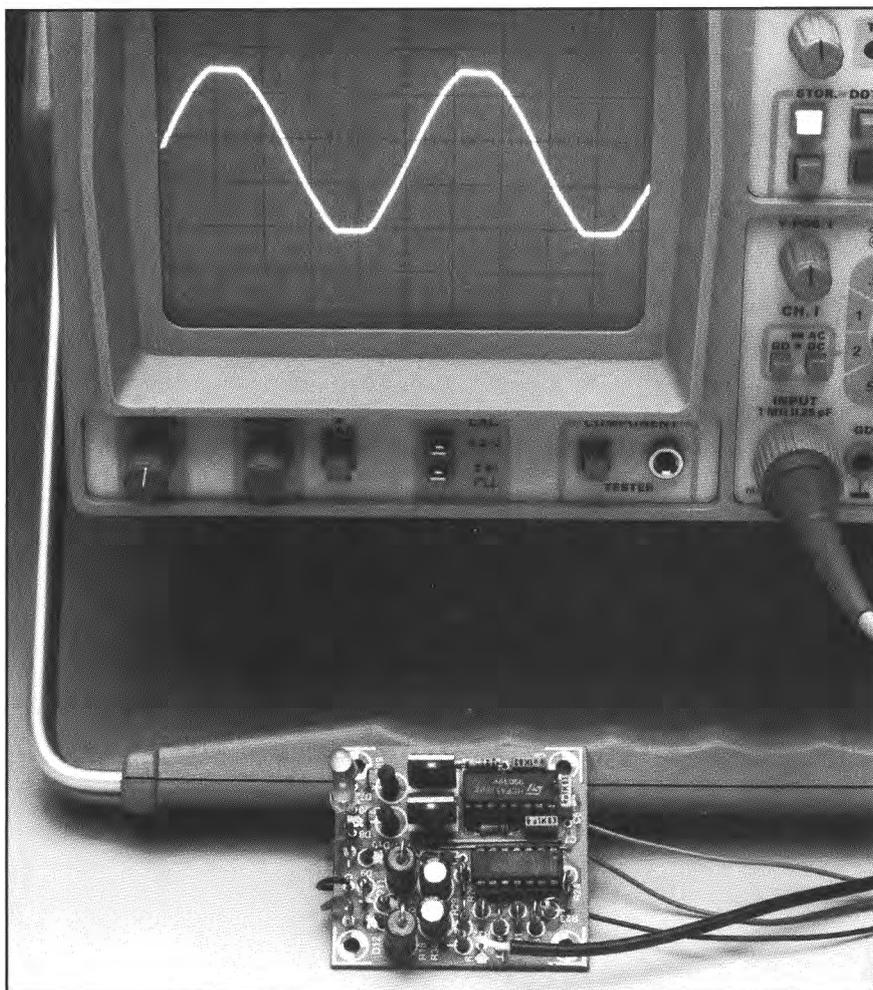
À l'origine, le témoin d'écrtage décrit dans ce numéro spécial était destiné au LFA-50-« Optim-A », mais le concepteur du projet a mis à profit l'étude pour universaliser le concept de cette réalisation et la débarrasser de tout élément de réglage. Le résultat de cette cogitation est qu'il vous suffit de construire la platine proposée ici et de l'implanter ensuite dans l'amplificateur de votre choix.

Il nous faut revenir au LFA-50-« Optim-A » pour mieux saisir les motivations de notre témoin d'écrtage. Cet amplificateur fournit une puissance de 25 W en classe A dans une charge de 8 Ω. Au-delà de ce niveau, l'amplificateur passe en classe B et peut fournir une puissance maximale de 50 W. La différence entre 25 et 50 W correspond à 3 dB seulement, de sorte qu'il nous a paru judicieux de concevoir

un indicateur d'écrtage dont les deux LED indiqueraient le point -3 dB et le point de saturation de l'amplificateur concerné. Il est facile ainsi, d'une part de savoir quelle est la réserve de puissance dont on dispose et de l'autre de connaître l'instant de passage en classe B. Bien qu'à l'origine le témoin d'écrtage ait été conçu spécifiquement pour le LFA-50-« Optim-A », son concept universel en permet l'utilisation sur tout amplificateur de puissance dont les tensions d'alimentation symétrique sont comprises entre ±30 et ±70 V, gageons qu'il s'agit de la quasi-totalité des amplificateurs de réalisation personnelle. La présence d'une LED -3 dB sur un amplificateur travaillant en classe AB n'a rien d'insolite non plus, l'expérience nous ayant appris qu'il n'existe qu'une très faible différence de pression acoustique entre les niveaux -3 dB et 0 dB - qui sonnent d'ailleurs tous deux très forts dans le cas d'amplificateurs fournissant quelques dizaines de watts. Si, en utilisation, on fait en sorte que la LED -3 dB soit illuminée et que la LED signalant l'entrée en écrtage ne le soit pas, on s'assure une réserve de puissance exempte de tout produit de surmodulation. L'illumination de la LED d'écrtage signale en effet que les choses ont dégénéré et que le signal de sortie est affublé d'une composante en harmoniques non négligeable et non souhaitable ! Cette simple constatation nous amène à conseiller ce montage pour tout étage de puissance dépourvu d'indication d'écrtage.

## ..... Comparaison

La figure 1 vous propose le schéma du témoin d'écrtage. On peut se demander pourquoi un montage *a priori* aussi simple prend un tel embonpoint, mais l'examen de la platine vous rassurera, à n'en pas douter : les dimensions du circuit imprimé sont restées plus que raisonnables.



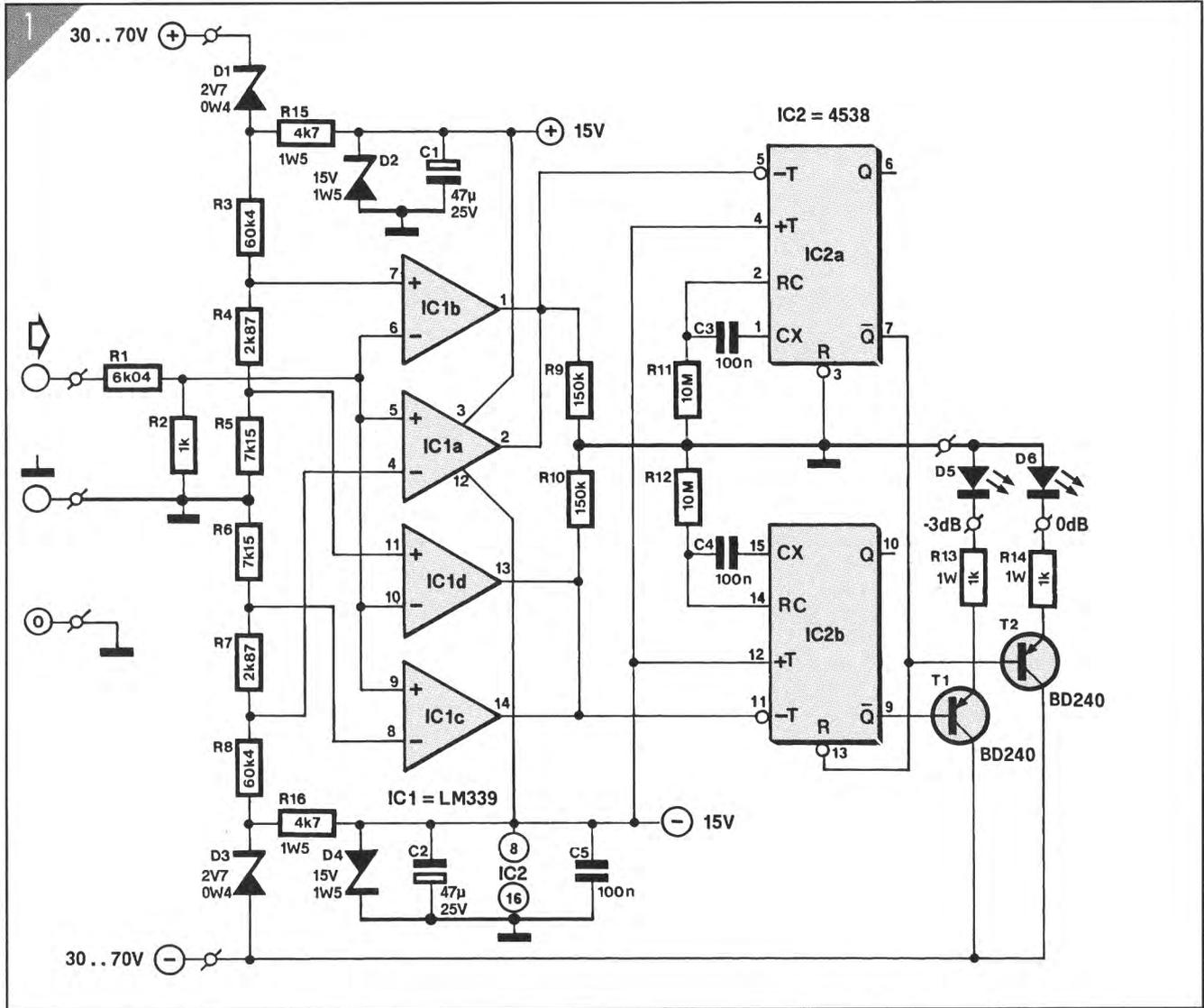


Figure 1 – Le schéma du témoin d'écrêtage est un peu plus grand que ce que nous aurions souhaité. Il nous faut quatre comparateurs et deux multivibrateurs monostables pour visualiser toute impulsion dépassant -3 ou 0 dB.

Le dispositif de mesure prend la forme de deux paires de comparateurs intégrés dans un unique circuit intégré du type LM339, un quadruple comparateur. Il ne s'agit pas d'un comparateur d'une vitesse fulgurante, mais elle suffit largement pour l'application envisagée. L'avantage principal du LM339 est sa faible consommation de courant. Cette caractéristique est d'un poids déterminant quand on projette d'utiliser ce montage sur une plage de tensions d'alimentation aussi étendue que possible. L'une des entrées de chacun des comparateurs est reliée à un diviseur de tension constitué des résistances R3 à R8 et chargé de fournir la tension de référence. Comme ce diviseur est relié directement à la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance par les diodes zener D1 et D3, les seuils de commutation des comparateurs sont automatiquement adaptés aux tensions d'alimentation. Les deux diodes zener de 2,7 V prises aux extrémités du diviseur de tension servent à

la compensation de la tension résiduelle de saturation  $U_{ds(sat)}$ , relevée entre le drain et la source et présente aux bornes des transistors de puissance et des résistances d'émetteur correspondantes à pleine modulation – c'est-à-dire lorsque le transistor est en saturation. Dans ces conditions, la LED de visualisation d'entrée en écrêtage s'illumine juste avant que ne soit atteint le point réel d'écrêtage.

Sur les amplificateurs de puissance à FETMOS configurés en source-suiweuse, il sera le plus souvent nécessaire d'utiliser, pour D1 et D3, des diodes dont la tension zener est de 10 V, voire de 12 V, en raison du niveau plus élevé de la tension de saturation de ce type de transistor (FETMOS).

On peut également envisager de commencer par mesurer la tension de sortie maximale obtenue à charge nominale pour adapter les caractéristiques des diodes D1 et D3. Le signal d'entrée du circuit (qui n'est autre que le signal de sortie

de l'amplificateur de puissance), est envoyé par l'intermédiaire d'un diviseur de tension (R1 et R2), aux entrées restantes des comparateurs IC1a à IC1d. L'atténuation du signal d'entrée a pour but de limiter à 10 V la tension que les comparateurs doivent traiter – ils sont capables d'accepter cette valeur sans le moindre problème, puisque leur tension d'alimentation est de  $\pm 15$  V. Les valeurs de composants proposées ici pour le diviseur de référence et l'atténuateur d'entrée permettent au circuit d'être utilisé avec des étages de puissance fournissant jusqu'à 300 W dans 8  $\Omega$ . Un coup d'œil au schéma, il n'en faut pas plus pour saisir le principe de fonctionnement des comparateurs. La sortie de IC1d bascule en cas de dépassement, au cours de l'alternance positive du signal, de la moitié de la **puissance** – ce qui correspond à 0,707 fois la **tension** de sortie maximale. IC1c réagit de la même manière, mais pour l'alternance négative, cette fois.

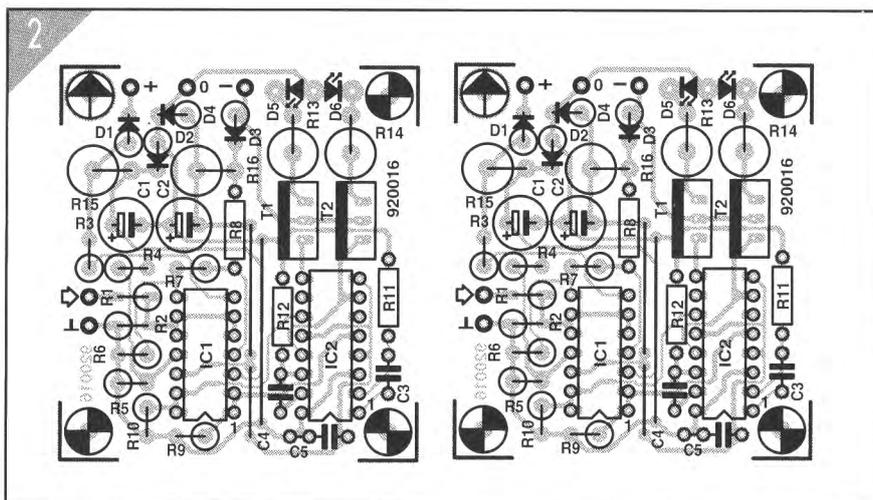


Figure 2 – Malgré tout, nous avons gardé à la platine du témoin d'écrêtage, dont voici l'implantation des composants, des dimensions compactes. Et pourtant, tous les composants du schéma de la figure 1 y trouvent place.

#### LISTE DES COMPOSANTS DU TÉMOIN D'ÉCRÉTAGE

##### • Résistances :

- R1 = 6,04 k $\Omega$  à 1 %
- R2 = 1 k $\Omega$  à 1 %
- R3, R8 = 60,4 k $\Omega$  à 1 %
- R4, R7 = 2,87 k $\Omega$  à 1 %
- R5, R6 = 7,15 k $\Omega$  à 1 %
- R9, R10 = 150 k $\Omega$
- R11, R12 = 10 M $\Omega$
- R13, R14 = 1 k $\Omega$  1 W
- R15, R16 = 4 k $\Omega$  7 1,5 W

##### • Condensateurs :

- C1, C2 = 47  $\mu$ F/25 V radial
- C3 à C5 = 100 nF

##### • Semi-conducteurs :

- D1, D3 = zener 2,7 V/400 mW
- D2, D4 = zener 15 V/1 500 mW
- D5 = LED verte
- D6 = LED rouge
- T1, T2 = BD240
- IC1 = LM339
- IC2 = 4538

À pleine modulation, la sortie de IC1b bascule lors la partie positive du signal. De la même façon, IC1a bascule lorsqu'on a une pleine modulation dans la demi-période négative. On obtient ainsi une indication fiable en cas de dépassement tant dans la partie positive que dans la partie négative du signal de l'amplificateur de puissance. Tous les comparateurs ont une sortie à collecteur ouvert, si bien qu'il n'y a pas d'inconvénient à les monter en parallèle sans faire appel à des techniques complexes.

C'est ainsi que les sorties de IC1c et de IC1d sont interconnectées (moitié de la puissance, positive/négative) et que les sorties de IC1a et de IC1b (pleine puissance positive/négative) le sont aussi. Les deux sorties communes ainsi réalisées sont reliées chacune à un multivibrateur monostable, IC2a et IC2b respectivement, dont la fonction est d'effectuer un allongement suffisant des impulsions même les plus courtes fournies par les comparateurs, de façon à en obtenir une bonne visualisation par les LED.

La pseudo-période de chaque multivibrateur monostable (MVM) est fixée à 1 seconde (durée définie respectivement par les paires R11/C3 et R12/C4). Les sorties Q de IC2a et IC2b attaquent les deux LED via un transistor de com-

mutation, soit T1 et T2, et une résistance de limitation de courant, R13 et R14 selon le cas. Comme la commutation des LED par l'intermédiaire des transistors se fait directement entre la masse et la tension d'alimentation négative de l'étage de puissance, il n'est pas nécessaire que le courant qui circule dans les LED – quelque 15 mA par LED – soit prélevé de l'alimentation régulée. Notons au passage que les paires R13/T1 et R14/T2 travaillent en source de courant, sachant que la sortie Q de chaque multivibrateur monostable commute toujours impeccablement entre 0 et -15 V, indépendamment de la valeur de l'alimentation de l'amplificateur. Intéressons-nous brièvement au comportement de commutation. Lors du dépassement du niveau de référence sur l'un des comparateurs, sa sortie passe au niveau bas. Le flanc descendant né de ce basculement déclenche l'entrée -T du multivibrateur monostable monté en aval ; de ce fait, la sortie Q (qui au repos se trouve à « 1 ») est amenée au niveau bas pendant la durée de la pseudo-période de 1 s. Le transistor relié à cette sortie devient conducteur et la LED correspondante s'allume. Il existe en outre une connexion entre la sortie Q de IC2a et l'entrée de remise à zéro de IC2b. Cette liaison a pour effet de remettre à zéro IC2b et de produire l'extinction de la LED -3 dB pendant que la LED 0 dB fonctionne. On s'assure de la sorte qu'à aucun moment les deux LED ne s'allument simultanément. La tension d'alimentation des circuits intégrés est prise sur l'alimentation de l'amplificateur de

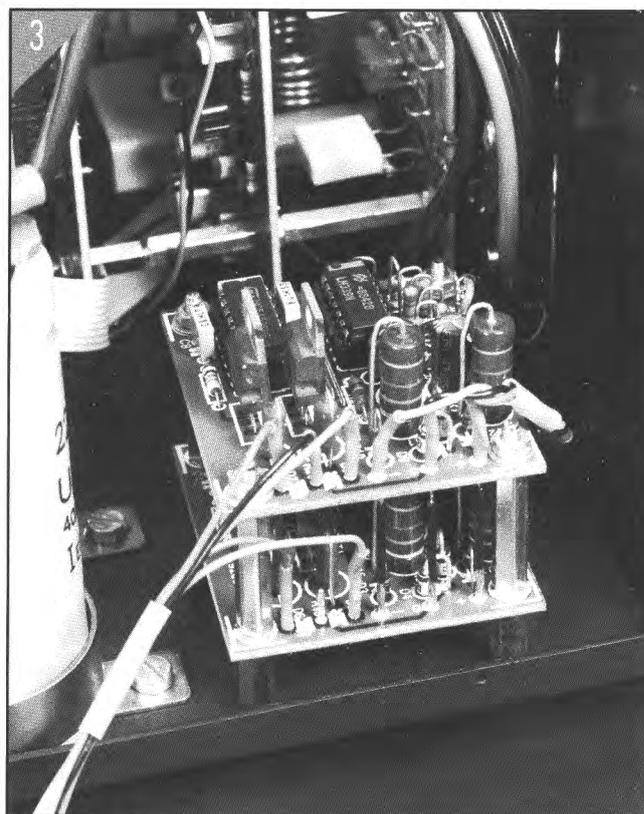


Figure 3 – Exemple de greffe du témoin d'écrêtage sur un amplificateur de puissance. Mais rien n'interdit de monter les LED en face avant et la platine ailleurs dans le coffret.

puissance par l'intermédiaire d'une paire de résistances de 1,5 W (R15 et R16) ; deux diodes zener, D2 et D4, en effectuant la stabilisation. La faible consommation de courant de IC1 permet de maintenir le courant zener à une valeur très faible, 2,5 mA environ. Cette intensité est suffisante pour garantir un bon fonctionnement de l'ensemble et permet aussi de limiter la dissipation des résistances R15 et R16 à une valeur supportable même dans le cas de tensions d'alimentation élevées.

.....  
**Une platine compacte**

Les dimensions de la platine dessinée pour ce montage, dont on retrouve en **figure 2** l'implantation des composants, sont suffisamment réduites pour le loger dans n'importe quel amplificateur. Nous avons opté pour un concept « mono » réalisé en double exemplaire. De la sorte, il s'utilise indifféremment avec des blocs monophoniques ou avec des étages de sortie stéréophoniques à alimentations séparées. Avantage supplémentaire, l'indication reste correcte même si la tension d'alimentation de l'un des canaux s'effondre au cours d'une surmodulation transitoire.

La platine représentée en **figure 2** comporte donc deux blocs monophoniques. Pour un amplificateur stéréophonique, on pourra laisser les deux platines accolées. Rien de bien délicat dans la réalisation de la platine, sauf que le nombre important de composants implantés verticalement requiert un minimum d'attention. On commence par mettre en place les trois ponts de câblage entre les circuits intégrés IC1 et IC2, ce qui évitera un oubli ultérieur. On peut utiliser des supports pour IC1 et IC2, bien que cela ne soit pas indispensable. Les résistances de puissance R13 à R16 seront montées à une certaine distance du circuit imprimé pour une meilleure dissipation de la chaleur. L'interconnexion à l'étage de puissance se fait par l'intermédiaire de trois fils reliés à l'alimentation (aux « + », « 0 » et « - » pris sur les condensateurs d'alimentation par exemple, solution bien souvent la plus pratique, car ces composants sont en règle générale très accessibles). On établit ensuite une liaison entre chaque sortie pour enceinte de l'amplificateur (en aval du relais de sortie) et chaque entrée de la platine du témoin d'écrêtage. Pour cette liaison, un morceau de câble blindé est tout indiqué. Seule l'extrémité de la gaine de blindage située du côté de la platine du témoin d'écrêtage sera reliée au point de masse prévu à cet effet à

proximité de l'entrée. Attention de ne jamais relier le zéro et la masse de la platine avec les points correspondants de l'amplificateur car cette double liaison ne manquerait pas de créer une boucle de masse.

La platine dotée de ses LED peut venir derrière la face avant, de manière à présenter les deux LED en face des orifices percés à cette intention. Il est préférable d'utiliser des picots pour la connexion des LED, puisqu'il n'y a que trois points de connexion prévus : deux pour les cathodes et un pour l'anode commune.

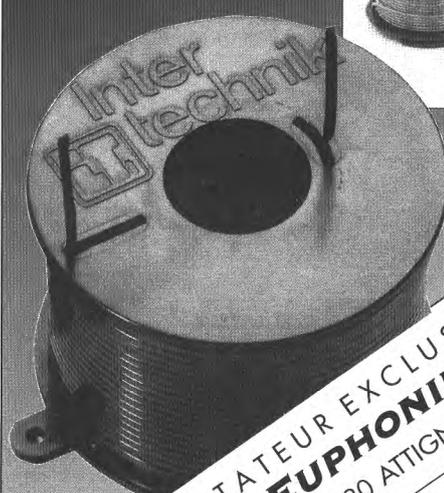
Si l'espace disponible ne le permet pas, on peut placer le circuit imprimé à un autre endroit et relier les deux LED sur la face avant par trois morceaux de fil souple. La longueur de cette liaison et la technique utilisée ne sont pas critiques. La photographie de la **figure 3** illustre la première solution.

Ceci termine la réalisation du montage. Comme nous le disions dans l'introduction, il n'y a pas de réglage à effectuer. Vous aurez vite fait de constater par l'expérience que la différence entre la pleine modulation et un niveau situé 3 dB plus bas est à peine audible. Cette LED « -3 dB » sera dès lors un auxiliaire précieux pour voir s'il reste ou non une certaine marge de puissance.

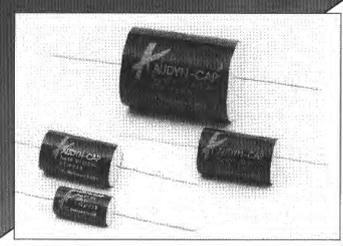
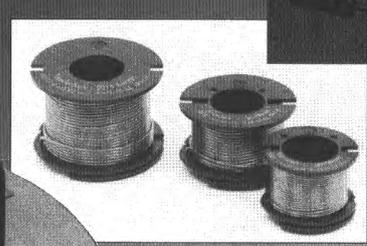
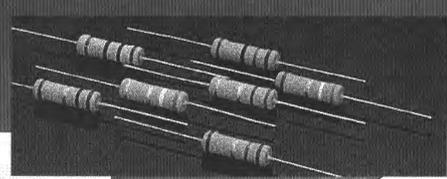
# ORIGINAL INTERTECHNIC

MADE IN EUROPE

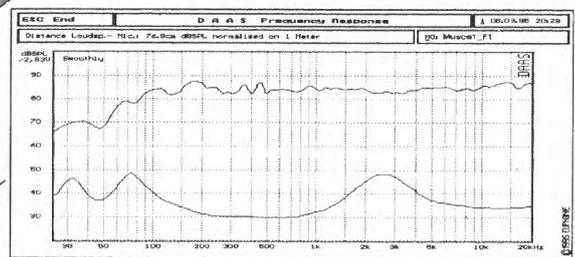
Composants de précision



IMPORTATEUR EXCLUSIF FRANCE / BELGIQUE  
**EUPHONIE** AUDIOTECHNIC  
 BP20 F-08130 ATTIGNY - Fax : (16) 24 71 11 49



Mesurer et contrôler



## DAAS 3.L+

DIGITAL AUDIO ANALYSING SYSTEM

Système de mesure digital procédé FFT pour ordinateur IBM-PC et compatible (à partir de 386). Convertisseur double canal 16 bit, microphone corrigé, mesure MLS, magnitude, impédance, distorsion, analyseur de spectre, phase, Waterfall 3D... prix **6.595 ttc**

**EUPHONIE** Importe également : Haut-parleurs : Vifa, GIA et Scan-Speak ; Logiciels de Simulation Boxcalc, Netcalc et Boxdraw. Autres systèmes de mesure ...Catalogues contre 28 FF en timbre.

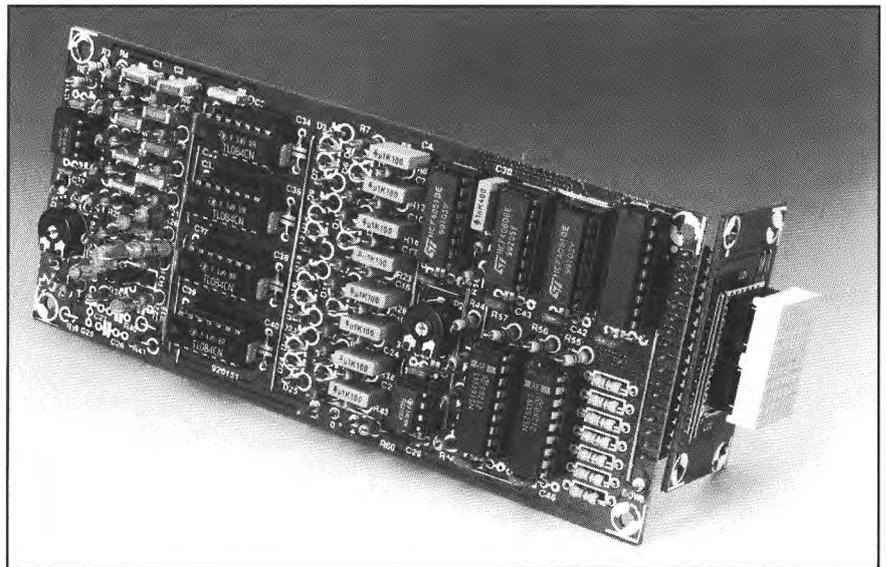
# VU-MÈTRE SPECTRAL À LED

**D**ans le passé, le VU-mètre – il s'agissait d'un galvanomètre à cadre mobile – mesurait la modulation appliquée, par exemple, à l'entrée d'un magnétophone à bandes. L'unité était le *Volume Unit*, d'où l'abréviation de VU(-mètre).

Dans le cas de notre enregistreur d'autrefois, les temps d'attaque et de chute, ainsi que les niveaux absolus, étaient définis très strictement. Depuis lors, la dénomination de VU-mètre s'est tellement popularisée qu'on l'utilise, en audio, pour toutes sortes de dispositifs de visualisation. Les magnétophones à cassettes comportent inévitablement un indicateur de modulation qui, sur la plupart de ces appareils, prend la forme d'une série de LED pour chacun des canaux.

Les amplificateurs de puissance sont souvent, eux aussi, dotés d'un tel système pour indiquer la puissance instantanée envoyée aux enceintes et éventuellement détecter l'instant où l'amplificateur arrive à ses limites, avant que les voisins ne vous le fassent savoir à leur façon. Dans le cas d'un préamplificateur, mais surtout d'une table de mixage, ce genre d'indicateur de modulation a également son utilité.

L'information est encore plus complète si, outre la puissance du signal entrant ou sortant, sa répartition dans le spectre audio peut être analysée, parce qu'elle fournit, entre autres, une image de la qualité du son. Le montage qui suit subdivise le domaine des fréquences audio en sept ou huit bandes dont la puissance est chaque fois visualisée par une colonne de dix LED. Que ceux d'entre vous pour qui la mécanique n'est pas la tasse de thé ne zappent pas tout de suite, on ne leur demandera pas de reproduire à l'échelle les alignements de Carnac. Réunir un nombre aussi important de LED dans les deux axes pour en faire une belle matrice est une opération délicate... Expérience faite, nous avons préféré mettre à contribution des afficheurs matriciels du commerce ; ils comportent soit 5 x 7 soit 5 x 8 LED. Il est alors beaucoup plus facile, comme l'illustrent les photographies parsemées sur les différentes pages de cet article, de réaliser un affichage à l'aspect professionnel sans trop se fatiguer.



**Un signal audio, visualisé simultanément sur un affichage lumineux a quelque chose de fascinant pour beaucoup d'entre nous. C'est probablement la raison d'être des façades à grand spectacle que sont devenus presque tous les appareils audio actuels, où se côtoient barregraphes stéréo ou multibandes, animés au rythme de la musique, et symbologie diverse, souvent bariolée. Sans prétendre au multimédia grand écran, le VU-mètre présenté dans cet article doit vous permettre de vérifier d'un coup d'œil le contenu spectral du programme que vous écoutez. Tout en restant sobre, pour s'intégrer sans heurt, il met à votre disposition, au choix, sept ou huit colonnes qui représentent chacune une partie du spectre audio. Notre VU-mètre comporte deux afficheurs à matrice de LED (celles-ci sont assemblées d'usine, pas de bidouille !) capables de visualiser dix niveaux, ce qui fournit donc une résolution acceptable.**

L'utilisateur a le choix entre plusieurs modèles, suivant la taille de l'écran qu'il désire obtenir. Les dimensions extérieures de l'affichage peuvent ainsi aller de 18 x 26 mm à 61 x 72 mm. La fixation de l'affichage perpendiculairement à la platine principale permet de l'insérer en façade dans un espace minimum. Au cas où la place serait insuffisante pour positionner la platine principale derrière l'afficheur, on peut encore envisager une séparation des deux platines. Il faut alors les relier entre elles par un morceau de câble en nappe d'une longueur aussi réduite que possible parce qu'il véhicule des signaux de commutation riches en parasites pour la partie audio de l'appareil concerné.

## Le concept général

Quoi de plus parlant qu'un synoptique pour comprendre le fonctionnement d'un circuit complexe ?

Celui de la **figure 1** montre les différentes parties du VU-mètre et les relations qu'elle entretiennent. Le signal audio appliqué à l'entrée du circuit passe par un étage d'amplification à gain réglable pour attaquer ensuite une série de sept filtres. Le synoptique comporte, tout en bas et dessiné en pointillés, un huitième filtre, prévu pour la huitième colonne présente sur les matrices de LED de grande taille. La répartition s'opère grâce au peigne suivant :

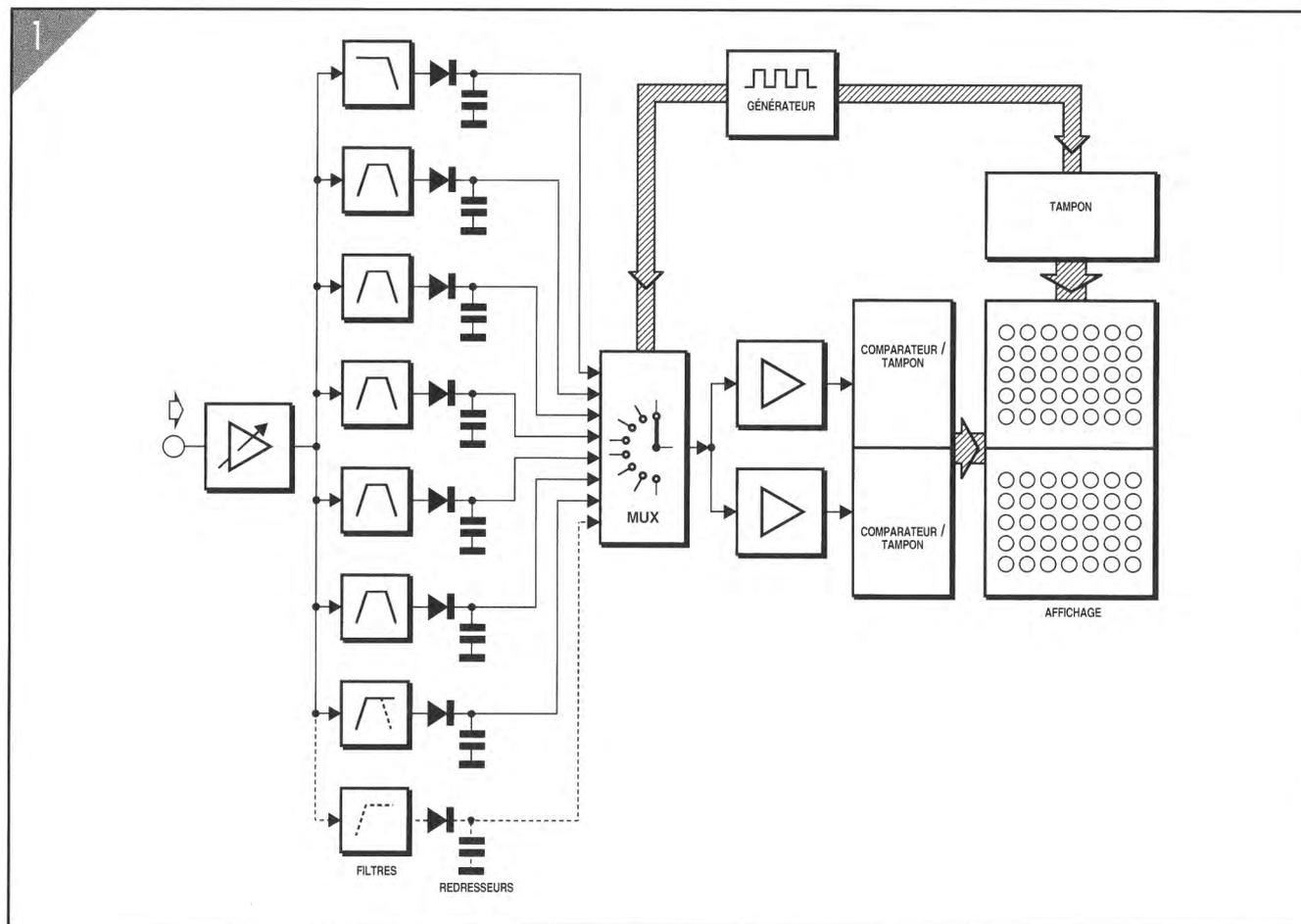


Figure 1 – Le synoptique permet de se faire une meilleure idée de ce qui se passe dans les coulisses. Les processus successifs sont un filtrage, un redressement et un multiplexage permettant la visualisation des résultats sur l'affichage.

- un filtre passe-bas (partie supérieure de la figure),
- une série de cinq (ou six) filtres passe-bande,
- un filtre passe-haut.

La version à huit colonnes réclame naturellement un filtre supplémentaire, c'est le septième qui se mue alors en filtre passe-bande.

Il s'agit de subdiviser le spectre audio en plages bien distinctes pour obtenir sur l'affichage des indications précises. De manière à utiliser un nombre restreint de composants dans la section des filtres, nous avons choisi les fréquences de coupure et les facteurs  $Q$  (de surtension, on dit aussi de qualité) tels que les recouvrements entre bandes contiguës se situent à 10 dB sous le niveau maximum. Le graphique de la **figure 2** permet de mieux voir de quoi on parle. La valeur de  $-10$  dB peut vous paraître bien grande, mais il faut la comparer à la résolution globale de l'afficheur : elle est de 3 dB par échelon pour les crêtes et jusqu'à 9 dB par pas dans le bas de l'échelle. Les valeurs choisies de cette manière permettent de réaliser chacun des filtres au moyen d'un seul amplificateur opérationnel. Pour obtenir une distribution régulière entre 20 Hz et 20 kHz, nous avons sélectionné, pour les filtres passe-bande de la version à sept canaux, les fréquences centrales suivantes :

130 Hz, 340 Hz, 880 Hz, 2,3 kHz et 6 kHz. Un facteur  $Q$  de 3 a permis de fixer tous les recouvrements au niveau  $-10$  dB, comme annoncé. Le point de coupure du filtre passe-bas se situe à 50 Hz et celui du filtre passe-haut à 15 kHz. Les bandes extérieures, nous les avons soignées particulièrement : des Butterworth du troisième ordre, dans la version à sept colonnes, des Tchébychev si on choisit celle à huit sections. Le graphique de la figure 2 montre les courbes des différents filtres du VU-mètre à sept colonnes.

Chacun des filtres est suivi d'un détecteur de crête. Dans la réalité, ces détecteurs de crête ont une structure quelque peu plus complexe que la combinaison diode et condensateur représentée dans le synoptique, pour une question de linéarité. C'est un aspect auquel nous reviendrons lors de la description de l'électronique du schéma. Les sept (ou huit) tensions continues attaquent ensuite un multiplexeur qui transmet à tour de rôle, via un étage amplificateur tampon, l'une de ces tensions à un circuit de comparaison et de commande réalisé à l'aide d'une paire de LM3915, circuit intégré spécialisé dans l'affichage sur bargraphe à LED. Ces deux circuits sont montés en cascade, de manière à gérer ensemble une plage de 50 dB. Un générateur

d'horloge scande le multiplexeur qui commute ainsi d'une bande à l'autre. Le même signal sert, via des tampons, à la sélection de la colonne de LED correspondant à la tension mesurée à cet instant. Allons, les choses ne sont pas aussi compliquées qu'on aurait pu le craindre ! En pratique, chaque bloc du synoptique peut se réaliser grâce à un nombre restreint de circuits intégrés, comme nous le verrons lors de l'examen du schéma.

### De l'idée à la pratique

Si l'électronique du VU-mètre représentée en **figure 3** occupe sensiblement plus d'espace que le synoptique de la figure 1, c'est principalement à cause des filtres. Ils nécessitent un nombre relativement grand de composants pour tailler la courbe de réponse selon nos désirs. Quand on y ajoute les redresseurs actifs, un par bande de fréquences, on a couvert la superficie la plus importante du schéma. L'électronique de commande des afficheurs, en revanche, bénéficie d'une intégration poussée. Le signal audio entre par K1 (au milieu, au-dessus du schéma). Il est transmis par R1 à P1, un

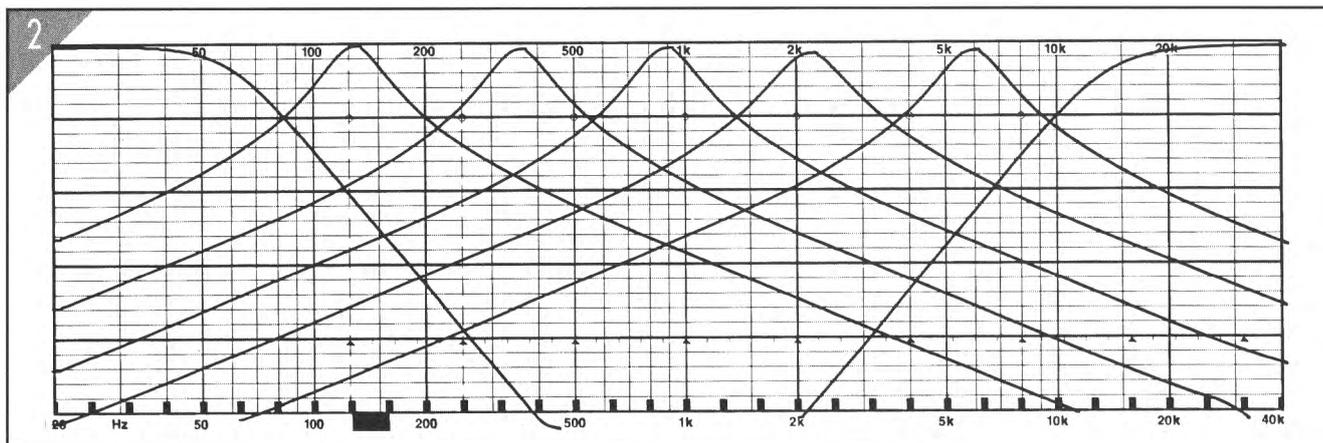


Figure 2 – Les courbes de réponse des cinq filtres de bande et des deux filtres du troisième ordre disposés aux extrémités inférieure et supérieure du domaine audio.

ajustable qui permet de l'étalonner. Le tampon IC1 l'amplifie d'un facteur six. C'est ici que s'opère la séparation du signal en bandes de fréquences qui seront traitées par des sections parallèles. Les amplificateurs opérationnels IC2a, IC3d, IC3a, IC4d et IC4a constituent des filtres passe-bande, chacun centré sur une des

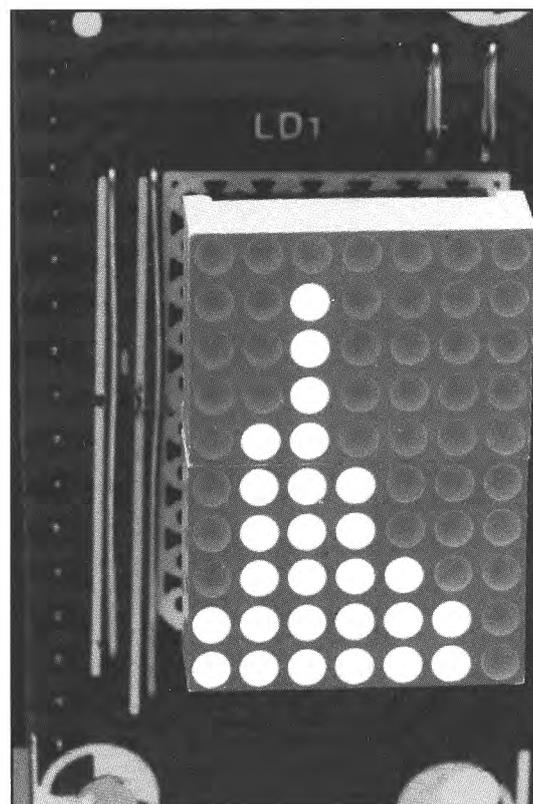
fréquences mentionnées plus haut. L'amplificateur IC2d constitue le cœur d'un filtre passe-bas du 3<sup>e</sup> ordre ( $f_c = 50$  Hz). Si vous avez décidé d'utiliser une matrice de LED de 10 x 8, il vous faudra également implanter les composants entourant IC5a, promu au rang de filtre passe-haut. Dans ce cas, IC5d sera recon-

verti en filtre de type passe-bande, ce qui explique la présence d'un cavalier (JP1) et aussi la nécessité de remplacer le condensateur C20 par une résistance.

Le tableau 1 vous propose la liste des valeurs à attribuer aux composants si vous réalisez un VU-mètre à huit colonnes. En aval des filtres nous trouvons les redresseurs actifs. Pour couvrir une plage de l'ordre de 50 dB, des redresseurs passifs ordinaires (diode + condensateur), même équipés de diodes Schottky, nous ont conduit à des erreurs beaucoup trop grandes, du style -42 dB quand on attend -30 dB ! Il nous a fallu rechercher une construction simple, mais capable de mesurer une plage dynamique plus

Tableau 1 -- Valeurs des composants de la version à huit colonnes du VU-mètre spectral

Filtre	$f_c, f_s$	Résistances	Condensateurs
IC2d	57 Hz	R4 = 267 k $\Omega$ R5, R6 = 249 k $\Omega$	C1 = 22 nF C2 = 120 nF C3 = 1 nF
IC2a	113 Hz	R9 = 247 k $\Omega$ R10 = 11,8 k $\Omega$ R11 = 549 k $\Omega$	C5, C6 = 18 nF
IC3d	255 Hz	R14 = 324 k $\Omega$ R15 = 13,7 k $\Omega$ R16 = 649 k $\Omega$	C8, C9 = 6,8 nF
IC3a	577 Hz	R19 = 294 k $\Omega$ R20 = 12,4 k $\Omega$ R21 = 590 k $\Omega$	C11, C12 = 3,3 nF
IC4d	1 300 Hz	R24 = 287 k $\Omega$ R25 = 12,1 k $\Omega$ R26 = 576 k $\Omega$	C14, C15 = 1,5 nF
IC4a	2 940 Hz	R29 = 280 k $\Omega$ R30 = 12,1 k $\Omega$ R31 = 562 k $\Omega$	C17, C18 = 680 pF (Styroflex)
IC5d +JP1 en B	6 650 Hz	! C20 = 309 k $\Omega$ ! R34 = 13,3 k $\Omega$ R35 = 619 k $\Omega$ R36 = pont de câblage	C21, C23 = 270 pF (Styroflex) C22 est supprimé
IC5a	13 600 Hz	R39 = 11,8 k $\Omega$ R40 = 2,37 k $\Omega$ R41 = 294 k $\Omega$	C25 à C27 = 470 pF (Styroflex)
IC5b D24, D26= BAT85 D25 = 1N4148		R42 = 51,1 k $\Omega$ R43 = 4,7 M $\Omega$	C28 = 100 nF



3

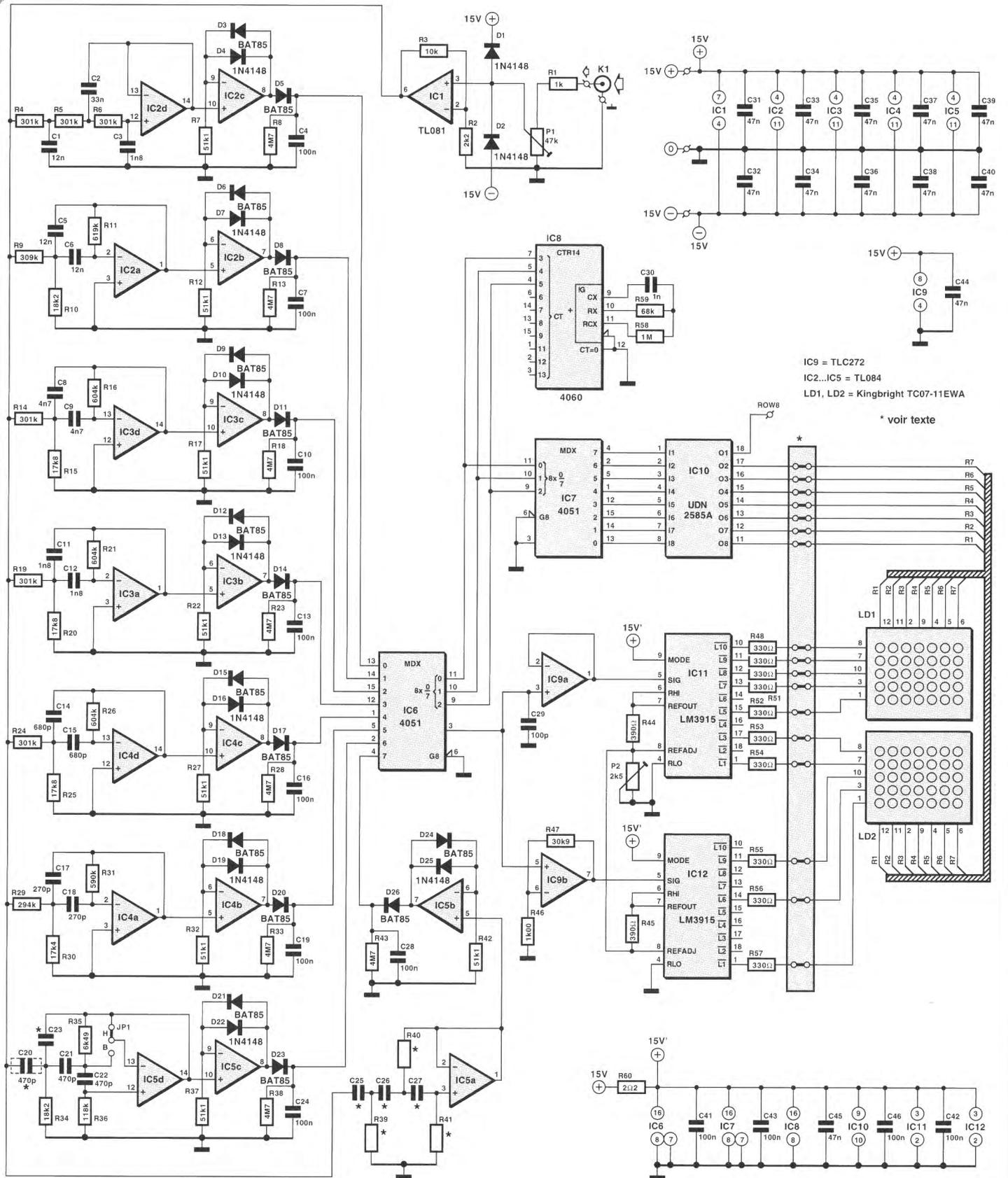


Figure 3 - L'électronique du VU-mètre spectral. Les filtres et les redresseurs occupent la plus grande place.

grande sans erreur de linéarité (on travaille ici en décibels, les différences de tension s'exprimeraient par des valeurs numériques bien plus grandes).

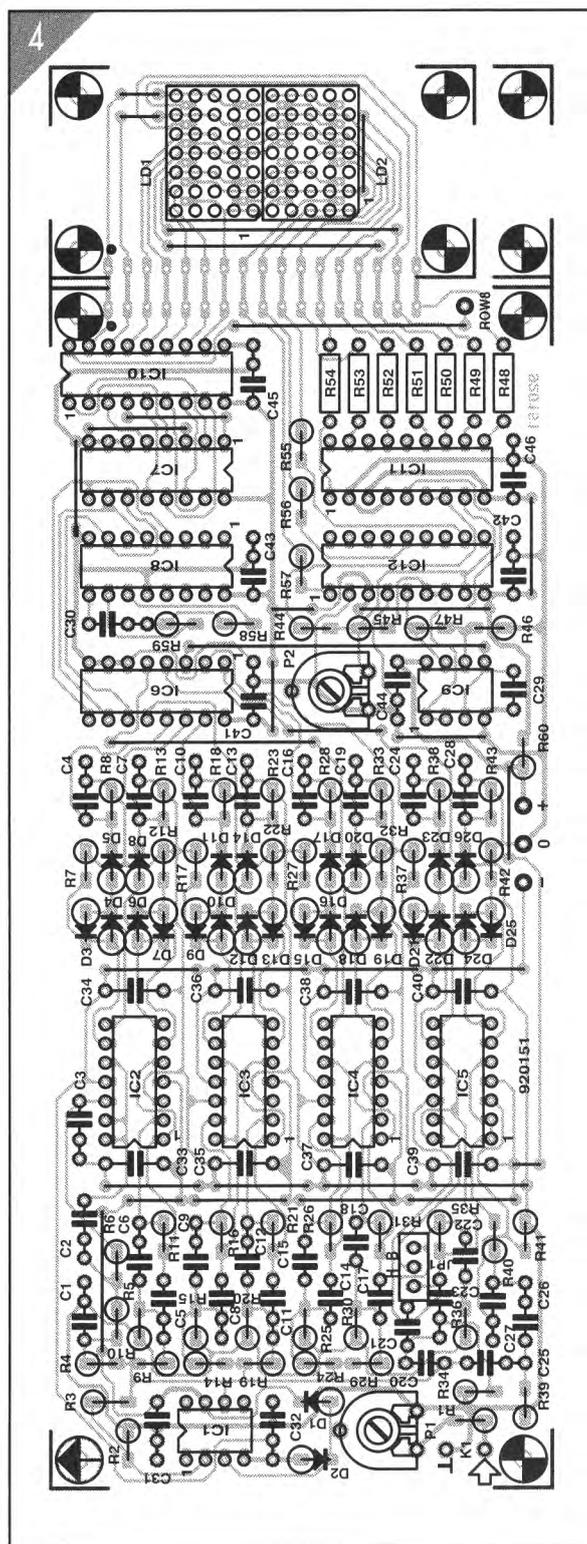
Le résultat de nos expérimentations vous est proposé dans le schéma de la figure 3, c'est le circuit centré sur IC2c et reproduit à volonté. Chaque redresseur comporte, en plus de son amplificateur, une diode Schottky, un condensateur et une résistance de détection.

L'explication du phénomène qui nous gênait est la suivante. En présence de signaux faibles, la chute de tension dans la diode de détection empêche une charge suffisante du condensateur. On observe le même seuil en présence de signaux importants, mais, proportionnellement, l'effet est moindre, ce qui fausse le rapport. Pour couper court à ces problèmes, nous avons utilisé des redresseurs actifs suivis d'intégrateur passifs. De cette façon, la tension de seuil de la diode montée en contre-réaction est divisée par le gain de l'amplificateur opérationnel à la fréquence du signal incident et la résistance de perte de la diode devient négligeable. La seconde diode dans la branche de rétroaction ne participe pas à la détection, elle empêche simplement l'amplificateur de se retrouver en boucle ouverte pendant l'autre alternance et le risque qu'il n'en profite pour « faire des folies ».

Le multiplexage des afficheurs demande une horloge et un compteur binaire pour définir, en parfait synchronisme, le canal à échantillonner et le numéro de la colonne d'affichage qui y correspond. Toutes ces fonctions sont exercées par IC8, un oscillateur/diviseur de type 4060. Les sorties Q3, Q4 et Q5 (qui correspondent aux broches 7, 5 et 4) commandent le multiplexeur IC6 à une fréquence de l'ordre de 400 Hz. De cette façon, à chaque instant une des tensions de sortie des redresseurs est connectée aux amplificateurs intermédiaires (IC9) et aux circuits de commande d'affichage (IC11 et IC12). Les codes binaires des trois sorties Q de IC8 sont également fournis à un décodeur binaire/décimal, IC7, chargé d'activer, via les tampons de puissance intégrés dans IC10, la colonne de LED qui correspond à la bande échantillonnée à cet instant précis par le multiplexeur IC6. Si les dix LED d'une colonne s'éclairent en même temps, la consommation de courant est de 300 mA (10 x 30). Il faudra utiliser cette intensité de courant pour dimensionner l'alimentation.

On peut se demander quelle est la fonction des deux amplificateurs opérationnels entre la sortie du multiplexeur et l'entrée des LM3915. IC9a est un simple tampon pour IC 11 ; IC9b, en revanche, amplifie le signal 32 fois, le facteur d'échelle à respecter entre les deux portions du convertisseur analogique numérique que forment les LM3915.

**Figure 4 – Voici à quoi ressemble le côté composants du VU-mètre spectral. On y distingue deux parties, il est ainsi possible de disposer l'affichage à quelque distance de la platine principale.**



IC11 et IC12 se chargent de la conversion des signaux analogiques en sélection des rangées de l'affichage. Pour ce faire, le LM3915 intègre un comparateur à 10 étages, une source de tension de référence ajustable et la circuiterie de commande de 10 LED. La résolution du convertisseur est de 3 dB. Vous l'aurez compris, dix fois 3 dB ne font jamais les 50 dB promis, même une échelle logarithmique ne réussit pas

ce tour de passe-passe. Pour étendre la plage battue par le système, le LM3915 dispose d'une autre astuce : il accepte le montage en cascade, à la queue leu leu, comme nous l'utilisons ici. Reprenons le petit calcul : nous sommes maintenant confrontés à vingt sorties pour dix niveaux, il faut choisir celles que nous utiliserons. Dans le bas de l'échelle, chaque LED peut sans inconvénient représenter un plus

**LISTE DES COMPOSANTS  
DU VU-MÈTRE**

• **Résistances:**

R1 = 1 k $\Omega$   
 R2 = 2,2 k $\Omega$   
 R3 = 10 k $\Omega$   
 R4 à R6, R14,  
 R19, R24 = 301 k $\Omega$   
 R7, R12, R17,  
 R22, R27, R32,  
 R37, R42 = 51,1 k $\Omega$   
 R8, R13, R18,  
 R23, R28, R33,  
 R38, R43 = 4,7 M $\Omega$   
 R9 = 309 k $\Omega$   
 R10, R34 = 18,2 k $\Omega$   
 R11 = 619 k $\Omega$   
 R15, R20, R25 = 17,8 k $\Omega$   
 R16, R21, R26 = 604 k $\Omega$   
 R29 = 294 k $\Omega$   
 R30 = 17,4 k $\Omega$   
 R31 = 590 k $\Omega$   
 R35 = 6,49 k $\Omega$   
 R36 = 118 k $\Omega$   
 R39 à R41 = valeur fonction de  
 l'application  
 R44, R45 = 390  $\Omega$   
 R46 = 1 k $\Omega$   
 R47 = 30,9 k $\Omega$   
 R48 à R57 = 330  $\Omega$   
 R58 = 1 M $\Omega$   
 R59 = 68 k $\Omega$   
 R60 = 2,2  $\Omega$   
 P1 = 47 k $\Omega$  ajustable  
 P2 = 2,5 k $\Omega$  ajustable

• **Condensateurs:**

C1, C5, C6 = 12 nF  
 C2 = 33 nF  
 C3, C11, C12 = 1,8 nF  
 C4, C7, C10,  
 C13, C16, C19,  
 C24 = 100 nF  
 C8, C9 = 4,7 nF  
 C14, C15 = 680 pF styroflex  
 C17, C18 = 270 pF styroflex  
 C20 à C22 = 470 pF styroflex

C23, C25 à C27 = valeur fonction de  
 l'application  
 (cf. tableau 1)

C28, C41 à C43,  
 C45, C46 = 100 nF céramique  
 C29 = 100 pF  
 C30 = 1 nF  
 C31 à C40,  
 C44 = 47 nF céramique

• **Semi-conducteurs:**

D1, D2, D4,  
 D7, D10, D13,  
 D16, D19, D22,  
 D25 = 1N4148  
 D3, D5, D6,  
 D8, D9, D11,  
 D12, D14, D15,  
 D17, D18, D20,  
 D21, D22, D23,  
 D24, D26 = BAT85 (Philips)  
 IC1 = TL081  
 IC2 à IC5 = TL084  
 IC6, IC7 = 4051  
 IC8 = 4060  
 IC9 = TLC272 (Texas  
 Instruments)  
 IC10 = UDN2585A (Allegro  
 Micro Systems)  
 IC11, IC12 = LM3915 (National  
 Semiconductor)  
 LD1, LD2 = afficheur à  
 matrice de 5 x 7 LED  
 TC07-11EWA (petit  
 modèle) ou TC20-  
 11EWA  
 et TC24-11EWA  
 (grands modèles)  
 ce dernier à matrice  
 de 5 x 8 LED,  
 tous de Kingbright

• **Divers :**  
 JP1 = barrette autosécable à 3 br.  
 + cavalier de court-circuit  
 K1 = embase châssis Cinch

\*\*\*\*\*  
**La réalisation**

Comme le montre la sérigraphie des composants sur la **figure 4**, la platine de notre VU-mètre spectral n'est pas particulièrement minuscule. Maintenant que vous savez tout ce qu'il faut y installer, cela ne devrait plus vous étonner. Il y a effectivement une certaine disproportion entre la taille de l'électronique et celle de l'affichage dans le cas où l'on choisit le plus petit modèle de matrice. Il n'en est pas moins vrai que c'est tout particulièrement quand l'espace est exigu qu'un petit afficheur est le bienvenu.

La première étape de la réalisation consiste à séparer la platine de l'affichage de la platine principale. On peut ensuite commencer l'implantation des composants en respectant l'ordre classique : ponts de câblage, résistances, diodes, condensateurs, (supports de) circuits intégrés pour terminer par la petite quincaillerie. Remarquez que la plupart des résistances et toutes les diodes sont implantées verticalement pour réduire l'encombrement.

Les condensateurs de 270, 470 et 680 pF doivent impérativement être du type styroflex, d'autres technologies, à cause de pertes trop importantes, nous ont conduit à des déboires, que nous tenons à vous éviter. Il faudra opter pour des modèles axiaux, puisqu'il n'y a pas assez de place sur la platine pour y mettre des styroflex radiaux. Les condensateurs C25 à C27 et les résistances R39 à R41 ne sont requises que par un afficheur à huit colonnes. Il nous reste maintenant à interconnecter les deux platines. Si l'on veut les garder jointes, un connecteur en équerre à 17 contacts, voire 17 conducteurs rigides séparés et aussi courts que possible peuvent faire l'affaire. Un morceau de câble plat, trop souple, n'est pas la solution. On peut envisager de tirer l'alimentation du VU-mètre spectral de l'appareil dans lequel il doit prendre place, mais on se souviendra que la branche positive réclame un courant de 330 mA. Il est probable qu'il vous faille une alimentation distincte faisant appel à un transformateur, un pont de redressement, une paire de condensateurs de filtrage et deux régulateurs intégrés.

Si vous choisissez des afficheurs d'une taille supérieure à celle du modèle représenté sur la sérigraphie des composants, il vous faudra trouver une technique d'interconnexion avec les points correspondants de la platine. La petite platine d'affichage n'est plus utilisable dans ce cas-là. La connexion de la huitième colonne est identifiée sur la platine par l'indication « ROW 8 ». Pour une utilisation de sept colonnes, le cavalier JP1 est à placer en position

grand rapport de puissance, c'est dans les niveaux élevés qu'on souhaite généralement la meilleure résolution. Aussi, IC12 nous fournit peu de sorties utiles.

Nous avons choisi les échelons suivants : 0, -3, -6, -9, -15, -21, -27, -33, -41 et -50 dB. Les deux derniers pas ne correspondent pas tout à fait à la progression naturelle du LM3915, mais elles reflètent les petites dérives résiduelles occasionnées par les redresseurs en signaux faibles. Les résistances R48 à R57 n'ont pas pour fonction première de limiter l'intensité - les sorties du LM3915 sont en effet des sources de

courant - mais de soulager les transistors de commande intégrés dans IC11 et IC12 d'une partie de la dissipation.

Le montage n'est pas trop gourmand, il suffit d'une tension régulée de +15 V capable de fournir 330 mA et une de -15 V dont il ne puise que 35 mA. Cette dernière peut certainement se dériver du montage sur lequel vous greffez le VU-mètre, la tension positive demande sans doute une vérification préalable. Au besoin, vous trouverez dans d'autres montages de ce numéro spécial l'inspiration pour vous en fabriquer une en deux coups de fer à souder !

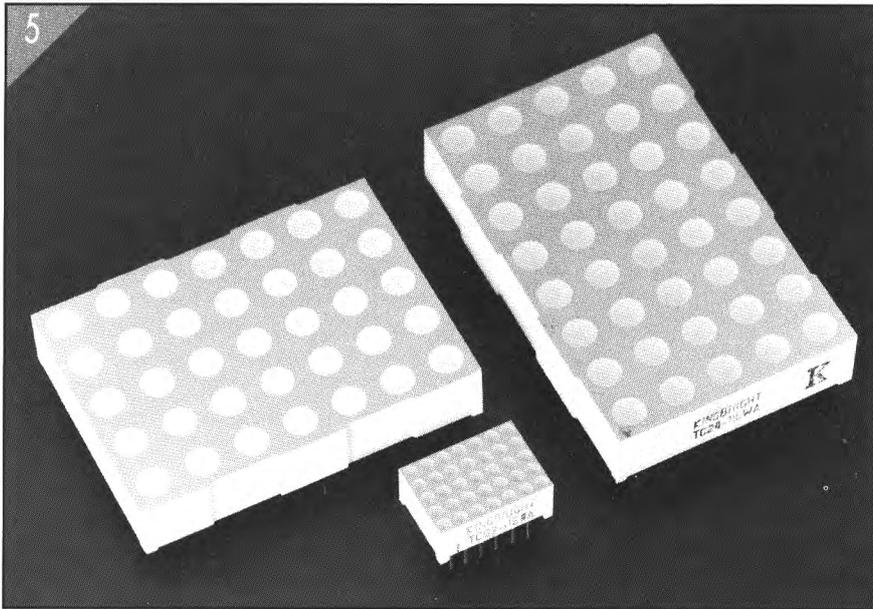


Figure 5 – Ce montage s'accommode d'afficheurs à matrice de LED de différentes tailles. Comme l'illustre cette photographie, il s'agit dans tous les cas d'une paire d'afficheurs de 5 x 7 ou 5 x 8 LED disposés l'un à côté de l'autre pour former des colonnes de dix niveaux.

suffisant, la sortie haut-parleur d'un amplificateur de petite puissance par exemple. Ceci fait, on peut entreprendre le réglage du VU-mètre. Faites en sorte que l'étage de sortie fournisse sa modulation maximale. On recherche alors la position de l'ajustable P1 évitant tout juste l'entrée en saturation de IC1.

Si vous ne disposez pas d'un oscilloscope vous pouvez connecter un multimètre à la sortie de IC1 et mesurer la tension alternative à cet endroit. On utilise pour cette mesure un signal de fréquence relativement faible, quelques centaines de hertz, parce que les multimètres numériques courants ne possèdent pas, en calibre tension alternative, une bande passante très large.

Par augmentation progressive, en jouant sur l'ajustable P1, on augmente le niveau de la tension jusqu'à obtenir 9,5 V<sub>eff</sub>. On choisit ensuite une fréquence de signal se situant approximativement au milieu de la bande d'un filtre, 300 ou 400 Hz. En l'absence d'un générateur, un disque audio numérique de mesure peut fournir le signal demandé (voire la tonalité d'invitation du téléphone, récupérée par un microphone !) et l'on recherche pour l'ajustable P2 la position qui entraîne l'éclairement des LED de la colonne concernée.

H. En outre, les résistances R41 et R43 seront maintenant de relier l'entrée du montage à un appareil audio où il existe un niveau de tension

HAUT-PARLEURS

INNOVANT  
PAR  
TRADITION

Importateur exclusif  
**EUPHONIE AUDIOTECHNIC**  
BP20 F-08130 ATTIGNY - Fax : (16) 24 71 11 49  
CATALOGUES CONTRE 28 F en TIMBRES

## Mesurer

Logiciel de mesure pour carte son  
LASIP-MSS (AIRR vers. 2.0)  
Transforme votre PC en un système  
de mesure ! **595<sup>F</sup> ttc**  
Logiciel + micro : **898<sup>F</sup> ttc**

# RÉGLAGE DE VOLUME À TÉLÉCOMMANDE I.R.

**N**ous avons développé un circuit relativement simple permettant de régler le volume d'un amplificateur de fabrication personnelle à l'aide d'une télécommande RC5 standard. On pourra faire appel à n'importe quel type de télécommande – un exemplaire de fabrication maison par exemple – à condition qu'il soit compatible avec le code RC5.

La réalisation de ce montage ne demande ni une électronique sophistiquée, ni un sacrifice financier extraordinaire. L'utilisation de quelques circuits intégrés limite au strict nécessaire l'électronique mise en œuvre; d'autre part le prix des potentiomètres à moteur est aujourd'hui accessible à tout amateur d'audio haut de gamme.

## Le circuit de commande

La **figure 1** monte le schéma complet de notre réglage de volume à télécommande. Un coup d'œil rapide permet de constater que l'électronique assurant les fonctions de réception et de décodage du signal, ainsi que de commande du moteur, se limite à trois circuits intégrés seulement, auxquels il faut ajouter une (bonne) poignée de transistors.

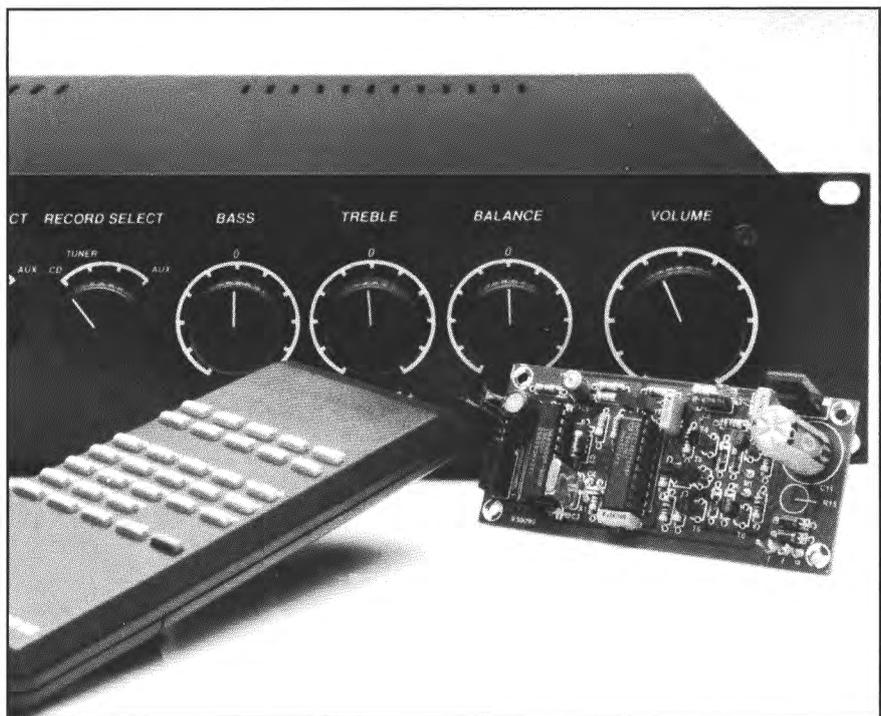
Le circuit comporte en outre sa propre régulation de la tension d'alimentation, qui sera tirée directement de l'enroulement secondaire du transformateur existant. Cette approche permet l'économie d'un module d'alimentation propre, sachant que l'alimentation du préamplificateur ne s'aperçoit pratiquement pas du faible courant maraudé par le réglage de volume à télécommande.

N'allons toutefois pas trop vite en besogne et commençons par le commencement. Le circuit intégré IC1 capte le signal émis par une télécommande RC5. Il s'agit dans le cas présent d'un composant très compact, l'IS1U60 de Sharp, qui comporte non seulement une photodiode I.R., mais également un récepteur complet. Grâce à la micro-intégration, le fabricant a réussi à caser dans un boîtier de quelques millimètres seulement :

## un potentiomètre « motorisé » piloté par code RC5

*Il est rare de trouver un amplificateur de fabrication personnelle équipé d'un potentiomètre télécommandé (et donc motorisé). Pourtant les « fanatiques » de l'audio haut de gamme, loin de condamner cette option, en rêvent secrètement ; l'absence d'un tel équipement est d'autant plus étonnante.*

*Comme le prix des potentiomètres à moteur de bonne qualité a baissé et comme la réalisation d'une télécommande infrarouge RC5 d'une portée suffisante n'a rien de sorcier, nous vous proposons, dans cet article, un montage qui ne manquera certainement pas d'intéresser tous nos lecteurs enthousiastes d'audio.*



- un amplificateur,
- un limiteur,
- un filtre passe-bande à 38 kHz,
- un démodulateur,
- un intégrateur,
- un comparateur et
- un étage de sortie.

Un vrai tour de force, surtout si l'on sait que ce petit circuit comporte en outre un blindage qui le protège des perturbations électromagnétiques et un élément optique assurant la focalisation du rayonnement I.R. incident.

Dans la fiche technique de l'IS1U60, Sharp garantit une portée minimale de 5 m; dans le cas d'un angle d'incidence horizontal de 30° et vertical de 15° elle est même réduite à 3 m.

Nous avons constaté par la pratique que cette portée est sensiblement plus grande. Notre prototype nous a permis de franchir une distance de 15 m ! L'IS1U60 de Sharp est donc le composant qu'il nous fallait pour ce montage.

Le signal de commande capté et débarrassé des parasites peut aller directement au déco-

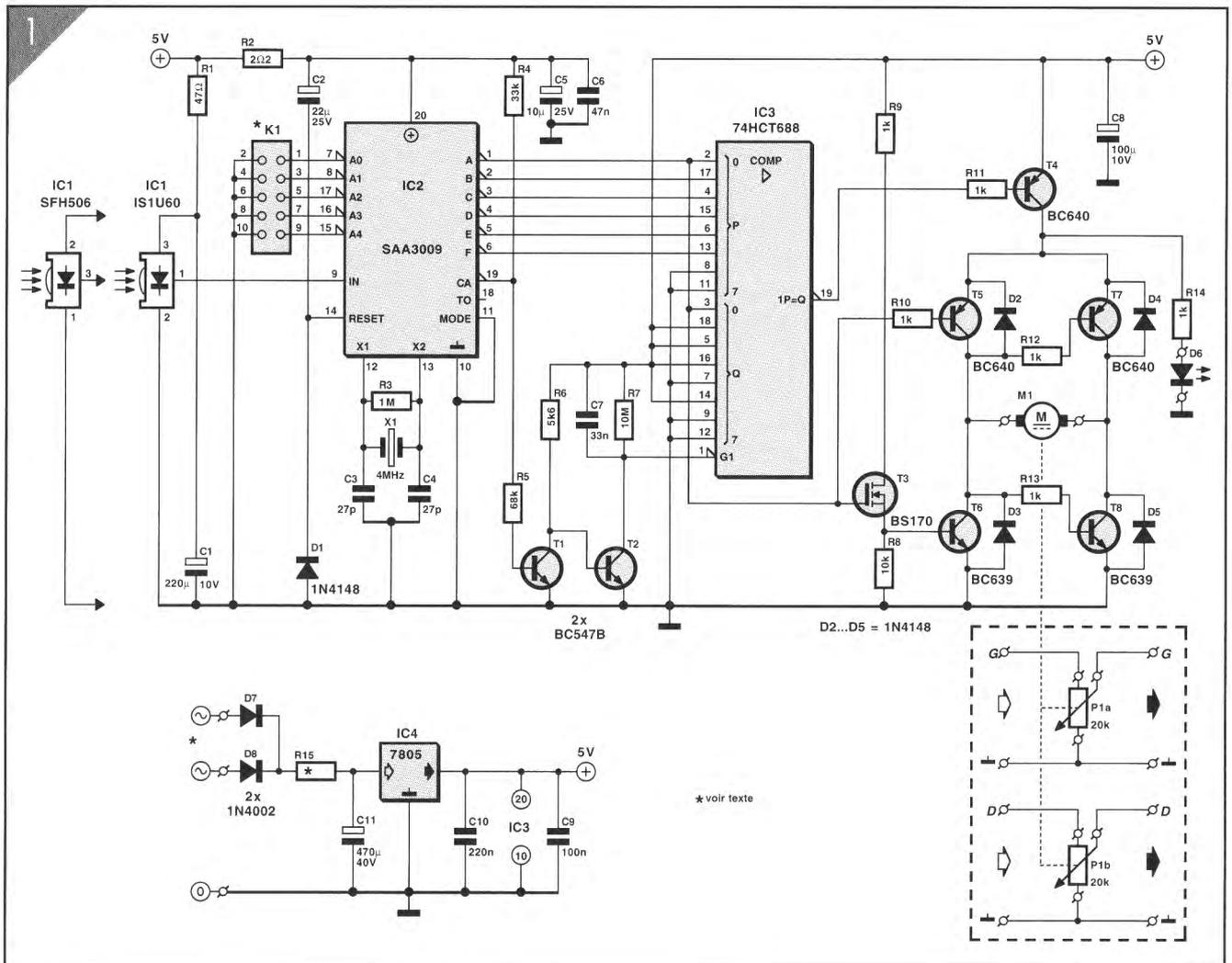


Figure 1 - L'électronique du réglage de volume à télécommande comporte un récepteur I.R., un décodeur et un étage de commande pour le moteur électrique du potentiomètre.

deur IC2, un SAA3009 de Philips. Une vieille connaissance pour un certain nombre de nos lecteurs fidèles. Nous avons utilisé, dans le récepteur I.R. universel un autre composant de la même famille : le SAA3049 (cf. récepteur I.R. universel, Elektor n° 162, décembre 1991, page 30 et suivantes). Ces deux circuits intégrés se ressemblent beaucoup. La différence la plus importante se situe au niveau de l'intensité de leur courant de sortie. Si le SAA3049 ne peut fournir qu'un courant de sortie de 3 mA, la limite pour le SAA3009 est reportée à quelque 10 mA. Il va sans dire que la consommation de ce dernier est proportionnelle à sa puissance de sortie plus importante, ce qui l'amène à grimper jusqu'à 70 mA environ !

Intéressons-nous maintenant à la fonction propre de IC2. Le SAA3009 a comme tâche de transformer les données captées en un signal binaire. Le signal RC5 sériel comporte deux données importantes, à savoir l'adresse système et la commande proprement dite. Si l'on respecte le code RC5 standardisé, l'adresse système pour un

préamplificateur est « 16 ». Si chez vous l'adresse « 16 » est déjà occupée ou si le réglage de volume à télécommande doit être intégré à un autre appareil (l'Audio-DAC par exemple), libre à vous d'attribuer au préamplificateur – ou, plus précisément, à son potentiomètre télécommandé – une autre adresse. Sa définition est l'affaire des entrées A0 à A4. Pour obtenir l'adresse « 16 » il faudra forcer les entrées A0 à A3 au niveau bas (« 0 » logique) en implantant des cavaliers de codage (ou de court-circuit) aux endroits prévus. L'entrée A4 doit rester « en l'air » (on ne mettra donc pas de cavalier). L'adresse « 0 » (réservée en général aux téléviseurs) s'obtient en insérant tous les cavaliers de codage sur K1.

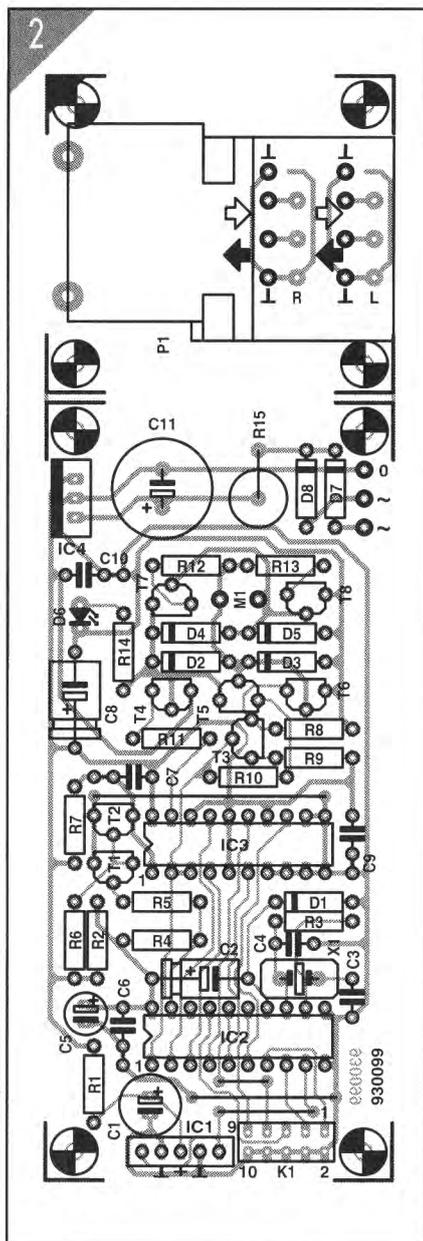
Dans notre montage, le SAA3009 fonctionne en mode de système unique (*single system mode*). Le circuit ne réagit donc qu'à une seule adresse. Il est également possible de faire appel au mode de système combiné (*combined system mode*). Pour ce faire, il suffit de ponter la résistance R5. On dispose alors, sur les broches A0 à A4, de

l'adresse décodée. Dans ces conditions les broches A0 à A4 fonctionnent comme des sorties et elles sont actives au niveau bas.

Dans le code RC5, l'adresse système est suivie de la commande proprement dite. IC2 se charge du décodage de cette commande qui sera disponible ensuite sur les sorties A à F. Le SAA3009 est capable de décoder un total de 32 adresses système et de 64 commandes différentes. Dans notre montage il n'y a cependant que deux commandes qui nous intéressent :

code	F	E	D	C	B	A	commande :
16 <sub>DEC</sub> =	0	1	0	0	0	0	augm. le vol.
17 <sub>DEC</sub> =	0	1	0	0	0	1	baisser le vol.

Les sorties A à F de IC2 sont reliées directement aux entrées P du comparateur numérique IC3, un 74HCT688. La sortie de ce comparateur, sa broche P=Q, se trouve au niveau bas si le mot de données présent sur les entrées P est identique au mot de données fixe, défini sur les



**Figure 2 - L'implantation des composants sur les deux platines qui, ensemble, constituent le réglage de volume à télécommande.**

entrées Q. Dans le cas du réglage de volume à télécommande le mot de donnée P est égal à 0010111 (P=0010111). On notera que le bit de poids faible (*Least Significant Bit*) « A » joue un rôle important: il constitue en fait la seule et unique différence entre les commandes « augmenter le volume » et « baisser le volume ».

La ligne « A » n'est pas seulement connectée à l'entrée P0, mais également à l'entrée Q0. Cette technique nous garantit de ce fait que le niveau présent sur l'entrée P0 correspond toujours au niveau présent sur Q0. On notera de plus que cette même ligne fournit la tension de grille

**LISTE DES COMPOSANTS DU RÉGLAGE DE VOLUME À TÉLÉCOMMANDE I.R.**

• **Résistances :**

- R1 = 47 Ω
- R2 = 2,2 Ω
- R3 = 1 MΩ
- R4 = 33 kΩ
- R5 = 68 kΩ
- R6 = 5,6 kΩ
- R7 = 10 MΩ
- R8 = 10 kΩ
- R9 à R14 = 1 kΩ
- R15 = \*5 W
- P1 = potentiomètre stéréo 20 kΩ logarithmique avec moteur (tel que Alps 20KAX2)

• **Condensateurs :**

- C1 = 220 μF/10 V radial
- C2 = 22 μF/25 V
- C3, C4 = 27 pF
- C5 = 10 μF/25 V radial
- C6 = 47 nF céramique
- C7 = 33 nF
- C8 = 100 μF/10 V
- C9 = 100 nF
- C10 = 220 nF
- C11 = 470 μF/40 V

• **Semi-conducteurs :**

- D1 à D5 = 1N4148
- D6 = LED 3 mm faible courant
- D7, D8 = 1N4002
- T1, T2 = BC547B
- T3 = BS170
- T4, T5, T7 = BC640
- T6, T8 = BC639
- IC1 = IS1U60 (Sharp) ou SFH506-38 (Siemens)
- IC2 = SAA3009 (Philips) [ou SAA3049 (Philips) + 11 résistances de 10 kΩ et 1 résistance de 68 kΩ.]
- IC3 = 74HCT688
- IC4 = 7805

• **Divers :**

- K1 = barrette de contacts mâles encartable à 2 rangées de 5 contacts + 5 cavaliers de codage
- X1 = quartz 4 MHz

au transistor T3. Le niveau logique présent sur la ligne « A » détermine donc le sens de rotation du moteur du potentiomètre.

S'il y a correspondance entre les mots de données présents sur les entrées P et Q, le transistor T4 devient conducteur et le moteur M1 reçoit une tension d'alimentation. Tout ce qui se passe maintenant dépend de la commande suivante (« augmenter le volume » ou « baisser le volume »).

Dans le premier cas, A = 0 et le transistor T5 est conducteur. T3 bloque, de même que T6, dont la base se trouve au potentiel de masse (niveau bas). Comme dans ces conditions le collecteur de T6 est à une tension de 5 V, le transistor T8 devient conducteur et T7 bloque. Conclusion: le courant traverse les transistors T4 et T5, les enroulements du moteur pour rejoindre la masse par le transistor T8.

Si, par contre, A = 1, tout s'inverse, évidemment: T5 bloque et, comme T3 est conducteur, le transistor T6 devient passant. Ce dernier force la base du transistor T7 à la masse de sorte que T7 devient conducteur. Vous suivez toujours? Maintenant le courant circule, via les transistors T4 et T7, dans les enroulements du moteur, mais cette fois dans l'autre sens, pour arriver à la masse par T6.

C'est donc le niveau logique présent sur la ligne « A » qui détermine le sens de rotation du

moteur. La LED D6, alimentée par T4, sert de témoin lumineux, indiquant si le moteur tourne.

Le petit circuit réalisé à l'aide des transistors T1 et T2, pris entre la sortie CA (*Command Acknowledged* ou commande bien reçue) de IC2 et l'entrée G1 (entrée de validation, *enable*) de IC3, primo, protège le montage contre d'éventuelles distorsions et secundo détecte les commandes I.R. valides.

Si l'on a décodage d'une adresse système, la sortie CA de IC2 présente un signal rectangulaire qui se trouve, alternativement, 15 ms au niveau bas et 105 ms au niveau haut. La constante de temps relativement importante du réseau RC, R7/C7, introduit grâce à T2 un redressement de ce signal et, tant qu'il reste présent sur la broche 19 (la sortie CA donc), son collecteur se trouve au niveau haut. La disparition du signal se traduira donc par un blocage immédiat de IC3.

Dès qu'on applique la tension d'alimentation au circuit, l'intégré IC2 est mis à zéro par le condensateur C2, (broche 14, *reset*). La diode D1 garantit la décharge du condensateur C2 à la coupure de la tension d'alimentation. Le bit de basculement (*toggle-bit*, broche 18) qui change d'état après chaque commande, n'est pas utilisé dans notre montage.

L'alimentation du réglage de volume à télécommande est d'une conception relativement

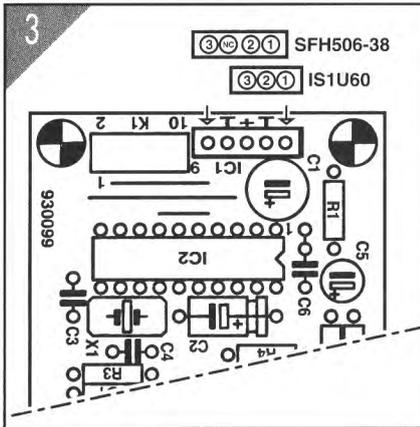
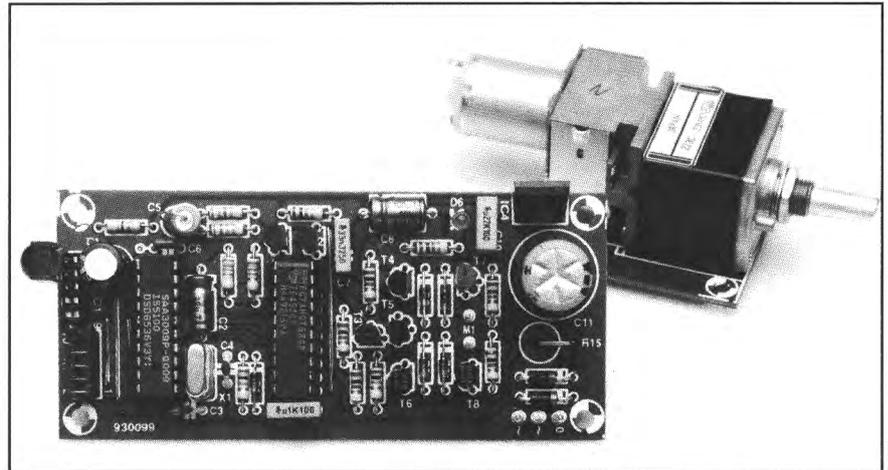


Figure 3 – Croquis des deux diodes I.R. que l'on pourra utiliser pour la réalisation du montage.

classique. Les diodes D7 et D8 redressent la tension alternative provenant du transformateur du préamplificateur et C11 procède à un lissage suffisant. La résistance R15 a comme tâche de transformer en chaleur une certaine partie de la tension redressée –précaution nécessaire pour protéger le régulateur de tension, IC4, contre les surcharges. La valeur exacte de cette résistance



de 5 W dépend de la tension fournie par le transformateur. Pour 30 V, la tension redressée sera de 40 V environ.

Comme la tension d'entrée maximale d'un régulateur 7805 est de 35 V, il faut créer une chute de tension d'au moins 5 V aux bornes de la résistance R15. La consommation de notre montage est de 50 mA au repos. L'application de la loi d'Ohm conduit à une valeur pour R15 de :  $5 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 100 \Omega$ .

.....  
**A vos fers...**

Le circuit imprimé, dont la figure 2 indique l'implantation des composants, comporte deux parties distinctes à séparer à l'aide d'une scie très fine. Des deux platines, la plus grande est destinée à recevoir tous les composants de l'électronique de commande.

Le potentiomètre à moteur vient s'implanter sur le petit circuit imprimé, doté de deux séries

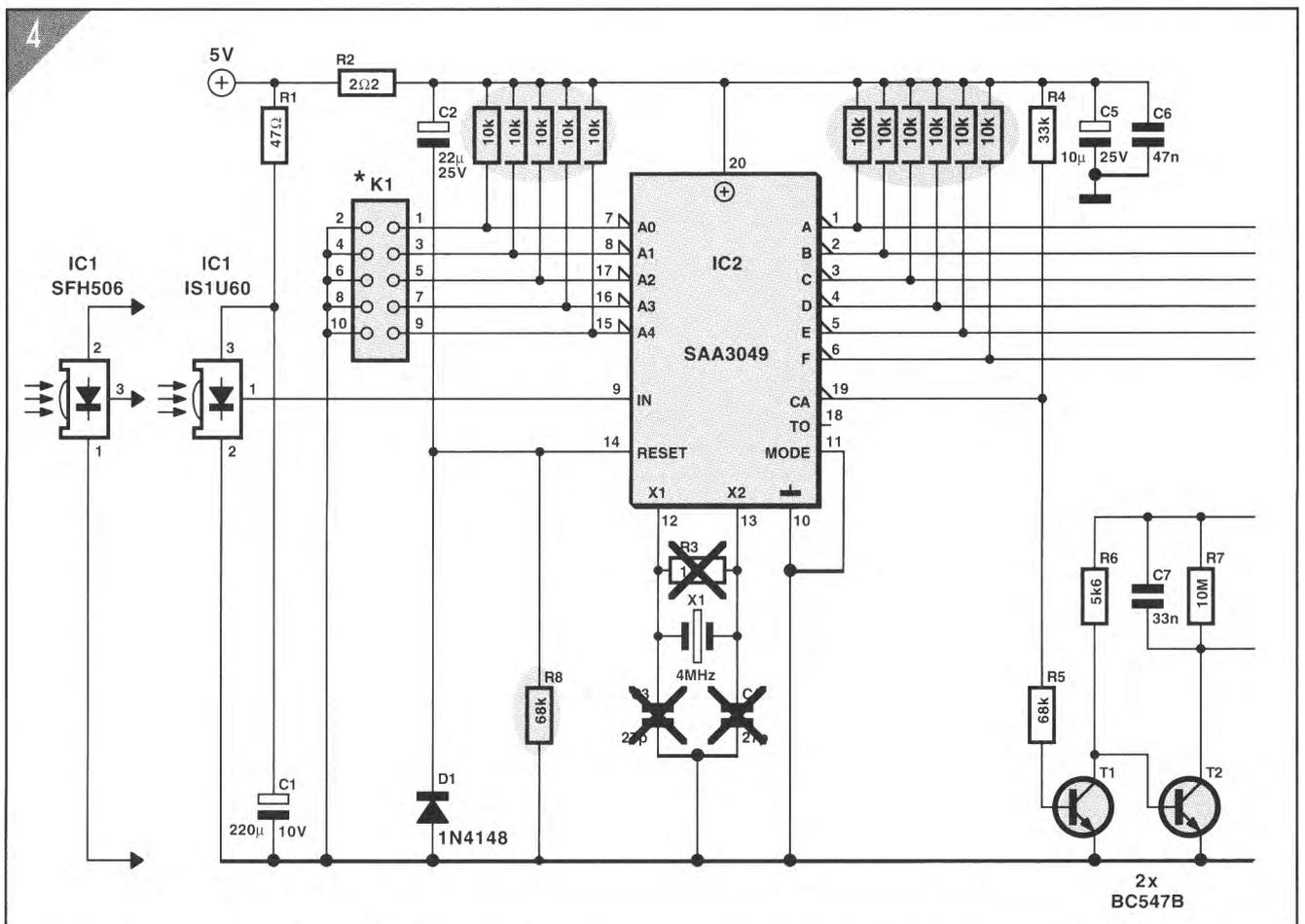


Figure 4 – Si l'on utilise, pour IC2, un SAA3049 il faudra ajouter douze résistances supplémentaires à l'électronique.

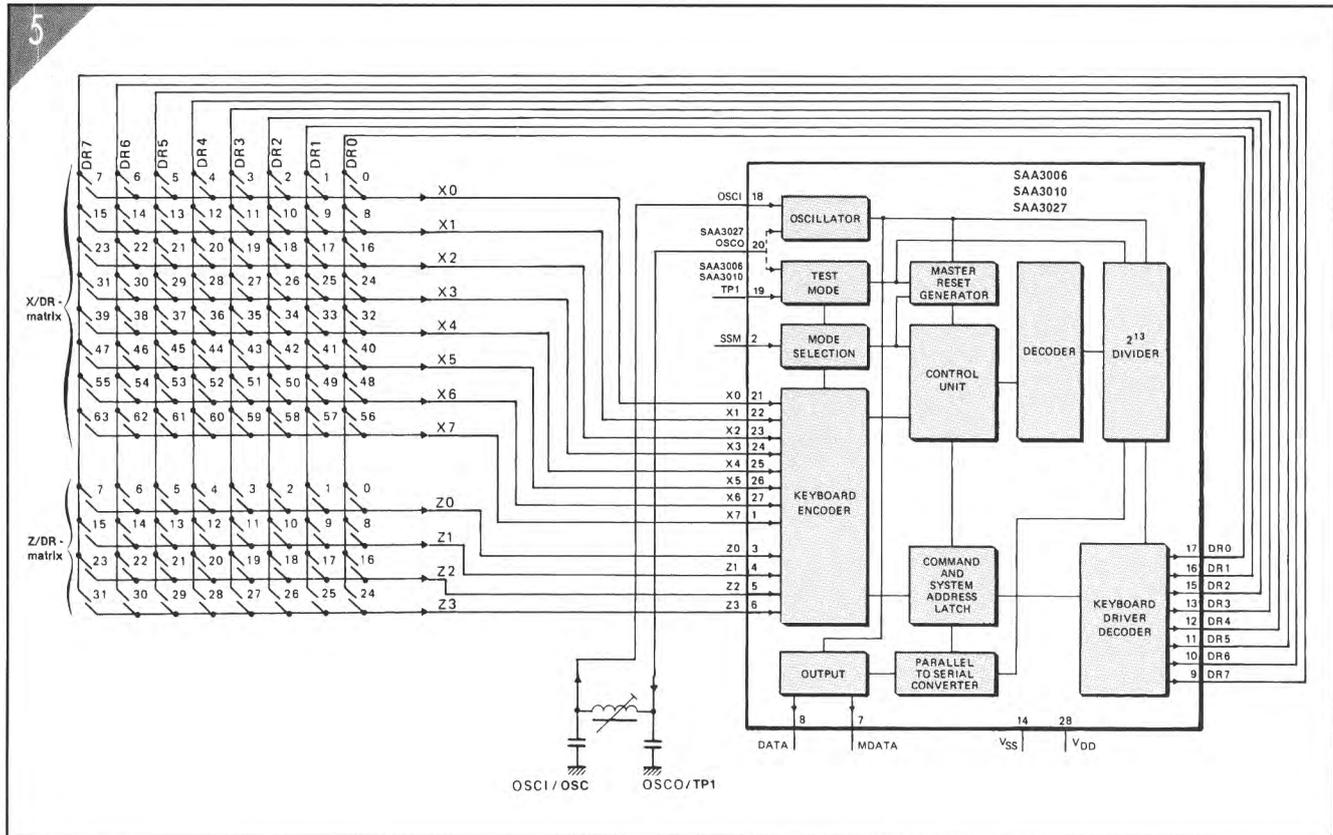


Figure 5 - L'intérieur d'un émetteur de télécommande est encore plus simple que celui du récepteur.

d'orifices supplémentaires qui permettent d'y souder des picots, côté « pistes ».

Qui envisage de le disposer au fond du préamplificateur appréciera de pouvoir monter le potentiomètre sur cette petite platine. En revanche, s'il est possible de visser le potentiomètre directement dans la face avant de l'appareil, le petit circuit imprimé devient superflu et les fils de connexion se brancheront directement aux broches correspondantes du potentiomètre.

La réalisation de l'électronique de commande ne devrait pas poser de problème, il suffit de penser à mettre en place les quatre ponts de câblage, à faire attention à la polarité des composants et à suivre la liste des composants.

Il existe deux types de diodes I.R. que l'on peut utiliser dans ce montage : la IS1U60 de Sharp et la SFH506-38 de Siemens. Ces deux composants se caractérisent malheureusement par un brochage différent. Le croquis de la figure 3 montre que notre platine a été conçue de façon à utiliser, sans la moindre modification, l'une quelconque de ces deux diodes IR.

Il se peut que, dans certaines régions de l'Hexagone, le SAA3009 ne soit plus disponible. Pas de panique pourtant ! Il est possible, à condition de procéder à un rien de chirurgie

électronique, de remplacer ce composant par un SAA3049 dont la disponibilité partout n'est pas (encore) mise en question. L'utilisation de ce composant implique d'ajouter une douzaine de résistances au circuit. La figure 4 montre qu'il faudra mettre en place 11 résistances de 10 kΩ servant à forcer au niveau haut les connexions A0 à A4 et A à F de IC2. La douzième résistance, un modèle de 68 kΩ, doit venir en parallèle sur la diode D1.

Une fois les soudures effectuées, la platine peut être mise dans le boîtier du préamplificateur. Il n'est généralement pas sorcier de dessouder le potentiomètre existant et de connecter (à l'aide de quelques morceaux de fil de câblage si nécessaire) le modèle à télécommande. Dans la mesure du possible, mieux vaut positionner la platine comportant l'électronique de commande directement derrière la face avant du préamplificateur, de façon à ce que la diode I.R. puisse « regarder » vers l'extérieur (par un petit orifice). Sinon, on pourra disposer la platine à un autre endroit dans le boîtier du préamplificateur et utiliser un morceau (aussi court que possible !) de câble blindé pour relier la diode I.R. puisqu'elle doit avoir vue sur l'extérieur.

Pour les lecteurs qui, avec raison, se demandent comment définir, dans une télécommande RC5 existante, l'adresse « 16 » du préamplificateur, voici quelques explications supplémentaires.

Nous n'avons pas l'intention, dans le cadre de cet article, de vous proposer la réalisation d'un émetteur I.R. Il nous semble pourtant que l'utilisation optimale de la télécommande justifie d'en connaître le principe et de savoir comment elle fonctionne.

Comme l'illustre la figure 5, l'électronique de l'émetteur I.R. est d'une simplicité « renversante ». Un unique circuit se charge de tout. Il existe sur le marché trois types de circuits destinés au codage RC5 ; ces trois circuits sont, à peu de choses près, compatibles broche à broche. Les seules qui nous intéressent ici sont la broche 2 (SSM) et les deux matrices de touches. La matrice X/DR correspond aux touches permettant l'émission d'un code de commande donné. Le chiffre placé à côté donne le code correspondant. La matrice Z/DR sert à indiquer quelle adresse système l'émetteur doit envoyer avec le code de commande. Les chiffres placés à côté des touches représentent les adresses système correspondantes.

C'est le niveau logique présent sur la broche 2 qui détermine si la matrice Z/DR comporte quelques interrupteurs ou un unique pont de câblage. Cette broche sert en effet à indiquer si la télécommande se trouve en mode de système unique (*single system*) ou de « système combiné » (*combined system*). La broche 2 au niveau logique bas indique le second cas.

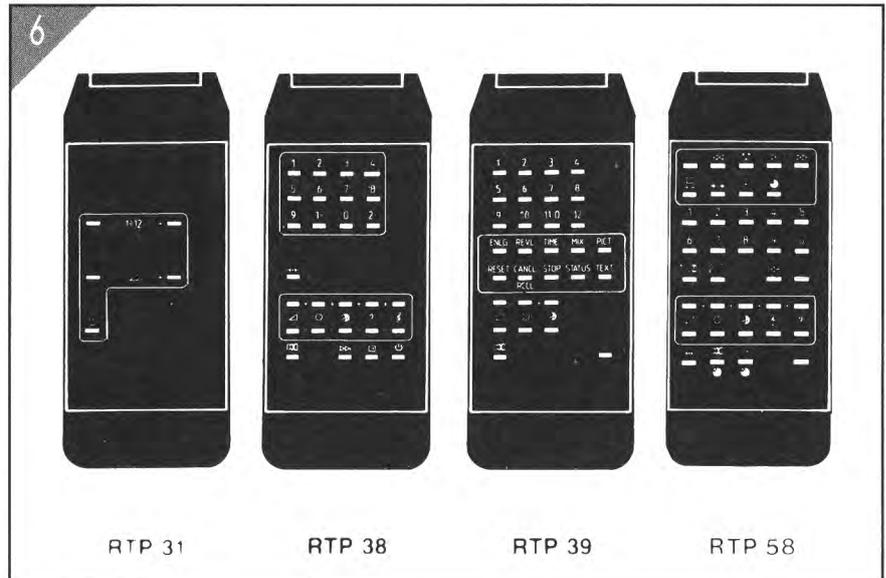
L'émetteur travaille en mode combiné, ce qui signifie que les touches de la matrice Z permettent d'indiquer quelle adresse système on désire utiliser lors de l'émission des commandes suivantes. Cette adresse est stockée dans un verrou interne pour éviter de devoir actionner la touche système en permanence. Si l'on choisit une nouvelle adresse système par action sur l'une des touches de la matrice Z, l'émetteur enverra cette adresse en combinaison avec la commande 63 (11111<sub>BIN</sub>, *system select*). Il est possible ainsi de sortir le système concerné de sa léthargie (*Standby*).

En mode de système unique, (SSM = *Single System Mode*) il n'y a pas de changement à l'extérieur du circuit. Dans son « for intérieur », le circuit réagit différemment mais sans que cela ne soit visible de l'extérieur. Dans ce mode, la matrice Z prend alors la forme d'une simple liaison fixe entre une ligne DR et une ligne Z. Pour modifier l'adresse système émise par une télécommande, il suffit donc de défaire une liaison et de la remplacer par une autre. La liaison à effectuer dépend de la place prise par l'adresse système dans la matrice Z/DR.

La liaison remplace en quelque sorte l'interrupteur représentant la même adresse système mais en mode « *combined system* » cette fois. On notera qu'il existe également des télécommandes où le circuit intégré se trouve en mode « *single system* » et où l'on procède, à l'aide d'un interrupteur (ou de commutateurs électroniques), à une commutation entre deux appareils, un téléviseur et un magnétoscope par exemple.

Différents fabricants de télécommandes travaillent selon le code RC5 et le catalogue de chacun d'eux en présente divers modèles. La **figure 6** propose quelques-unes des réalisations de la marque Policom. Le modèle à utiliser dépend bien entendu de l'application envisagée. L'idéal serait bien sûr de disposer d'une télécommande dont les indications correspondent aux fonctions requises. Ce type de télécommande présente en outre le gros avantage d'être modifiable assez facilement. Il est aussi possible de recouvrir le haut de la télécommande d'une « face avant » de son cru. Est-il nécessaire de préciser qu'il faudra, pour modifier l'adresse système, ouvrir le boîtier de la télécommande ? On dévisse, pour ce faire, la vis présente dans le compartiment de la pile. On peut ensuite faire glisser longitudinalement les deux demi-coquilles du boîtier l'une sur l'autre pour les séparer.

N'oubliez surtout pas d'orienter les touches vers le bas, sous peine de les voir choir à l'improviste, si pas plus loin encore ! Reconstituer ensuite le puzzle est un passe-temps qui n'est agréable que quand on n'a rien d'autre à faire. Il faudra,



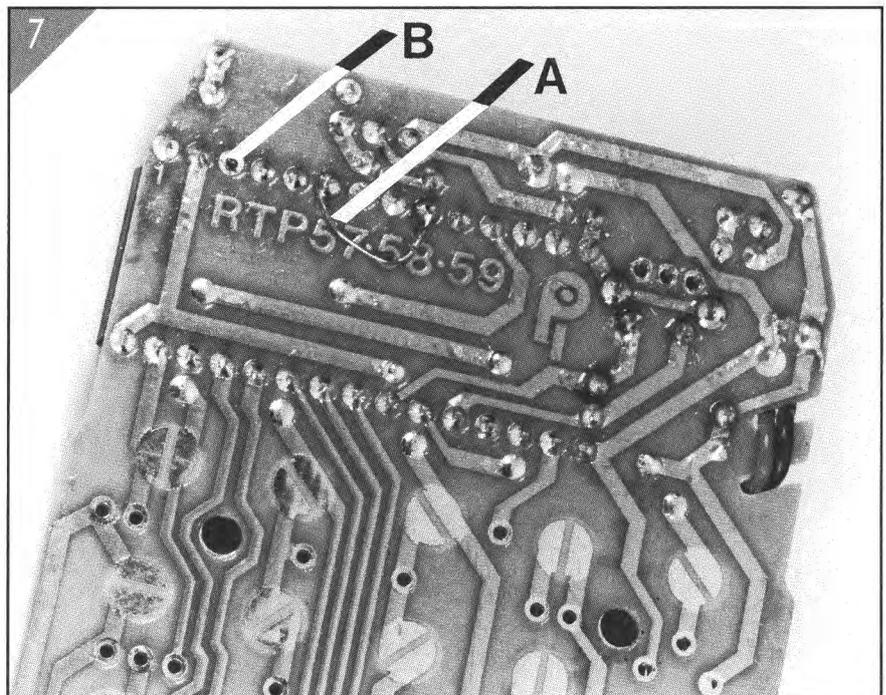
**Figure 6** – Donner à sa réalisation personnelle un aspect professionnel n'est pas chose aisée pour l'amateur. Heureusement, il existe des émetteurs tout faits dans le commerce.

pour modifier l'adresse système d'origine, interrompre l'une des liaisons DR avec l'une des liaisons Z.

Comme il s'agit d'un circuit imprimé double face, il n'est pas toujours évident de trouver cette interconnexion. L'une des solutions les meilleures consiste à sortir, après l'avoir des-

soudée, la broche Z concernée. On définit la nouvelle adresse en effectuant la liaison nécessaire.

C'est très précisément une telle modification d'une télécommande qu'illustre la photographie de la **figure 7**. La légende vous dévoilera la solution du problème posé.



**Figure 7** – Voici comment définir une nouvelle adresse système sur un émetteur du commerce. Le point B indique que nous avons dessoudé la broche 3 du circuit intégré qui était relié normalement à la broche 17 (cf. figure 5), pour fixer l'adresse « 0 », soit celle d'un téléviseur. Nous avons ensuite relié les broches 6 et 9, c'est-à-dire Z3 à DR7, définissant ainsi l'adresse 31, soit la plus haute utilisée pour les expérimentations. Pour obtenir l'adresse « 16 », selon la figure 5, il faut relier Z2 (broche 5) à DR0 (broche 17). Mieux vaut dans ce cas utiliser un bout de fil isolé.

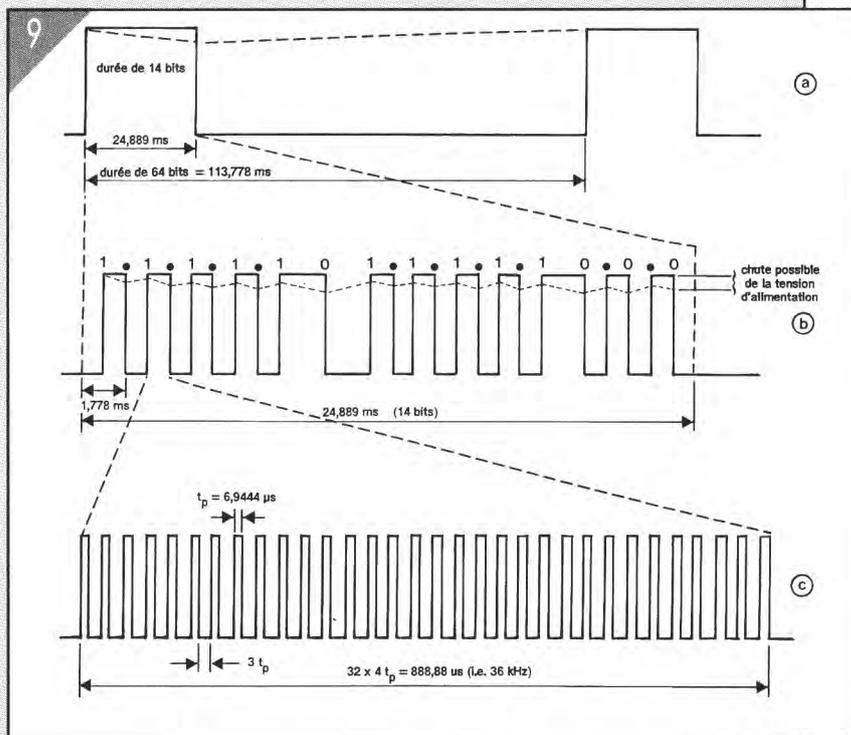
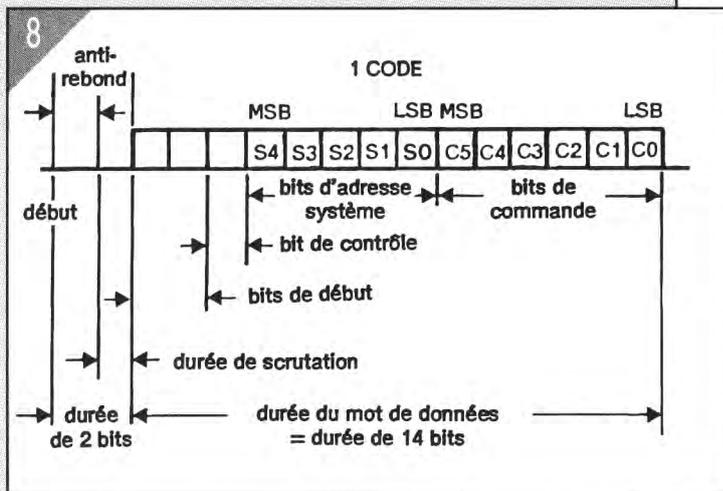
**Le code RC5**

Philips a conçu le code RC5 en vue de commander confortablement à distance une gamme variée d'appareils électroniques. Ce code permet l'émission de 2048 messages différents, subdivisés en 32 groupes dont chacun possède son adresse propre et dispose d'un jeu de 64 commandes. Avec ce système, chaque appareil est identifié par son adresse, de sorte qu'une action sur le volume du téléviseur, par exemple, reste sans influence sur le préamplificateur de la chaîne stéréo.

Chez Philips, une commission *ad hoc* est chargée du suivi et de l'expansion du standard RC5, de manière à l'adapter à toute nouveauté dans le domaine.

Le message se compose d'un mot de 14 bits, subdivisé de la façon suivante :

- 2 bits de début destinés au réglage automatique de gain du récepteur ;
- 1 bit qui indique la présence d'une nouvelle transmission de données ;
- 5 bits d'adresse système, dans l'ordre MSB vers LSB, c'est-à-dire bit de poids fort en tête ;
- 6 bits pour identifier la commande proprement dite, dans le même ordre que pour l'adresse.



**Tableau 1.**  
Codes des adresses et des commandes les plus courantes.

Adresse système	Appareil
0	Téléviseur
2	Télétexte
5	Magnétoscope
7	Expérimental
16	Préamplificateur
17	Récepteur/tuner
18	Magnétophone/cassette
19	Expérimental
20	Lecteur de DAN

N° de la commande	Commande
0 à 9	0 à 9
12	Veille (standby)
13	Silencieux (mute)
14	Choix préférentiel
16	Volume +
17	Volume -
18	Luminosité +
19	Luminosité -
20	Chrominance +
21	Chrominance -
22	Graves (bass) +
23	Graves (bass) -
24	Aigus (treble) +
25	Aigus (treble) -
26	Balance à droite
27	Balance à gauche
48	Pause
50	Marche arrière rapide
52	Marche avant rapide
53	Lecture (play)
54	Arrêt (stop)
55	Enregistrement (record)

C'est très exactement ce que schématise la figure 8. Le code est transmis en format biphase de manière à augmenter sa résistance aux interférences avec d'autres sources de rayons infrarouges, l'éclairage en particulier.

En format biphase, on code les informations au moyen de la phase du signal. Un « 1 » logique se représente par un niveau bas suivi d'un niveau haut, tandis qu'un zéro prend la forme d'un niveau haut suivi d'un niveau bas. C'est donc la transition qui compte, ce qui est visible sur la figure 9b. Comme l'horloge bat le 36 kHz, la transmission de chaque bit dure 1,778 ms. C'est une fréquence qui a le mérite de ne pas perturber d'autres systèmes, ni de subir leur brouillage, la fréquence de ligne de la télévision par exemple. Un mot de donnée complet dure ainsi 24,889 ms.

Pour améliorer encore le filtrage, les messages modulent une porteuse dont la fréquence est 32 fois plus haute ; c'est ce que détaille la figure 9c. L'idée de donner à cette porteuse un rapport cyclique de 1/4, donc de n'allumer les LED que pendant un 1/6 de la durée d'un bit, réduit fort agréablement la consommation de l'émetteur. Qui s'en plaindra ?

L'émission d'un mot ne s'arrête pas si l'action sur la touche a cessé entre-temps. Aussi longtemps que la touche reste enfoncée, le mot se répète à des intervalles de 114 ms. Le tableau des codes utilisés vous permettra de commander un système de votre fabrication à l'aide d'une télécommande RC5 du commerce. À cet égard, il existe deux adresses particulièrement utiles, réservées aux expérimentations. Le tout est que l'adresse du récepteur corresponde à celle de l'émetteur ; on s'en serait douté, n'est-ce pas ?

# RALLONGE DE TÉLÉCOMMANDE INFRAROUGE

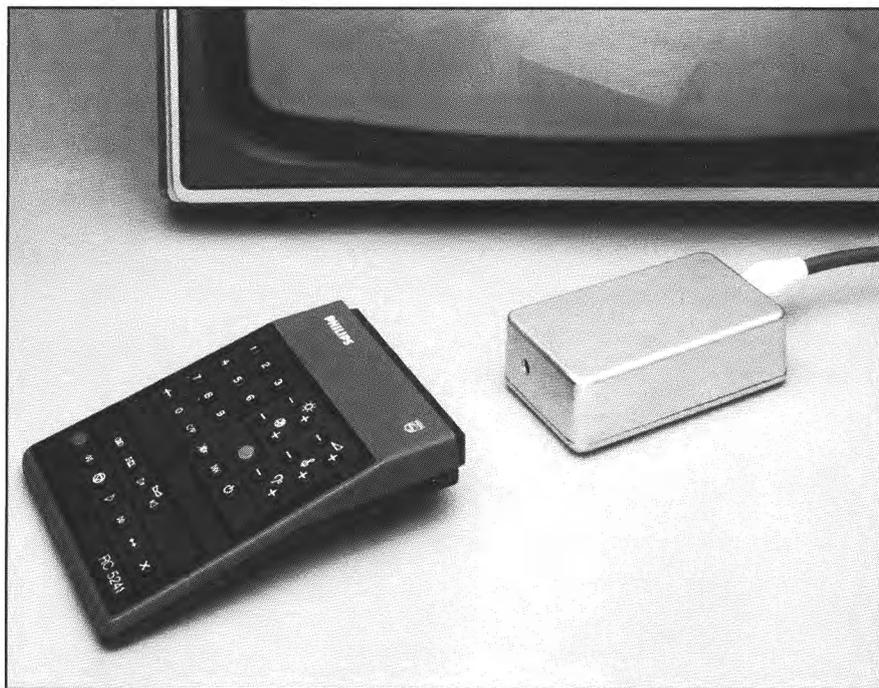
## transmission par câble coaxial de signaux infrarouges

*La plupart des appareils audio et vidéo modernes comportent une télécommande infrarouge (I.R.) qui en permet une utilisation sans effort depuis un fauteuil ou un divan moelleux. Le seul inconvénient d'une télécommande I.R. est sa portée relativement limitée ; il faut en effet rester en vue de l'appareil à commander, car le rayonnement infrarouge ne traverse pas les murs. Pour vous aider à profiter pleinement du confort de votre télécommande, nous vous proposons un montage en deux parties, émetteur et récepteur, qui capte les signaux I.R. émis par la télécommande et les véhicule, via un câble coaxial, à un autre endroit d'où ils sont émis, sous leur forme originale, vers l'appareil concerné.*

P eut-être ne voyez-vous pas immédiatement une application directe de ce montage. Quoi de plus parlant alors que deux petits exemples pour vous convaincre des possibilités intéressantes de l'utilisation de notre rallonge de télécommande. Avoir un téléviseur dans une chambre à coucher n'est plus en France ni ailleurs une situation exceptionnelle. Vous pouvez suivre ainsi votre programme favori couché bien au chaud sous vos couvertures. Votre second téléviseur comporte bien entendu lui aussi une télécommande ; sinon il perd beau-

coup de son intérêt car il vous faudrait sortir à tout bout de champ de votre lit pour ajuster le son, modifier la luminosité ou changer de programme. Vous en conviendrez, il est navrant, dans ce cas précis en particulier, de se passer de télécommande. Que se passe-t-il maintenant si vous décidez d'utiliser votre magnétoscope pour regarder un film sur cassette vidéo ? Ne serait-il pas intéressant de pouvoir commander le magnétoscope aussi depuis son lit douillet ? Comme tout magnétoscope moderne digne de ce nom, le vôtre possède bien entendu sa télé-

commande. Mais comment le déclencher depuis la chambre à coucher, alors qu'il se trouve en bas, dans le salon, sous du téléviseur grand écran ? C'est là qu'entre en jeu notre rallonge pour télécommande I.R. Il suffit d'implanter un petit boîtier contenant un peu d'électronique poser un câble coaxial additionnel en parallèle sur celui qui arrive au téléviseur de la chambre à coucher et de placer un second petit boîtier dans le salon en face du magnétoscope. La boîte noire de la chambre à coucher, le récepteur, convertit les signaux I.R. produits par la télécommande en un train d'impulsions électriques qui descend le long du câble coaxial vers le boîtier du salon. Arrivés dans le boîtier du bas, l'émetteur, les signaux électriques subissent une seconde conversion qui leur rend leur forme originale. Le magnétoscope réagit sans sourciller aux ordres que vous lui envoyez. En réalité, il n'y voit que du feu ! Très pratique n'est-ce pas ? Mais venons-en plus directement au sujet de ce numéro. La (télé)commande d'une installation audio constitue un autre domaine d'application de la rallonge de télécommande I.R. À quoi sert-il en effet d'avoir une chaîne Hi-Fi dans le salon si l'on passe la majeure partie de son temps libre dans la bibliothèque ou au grenier (à exercer son violon d'Ingres) et que l'on aimerait passer de France Inter à France Musique ? Il suffit de placer à l'endroit adéquat une paire d'enceintes supplémentaire connectée à sa chaîne et d'installer cette rallonge de télécommande I.R. pour en apprécier enfin tout le confort. Depuis votre table de travail, vous pourrez alors régler à votre goût la position des divers organes de



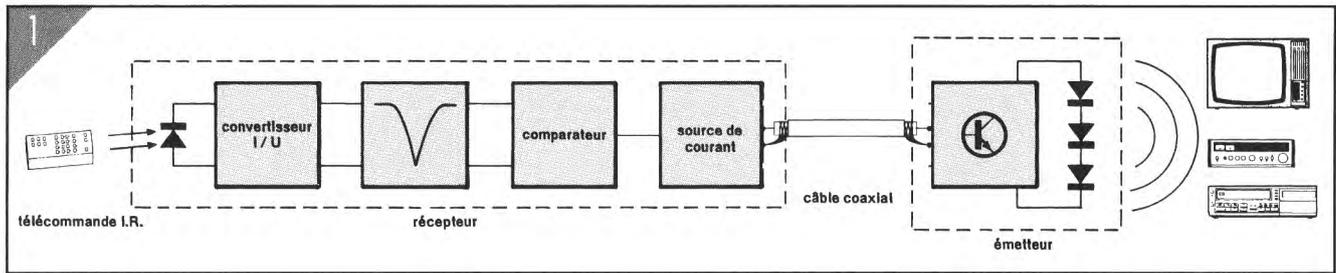


Figure 1 - Un synoptique tel que celui-ci facilite le repérage des différents sous-ensembles constitutifs de la rallonge de télécommande I.R.

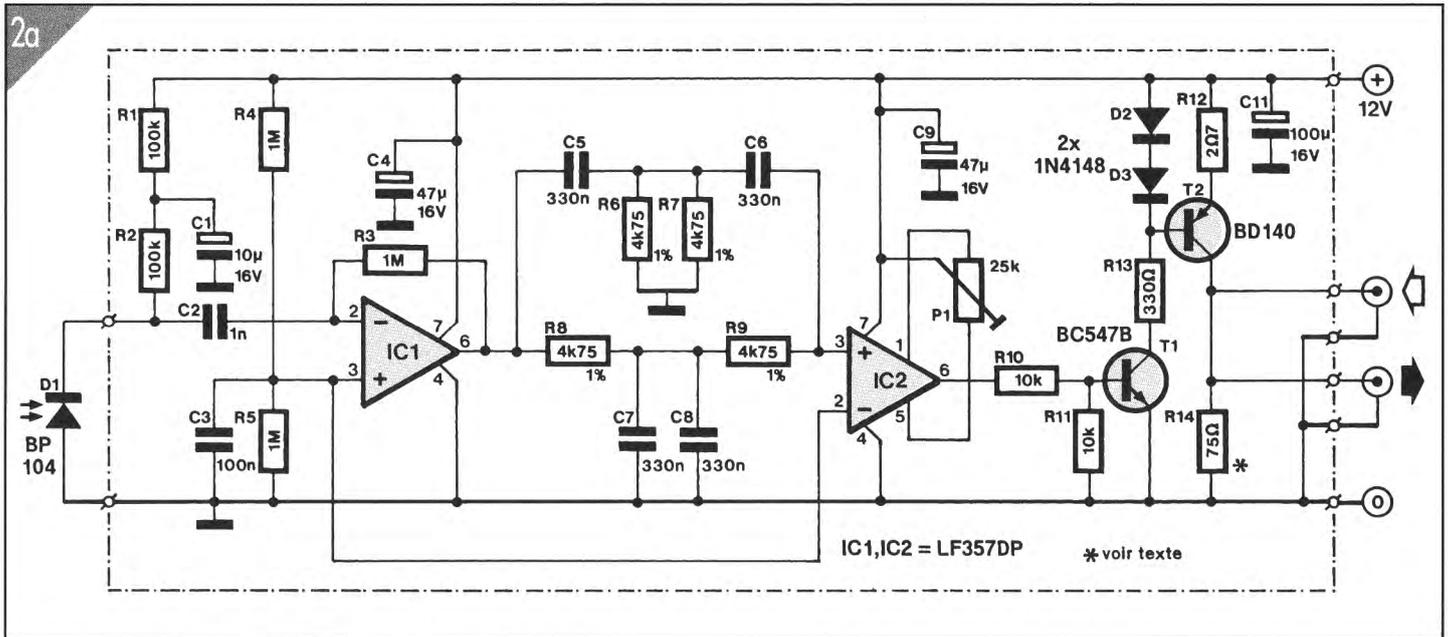


Figure 2 - L'électronique du récepteur (a) et celle de l'émetteur (b).

commande de votre chaîne : volume, recherche de station, écoute d'un disque compact ou d'une cassette sur votre lecteur, etc. Il vous faudra bien entendu emporter votre télécommande avec vous. Version elektorienne d'un début de domotique, on pourrait aussi envisager d'utiliser un câble coaxial multibrin qui permettrait la commande individuelle des installations audio et vidéo à partir de n'importe quel endroit de la maison.

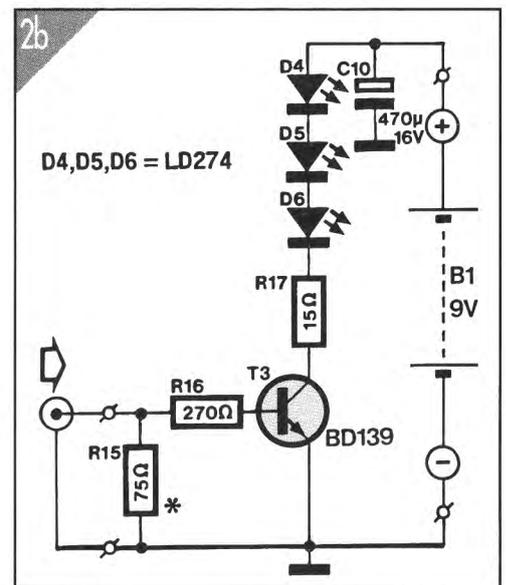
.....  
**L'électronique**

Étant donnée la relative simplicité du montage, il pourrait sembler, à première vue, superflu d'en donner un synoptique. Le croquis de la figure 1 a cependant l'avantage d'illustrer clairement de quoi il retourne. Le sous-ensemble de réception capte les signaux émis par la télécommande et les convertit en signaux électriques qui subissent ensuite une amplification et un filtrage ; ce filtrage est rendu nécessaire par la présence d'un éclairage artificiel, en particulier les tubes luminescents, qui produisent un

ronflement optique gênant de 100 Hz capté par la photodiode du récepteur.

En aval de l'amplificateur, un filtre en double T élimine cette composante parasite superposée au signal utile. On trouve ensuite un comparateur/amplificateur avec tampon qui injecte dans le câble coaxial le signal disponible à la sortie de ce sous-ensemble.

Côté récepteur, nous découvrons un étage de puissance tout simple qui reconvertit les impulsions appliquées à son entrée en signaux I.R. puissants grâce à ses trois diodes d'émission I.R. La figure 2 montre le schéma de la rallonge de télécommande I.R. La diode de réception, D1, est une BP104 reliée à l'entrée inverseuse de IC1 par le condensateur C2. Ce condensateur bloque les variations lentes de la luminosité ambiante. Le réglage en courant continu de la diode D1 se fait par l'intermédiaire des résistances R1 et R2. Cette technique de connexion diminue la capacité inverse de la BP104, lui conférant ainsi un temps de réaction plus court. L'alimentation du montage étant asymétrique, l'entrée non-inverseuse de IC1 se trouve, par la présence des résistances R4 et R5, à la demi-tension d'alimentation. IC1 amplifie fortement les signaux captés par la diode D1 (nous sommes en fait en présence d'un convertisseur courant/tension) avant de transmettre le signal de sortie à un filtre en double T constitué par les résistances R6 à R9 et les condensateurs C5 à C8 ; ce filtre est réglé à 100 Hz de façon à



tion d'alimentation. IC1 amplifie fortement les signaux captés par la diode D1 (nous sommes en fait en présence d'un convertisseur courant/tension) avant de transmettre le signal de sortie à un filtre en double T constitué par les résistances R6 à R9 et les condensateurs C5 à C8 ; ce filtre est réglé à 100 Hz de façon à

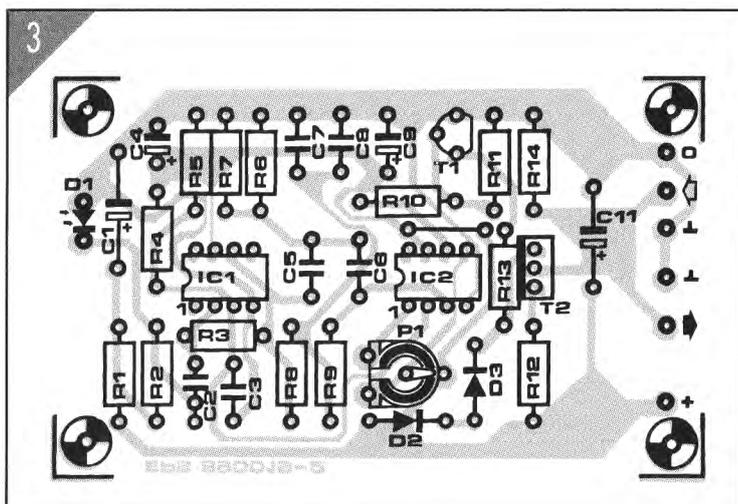


Figure 3 – L'implantation des composants du récepteur. Il est recommandé de doter le montage d'un blindage.

#### LISTE DES COMPOSANTS DE LA RALLONGE DE TÉLÉCOMMANDE:

##### • Résistances:

R1, R2 = 100 k $\Omega$   
 R3, R4, R5 = 1 M $\Omega$   
 R6 à R9 = 4,75 k $\Omega$ /1%  
 R10, R11 = 10 k $\Omega$   
 R12 = 2,7  $\Omega$   
 R13 = 330  $\Omega$   
 R14, R15 = 75  $\Omega$   
 R16 = 270  $\Omega$   
 R17 = 15  $\Omega$   
 P1 = 25 k $\Omega$  ajustable

##### • Semi-conducteurs:

D1 = BP104 (Siemens, Telefunken)  
 D2, D3 = 1N4148  
 D4, D5, D6 = LD274 (Siemens)  
 IC1, IC2 = LF357DP (Thomson-SGS, National Semiconductor, Siemens, Eurotechnique)  
 T1 = BC547B  
 T2 = BD140  
 T3 = BD139

##### • Condensateurs:

C1 = 10  $\mu$ F/16 V  
 C2 = 1 nF  
 C3 = 100 nF  
 C4, C9 = 4,7  $\mu$ F/16 V tantale  
 C5 à C8 = 330 nF  
 C10 = 470  $\mu$ F/16 V  
 C11 = 100  $\mu$ F/16 V

##### • Divers:

pile compacte 9 V  
 réflecteurs pour les diodes I.R. D4, D5, D6

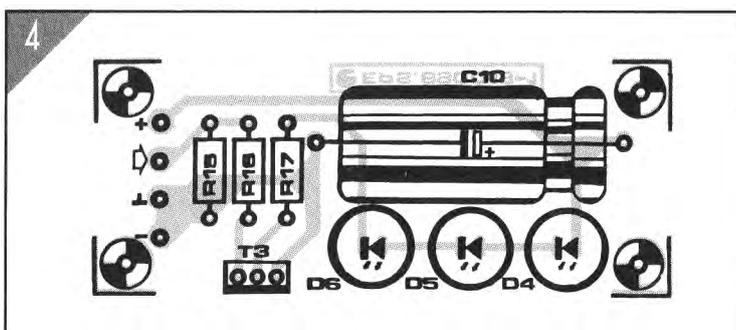


Figure 4 – Une sérigraphie simple comme on n'en fait plus; il s'agit de celle de l'émetteur: un transistor, trois diodes I.R., un condensateur et trois résistances.

débarrasser les signaux amplifiés de leurs parasites secteur (optiques). Comme les trains d'impulsions produits par la plupart des télécommandes ont une fréquence supérieure à cette valeur, le filtre n'a aucune influence sensible sur les signaux « utiles ».

En aval du filtre nous trouvons un comparateur, basé sur l'amplificateur opérationnel IC2, qui a pour fonction de rendre leur forme aux impulsions. IC2 (comme IC1 d'ailleurs) est un amplificateur opérationnel rapide du type LF357. Le signal de sortie de IC2 attaque un étage à transistors, T1 et T2. T2 constitue une source de courant (de plus de 200 mA); ainsi l'impédance terminale du câble coaxial connecté au montage dépend uniquement de la valeur de la résistance R14 et la mise en parallèle de plusieurs récepteurs sur le même câble ne pose pas de problème. En fonction du signal disponible en sortie de IC1, le transistor T1 met en circuit ou non la source de tension. La résistance ajustable P1 permet d'annuler la tension de décalage (offset) des deux amplificateurs opérationnels.

Le positionnement correct de cet ajustable étant primordial pour le bon fonctionnement du montage, nous y reviendrons un peu plus loin. Le montage comporte plusieurs condensateurs de découplage chargés de supprimer les parasites éventuellement véhiculés par la tension d'alimentation. L'alimentation de chacune des composantes de ce montage prend la forme d'un module secteur du commerce capable de fournir un courant de 250 mA sous une tension de 12 V. En raison de la sensibilité aux parasites que présente cette partie du montage, nous déconseillons l'implantation d'une alimentation à l'intérieur du récepteur. L'utilisation d'un module secteur moulé évite d'avoir à s'inquiéter, entre autres, du problème de l'isolation galvanique de la partie primaire du transformateur relié au secteur.

#### ..... L'émetteur

Le schéma de l'émetteur, figure 2b, se résume à un transistor petits signaux T3 du type BD139, à trois LED I.R. dotées de réflecteurs, D4 à D6, à deux résistances et un condensateur. Un seul transistor de commutation suffit en raison du courant important que fournissent les sources côté récepteur. Cette partie du montage peut être alimentée par une pile de 9 V. En effet, elle ne consomme de courant que pendant l'émission d'impulsions I.R., processus bref s'il en est.

#### ..... La réalisation du montage

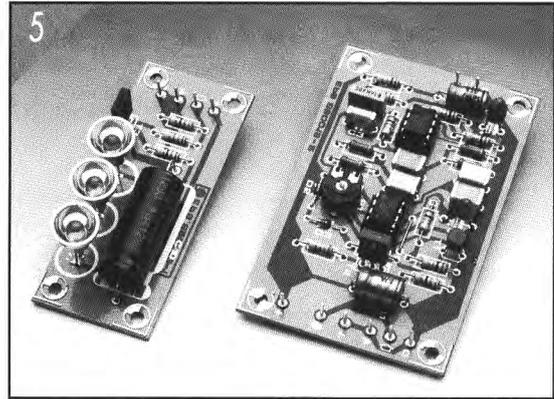
Pour vous faciliter la réalisation de ce montage, nous avons conçu deux dessins de cir-

cuits imprimés, l'un pour le récepteur et l'autre pour l'émetteur. Les figures 3 et 4 représentent la sérigraphie de l'implantation des composants. En raison de la sensibilité du récepteur aux parasites, il est recommandé de le doter d'un blindage de tôle ou mieux encore, de le mettre dans un boîtier métallique doté des orifices pour les embases de l'alimentation et du câble coaxial, ainsi que celui destiné à la diode de réception.

La diode D1 doit être connectée directement au circuit imprimé (ne pas la relier à la platine par l'intermédiaire d'un morceau de fil de câblage). Si l'on prévoit de connecter plusieurs récepteurs à un unique câble coaxial, seul le récepteur situé à l'extrémité de la chaîne devra être doté de la résistance terminale de  $75 \Omega$ . Pour tirer du système le confort d'utilisation optimal, on pourra placer chaque récepteur à une hauteur d'un mètre environ par rapport au sol, à proximité immédiate d'une prise secteur, où sera implanté l'adaptateur secteur. La réalisation de l'émetteur est moins critique. On pourra implanter le circuit imprimé doté de ses composants dans un petit boîtier où, vu les faibles dimensions de la platine, il restera suffisamment de place pour la pile.

On fixera ce boîtier à l'endroit adéquat de sorte que les LED pointent très exactement vers les appareils que l'on veut télécommander. On évi-

**Figure 5 – Les prototypes des deux circuits constitutifs de la rallonge de télécommande I.R.**



tera de placer l'émetteur à une distance trop importante des appareils sous peine d'avoir des problèmes de fiabilité dans la transmission des ordres de commande.

### \*\*\*\*\* L'importance d'un bon réglage

Bien que le montage ne comporte qu'un unique ajustable, son réglage est capital pour le fonctionnement correct de l'ensemble. Il faut savoir qu'un mauvais réglage de cette résistance ajustable peut entraîner un épuisement rapide de la

pile ou un échauffement excessif de la résistance R17 de l'émetteur. Pour effectuer ce réglage, il faudra déconnecter l'émetteur du câble coaxial et appliquer la tension d'alimentation au récepteur. On connecte ensuite un multimètre positionné en tension continue à la sortie du récepteur et on ajuste la position de P1 de sorte qu'en l'absence de signal à l'entrée, la sortie de IC2 vienne juste de basculer vers un niveau logique bas. Si l'on dispose d'un oscilloscope, on pourra s'en servir pour vérifier l'absence d'oscillations ou de signaux parasites en sortie. Le réglage est terminé. On peut ensuite reconnecter l'émetteur : la rallonge de télécommande I.R. est prête à l'emploi.

(suite de l'article de la page 19)

Le prototype a été muni de quatre roulettes en plus. Il est conseillé, cependant, de ne faire rouler l'appareil que sur de petites distances, et sur un sol plat, pour éviter de détériorer les tubes par les vibrations et les chocs.

Comme on le voit, la construction de l'amplificateur de guitare à tubes représente un gros travail mécanique. Le résultat en vaut la peine, il peut se comparer aux productions de fabricants renommés.

### \*\*\*\*\* Réglages et mise en service

Avant d'être soumis à une tension électrique quelconque, l'amplificateur aura subi un contrôle méticuleux du câblage. La vérification sera particulièrement pointilleuse pour l'alimentation et l'étage de puissance, parce que dans ces deux modules les hautes tensions représentent un danger de mort ; une erreur de câblage risque d'entraîner plus que la mort prématurée de quelques composants. De plus, ces deux modules sont câblés sur des barrettes à cosses ; ce mode de construction présente plus de risques d'erreur que le câblage imprimé, il impose une vérification d'autant plus soignée.

Les différents modules seront d'abord testés individuellement. Il est logique de commencer par l'alimentation, qui sera nécessaire pour la suite. Des écarts de tension de 15% ne sont pas anormaux puisque l'alimentation ne sera pas chargée pour les premiers tests.

Lors de la première mise sous tension de l'étage de sortie, il est vital de placer les curseurs des potentiomètres P1 et P2 (réglage de la polarisation de grille) au maximum de tension négative. Une fois que les tubes auront chauffé et que l'interrupteur de *stand-by* sera fermé, on pourra amener progressivement la tension de polarisation à  $-40 \text{ V}$ .

Cette valeur est un compromis pratique entre le minimum de distorsion et le minimum de charge pour les tubes en l'absence de modulation. Comme les courbes caractéristiques varient fortement d'un fabricant à l'autre, il faudra rechercher expérimentalement la polarisation optimale. L'étage de sortie en classe AB fonctionne en classe A pour les petits signaux.

Quand l'amplitude augmente, le point de fonctionnement se décale de plus en plus, jusqu'au fonctionnement en classe B pure. De ce fait, il faut faire des mesures successives avec une puissance croissante.

Le réglage est facilité par un générateur sinusoïdal à l'entrée et un oscilloscope pour l'observation de la tension de sortie. Si la polarisation de grille est trop importante (trop négative), l'étage de sortie introduit des distorsions désagréables. Si la polarisation est insuffisante, le courant de plaque des tubes de sortie augmente jusqu'à la surcharge. Une fois fixé le point de fonctionnement de l'étage de sortie, c'est au tour du hacheur qui alimente les étages d'entrée à transistors. Si la tension de sortie du hacheur est stable aux environs de  $24 \text{ V}$ , on peut y raccorder le préamplificateur et mettre l'ensemble en service.

### \*\*\*\*\* Conclusion

La construction d'un amplificateur de guitare n'est pas un projet à bâcler en un *week-end*. Elle réclame un peu de sueur et un peu d'expérience ; tant mieux si l'électronicien est aussi guitariste.

Le résultat est à la hauteur des efforts fournis : le prototype est en service depuis des années en répétition et sur scène, il suscite l'étonnement des musiciens et des techniciens étrangers à l'orchestre, pas seulement à cause de sa bonne sonorité.

# LES HAUT-PARLEURS ÉLECTROSTATIQUES

## LEUR HISTOIRE ET LEUR GÉOGRAPHIE

**B**eaucoup de gens considèrent encore le haut-parleur électrostatique comme une espèce de paravent mystérieux. Probablement à cause de son apparence inquiétante : la boiserie habituelle manque, la haute tension et des réminiscences de décharges électrostatiques cuisantes, voilà des arguments qui, outre le prix, font hésiter à en introduire chez-soi. Un haut-parleur électrostatique ou ESL, de l'anglais *ElectroStatic Loudspeaker*, (mais entre nous, pourquoi ne pas dire un électrostat ?) est pourtant un reproducteur musical bien simple à fabriquer. Mettre en œuvre un système à électrostat ne requiert pas, la **figure 1** en témoigne, plus de trois éléments :

- un panneau ESL
- un générateur de haute tension
- un transformateur audio à grand rapport élévateur

### La géographie de l'électrostat

Le panneau ESL procède lui-même d'un principe simple. Une feuille conductrice (la membrane) est tendue entre deux grillages conducteurs (les stators). Des entretoises maintiennent la **membrane** à équidistance entre les **stators**. Du point de vue électrique, cet ensemble équivaut à deux condensateurs à air placés en série et dont les électrodes extérieures sont transparentes au son (cf **figure 2**).

C'est entre la membrane et les stators que s'applique la haute tension continue, quelques milliers de volts, produite par le générateur. Le bon fonctionnement de l'élément ESL demande que cette tension reste constante, rôle dévolu à la résistance de valeur élevée **R**. Comme de coutume, la **haute tension** est produite par une cascade de diodes et de condensateurs, placée à la suite d'un transformateur élévateur. De son côté, le signal audio en provenance d'un amplificateur est transmis à la membrane et à chaque stator par l'intermédiaire d'un **transformateur symétrique** à large bande, qui sert en même temps à élever la tension issue de l'amplificateur à des valeurs suffisantes pour la commande de

*Les amateurs de haute-fidélité, en majorité, voient dans les haut-parleurs électrostatiques le summum actuel de la perfection. Malheureusement, leur gamme de prix les rend inaccessibles. Et si on les construisait soi-même ? Ce n'est pas impossible (à quand l'Elektorstat ?), mais avant d'aborder la question, voyons de quoi il s'agit : d'où viennent-ils, comment fonctionnent-ils, de quoi sont-ils constitués, à quoi faut-il s'attendre ?*

l'électrostat. Comme corollaire, il adapte l'impédance élevée et largement capacitive de l'ESL à la basse impédance caractéristique d'une sortie d'amplificateur. Les acteurs sont en place, voyons à présent, sur la **figure 3**, ce qui se produit quand on envoie une tension alternative au transformateur audio. Cette tension crée un déséquilibre entre les stators, rendant l'un plus

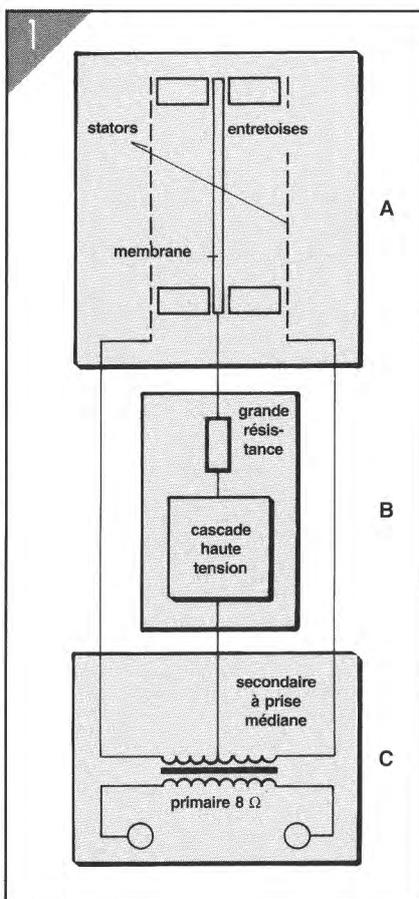
positif, l'autre moins positif. La variation fait que le stator plus positif à un instant donné attire d'avantage la membrane alors que l'autre exerce sur elle une force moins grande. Il n'y a pas de doute, la membrane va se déplacer au rythme de la tension alternative. La différence de pression ainsi engendrée se propage alors au travers des grillages et produit le son audible. La charge électrique constante de la membrane et des stators rend la force **F** exercée sur la membrane indépendante de la distance ( $d_1$  et  $d_2$ ) qui la sépare de chacun des stators. La formule :

$$F = \frac{U \cdot Q}{(d_1 + d_2)}$$

indique que la force exercée sur la membrane ne dépend que de la tension **U** du signal qui a subi la multiplication imposée par le transformateur audio, puisque les autres grandeurs, **Q** et ( $d_1 + d_2$ ) sont des constantes. Grâce à sa construction symétrique, l'électrostat est donc très linéaire et produit peu de distorsion harmonique.

### Comparaison

Examinons les avantages d'un reproducteur ESL à large bande sur le système dynamique conventionnel. Le haut-parleur électrostatique ne requiert pas de séparation en bandes de fréquence contiguës. Il est nécessaire de le faire dans le cas des haut-parleurs à cônes, car un seul d'entre eux ne peut suffire à une restitution convenable de tout le spectre sonore. Une répartition, au moins en deux canaux, est indispensable, avec comme conséquence un inévitable déphasage au beau milieu de la plage. L'électrostat, en revanche, présente une cohérence de phase inébranlable sur toute l'étendue du spectre, ce qui le gratifie d'un naturel hors du commun. Autre avantage de l'électrostat, sa membrane est propulsée sur la totalité de la



**Figure 1 - Le principe de l'électrostat. On peut le ramener à trois parties : l'élément ESL (A), l'alimentation haute tension (B) et le transformateur audio (C).**

surface par le champ électrique, alors qu'un cône n'est mis en mouvement qu'en son centre. Il en découle une plus grande uniformité du mouvement, un contrôle plus serré de la position et un meilleur couplage acoustique de la membrane avec l'air environnant.

D'éventuelles vibrations partielles de la membrane sont inaudibles du fait de ce fort couplage, c'est ce qu'on appelle l'effet de masque. Grâce à sa minceur extrême et à sa légèreté, la membrane représente une masse très faible comparée à tout l'équipage mobile d'un haut-parleur de type dynamique. D'inertie, il n'en est même pas question, ce qui lui confère une réponse remarquable en régime d'impulsions et sur les transitoires.

Ajoutez à cela la faible distorsion déjà évoquée et qui caractérise les éléments symétriques, vous obtenez finalement d'un ESL un rendu musical très transparent et extrêmement détaillé. Tout à la fois capable de remplir l'espace, de sauvegarder la directivité de la source et de maintenir l'homogénéité d'ensemble, le haut-parleur électrostatique à large bande est d'une classe exceptionnelle.

En regard de ces qualités indéniables, l'électrostat présente aussi des faiblesses, naturellement. Comme il faut bien le saisir par quelque part, les éléments de support limitent la liberté de la membrane et son excursion linéaire maximale. La restitution du grave demande dès lors une grande, voire une très grande superficie. Un ESL à large bande capable de reproduire aussi les basses profondes est donc encombrant, par définition. En outre, son rendement n'est pas meilleur que celui d'un système dynamique, souvent même moindre.

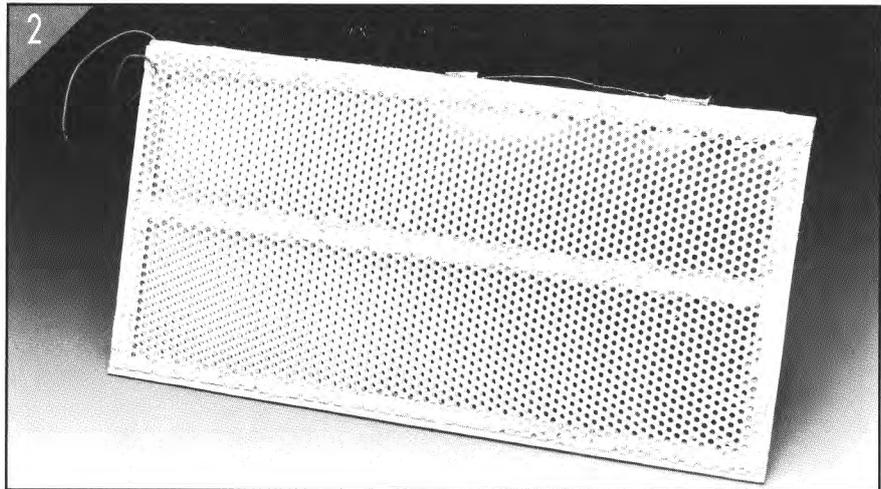


Figure 2 - Photographie d'un élément ESL de fabrication personnelle.

C'est la conséquence de la restriction imposée par le diélectrique, l'air environnant, à l'intensité du champ entre membrane et stators (environ 3 000 V/mm). Autre caractéristique à prendre en considération, c'est le rayonnement en dipôle, puisque les deux faces, de grandes dimensions, produisent le même son à une égale puissance. Positionner ce genre de transducteur peut devenir crique dans certains locaux.

L'addition des deux ondes, qui se produit alors dans l'aigu, détermine, sous certains angles, une sur-amplification et la zone d'écoute favorable en est diminuée d'autant. Cet inconvénient peut, dans une large mesure, s'éliminer par une étude sérieuse des conditions locales. Une fois la parade trouvée, la répartition spatiale des aiguës est comparable à celle des très bons systèmes dynamiques.

.....  
**L'histoire de l'électrostat**

On pourrait croire que le haut-parleur électrostatique est une découverte de l'ère de la haute technologie, parce qu'il ne connaît que depuis peu un large développement. Or l'idée d'utiliser un condensateur pour reproduire des sons est plus que centenaire. En 1881, Amos Dolbear, professeur à l'Université de Tufts aux États-Unis conçut et construisit un téléphone dont le microphone aussi bien que l'écouteur étaient constitués de condensateurs. Ce ne fut pas vraiment un succès commercial, le faible niveau du signal ainsi produit le rendait inapte au transport sur de longues distances.

L'inconvénient s'estompa avec la découverte du tube électronique, puisqu'on disposait alors du moyen d'amplifier le signal. Aux temps héroïques de la T.S.F. dans les années 1920-1930, différents ESL ont vu le jour en Amérique comme en Angleterre, mais aucun n'a rencontré le succès. Il faut dire que les inventeurs d'alors n'avaient à leur disposition que des matériaux comme la fonte pour les stators, la bakélite pour les entretoises et la feuille d'aluminium ou d'étain comme membrane.

Il n'était évidemment pas question à l'époque de feuilles de polyester, légères et résistantes, qui ont nom Mylar ou Hostaphan. Ces précurseurs de l'ESL moderne étaient assez fragiles et sensibles aux perturbations, de plus leur rendement était minime. Manifestement, ils n'eurent plus aucune chance face au haut-parleur électrodynamique « sans pavillon », découvert en 1925 par Rice et Kellogg et perdirent ainsi de leur importance. À la fin des années 40, après qu'on ait découvert les matières plastiques comme le polyester et le nylon, des feuilles minces et solides devinrent disponibles, avec pour résultat un nouvel essor des électrostats. Janszen, un inventeur et fabricant hollando-américain, développa un ESL composé d'éléments adaptés

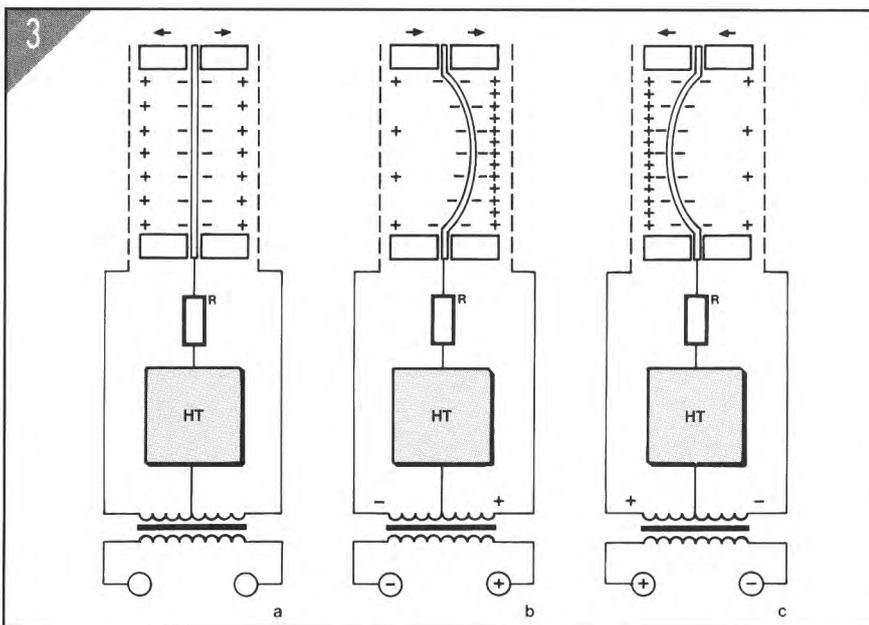


Figure 3 - Que se passe-t-il quand on applique une tension alternative au transformateur audio ?

NOUVEAU

DEMANDEZ LE DEUXIÈME  
NUMÉROHORS-SÉRIE ELEKTOR  
HAUTES-FRÉQUENCESÀ VOTRE MARCHAND  
DE JOURNAUX

50 FF

360 FB

Vous pouvez aussi le commander par correspondance à  
PUBLITRONIC BP 59 • 59850 NIEPPE  
avec le bon de commande encarté dans la revue

Nota bene : le hors-série hautes-fréquences n° 1 paru fin 1994  
est toujours disponible. Vous pouvez le commander  
à l'aide du même bon de commande.

## Aperçu du sommaire :

- Affichage numérique de fréquence pour le récepteur V/UHF du premier numéro hors-série. Utilisable aussi pour toutes les gammes d'ondes courtes fréquentées par les radioamateurs.
- Convertisseur 950-1750 MHz  
Avec antenne discône.  
Permet la réception de signaux en SHF sur le récepteur V/UHF du premier numéro hors-série HF.
- Récepteur VHF 80 à 135 MHz
- Récepteur à conversion directe pour les 20 mètres
- Antenne 144 MHz  
Neuf éléments assemblés selon le principe Yagi-Uda
- Antenne à nappe horizontale 80 m
- Antenne active symétrique
- Antenne active à large bande etc.

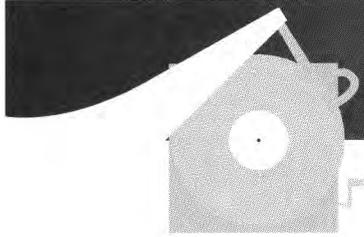

**ELEKTOR**  
l'électronique créative

à différentes gammes de fréquences. Ils présentaient une structure particulière : ils comportaient un cadre en plastique dans lequel était tendue une membrane. Le stator était formé d'un fil de cuivre isolé, bobiné sur les deux faces du cadre au moyen d'une machine spécialement conçue à cette intention. Cette « enrouleuse » de Janszen fonctionnait si bien que d'autres fabricants de haut-parleurs, parmi lesquelles Acoustic Research et Infinity, l'utilisèrent pour l'usinage de leurs produits. Les ESL de Janszen sont encore fabriqués aujourd'hui. Une autre réussite fut l'ESL 55, mis au point par P. Walker (Quad) en 1955.

Il se composait de deux panneaux de graves et d'un panneau d'aigu et ses performances étaient telles qu'il a été considéré internationalement pendant vingt-cinq ans comme une référence en matière de reproduction acoustique. Au cours des années 80, c'est un autre Quad, l'ESL 63 qui lui a volé la vedette, grâce à des caractéristiques de reproduction encore supérieures. Les stators de l'ESL 63 sont divisés en segments concentriques alimentés par une ligne à retard échelonnée. Il jouit ainsi des propriétés d'une source ponctuelle, d'où une excellente directivité spatiale.

Une solution au problème du claquage diélectrique qui limite le champ électrique entre membrane et stators, donc le rendement, a été apportée par la firme canadienne Dayton Wright. Ses électrostats sont insérés dans une enveloppe hermétique transparente au son et gonflée à l'hexafluorure de soufre. Ce gaz présente une rigidité diélectrique beaucoup plus élevée que l'air et autorise ainsi des tensions plus hautes, donc un rendement supérieur. Le système de reproduction comprenait un réglage automatique de la pression interne pour contrebalancer les variations de pression atmosphérique. En 1982, l'inventeur américain J. Strickland développa l'Acoustat. Sa particularité : l'attaque de l'élément à large bande se faisait, sans entremise d'un transformateur élévateur, directement par un amplificateur à tubes incorporé au montage et apte à délivrer quelques milliers de volts. Plus récent encore est le développement aux Pays-Bas des électrostats Audiostatic. Leur membrane est enchâssée dans un cadre en matériau comprimé. L'originalité tient au fait que des tiges métalliques lui servent de stator. Celui-ci est divisé en plusieurs segments, chacun d'eux exerce son influence sur une partie de la membrane et travaille dans une gamme différente du spectre sonore. Les segments du stator sont reliés par des filtres RC, en outre, un transformateur supplémentaire apporte une amplification en dessous de 100 Hz. Ceci leur procure une bande passante très étendue vers l'extrême grave. En outre, Audiostatic propose des caissons de graves conçus spécialement pour la reproduction des deux octaves inférieures.

À côté des ESL à large bande, il y a aussi des électrostats prévus pour la reproduction d'une partie du spectre sonore. On les combine généralement à des haut-parleurs dynamiques qui se chargent des basses. Il n'est pas évident de coupler un haut-parleur conventionnel à un ESL parce que celui-ci est, par nature, un dipôle rayonnant alors que le système à bobine mobile produit, dans les basses fréquences, une onde sphérique. Obtenir dans ces conditions, d'un ensemble hybride, une image sonore homogène n'est pas une sinécure. Au cours des quinze dernières années, pourtant, un certain nombre de systèmes hybrides de qualité particulièrement élevée ont vu le jour, parmi lesquels les Solo Sound à quatre et à huit éléments électrostatiques, l'ESL d'Audio-Art, le Pavane de Metrum Acoustics et l'électrostat hybride de Martin Logan. Leur fréquence de transition se situe entre 200 et 400 Hz. Les haut-parleurs électrostatiques à large bande récents se sont encore enrichis de caractéristiques favorables, un bon rendement, une durée de vie prolongée et un haut degré de fiabilité. Ce sont donc principalement le prix élevé et les grandes dimensions qui ont, jusqu'à présent, éloigné ces merveilleux transducteurs de nos salons.



# SÉLECTEUR DE PAIRES DE TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES

*On peut démarier des betteraves ou un semis, il est aussi possible de marier des transistors complémentaires, sans passer par devant le maire.*

Les amplificateurs de puissance décrits dans ce numéro spécial donnent le meilleur d'eux-même lorsque leurs transistors de commande, qui sont généralement des BD139/BD140, ont des caractéristiques aussi proches que possible. De nombreux amplificateurs ne peuvent que profiter du choix d'une paire de transistors push-pull parfaitement complémentaires.

Le petit circuit de test que nous vous proposons ici permet d'apparier des transistors PNP/NPN en fonction de leur tension base-émetteur. L'électronique du montage est telle qu'une simple inversion de la polarité de la tension d'alimentation permet de passer d'un mode NPN vers un mode PNP (NPN: «+» au collecteur du transistor à tester et «-» au point nodal R2/R4).

Les explications nécessaires à la compréhension du fonctionnement de ce sélecteur ne nous amèneront pas trop loin. Supposons que nous prenions un transistor NPN comme cobaye. Dans ce cas il circule, via les diodes D2 et D3, un courant à travers la source de courant T1/R1 et la résistance R2. Le courant à travers T1 étant fixé à 5 mA, on a, aux bornes de R2, une chute de tension de l'ordre de 1,1 V.

Cette chute de tension sert à commander, via la résistance R3, la mise en conduction du transistor à tester, par l'application d'une tension sur sa base. Ce transistor devenant passant, il naît aux bornes de R4 une chute de tension de quelque 0,4 V. Le courant de collecteur atteint de ce fait un petit 20 mA.

Le galvanomètre M2 permet de lire la valeur exacte de la tension base-émetteur du transistor en cours de test. Lors du test d'un transistor PNP, le courant circule via R2 et les deux autres diodes, D1/D4, par la même source de courant.

On est assuré ainsi que la tension aux bornes de R2 possède bien la même valeur, qu'il s'agisse du test d'un transistor NPN ou PNP, pour autant que ces deux transistors soient bien complé-

mentaires. La seule raison de la présence de la résistance R3 est de permettre, par l'intermédiaire d'un second galvanomètre, M1, une mesure du courant de base du transistor en cours de test.

Cette option supplémentaire permet une sélection des transistors suivant leur gain en courant ( $h_{FE}$ ). Un gain différent entraîne une chute de

tension différente aux bornes de R3. Si cette option ne présente pas d'intérêt pour vous, supprimez tout simplement M1.

Il faudra, pour obtenir, les meilleurs résultats, lire la valeur affichée par M2 immédiatement après l'application de la tension d'alimentation. Il ne faut pas en effet, laisser au transistor le temps de chauffer, vu que chaque degré de température additionnel de la jonction du transistor se traduit par une erreur de mesure de 2 mV.

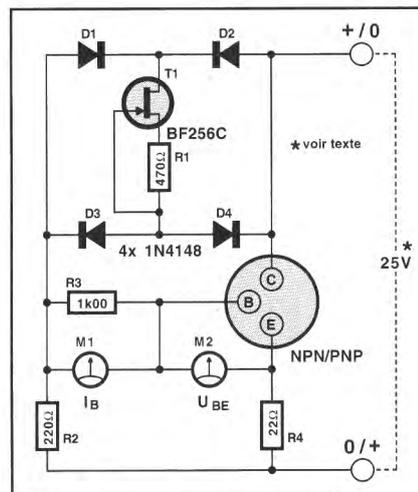
Si on note systématiquement les relevés de tension  $U_{BE}$  d'une petite série de transistors NPN et qu'on procède de la même façon pour un certain nombre de PNP, on aura vite fait de réaliser l'un ou l'autre mariage d'intérêt.

Il nous paraît sage de se limiter à une seule et unique source de transistors. L'expérience nous a appris qu'il existe de très grosses différences entre transistors de même type mais provenant de sources différentes: quelques dizaines de millivolts d'écart en  $U_{BE}$  à courant identique sont loin d'être exceptionnels !

La tension d'alimentation optimale pour le sélecteur de transistors est 30 V. Avec les valeurs du schéma, la consommation de courant se situe aux alentours de 25 mA. Il est prudent, avant d'utiliser ce montage pour des mesures importantes, de vérifier la tension aux bornes de R1, qui devrait valoir de l'ordre de 2,35 V.

En raison des tolérances importantes existant entre les JFET, il peut s'avérer nécessaire d'adapter la valeur de R1 si le courant qui traverse T1 diffère trop de la valeur prévue à l'origine, à savoir 5 mA.

Ah oui, avant que de l'oublier: attention à la technique de connexion des transistors à tester. Pour les paires de transistors du genre BD139/BD140 ou MJE 15030/MJE 15031, on pourra utiliser la moitié d'un support à 6 broches soit encore un morceau de barrette autosécable d'un nombre identique de broches. Cette méthode permet un échange facile des transistors à tester.



## LISTE DES COMPOSANTS DU SÉLECTEUR DE TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES

### • Résistances:

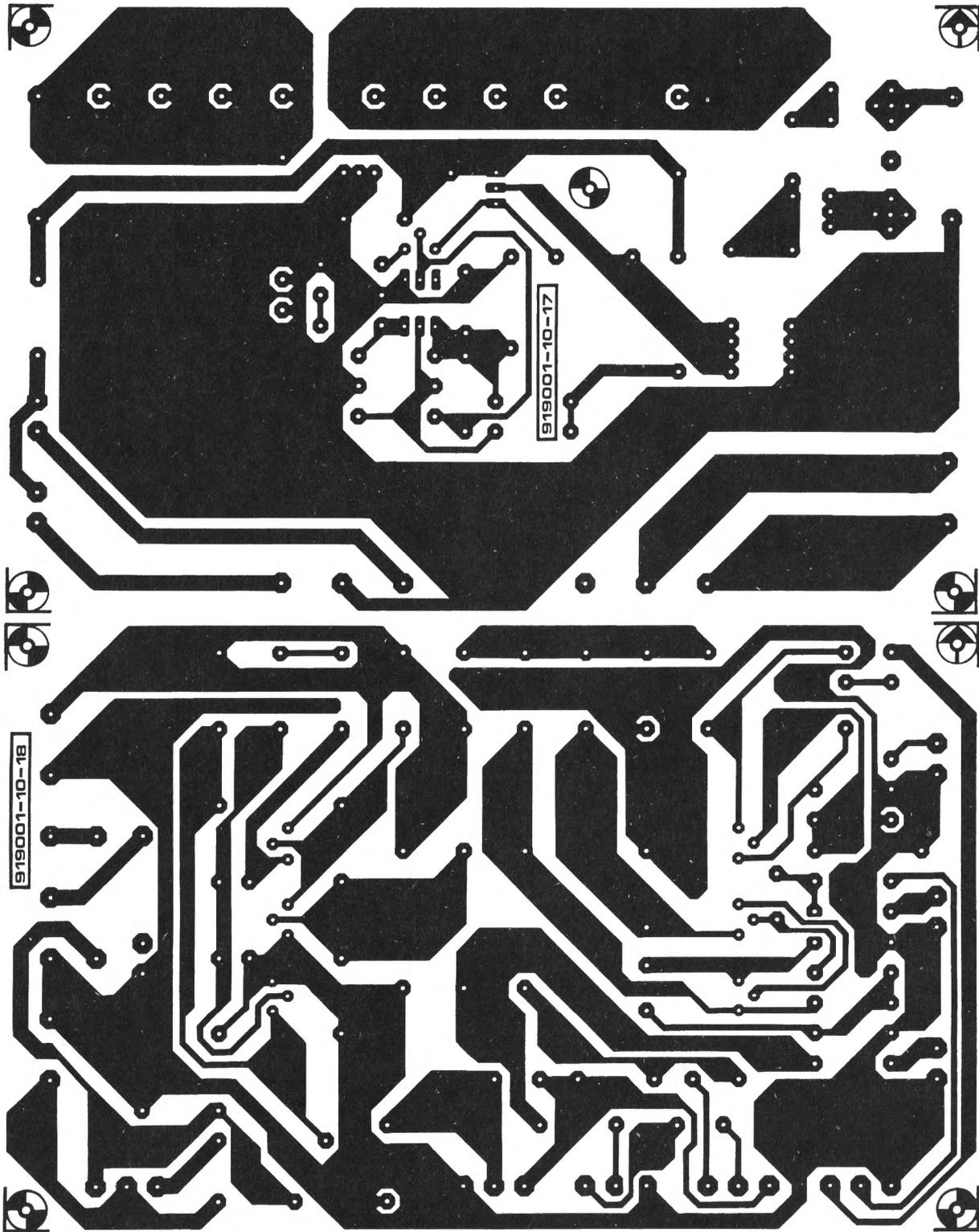
R1 = 470 Ω  
R2 = 220 Ω  
R3 = 1 kΩ  
R4 = 22 Ω

### • Semi-conducteurs:

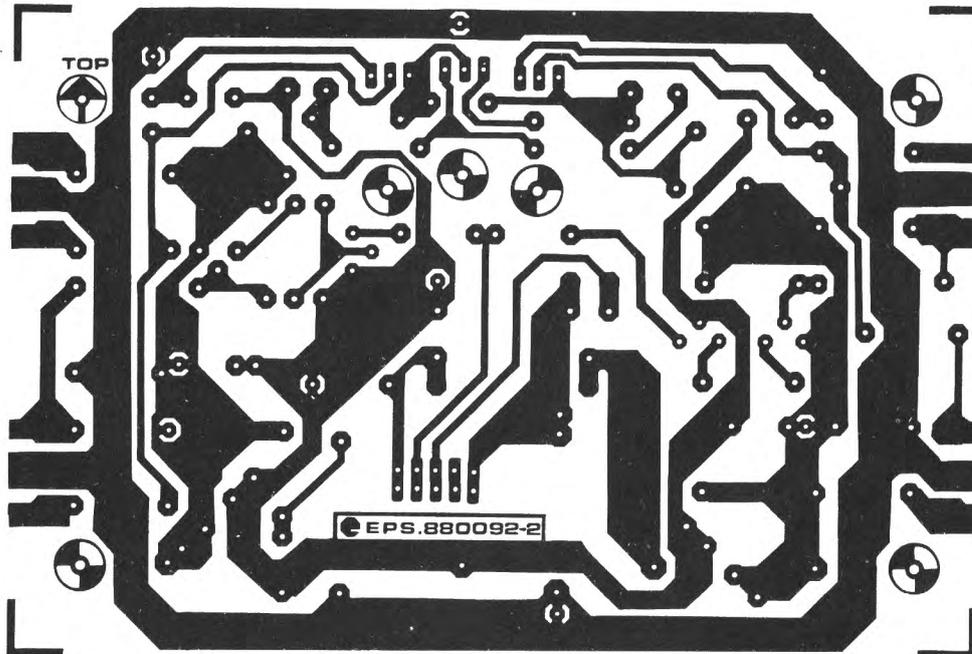
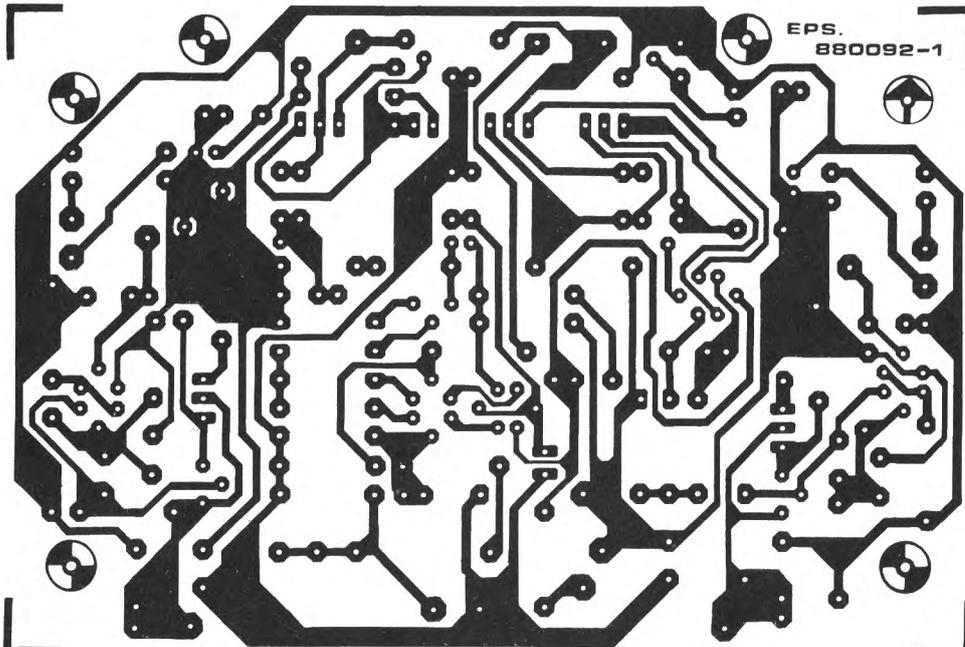
D1, D2, D3, D4 = 1N4148  
T1 = BF256C

### • Divers:

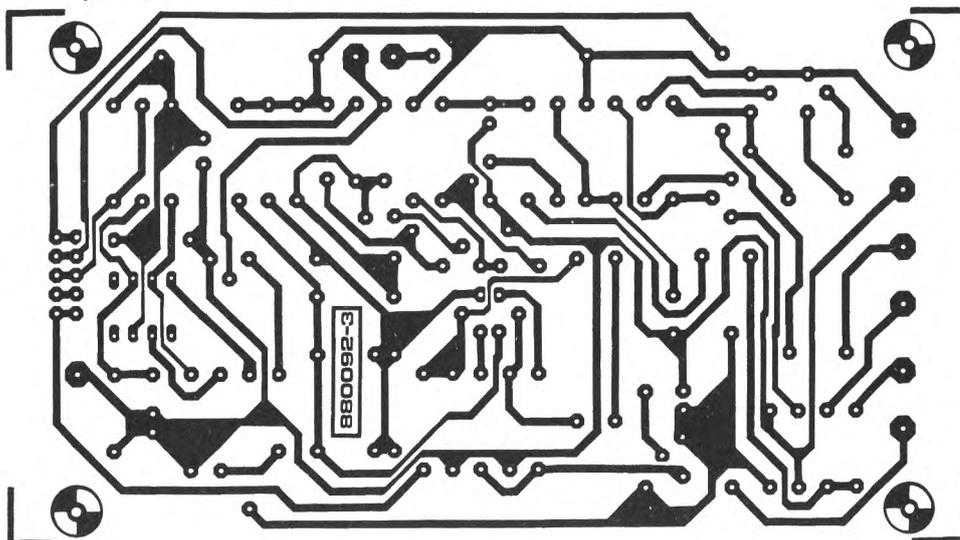
M1, M2 = voltmètre 1 ou 2 V à fond d'échelle  
1 support pour transistors (cf. texte)

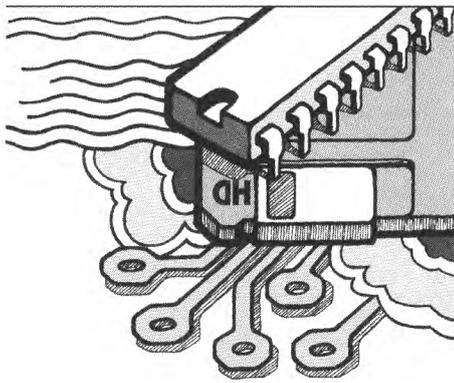


amplificateur de guitare



LFA-50 Optim-A





# PUBLITRONIC SERVICE

Il existe, pour certains schémas parus dans le mensuel ELEKTOR des circuits imprimés de qualité professionnelle, gravés, percés et sérigraphiés. PUBLITRONIC diffuse ces platines ainsi que des Faces-Avant (film plastique) signalées par l'adjonction de la lettre F au numéro de référence. On trouvera ci-après, les références et prix des circuits et faces-avant des derniers numéros d'ELEKTOR. Les prix sont donnés en francs français, TVA incluse. Ajoutez les frais de port (5 FF par circuit jusqu'à 5 pièces, puis forfait de 30 FF à partir du 6<sup>e</sup>). Utilisez le bon en encart, ou passez par Minitel (3615 + Elektor - mot-clé = PU, 1.01F/mn). Pour certains montages, PUBLITRONIC fournit un composant spécifique (EPROM programmée par exemple); celui-ci est mentionné dans la liste ESS. Exception faite de ces composants, PUBLITRONIC ne fournit pas de composants électroniques. Il appartient au client de s'assurer auparavant de la disponibilité de tous les composants nécessaires au montage dont il envisage la réalisation. Certains circuits et logiciels, plus anciens et identifiés à l'aide d'un '\*', sont encore disponibles, mais en quantité limitée. La majorité des logiciels sont fournis par PUBLITRONIC avec leur support : mention «disquette» ou «composant compris» (EPROM, GAL, PAL, ST062 etc). Le tarif indiqué est donc dans ce cas celui du composant et de sa programmation. Lorsqu'il est indiqué «à envoyer», il faut emballer convenablement le composant vierge et l'envoyer à Publitronic qui le programmera (dans le cas d'une 2716 ne pas envoyer de 2716 de chez Texas Instruments).

## 1991

### F154: MARS 1991

• posemètre d'agrandissement multi-points	900041	118,60
analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde	900094-3	53,00
• wattmètre efficace : le convertisseur	910011-1	70,40
• l'affichage	910011-2	45,80
• face avant plastifiée autocollante	910011-F	104,80
• préamplificateur MC haut de gamme	910016	115,20

### F155: AVRIL 1991

SIMCAD	910042	130,20
module thermomètre pour la carte multifonction	900124-3	47,00
logiciel (disquette 5 1/4 comprise)	ESS-1554	84,00
changeur de programme MIDI	900138	73,60
programmation de l'EPROM 2764 (à envoyer)	ESS-5964	75,00
convertisseur pour la bande des 6 mètres	910010	125,80

### F156: MAI 1991

• leurre pour sortie Centronics	910030	48,40
interface de bus universelle pour PC	910046	117,80
digitaliseur N&B pour Archimède	910053	246,00
logiciel sur disquette 3 1/2 comprise	ESS-1594	120,00

### F157: JUIN 1991

phasemètre numérique : face avant plastifiée	910045-F	129,20
carte d'E/S ATF	910029	266,80

### F158: JUILLET/AOÛT 1991

• émulateur de 2764	904099	54,60
• voltmètre numérique	914005	61,80
• pont de Wien à alimentation symétrique	914007	43,60
• relais de sécurité électronique	914008	40,80
• carte d'extension de bus pour PC	914030	130,20
• interrupteur 220 V esclave Version 2.0	914072	70,40
• séparateur de signaux de synchronisation	914077	46,80
• commutateur souris-manche automatique	914078	43,60
• interface téléphonique	914079	46,80

### F159: SEPTEMBRE 1991

horloge en temps réel pour Atari-ST	910006	68,00
limiteur de pertes universel	910071	46,80
générateur de fonctions numérique		
platine principale	910077-1	236,00
face avant plastifiée autocollante	910077-F	115,40

### F160: OCTOBRE 1991

générateur de fonctions numérique		
platine du convertisseur sinusoïdal	910077-3	162,60
platine du formateur rectangle/triangle	910077-4	133,20
télégradateur : C.I. principal + affichage	910098-1/2	161,40
C.I. du récepteur	910098-3/4/5	115,80
LFA-50 'Optim-A' : ampli de tension	880092-1	87,20
ampli de courant	880092-2	79,40
interface de codage temporel pour diaporama		
platine principale	910055	264,20
platine de l'affichage à 6 digits	87291-9a	34,40
face avant plastifiée autocollante	910055-F	94,80
logiciel (disquette 5 1/4 comprise)	ESS-1614	84,00

### F161: NOVEMBRE 1991

LFA-50 'Optim-A' : platine de la protection	880092-3	73,60
platine de l'alimentation auxiliaire	880092-4	75,40
encrypteur/décrypteur audio	910105	112,40

### F162: DÉCEMBRE 1991

module hygromètre		
pour la carte multi-fonction pour PC	900124-2	41,20
carte d'expérimentation pour IBM-PC & compatibles	910049	231,60
fréquence-mètre BF : préampli/alimentation	910149-1	53,80
compteur/afficheur	910149-2	70,60

## 1992

### F163: JANVIER 1992

thermomètre à thermocouple	910081	93,60
interface I2C pour PC	910131-1	156,80
amplificateur de mesure universel:		
platine principale + affichage	910144	146,80
face avant autocollante	910144-F	96,00
alimentation à découpage	920001	49,40
relayeur de signaux MIDI par fibre optique	920014	67,20

### F164: FÉVRIER 1992

commutateur audio/vidéo électronique	910130	127,80
convertisseur A/N-N/A pour I2C	910131-2	68,20
(disquette 5 1/4 comprise)	ESS-1674	84,00
prédiviseur 1,3 GHz	914059	52,80
convertisseur RS-232-A/N	920010	80,00
(disquette 5 1/4 comprise)	ESS-1694	84,00
témoin d'écrêtage	920016	61,00
émulateur de 8751	920019	130,80
EPROM 2764 + disquette 5 1/4 comprises	ESS-6054	180,00
(la disquette n'est pas vendue séparément)		

### F165: MARS 1992

« mini-Z80 », monocarte à Z80	910060	116,60
générateur HF étalon	920003	93,20
module à afficheurs pour le bus I2C	920004	52,40
L/C-mètre:		
platine principale	920012	96,00
face avant autocollante	920012-F	124,40
UNIVOLT, alimentation compact	920021	80,80

### F166: AVRIL 1992

extension de RAM pour « mini-Z80 »	910073	24,00
« booster » pour Centronics	910133	65,40
générateur rectangulaire miniature	910151	56,20
module milli-Ω-mètre pour multimètre:		
platine principale	920020	48,80
face avant autocollante	920020-F	77,00
programmeur de GAL	920030	122,20
3 disquettes 5 1/4 (comprises)	ESS-1704	120,00

### F167: MAI 1992

récepteur FM pour la bande des 2 mètres	910134	113,40
dispatcheur séquentiel de tension secteur	920013	188,20
voltmètre numérique à LCD	920018	52,60

### F168: JUIN 1992

carte à opto-coupleurs	910040	140,20
Ultima, la dernière carte à Z80	920002	220,60
logiciel de commande (disq. 5 1/4 compr.)	ESS-1714	84,00
2 GAL 16V8 (comprises)	ESS-6114	120,00
EPROM 27128 (non comprise) BIOS Z80	ESS-6124	75,00
commutateur automatique pour imprimante	920011	159,40
diapason pour guitare		
circuit imprimé	920033	109,20
face avant autocollante	920033-F	94,80
testeur de lignes RS232	920037	54,00

### F169/170: JUILLET/AOÛT 1992

temporisateur de mise sous tension secteur	924055	69,20
horloge parlante pour I2C (disquette comprise)	ESS-1774	84,00
concept d'alimentation simple	924024	53,60
adaptateurs multi-fonction		
pour connecteurs autodébrutants	924049	69,60
commande de pompe à eau		
pour chauffage à énergie solaire	924007	78,60
antenne télescopique à large bande	924102	35,80
clavier miniature pour Ultima	924027	135,60

inverseur électron. de sens de circulation	924014	75,20
système à µC-80C552	924071	217,80

### F171: septembre 1992

carte à opto-coupleurs	910040	140,20
fréquence-mètre de poche		
circuit imprimé + EPROM ESS 6144	920095	285,00
EPROM 27C256 (comprise)	ESS-6144	109,80
face avant autocollante	920095-F	149,40

### F172: OCTOBRE 1992

DiAV (digital AV)		
circuit imprimé + ESS 6174	920022	371,00
EPROM 2764 (comprise)	ESS-6174	112,60
EPROM 27512, 2 GAL + disquette 3 1/2 compr.	ESS-6184	300,00
« The Audio DAC » alimentation	920063-1	92,20
convertisseur N/A	920063-2	205,60
Thermomètre différentiel	920078	58,80
Gradateur à effleurement	920111	50,80
Impériale à 80C535	924046	153,20

### F173: NOVEMBRE 1992

Émulateur d'EPROM II	910082	109,20
DiAV (digital AV)		
face avant pour l'unité de F.E.	920022-F	107,60
face avant pour la télécommande	920022-F2	187,40
face avant pour l'unité centrale	920022-F3	279,20
« The Audio DAC » circuit imprimé du bus	920063-3	255,20
face avant plastifiée autocollante	920063-F	108,60
Échantillonneur de son pour AMIGA	920074	74,60
Générateur de signal PAL C.I. + ESS 6214	920129	147,80
GAL 20V8 (comprise)	ESS-6214	90,00

### F174: DÉCEMBRE 1992

Adaptateur TTL/RS-232 « Low Power »	920127	34,20
Antenne active large bande	924101	39,60

## 1993

### F175: JANVIER 1993

tampon imprimante 1/4 Mo encartable	920009	296,80
face avant autocollante	920009-F	80,00
EPROM 2764	ESS-6044	75,00
«The Current Amp» platine de l'amplificateur	920135-1	186,80
platine du dispositif de protection	920135-2	76,40
HI-TEC, chargeur CdNi à µP (C.I.** + ESS 7074)	920162	247,00
ST62E15 programmé (compris)	ESS-7074	112,60

### F176: FÉVRIER 1993

monocarte de développement à 80x32	920094	176,60
énergimètre multifonction à 80C535		
(ensemble C.I.** + ESS 6244)	920148	419,80
EPROM 27C256 (comprise)	ESS-6244	112,60
« Jitter - Killer »	920169	141,60
analyseur de torons:		
platine de l'unité centrale	926085	90,60
platine de l'unité esclave	926084	67,60
platine de la matrice de diodes	926079	185,80

### F177: MARS 1993

convertisseur S-VHS/CVBS → RGB	900055	155,40
traceur de courbes de transistors PNP & NPN	920144	93,00
(disquette 3 1/2 comprise)	ESS-1784	84,00
carte à relais et/ou opto-coupleurs pour I2C	930004	93,00

### F178: AVRIL 1993

isolateur galvanique pour interface RS-232	920138	116,40
wattmètre audio	930018	87,00

### F179: MAI 1993

digitaliseur vidéo 24 bits pour PC		
------------------------------------	--	--

ensemble CI + ESS-1834 (disquette 3" 1/2 comprise)	930007 ESS-1834	311,60 120,00
télécommande IR pour monocarte à 8032/8052		
ensemble CI + ESS-1794 logiciel (disquette 5" 1/4 comprise)	920149 ESS-1794	138,40 84,00
sonomètre linéaire	930006	58,20

#### F180: JUIN 1993

onduleur 12V pour tubes TL	920139	48,40
VU-mètre spectral	920151	125,00
comtoise multi-fonction GM	930020	130,00
ST62T10 (compris) horloge	ESS-7084	112,60
ST62T10 (compris) minuterie de C.N.	ESS-7094	112,60
ST62T10 (compris) minuteur de cuisine	ESS-7104	112,60
alim. de labo bi-quadrant		
platine principale	930033	179,80
platine de l'alimentation des modules LCD	920075-1	39,80
face avant autocollante	930033-F	164,00
ext. pour le programmeur de GAL® pour PC930060		36,80
logiciel (IBM-PC) (disquette 5" 1/4 comprise)	ESS-1884	105,00
logiciel (AMIGA) (disquette 3" 1/2 comprise)	ESS-1844	105,00

#### F181/182: JUILLET/AOÛT 1993

circuit imprimé universel pour transformateur	934004	50,80
carte à fusible pour bus I <sup>2</sup> C (ensemble de 4 C.I.)	934016	62,60
décodeur d'affichage universel (EPROM comprise)	ESS-6264	112,60
humidimètre pour plantes		
le capteur	934031	34,80
l'alimentation	934032	31,40
enregistrement à commande vocale	934039	45,80
capacimètre pour accus CdNi	934085	84,60
chargeur rapide pour accus au nickel métal	934098	47,20
platine d'expérimentation pour réalisations à CMS934111		46,20

#### F183: SEPTEMBRE 1993

multimètre numérique pour PC en logique floue		
platine de l'interface	920049-2	219,00
ensemble du C.I. principal + logiciel		
ESS-1724 sur disquette 3 1/2" (comprise)	920049-1	260,60
logiciel (disquette 3 1/2" comprise)	ESS-1724	84,00
émetteur FM de mesure stéréo	920155	192,00
phasemètre BF		
circuit imprimé du phasemètre	930046	145,80
circuit imprimé du module voltmétrique	920018	52,60
sélecteur de modules de port de ROM	930005	254,00
harmonic enhancer	930025	114,40
l'heure atomique pour votre PC		
ensemble de C.I. + ESS-1874	930058	103,20
logiciel (disquette 3 1/2" comprise)	ESS-1874	84,00

#### F184: OCTOBRE 1993

multimètre numérique pour PC en logique floue		
platine de l'interface	920049-2	219,00
ensemble du C.I. principal + logiciel		
ESS-1724 sur disquette 3 1/2" (comprise)	920049-1	260,60
logiciel (disquette 3 1/2" comprise)	ESS-1724	84,00
ampère-heuremètre	930068	117,20

#### F185: NOVEMBRE 1993

tuner VHF/UHF pour câble (2 C.I. + ESS-7144)	930064	481,20
87C51H programmé (compris)	ESS-7144	255,00
mono-carte à 80535 (CI + ESS-6314)	930103	370,60
PROM + GAL 20V8-15 (comprises)	ESS-6314	202,60
préamplificateur-égaliseur I <sup>2</sup> C	930003	61,00
logiciel (disquette 5" 1/4 comprise)	ESS-1864	84,00
afficheur de fréquence universel	930034	104,20
station de soudage pour CMS	930065	79,60

#### F186: DÉCEMBRE 1993

HEXFET-60	930102	100,20
testeur de FETMOS de puissance	930107	254,00
interface sérielle à microcontrôleur	930073	36,80
ST6210 programmé (compris)	ESS-7154	135,00
stella	936073	81,60
pendulette multifonction	930055	73,40
ST62T15 programmé (compris) :		
horloge avec fonction d'alarme	ESS-7114	112,60
minuterie pour chambre noire	ESS-7124	112,60
minuteur de cuisine	ESS-7134	112,60

#### 1994

#### F187: JANVIER 1994

système à trois voies actif	930016	180,40
SIM, un simulateur de 8051	ESS-1934	267,00

chargeur «réflex» à ICS1700	930074	58,00
I <sup>2</sup> C power switch	930091	48,00
hygromètre numérique (C.I. + ESS-6304)	930104	219,00
EPROM 27C64 programmée (comprise)	ESS-6304	112,60

#### F188: FÉVRIER 1994

mini-interface d'E/S logiciel (disq. 5" 1/4 compr.)	ESS-1924	84,00
inhibiteur de copybit (C.I. + ESS-6324)	930098	361,60
MACH110 + GAL 16V8 programmées (comprises)	ESS-6324	330,00
central de répartition Péritel	930122	110,80
testeur de bus I <sup>2</sup> C (C.I. + ESS-6344)	930128	282,80
GAL 6001 programmée (comprise)	ESS-6344	240,00
affichage alphanumérique I <sup>2</sup> C	930044	119,20
logiciel (disquette 5" 1/4 comprise)	ESS-1854	84,00

#### F189: MARS 1994

INTÉGRAL, l'ampli de puissance	936062-1	80,20
programmeur de PIC (C.I. + ESS-7614)	940048	565,00
PIC progr. (compris) + logiciel (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-7614	450,00
télérupteur à commande IR	936066	75,40
moniteur MIDI	930059	108,40
anémomètre & fluxmètre	940017	49,60

#### F190: AVRIL 1994

MONO-CARTE à 68HC11	930123	61,40
régulateur de régime pour perceuse min.	936060	80,20
INTÉGRAL, le préamplificateur	936062-2	206,20
MAJORDOME, le récepteur	940021-1	80,80

#### F191: MAI 1994

sonde différentielle	940018	65,60
réglage de volume à télécommande IR	930099	69,60
MAJORDOME, l'émetteur		
(ensemble C.I. + ESS 1914 + ESS 6374)	940021-2	285,20
EPROM programmée (comprise)	ESS-6374	112,60
logiciel de commande (disquette comprise)	ESS-1914	84,00
diapo-compteur	926043	82,20

#### F192: JUIN 1994

extension pour la mono-carte à 80C535 (ensemble C.I. + ESS 1944)	940025	168,40
logiciel de commande (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-1944	84,00
logiciel applications PC (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-946197	84,00
amplificateur pour casque d'écoute	940016	146,80
prolongateur I <sup>2</sup> C	940057	62,20
consomètre de carburant	940045	51,20
baromètre électr. à indication de tendance	936033	179,80

#### F193/194: JUILLET/AOÛT 1994

détartreur	944011-1	50,20
adaptateur manche de commande vers souris	944040-1	60,60
préampli de classe A en technologie discrète	944063-1	73,60
interface d'E/S Centronics	944067-1	75,40
mono-carte à 80C451	944069-1	127,60
étage de sortie audio robuste	944075-1	82,80
alarme de température excessive pour PC	944076-1	36,40
répétiteur optique pour sonnette de porte	944080-1	52,80
adaptateur SIMM 1 vers 4 Mocketts	944094-1	133,40
platine d'expérimentation pour PIC	944105-1	152,00
émetteur de code RC5 pour la mono-carte à 80C5353 (ensemble C.I. + ESS 946199-1)	944106-C	110,20
logiciel de commande (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-946199-1	84,00
interfaçage d'une EEPROM X2404 au 8751		
logiciel de commande (disq. 5" 1/4 compr.)	ESS-1894	84,00

#### F195: SEPTEMBRE 1994

affichage de fréquence numérique	920161-1	98,60
voltmètre RMS vrai		
circuit imprimé	930108-1	95,80
face avant plastifiée autocollante	930108-F	134,20
pédale d'expression MIDI (C.I. + ESS 946635-1)	940019-1	228,80
EPROM 27C64 programmée (comprise)	ESS-946635-1	117,00
RS485, interface sérielle rapide	940035-1	54,40
effaceur d'EPROM intelligent	940058-1	76,40
tachymètre auto	940068-1	46,00
assembleur/simulateur µPIC (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-946196-1	84,00

#### F196: OCTOBRE 1994

interrupteur acoustique	936052	93,80
indicateur de potentiel statique	940033-1	48,80
fréquencemètre 4 chiffres 1/2	940051-1	76,60
The Car-AMP, l'amplificateur	940078-1	119,20
moniteur d'alimentation de PC	940087-1	101,20

#### F197: NOVEMBRE 1994

veilleur de nuit	936054	80,40
silicon-disk	940085-C	406,60
EPROM 27256 programmée (comprise)	ESS-946641-1	201,00
chargeur de batterie de moto	940083-1	61,20

platine d'expérimentation pour ispLSI 1016	940093-C	183,60
exemple d'application (disq. 3" 1/2 compr.)	ESS-946204-1	84,00
loupe pour lignes d'image TV	940065-C	224,80
PIC 16C54 programmé (compris)	ESS-946643-1	174,00

#### F198: DÉCEMBRE 1994

convertisseur parallèle - sérielle	930134-1	109,60
The Car-AMP, le convertisseur	940078-2	259,00
alimentation pour transceiver	940054-1	77,80

#### 1995

#### F199: JANVIER 1995

convertisseur sinus triphasé	940077-C	450,40
GAL 16V8 programmée (comprise)	ESS-946640-1	105,00
EPROM 27C128 programmée (comprise)	ESS-946640-2	135,00
mini-capacimètre	940091-1	84,40
caviste	940098-1	92,20
mini-audio-DAC	940099-1	125,20
carte de diagnostic P.O.S.T.	950008-C	250,00
GAL 20V8 programmée (comprise)	ESS-946639-1	93,00
GAL 20V10 programmée (comprise)	ESS-946639-2	111,00

#### F200: FÉVRIER 1995

pendule murale à LED	930024-1	319,00
central de commutation MIDI	930101-1	128,00
SLIC, EEPROM à auto-chargeement	940116-1	70,80
décodeur SURROUND	950012-1	159,40
distorsiomètre d'harmoniques	936024X	54,00

#### F201: MARS 1995

testeur de télécommande IR	940084-1	55,80
régulateur de régime pour moteurs asynchrones	940095-1	64,60
loupe pour microcontrôleur (CI + ESS-946203-1)	940117-C	127,40
disquette 3" 1/2 (comprise)	ESS-946203-1	99,00

#### TÉLÉSWITCH, télécommutateur à base de PIC

ensemble CI + ESS-946642-1	950010-C	189,00
PIC programmé (compris)	ESS-956501-1	112,60

#### générateur de fonctions numériques à DSP

ensemble CI + ESS-956001-1 + ESS-956501-1	950014-C	418,00
disquette 3" 1/2 (comprise)	ESS-956001-1	157,60
EPROM programmée (comprise)	ESS-956501-1	112,60
Paperware (manuel sur papier)	950014-P	60,00
étage de puissance « auto »	950024-1	82,00

#### F202: AVRIL 1995

MINI-PREAMP	930106-1	228,60
gradateur à télécommande IR	940109-1	83,20
carte pilote pour moteur pas à pas		
ensemble CI + ESS-956004-2 + ESS-956503-1	950038-C	411,40
disquette 3" 1/2 (comprise)	ESS-956004-2	30,00
8751 programmé (compris)	ESS-956503-1	285,00
testeur de polarité audio	950040-1	44,20

#### F203: MAI 1995

limiteur de bruit dynamique	936064	87,60
TELLURIX	940055	35,20
analyseur MIDI (CI + ESS-956507-1)	940020-C	278,00
27256 programmée (comprise)	ESS-956507-1	135,00
programmeur FLASH (CI + ESS-946644-1)	950003-C	215,20
27C64 programmée (comprise)	ESS-946644-1	117,00
générateur de sinus Centronics (CI + ESS-956005-1)	950004-C	278,00
disquette 3" 1/2 (comprise)	ESS-956005-1	99,00
testeur de capacité de cellules CdNi (CI + ESS-956506-1)	950051-C	203,80
ST62T15 programmé (compris)	ESS-956506-1	147,00

#### F204: JUIN 1995

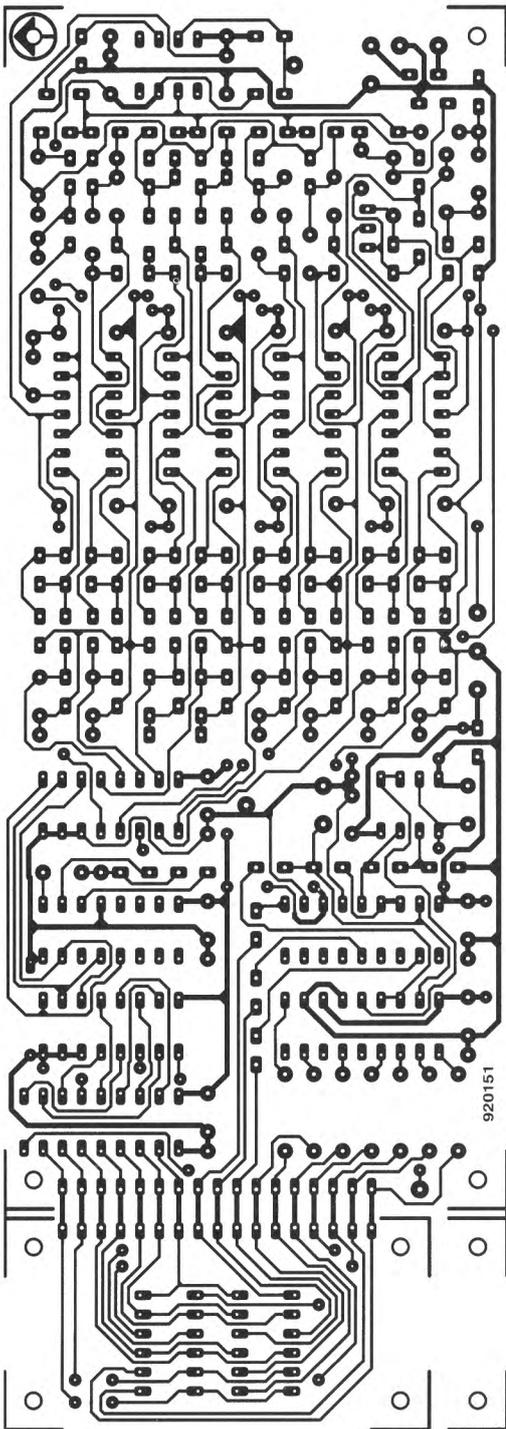
ampli d'exercice pour guitare électrique	926113	166,20
ampli de répartition VGA	950017-1	81,80
générateur de fonctions universel	950068-1	239,80
face avant plastifiée auto-collante	950068-F	144,20
recharge de piles alcalines	950065-1	53,80

#### F205/206: JUILLET/AOÛT 1995

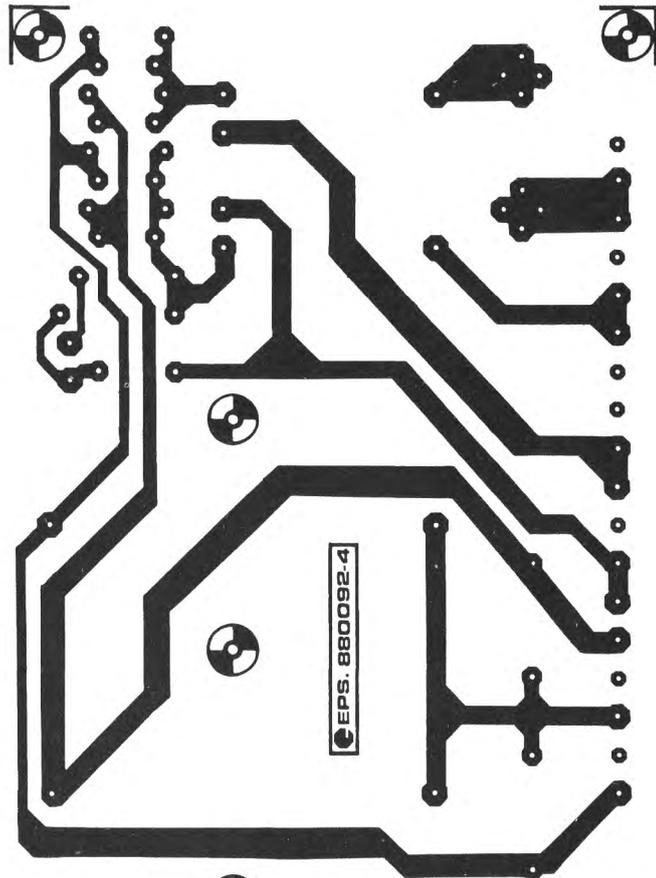
chargeur de batterie de moto	940083-1	61,20
interface PC-fax bidirectionnelle	954033-1	95,40
carte d'entrée/sortie élémentaire	954074-1	92,60
détartreur pour eaux calcaires	954080-1	45,60
tête de sonde active universelle	954093-1	64,40
potentiomètre actif	954099-1	76,40

#### F207: SEPTEMBRE 1995

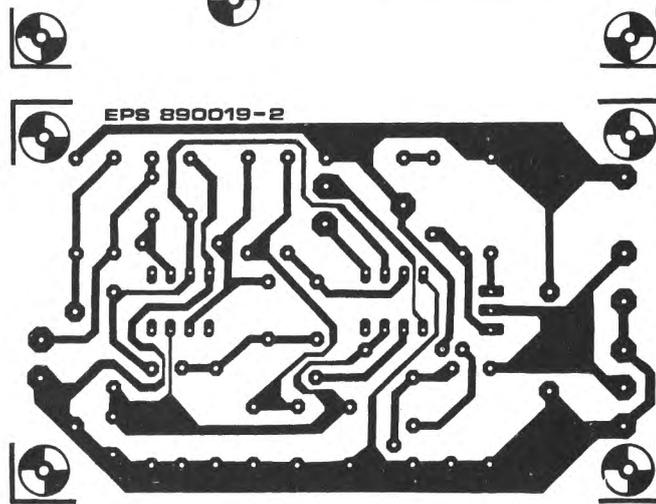
« NONANTE »	930102	100,20
petit génie HF	950023-1	60,00
automate pour volets & stores roulants	950035-1	78,60
source de lumière constante	950050-1	38,60
carte-abri pour dé(s) de protection	950069-1	102,40
GAL 20V8 programmée (comprise)	ESS-956511-1	81,00
GAL 22V10 programmée (comprise)	ESS-956512-1	96,00
chargeur rapide universel (C.I. + ESS 956509-1)	950076-C	183,40
ST62T20 programmé (compris)</		



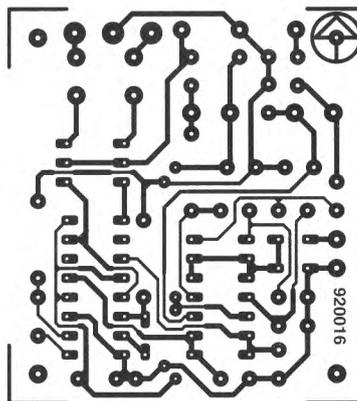
VU-mètre spectral à LED



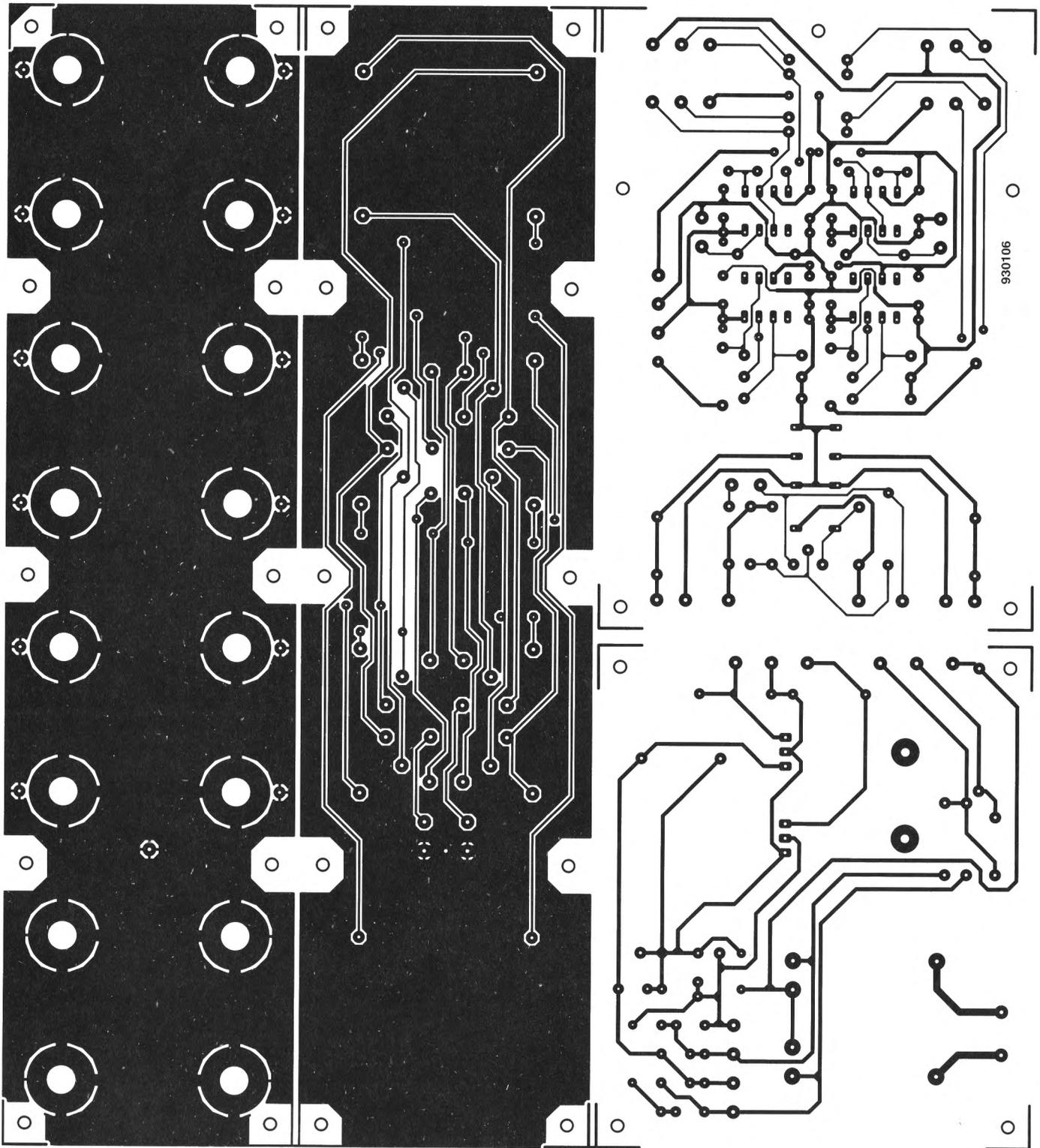
LFA-50 Optim-A



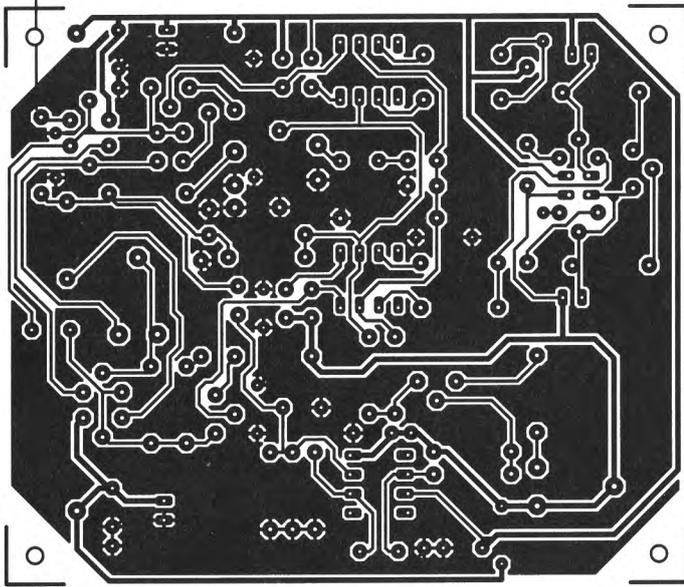
rallonge de télécommande



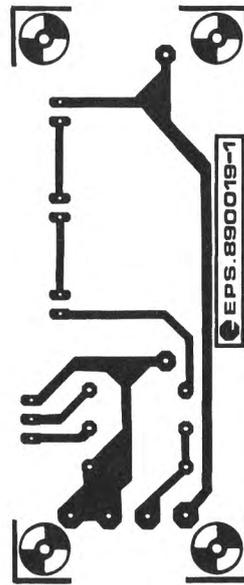
témoin d'écrêtage



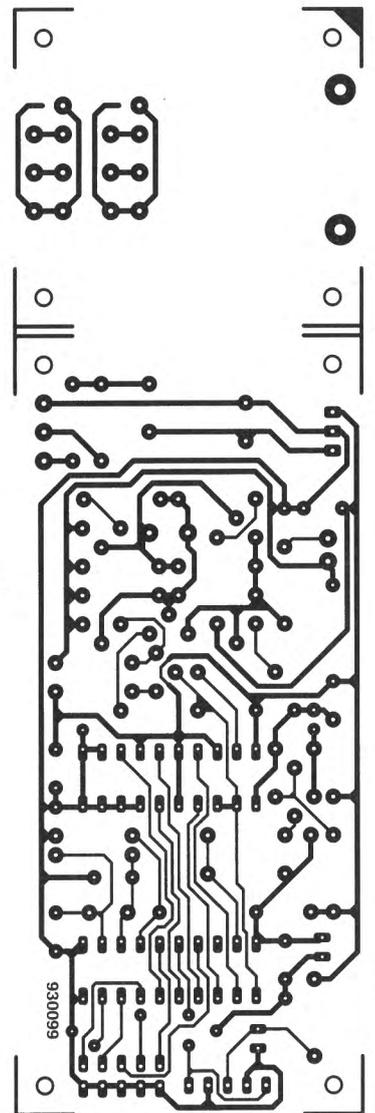
le mini-preamp



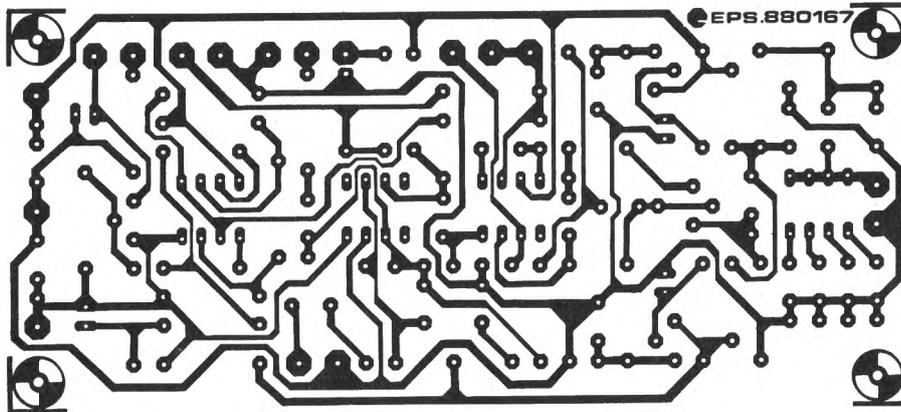
*préamplificateur de classe A en technologie discrète*



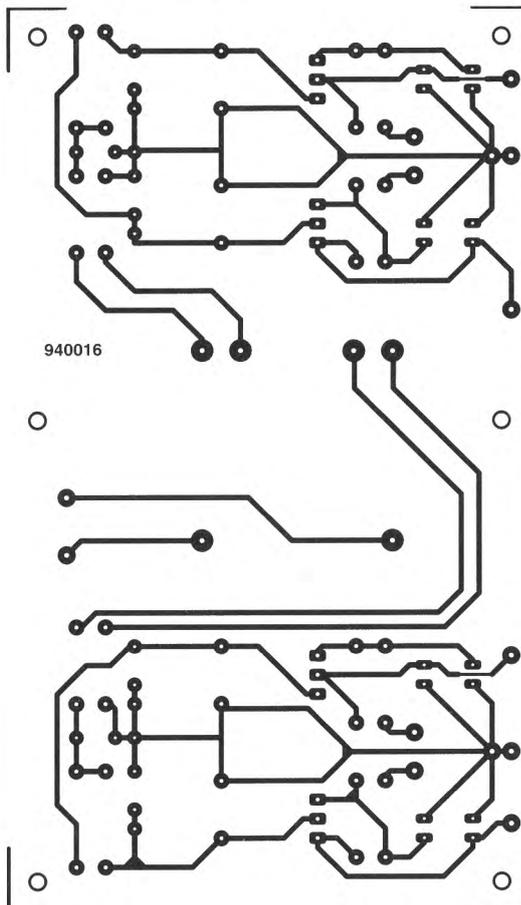
*rallonge de télécommande*



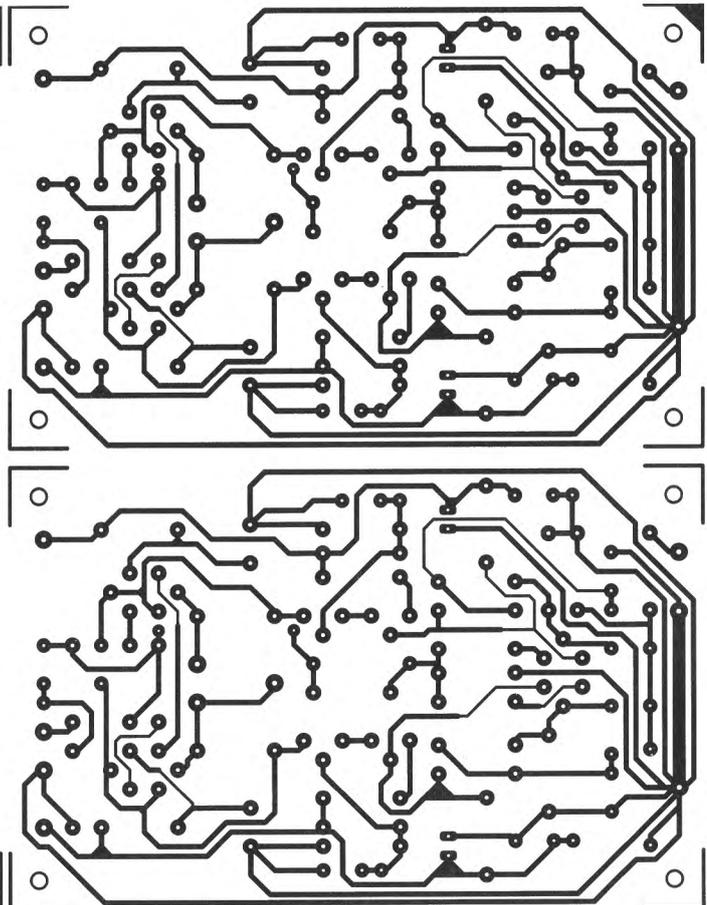
*réglage de volume*



*générateur d'harmoniques*



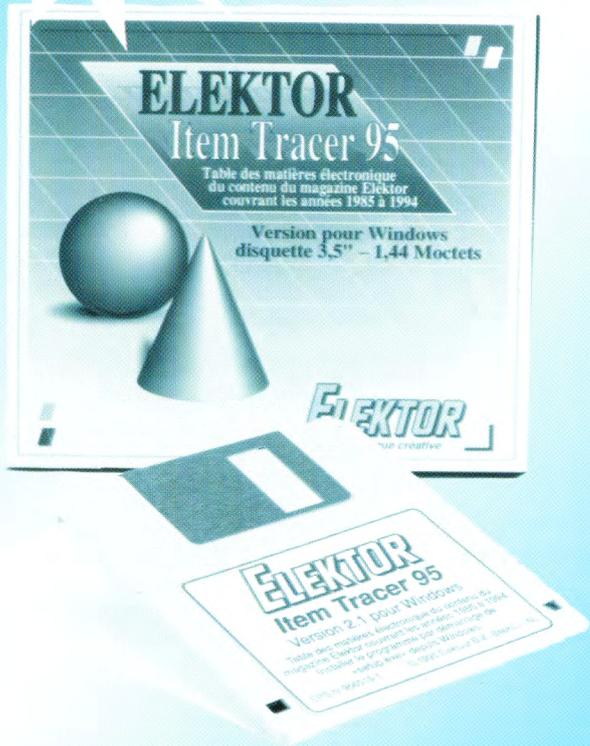
*amplificateur Hi-Fi pour casque d'écoute*



# NOUVEAU

## ELEKTOR Item Tracer 95

La Table des Matières Électronique d'ELEKTOR



OFFRE SPÉCIALE RÉSERVÉE AUX PARTICULIERS

# SCALP en kit !



Nous avons rassemblé pour vous, en un kit complet, tous les composants requis pour réaliser la carte SCALP décrite dans le livre

## AUTOMATES PROGRAMMABLES EN BASIC AVEC LE 8052 ET LE SCALP D'ELEKTOR

Dans ce kit, nous vous offrons une disquette avec l'un des meilleurs assembleurs du marché, lequel vous permettra d'exploiter efficacement la passerelle entre BASIC et ASSEMBLEUR du 8052



Pour obtenir le kit et la disquette, il suffit de retourner ce bon, une fois rempli, sous enveloppe affranchie, en l'adressant à PUBLITRONIC BP 59 59850 NIEPPE accompagné du montant de votre commande

Port & emballage : Ajoutez le forfait selon les articles désirés. Le forfait maximum est de 30 FF. **PORT GRATUIT à partir de 300 FF.**

## BON DE COMMANDE

Regroupez ici l'ensemble de votre commande

PORT - Circuits : 5 FF par circuit jusqu'à 5 pièces, puis forfait 30 FF à partir du 6<sup>ème</sup> ou 30 FF pour un livre seul ou avec circuit, ou K7 vidéo.

Nouveautés

	quantité	prix unitaire	prix total	
AMPLIFICATEURS HI-FI HAUT DE GAMME	<input type="checkbox"/>	229 FF	.....	FF
MULTIMÉDIA ? PAS DE PANIQUE !	<input type="checkbox"/>	169 FF	.....	FF
LE MANUEL DU BUS I2C	<input type="checkbox"/>	259 FF	.....	FF
LE MANUEL DES MICROCONTRÔLEURS	<input type="checkbox"/>	229 FF	.....	FF
Alarme ? Pas de panique !	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Environnement et pollution	<input type="checkbox"/>	159 FF	.....	FF
Automates programmables en BASIC	<input type="checkbox"/>	249 FF	.....	FF
Amplis à tubes pour guitare et Hi-Fi	<input type="checkbox"/>	229 FF	.....	FF
J'exploite les interfaces de mon PC	<input type="checkbox"/>	155 FF	.....	FF
Éclairage halogène	<input type="checkbox"/>	99 FF	.....	FF
Thyristors & triacs	<input type="checkbox"/>	199 FF	.....	FF
Votre PC à la carte	<input type="checkbox"/>	259 FF	.....	FF
Le manuel des GAL	<input type="checkbox"/>	275 FF	.....	FF
L'art de l'amplificateur opérationnel	<input type="checkbox"/>	155 FF	.....	FF
Logique floue & régulation PID	<input type="checkbox"/>	188 FF	.....	FF
Microcontrôleurs PIC à structure RISC	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Apprenez la conception des montages	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Apprenez la mesure des circuits analogiques	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Apprenez à utiliser le microcontrôleur 8051	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Électronique et programmation pour débutants	<input type="checkbox"/>	95 FF	.....	FF
Le cours technique	<input type="checkbox"/>	69 FF	.....	FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 1	<input type="checkbox"/>	159 FF	.....	FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 2	<input type="checkbox"/>	159 FF	.....	FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 3	<input type="checkbox"/>	159 FF	.....	FF
Guide des circuits intégrés	<input type="checkbox"/>	169 FF	.....	FF
300 Circuits	<input type="checkbox"/>	119 FF	.....	FF
301 Circuits	<input type="checkbox"/>	119 FF	.....	FF
302 Circuits	<input type="checkbox"/>	129 FF	.....	FF

circuits et logiciels

	quantité	prix unitaire	prix total	
303 Circuits	<input type="checkbox"/>	163 FF	.....	FF
304 Circuits	<input type="checkbox"/>	169 FF	.....	FF
Créations électroniques	<input type="checkbox"/>	119 FF	.....	FF
Guide des applications vol. 1	<input type="checkbox"/>	198 FF	.....	FF
Guide des applications vol. 2	<input type="checkbox"/>	199 FF	.....	FF
Cassette Vidéo : RéSi & Transi	<input type="checkbox"/>	SECAM	<input type="checkbox"/>	PAL
La conquête de l'électronique	<input type="checkbox"/>	167 FF	.....	FF
ELEKTOR HORS-SÉRIE Hautes Fréquences HF-1	<input type="checkbox"/>	50 FF	.....	FF
ELEKTOR HORS-SÉRIE Hautes Fréquences HF-2	<input type="checkbox"/>	50 FF	.....	FF
ITEM TRACER (abonnés)	<input type="checkbox"/>	99 FF	.....	FF
ITEM TRACER (non-abonnés)	<input type="checkbox"/>	125 FF	.....	FF
générateur d'harmoniques EPS 880167	<input type="checkbox"/>	64,80 FF	.....	FF
rallonge de télécommande EPS 890019-1	<input type="checkbox"/>	41 FF	.....	FF
rallonge de télécommande EPS 890019-2	<input type="checkbox"/>	48,20 FF	.....	FF
LFA EPS 880092-1	<input type="checkbox"/>	87,20 FF	.....	FF
LFA EPS 880092-2	<input type="checkbox"/>	79,40 FF	.....	FF
LFA EPS 880092-3	<input type="checkbox"/>	73,60 FF	.....	FF
LFA EPS 880092-4	<input type="checkbox"/>	75,40 FF	.....	FF
témoin d'écrêtage EPS 920016	<input type="checkbox"/>	61 FF	.....	FF
réglage de volume EPS 930099	<input type="checkbox"/>	69,60 FF	.....	FF
ampli pour casque EPS 940016	<input type="checkbox"/>	146,80 FF	.....	FF
préampli classe A EPS 944063-1	<input type="checkbox"/>	73,60 FF	.....	FF
mini-préamp EPS 930106	<input type="checkbox"/>	228,60 FF	.....	FF
VU-mètre EPS 920151	<input type="checkbox"/>	125 FF	.....	FF
.....	<input type="checkbox"/>	..... FF	.....	FF
.....	<input type="checkbox"/>	..... FF	.....	FF

# PUBLITRONIC

Total à reporter ..... FF

PORT (GRATUIT POUR UN MONTANT DE 300 FF OU PLUS) ..... FF

TOTAL ..... FF

REPORT ..... FF

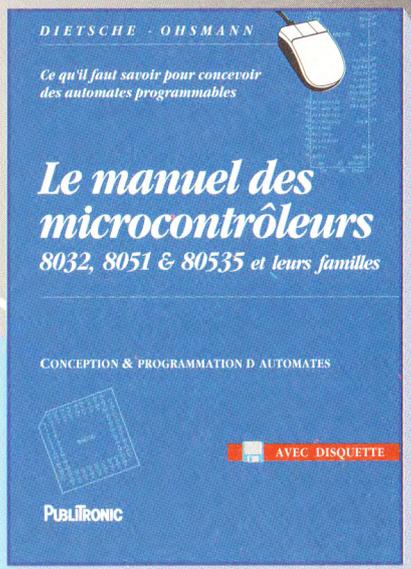
TOTAL À PAYER ..... FF

COMMANDEZ AUSSI PAR MINITEL 3615 + ELEKTOR (1,01 F/min)



# LA MAÎTRISE DES OUTILS

Trois nouveaux livres de la bibliothèque Publitrónica



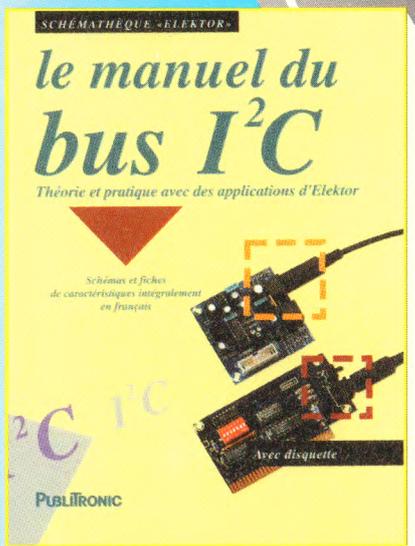
## LE MANUEL DES MICROCONTRÔLEURS 8032, 8051 & 80535 ET LEURS FAMILLES

CONCEPTION & PROGRAMMATION D' AUTOMATES

Conçu comme un support d'apprentissage autour du moniteur EMON 52 non seulement pour programmer des automates, mais aussi pour concevoir des cartes à microcontrôleurs entièrement autonomes, ceci est un livre à lire devant le clavier du PC, le fer à souder à la main.

272 pages - couverture cartonnée  
avec disquette 3,5 pouces  
229 FF + port

Avec une offre spéciale (jusqu'à 35 % de réduction) sur le prix de certains logiciels associés à ce livre.



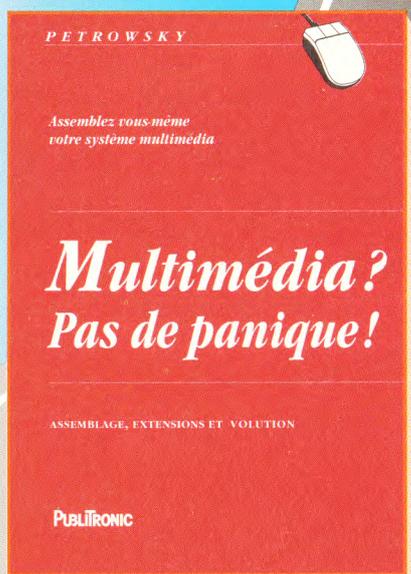
## LE MANUEL DU BUS I²C

THÉORIE ET PRATIQUE AVEC DES APPLICATIONS D'ELEKTOR  
SCHÉMAS ET FICHES DE CARACTÉRISTIQUES EN FRANÇAIS

Voici votre ticket pour le bus I²C. Ne le ratez pas !

344 pages - 259 FF + port  
sous couverture cartonnée

Avec disquette 3,5 pouces  
(3 logiciels ESS GRATUITS)



## MULTIMÉDIA ? PAS DE PANIQUE

ASSEMBLAGE, EXTENSIONS ET ÉVOLUTION

264 pages - 169 FF

Avec ce livre, assemblez vous-même votre PC-MULTIMÉDIA à la carte

Demandez ces livres à votre libraire ou à votre revendeur de composants ou commandez-les chez PUBLITRONIC BP59 • 59850 NIEPPE soit par MINITEL (3615 code Elektor - 1,01 FF/minute), soit avec le bon de commande encarté à la fin de cette revue.

# LES OUTILS DE LA MAÎTRISE

PUBLITRONIC

# 200 watts en classe A



Schémathèque «elektor»

## Amplificateurs Hi-fi haut de gamme

Les meilleurs circuits audio d'Elektor



Ceci est le plan d'assemblage du FFA200, un amplificateur de puissance de 200 W en classe A. Il est non seulement sur la couverture du livre ci-contre, mais il y est décrit dans le moindre détail.

Entre autres...

256 pages sous couverture cartonnée  
229 FF + port

**PUBLITRONIC**