

Retrouvez
le cahier audio
Led



PRÉAMPLIFICATEUR AVEC ENTRÉE RIAA

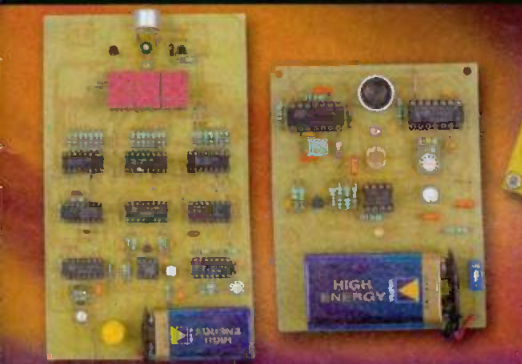
Les triodes ECC82/ECC83



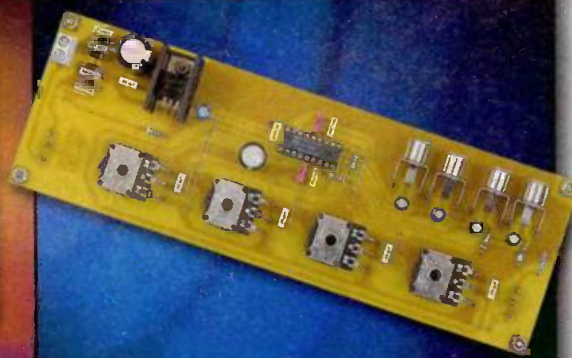
Oscilloscope USB

DÉCOUVREZ AUSSI :

- ▷ Un hygro thermomètre
- ▷ Une alarme pour remorque



Télémétrie expérimentale



Préampli correcteur

FRANCE : 4,50 € • DOM Avion : 5,70 €
BEL : 5,20 € • CH : 8,50 FS
CAN : 5,95 \$ CAN • ESP : 4,60 €
GR : 4,60 € • TUN : 4700 TNM
MAR : 50 DH • PORT CONT : 4,60 €
DOM SURF : 4,60 €

T 02437 - 305 - F : 4,50 €



ELECTRONIQUE PRATIQUE

Sommaire N° 305

4 Infos/Nouveautés

Initiation

- 8 Internet pratique
- 10 Jeux de bascules

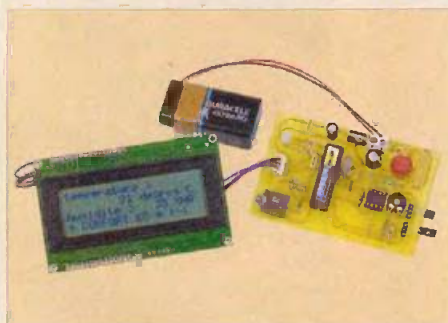
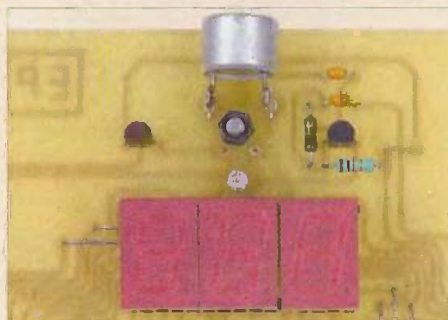
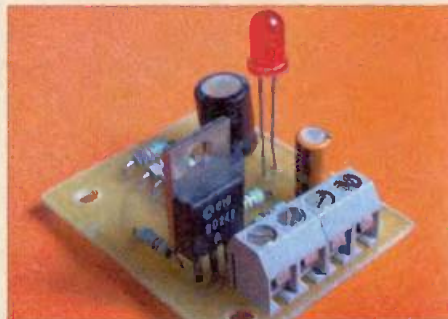
Réalisez vous-même

Micro/Robot/Domotique

- 14 Télémétrie expérimentale
- 22 Hygro-thermomètre
- 26 Oscilloscope USB
- 32 Transformez votre clavier de PC
- 36 Alarme pour remorque

Audio

- 40 Préamplificateur correcteur avec TDA 1524 A
- 50 Et si on parlait tubes (cours n° 24)
- 58 Préamplificateur à tubes ECC82/ECC83
avec entrées pour vinyles
- 70 Amplificateur stéréophonique de 2 x 60 W_{eff}
avec TDA 7293



Fondateur : Jean-Pierre VENTILLARD - TRANSOCEANIC S.A.S. au capital de 574 000 € - 3, boulevard Ney, 75018 PARIS Tél. : 01.44.65.80.80 - Fax : 01.44.65.80.90

Internet : <http://www.electroniquepratique.com> - Président : Patrick VERCHER - Directeur de la publication : Patrick VERCHER - Rédacteur en chef : Bernard DUVAL

Secrétaire de rédaction : Annie LECOMTE - Mise en page : Didier BELLANGER - Couverture : Dominique DUMAS - Illustrations : Alain BOUTEVEILLE SANDERS, P. MERCIER

Photos : Isabelle GARRIGOU - Avec la participation de : R. Bassi, H. Cadinot, R. Cariou, G. Isabel, R. Knoerr, P. Monn, P. Oguic, G. Samblancat

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01.64.66.16.39 - PUBLICITÉ : 3, boulevard Ney - 75018 Paris Tél. : 01.44.65.80.80 Fax : 01.44.65.80.90 E Mail : pubep@fr.oleane.com

ABONNEMENTS : 18-24, quai de la Marne - 75019 Paris - Tél. : 01.44.84.85.16 - Fax : 01.42.00.56.92. - Préciser sur l'enveloppe «SERVICE ABONNEMENTS»

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à Electronique Pratique aux USA ou au Canada, - communiquez avec Express Mag : USA : P.O.Box 2769, Plattsburgh, N.Y. 12901-

0239 - CANADA : 8155 rue Larrey, Anjou (QC) H1J2L5 - Téléphone : (514) 355-3333 - Sans frais : 1 800 363-1310 - Fax : (514) 355-3332. - Courriel : expsmag@expressmag.com

Internet : www.expressmag.com - Le tarif d'abonnement annuel pour les USA et le Canada est de 54 €

I.S.S.N. 0243 4911 - N° Commission paritaire : 0909 T 85322 - Distribution : Transport Presse - Imprimé en France/Printed in France

Imprimerie : ACTIS MAULDE & RENOUE 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL MAI 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

LE PROCHAIN NUMÉRO D'ÉLECTRONIQUE PRATIQUE SERA EN KIOSQUE LE 6 JUIN 2006

Le robot chasseur de poule



Le marché de la robotique se positionne aujourd'hui au même niveau que l'informatique dans les années 80. À cause d'un réel manque de produits performants spécifiquement dédiés à la robotique, nombre de personnes fabriquent elles même, chez elles, le robot correspondant à leurs attentes.

POB-TECHNOLOGY se propose de leur apporter une solution !

Aujourd'hui POB lance un **concept de robot modulaire ludo-éducatif**

basé sur un ensemble de cartes électroniques et d'éléments mécaniques, accompagnés d'une suite logicielle. Ces derniers représentent les **briques essentielles de la robotique** et permettent d'obtenir rapidement un robot **low-cost et performant**. Lors du Salon de la Maquette et du Modélisme 2006, POB TECHNOLOGY était présent sur le stand de son distributeur France : Robopolis. Une démonstration du RCP (Robot Chasseur de Poule)

était disponible. Ce robot, équipé d'un pistolet à fléchette, est programmé pour se diriger sur une forme déterminée, puis une fois sa cible proche, il vise et tire. L'importance du public présent et intéressé démontre combien l'engouement pour la robotique est croissant.



Pour plus d'informations :

Pob-Technology

8b, rue Hermann Frenkel
69007 Lyon
France

Tél. : +33 (0)4.72.43.02.36
GSM : + 33 (0)6.79.97.85.52
www.pob-technology.com

[http://www.pob-technology.com/
download/pob-video6.wmv](http://www.pob-technology.com/download/pob-video6.wmv)
(vidéo du robot tueur de poule)

[http://www.pob-technology.com/
download/pob-m6.wmv](http://www.pob-technology.com/download/pob-m6.wmv)
(extrait du JT de M6)

Collier de câblage à tête de verrouillage ouverte



Véritable innovation dans un domaine si courant, il présente de nombreux avantages :

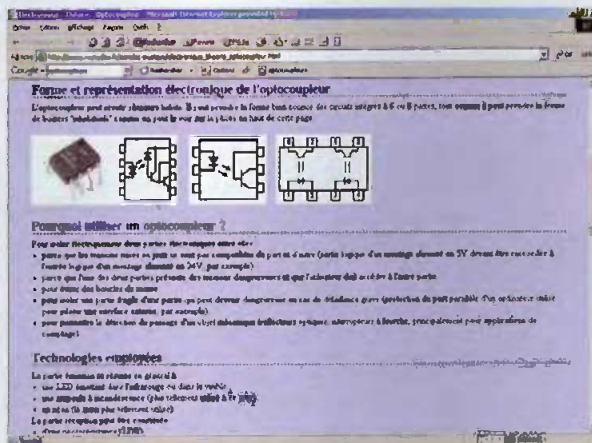
- **Mise en œuvre facile et rapide**, grâce à la tête ouverte "lock head". La configuration spécifique de celle-ci sécurise un maintien maximum sur les rails latéraux des colliers. Les rails de la languette s'impliquent parfaitement dans les rainures de la tête et la partie amincie de l'extrémité facilite l'insertion.
- **Ergonomique** : la forme de la languette permet une bonne préhension, ergonomique et confortable.
- **Système exclusif de pré-verrouillage "Pre-Lock"**
- **Montage sans nécessité de vision directe**
- **Produit breveté**

RICHCO France - ZA la Croix des Hornes - 69250 MONTANAY
Tél. : 04 72 08 71 40 - Fax : 04 72 08 71 49 - richco@richco.fr - www.richco.fr

En électronique, il est très fréquent d'avoir besoin d'isoler électriquement des fonctions qui doivent pourtant communiquer entre elles. Dès lors se pose le problème de transmettre un signal isolé galvaniquement. Les transformateurs offrent l'avantage d'un bon isolement et permettent également un transfert d'énergie, mais leurs bandes passantes et leurs encombrements en limitent souvent l'usage. Lorsqu'il n'y a pas d'énergie à transmettre mais seulement un signal d'information, les optocoupleurs offrent une alternative désormais très répandue. Nous vous proposons de découvrir les caractéristiques principales de ces dispositifs grâce à Internet.

En guise d'introduction, nous vous invitons à charger dès maintenant la page suivante dans votre navigateur : http://perso.wanadoo.fr/sonelec-musique/electronique_theorie_optocoupleur.html. Ce site, à la portée de tous, explique très succinctement le fonctionnement des optocoupleurs et mentionne les applications les plus courantes de ces dispositifs. Vous pouvez également consulter le site à l'adresse : <http://www.electronique-pour-tous.com/html/principal/electronique/optos.shtml>, qui propose également des explications très simples sur les optocoupleurs. Le fonctionnement d'un optocoupleur étant relativement simple, il est

internet PROTIQUE



1

http://perso.wanadoo.fr/sonelec-musique/electronique_theorie_optocoupleur.html

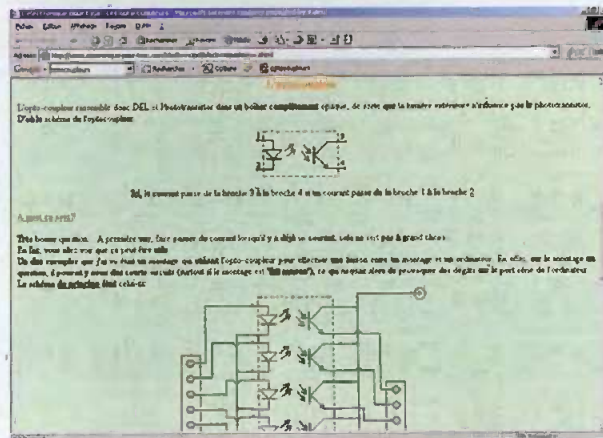
assez rare de trouver des explications très fournies à son sujet sur internet. Néanmoins, si vous souhaitez comprendre quelles sont les caractéristiques principales d'un optocoupleur, nous vous invitons à réaliser les mesures relativement simples qui sont décrites dans un TP disponible en ligne à l'adresse Internet suivante : <http://www.greyc.ensicaen.fr/~routoure/enseignement/capes/opto/opto.html>. Si vous faites l'effort de mener à bien ce petit TP (moyennant l'acquisition d'un optocoupleur bon marché tel que le bien connu 4N25) vous comprendrez vite les notions de taux de transfert, de linéarité et de

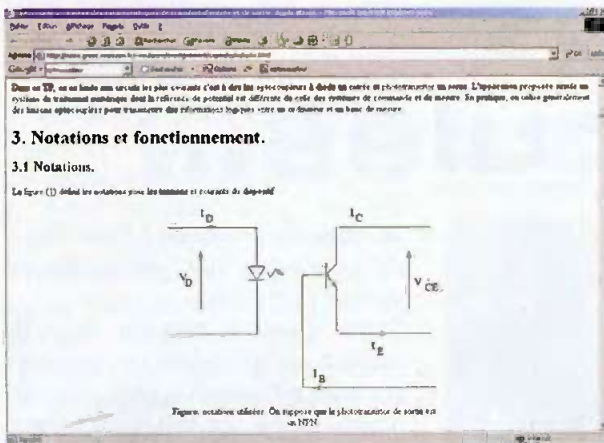
temps de commutation qui interviennent lors de la mise en œuvre d'un optocoupleur.

Si vous souhaitez aller un peu plus loin dans l'étude des optocoupleurs, et si la langue anglaise vous est familière, vous trouverez de très nombreuses notes d'applications en rapport avec l'utilisation des optocoupleurs. A titre d'exemple, nous mentionnerons la note d'application de Motorola AN571A que vous pourrez vous procurer à l'adresse : <http://www.web-ee.com/primers/files/optocouplers.pdf> et qui mentionne les paramètres importants à prendre en

2

<http://www.electronique-pour-tous.com/html/principal/electronique/optos.shtml>





3

<http://www.greyc.ensicaen.fr/~routoure/enseignement/capes/opto/opto.html>

compte lorsque l'on souhaite mettre en œuvre un optocoupleur. La note d'application comprend des schémas ultra simples de mise en œuvre des

optocoupleurs en commutation ou en mode linéaire ainsi que quelques schémas d'utilisations un peu moins fréquents, tel que la réalisation d'une

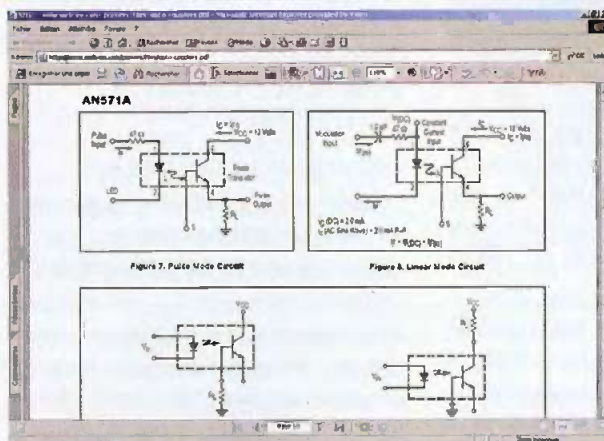
bascule R/S opto-isolée. Nous vous encourageons également à télécharger la note d'application de Vishay que vous pourrez consulter à partir de l'adresse :

<http://www.vishay.com/docs/83741/83741.pdf> et qui explique comment piloter correctement un optocoupleur pour véhiculer efficacement des signaux TTL. Bien entendu, vous pourrez trouver encore de nombreux documents relatifs aux optocoupleurs sur Internet, tels que ceux que nous citons en annexe. Nous vous souhaitons une agréable découverte des liens proposés et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour de nouvelles découvertes grâce à Internet.

Morin Pascal.

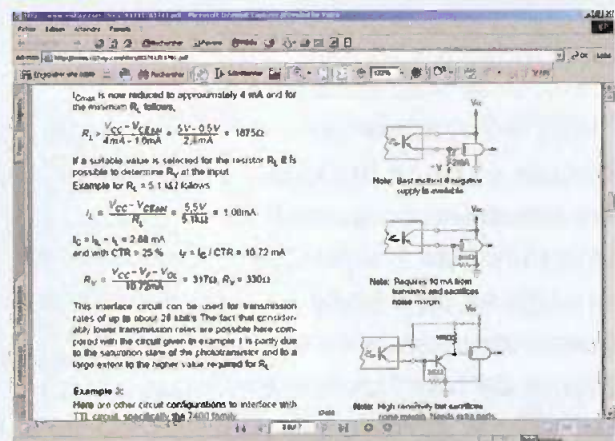
4

<http://www.web-ee.com/primers/files/opto-couplers.pdf>



5

<http://www.vishay.com/docs/83741/83741.pdf>



T1 Liste des liens

- http://perso.wanadoo.fr/sonelec-musique/electronique_theorie_optocoupleur.html
- <http://www.electronique-pour-tous.com/html/principal/electronique/optos.shtml>
- http://www.lomag-man.org/electronique/cours_elecphys_org-radamat_be/0207_autressemicond.pdf
- <http://www.greyc.ensicaen.fr/~routoure/enseignement/capes/opto/opto.html>
- <http://www.web-ee.com/primers/files/opto-couplers.pdf>
- <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-3005.pdf>
- <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-3006.pdf>
- <http://jrjc.free.fr/fiches/fiche-17/fiche-17.html>
- <http://www.aurelienr.com/electronique/optoelec.htm#optocoupleur>
- <http://perso.wanadoo.fr/alain-nol.soulier/Techno%20Electronique/Optocoupleur/optocoupleur.htm>
- http://www.deca-electronique.com/pnp_npn.htm
- <http://www.reality.be/elo/labs2/interfacein.htm>
- http://www.ptgrey.com/support/downloads/documents/TAN2005004_Buffering_output_signal_to_drive_external_device.pdf
- <http://focus.ti.com/lit/an/slva135/slva135.pdf>
- <http://focus.ti.com/lit/an/slla198/slla198.pdf>
- <http://www.avagotech.co.jp/pc/downloadDocument.do?id=2997>
- <http://www.vishay.com/docs/83706/83706.pdf>
- <http://www.vishay.com/docs/83741/83741.pdf>
- <http://www.vishay.com/docs/83707/83707.pdf>

Jeux de bascules...



Dans le royaume du binaire et de la logique, les bascules occupent une place de choix. Ces montages de « base » constituent en effet les bases de fonctionnement de maints schémas. Il ne nous a donc pas semblé dépourvu d'intérêt d'en rappeler les principes.

Une bascule monostable (figure 1) comporte une entrée E et une sortie S. Dans le cas de l'utilisation de deux portes NOR, tout état "haut", quelle que soit sa durée, présenté sur l'entrée E, a pour effet immédiat le passage à l'état "haut" pendant une durée fixe T de la sortie S.

La bascule monostable

Examinons plus en détail le fonctionnement d'une telle bascule. Au repos, la sortie S de la porte B présente un état "bas". L'entrée E doit également

être soumise à un état "bas" de veille. La sortie de la porte A est donc à l'état "haut". La capacité C est déchargée étant donné que ses deux armatures sont soumises au même potentiel U.

Lorsqu'un état "haut" est présenté sur l'entrée E, la sortie de la porte A passe à l'état "bas". Il en est de même pour les entrées réunies de la porte B étant donné que la capacité C amorce sa charge à travers la résistance R. La sortie S de la bascule passe aussitôt à l'état "haut". Grâce à la liaison existant entre la sortie S et l'autre entrée de la porte A, la sortie

de cette dernière reste à l'état "bas", même si l'état "haut" de commande venait à disparaître.

Cette situation persiste jusqu'au moment où le potentiel de l'armature positive de C atteint le demi potentiel d'alimentation, soit U/2. À cet instant, la porte B bascule et sa sortie présente à nouveau son état "bas" de repos. La bascule est maintenant prête pour une éventuelle sollicitation ultérieure.

Il est possible de calculer la durée T de l'état "haut" sur la sortie S, en fonction des valeurs de R et de C. Rappelons que le potentiel sur l'armature positive d'une capacité C lors de sa charge par l'intermédiaire d'une résistance R, évolue suivant la relation :

$$u = U (1 - e^{-t/RC})$$

Cette relation montre bien que :

- pour $t = 0$, le potentiel u est nul : c'est le début de charge
- pour $t = \infty$, le potentiel atteint la valeur U

Pour déterminer la valeur de t pour laquelle $u = U/2$, il convient donc de résoudre l'équation :

$$U/2 = U (1 - e^{-t/RC})$$

$$1/2 = 1 - e^{-t/RC} \text{ soit } e^{-t/RC} = 1/2$$

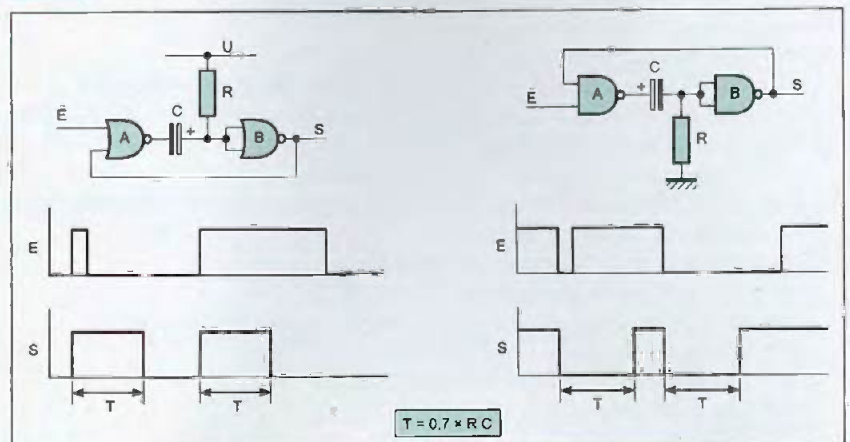
Cela peut également s'écrire :

$$e^{t/RC} = 2 \text{ soit } t/RC = \ln 2$$

(\ln : logarithme népérien)

$$T = 0,693 RC$$

1 Une bascule monostable comporte une entrée E, et une sortie S



Dans la pratique on retiendra donc $T = 0,7 RC$

Dans la seconde partie de la figure 1, il est fait état d'une bascule monostable formée par deux portes NAND. Le principe de fonctionnement reste le même. Les états "haut" et "bas" sont simplement inversés. Au repos, la sortie S présente un état "haut" de repos. Tout état "bas", quelle que soit sa durée, présenté sur l'entrée E de la bascule, a pour effet de faire présenter un état "bas" d'une durée T fixe sur la sortie S.

La durée T est également la conséquence de la charge de C à travers R jusqu'à atteinte du potentiel $U/2$. En conséquence, la valeur de T se détermine au moyen de la même relation : $T = 0,7 RC$.

La bascule R/S

La bascule R/S (**figure 2**) (SET/RESET) se caractérise essentiellement par une fonction de mémorisation. Lorsqu'elle est constituée de deux portes NOR, tout état "haut", même bref, présenté sur l'entrée SET, a pour effet immédiat le passage de la sortie de la bascule à un état "haut" stabilisé et durable (mémorisation). Cette situation subsiste jusqu'au moment où on soumet l'entrée RESET à un état "haut". Dans ce cas, la sortie de la bascule repasse à l'état "bas" de repos (effacement de la mémorisation).

Examinons son fonctionnement. En situation de repos, les entrées SET et RESET ainsi que la sortie de la bascule sont à l'état "bas". Si on soumet l'entrée SET à un état "haut", la sortie de la porte A passe à l'état "bas". Il en résulte le passage à l'état "haut" de la sortie de la porte B et donc également de l'entrée (b) de la porte A. De ce fait, même si l'état "haut" de commande laisse de nouveau sa place à un état "bas", la sortie de la porte A reste à l'état "bas" et la sortie de la bascule continue de présenter un état "haut".

Dès que l'on présente un état "haut" sur l'entrée RESET, la sortie de la porte B passe à l'état "bas". Il en est de même pour l'entrée (b) de la porte A, dont la sortie passe à l'état "haut". La sortie de la porte B reste alors à l'état "bas", même si l'état "haut" de commande sur l'entrée RESET disparaît pour laisser sa place à l'état "bas" normal de repos.

On notera que l'entrée RESET se caractérise par une certaine priorité sur l'entrée SET dans la mesure où si l'on soumet simultanément les entrées SET et RESET à un état "haut", la sortie de la bascule reste à l'état "bas".

Il est également possible de constituer une bascule R/S à l'aide de deux portes NAND. Le fonctionnement reste le même avec simplement une inversion des niveaux logiques. En situation de repos, les entrées SET et RESET ainsi que la sortie de la bas-

cule sont à l'état "haut". Un état "bas" sur l'entrée SET a pour conséquence le passage à un état "bas" stable de la sortie de la bascule. Enfin, un état "bas" sur l'entrée RESET remet la sortie de la bascule à son état "haut" de repos.

Comme pour la bascule formée avec des portes NOR, l'entrée RESET est prioritaire sur l'entrée SET.

Le circuit intégré CD 4043 comporte 4 bascules R/S dans son boîtier.

La bascule type D

Avec cette bascule (**figure 3**), il est possible de verrouiller à volonté la position binaire de la sortie sur celle qu'occupe l'entrée à un moment donné.

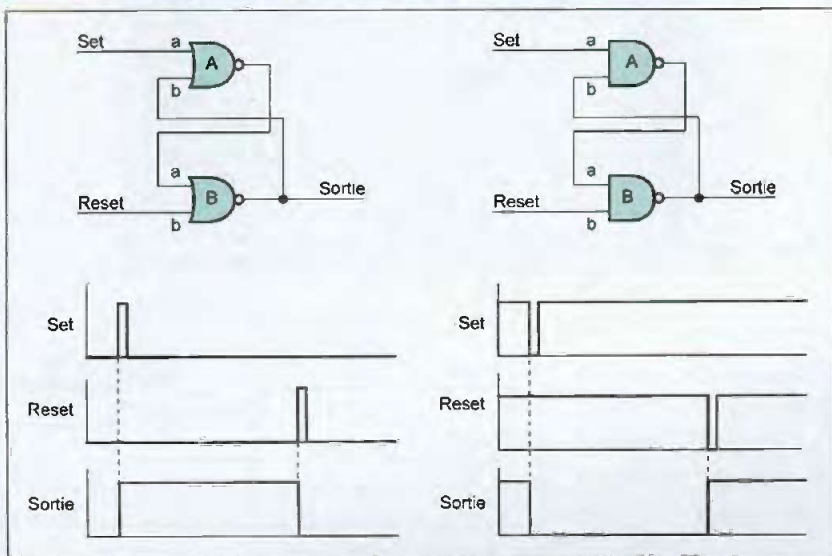
On relève deux possibilités de fonctionnement suivant l'état logique auquel on soumet l'entrée Polarity. Si on relie cette dernière à un état "bas", aussi longtemps que l'entrée Clock est elle-même soumise à un état "bas", la sortie Q reproduit fidèlement les états logiques présentés sur l'entrée Data. Dès que l'on soumet l'entrée Clock à un état "haut", et au moment précis où se produit le front ascendant du signal, la sortie Q de la bascule se verrouille sur la position qu'elle occupait à cet instant, même si les niveaux présentés sur l'entrée Data évoluent par la suite. Ce blocage subsiste jusqu'au moment où l'entrée Clock se trouve à nouveau soumise à un état "bas".

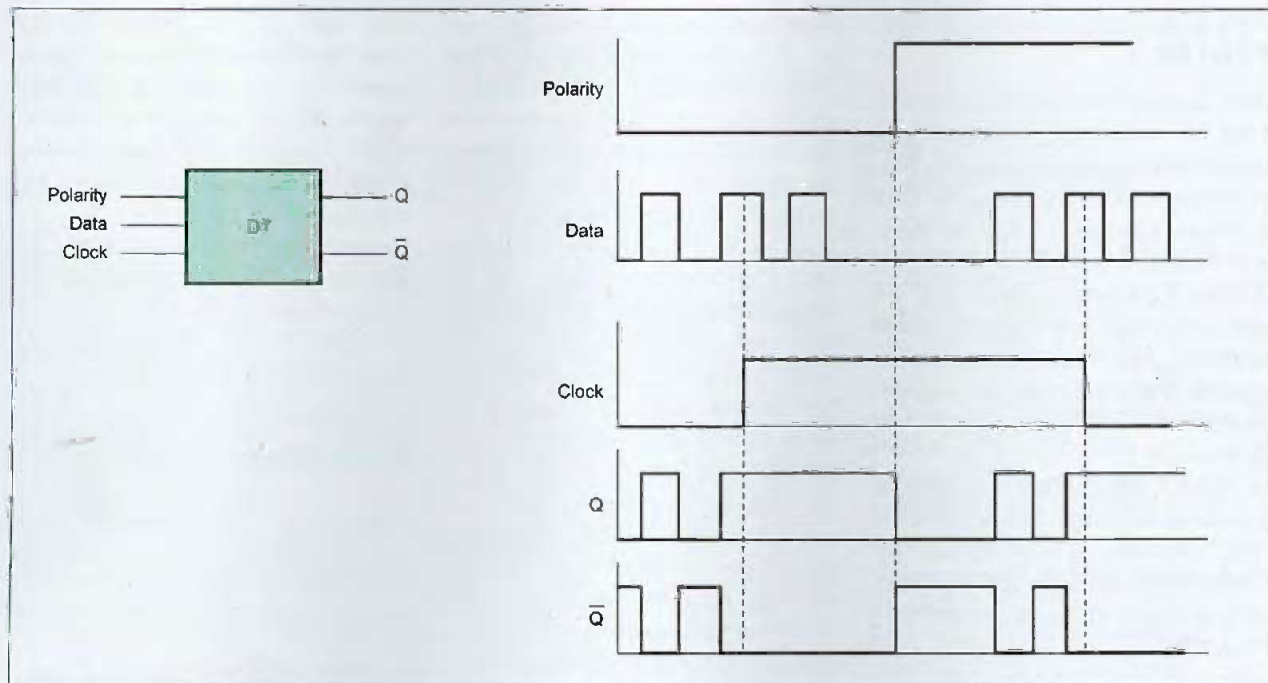
La deuxième manière d'utiliser cette bascule est de soumettre l'entrée Polarity à un état "haut". Dans cette situation, tant que l'entrée Clock est soumise à un état "haut", la sortie Q prend la même valeur binaire que l'entrée Data. En revanche, le verrouillage se réalise au moment du front descendant du signal présenté sur l'entrée Clock et subsiste tant que cette entrée reste à l'état "bas".

À noter que la sortie /Q présente dans tous les cas l'état logique inverse de celui qui est disponible sur la sortie Q.

Ce type de bascule permet donc de mémoriser à un instant donné une valeur binaire. C'est la raison pour laquelle elle est souvent utilisée pour effectuer périodiquement la lecture

2 La bascule R/S se caractérise par une fonction de mémorisation





3 La bascule type D

d'un compteur par exemple. Il existe des circuits intégrés contenant 4 bascules de type D. C'est notamment le cas du CD 4042 de technologie MOS. Le tableau ci-dessous résume les règles de fonctionnement de cette bascule.

Clock	Polarity	Q
0	0	Data
↑	0	Verrouillage
1	1	Data
↓	1	Verrouillage

La bascule bistable J/K

Cette bascule (**figure 4**) est également appelée « maître-esclave », étant donné son mode de fonctionnement que l'on peut scinder en deux : le mode synchrone et le mode asynchrone.

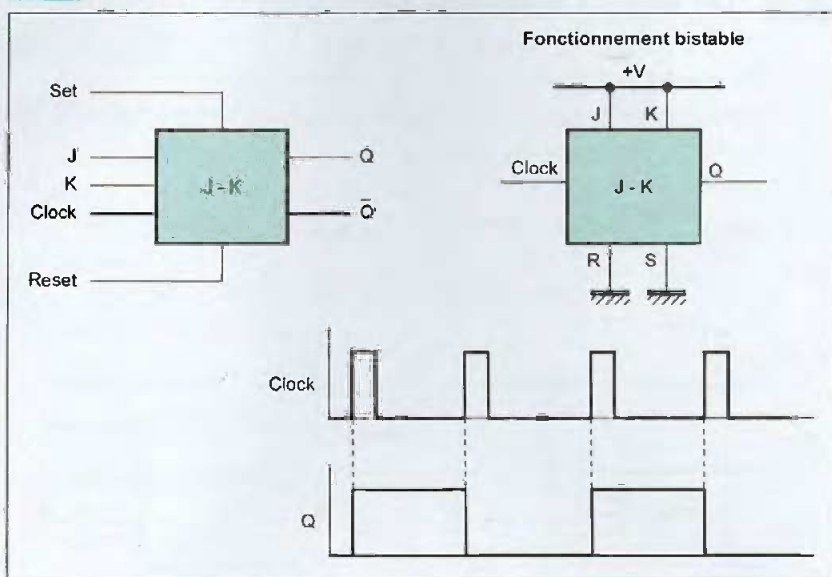
En mode synchrone, le plus couramment utilisé, les entrées SET et RESET sont simultanément reliées à l'état bas. Le changement d'état de la sortie Q de la bascule se produit uniquement et sous certaines conditions, au moment de la transition du niveau logique sur l'entrée CLOCK de 0 à 1, c'est-à-dire lors du front ascendant du signal.

- Lorsque l'état initial de la sortie Q est "bas", cette dernière ne passe à l'état "haut" que si l'entrée J est soumise à un état "haut", quel que soit le niveau logique auquel est soumise l'entrée K. Si l'entrée J est soumise à un état "haut", la sortie Q reste bloquée sur l'état "bas".
- Lorsque l'état initial de Q est "haut", cette sortie ne passe à l'état "bas" que si l'entrée K est soumise à un état "haut", quel que soit le niveau logique auquel est soumise l'entrée J. Si l'entrée K est soumise à un état

"bas", la sortie Q reste bloquée sur l'état "haut".

La sortie /Q présente toujours un état opposé à celui qui est disponible sur la sortie Q. Enfin, et quels que soient les niveaux logiques sur J ou sur K, aucun basculement ne se produit à l'occasion d'un front descendant du signal présenté sur l'entrée CLOCK. L'exemple d'utilisation représenté en figure 4 est un fonctionnement en bascule bistable. Toute impulsion positive présentée sur l'entrée CLOCK a pour conséquence le chan-

4 La bascule bistable J/K

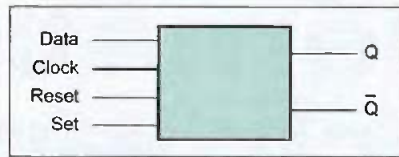


gement d'état de la sortie Q. On notera que ce type de bascule réalise une division par 2 de la fréquence du signal d'entrée.

En mode de fonctionnement asynchrone, les états des sorties Q et /Q peuvent se modifier à tout moment et indépendamment de tout signal transitionnel sur l'entrée CLOCK. Ce sont les entrées SET et RESET qui sont utilisées à cet effet. Les règles de fonctionnement suivantes s'appliquent quels que soient par ailleurs les niveaux logiques présentés sur les entrées J et K. Si on soumet l'entrée SET à un état "haut", l'entrée RESET restant à l'état "bas", la sortie Q passe à l'état "haut". La sortie opposée /Q passe alors à l'état "bas". Si on soumet l'entrée RESET à un état "haut", l'entrée SET restant à l'état "bas", la sortie Q passe à l'état "bas". La sortie /Q opposée passe alors à l'état "haut".

Si on soumet simultanément les entrées SET et RESET à l'état "haut", les deux sorties Q et /Q passent simultanément à l'état "haut".

Le circuit intégré MOS CD 4027 contient 2 bascules J/K. Le tableau ci-dessous résume les règles de fonctionnement de ce type de bascule.



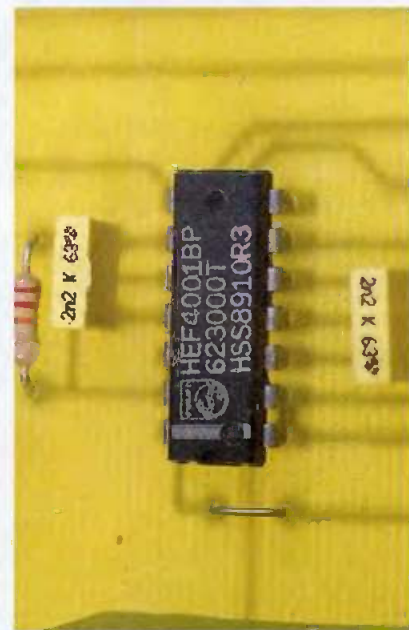
5 La bascule prépositionnable

donné. Elle peut également se placer sur la même position binaire occupée à un instant donné par la sortie d'un autre circuit intégré et de mémoriser ainsi cette information.

Lorsque les entrées SET et RESET sont soumises à un état "bas", la sortie Q prend l'état logique présent sur l'entrée DATA au moment où il se produit un front ascendant sur l'entrée CLOCK. Elle conserve ce niveau jusqu'au prochain front ascendant présenté sur l'entrée CLOCK. Bien entendu, si le niveau de l'entrée DATA n'a pas changé entre temps, la sortie Q garde le même état logique. Un front descendant sur l'entrée CLOCK n'a aucune incidence sur la bascule.

La sortie complémentaire /Q présente un état logique opposé à celui présenté par la sortie Q.

Si l'on soumet l'entrée RESET à un



Un boîtier qui renferme 4 portes NAND

trée SET à un état "haut", l'entrée RESET restant à l'état "bas", la sortie Q passe à l'état "haut".

La sortie /Q passe alors à l'état "bas". Dans les deux cas, les niveaux présents sur les entrées DATA et CLOCK sont sans incidence.

En définitive, les actions sur les entrées SET et RESET sont prioritaires sur le front ascendant appliqué à l'entrée CLOCK.

Enfin, si on soumet simultanément les entrées SET et RESET à un état "haut", les deux sorties Q et /Q prennent un état "haut" simultanément.

Le circuit CD 4013 comporte 2 bascules de ce type dont les règles de fonctionnement sont reprises dans le tableau ci-dessous.

R. KNOERR

État initial					CL	État suivant	
Entrées				Sortie		Sorties	
J	K	S	R	Q	▲	Q	Q̄
1	X	0	0	0	↑	1	0
X	0	0	0	1	↑	1	0
0	X	0	0	0	↑	0	1
X	1	0	0	1	↑	0	1
X	X	0	0	X	↓		Ne change pas
X	X	1	0	X	X	1	0
X	X	0	1	X	X	0	1
X	X	1	1	X	X	1	1

X : État indifférent

La bascule prépositionnable

Comme son nom l'indique, la sortie de cette bascule (figure 5) peut être prépositionnée sur un niveau logique

état "haut", l'entrée SET restant à l'état "bas", la sortie Q passe à l'état "bas" et la sortie /Q à l'état "haut".

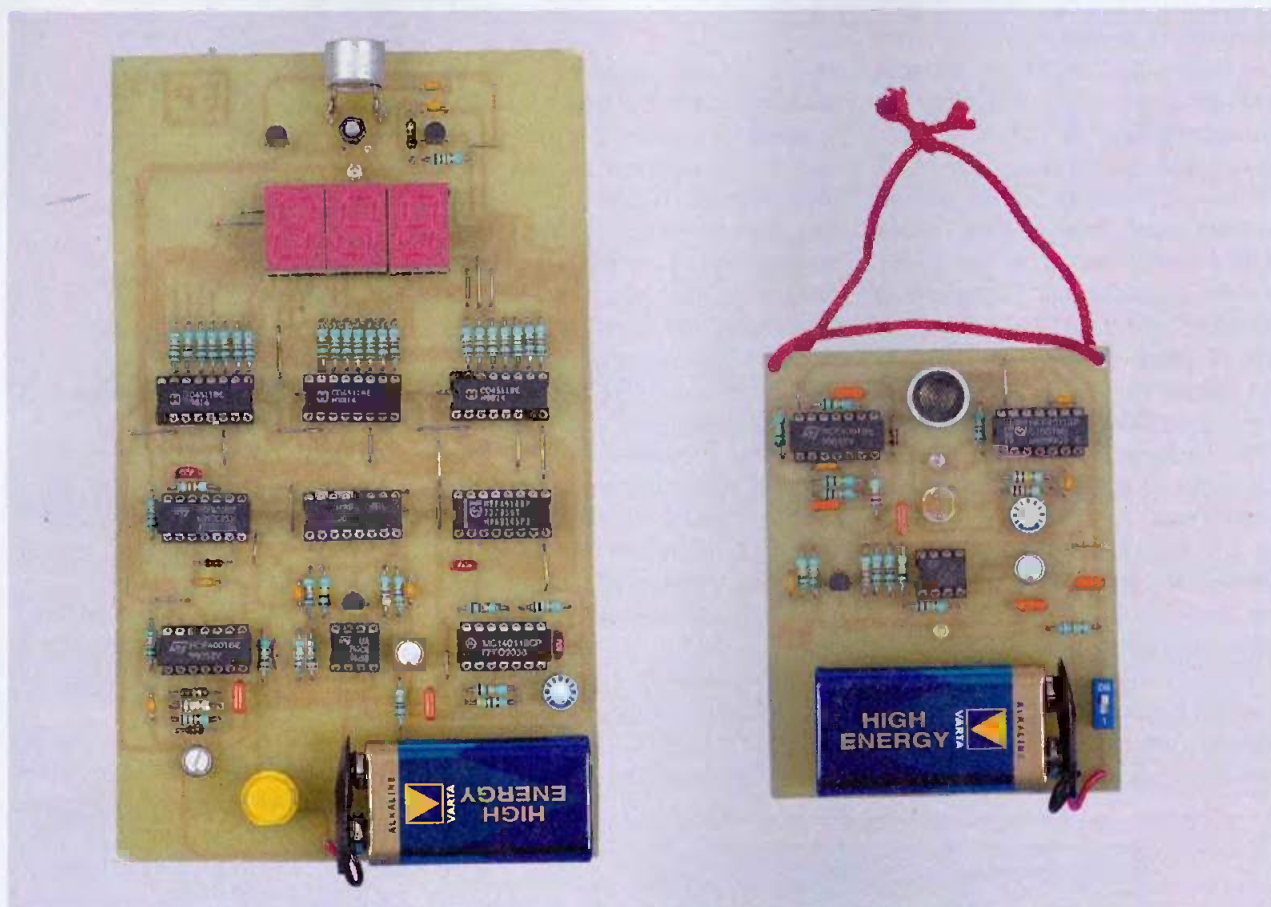
Le niveau présent sur les entrées DATA et CLOCK est sans incidence.

De même, lorsque l'on soumet l'en-

CL ▲	Data	Reset	Set	Q	Q̄
↑	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0
↓	X	0	0	NC	NC
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	1	1

X : État indifférent
NC : Ne change pas

Télémétrie expérimentale



Le montage proposé permet la mesure, au centimètre près, de distances pouvant atteindre 9,99 mètres. Son principe de fonctionnement repose sur le chronométrage de la durée du déplacement dans l'air d'une onde ultrasonique.

La distance mesurée est celle qui sépare deux modules : le module de mesure avec son affichage numérique sur trois digits/sept segments et le module « cible » avec son récepteur LDR

Principe

Le module "mesure/affichage" émet périodiquement un signal LASER que l'on pointera sur le récepteur LDR du module "cible".

Au moment précis du départ du rayon LASER, un chronométrage commence à opérer.

C'est également à ce moment qu'un émetteur ultrasonique disposé sur le module "cible" émet un bref signal à destination d'un récepteur monté sur le module "affichage".

Dès que l'onde ultrasonique atteint le récepteur, le chronométrage cesse et le résultat de la mesure apparaît sur un affichage à trois digits.

L'opération est répétée dix fois par seconde.

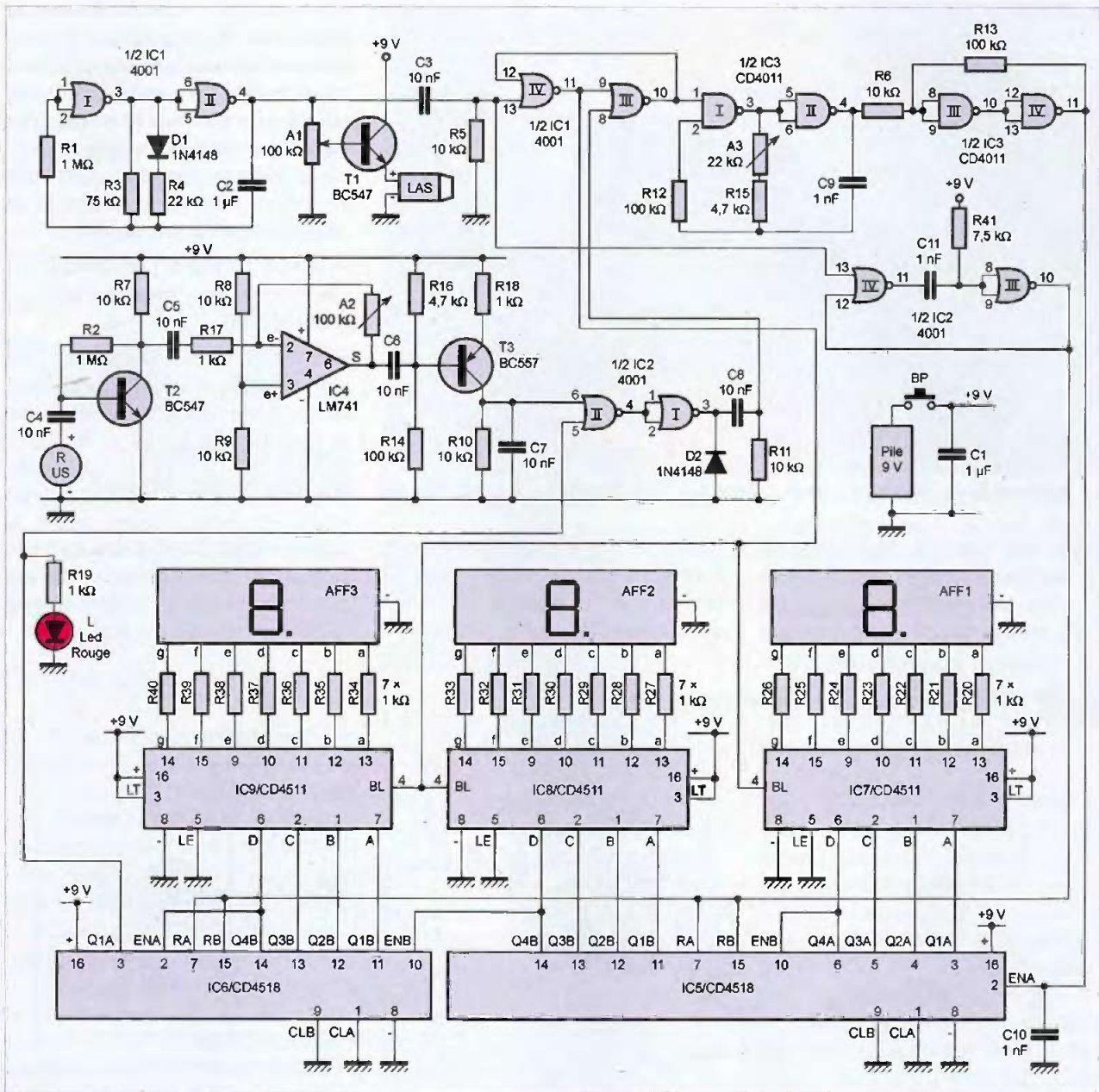
Le fonctionnement

Alimentation des modules

Chaque module est alimenté par une pile de 9 V. Le module "mesure/affichage" est mis sous tension grâce au bouton-poussoir BP. Il consomme environ 75 mA. Quant au module "cible", un interrupteur I permet sa mise en service, signalisée par l'allumage de la led verte L1. Sa consommation, plus modeste, reste inférieure à 15 mA (**figures 1 et 2**).

Émission LASER à partir du module "mesure/affichage"

Les portes NOR I et II de IC1 forment un oscillateur astable qui délivre sur



1 Principe de fonctionnement de l'étage "mesure/affichage" par visée laser

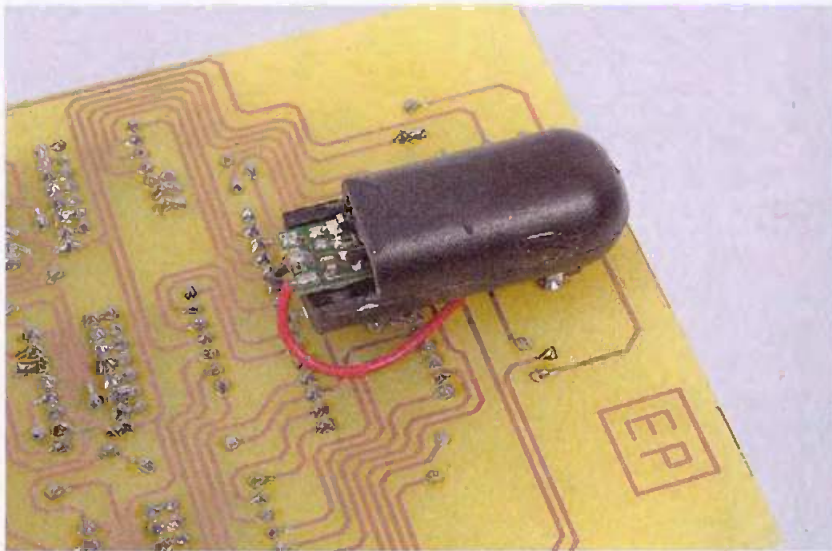
sa sortie un signal caractérisé par une période de l'ordre de 100 ms (figure 1). Étant donné le déséquilibre introduit volontairement par la diode D1, lors des états "hauts" sur la sortie de la porte NOR I, les états "hauts" du signal de sortie ont une durée supérieure à celle des états "bas" : respectivement 80 et 20 ms. Cette disposition a pour conséquence une plus grande luminosité du rayonnement LASER, ce qui facilite la visée. Pour l'opérateur, à la fréquence retenue de 10 Hz, le rayonnement paraît quasi continu. Enfin, la période retenue s'inscrit sans problème dans les

possibilités de mesure de l'appareil étant donné que pendant cette durée, la distance théoriquement parcourue par une onde ultrasonique serait de 33 mètres (vitesse du son dans l'air à 20 °C : 330 m/s) ce qui est largement supérieur aux 9,99 mètres retenus. L'ajustable A1 permet de prélever une fraction plus ou moins grande de l'amplitude du signal délivré par l'oscillateur. Le curseur est directement relié à la base du transistor T1, monté en suiveur de potentiel. Son émetteur alimente directement la borne positive du pointeur LASER. Il convient d'ajus-

ter le potentiel à la valeur nominale du pointeur que l'on aura réussi à se procurer (généralement 3 ou 4,5 V).

Commande du chronométrage

Les portes NOR III et IV de IC1 constituent une bascule R/S (Reset/Set). Son fonctionnement est très simple. Tout état "haut", même bref, présenté sur l'entrée 13 a pour conséquence le passage de la sortie de la bascule à un état "haut" verrouillé. Pour repositionner cette sortie



Le laser est fixé côté pistes cuivrées. Respecter les polarités \pm lors du câblage

sur un état "bas", il suffit de présenter un état "haut", même bref, sur l'entrée 8 de la porte NOR III.

Dans le cas présent, le début de l'ap-

parition du signal LASER correspond à un front montant aussitôt pris en compte par le système dérivateur que forment C3 et R5. L'impulsion

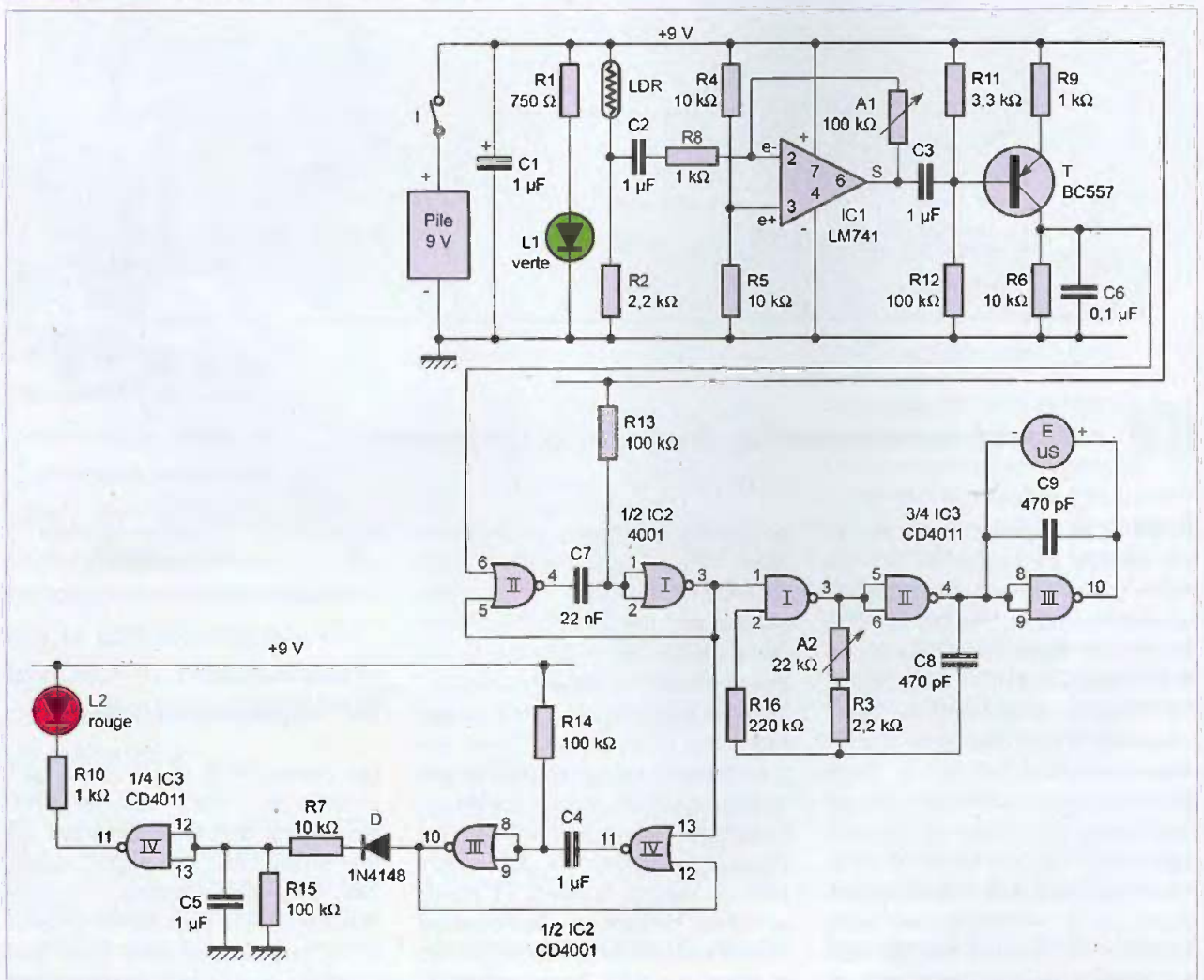
positive qui en résulte est acheminée sur l'entrée 13 de la bascule R/S. La sortie de cette dernière passe alors à l'état "haut". Elle restera dans cette position tant que l'entrée 8 n'aura pas été soumise à une impulsion positive. Nous verrons ultérieurement que deux cas peuvent conduire à ce déverrouillage de la bascule :

- l'arrivée du signal ultrasonique sur le module de "mesure/affichage" (cas normal)
- le dépassement des possibilités d'affichage

Base de temps du chronométrage

Lors des états "haut" sur la sortie de la bascule R/S, l'oscillateur astable formé par les portes NAND I et II de IC3 et commandé par son entrée 1

2 Principe de fonctionnement de l'étage "cible"



devient opérationnel. Il délivre sur sa sortie un signal carré dont la période peut être réglée grâce à l'ajustable A3. On peut calculer théoriquement cette période. En effet, l'unité de mesure étant le centimètre, la période de comptage correspond à la durée que met une onde ultrasonore pour parcourir 1 cm, soit 0,01 m.

Cette durée est égale à :

$$T = \frac{0,01}{330} = 30 \times 10^{-6} = 30 \mu\text{s}$$

Les créneaux issus de l'oscillateur sont acheminés sur l'entrée du trigger de Schmitt formé par les portes NAND III et IV de IC3. Ce dernier délivre sur sa sortie des signaux caractérisés par des fronts montants et descendants à allure davantage verticale parfaitement aptes à commander le dispositif de comptage situé en aval.

Comptage

Les circuits intégrés référencés IC5 et IC6 sont des doubles compteurs BCD. Les créneaux de comptage sont présentés sur l'entrée Enable A de IC5. L'entrée Clock étant reliée à l'état "bas", ce premier compteur affecté au comptage des unités, avance au rythme des fronts descendants. Une fois la position 9 (1001 en notation BCD) atteinte, le passage à la position suivante (qui est 0) se caractérise par un front descendant qui fait avancer d'un cran le second compteur de IC5, affecté aux dizaines. Enfin, au bout de la position 99, c'est au tour du premier compteur de IC6, affecté aux centaines, d'avancer d'une position.

À noter que la position 1000 correspond à l'apparition d'un état "haut" sur la sortie A du second compteur de IC6. Cela a deux conséquences :

- l'allumage de la led rouge L de signalisation de dépassement de capacité
- l'apparition d'un état "haut" sur la sortie de la porte NOR I de IC2

Par l'intermédiaire du dispositif de dérivation formé par D2, C8 et R11, une brève impulsion positive assure alors la remise à l'état "bas" de la sortie de la bascule R/S déjà évoquée dans un paragraphe précédent. Le

comptage se bloque dans ce cas sur la position 0 pour les trois compteurs BCD.

Mais le cas « normal » de comptage est celui où l'onde ultrasonique se trouve détectée avant que le comptage n'atteigne la position 999. L'arrivée de cette onde, comme nous le verrons par la suite, a pour effet de remettre la sortie de la bascule R/S à l'état "bas" et de bloquer le comptage sur une position comprise entre 0 et 999.

À noter également que le début de l'envoi du rayon LASER correspond aussi à l'activation de la bascule monostable constituée des portes NOR III et IV de IC2. Cette dernière délivre un très bref état "haut" (environ 5 μs) qui a pour effet la remise à zéro des trois compteurs avant le démarrage du cycle de comptage.

Affichage

Les circuits intégrés IC7, IC8 et IC9 sont des décodeurs BCD \rightarrow 7 segments. Leurs entrées A, B, C et D sont en relation avec les sorties idoines des trois compteurs évoqués ci-dessus. Les sept sorties alimentent par l'intermédiaire des résistances de limitation R 20 à R 40 les segments correspondants des trois afficheurs à cathode commune. À noter que lors de la phase comptage, les entrées réunies Blanking sont soumises à l'état "bas". Il en résulte l'extinction de l'affichage. Cette disposition évite le clignotement des

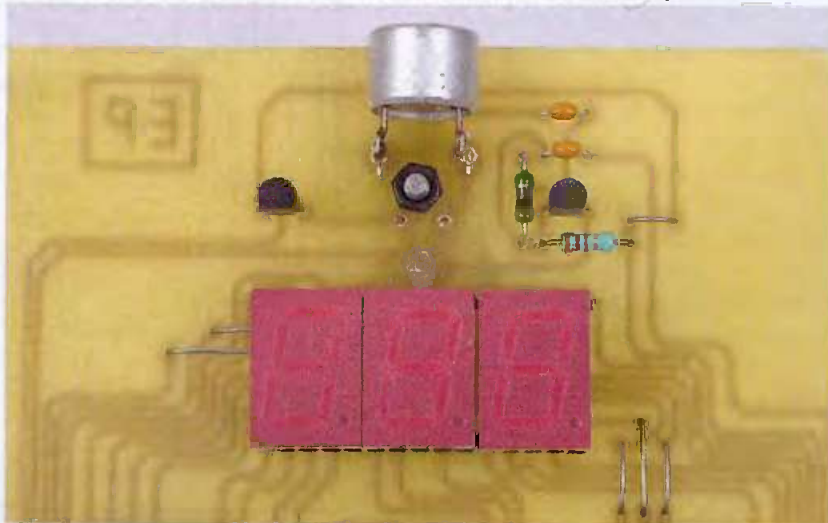
segments des afficheurs. Rappelons que la phase comptage dure au plus 30 ms. Étant donné que la période des cycles consécutifs est de 100 ms, il reste un temps d'affichage supérieur à 70 ms. De plus, la valeur affichée reste égale à elle-même lors d'une mesure. Il s'en suit une lecture relativement aisée de la distance séparant le module de "mesure/affichage" du module "cible".

Réception de l'onde ultrasonique

La capsule réceptrice reçoit l'onde ultrasonique de 40 kHz en provenance du module "cible". Le transistor T2 monté en émetteur commun réalise une pré-amplification du signal. Par l'intermédiaire de C5, le signal est ensuite acheminé sur l'entrée inverseuse de IC4 qui est un amplificateur opérationnel. Grâce à l'ajustable A2, il est possible d'en régler le coefficient d'amplification. Rappelons que ce dernier s'exprime par la relation : $k = A2 / R17$.

Enfin, le transistor PNP/T3 dont la base est polarisée de façon telle qu'en l'absence de signal, le collecteur présente un potentiel nul, assure la mise en forme définitive du signal ainsi amplifié. Plus exactement, C7 faisant office de capacité d'intégration, le collecteur de T3 présente un état "haut" dès la réception du début de l'onde ultrasonique. Il en résulte un état "haut" sur la sortie de la porte NOR I de IC2, ce qui a pour consé-

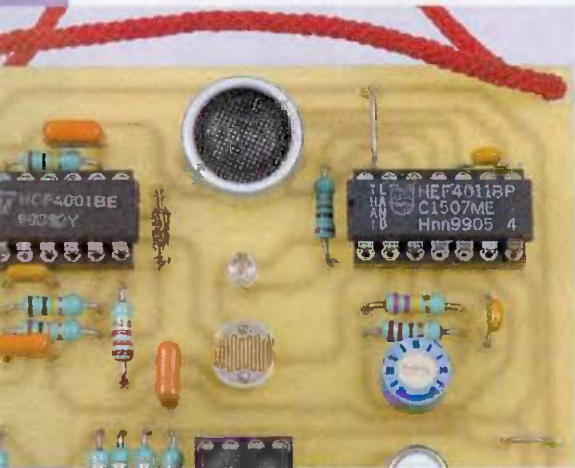
Affichage numérique de la distance (9,99 mètres au maximum)



quence l'arrêt du chronométrage, ainsi que nous l'avons déjà explicité.

Réception du signal LASER par le module cible

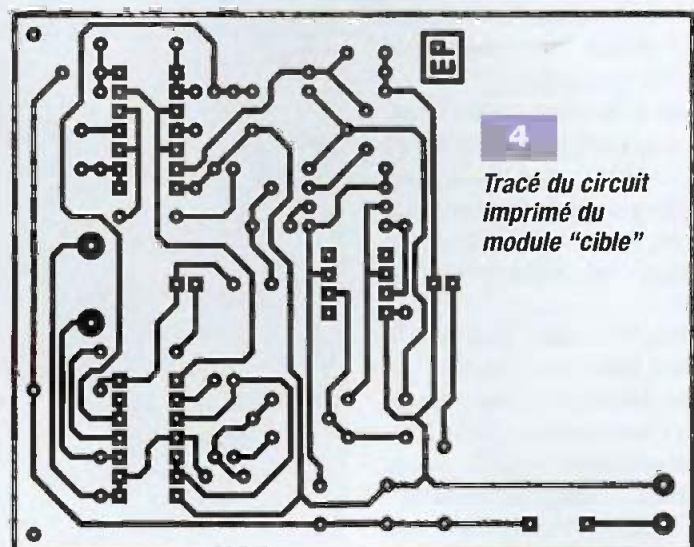
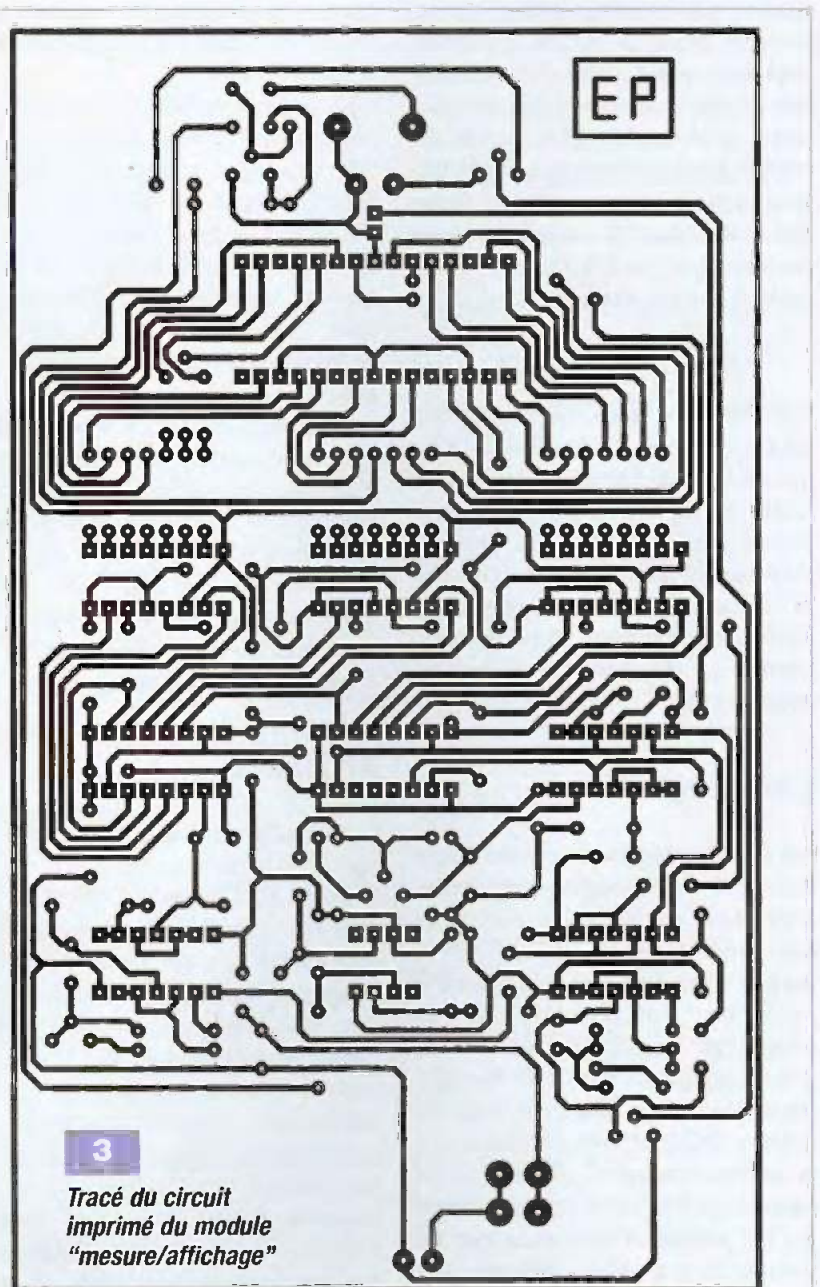
Le signal LASER de 10 Hz est à diriger sur la photorésistance LDR (figure 2). Par l'intermédiaire de C2 et de R8, le signal est ensuite acheminé sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel IC1 dont l'ajustable A1 permet le réglage du coefficient d'amplification. Enfin, sur la base du transistor T, on relève une impulsion positive pour chaque début d'apparition du rayonnement LASER.



La résistance LDR à viser avec le rayon laser

Émission de l'onde ultrasonique

L'impulsion positive évoquée ci-dessus donne le signal de départ à la bascule monostable formée par les portes NOR I et II de IC2. Cette dernière délivre sur sa sortie un état "haut" d'une durée de l'ordre de 1,5 ms. Pendant cette durée, l'oscillateur astable que forment les portes NAND I et II de IC3 devient opérationnel. Il délivre sur sa sortie un signal carré caractérisé par une période de 25 μ s, ce qui correspond à une fréquence de 40 kHz. La porte NAND III du même boîtier inverse ces signaux. La capsule émettrice est reliée respectivement aux entrées et à la sortie de cette porte. Il en résulte un signal carré dont la différence de



Nomenclature

Module « Mesure / Affichage »

27 straps (12 horizontaux, 15 verticaux)

R1, R2 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R3 : 75 k Ω (violet, vert, orange)

R4 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)

R5 à R11 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R12 à R14 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R15, R16 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R17 à R40 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R41 : 7,5 k Ω (violet, vert, rouge)

A1, A2 : ajustables 100 k Ω

A3 : Ajustable 22 k Ω

D1, D2 : Diodes signal 1N4148

L : LED rouge \varnothing 3 mm

AF1 à AF3 : Afficheurs 7 segments à cathode commune - TDSR 5160 G

C1, C2 : 1 μ F - Céramique multicouche

C3 à C8 : 10 nF - Céramique multicouche

C9 à C11 : 1 nF - Céramique multicouche

T1, T2 : Transistors NPN/BC 547

T3 : Transistor PNP/BC 557

IC1, IC2 : CD 4001

IC3 : CD 4011

IC4 : LM 741

IC5, IC6 : CD 4518

IC7 à IC9 : CD 4511

1 support 8 broches

3 supports 14 broches

5 supports 16 broches

2 barrettes 15 broches

2 picots

Capsule réceptrice US - 40 kHz

Emetteur LASER (pointeur - voir texte)

Bouton-poussoir pour circuit imprimé

Pile 9 V - alcaline

Coupleur de pile

5

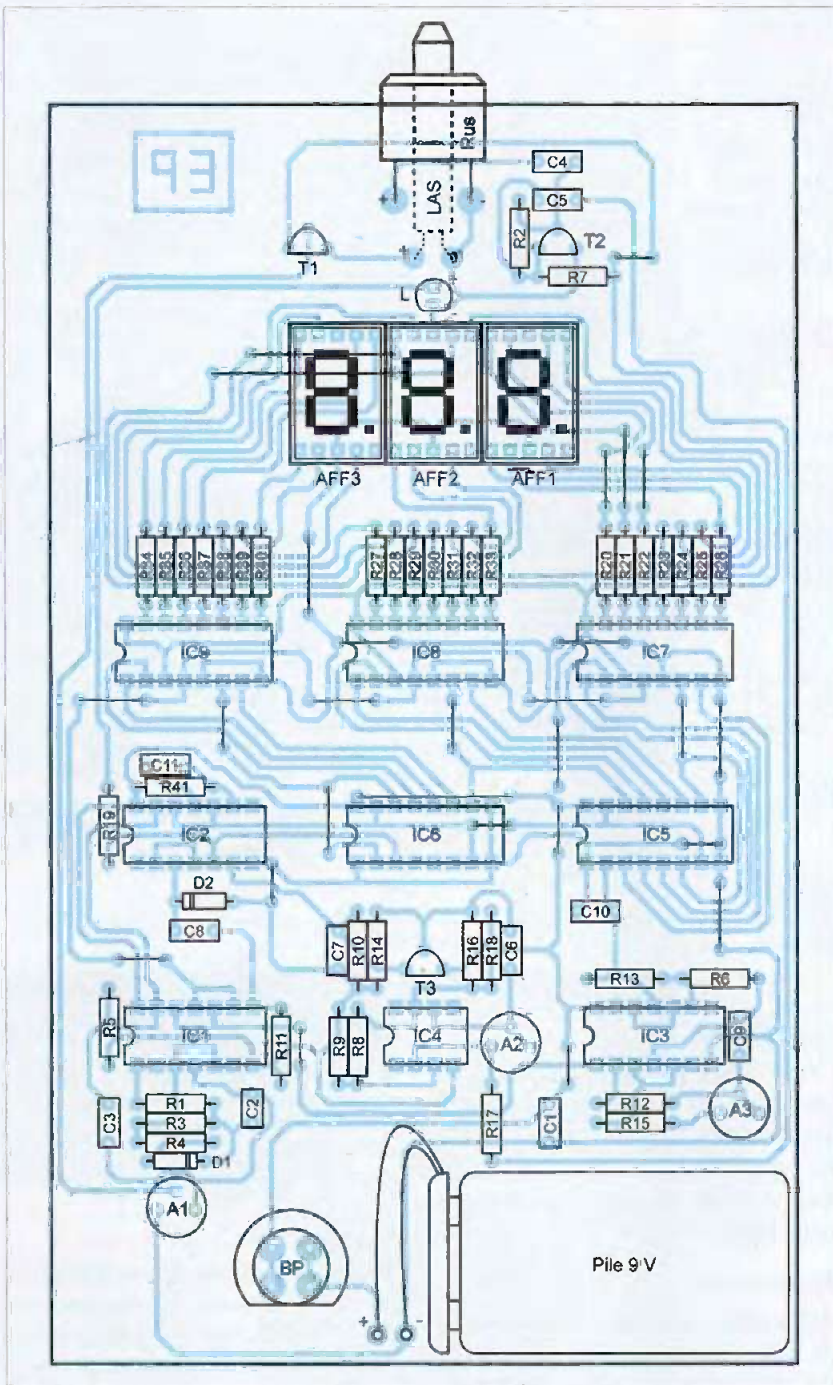
Implantation des éléments du module "mesure/affichage"

signaliser à l'utilisateur une réception correcte du rayonnement LASER.

Réalisation

Les circuits imprimés des deux modules n'appellent pas de remarque particulière et peuvent être reproduits tels qu'ils sont publiés (figures 3 et 4).

Pour l'implantation des composants, il convient surtout de rester méthodique et de respecter l'orientation des éléments polarisés (figures 5 et 6). Dans un premier temps, les cur-



potentiel de crête à crête atteint 18 V, ce qui donne davantage de puissance et donc de portée à l'onde ultrasonique délivrée.

Étant donné la durée de cette onde (1,5 ms) et sa période (25 μ s), le nombre d'alternances constituant le train d'ondes est de l'ordre de 60.

Signalisation d'une réception correcte du rayonnement LASER.

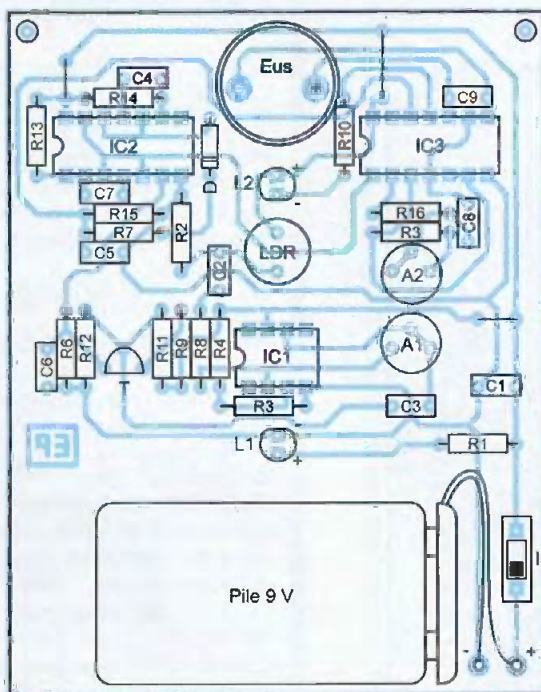
La bascule monostable NOR III et IV de IC2 délivre sur sa sortie des impul-

sions de 70 ms lors de chaque cycle de mesure.

Ces dernières sont prises en compte par le dispositif intégrateur formé par D, R7, R15 et C5.

Si les impulsions de 70 ms sont consécutives et ne comportent pas de « trous », les entrées réunies de la porte NOR IV de IC3 sont soumises à un état pseudo "haut" si bien que la sortie de cette porte NOR présente un état "bas".

Cela a pour conséquence l'allumage de la led rouge L2 dont le rôle est de



6 Implantation des éléments du module "cible"

Nomenclature

Module « cible »

- 3 straps (1 horizontal, 2 verticaux)
- R1 : 750 Ω (violet, vert, marron)
- R2, R3 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R4 à R7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R8 à R10 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R11 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R12 à R15 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R16 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
- LDR : Photo-résistance
- A1 : Ajustable 100 k Ω
- A2 : Ajustable 22 k Ω
- D : Diode signal 1N4148
- L1 : LED verte \varnothing 3
- L2 : LED rouge \varnothing 3
- C1 à C5 : 1 μ F - Céramique multicouche
- C6 : 0,1 μ F - Céramique multicouche
- C7 : 22 nF - Céramique multicouche
- C8, C9 : 470 pF - Céramique multicouche
- T : Transistor PNP/BC 557
- IC1 : LM 741
- IC2 : CD 4001
- IC3 : CD 4011
- 1 support 8 broches
- 2 supports 14 broches
- Capsule émettrice US - 40 kHz
- I : Interrupteur DIL
- Pile 9 V - alcaline
- Coupleur de pile

seurs de tous les ajustables sont à placer en position médiane, sauf A1 du module "mesure/affichage" qui sera positionné à fond dans le sens anti-horaire de manière à présenter un potentiel nul sur la borne positive du pointeur LASER.

Réglages sur module "mesure/affichage"

Ajustable A1

Suivant le potentiel nominal d'alimentation du pointeur LASER, on réglera le curseur de manière à obtenir le potentiel requis.

Ajustable A2

Cet ajustable permet le réglage de la sensibilité de la réception du signal ultrasonique. Généralement, la position médiane convient. La sensibilité augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire.

Ajustable A3

Grâce à cet ajustable, il est possible de tarer l'appareil en faisant concorder la valeur numérique affichée avec la distance réelle, exprimée en centimètres, séparant les deux modules. Pour une distance donnée et préalablement mesurée, la valeur affichée

diminue si on tourne le curseur dans le sens horaire.

Réglages sur le module "cible"

Ajustable A1

Il est destiné au réglage de la sensibilité de la réception du rayonnement LASER. Généralement, la position médiane convient. La sensibilité augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire.

Ajustable A2

Il permet l'ajustage de la fréquence ultrasonique sur 40 kHz (25 μ s de période). Si on ne dispose pas de fréquencemètre ou d'oscilloscope, il conviendra de procéder par essais successifs.

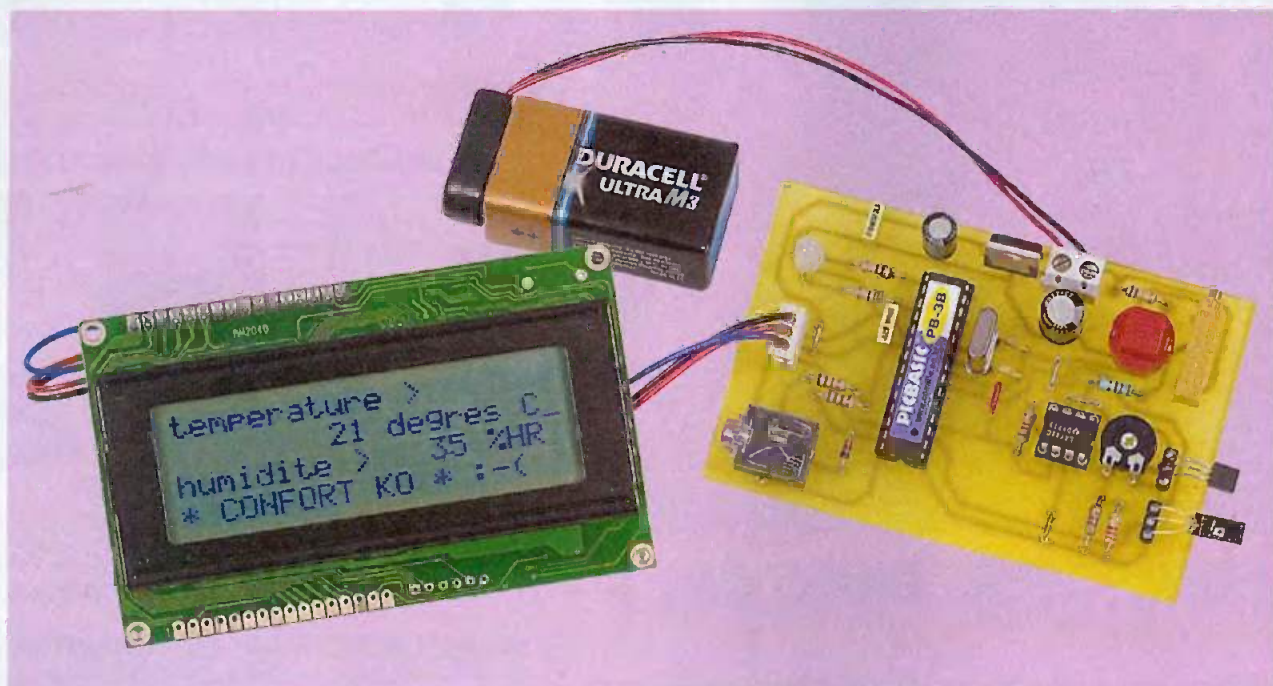
Plus on se rapproche de la fréquence nominale, meilleure sera la portée de l'appareil. La fréquence augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire.



Le laser et la capsule réceptrice US-40kHz sont soudés de part et d'autre du circuit imprimé

R. KNOERR

Un hygromètre-thermomètre



Il est bien connu que la notion de température seule ne peut suffire à définir notre confort. Il faut généralement lui associer le degré d'humidité relative de l'air ambiant (= % HR de 0 à 100). Les valeurs simultanément idéales de ces deux grandeurs physiques déterminent une zone de bien-être que l'humain affectionne et recherche

N'installe-t-on pas des saturateurs ou humidificateurs à proximité des appareils de chauffage ? Qui n'a jamais jeté un regard sur le cadran d'un thermomètre pour avoir confirmation d'un manque ou excès de chaleur ?

La mesure de la température et du degré d'humidité est chose aisée de nos jours, avec des capteurs spécialisés qu'il est simple de mettre en œuvre. À l'aide d'un simple microcontrôleur, nous pourrions analyser l'évolution des grandeurs physiques et afficher fidèlement et d'une manière multiple les données et surtout leur interprétation en terme de confort. On trouve dans le commerce un curieux appareil à aiguilles qui permet de constater que la zone de confort pour l'humidité se situe entre 40 % HR et 70 % HR environ. La plage de température est plus restreinte et s'étend de 17 à 23 °C approximativement. Le croisement des 2 aiguilles détermine une surface de bien-être (ou euphorie ?) clairement visualisée. On emploie parfois pour ce mesureur le terme « d'euphorimètre ».

Mesurer la température

Il n'y a vraiment aucun problème à mesurer une température d'une manière totalement électronique :

nous allons une fois de plus faire appel à un petit capteur spécialisé déjà bien connu de nos lecteurs, à savoir la diode zéner LM 335. Ce composant se présente sous la forme d'un banal transistor en boîtier plastique TO 92. Il est calibré en usine pour délivrer à ses bornes une tension exacte de 2,73 volts à 0 °C. Cette valeur correspond à 273 °K ou KELVIN, unité légale du système S.I. pour la mesure des températures.

La tension en millivolts aux bornes du capteur est donc de 10 fois la température en degrés K.

Nous ne voulons pas mesurer des températures négatives et nous nous contenterons d'une plage située entre 10 et 40 degrés, valeurs d'ailleurs en dehors de la plage de confort espéré.

Pour disposer d'une tension directement proportionnelle à la température, nous serons amenés d'une part à retrancher 2,73 volts de la valeur lue et ainsi, à 0 °C, on mesurera exactement 0 volt. Il nous faudra d'autre part procéder à une amplification d'un facteur de 10 pour voir évoluer la

tension de la température d'une manière plus significative.

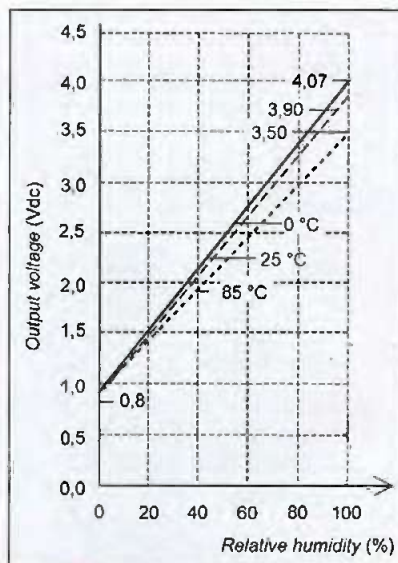
Pour une température de 18 °C, nous disposerons donc d'une tension de $10 \times (18 \text{ °C} \times 10 \text{ mV}) = 1800 \text{ mV} = 1,8 \text{ volt}$.

Mesurer l'humidité

Il faut savoir que l'humidité relative de valeur 0 % caractérise un air parfaitement sec, mais les valeurs les plus faibles se rencontrent en fait dans les zones désertiques avec un chiffre de 20 %. Au contraire, l'air saturé avec un chiffre de 100 % est plutôt observé dans les régions tropicales où l'air vous colle à la peau. Un degré d'humidité trop important favorise les champignons et moisissures dont il provoque le développement. Des déformations sont observées sur les menuiseries, meubles et autres objets sensibles. Nous avons fait appel à un capteur moderne offrant une conversion directe du degré d'humidité sous forme d'une tension. Il s'agit d'un composant HONEYWELL portant la référence HIH 3610. Il est bien plus simple à mettre en œuvre que les humidistances habituelles qu'il fallait insérer dans un ensemble d'oscillateurs pour finalement voir évoluer le rapport cyclique d'un signal carré. Notre composant s'alimente directement sous une tension de 5 volts pour une consommation réduite de 200 µA. Il délivre à 0 % HR une tension de 0,958 volt et une tension de 3,9 volts lorsque l'humidité atteint 100 %. Notez tout de même que ces valeurs sont mesurées à une température de 25 °C et qu'une évolution de celle-ci peut modifier la courbe de conversion dans de légères proportions (**figure 1**). Ce capteur d'humidité est disponible notamment chez Radiospares au prix d'environ 30 €.

Le schéma électronique

Il est proposé sur la **figure 2**. Nous avons fait appel au désormais célèbre microcontrôleur Comfile Pic Basic PB-3B, surtout pour sa facilité à gérer un afficheur LCD en mode



1 Modification de la courbe de conversion avec la température

série. La température est mesurée sur le capteur LM 335 qui dispose de l'ajustable P2 pour permettre un étalonnage précis de sa valeur de sortie. Sous une tension d'alimentation de 5 volts, nous alimentons le capteur sur sa broche (+) à travers une résistance équivalente de 1,96 kΩ, formée par l'association des résistances R4 et R5 en parallèle. On pourra même trier R4 et R5 pour parvenir à la valeur souhaitée.

Le circuit IC3, un classique AOP µA 741, réalise un étage soustracteur avec un gain de 10. Grâce à l'ajustable 20 tours P1, il est facile d'obtenir une tension de 2,73 volts, tension appliquée sur la broche (2) du circuit IC3.

Le gain de 10 est obtenu par le choix des résistances R6 et R7, à trier également pour atteindre le résultat escompté. Un élément ajustable peut également être implanté si nécessaire.

La tension représentative de la température est acheminée sur l'entrée analogique I/02 du circuit IC2 (broche 4) et sera convertie en numérique sous un format de 10 bits (Pour 5 volts, on récupère la valeur 1023).

La mesure de l'humidité est plus directe et se réalise sur une autre entrée analogique I/01 (broche 3). La conversion du degré d'humidité se fera d'une manière logicielle par le microcontrôleur.

Une led bicolore L1/L2 est disponible

pour afficher en vert la zone de confort et en rouge son contraire. L'afficheur LCD n'utilise que la broche (26) notée PIC-BUS. Le modèle ELCD204 utilisé présente 4 lignes de 20 caractères et n'est pas rétro éclairé.

Enfin, un poussoir S1, non exploité dans notre programme, est disponible si une action supplémentaire doit être envisagée. La programmation du PB-3B se fera comme à l'habitude par le biais de 3 fils seulement vers le port LPT1 ou sur une prise USB pour les systèmes d'exploitation plus récents. Signalons enfin notre ouvrage d'initiation complet, disponible aux Editions ETSF, sous le titre "S'initier à la programmation des PIC-BASIC".

Le programme

Il est très succinct et fidèle à la tradition, les lignes en langage BASIC sont complétées par quelques commentaires utiles.

La variable T représente la température et sa tension sous la forme numérique. La variable VT, quant à elle, correspond à l'expression de la température directement en degrés C, les décimales n'étant pas disponibles ici. Cette variable VT pourra être affichée directement sur le bloc LCD.

Le calcul du degré d'humidité est tout aussi simple : la variable VH procède à un décalage préalable (- 164), suivi d'une mise à l'échelle. La valeur 642 correspond à la différence entre 866 (= volts sous 10 bits à 100 %) et 164 (= volts sous 10 bits à 0 %).

On pourra retrouver la plage de températures entre 19 et 25 degrés, alors que l'humidité se situe entre 45 et 65 % HR.

Ces valeurs sont aisées à modifier pour une zone de confort différente. Le contrôle est réalisé par deux fonctions logiques OR, afin de pouvoir lire l'un ou l'autre des messages CONFORT OK ou CONFORT KO !

Un pictogramme rudimentaire rappelant les smileys de nos portables viendra compléter l'affichage de la zone de confort, en conformité avec la couleur de la led L1 ou L2.

```

'confort janvier2006
DIM T as INTEGER ,VT as INTEGER , H as INTEGER , VH as INTEGER
LCDINIT : CSROFF

DEB:
  OUT 12,1 : OUT 14,0          'leds: rouge allumée, verte éteinte
  LOCATE 0,3 : PRINT "** CONFORT KO * :(" 'affichage hors confort

SUI:
  T = ADIN(2)                  'mesure température sur 10 bits
  VT = T * 50 : VT = VT / 1023  'calcul degrés
  LOCATE 0,0 :PRINT "température >."
  LOCATE 5,1 :PRINT DEC ( VT )  'affichage température
  LOCATE 11,1:PRINT "degres C"
  DELAY 500
  H = ADIN(1)                  'mesure humidité sur 10 bits
  VH = H-164 : VH = VH* 100 : VH = VH /642 'calcul humidité
  LOCATE 0,2 :PRINT "humidite >"
  LOCATE 10,2 : PRINT DEC ( VH)  'affichage humidité
  LOCATE 15,2 :PRINT" %HR"
  DELAY 500
  IF VT < 19 OR VT > 25 THEN GOTO DEB 'contrôle température confort
  IF VH < 45 OR VH > 65 THEN GOTO DEB 'contrôle humidité confort
  GOSUB AFF
  GOTO SUI

AFF:
  OUT 12,0 : OUT 14 , 1        'leds: verte allumée , rouge éteinte
  LOCATE 0,3 : PRINT "** CONFORT OK * :-)" 'affichage confort
  RETURN
    
```

Le programme

Réalisation - réglages

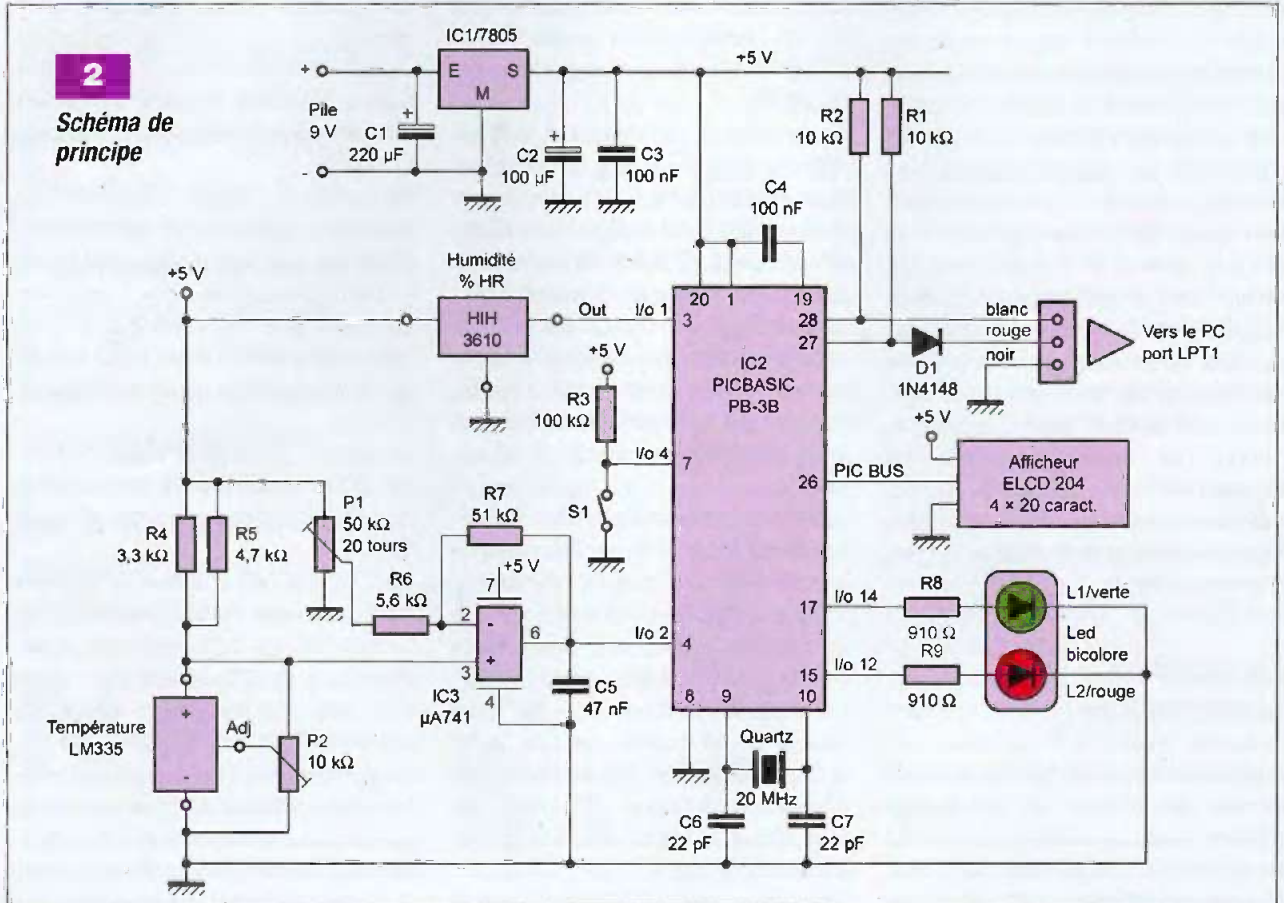
Une petite plaquette cuivrée, à peine plus grande que l'afficheur LCD, regroupe tous les composants (**figure 3**). Les 2 capteurs pourront être éloignés au moyen d'une liaison souple d'une longueur raisonnable. Le circuit IC2 exige un support DIL 28 étroit de bonne qualité, plutôt à broches « tulipe » (**figure 4**).

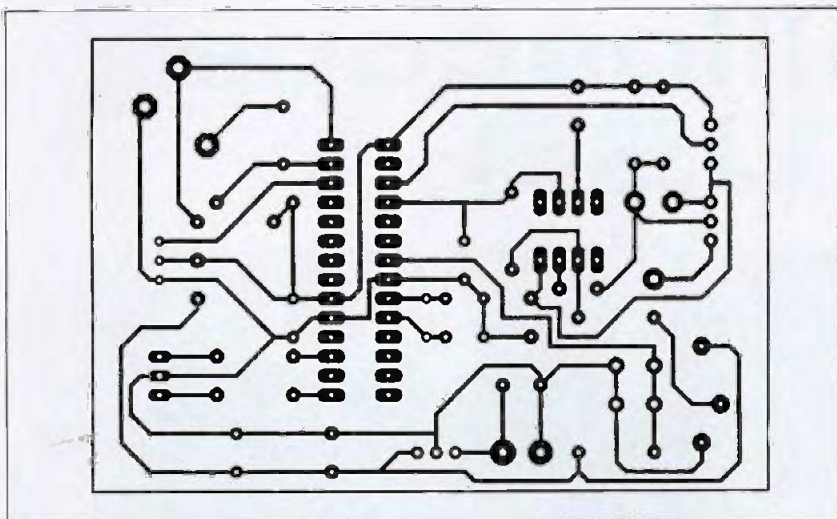
On pourra tester les capteurs en premier, sans insérer le microcontrôleur. Avec P1, une tension de 2,73 volts est ajustée sur la résistance R6. À l'aide d'un thermomètre digne de foi, on s'assurera que la tension mesurée sur la broche (4) de IC2 est conforme à la température ambiante : à 22 °C on doit trouver 2,2 volts. Agir éventuellement sur l'élément P2 pour obtenir le résultat.

Le capteur d'humidité sera inséré dans le bon sens sur les 3 broches « tulipe ». Attention aux effets des décharges statiques ! Le brochage est précisé en **figure 5**. Une tension comprise entre 0,8 et 3,94 volts est mesurée sur la broche (3) du circuit

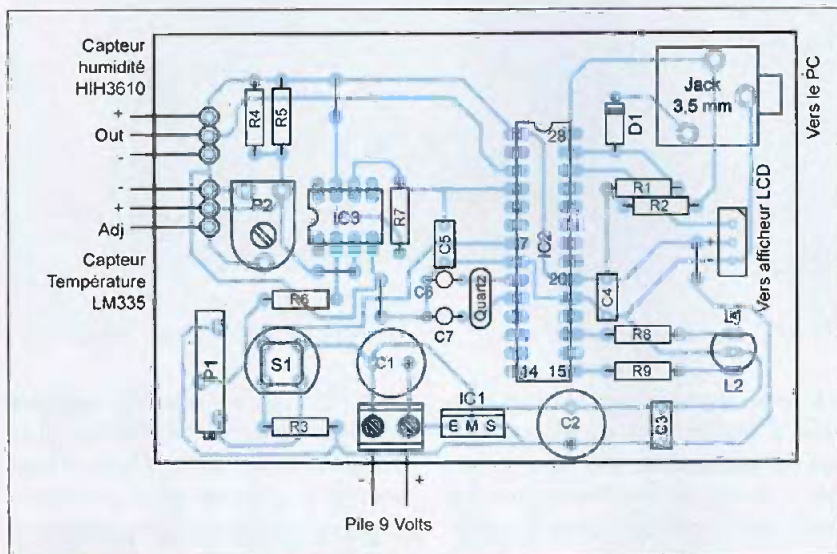
2

Schéma de principe





3 Tracé du circuit imprimé



4 Implantation des éléments

IC2. Après avoir inséré le circuit PB-3B, plaquette hors tension s'entend, il est temps de saisir le programme et de le sauvegarder après action sur la touche RUN.

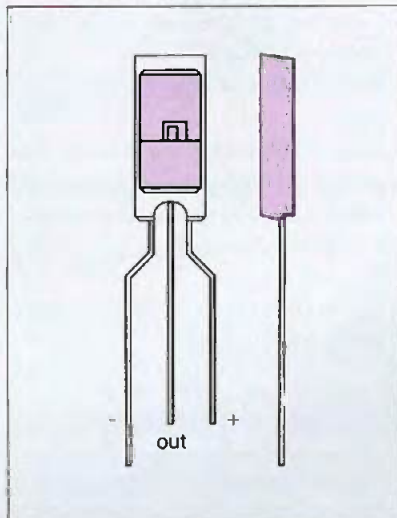
Le fonctionnement est immédiat, mais un réglage plus précis est encore possible grâce aux indications de l'afficheur.

Il ne reste plus qu'à choisir un emplacement pour cette réalisation dont la mise en coffret serait à la fois une manière de mise en valeur et de protection.

Les capteurs doivent rester à l'air libre, ou disposer d'une protection très aérée.

G. ISABEL

5 Brochage du capteur d'humidité HIH 3610



Nomenclature

Semiconducteurs

- IC1 : 7805, boîtier TO 220
- IC2 : microcontrôleur Comfile PB-3B, boîtier DIL 28 étroit (Lextronic)
- IC3 : μ A 741, DIL 8
- L1/L2 : diode led bicolore 5 mm
- D1 : 1N 4148
- Capteur d'humidité Honeywell, type HIH 3610 (Radiospares)
- Capteur de température LM 335
- Afficheur à cristaux liquides ELCD 204 Comfile (Lextronic) mode série, 4 lignes, 20 caractères

Résistances 1/2 W

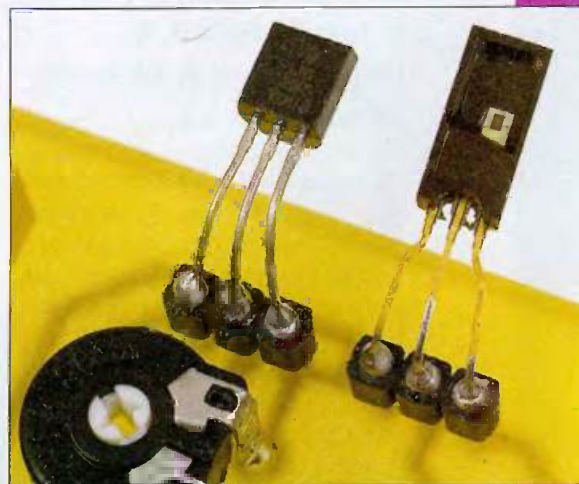
- R1, R2 : 10 k Ω
- R3 : 100 k Ω
- R4 : 3,3 k Ω
- R5 : 4,7 k Ω
- R6 : 5,6 k Ω
- R7 : 51 k Ω
- R8, R9 : 910 Ω
- P1 : ajustable 20 tours 50 k Ω
- P2 : ajustable 10 k Ω , pas de 2,54 mm

Condensateurs

- C1 : 220 μ F / 25 V
- C2 : 100 μ F / 25 V
- C3, C4 : plastique 100 nF
- C5 : plastique 47 nF
- C6, C7 : céramique 22 pF

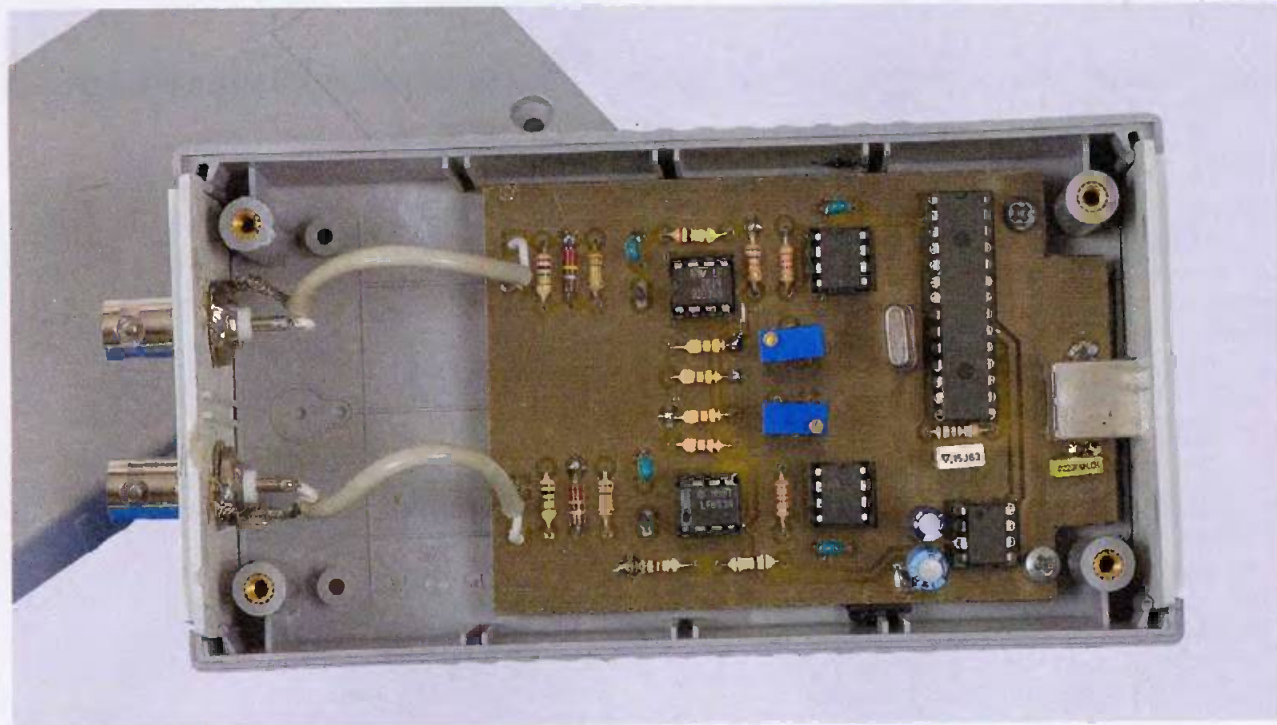
Divers

- Support à souder DIL 28 étroit, picots « tulipe »
- Support à souder DIL 8
- Poussoir miniature pour C.I.
- Bloc de 2 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm
- Coupleur pression pour pile 9 volts
- Connecteur à souder, jack stéréo 3,5 mm
- Connecteur 3 broches détrompé pour afficheur LCD
- 2 x 3 picots « tulipe »
- Quartz à fils 20 MHz



Les capteurs pourront être éloignés au moyen d'une liaison souple d'une longueur raisonnable

Oscilloscope USB



Vous avez certainement l'habitude de trouver des montages à base de PIC dans nos colonnes, mais celui-ci a quelque chose de particulier. En plus de la puissance de calcul qu'offre un contrôleur de la famille PIC18, il dispose d'un module de liaison USB 2.0.

La société Microchip propose en effet depuis peu quatre modèles de contrôleurs de ce type. Malgré sa relative simplicité et son faible prix de revient, c'est bien un oscilloscope USB que *Électronique Pratique* vous propose de réaliser ici. Ce montage peut échantillonner jusqu'à 2 x 500 points sur deux entrées, et ce jusqu'à 200 kHz. Chaque voie dispose également de plusieurs calibres de +/- 0,5 V à +/- 16 V et la liaison USB permet au

montage de fonctionner sans nécessiter d'alimentation supplémentaire. Initialement prévue pour être utilisée dans le monde de l'enseignement, cette carte vous permettra de transformer votre PC en mini oscilloscope bicourbe grâce au logiciel fourni.

Principales Caractéristiques

- 2 entrées symétriques haute impédance (>1 M Ω)
- échantillonnage sur 10 bits (1024 pas)
- jusqu'à 200 kHz (5 μ s) sur une voie, ou 100 kHz (10 μ s) sur deux voies
- jusqu'à 2 x 500 points mémorisés
- 5 calibres utilisables de +/- 0,5 V à +/- 16 V
- liaison USB V2.0 à 12 MB/s (équivalent à 300 kbauds)

Schéma de principe

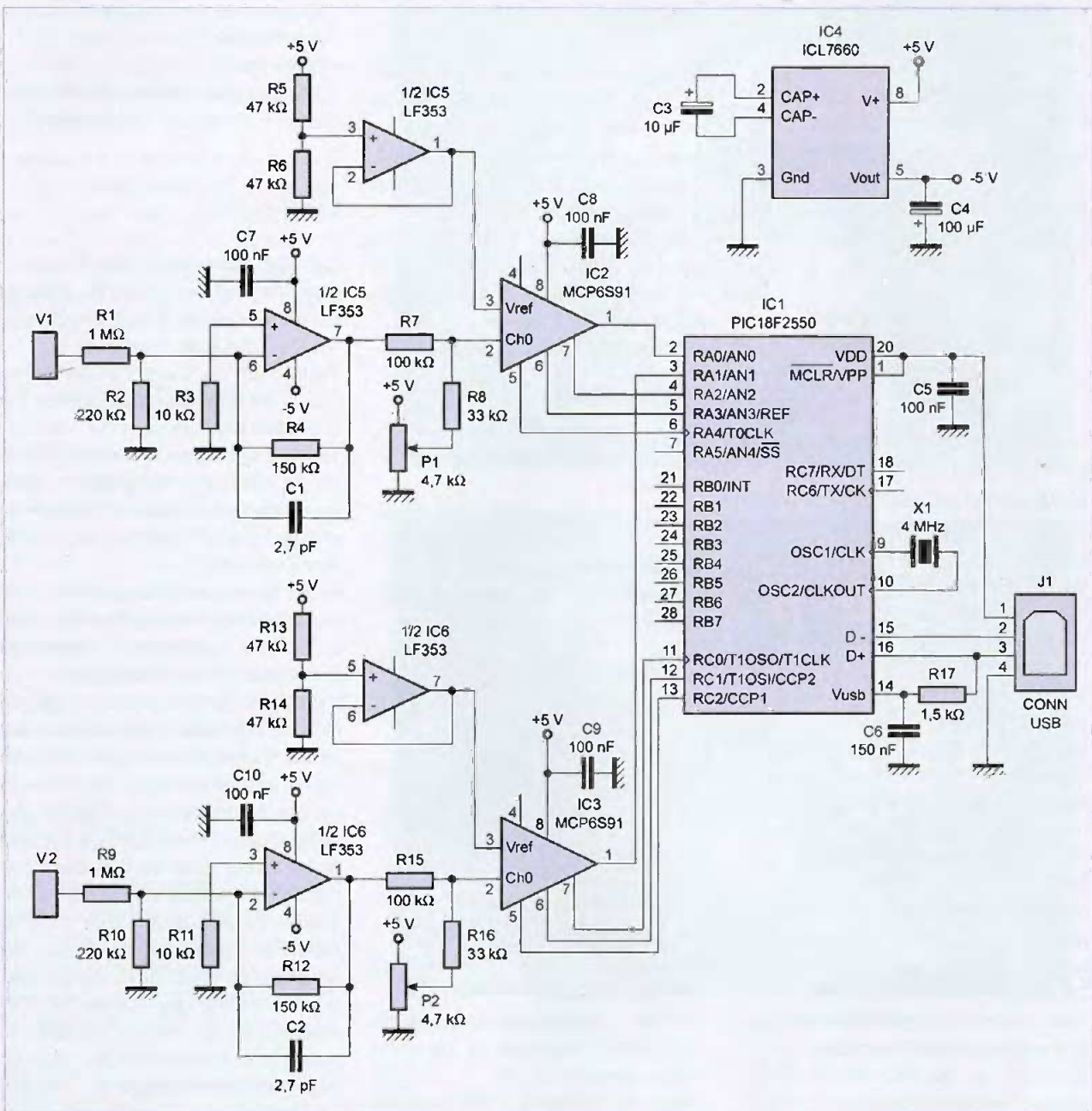
La quasi-totalité du travail est ici exécutée par notre PIC18 (**figure 1**) et

seuls les étages d'entrée assurant une haute impédance d'entrée et le choix du rapport d'amplification sont confiés à d'autres circuits intégrés choisis pour leur caractère compact. L'utilisation d'amplis à gain programmable tels que les MCP6Sxx rend possible le choix facile du gain d'amplification (de 1:1 à 32:1) pour chaque entrée. Chaque ampli à gain programmable est simplement commandé par un bus série trois fils directement issu du PIC.

Le seul inconvénient de ce système est que, comme pour le PIC, ces circuits ne fonctionnent qu'avec une alimentation positive. Le convertisseur IC4 est donc malgré tout nécessaire et suffisant pour fournir la tension négative obligatoire au bon fonctionnement de IC5 et IC6.

Une tension positive de 2,5 V (ajustable par P1 ou P2) est ensuite additionnée au signal issu du premier étage amplificateur IC5, IC6.

Les signaux d'entrées sont donc une nouvelle fois amplifiés d'un gain variable, autour de la tension de réfé-



1 Un schéma fort simple grâce à l'utilisation d'un PIC 18F2550

rence (Vréf) et se retrouvent donc ainsi décalés de manière à occuper au mieux la plage de tension admissible par le convertisseur analogique/humérique du PIC.

L'atténuation obtenue par les résistances d'entrées R1/R2 (et R9/R10) permet en conjugaison avec les amplificateurs à gain programmable d'accepter des signaux de +/- 0,5 V (avec le gain 32:1), jusqu'à +/- 16 V (avec le gain 1:1).

Une moitié de chaque ampli-op (IC5, IC6) est enfin utilisée en suiveur afin de délivrer une tension de décalage Vréf à faible impédance préférable

pour assurer une bonne réponse dynamique des deux amplis à gain réglable.

Fonctionnement logiciel

Le bus USB

Il existe des livres entiers consacrés au bus USB, mais pour faire bref, on peut tout de même en rappeler les points importants.

Précisons tout d'abord qu'il s'agit d'un bus sériel symétrique.

Les données transitent donc sur deux

conducteurs de polarité opposée, les lignes D+ et D-. Le contrôle des échanges est laissé au PC (ou "hôte"), qui peut également alimenter l'appareil connecté en fournissant sans problème jusqu'à 100 mA, voire plus.

L'utilisateur a également la possibilité de brancher et débrancher "à chaud" un appareil sur le bus.

Chaque fois que cela se produit, l'hôte tient à jour une liste des appareils connectés grâce au processus "d'énumération".

Chaque appareil doit donc être capable de s'identifier à la demande

en renvoyant à l'hôte un ensemble de descripteurs. Cela peut être fait grâce aux différents descripteurs qui contiennent chacun un type d'information sur l'appareil. Par exemple, le descripteur d'appareil ('device descriptor') est unique pour chaque appareil et donne des informations importantes comme :

- le protocole (1.0, 1.1, 2.0)
- la classe
- le 'VendorId' identifiant le fabricant
- le 'ProductId' ou numéro de série de l'appareil
- etc...

Les champs 'Vid/Pid' sont parmi les premiers à être utilisés par le système d'exploitation qui associe un driver à chaque nouveau venu.

La moindre modification à leur niveau entraînera donc la recherche d'un nouveau driver.

La **figure 2** montre l'organisation pyramidale de chacun d'eux.

Chaque appareil a au moins un descripteur de configuration précisant par exemple le mode d'alimentation. Chaque configuration peut avoir une ou plusieurs interfaces et autant de descripteurs, qui eux mêmes englobent un ou plusieurs 'endpoint'.

Un 'endpoint' peut être considéré comme une voie de communication qui peut être soit 'IN' (de l'appareil vers le PC), soit 'OUT' (du PC vers l'appareil).

Cette structure permet d'obtenir une grande souplesse d'utilisation.

Dans le cas du PIC18F2455/2550, chaque 'endpoint' dispose d'un buffer de 64 octets.

Un seul est réellement utilisé afin de garder un maximum de mémoire RAM pour stocker les échantillons de mesures.

Le PIC18F455/x550

Digne successeur des PIC16C745/765 avec lesquels il est compatible patte/patte, on peut parier que ce contrôleur soit promis à un bel avenir. Sa liaison compatible USB 2.0 en fait un concurrent sérieux à tous les modules USB/Port COM pré-programmés. Ses modules internes et son unité centrale fonctionnant jusqu'à 48 MHz font le reste.

Voici ses principales caractéristiques :

Programmation :

- Jusqu'à 32 ko de mémoire flash, 2 ko de RAM et 256 octets de data-EEPROM
- Jeu d'instructions étendu (optimisé pour les compilateurs C) avec multiplication sur 1 cycle
- Programmation "In circuit" et débogage possible

Le module USB :

- Compatible USB 1.1 et 2.0 de 1,5 MB/s à 12 MB/s
- Modes Isochrones, Bulk et Interruption
- 1 ko de mémoire RAM utilisable sur 32 endpoints (64 octets chacun)

Nombreux modes de fonctionnement :

- Oscillateurs internes ou externes de 31 kHz à 48 MHz
- Modes économie d'énergie 'Idle/Sleep' réduisant la consommation jusqu'à 0,1 μ A
- Plage de tensions d'alimentations étendue de 2,0 V à 5,5 V

Nombreux périphériques :

- Plusieurs ports entrées/sorties, 4 timers avec capture/comparés

- Modules de liaisons synchrones et asynchrones
- Port parallèle
- Convertisseur rapide 10 bits avec jusqu'à 13 entrées multiplexées

Le logiciel

Construit autour des notes d'applications fournies par Microchip, l'essentiel du logiciel est écrit en langage C. Il utilise d'ailleurs encore le numéro "Vendor Id" de Microchip (0x4D8) et si cela est toujours possible pour une utilisation personnelle, pour une utilisation à plus grande échelle, il vous faudra réserver votre propre numéro en contactant l'organisme officiel en charge de la gestion de l'USB (www.usb.org).

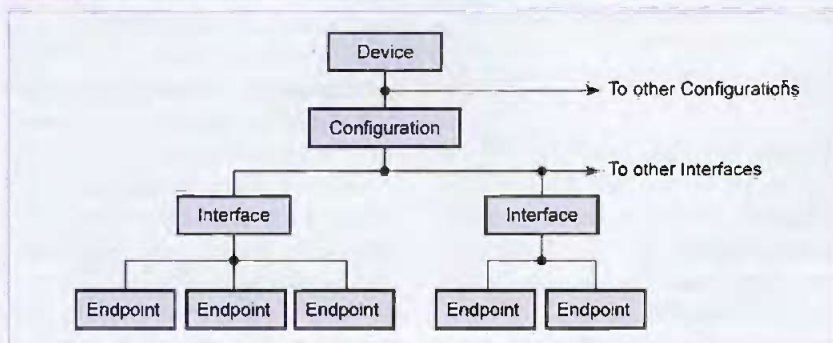
Seule la boucle d'acquisition a été écrite entièrement en assembleur afin de pouvoir augmenter au maximum la fréquence d'échantillonnage.

Le contrôle de la base de temps impose également une maîtrise des temps d'exécution au cycle près, difficile à obtenir avec un compilateur C. La boucle principale du logiciel surveille en permanence (et ne doit pas être arrêtée) l'état du bus dans l'attente de l'arrivée d'une requête USB. Toutes les opérations sont en effet initiées par le PC. Celui-ci envoie des commandes sous forme de groupes de 16 octets auxquelles le PIC répond par un nombre variable de paquets de 64 octets (taille maximale d'un buffer de endpoint).

Le premier octet de chaque commande détermine l'action à exécuter :

- commande 80h → efface les données de calibration (en data EEPROM) de la carte
- commande 81h → sauve les facteurs de compensation de gain des deux voies passés en paramètres. Stockés en EEPROM, ces deux coefficients (proches de 1) sont ensuite appliqués à chaque mesure
- commande 83h → lance une séquence de mesure du décalage de zéro, les deux entrées étant connectées à la masse. Les deux décalages résiduels au zéro sont alors stockés en EEPROM pour pouvoir corriger les prochaines mesures

2 Les niveaux de descripteurs USB



- commande 85h → lance un échantillonnage. La base de temps, le nombre de points et le type de synchronisation sont envoyés en paramètres

Dans un but d'économie, le PIC stocke les mesures quatre par quatre afin de regrouper les poids de chacune d'elles. Les mesures se faisant sur 10 bits, on obtient en effet à chaque fois un octet accompagné de 2 bits isolés qu'il faut stocker au mieux...

Le logiciel "OscilloPIC"

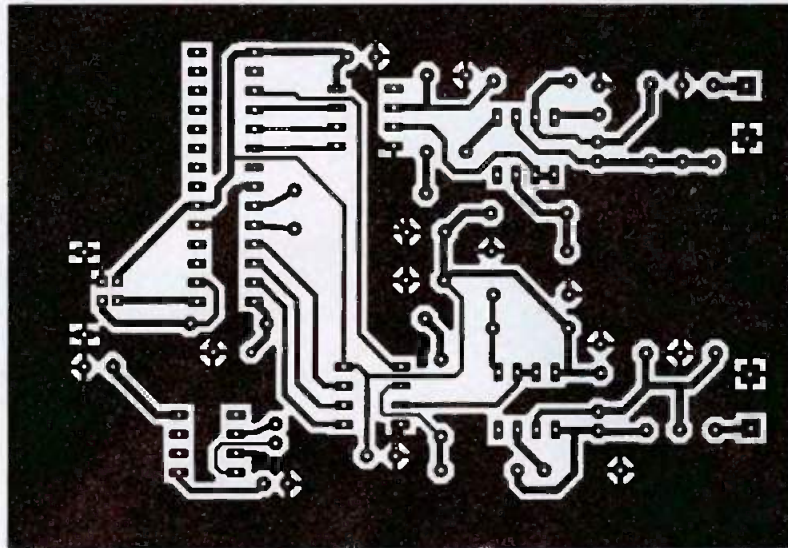
Vous le trouverez sur le site internet de la revue (**figure 3**).

Le logiciel "OscilloPIC" écrit en Visual Basic permet de piloter la carte à la manière d'un oscilloscope numérique. On y retrouve les réglages de base de temps (de 5 μ s sur 1 voie, à 9999 μ s sur 2 voies).

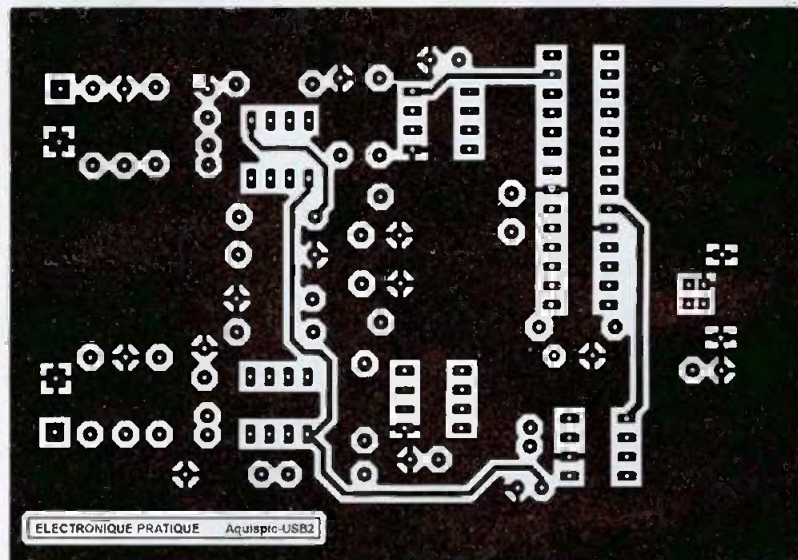
Des curseurs permettent de mesurer les signaux et l'ensemble des valeurs numériques peut même être exporté dans un fichier texte.

Réalisation

C'est bien un circuit double face que vous pouvez voir en **figures 4a** et **4b**, l'implantation des composants se trouvant en **figure 5**. Le nombre de liaisons côté composants a malgré tout été réduit au minimum et



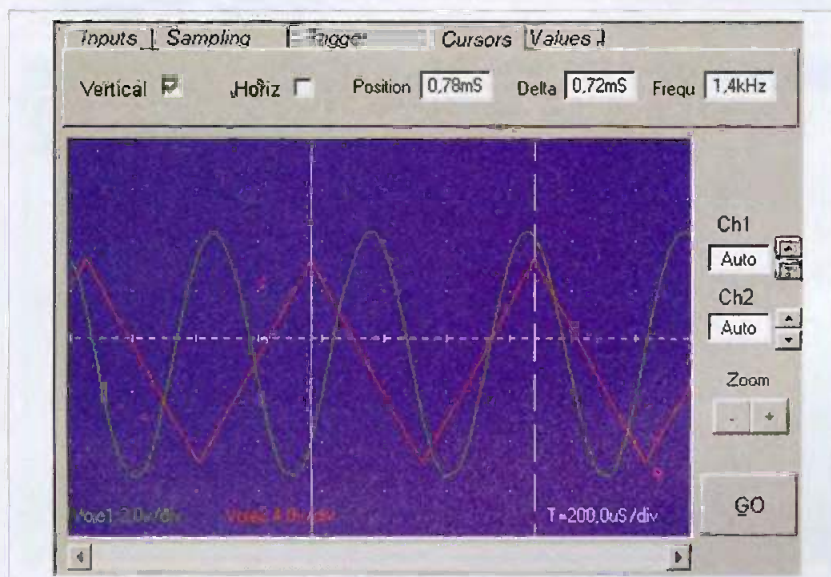
4 a



4 b

Tracé des circuit imprimés

3 Le logiciel OscilloPIC

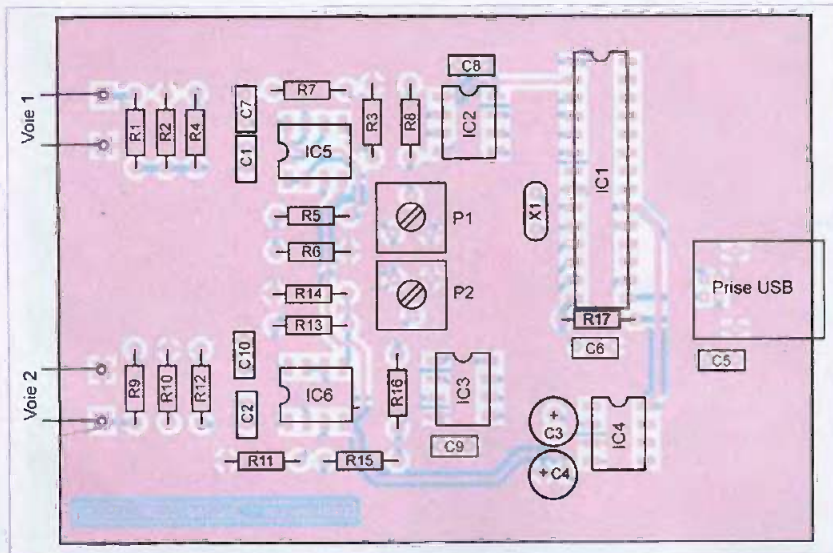


ceux qui préféreront graver un circuit simple face n'auront donc que quelques straps à ajouter.

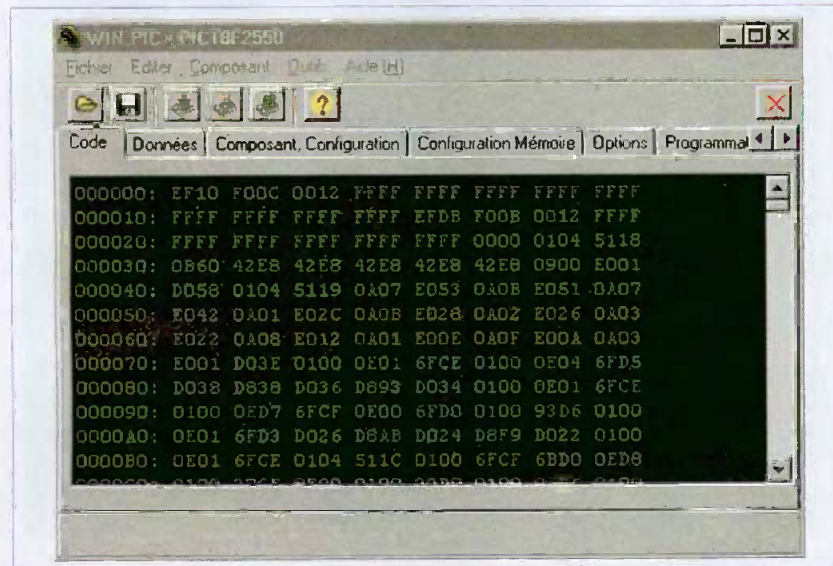
Vérifiez avant tout l'absence de courts-circuits sur votre montage, en particulier sur le plan de masse. Le montage est destiné à être connecté à votre PC, donc pas de risques inutiles.

Seule l'embase USB femelle demande une attention particulière. On pourra soit agrandir ses trous de fixation (percer 3 trous de 0,8 mm côte à côte), soit se contenter de souder son capot au plan de masse sur la face composant du circuit imprimé.

Si vous ne possédez pas de pro-

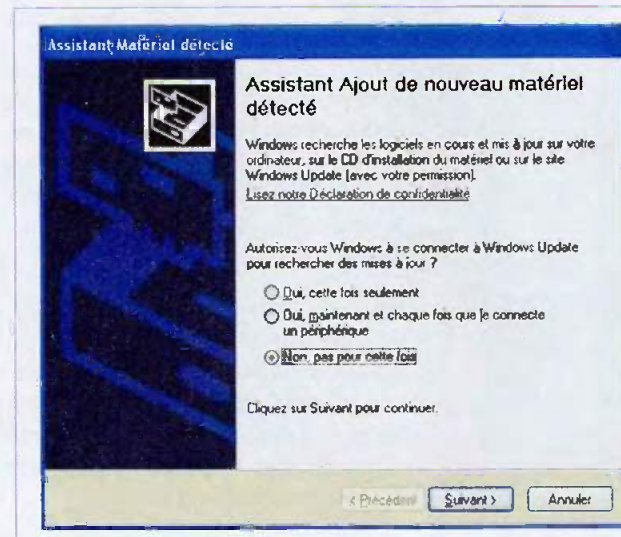


5 Implantation des composants



6 Le logiciel WIN PIC

7 Premier affichage à la première connexion du PC



Nomenclature

Résistances

- R1, R9 : 1 MΩ
- R2, R10 : 220 kΩ
- R3, R11 : 10 kΩ
- R4, R12 : 150 kΩ
- R5, R6, R13, R14 : 47 kΩ
- R7, R15 : 100 kΩ
- R8, R16 : 33 kΩ
- R17 : 1,5 kΩ

Ajustables multitoirs

- P1, P2 : 4,7 kΩ

Condensateurs

- C1, C2 : 2,7 pF
- C3 : 10 μF / 16 V
- C4 : 100 μF / 16 V
- C5 : 100 nF
- C6 : 150 nF
- C7 à C10 : 100 nF

Circuits intégrés

- IC1 : PIC18F2550 (ou PIC18F2455)
- IC2, IC3 : MCP6S91
- IC4 : ICL7660 (ou LTC1044)
- IC5, IC6 : LF353

Divers

- X1 : 4 MHz crystal
- J1 : USB socket (type B) for PCB
- Boîtier 'Velleman' type G410
- 2 embases BNC femelles à visser

Liens

- <http://www.qsl.net/dl4yh7/winpicpr.html> pour tout savoir sur Winpic
- <http://www.id2.cz/jdm2.htm> : schémas de programmeurs JDM
- <http://www.microchip.com> : le site officiel du fabricant
- http://www.abcelectronique.com/acquier/usb1_fr.htm : nombreuses explications sur l'USB
- <http://www.usb.org> : le site officiel de l'USB, vous pouvez y réserver votre propre 'Vendor Id'
- <http://laquipic.free.fr> : le site de l'auteur, les enseignants en sciences y trouveront une interface avec le logiciel Synchronie

grammateur Microchip (ICD2 recommandé...), il vous faudra impérativement utiliser le logiciel "WIN PIC" (figure 6) pour pouvoir flasher le logiciel "AQUISPIC.HEX" dans votre PIC18F2455/2550 tout neuf.

Le PIC18F2455 (ou /2550) utilisé ici étant assez récent, seul votre logiciel "WIN PIC" est pour l'instant à même d'effectuer la programmation, n'en déplaise aux utilisateurs de "ICPROG".

Le logiciel "WIN PIC" est également disponible sur Internet (voir liens) et permet d'utiliser une gamme particulièrement étendue de microcontrôleurs, des PIC10Fxxx jusqu'aux dsPIC30xx.

Il gère également de nombreux types de programmeurs différents comme le JDM2 sur port série.

Il vous faudra cependant vérifier certains points sur votre programmeur pour pouvoir l'utiliser avec WIN PIC :

- une capacité de 47 pF doit être soudée entre les pattes RB7 (PGD) et la masse
- une capacité de 47 pF doit être soudée entre les pattes RB6 (PGC) et la masse
- la patte RB5 doit être reliée à la masse

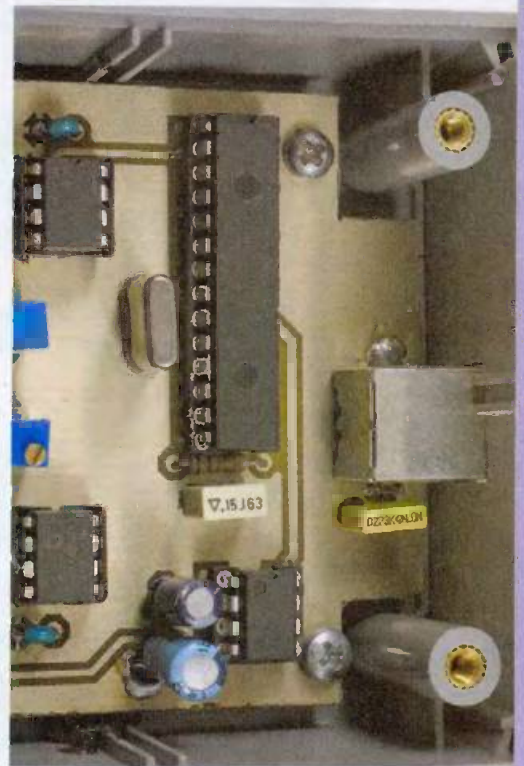
Installation du driver

Dès la première connexion à votre PC, celui-ci ne connaissant pas encore la carte, doit inmanquablement afficher un message du type 'Nouveau matériel détecté' (figure 7). Vous devrez alors commencer par installer le driver en allant sélectionner (l'emplacement spécifié) du fichier 'MCH-PUSB.INF' dans le répertoire 'driver_carte' (figure 8). Aussitôt fait, le logiciel doit reconnaître la carte et fonctionner normalement.

Calibration de la carte

Une fois la communication établie avec votre PC, il est temps de vérifier le bon fonctionnement de la partie analogique et surtout de régler le zéro sur les deux entrées. Un premier réglage 'hardware' doit être fait le plus précisément possible au moyen des deux trimmers multitours P1 et P2 de 4,7 k Ω .

Assurez vous d'abord que les deux entrées sont en l'air, ou connectées à la masse. Réglez ensuite les deux voies de la carte sur le plus petit calibre de +/- 0,5 V, en utilisant 'OscilloPIC'. Les trimmers doivent alors être réglés de manière à obtenir



Un boîtier de 24 pattes pour le PIC 18F2550 qui exécute la quasi-totalité du travail

une tension proche de 2,5 V sur les pattes 2 de chaque ampli à gain programmable.

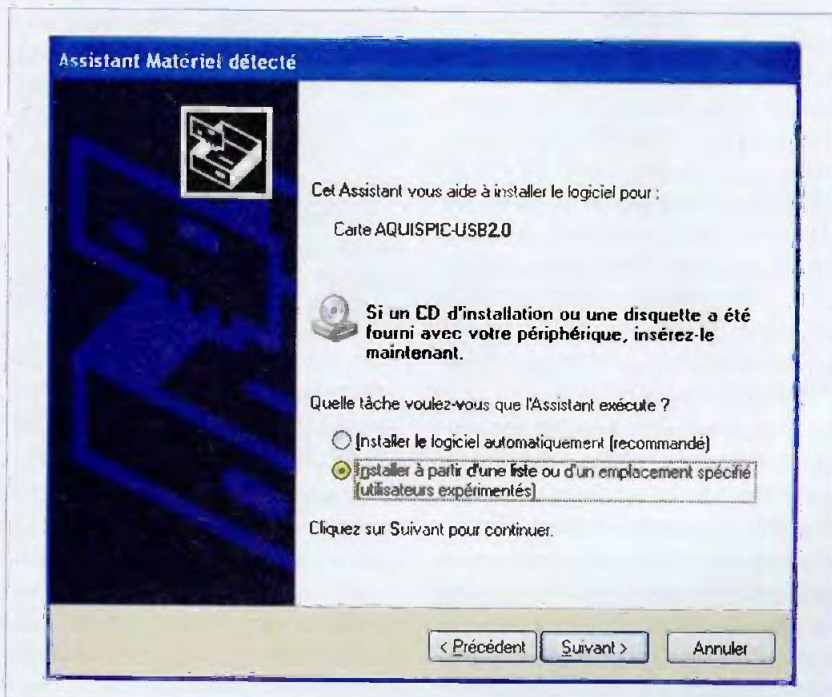
Vous pouvez peaufiner le réglage en essayant d'obtenir des traces les plus proches possible du zéro à chaque appui sur "Lancer". Lancez ensuite la procédure d'auto-calibration en écrivant la valeur 'cal' à la place du nombre de points dans l'onglet "échantillonnage". Cliquez alors sur "Lancer".

Dans un premier temps, le logiciel vous demandera de faire ou non le réglage du gain, répondez 'non' et commencez par le réglage fin du zéro.

Le réglage fin du gain pourra être fait par la suite (l'erreur de gain étant généralement assez faible), en indiquant à la fois les valeurs crête/crête de signaux réellement mesurés et celles mesurées par la carte (avec les curseurs). Les données de calibration sont ensuite sauvegardées de manière permanente dans la mémoire EEPROM.

G. SAMBLANCAT
g.samblancat@free.fr

8



Transformez votre clavier de PC en instrument de musique



Avec le renouvellement toujours plus rapide du matériel informatique, il n'est pas rare de disposer d'un vieux clavier dans ses placards. Nous vous proposons de recycler ce dernier pour en faire un petit instrument de musique qui amusera petits et grands.

Bien entendu, la disposition des touches du clavier d'un PC ne se prête pas vraiment à la pratique musicale. Ce montage est donc avant tout un gadget destiné à amuser les enfants tout en les familiarisant avec la disposition des touches d'un clavier d'ordinateur.

Schéma

Le schéma de notre montage est reproduit en **figure 1**. Comme vous pouvez le constater sur celui-ci, l'utilisation d'un clavier de PC facilite grandement la fabrication de l'instrument. En effet, un clavier de PC se pilote au moyen de deux lignes de communication seulement (CLK et DATA), le reste n'étant plus qu'une affaire de logiciel pour décoder le protocole. La gestion du clavier est confiée à un microcontrôleur P89C51RD2 ou équivalent.

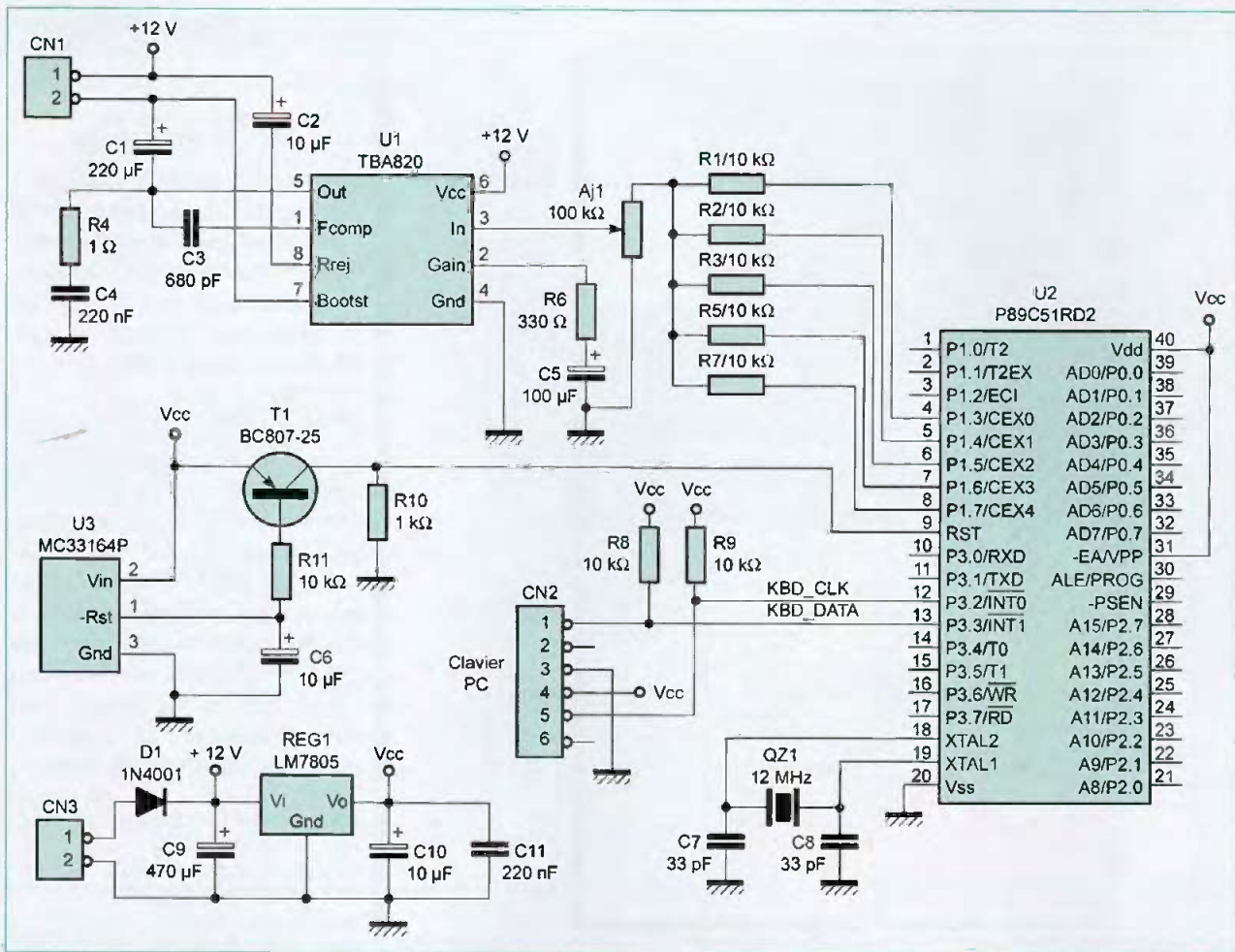
La synthèse directe d'un signal sonore par un microcontrôleur représente généralement une charge de travail importante pour les modèles 8 bits.

Pour un petit microcontrôleur, il est pratiquement impossible de piloter un clavier de PC tout en produisant la synthèse de plusieurs notes musicales simultanées. Pour réaliser ce

travail, nous avons dû faire appel à un microcontrôleur qui dispose de ressources matérielles appropriées. C'est pour cela que notre choix s'est porté ici sur le microcontrôleur 89C51RD2 car il dispose d'un compteur programmable à 5 canaux (il s'agit du PCA : Programmable Counter Array). Vous l'aurez compris, notre montage dispose de 5 voies polyphoniques, ce qui est largement suffisant pour jouer de nombreuses mélodies sur un clavier de PC.

Vous verrez d'ailleurs que l'exercice demande pas mal de pratique, surtout si l'on est déjà habitué à un clavier de piano!

Revenons maintenant à notre schéma. La mise en œuvre du microcontrôleur est tout à fait classique. L'oscillateur de celui-ci est mis à profit grâce au quartz QZ1 et ses "condensateurs de pieds" C7 et C8. Le signal de remise à zéro est produit



1 La simplicité du montage est obtenue grâce au microcontrôleur P89C51RD2

par un circuit MC33164P puis il est inversé par le transistor T1 car ce signal doit être actif à l'état haut pour le modèle de microcontrôleur choisi. Les signaux KBD_CLK et KBD_DATA issus du clavier (via CN2) sont reliés directement aux ports P3.2 et P3.3 du microcontrôleur. Les signaux en question étant pilotés par des circuits logiques dont la structure de sortie est équivalente à des collecteurs ouverts, il est nécessaire d'ajouter des résistances de rappels au +5 V (R8 et R9). Le décodage des signaux KBD_CLK et KBD_DATA est réalisé entièrement par le logiciel qui utilise les interruptions du port P3.2. Notre programme n'interprète pas la totalité des codes envoyés par le clavier, ce qui évite des problèmes potentiels de compatibilité avec les claviers qui possèdent des touches de fonctions spécifiques.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, c'est le microcontrôleur qui se chargera de produire les

signaux sonores des 5 voies au travers de son PCA. Les sorties du PCA sont disponibles sur les broches P1.3 à P1.7 du microcontrôleur. Les sorties en question sont reliées à un sommateur rudimentaire constitué de R1, R2, R3, R5, R7 et AJ1. Une fraction du signal utile est prélevée sur le point milieu de AJ1 pour piloter un petit amplificateur BF articulé autour d'un circuit TBA820M (U1). Il s'agit d'un circuit très répandu car destiné à piloter directement un haut-parleur 8 Ω de petite puissance. Le gain de l'amplificateur U1 est fixé au minimum possible étant donné que le signal prélevé par AJ1 possède déjà une amplitude suffisante.

Le montage sera alimenté par une tension de 9 Vdc à 12 Vdc qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire, à condition que le bloc d'alimentation retenu soit capable de fournir au moins 250 mA.

L'alimentation par une pile de 9 V est

possible mais la durée de vie de celle-ci sera très limitée étant donné que le montage alimente également le clavier du PC. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation, ce qui est toujours utile. Le régulateur REG1 se charge ensuite de fournir la tension de 5 Vdc nécessaire au microcontrôleur.

Réalisation

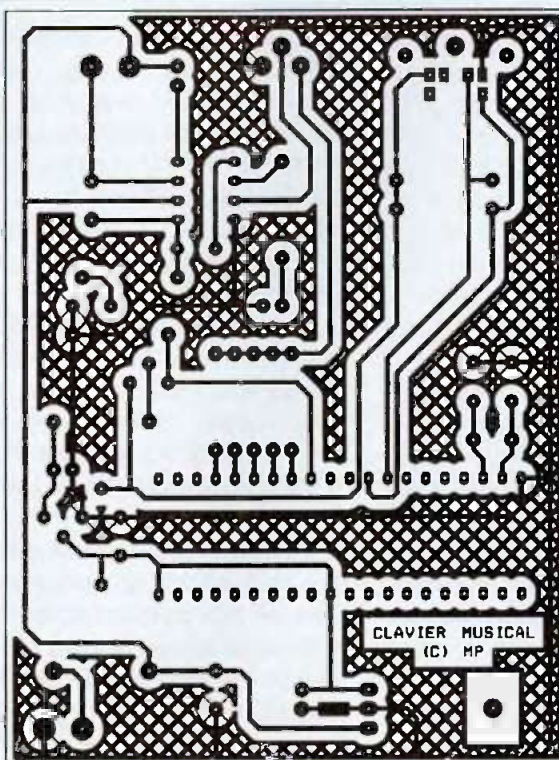
Le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 2** tandis que la vue d'implantation associée est reproduite en **figure 3**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre, pour la plupart. En ce qui concerne CN1, CN2, CN3, D1 et REG1, il faudra percer les pastilles avec un foret de 1 mm de diamètre. Pour CN2, il faudra percer les pastilles de passage des ergots du connecteur avec un foret de 2,5 mm

Note	Touche	F (en Hz)	F# (en Hz)	Touche Num
DO (2)	A	130,8	138,6	
RE	B	146,8	155,6	
MI	C	164,8		
FA	D	174,6	185,0	
SOL	E	196,0	207,7	
LA	F	220,0	233,1	
SI	G	246,9		
DO (3)	H	261,6	277,2	0
RE	I	293,7	311,1	1
MI	J	329,6		2
FA	K	349,2	370,0	3
SOL	L	392,0	415,3	4
LA	M	440,0	466,2	5
SI	N	493,9		6
DO (4)	O	523,3	554,4	7
RE	P	587,3	622,3	8
MI	Q	659,3		9
FA	R	698,5	740,0	
SOL	S	784,0	830,6	
LA	T	880,0	932,3	
SI	U	987,8		
DO (5)	V	1046,5	1108,7	
RE	W	1174,7	1244,5	
MI	X	1318,5		
FA	Y	1396,9	1480,0	
SOL	Z	1568,0	1661,2	

4 Correspondance des notes et des touches du clavier du PC

de diamètre. Enfin, n'oubliez pas de percer le trou de passage de la vis de fixation du régulateur REG1, avec un foret de 3,5 mm de diamètre. Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Le microcontrôleur U2 sera programmé avec le contenu du fichier « KBDMU-SIC.HEX » que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Internet de la revue.

L'utilisation du montage est très simple puisqu'il suffit de brancher un clavier de PC sur CN2, un haut-parleur sur CN1 puis de mettre le montage sous tension. Ensuite c'est à vous de jouer ! Le montage produit des notes musicales sur 3 octaves. La correspondance des notes et des touches du clavier du PC est indiquée en **figure 4**. Pour obtenir des notes élevées d'un demi-ton (les dièses), il suffit de maintenir enfoncée



2

Tracé du circuit imprimé

Nomenclature

Divers

QZ1 : Quartz 12 MHz en boîtier HC49/U
 CN1, CN3 : Bornier à vis, bas profil, 2 contacts, à souder sur circuit imprimé.
 CN2 : Connecteur mini-din 6 points (pour clavier de PC)

Condensateurs

C1 : 220 µF / 25 V
 C2, C6, C10 : 10 µF / 25 V
 C3 : 680 pF
 C4, C11 : 220 nF
 C5 : 100 µF / 25 V
 C7, C8 : 33 pF céramique, au pas de 5,08 mm
 C9 : 470 µF / 25 V

Semi-conducteurs

D1 : 1N4001
 REG1 : LM7805 en boîtier TO220
 U1 : P89C51RD2 (ou équivalents tels que AT89C51RD2 ou T89C51RD2)
 U2 : TBA820M

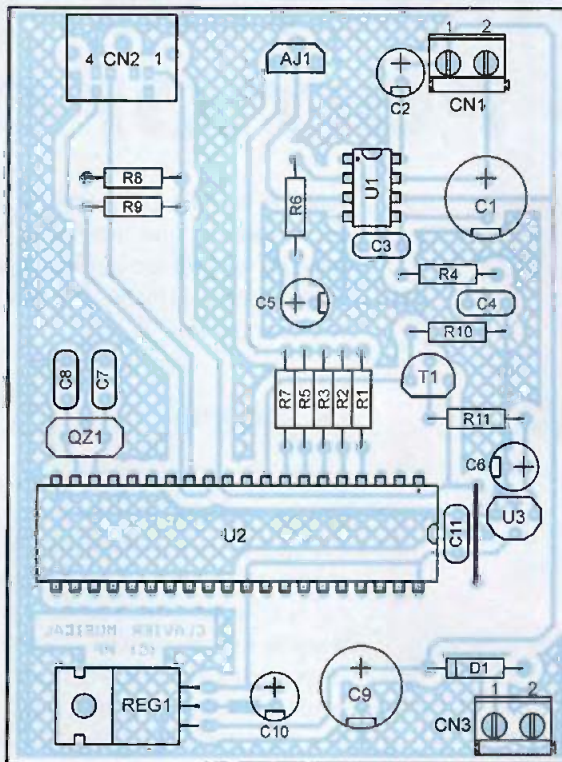
Résistances

R1, R2, R3, R5, R7, R8, R9, R11 : 10 kΩ 1/4 W 5 % (Marron, Noir, Orange)
 R6 : 330 Ω 1/4 W/5 % (Orange, Orange, Marron)
 R4 : 1 Ω 1/4 W/5 % (Marron, Noir, Argent)
 R10 : 1 kΩ 1/4 W/5 % (Marron, Noir, Rouge)
 AJ1 : Ajustable 100 kΩ

l'une des touches "shift" du clavier avant d'appuyer sur les touches alphabétiques. Les touches du pavé numérique ne sont pas affectées par les actions sur la touche "shift".

Comme nous l'avons déjà précisé, ce montage produit des sons polyphoniques. Le montage gère l'appui sur 5 touches simultanées. Si vous enfoncez plus de 5 touches simultanément, le montage ignorera les autres touches. Le montage surveille à quel moment vous relâchez les touches pour arrêter le signal sonore de la voie correspondante. Si vous avez appuyé sur plus de 5 touches simultanément, ou si vous appuyez très rapidement sur les touches, il peut arriver que le montage manque certains codes envoyés par le clavier. Dans ce cas de figure, certaines notes de musique auront une durée plus longue que prévue mais tout rentrera automatiquement dans l'ordre au bout de quelques secondes.

P. MORIN



3

Implantation des éléments

USB SERIE COMPLET



- Composant USB vers Série en un seul composant avec eeprom, horloge cpu.
- Drivers port virtuel pour Windows, Linux, ou DLL pour Windows, Linux, MAC gratuits, Exemples en C++, VB, Delphi, Labview fournis,
- Kits d'évaluation en différents formats.

EBCONNECTIONS

3 Rue St Vincent Paul 89420 Ragny
Tél : 0820 900 021 Fax : 0820 900 126
Site Web : www.ebconnections.com

www.minineon.com
06 24 96 68 31

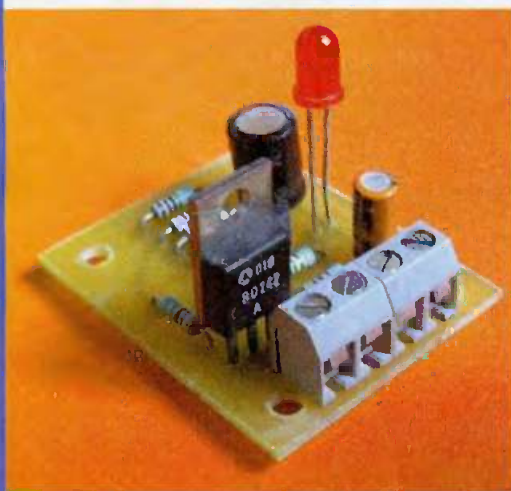
Vente aux particuliers et aux professionnels*

- Lampes à LED de 100 à 1000cd (MR16, GU10, E14, E27, PAR20, PAR30, PAR38, Boule : 12V et 220V.)
- LED THL de 1 à 25cd Dispo en 10 couleurs !
- LED spéciales, Néons, Câbles lumineux
- Fabrication sur mesure.

7% de remise pour toutes commandes passées sur le site.
Code promo : ep2006

*Tarifs pro sur demande.

Alarme pour remorque



Que ce soit à l'occasion de vacances bien méritées ou lors de travaux de rénovation ou d'entretien de son jardin, il est assez fréquent de devoir se déplacer avec une remorque. Il vous est déjà certainement arrivé de laisser votre véhicule et sa remorque sur un parking le temps d'une course. Sans être excessivement suspicieux, beaucoup d'entre nous face à cette situation, redoutent de ne pas revoir leur remorque à leur retour !

Avec le montage dont nous vous proposons la réalisation, vous pourrez laisser votre véhicule et sa remorque en toute quiétude. Peu encombrant et très bon marché, l'installation de cette alarme est facile. Elle n'en demeure pas moins efficace et déclenchera le klaxon de votre

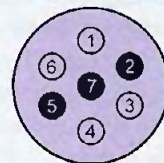
véhicule ou une petite sirène d'appoint dès qu'une personne malveillante tentera de débrancher de votre attelage la fiche électrique de votre remorque.

Le schéma

La **figure 1** présente le schéma de principe de notre alarme. Sa structure s'apparente à celle d'un testeur de continuité. En effet, le principe repose sur la détection de la présence d'un shunt (court-circuit) dans la fiche de la remorque entre les broches 3 et 7, cette dernière n'étant pas utilisée dans les raccordements usuels (**figure 2**). Un premier étage, construit autour du transistor T1, détecte la présence de cette clé (shunt). En fait, le transistor T1 est utilisé en comparateur de tension et ses deux états bloqué/passant sont exploités pour commander la commutation du transistor de puissance T2 qui s'apparente à un interrupteur électronique.

Le comparateur à transistor

Le seuil du comparateur réalisé à partir du transistor T1 est égal à la tension de polarisation base-émetteur de T1 (environ 0,6 V) à laquelle



- 1 : Indicateur de direction gauche / *jaune*
- 2 : Éclairage intérieur caravane / *bleu*
- 3 : Masse et retour commun / *blanc*
- 4 : Indicateur de direction droit / *vert*
- 5 : Feux de position / *marron*
- 6 : Feux stop / *rouge*

2 Brochage de la prise électrique de raccordements

s'ajoute la tension de polarisation directe de la led DL1 (1,6 V à 2,2 V selon les modèles).

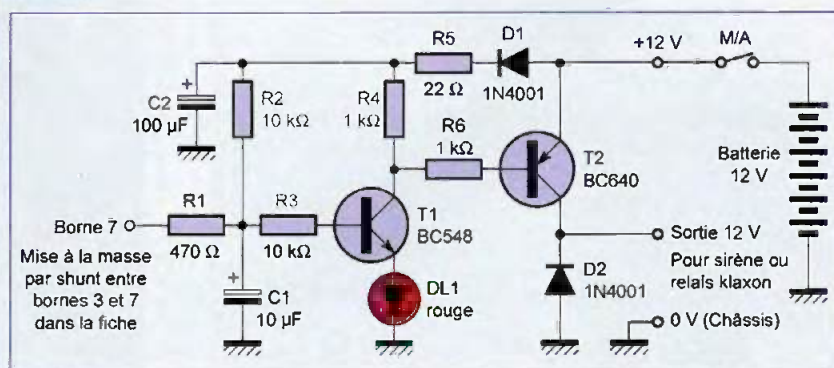
Au-dessous de ce seuil d'environ 2 V, le transistor T1 est bloqué et au-dessus de ce seuil, le transistor T1 est passant et la led DL1 est allumée.

Or, la base du transistor T1 connaît deux états dus à la présence ou à l'absence du shunt qui porte à la masse la résistance R1.

En présence du shunt, le diviseur de tension R1/R2 fixe la tension de base du transistor T1 à environ 0,5 V, ce qui est au-dessous de 2 V. Le transistor T1 est alors bloqué et par conséquent, le transistor T2 est également bloqué. De ce fait, la sortie du montage n'est pas alimentée.

Lorsque la fiche de la remorque est arrachée de la prise du véhicule, le potentiel du point nodal R1, R2, R3

1 Schéma de principe de l'alarme



passé au-dessus de 2V. Le transistor T1 devient passant et son courant de base traverse les résistances R2 et R3. Ce courant est suffisant pour entraîner la saturation du transistor T1, dont le circuit collecteur-émetteur est alors équivalent à un interrupteur fermé : la led DL1 est allumée et elle est parcourue par les courants traversant les résistances R5 et R6.

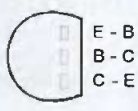
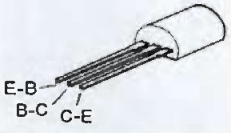

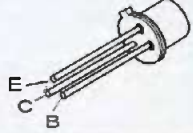
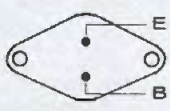
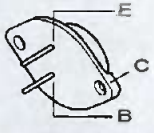
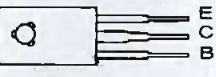
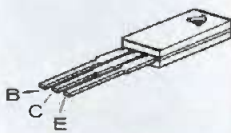
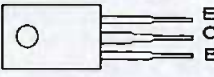
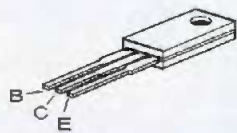
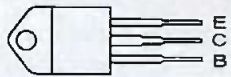
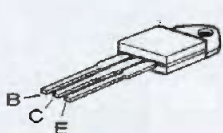
L'interrupteur électronique

Lorsque le transistor T1 est conducteur, le transistor T2 est saturé par le courant de base traversant la résistance R6. La chute de tension du circuit émetteur-collecteur du transistor T2 (V_{EC} est alors faible et la tension en sortie est voisine de 12 V (tension de sortie présente aux bornes de la diode D2). À titre d'exemple, avec un transistor T2 de référence BD242A, une résistance de base R6 de 820 Ω , une tension de batterie de 13,5 V et un courant de sortie de 1 A, la tension de saturation collecteur-émetteur du transistor T2 (V_{CEsat}) est d'environ 0,2 V.

Choix du transistor T2

Si le montage est destiné à commander un relais "auto" ou une petite sirène de type AS100 / AS300 d'une centaine de décibels, un petit transistor économique BC640 en boîtier TO-92 pourra convenir.

Mais, selon vos fonds de tiroir, vous pourrez tout aussi bien utiliser un autre modèle. Quelques références équivalentes sont rassemblées dans le tableau de la **figure 3**. Le brocha-

LES BOITIERS		
Boîtier TO-92	Boîtier TO-5 / TO-18	Boîtier TO-3
<p>Vue de dessus</p>  <p>E - B B - C C - E</p>  <p>E-B B-C C-E</p>	<p>Vue de dessus</p>  <p>B E C</p>  <p>E C B</p>	<p>Vue de dessus</p>  <p>E B</p> <p>Boîtier = collecteur</p>  <p>E C B</p>
BOITIER TO-126	BOITIER TOP-66	Boîtier TOP-3
<p>Vue de dessus</p>  <p>E C B</p>  <p>B C E</p>	<p>Vue de dessus</p>  <p>E C B</p>  <p>B C E</p>	<p>Vue de dessus</p>  <p>E C B</p>  <p>B C E</p>

4 Les différents boîtiers pour T2

ge des différents boîtiers est rappelé en **figure 4**.

Si un courant de sortie élevé de l'ordre de 1 A est nécessaire, vous choisirez alors des transistors de moyenne puissance tels que des BD242 ou TIP32 et la valeur de la résistance R6 sera ramenée à 470 Ω , afin d'augmenter en conséquence le courant de base du transistor T2 et ainsi de maintenir sa saturation avec une tension collecteur-émetteur inférieure à 0,4 V. D'ailleurs, la photographie du montage présente un tel cas.

Sirène ou klaxon ?

Plutôt que de déclencher une sirène, vous pouvez préférer actionner le klaxon de votre véhicule. Dans ce cas, la sortie du montage alimentera la bobine d'un relais "auto" dont les contacts seront câblés en parallèle avec ceux du relais existant, à proximité du klaxon.

Dans les deux cas, la diode D2 est prévue pour éviter les surtensions

provoquées par l'effet inductif d'une sirène ou de la bobine d'un relais. En entrée, le condensateur C1 bloque la détection lors de la mise sous tension de l'alarme et filtre les éventuels faux contacts, très brefs, provoqués par des vibrations de la prise.

La réalisation

La **figure 5** présente le tracé des pistes du circuit imprimé, mais le montage peut très facilement être réalisé sur une plaque d'essais. Si cette carte est un modèle à pastilles, des ponts de soudure établiront rapidement les différentes liaisons. Par contre, avec une plaque d'essais à bandes, la segmentation des bandes sera effectuée avec un grand soin et sera vérifiée avec rigueur pour ne pas laisser des composants en court-circuit. La **figure 6** présente l'implantation des composants.

Si l'avertisseur d'alarme est le klaxon, sa consommation élevée nécessite un relais de forte puissance. Le choix

3 Liste de transistors (T2)

Réf.	Boîtier	Ic max.
BC640	TO92	1 A
TIP30	TOP66	1 A
TIP32	TOP66	3 A
BD138	TO126	1 A
BD139	TO126	1 A
BD140	TO126	1 A
BD240	TOP66	2 A
BD242	TOP66	3 A

Nomenclature

Résistances

R1 : 470 Ω
 R2, R3 : 10k Ω
 R5 : 22 Ω
 R4, R6 : 1k Ω (pour transistor BC640)
 R4, R6 : 470 Ω (pour transistor BD242)

Condensateurs

C1 : 10 μ F / 25 V
 C2 : 100 μ F / 25 V

Semi-conducteurs

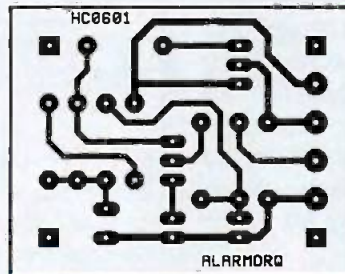
D1, D2 : 1N4001
 DL1 : led rouge standard \varnothing 5 mm
 T1 : BC548, BC547
 T2 : BC640, TIP32, BD242

Divers

SW1, SW2 : Borniers deux plots à souder

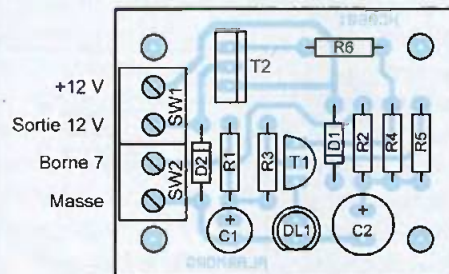
du relais se portera sur un modèle "auto" plutôt que sur un modèle électronique classique à cause de son meilleur rapport prix/courant de coupe et sa facilité d'installation contre la carrosserie du véhicule.

H. CADINOT



5 Tracé du circuit imprimé

6 Implantation des éléments

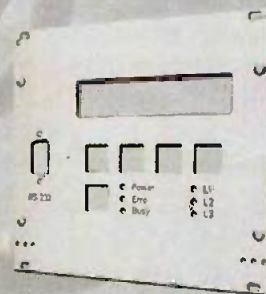


FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

A l'aide du Designer de Faces Avant, disponible gratuitement sur internet ou sur CD, vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle.

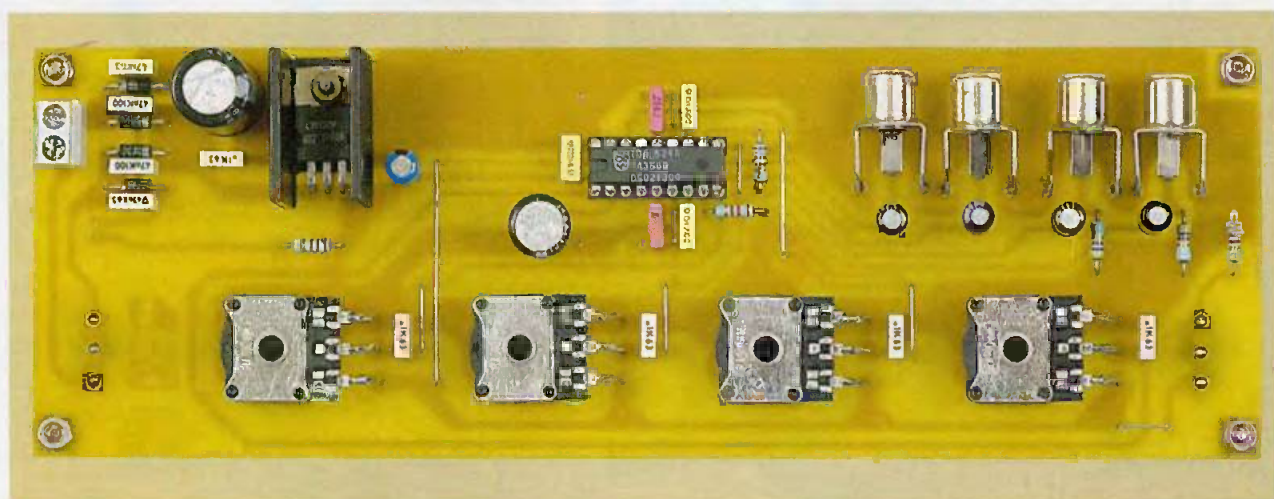
- Calcul des prix automatique
- Délai de livraison: entre 5 et 8 jours
- Si besoin est, service 24 / 24



Exemple de prix: 28,15 € majoré de la TVA / des frais d'envoi

Préamplificateur correcteur stéréophonique

(avec basses normales ou extrêmes)



Si vous lisez assidûment **Électronique Pratique**, vous avez certainement déjà rencontré ce type de montage au fil des pages mais celui que nous vous proposons ce mois-ci allie simplicité, efficacité et prix de revient modique. L'emploi d'un circuit intégré spécialisé permet une commande stéréophonique à l'aide de potentiomètres à simple piste et réduit au maximum les risques d'accrochages ou de ronflements

L'efficacité des correcteurs de tonalité est surprenante, surtout pour le renforcement des basses fréquences. Une option de câblage, prévue sur le cir-

cuit imprimé, permet d'obtenir des graves extrêmes pour ceux d'entre vous qui destinent cet appareil à un caisson de basses. Sachez enfin que la platine vous dispense de tout travail de câblage, même au niveau de l'alimentation, des potentiomètres, ou des connecteurs.

Caractéristiques

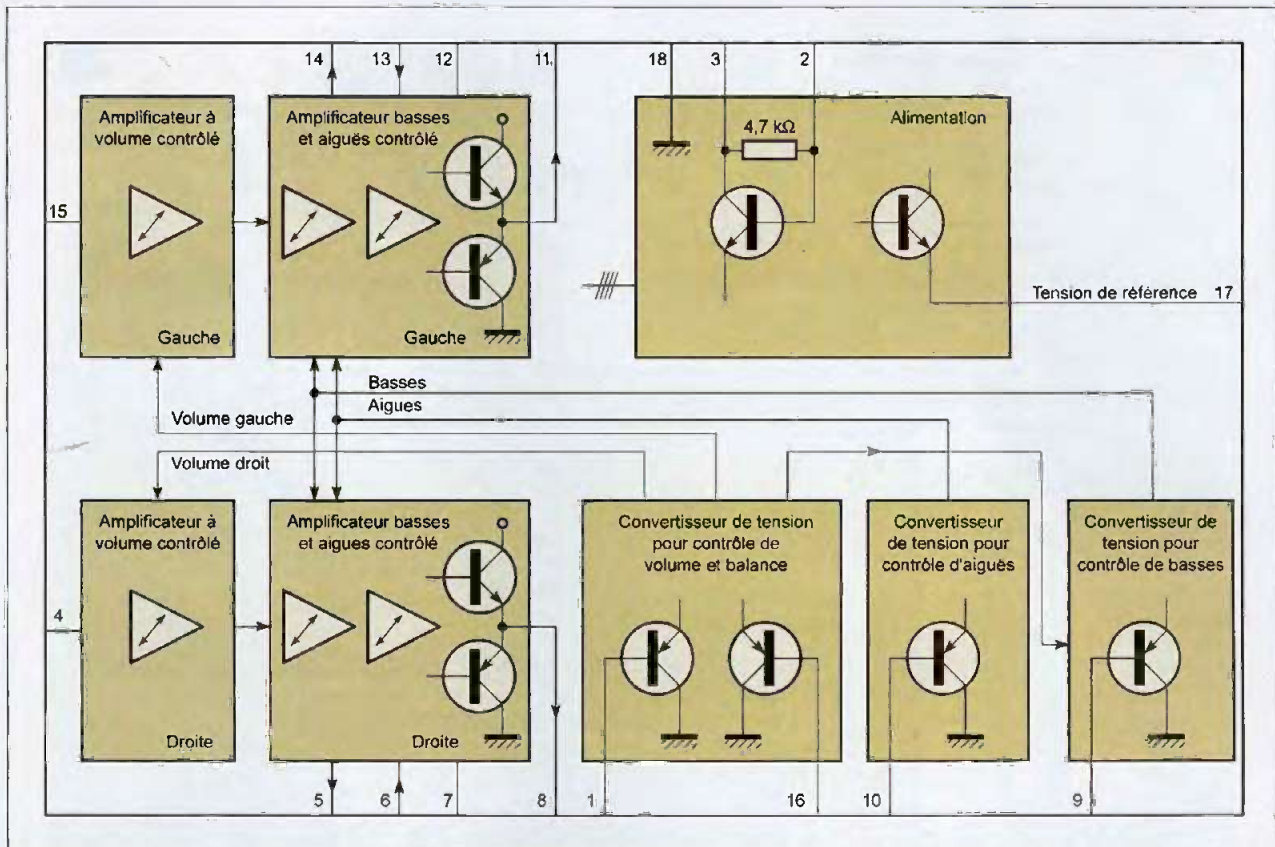
Voici quelques caractéristiques techniques, non mesurées, mais tirées de la documentation « Philips[®] », fabricant du TDA1524A. Ces données s'appliquent à la platine complète et non au circuit intégré seul.

- Tension d'alimentation : 15 à 25 volts alternatifs ou continus.
- Consommation inférieure à 50 mA.
- Niveau d'entrée : 300 mV à 2,5V selon le gain demandé.
- Niveau de sortie maximal : 3V eff.
- Réponse en fréquence : moins de 10 Hz à plus de 50 kHz.
- Efficacité du volume : de -80 dB à + 21,5 dB.
- Efficacité de la correction des basses à 40 Hz : de -19 dB à +17 dB.

- Efficacité de la correction des aiguës à 16 kHz : de -15 dB à +15 dB.
- Filtre de contour commutable.
- Faible bruit et faible distorsion.
- Distorsion harmonique à 1 kHz pour 1V en sortie : THD < 0,1%
- Compatibilité avec la plupart des amplificateurs de puissance.
- Peu de composants.
- Pas de câblage externe.
- Amplificateurs internes contrôlés en tension
- Pas de signaux B.F sur les organes de commande

Schéma de principe

La pièce maîtresse de notre réalisation étant le TDA1524A fabriqué par Philips[®], commençons par étudier son schéma interne simplifié, dessiné à la **figure 1**. Nous pouvons observer la présence de trois convertisseurs de tension chargés d'agir sur la correction du volume, des fréquences basses et aiguës pour les deux canaux. Avec ce mode de fonctionnement, il n'y a pas d'intervention



1 Schéma interne simplifié du TDA 1524A

directe sur les signaux B.F., très sensibles, mais sur des tensions continues, prélevées entre la tension de référence générée par l'alimentation interne et la masse à l'aide de potentiomètres simples. Les convertisseurs commandent alors les amplificateurs pour régler d'abord le volume séparé de chaque canal et ensuite la correction des fréquences graves et aigües sur les deux canaux simultanément.

Le schéma de principe, représenté à la **figure 2**, montre une grande simplicité due à la présence du TDA1524A. Les éléments qui s'y raccordent servent essentiellement aux réglages.

Les signaux d'entrées attaquent le circuit intégré C11 via les condensateurs de liaison C12 et C13 afin de bloquer toute composante continue. Les signaux de sorties passent également par des condensateurs de liaisons C10 et C11. Les résistances R2 à R5 servent de protection pour la charge des condensateurs et évitent la présence d'une tension continue sur les connecteurs de sorties en cas de court-circuit de la charge. La stabilité H.F est assurée par C18

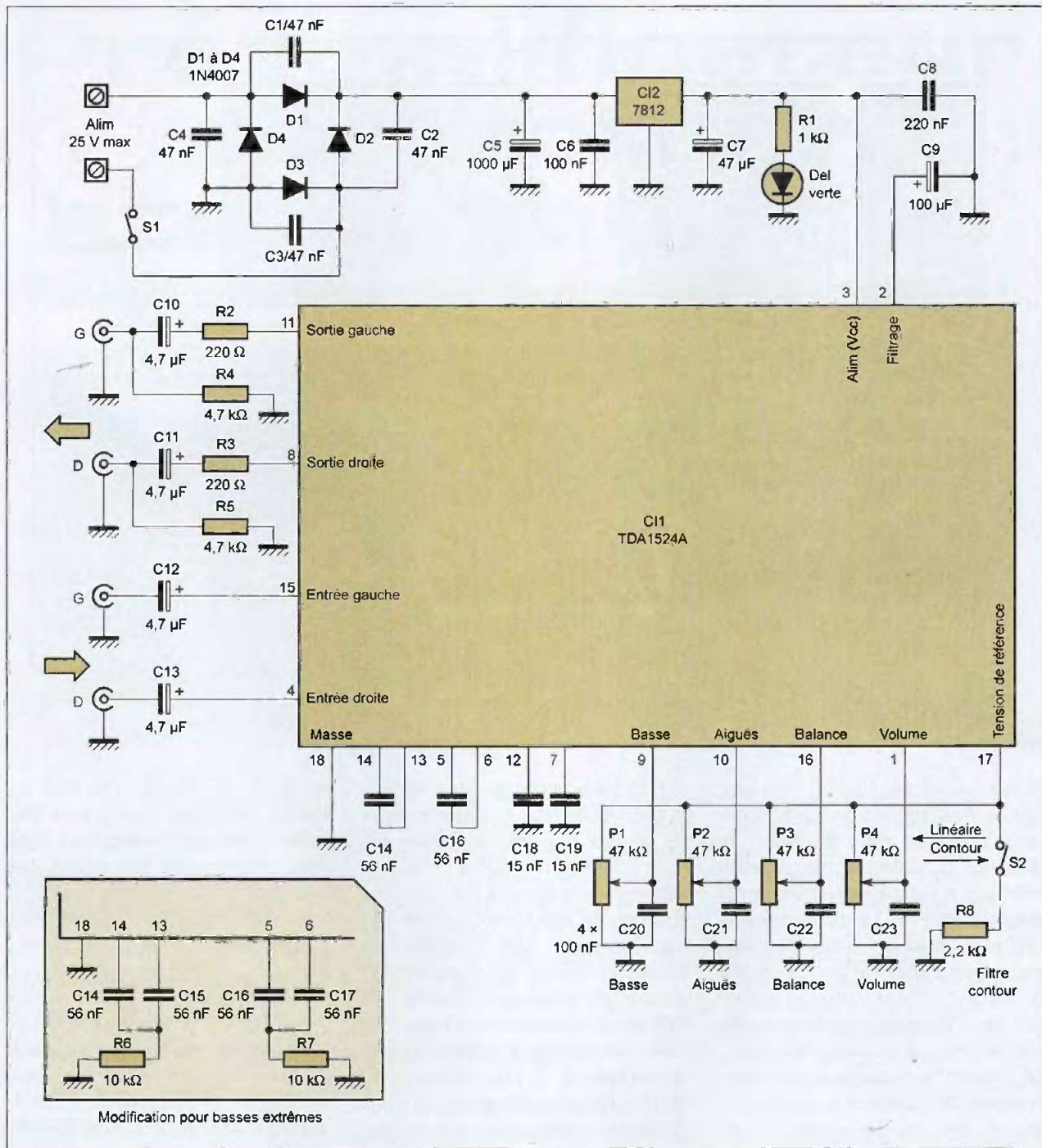
et C19. Dans la configuration normale, la correction des basses et du filtre de contour dépend des condensateurs C14 et C16. Malgré l'efficacité certaine de ce schéma, vous pouvez adopter la modification dessinée dans l'encadré afin d'obtenir des basses extrêmes, pour équiper un caisson de graves par exemple. Le filtre se compose alors de deux cellules, chacune étant formée de deux condensateurs (C14 à C17) et de deux résistances (R6 et R7). Le tracé du circuit imprimé tient compte de cette modification, à vous de choisir ! Les réglages s'effectuent à l'aide des potentiomètres simples P1 à P4 pour agir respectivement sur les basses, les aigües, la balance et le volume. Ils prélèvent une fraction de la tension de référence présente sur la broche 17 de C11 et l'injectent aux amplificateurs internes contrôlés en tension. Les condensateurs C20 à C23 découplent les tensions de réglages au plus près des potentiomètres. Le filtre de contour se commute au moyen de S2. Il est basé sur la détection de courant. Lorsque la résistance R8 est raccordée à la tension de réf-

érence, la courbe de réponse est linéaire, sinon elle répond à un filtre de contour, également appelé « loudness ». Ce type de filtre renforce les basses fréquences pour un faible niveau de sortie, donnant ainsi plus de chaleur au son.

La partie alimentation, très conventionnelle, se charge de fournir une tension bien « propre » et stable au TDA1524A. L'interrupteur isole le montage de la tension d'entrée. Les diodes D1 à D4, montées en pont de redressement, traitent toute tension, alternative ou continue, sans excéder 25 volts afin de ne pas surcharger le régulateur.

Les condensateurs C1 à C4 « nettoient » la tension au niveau des diodes. Le filtrage est assuré par C5 et C6. Le régulateur positif C12 se charge de la stabilisation de la tension à 12 volts, C7 la filtre. Le condensateur C8 découple l'alimentation de C11 au plus près de ses broches et C9 assure le filtrage d'une tension interne.

La led, limitée en courant par la résistance R1, visualise le bon fonctionnement de l'alimentation.



2

Le schéma de principe montre une grande simplicité due à la présence du TDA 1524A

Réalisation

Comme précisé ci-dessus, l'intégralité du préamplificateur/correcteur prend place sur un circuit imprimé maintenu derrière une face avant à l'aide d'entretoises filetées et de vis de 3 mm de diamètre.

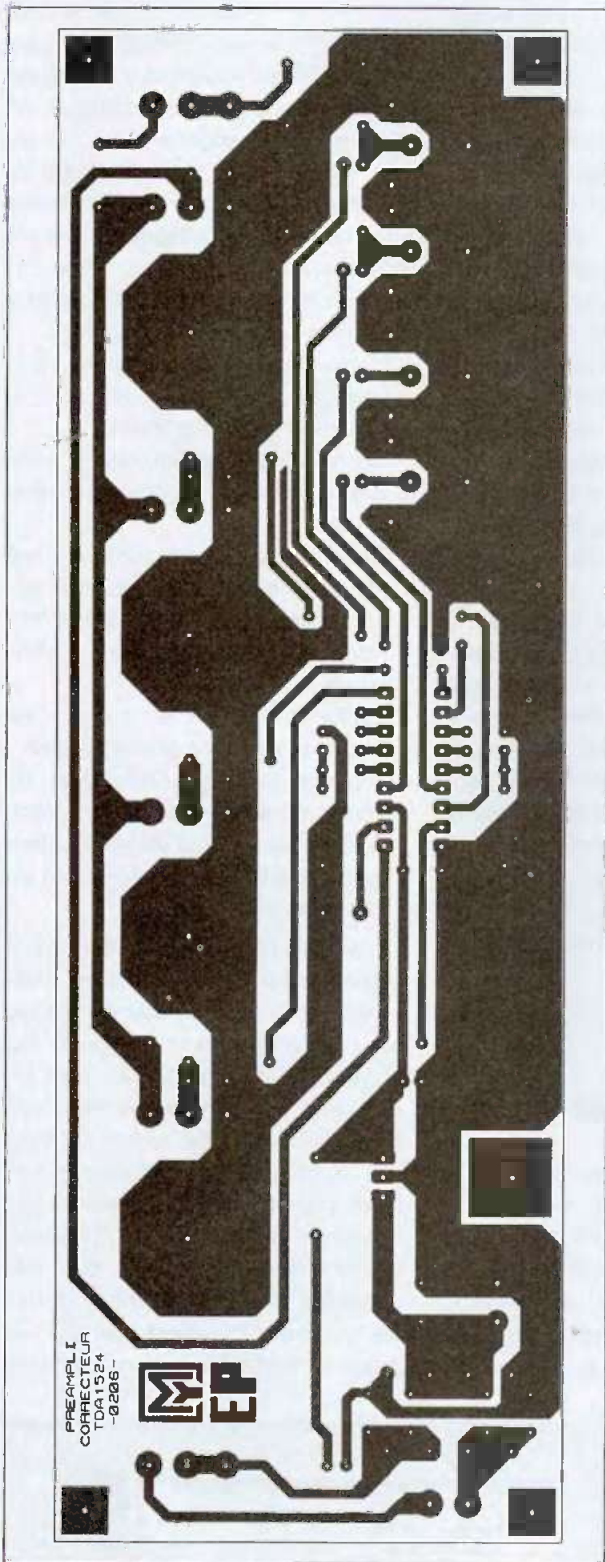
Le dessin du typon est donné à la figure 3.

Ce dernier est conçu pour éviter au maximum les perturbations et doit

être transféré par la méthode photographique. Après révélation et gravure au perchlore de fer, vous devez percer tous les trous à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Nous vous conseillons vivement de vous procurer les composants au préalable pour repérer les trous à aléser à un diamètre supérieur. Il faut ensuite débarrasser les pistes de la résine photosensible résiduelle avec un solvant (acétone par exemple) avant de commencer à souder.

Hormis les deux interrupteurs et la led qui prennent place du côté cuivré du circuit imprimé, tous les composants se soudent normalement.

Avant d'entreprendre le câblage, déterminez si vous souhaitez des basses extrêmes, ou une correction normale. Dans la configuration normale, le correcteur de tonalité est déjà très efficace et nous vous recommandons de modérer le dosage des graves afin de ne pas maltraiter ni décentrer vos « boomers ».



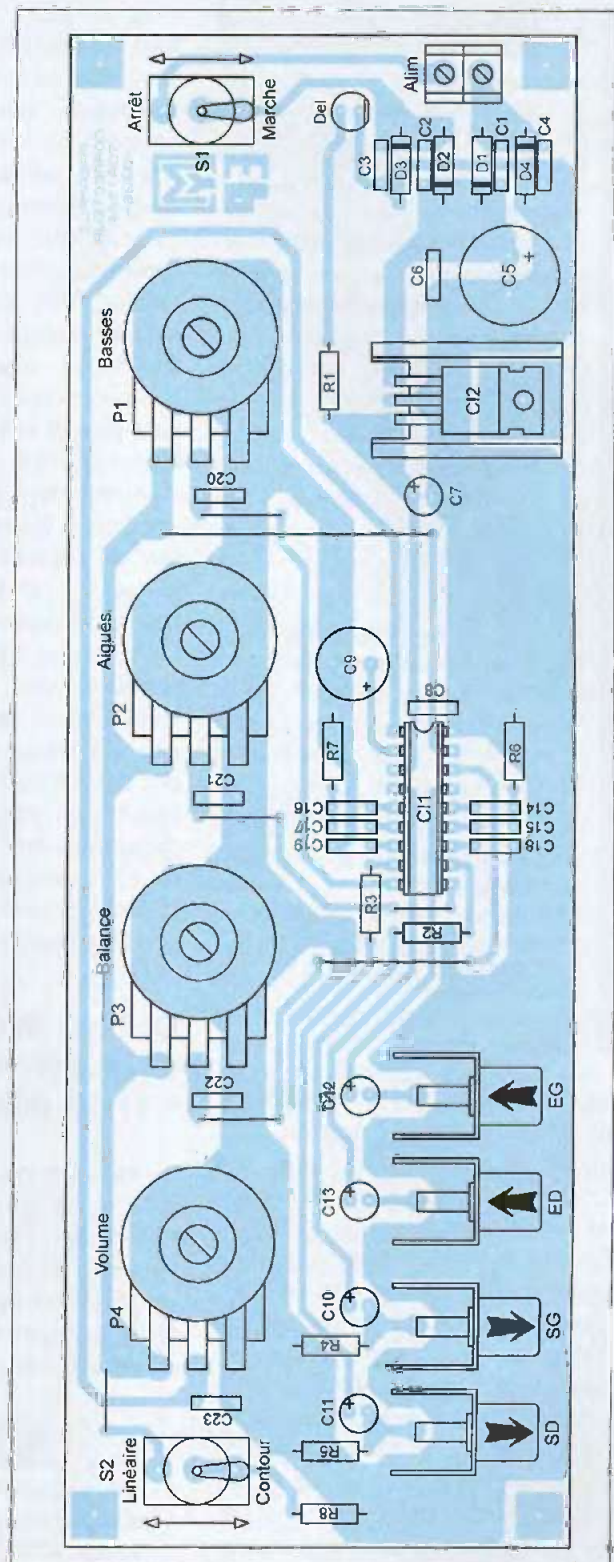
3 Tracé du circuit imprimé

Pour des basses extrêmes, soudez tous les composants comme sur le schéma d'implantation.

Si vous optez pour une correction normale, ne soudez pas les résistances R6 et R7 puis remplacez les condensateurs C15 et C17 par des ponts de liaisons. Comme à l'accou-

tumée, il convient de souder les pièces en tenant compte de leur taille et de leur fragilité en suivant le schéma d'implantation de la **figure 4**. Commencez par poser, en premier lieu, les sept ponts de liaisons (straps). Câblez ensuite les résistances, les diodes, le support du cir-

cuit intégré, les condensateurs au mylar, le bornier à vis, la led, les condensateurs chimiques, le régulateur fixé sur son dissipateur thermique, les embases RCA femelles et terminez, pour cette face, par les potentiomètres. Les axes de ces derniers doivent ressortir côté "face cui-



4 Implantation des composants

Nomenclature

Résistances 5%

R1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R2, R3 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R4, R5 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R6, R7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 VOIR TEXTE
 R8 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

Potentiomètres

P1 à P4 : 47 k Ω à courbe linéaire

Condensateurs

C1 à C4 : 47nF (mylar)
 C5 : 1000 μ F/50 V
 C6, C20 à C23 : 100nF (mylar)
 C7 : 47 μ F/25 V
 C8 : 220nF (mylar)
 C9 : 100 μ F/25 V
 C10 à C13 : 4,7 μ F/25 V
 C14 à C17 : 56nF (mylar) VOIR TEXTE
 C18, C19 : 15nF (mylar)

Semi-conducteurs

CI1 : TDA1524A (St Quentin Radio ou Électronique Diffusion)
 CI2 : 7812
 D1 à D4 : 1N 4007
 Del : 5mm verte

Divers

1 support de circuit intégré à 18 broches
 1 dissipateur thermique pour TO220 type ML26
 1 bornier à 2 vis au pas de 5,08 mm.
 4 embases RCA pour circuit imprimé
 2 commutateurs unipolaires à 2 positions stables
 Visserie et entretoises filetées diamètre 3 mm.

vrée" du circuit imprimé. Après serrage, effectuez les trois liaisons électriques de chacun d'eux avec des chutes de pattes de résistances ou des petits morceaux de fil rigide.

Du côté des pistes, soudez les deux commutateurs (utilisés comme interrupteurs) et la led, en veillant au niveau de dépassement de la future face avant. Dans l'éventualité où le préamplificateur/correcteur est inclus dans le boîtier de l'amplificateur de puissance, vous pouvez couper les pistes du circuit imprimé au niveau de S1 pour commuter une autre tension (secteur par exemple). Attention aux règles de prudence et d'isolement à observer dans ce cas.

Mise en service

Effectuez maintenant un contrôle du sens des composants polarisés, une erreur peut leur être fatale. Il s'agit des diodes, de la led, des condensa-

teurs chimiques et du circuit intégré. Il est indispensable de vérifier, également, qu'il ne subsiste aucune erreur de câblage : examinez la valeur des composants, mais également le bon état des soudures et des pistes cuivrées. Une loupe peut révéler certains détails. Après ces contrôles rigoureux, votre préamplificateur/correcteur doit fonctionner sans le moindre réglage. Il suffit de le mettre sous tension à partir d'une alimentation alternative ou continue n'excédant pas 25 volts, de raccorder une source (platine, baladeur, sortie son d'un ordinateur, etc.) et de relier les sorties à un double module amplificateur de puissance. Comme précisé ci-dessus, ne forcez pas sur les basses et commencez vos essais à faible volume. Le mode de fonctionnement interne du TDA1524A, par amplificateurs commandés en tension continue, permet d'envisager des améliorations visant à gérer l'appareil par microcontrôleur. Cette perspective ouvre la porte à la commande numérique totale, y compris à distance (infrarouge ou radio), mais sort du cadre de cet article.

La face avant et le logiciel « Front designer »

La **figure 5** montre le dessin de la face avant de notre maquette à l'échelle 1:1. Il vous suffit de le reporter par collage ou transfert sur une plaque de plexiglas ou d'aluminium. Nous la trouvons assez réussie et sommes tentés de vous faire décou-

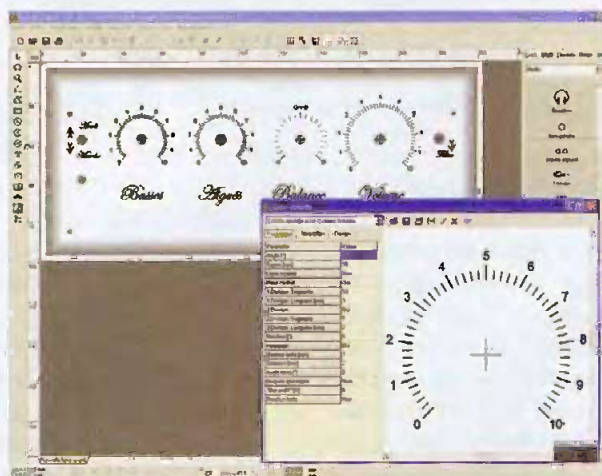
vrir « Front Designer », superbe logiciel, en français, développé par Abacom® avec lequel nous avons pris plaisir à travailler. Il est distribué en France par la société Lextronic au prix de 42,22 €, somme modique compte tenu de ses performances professionnelles. La **figure 6** montre notre face avant en cours d'élaboration sous « Front Designer ». Voici quelques capacités de ce logiciel.

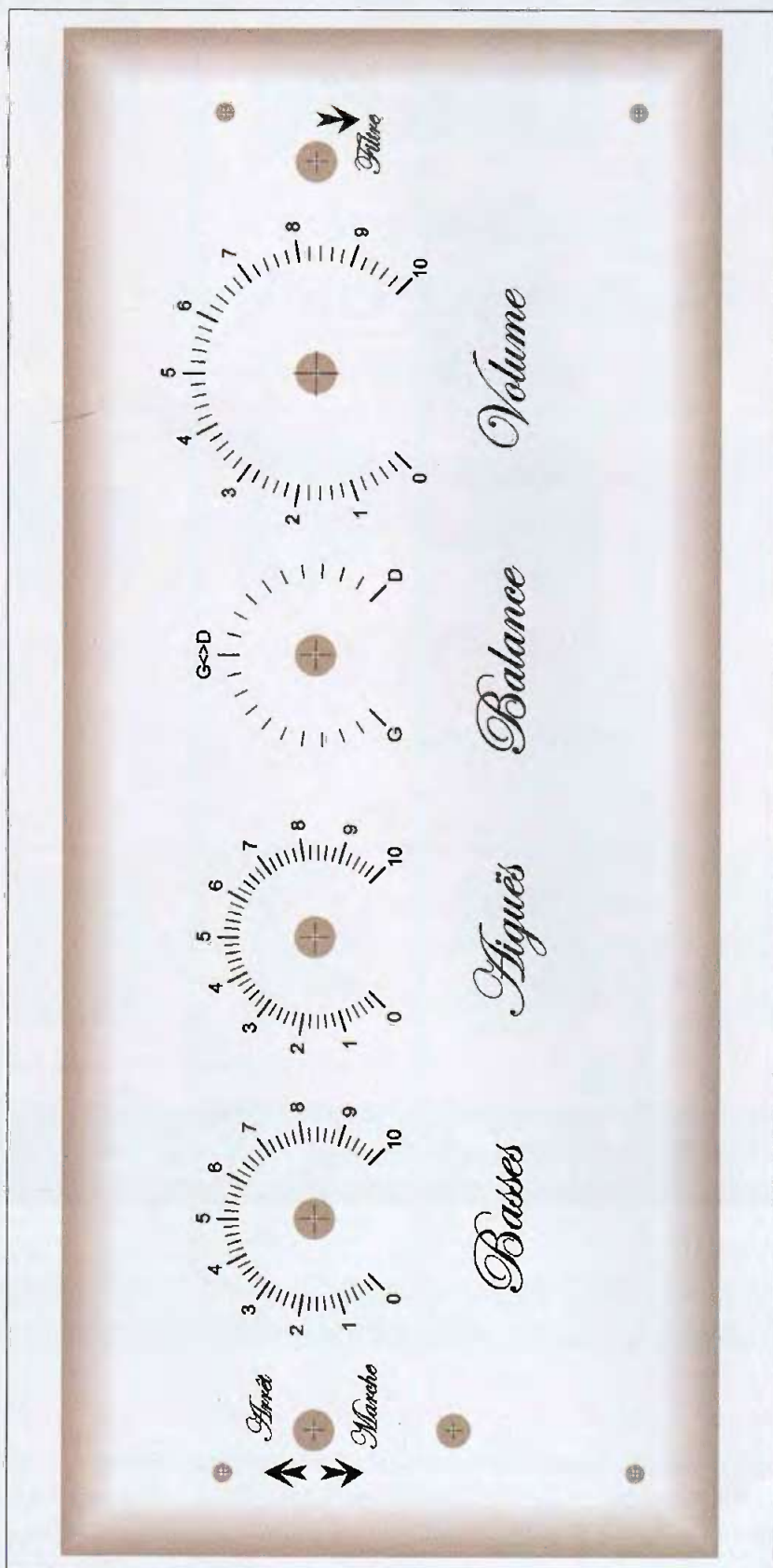
- Utiliser les bibliothèques de symboles fournies pour dessiner et concevoir vos faces avant.
- Compléter les bibliothèques existantes avec vos propres symboles et logos.
- Générer les graduations, avec échelles paramétrables, de vos potentiomètres et commutateurs à l'aide de puissants outils spécifiques.
- Définir et préparer les gabarits de perçages avec une grande facilité.
- Imprimer les documents avec de très nombreuses options, à l'endroit ou à l'envers, afin d'utiliser les films de transferts pour la réalisation de vos faces avant.

« Front Designer » dispose également d'une multitude d'outils très puissants, d'utilisation simple et intuitive pour dessiner les rectangles, les polygones, les ellipses, les trous de perçages, les marquages, les textes et les étiquettes. En combinant tous ces symboles, vous réaliserez des faces avant très professionnelles. Les fonctions de rotation, d'étirement, d'inversion de sens, etc. des éléments de votre face avant n'ont pas été oubliées. En complément, il est possible de réaliser des angles droits,

6

Face avant de notre préamplificateur en cours d'élaboration sous "Front Designer"





5 Face avant de notre réalisation à l'échelle 1

des courbes, des chanfreins, etc. Une grille « magnétique » paramétrable ainsi qu'une règle d'aide avec origine déplaçable et affichage des

coordonnées « XY », permet d'obtenir un travail d'une grande précision, impossible à égaler sous un logiciel de dessin traditionnel. Le « crayon »

et le « pinceau » sont disponibles avec différentes formes et couleurs, mais rien ne vous empêche de créer les vôtres et de les sauvegarder avec des noms pratiques tels que « Led », « Bouton », etc. afin de pouvoir les réutiliser ultérieurement sans avoir à les redéfinir à chaque fois.

« Front Designer » est livré avec une formidable « collection » de symboles usuels rangés par catégorie. La modification et la création de vos propres symboles permet d'étendre la bibliothèque initiale à l'aide d'autres éléments graphiques au format « bitmap » ou « metafile » en provenance de n'importe quel logiciel de dessin supportant ces formats.

L'outil le plus spectaculaire concerne la création d'échelles de graduation pour potentiomètres ou instruments divers. Vous obtenez un fini professionnel avec une facilité déconcertante. Il suffit de sélectionner le type de graduation désiré parmi les différents modèles proposés (linéaire, logarithmique, rectiligne...), de personnaliser les divers paramètres proposés et d'admirer le résultat !

Ce logiciel permet également de travailler sur des projets autres que des faces avant et notamment de créer automatiquement et très facilement des objets avec leurs cotations associées (idéal pour la réalisation de fiches de construction ou d'instructions de montage). Cliquez simplement sur 2 points de la figure pour que le logiciel calcule et affiche tout seul la distance qui les sépare ! Un autre clic permet d'associer des flèches, des lignes, des figures... à cette mesure.

Nous vous avons donné un aperçu des innombrables possibilités offertes par « Front Designer ». À l'évidence, nous ne pouvons pas consacrer plus de lignes à cette description. Afin de découvrir les fonctions non décrites ici, nous vous incitons à télécharger la version de démonstration sur la page : "<http://www.lextronic.fr/labacom/frontdesigner.htm>" du site de Lextronic où vous trouverez un lien prévu à cet effet. Attention ! La « démo » n'intègre pas l'ensemble des symboles livrés avec la version commerciale.

Y. MERGY

MONTAGES AUDIO

COURS N° 24 : ET SI ON PARLAIT « TUBES »

L'AMPLIFICATION DITE DE « PUISSANCE »

AMPLIFICATEUR STÉRÉO DE 2 x 60 W_{eff}

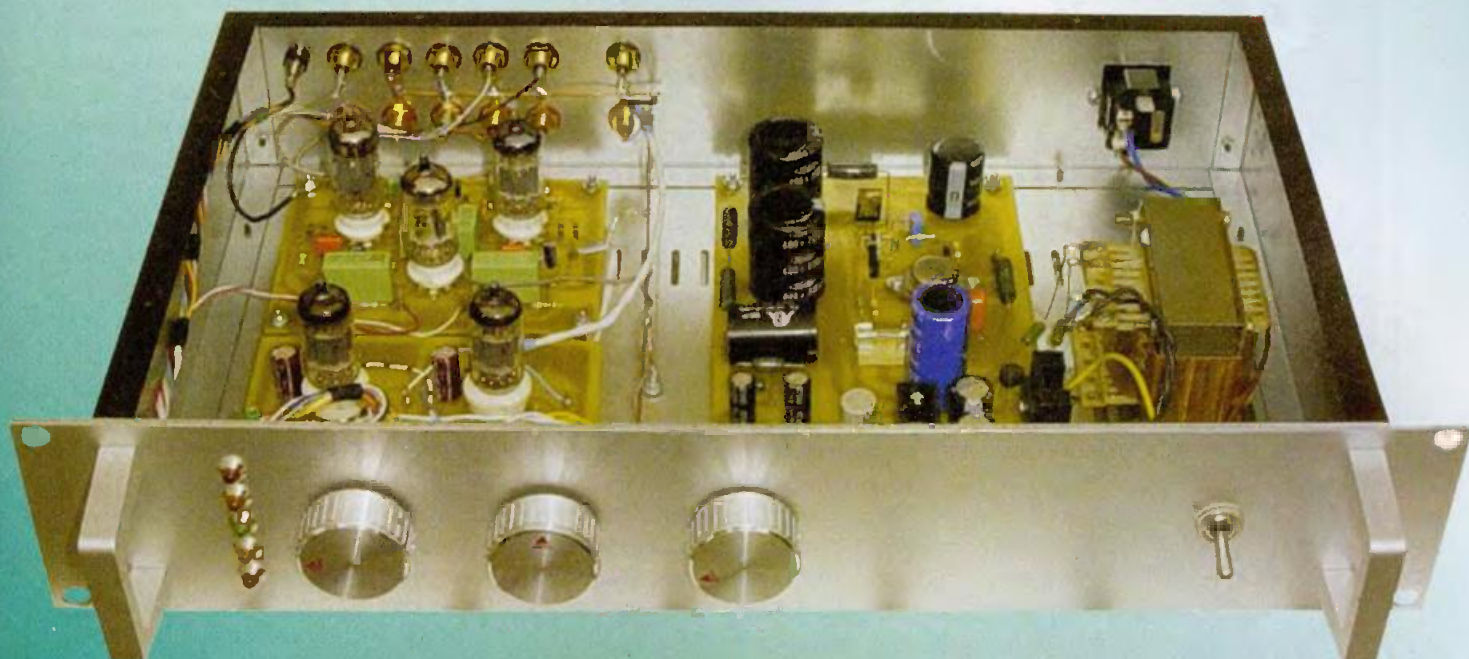
PRÉAMPLIFICATEUR À 5 ENTRÉES AVEC

ÉTAGE SRPP ET ENTRÉE RIAA

AMPLIFICATEUR
STÉRÉOPHONIQUE
DE 2 x 60 W_{eff}



ET SON ALIMENTATION
SYMÉTRIQUE



PRÉAMPLIFICATEUR SRPP AVEC ENTRÉE RIAA

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE - IV)

Vous vous êtes inspiré de notre précédent cours paru dans *Electronique Pratique* n°304 et vous avez réalisé un montage d'essais « push-pull » avec deux 300B. Les résultats sont bons... Bien que, malgré les 10 watts de puissance efficace que vous tirez de votre montage, une certaine coloration, pas désagréable mais évidente, se manifeste lorsque vous baissez le volume. Attention, je dis bien, « coloration » et non « distorsion ».

Comme vous possédez un distorsiomètre et qu'un ami vous a prêté un analyseur de spectre, ce qui est encore mieux, le taux de distorsion que vous mesurez est de l'ordre de 4,5 %. Mais quelle surprise ! Sur l'analyseur de spectre, vous constatez bien que, si les harmoniques pairs (H2, H4, etc.) ont pratiquement disparu (ce qui est normal puisque telle est la caractéristique principale du push-pull), la distorsion produite est essentiellement due aux harmoniques impairs (H3, H5, etc.) La cause ? Vous êtes en classe A ! Ce qu'il vaut mieux éviter en utilisant des tubes en push-pull.

CLASSE A OR NOT CLASSE A

En mono tube, la question ne se posait même pas, la classe A était obligatoire. Les 5 % de distorsion que vous releviez étaient essentiellement constitués d'harmoniques pairs, ce qui rendait le son des 300B utilisées en mono tube relativement agréable.

Mais pourquoi donc s'entêter à vouloir créer des push-pull à tubes en classe

A ? Tout cela est de la faute aux transistors ! Je dirais même plus, à la paléo-électronique à transistors, puisque aujourd'hui, avec les transistors de puissance modernes, ces problèmes sont bel et bien réglés.

Il nous faut donc revenir en arrière, dans les années 70. Les transistors de puissance de l'époque avaient une fâcheuse manie : la température de la jonction swinguait au rythme de la modulation ! Or, un transistor qui voit sa température varier, voit aussi varier toutes ses caractéristiques ! Ce qui est très ennuyeux pour « faire » de la musique !

Cette source de distorsion très particulière, qui a donné naissance au « son transistor » de mauvaise réputation, a d'ailleurs été la cause principale de la renaissance des tubes en audio dans les années 80.

Pour corriger ce phénomène, certains constructeurs eurent l'idée suivante : puisque les variations de température sont la cause de nos ennuis, faisons chauffer nos transistors à la limite de la congestion. Ainsi, l'inertie calorifique sera telle qu'on ne risquera plus les micro-variations dues au signal audio ! Ce qui fut fait et c'est ainsi que naquit le push-pull classe A à transistors.

Comme vous le savez, en classe A (tubes ou transistors), le courant de repos est à son maximum en l'absence de modulation, d'où le côté grille-pain des amplificateurs classe A à transistors et l'usure ultra-rapide des tubes montés de cette manière.

Quand les tubes redevinrent à la mode, forts de la réputation de musicalité des amplis à transistors en classe A, les concepteurs d'amplis à tubes, ayant oublié comment ceux-là se comportaient, « balancèrent » de la « classe A » en veux-tu, en voilà. Le public, qui avait été conditionné par la classe " A " à transistors, suivit les yeux fermés ! Et c'est ainsi que la classe A à tubes devint un symbole de qualité... alors que c'est

exactement l'inverse ! Nous allons voir pourquoi.

Pour clore cet aparté, précisons ici que les transistors de puissance destinés à l'audio ont depuis longtemps perdu leurs défauts de jeunesse. Fabriquer de la classe A de puissance à transistors, de nos jours, est un non-sens... Mais que voulez-vous y faire ? Pour l'instant, nous nous occupons des tubes, nous verrons plus tard pour les transistors !

QUE SE PASSE-T-IL EN RÉALITÉ ?

Pour comprendre, il faut vous reporter à la figure 5 du précédent cours. Nous avons placé tête-bêche (« push-pull ») les caractéristiques statiques des tubes V1 et V2, en ayant fixé une haute tension de 300 volts. Je ne reviendrai pas sur le mode de construction, nous l'avons longuement étudié précédemment. En réalité, nous nous étions bornés à reprendre les caractéristiques de charge que nous avons déterminées lors de l'étude de la 300B montée en « mono triode » : Z charge 4000 Ω, point de repos à 65 mA pour une polarisation de grille de - 60 volts.

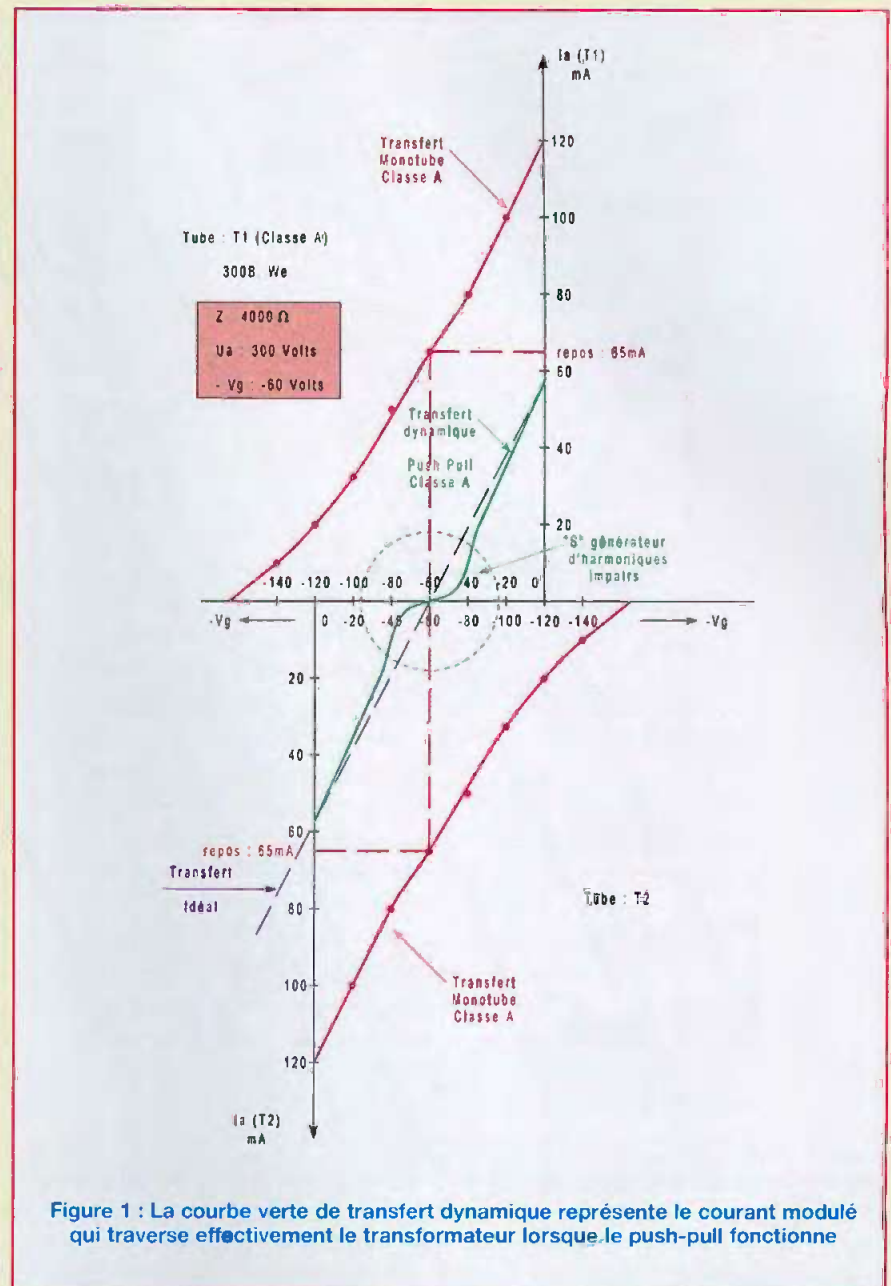
Ceci était destiné à bien vous faire comprendre le push-pull en classe A et à vous démontrer que l'on « tirait » le double de puissance avec ce montage par rapport au mono tube, ce sans distorsion d'ordre pair (H2, H4, H6, etc.)

Pour comprendre cette présence détectable d'harmoniques impairs en push-pull classe A, il nous faut passer par le tracé des courbes de transfert des tubes T1 et T2 et tracer la courbe de transfert « dynamique » extraite du nouveau réseau de caractéristiques composées (droites en bleu sur la figure 5 du cours n°23 publié dans *Electronique Pratique* n°304, page 59).

Tout d'abord, nous allons tracer les deux courbes de transfert « mono tube » de V1 et V2.

On relève pour V1 (charge 4 000 Ω) :

$E_c = 0$	$I_a = 120$ mA
$E_c = - 20$	$I_a = 100$ mA
$E_c = - 40$	$I_a = 80$ mA
$E_c = - 60$	$I_a = 65$ mA (point de repos)
$E_c = - 80$	$I_a = 50$ mA



$E_c = - 100$	$I_a = 35$ mA
$E_c = - 120$	$I_a = 20$ mA
$E_c = - 140$	$I_a = 10$ mA

Pour V2, nous avons rigoureusement les mêmes points de fonctionnement, mais à l'opposé parfait, car nous fonctionnons en push-pull. C'est pour cette raison que nous allons tracer ces deux courbes inversées, comme nous l'avons effectué pour le réseau $I_a = f(U_a)$ à $V_g = \text{constante}$.

Sur la figure 5 du précédent cours, nous avons fait coïncider la tension de 300 volts des deux réseaux afin de placer

les deux points de repos sur la perpendiculaire à $V_g = - 60$ volts et $I_a = 65$ mA. Ici, il s'agit de courbes de transfert, la haute tension n'apparaît pas, seules les tensions négatives de grille et les courants sont représentés.

Quel va donc être le point de coïncidence ? Réponse : c'est le point **unique** ou en fonctionnement push-pull, le courant est rigoureusement identique dans les deux tubes. C'est donc le point de repos correspondant à $V_g = - 60$ volts ($I_a = 65$ mA). Comme une bonne figure vaut mieux qu'un long discours, repor-

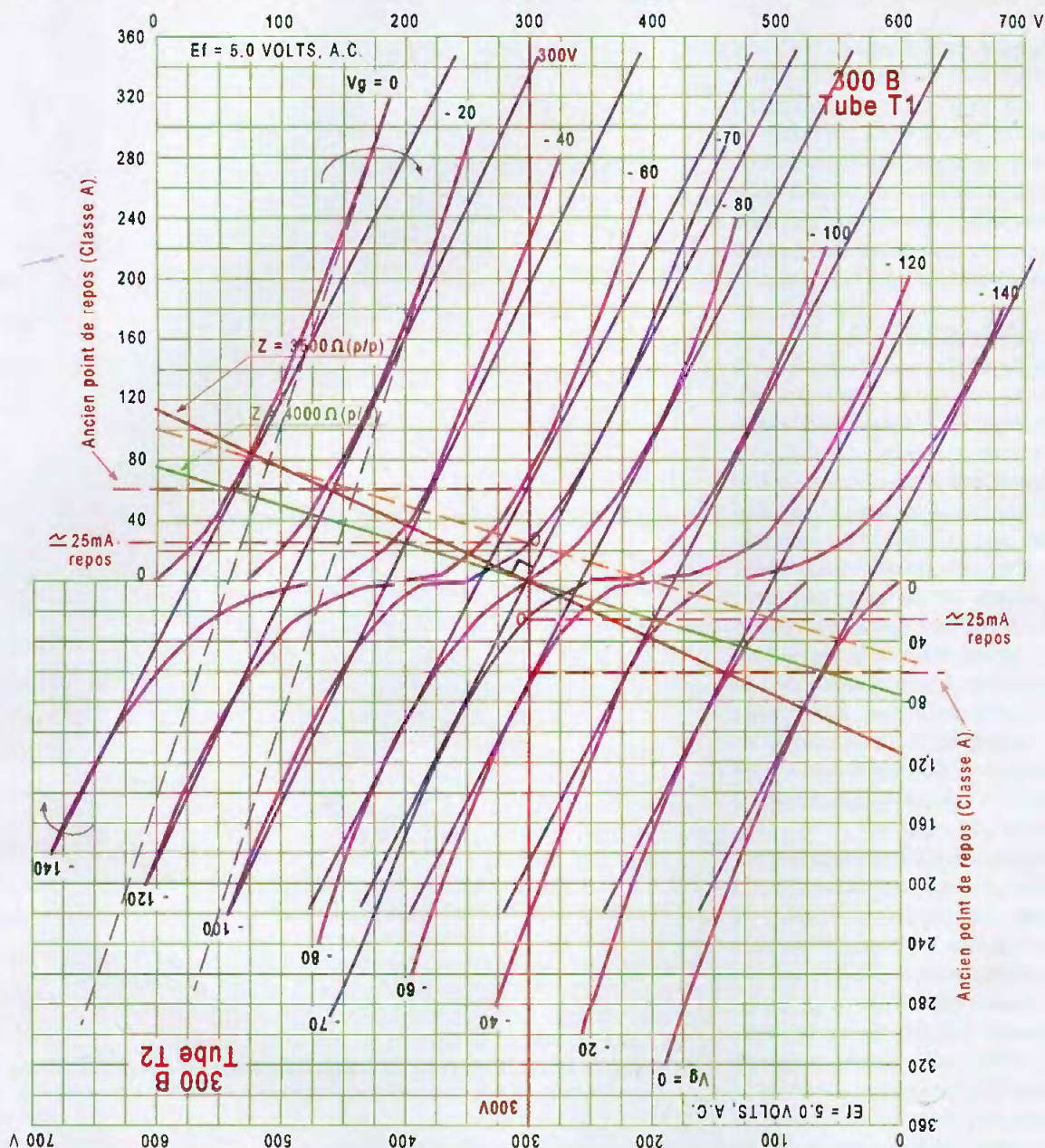


Figure 2 : Lorsque l'on passe en classe AB1, sans changer la haute tension ni la charge (ici HT : 300 V, $E_c = -70$ volts, $Z = 4\,000 \Omega$ plaque à plaque), l'écart à conserver tout au long du réseau est de $70 + 70 = 140$ volts. L'ensemble des caractéristiques composites bascule vers la droite (courbes bleues) par rapport aux anciennes caractéristiques composites (pointillés bleus) en classe A qui respectaient un écart de $60 + 60 = 120$ volts car la tension de polarisation au repos était de -60 volts. La courbe de transfert se redresse (figure 3). En traçant la droite de charge idéale, perpendiculaire à la composite -70 volts, la courbe de transfert devient pratiquement une droite (très faible taux de distorsion, figure 4).

tez-vous à la figure 1. Vous reconnaissez les deux courbes de transfert « mono triode » disposées « tête-bêche ». En haut, se trouve celle correspondant à V_1 , en bas la courbe correspondant à V_2 . Nous avons fait glisser la courbe du bas (V_2) vers la droite afin de faire coïncider la tension de -60

volts. On coupe, bien entendu, les courbes au point de repos 65 mA. C'est bien joli tout cela, mais à quoi cela sert-il ? Pour l'instant, à pas grand-chose ! Mais vous verrez plus loin que ces deux courbes vont nous être « bougrement » utiles ! Tout d'abord, faisons fonctionner nos deux tubes « pour de vrai » !

LA CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFERT DYNAMIQUE RÉELLE DU MONTAGE

Au point de repos, comme vous le savez, aucun courant modulé ne traverse le transformateur, seuls les courants

de repos « continu » traversent ce dernier en sens opposé (voir cours n°23). C'est l'avantage majeur du « push-pull ». C'est pour cette raison que la droite de charge du push-pull (en vert sur la figure 5 du cours n°23) passe par zéro au point 300 volts. Cette droite verte coupe les nouvelles caractéristiques composites $i_a = f(V_g)$ (en bleu, figure 5 du cours n°23). Nous allons donc pouvoir tracer la caractéristique de transfert réelle de notre push-pull de 300B en classe A.

En relevant les intensités " i_a " correspondant au " swing " de grille V1 et V2, nous enregistrons ainsi le courant modulé qui traverse effectivement le transformateur. Nous obtenons la courbe verte sur la figure 1. Là, horreur !, nous constatons qu'elle comporte un point d'inflexion correspondant à la non-linéarité du système push-pull classe A. La courbe idéale serait une vraie ligne droite passant par le point - 60 volts des deux tubes. Cette courbe en « S », du plus bel effet, est la caractéristique d'une fabrique d'harmoniques impairs qui, comme nous l'avons vu précédemment, ne peuvent pas être éliminés par le montage push-pull.

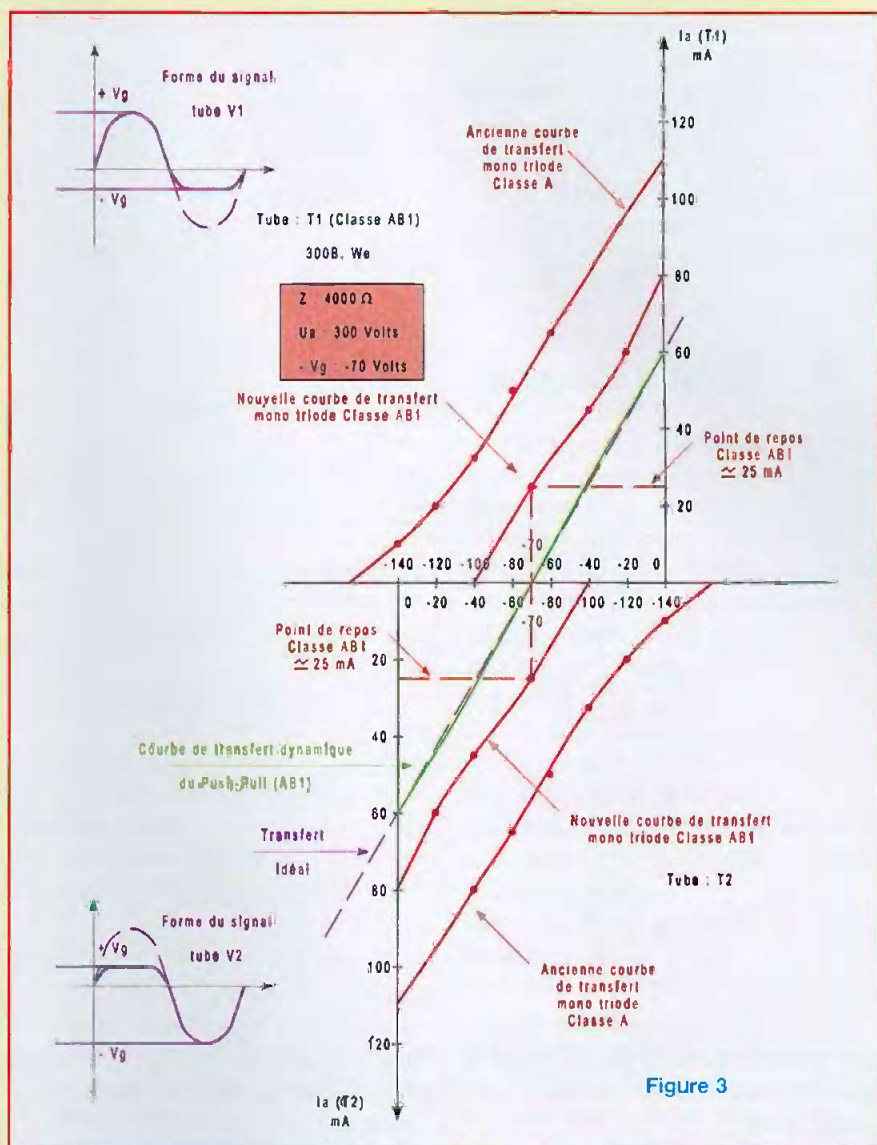
Vous comprenez aussi que c'est à bas niveau, lors des excursions des grilles V1 et V2 que vous étiez le plus gêné (en plein dans le « S »). Alors que lors des excursions de ± 120 volts, elles étaient relativement « masquées » par l'intensité relative du signal. Habituez-vous à analyser les courbes de transfert dynamiques de vos montages, elles sont riches en informations !

Mais, ce n'est pas tout, il nous faut réagir ! Comment diable rendre cette courbe de transfert la plus droite possible ?

DE LA CLASSE A À LA CLASSE AB1

Sur la figure 2, nous avons repris la disposition « tête-bêche » des courbes $i_a = f(V_a)$ à $V_g = \text{constante}$, disposées « tête-bêche », le point de coïncidence étant fixé à 300 volts.

En classe A, nous fonctionnions à $V_g = -60$ volts et à $i_a \approx 65$ mA.



Sans rien changer, ni la tension d'alimentation (300 V), ni la charge (4 000 Ω plaque à plaque), nous allons rendre les grilles de V1 et V2 plus négatives en descendant, par exemple, à - 70 volts. Cette valeur n'existant pas sur le réseau d'origine, nous avons tracé la courbe (en bleu) entre - 60 volts et - 80 volts.

Le nouveau point de repos choisi se situera, comme précédemment, sur la perpendiculaire menée au point $U_a = 300$ volts. Le courant de repos dans les tubes V1 et V2 aura, bien évidemment, diminué. Il s'établira à environ 25 mA (point 0 en rouge sur la figure 2). J'en profite ici pour vous recommander d'agrandir au maximum les courbes caractéristiques afin d'être le plus précis possible.

Et maintenant, le plus important.

Souvenez-vous : pour tracer le réseau de caractéristiques composites du push-pull classe A (figure 5, cours n°23), nous avons tracé les droites tangentes au réseau de chaque tube (droites bleues), en joignant les courbes qui conservaient un écart de :

$$60 \text{ volts} + 60 \text{ volts} = 120 \text{ volts}$$

les tubes fonctionnant tête-bêche.

Ici, nous avons choisi une tension négative de repos de - 70 volts.

L'écart à respecter sera donc de :

$$70 \text{ volts} + 70 \text{ volts} = 140 \text{ volts}$$

Nous allons donc tracer les tangentes aux courbes conservant cet écart, soit :

- $E_c = 0$ (V1) $\rightarrow V_g = -140$ (V2)
- $E_c = -20$ (V1) $\rightarrow V_g = -120$ (V2)
- $E_c = -40$ (V1) $\rightarrow V_g = -100$ (V2), etc.

L'AMPLIFICATION DITE DE PUISSANCE

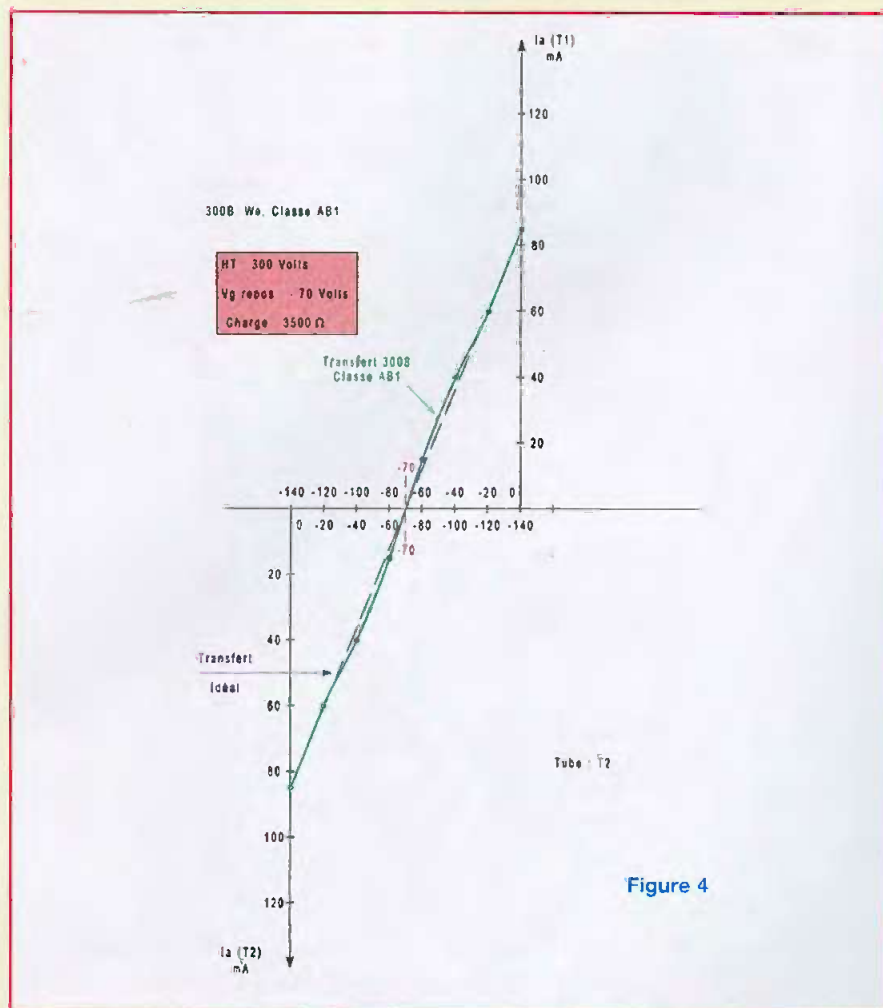


Figure 4

Ces droites, en bleu sur la figure 2, représentent le nouveau réseau « composite » pour :

$U_a = 300$ volts, $V_g = -70$ volts au repos. Cela revient à faire pivoter tout le réseau vers la droite par rapport au précédent réseau paru dans notre dernier numéro (300 volts, -60 volts, indiqué en pointillés sur la figure).

Mais, me dites-vous, le signal amplifié par les deux tubes va être tronqué (figure 3). C'est exact, mais n'oubliez pas que nous sommes en « push-pull » et que grâce à cet extraordinaire montage, les sommes des courants de V1 et V2 vont s'additionner dans le transformateur de sortie et le signal sera reconstitué dans son intégralité. Et la distorsion ?

Si vous vous reportez à nos précédents cours, vous vous rappellerez que cette forme de sinusoïde tronquée génère essentiellement des harmoniques de

rang pair (H2, H4, H6, etc.) qui seront impitoyablement éliminés dans le transformateur.

Sur la figure 2, nous avons fait coïncider les points -60 volts des deux axes de coordonnées pour tracer les courbes de transfert, car le point de repos était fixé à -60 volts.

Pour tracer les nouvelles courbes de transfert indiquées sur la figure 3, nous allons faire glisser les deux courbes l'une par rapport à l'autre de façon à faire coïncider les points -70 volts.

Nous avons tracé les deux transferts mono tube polarisés à -70 volts. Le cut-off se situe à -100 volts.

Si vous utilisiez un seul tube polarisé de cette manière, le résultat serait on ne peut plus curieux !

Nous, ce qui nous intéresse, est la courbe de transfert en push-pull. Comme pour la classe A, la droite de charge (en vert, sur la figure 2) passe

par 0 à 300 volts (voir cours précédent). Donc, en relevant les points de croisement de la droite de charge (4 000 Ω) avec les droites de la nouvelle caractéristique composite du montage (droites bleues), reportons sur la figure 3 ces points :

- $V_g = 0 \quad I_a = 60$ mA
- $V_g = -20 \quad I_a = 40$ mA
- $V_g = -40 \quad I_a = 25$ mA
- $V_g = -60 \quad I_a = 10$ mA
- $V_g = -70 \quad I_a = 0$ mA (point de repos)
- $V_g = -80 \quad I_a = 10$ mA
- etc. (jusqu'à -140 V)

Joignons ces points entre eux...

Surprise, la courbe de transfert dynamique du push-pull classe AB1 est pratiquement droite ! (la courbe de transfert idéale serait une vraie ligne droite).

Cette « quasi-droite » (en vert sur la figure 3), représentative du courant modulé qui traverse effectivement le transformateur, vous assurera, si le transformateur est de bonne qualité, une transmission entachée de très peu de distorsions du signal musical.

Mais il faut tempérer ici notre bel enthousiasme !

Cette « quasi-droite » ayant encore la forme d'un « S » très allongé, nous avons encore un résidu d'harmoniques impairs, certes très faible... On peut encore faire mieux !

Dans notre cours n°23, nous avons placé la droite de charge (4 000 Ω p/p) perpendiculaire au réseau composé du push-pull pour $V_g = -60$ volts.

Faisons de même avec le nouveau réseau et traçons une nouvelle droite de charge (en rouge sur la figure 2).

Cette nouvelle droite de charge coupe le réseau du push-pull à environ 85 mA. Calculons la valeur de la charge :

$$Z_{CH} = \frac{300}{0,085} \approx 3\,500 \, \Omega$$

Sur la figure 4, nous avons reporté les points correspondant au courant traversant les tubes T1 et T2 avec cette nouvelle charge :

- $V_g = 0 \quad I_a = 85$ mA
- $V_g = -20 \quad I_a = 60$ mA, etc.

Cette fois, nous avons gagné ! Les points joints entre eux sont pratique-

ment alignés, nous n'avons pratiquement plus de distorsion.

Les distorsions résiduelles seront dues essentiellement :

- au transformateur (linéarité)
- au déséquilibre des caractéristiques des tubes T1 et T2.

Nous verrons, dans le futur, comment corriger ces derniers défauts en utilisant intelligemment la contre-réaction.

Calculer graphiquement un étage push-pull de triodes demande beaucoup de patience et de précision dans les tracés. Il est important de savoir que plus vous irez vers la classe B, plus la charge doit diminuer afin de maintenir un taux de distorsion minimum.

Il est très rare de fonctionner en classe B pure. Je vous rappelle qu'en classe B pure le point de fonctionnement serait fixé au cut-off (pour 300 volts, $V_g = -80$ volts). Ce serait une source de distorsion en audio insupportable (distorsion dite de « croisement », figure 5). C'est pour cette raison que tous les montages dits « classe B » fonctionnent en réalité en classe AB1, mais en descendant très bas en polarisation négative et en maintenant tout de même un courant de repos (voir cours n°21).

Je ne vais pas vous infliger de nouveaux tracés, mais sachez que mathématiquement on démontre qu'à l'extrême, en classe B, la valeur de l'impédance de charge dite « plaque à plaque » est égale à :

$$Z(\Omega) = 4 \rho(\Omega)$$

ρ étant la résistance interne du tube.

Pour une 300B fonctionnant en classe B, sa résistance interne étant de 700 Ω

$$Z_{CH} = 700 \times 4 = 2\ 800 \ \Omega$$

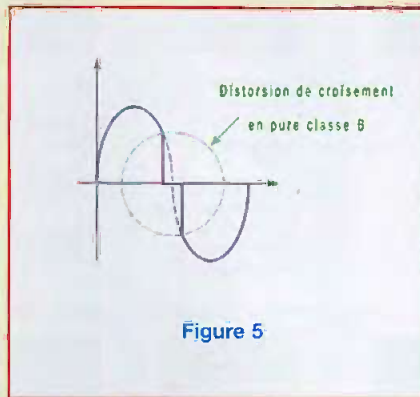


Figure 5

ET LA PUISSANCE DANS TOUT CELA ?

En mono tube, avec une charge de 4 000 Ω et une excursion de 55 mA, on obtenait une puissance de :

$$P_{W} = \frac{Z I^2}{2} = \frac{12}{2} = 6 \text{ watts}$$

Le taux de distorsion est de l'ordre de 5 %, essentiellement constitué d'harmoniques pairs.

En push-pull classe A, avec une excursion de 55 mA sur T1 et 55 mA sur T2

$$P_{W} = \frac{Z I^2}{2} \times 2 \approx 12 \text{ watts}$$

avec un taux de distorsion de l'ordre de 4,5 %, essentiellement constitué d'harmoniques impairs.

En push-pull classe AB, sur la même charge de 4 000 Ω , la puissance n'augmente pas car l'excursion reste de 55 mA sur T1 et T2. Seul baisse le taux de distorsion qui s'établit aux alentours de 1 % (harmoniques impairs).

En push-pull classe AB1, sur une

charge optimisée de 3 500 Ω , l'excursion totale du courant modulé dans le transformateur est de ≈ 65 mA pour T1 et 65 mA pour T2.

$$P_{W} = \frac{Z I^2}{2} \times 2 \approx 15 \text{ watts}$$

pour un taux de distorsion de l'ordre de seulement 0,5 %.

EN CONCLUSION

Je pourrais vous parler des classes B2 et AB2, autrement dit, faire fonctionner nos tubes en excursion de grille positive (voir cours n°21). Ce qui pose de gros problèmes de pilotage des grilles car, comme nous le verrons plus tard en étudiant des circuits existants, il faut que l'étage « driver » fournisse de la puissance.

Le second problème, réside dans le transformateur de sortie. Nous étudierons tout cela dans le futur.

Aujourd'hui, nous nous sommes limités à l'étude de la classe AB1 utilisée en push-pull de triodes.

Dans le prochain numéro d'*Electronique Pratique*, nous étudierons les « push-pull de tétrodes » (6L6, 6550/KT88) et « pseudo tétrodes » (EL34, EL84) employés en audio.

En attendant, exercez-vous à tracer les courbes de transfert des triodes les plus utilisées : 300B, 845, 211/VT4C, 2A3, si possible sur des montages existants... Croyez-moi, ces exercices sont riches en enseignements.

A bientôt

R. Bassi

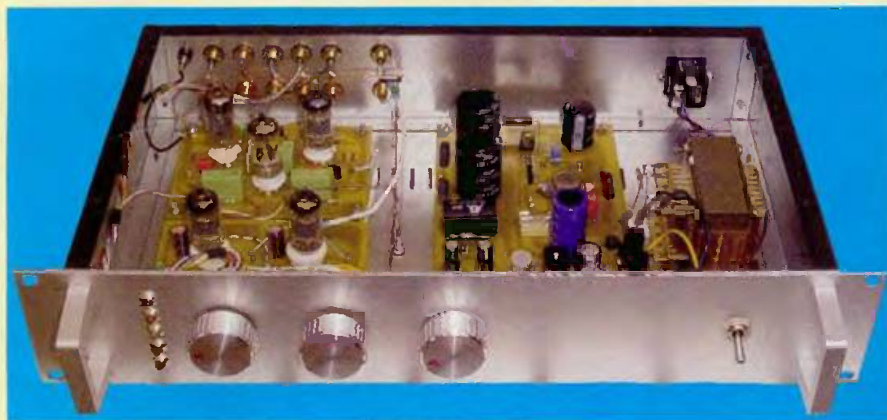


Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-Rom

France : 25 € Union européenne 25 € + 2 € frais de port

Transoceanic 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

UN PRÉAMPLIFICATEUR SRPP AVEC ENTRÉE RIAA



Une question nous traverse souvent l'esprit. En tenant compte des niveaux de sorties élevés de nos électroniques actuelles, un préamplificateur est-il indispensable ou pas ? Si la réponse est non, cet article perd tout son sens et sa parution est sans intérêt. Si, à l'inverse, la réponse est positive, elle ne l'est pas sans raison. Le préamplificateur, même s'il n'est pas indispensable, règle un certain nombre de difficultés qui apparaissent dans les liaisons entre les différentes sources et l'amplificateur.

L'appareil proposé est de conception simple pour ne pas dénaturer le son. Il dispose d'un sélecteur de sources à cinq entrées (à contacts dorés), d'un correcteur RIAA pour les disques vinyles 33 et 45 tours, d'une commande de « balance » intéressante pour équilibrer les deux canaux et, enfin, d'un potentiomètre de volume.

LE PRÉAMPLIFICATEUR

L'appareil est simple mais surtout très musical. Ses performances peuvent rivaliser avec celles d'appareils de marques du commerce dont les coûts laissent rêveur.

Le préamplificateur se décompose en trois cartes :

- Une carte d'alimentation supporte deux ensembles, l'un destiné à la haute tension stabilisée, l'autre également régulé est utilisé pour la tension de chauffage des tubes et de la diode led qui visualise la source sélectionnée.

- Une carte constitue la préamplification et la correction RIAA pour les disques vinyles. Elle utilise des doubles triodes ECC83.

- La troisième carte de configuration SRPP va amplifier les signaux provenant des diverses sources linéaires : tuner, magnétophone, CD, etc.

Celle-ci est équipée de doubles triodes ECC82. Le gain est de l'ordre de 17.

Ce qui nous intéresse dans ce tube est sa faible résistance interne qui permet de disposer de signaux stéréophoniques à basse impédance en sorties de l'appareil.

LES TUBES UTILISÉS

Ils sont au nombre de cinq et d'une utilisation fort courante dans le domaine

de l'audio. Trois triodes ECC83 se chargent d'amplifier les faibles signaux issus d'une cellule à aimant mobile d'une table de lecture (disques vinyles), tout en effectuant une correction dans la réponse en fréquence suivant le standard RIAA. Ces tubes sont adoptés pour leur gain élevé, de l'ordre de 100. Les deux derniers tubes, des ECC82 montés en configuration SRPP, n'ont qu'un gain de 17 mais offrent l'énorme avantage de pouvoir disposer de la modulation à basse impédance.

Principales caractéristiques et brochage

Le tableau A permet de comparer les caractéristiques de chacune des triodes. Nous constatons que gains et résistances internes sont totalement différents. Le brochage de cette série Noval/9 broches vous est communiqué en figure 1.

L'alimentation des filaments peut être effectuée en série ou en parallèle à partir des trois broches 4-5-9. Une tension de 12,6 V peut être appliquée entre les broches 4-5, la broche 9 étant inutilisée, ou alors c'est une tension de 6,3 V qui alimente les broches 4-9. Dans ce cas, il suffit de strapper les cosses 4 et 5.

LES CIRCUITS

L'ALIMENTATION HAUTE TENSION

Ce circuit n'est pas novateur puisqu'on l'a retrouvé dans la revue *Led* au fil des années. Il n'est pas des plus silencieux, mais ce n'est pas la finalité recherchée, son principal attrait étant la stabilisation haute tension.

Il conserve ici cette fonction mais avec un filtrage complémentaire, ce qui le rend apte à fournir une tension parfaitement filtrée (figure 2).

La haute tension de 300 V provenant du transformateur « attaque » un pont de diodes au travers des résistances de 10 Ω . Elles limitent le retour des pics de commutation des diodes. En sortie de pont, un condensateur de 220 μ F/450 V filtre la tension redressée. On obtient ainsi une tension continue ou presque, la résiduelle alternative étant de faible

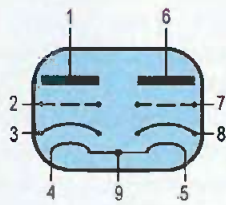
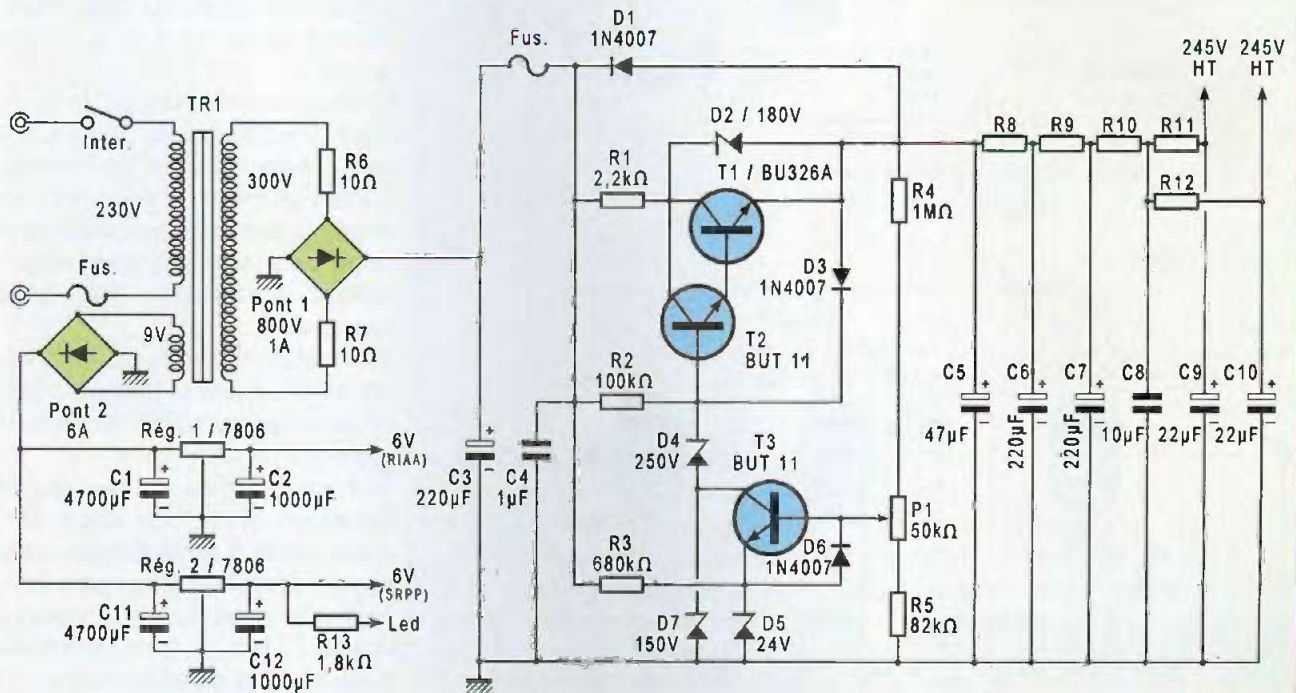


Figure 1 :
Double triode
ECC82/ECC83

Tableau A

	ECC 83	ECC 82
Pa max	1 W	2,75 W
Ua	250 V	250 V
Ug	- 2 V	- 8,5 V
Ia	1,2	10,5 mA
Gm	1,6 mAVV	2 mAVV
Gain	100	17
ρ	80 k Ω	7,7 k Ω
Tension de chauffage	6,3 ou 12,6 V	6,3 ou 12,6 V
I chauffage	0,300 A	0,300 A

Figure 2 : Alimentation redressée, filtrée et stabilisée



amplitude. Un fusible de 100 mA/T protège l'ensemble de la réalisation contre les bêtises diverses et variées (bricoleurs que nous sommes !). Il vaut mieux détruire un fusible qu'une série de diodes au hasard du passage d'un tournevis dont la lame est tout naturellement trop longue.

La résistance R3 de 2,2 k Ω /7 W est une résistance de limitation du courant qui protège l'alimentation en cas de surconsommation (court-circuit, par exemple). Les transistors T1 et T2 sont montés en Darlington de façon à obtenir un gain en courant (β) important. La diode zéner D2 de 180 V protège la jonction collecteur/émetteur de T1. La base du duo T1/T2 est portée à un potentiel stable, déterminé par les valeurs des zéners D4 et D7 reliées en

série. Elles sont polarisées par la résistance R4 à partir de la haute tension. Le transistor T3 est protégé et polarisé par les zéners D7 et D5, D5 étant alimentée par la résistance R5. Sa base est connectée au curseur d'un potentiomètre P1 de 50 k Ω dont les extrémités sont reliées d'une part à la haute tension par la résistance R7 de 1 M Ω et à la masse par la résistance R6 de 82 k Ω . On obtient ainsi un diviseur de tension. En sortie de régulation, on retrouve un filtrage classique effectué par le condensateur C5 de 47 μ F/450 V. Suivent trois cellules R.C composées de R8/C6, R9/C7 et R10/C8. Après ces cellules qui lissent parfaitement la tension continue stabilisée, nous retrouvons en complément deux autres cellules R11/C9 et R12/C10 en

sorties desquelles nous prélevons deux tensions de +245 V, l'une réservée à la platine « préampli bas niveau IRIAA », l'autre à la platine « préampli haut niveau SRPP ».

Compte tenu de la faible consommation du préamplificateur, les transistors n'ont nul besoin d'un dissipateur thermique.

Il est évident que la tension de sortie U_s est ajustée par le potentiomètre P1. Pour une plus grande souplesse de réglage, celui-ci peut être un modèle « multitours ». Agir assez lentement pour tenir compte de la capacité des condensateurs.

LE CHAUFFAGE FILAMENTS

La basse tension en sortie du transformateur est de 9V. Elle « attaque » un

PRÉAMPLIFICATEUR À TUBES

Figure 3 :
Préamplificateur
SRPP

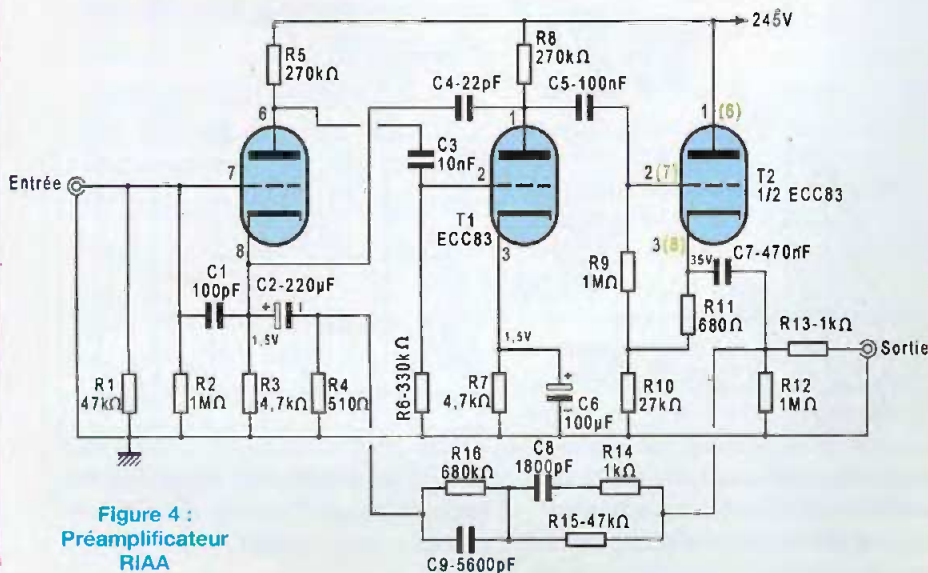
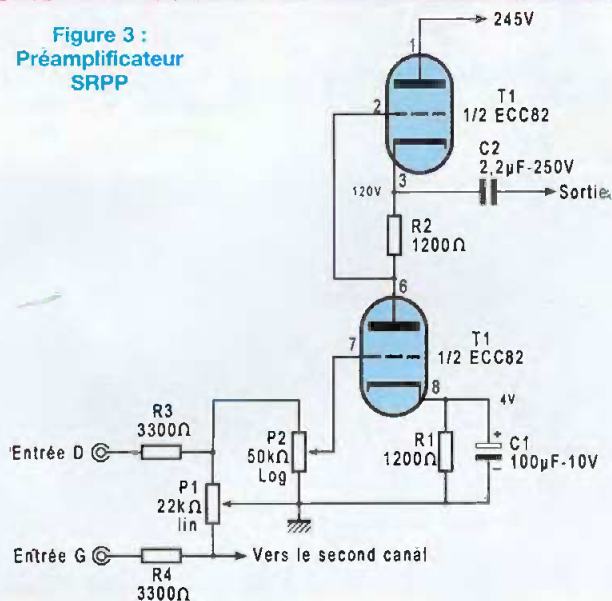


Figure 4 :
Préamplificateur
RIAA

pont de diodes de 6A qu'il est indispensable de refroidir.

Les condensateurs C1 et C11 de 4700 μ F/16 V permettent d'obtenir un bon filtrage avant d'appliquer une tension continue de l'ordre de 12,7 V (à vide) aux entrées de deux régulateurs 7806, refroidis eux aussi par des dissipateurs thermiques.

Enfin, les condensateurs C2 et C12 lisent une dernière fois les tensions avant de les appliquer aux modules préamplificateurs, l'étage RIAA étant le plus sensible au bruit de par son gain en tension important.

LE SRPP

Cet étage est réduit à sa plus simple expression (figure 3), difficile de faire plus simple. Il utilise une double triode ECC82 et, comme il se doit, l'anode de la triode d'entrée est reliée à la cathode de la triode de sortie au travers d'une résistance R2 de 1,2 k Ω .

Les deux cathodes étant chargées par des résistances de même valeur ohmique, le potentiel de la cathode supérieure est porté à U/2, soit environ 120 V.

La grille d'entrée est chargée par le potentiomètre de volume P2 de 50 k Ω

de type logarithmique. Son curseur permet de doser l'amplitude du signal provenant soit d'une source « haut niveau », soit de la sortie du préamplificateur RIAA.

Avant le potentiomètre de volume, nous remarquons une « balance » faite avec un potentiomètre dont le curseur est relié à la masse. En fonction de sa position, les ponts diviseurs réalisés avec R3 et R4 permettent d'appliquer un signal plus ou moins atténué au potentiomètre de volume qui est, en fait, un élément double de 2 x 50 k Ω à axe unique.

La résistance de cathode de la triode d'entrée est découplée par un condensateur électrochimique de forte valeur, C1/100 μ F, ce qui a pour effet d'augmenter le gain et d'élargir la bande passante dans le bas du spectre. La fréquence de coupure à -3 dB se situe vers 1,33 Hz.

Sur le circuit imprimé est prévu un strap qui permet d'assurer le couplage de ce condensateur avec la résistance de cathode.

Si le cœur vous en dit, vous pouvez le remplacer par un interrupteur, ce qui vous permettra d'effectuer des comparaisons d'écoute (avec ou sans !).

La liaison entre les deux triodes est directe, l'anode du tube d'entrée étant reliée à la grille du tube de sortie.

Le signal amplifié et en opposition de phase est récupéré par le condensateur de liaison C2/2,2 μ F. Il isole le potentiel continu élevé présent sur la cathode du tube de sortie en ne se laissant traverser que par la modulation.

Vous noterez qu'il n'y a pas de résistance de charge en sortie du circuit, aussi l'impédance à prendre en compte est celle de l'entrée de l'amplificateur.

LE RIAA

Le préamplificateur RIAA est constitué de trois triodes de type ECC83 (figure 4). Deux sont destinées à l'amplification, la troisième servant d'adaptateur d'impédance.

La première triode amplifie un signal de très faible amplitude. Il est une seconde fois amplifié par la triode suivante, le gain en tension devant être très impor-

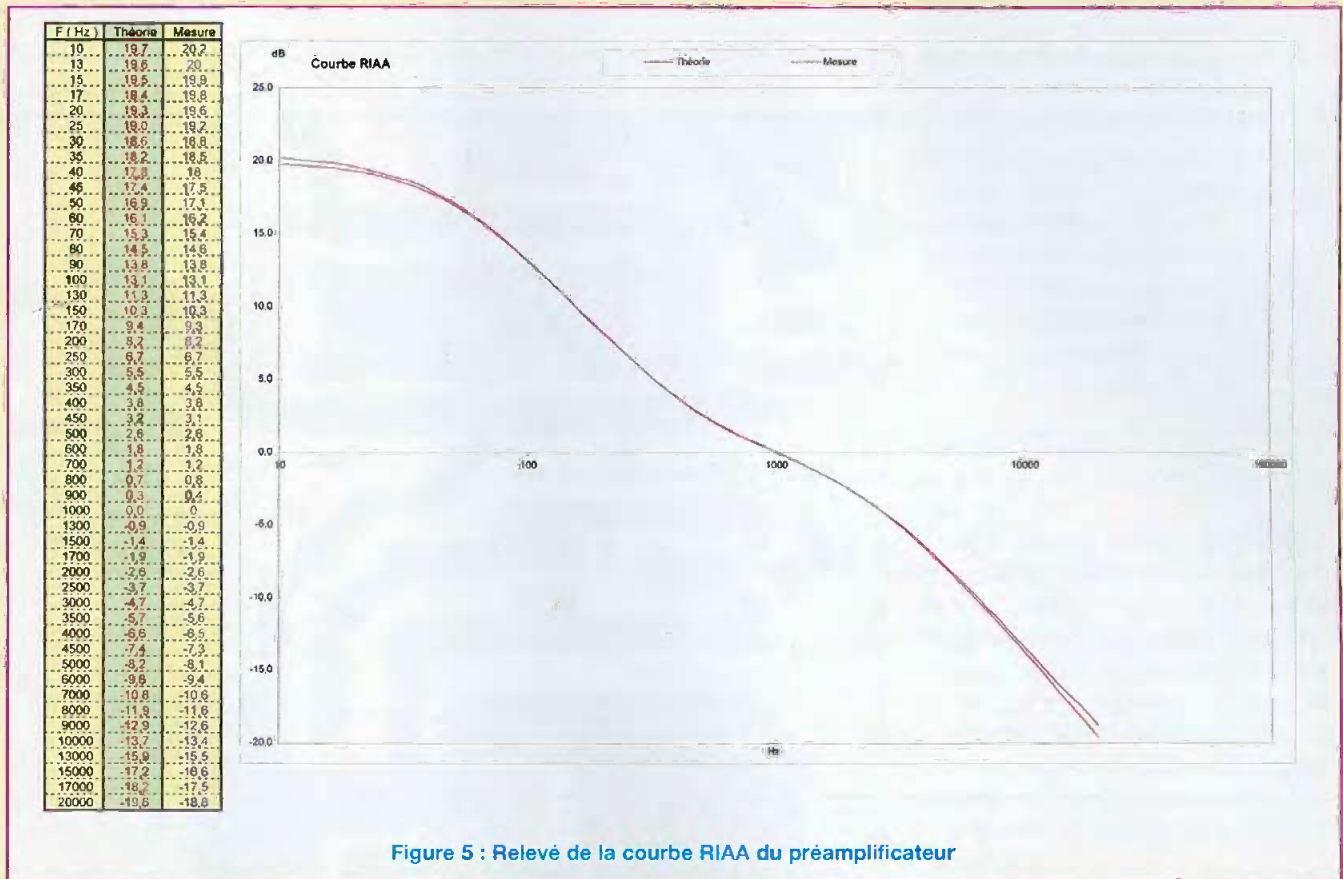


Figure 5 : Relevé de la courbe RIAA du préamplificateur

tant. Vient ensuite, monté en cathode follower, un étage adaptateur d'impédance, en sortie duquel va être récupéré le signal à basse impédance. Il sera, au travers du correcteur RIAA, réinjecté au pied de la cathode du tube d'entrée. Notons la présence d'un condensateur de 100 pF en entrée.

Partant du principe que le bras de la platine peut capter des émissions de radios locales, ce condensateur est destiné à limiter très fortement ces parasites indésirables.

Un second condensateur de 22 pF empêche le montage d'entrer en oscillation. La courbe RIAA de la figure 5 relevée sur ce préamplificateur montre sa parfaite adaptation à cette fonction. Les écarts entre les valeurs théoriques et celles relevées sur la maquette sont infimes.

RÉALISATION

LE COFFRET

Le coffret utilisé est un modèle 2U. Il mesure 80 mm de haut. Sa profondeur

de 250 mm suffit à loger tous les composants du préamplificateur.

Sa longueur est au standard des racks de 19 pouces. Il est doté d'une façade en aluminium (elle existe également en noir). Le coffret renferme deux plaques en aluminium qui ne sont ici d'aucune utilité. Dans le montage proposé, elles empêcheraient l'assemblage des éléments.

Les figures 6 (a-b-c) donnent les cotes de perçages pour les trois faces à travailler. Vous pouvez les tracer au crayon telles qu'elles sont indiquées.

Lorsque vous aurez les différents circuits imprimés « en main » avant de souder les composants, contrôlez le positionnement des trous de fixation qui se feront avec un foret de $\phi 3,5$ mm. N'oubliez pas de fixer sur le fond et à l'extérieur quatre amortisseurs en caoutchouc d'une hauteur de 15 mm pour bien décoller le boîtier de son support. La fixation de l'amortisseur du fond à gauche sert également pour une entretoise.

Le positionnement du transformateur

en EI n'apporte pas de rayonnement audible ou mesurable. Il convient de respecter son emplacement. Lors des premiers essais, le transformateur a été entouré d'une bande de cuivre pour constater s'il y avait ou non une différence de fonctionnement. Nous n'en avons décelé aucune, la bande de cuivre est donc inutile.

Les perçages du panneau frontal sont indiqués en figure 6a. Attention aux différents diamètres des éléments de façade, sachant qu'en général les embases des diodes électroluminescentes ont un diamètre de $\phi 8$ mm. Le repérage des polarités de ces diodes est simple, la patte la plus longue va au (+), la plus courte au (-).

Les cinq polarités négatives sont reliées entre elles à l'aide d'un fil fin, éventuellement étamé.

La face arrière reçoit douze prises RCA, dont cinq par canal sont destinées aux entrées et une à la sortie (figure 6b). Les perçages de ces RCA se font à $\phi 10$ mm. Le perçage est de $\phi 8$ mm pour la prise recevant le fil de masse de la

PRÉAMPLIFICATEUR À TUBES

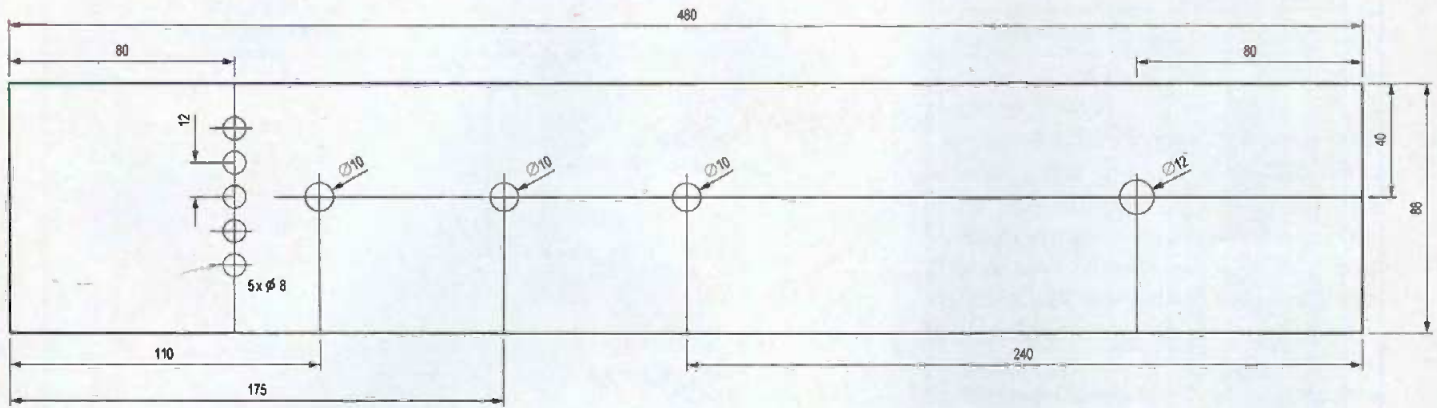


Figure 6a : Face avant du coffret

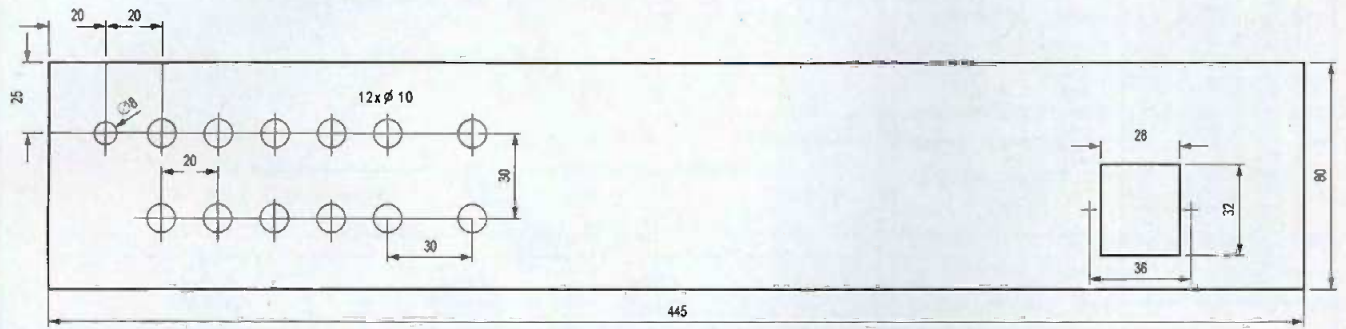


Figure 6b : Face arrière du coffret

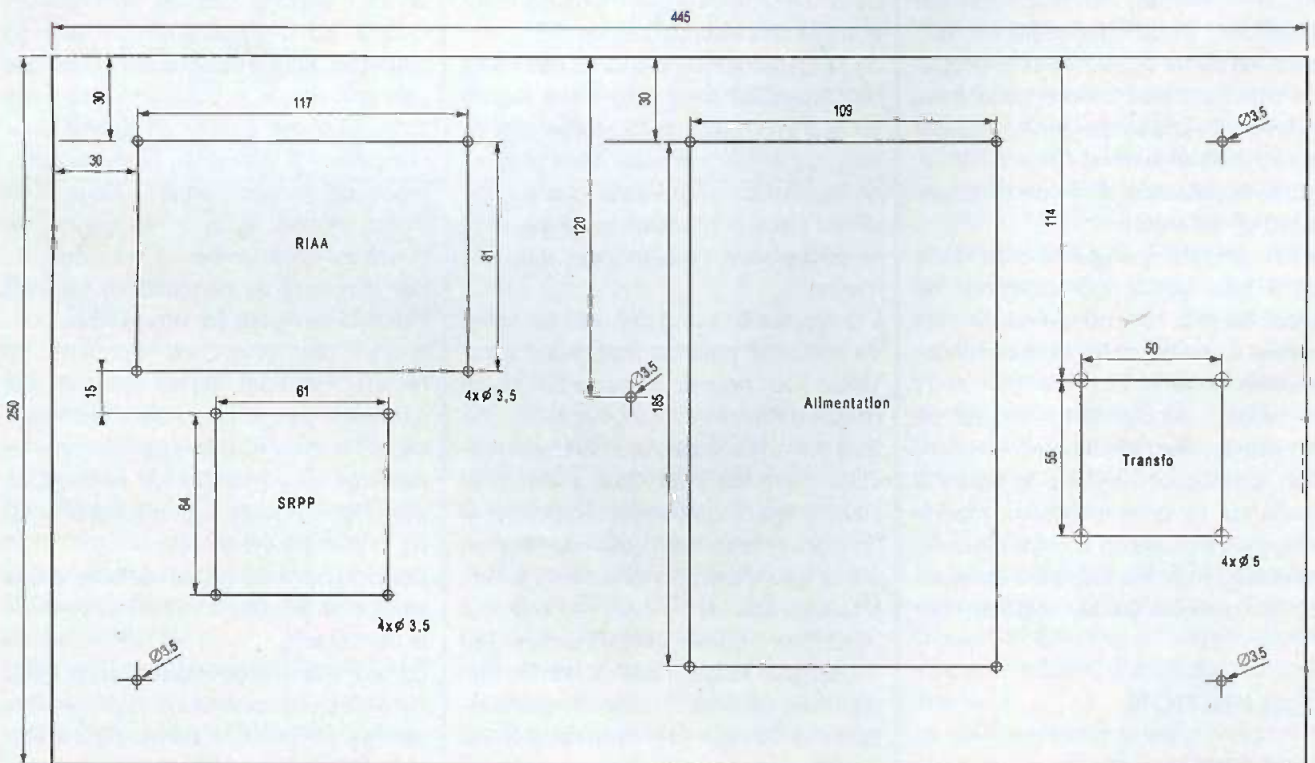


Figure 6c : Fond du châssis

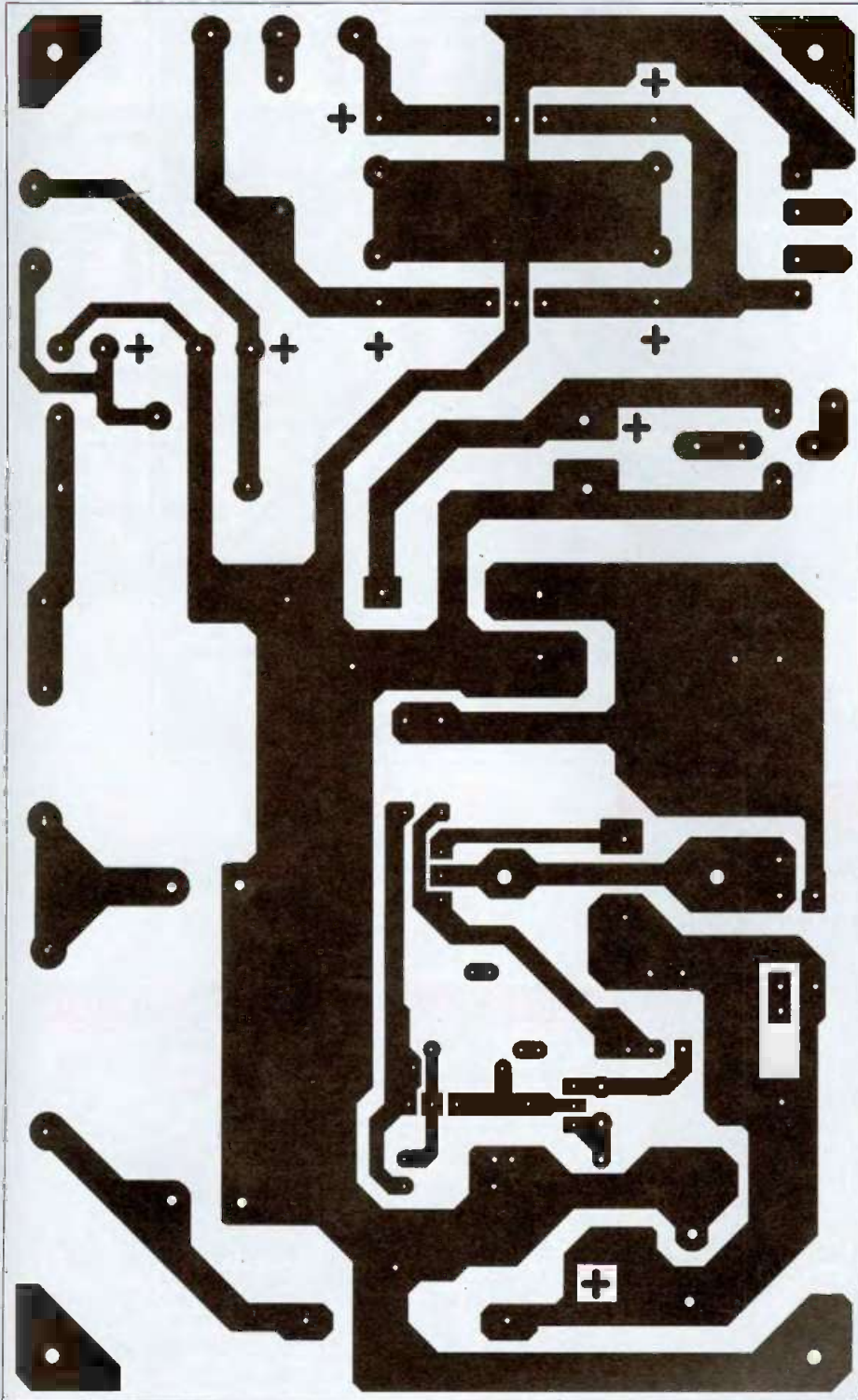


Figure 7a : Circuit imprimé de l'alimentation

platine tourne-disques. Quant à l'embase « secteur », la découpe est à prévoir en fonction du modèle acheté.

LES INTERCONNEXIONS

Avant de les commencer, souvenez-vous qu'un câble coupé à la bonne longueur est toujours trop court.

Après avoir placé les éléments contre le fond du boîtier, vous pouvez commencer le pré-câblage des panneaux arrière et avant. Le travail est plus facile à réaliser dans ces conditions.

ALIMENTATION

La platine d'alimentation comporte deux entrées :

- l'une réservée à la haute tension provenant du transformateur et deux picots qui sont prévus pour souder les deux résistances de $10\ \Omega$ (figures 7a et 7b).
- l'autre, partant de l'enroulement 9V, est reliée au pont de diodes de 6 ampères utilisé pour chauffer les tubes en continu. Condition sinon indispensable, du moins intéressante pour améliorer le rapport signal/bruit du module RIAA.

Elle renferme également deux sorties :

- l'une avec deux picots pour la haute tension et assurer ainsi les liaisons vers le module RIAA et le module SRPP. Pour le module SRPP, le départ se fait avec deux fils, un pour chaque tube ECC82. La liaison vers la haute tension de la platine RIAA peut être faite avec un câble blindé dont la tresse est reliée d'un côté à la masse.
 - l'autre avec trois picots pour la basse tension (6V) dont un alimentant les diodes électroluminescentes à travers une résistance de $1,8\ \text{k}\Omega/1\text{W}$.
- Pour équilibrer l'ensemble, la sortie « seule » alimentera le module RIAA composé de trois tubes. De cette façon, la charge supportée par chaque régulateur est sensiblement équilibrée.

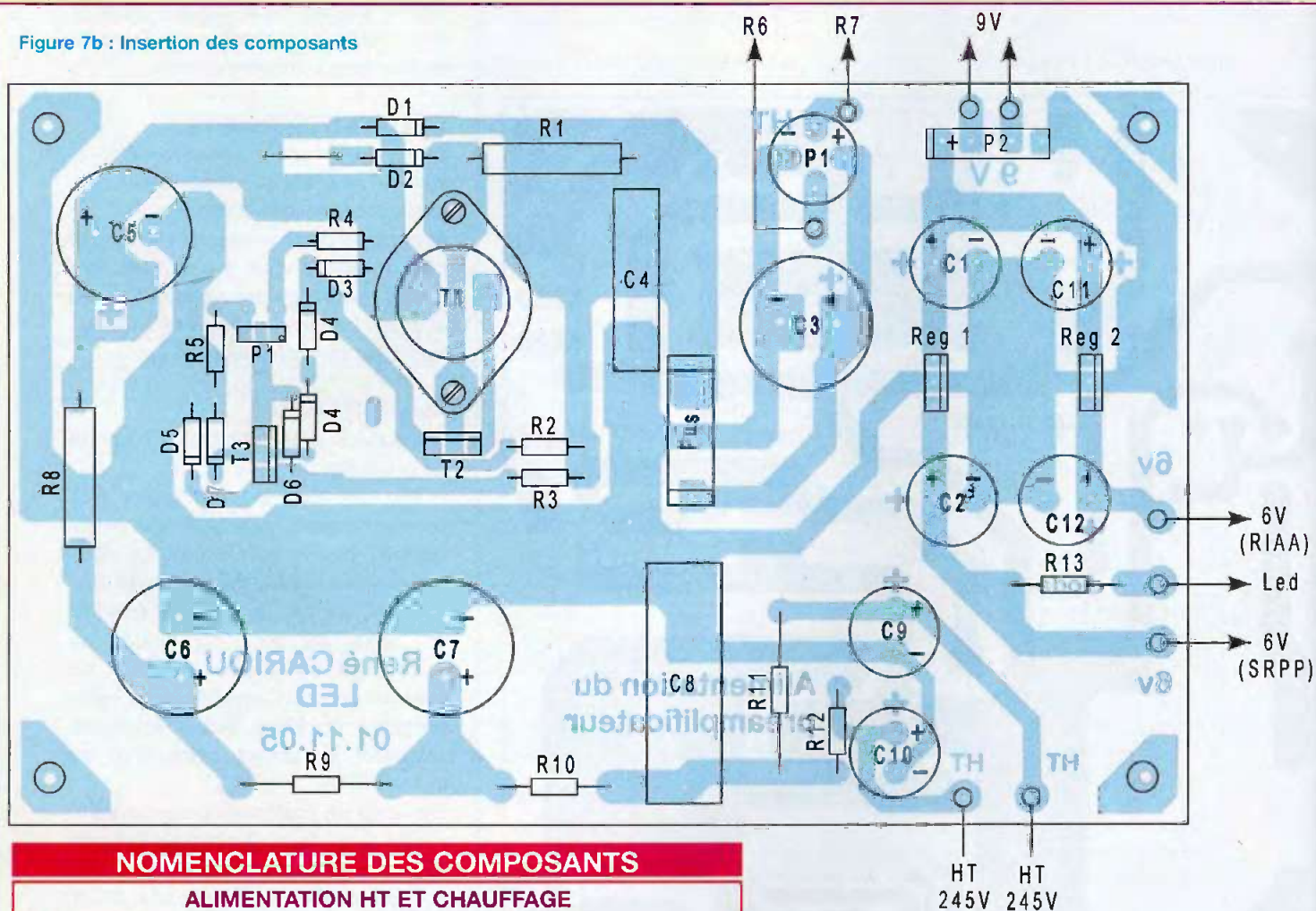
LA MODULATION

Établir une liaison, avec du câble blindé, entre les deux prises RCA concernés par le RIAA et l'entrée de cette platine (figures 8a et 8b).

Relier ensuite toutes les prises RCA au sélecteur situé en face avant avec des

PRÉAMPLIFICATEUR À TUBES

Figure 7b : Insertion des composants



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION HT ET CHAUFFAGE

Résistances
 R1 : 2,2 k Ω /7 W
 R2 : 100 k Ω /0,5 W
 R3 : 680 k Ω /0,5 W
 R4 : 1 M Ω /0,5 W
 R5 : 82 k Ω /0,5 W
 R6 : 10 Ω /3 W
 R7 : 10 Ω /3 W
 R8 : 2,2 k Ω /7 W
 R9 : 2,2 k Ω /7 W
 R10 : 470 Ω /7 W
 R11 : 100 Ω /3 W
 R12 : 100 Ω /3 W
 R13 : 1,8 k Ω /1 W
 P1 : Multitour 50 k Ω

Condensateurs
 C1 : 4700 μ F/16 V
 C2 : 1000 μ F/16 V
 C3 : 220 μ F/400 V
 C4 : 1 μ F/630 V
 C5 : 47 μ F/400 V
 C6 : 220 μ F/400 V
 C7 : 220 μ F/400 V
 C8 : 10 μ F/250 V
 C9 : 22 μ F/350 V

C10 : 22 μ F/350 V
 C11 : 4700 μ F/16 V
 C12 : 1000 μ F/16 V

Semiconducteurs

T1 : BU 326A
 T2 : BUT 11
 T3 : BUT 11
 D1 : 1N4007
 D2 : Zéner 180 V/1,3 W
 D3 : 1N4007
 D4 : Zéner 250 V/1,3 W
 D5 : Zéner 24 V/1,3 W
 D6 : 1N4007
 D7 : Zéner 150 V/1,3 W
 P1 : Pont 800 V/1A
 P2 : Pont 30 V/6A
 Reg1 : 7806/TO220
 Reg2 : 7806/TO220

Divers

Porte fusible C.I. + fusible 100 mA/T
 2 dissipateurs pour TO 220
 1 dissipateur pour pont 30 V/6A
 9 picots à souder
 Visserie de 3 mm pour boîtier TO3/T1

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

PRÉAMPLIFICATEUR RIAA

Résistances à couche métallique $\pm 5\%$
 R1 : 47 k Ω
 R2 : 1 M Ω
 R3 : 4,7 k Ω
 R4 : 510 Ω
 R5 : 270 k Ω /1W
 R6 : 330 k Ω
 R7 : 4,7 k Ω
 R8 : 270 k Ω /1 W
 R9 : 1 M Ω
 R10 : 27 k Ω
 R11 : 680 Ω
 R12 : 1 M Ω
 R13 : 1 k Ω
 R14 : 1 k Ω
 R15 : 47 k Ω
 R16 : 680 k Ω

Condensateurs

C1 : 100 pF/63 V
 C2 : 220 μ F/10 V
 C3 : 10 nF/250 V
 C4 : 22 pF/400 V
 C5 : 100 nF/250 V
 C6 : 100 μ F/10 V
 C7 : 470 nF/250 V
 C8 : 1,8 nF/63 V
 C9 : 5,6 nF/63 V

Tubes

T1, T2, T3 : ECC83

Divers

3 supports NOVAL/circuit imprimé 9 broches
 10 picots à souder
 Nota : les composants R/C sont à prévoir en double

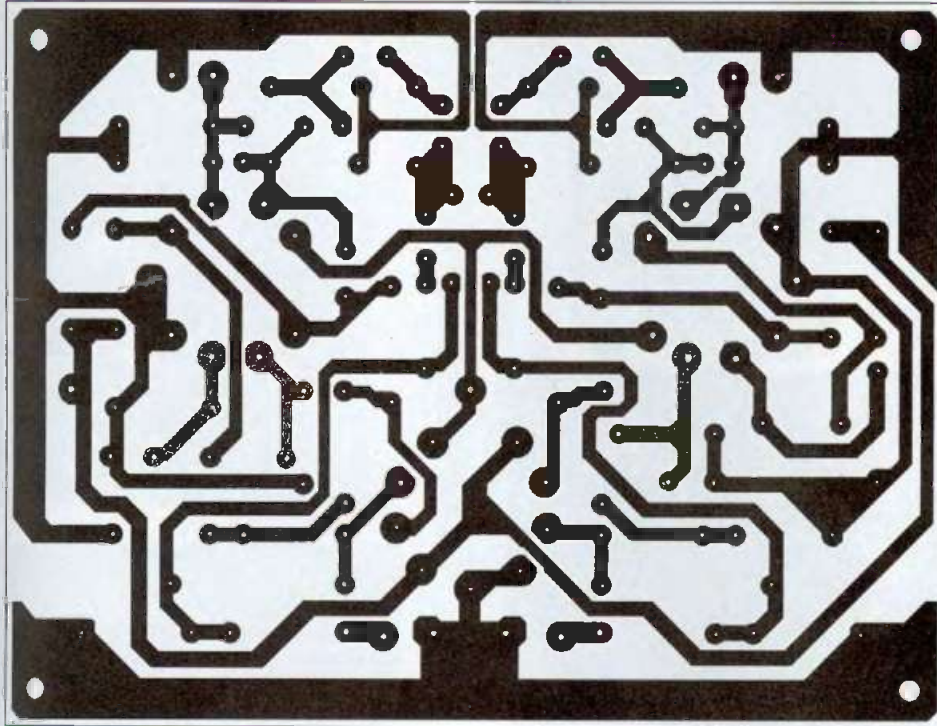
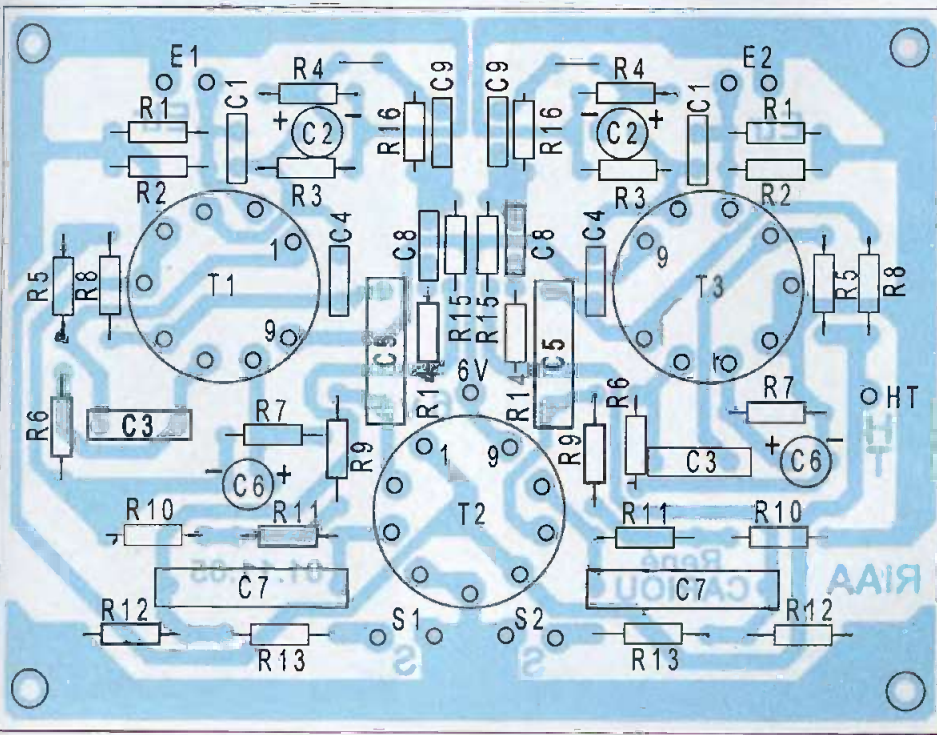


Figure 8a :
Circuit imprimé du préamplificateur RIAA

Figure 8b :
Insertion des composants



fil fins de différentes couleurs. Il n'est pas nécessaire qu'ils soient blindés.

Pour que l'ensemble « tienne bien » et qu'il n'y ait pas de risque d'erreur, il faut les mettre par paires. Les fils des canaux droit et gauche sont tournés l'un sur l'autre, mais surtout pas torsadés, sinon gare à la séparation des canaux (diaphonie).

Le cas particulier des sorties RIAA est à l'image du reste, le signal « sortant », donc amplifié, ira directement au sélecteur, selon la même méthode que pour les autres liaisons.

Le sélecteur à contacts dorés remplit deux fonctions : le choix de la source en face arrière (une parmi cinq) et l'allumage de la diode électroluminescente en face avant.

Lorsque le câblage du sélecteur est réalisé, il faut établir les liaisons entre ce dernier et le potentiomètre de balance. Un potentiomètre de 22 k Ω a son curseur relié à la masse « châssis ». Sur chaque cosse est soudée une résistance de 3,3 k Ω . Les signaux « voie droite » et « voie gauche » traversent ces résistances pour « attaquer » le potentiomètre de volume (figure 3).

Ce dispositif simple et commode ne porte pas préjudice à la qualité du message musical, car ce dernier traverse des résistances à couche « métal » et rien d'autre. Le potentiomètre de volume double à axe unique a une valeur de 2 x 50 k Ω log. Enfin, la modulation traitée par le SRPP est directement reliée à la masse d'un seul côté, près des prises de sorties (figure 9).

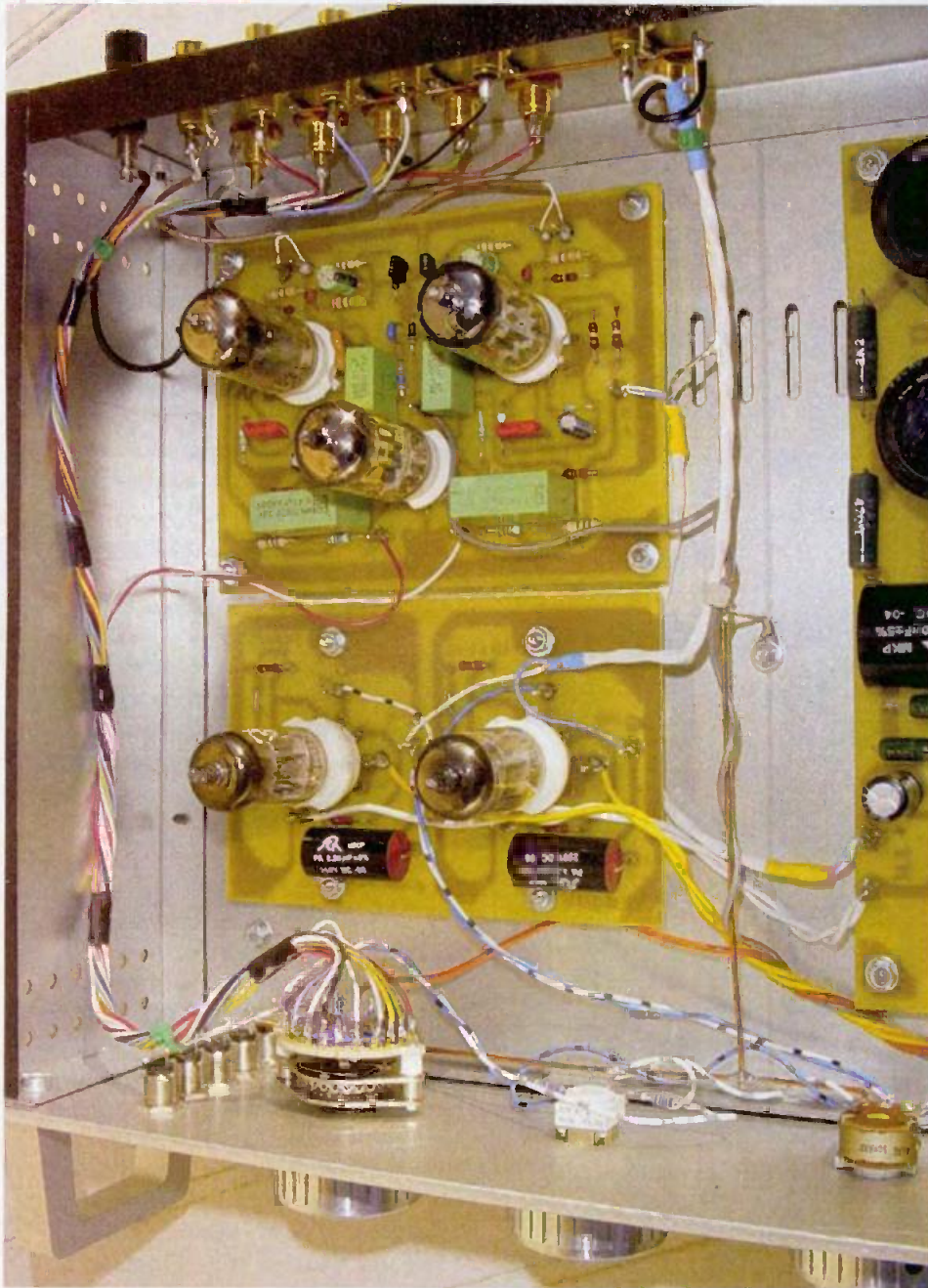
LES MASSES

Concernant les masses du signal, il suffira de relier simplement entre elles les cosses des prises RCA, sans que cela ne fasse contact avec le châssis. Les deux prises RCA du module RIAA restent séparées. Enfin, un fil rigide reliera les masses de l'arrière du coffret à celles du « tableau de commande » de la face avant, sachant que sont reliées sur cette face : les diodes électroluminescentes, le point milieu du potentiomètre de balance et les masses du potentiomètre de volume. La face avant, en aluminium anodisé, doit être

PRÉAMPLIFICATEUR À TUBES



Vue de face
et vue intérieure
du préamplificateur
(disposition des modules)



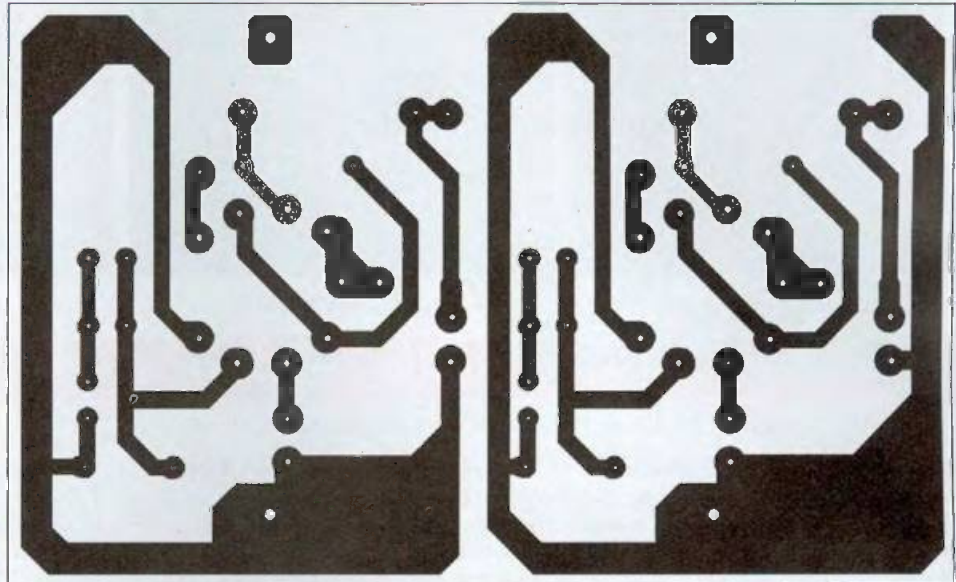
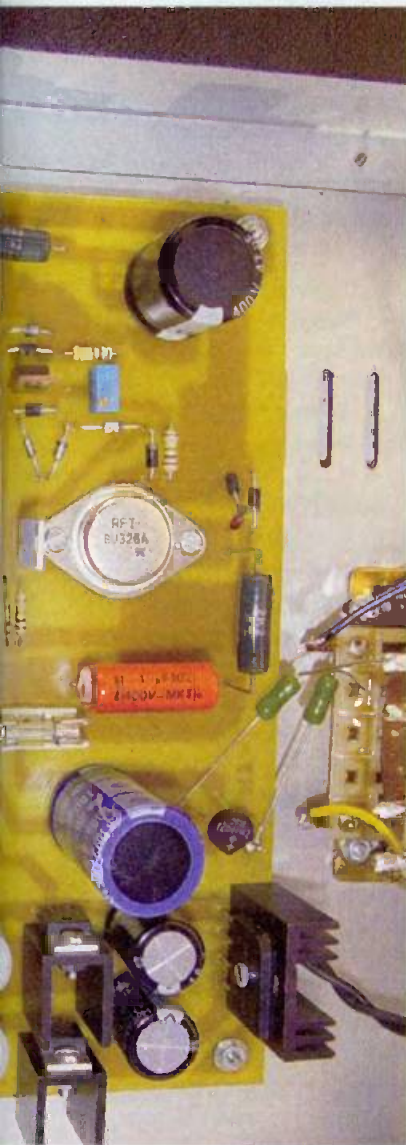
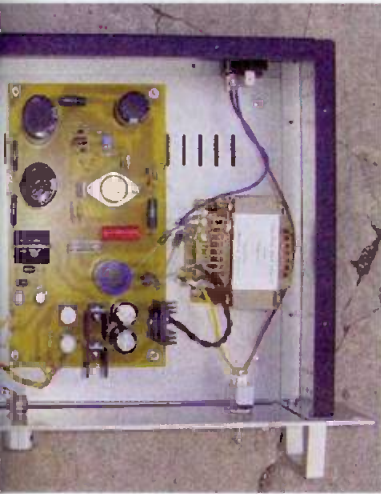


Figure 9a : Circuit imprimé des deux voies du préamplificateur SRPP

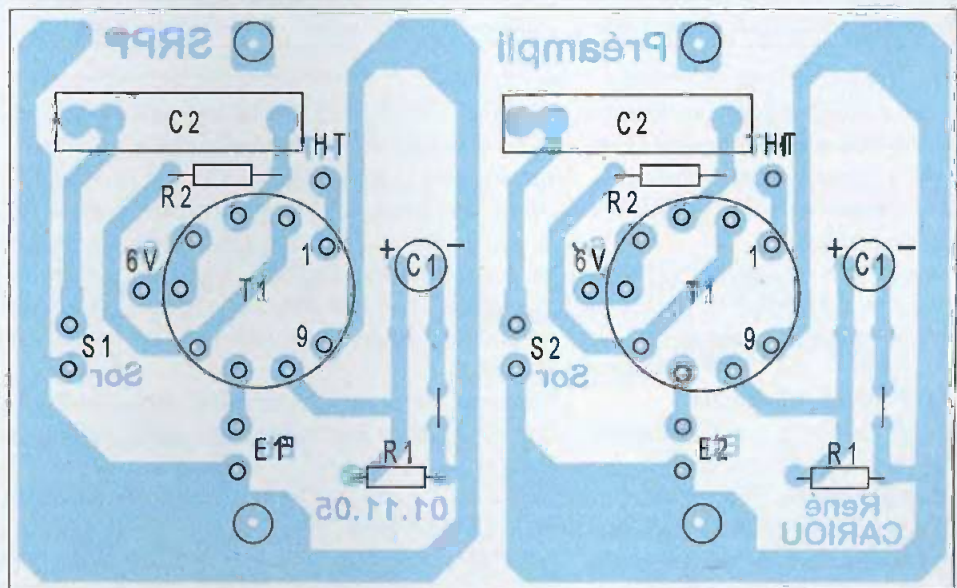


Figure 9b : Insertion des composants

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

R1 : 1,2 k Ω /1 W
 R2 : 1,2 k Ω /1 W
 C1 : 100 μ F/16 V
 C2 : 2,2 μ F/250 V (non polarisé)
 T1 : ECC82

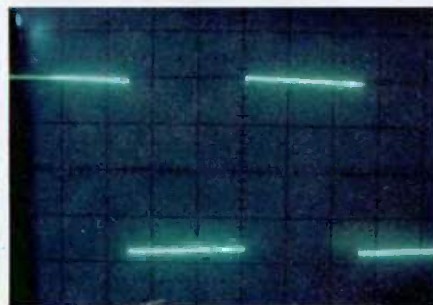
Support NOVAL/circuit imprimé 9 broches
 6 picots à souder

Nota : ces composants sont à prévoir
 en double exemplaire.

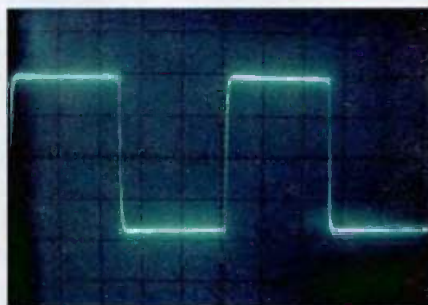
Détails du câblage du préamplificateur

Noter les prises Cinch (face arrière) vers le commutateur de fonction (face avant)
 et les sorties du SRPP vers Cinch de sorties de la modulation à l'arrière du coffret.
 Remarquer les deux résistances bobinées qui partent du secondaire du transformateur
 d'alimentation vers le pont redresseur soudé sur le module

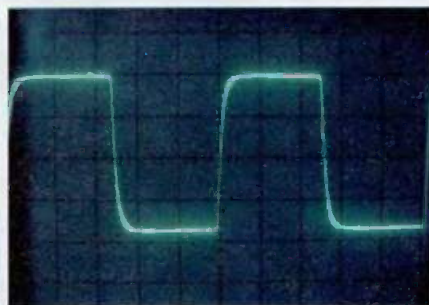
PRÉAMPLIFICATEUR À TUBES



Signal carré à 40 Hz



Signal carré à 10 kHz



Signal carré à 40 kHz

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

DIVERS

1 Coffret 2U - 25 cm de profondeur
1 Sélecteur contacts dorés
COPA2VCS145 (Electronique Diffusion)
1 Potentiomètre 22 k Ω linéaire
1 Potentiomètre stéréo de 2 x 50 k Ω logarithmique
3 Boutons de potentiomètre - \varnothing 6 mm
2 Résistances de 3,3 k Ω couche métal

35 Picots à souder diamètre 1,3 mm
6 Embases châssis RCA rouges
6 Embases châssis RCA noires
1 Prise châssis banane 10A
12 Entretoises mâle/femelle M3 - 1 cm
5 leds de couleur
5 Embases métal pour diodes leds
4 Plots en caoutchouc

1 Interrupteur M/A
1 Embase secteur avec porte fusible
Fil de câblage de couleurs différentes
Soudure
Visserie M3
Rondelles M3
1 Transformateur 50 VA
(Magnétic SA) 230V/300 V + 9 V

mise à la masse. Une question : terre ou pas terre ? Si l'un de vos appareils est déjà relié à la terre, le préamplificateur le sera également par le fait des liaisons avec le câble blindé.

Dans le cas où aucun de vos appareils ne serait relié à la terre, il faudrait alors relier le préamplificateur à celle-ci.

LA MISE SOUS TENSION

Avant de mettre le préamplificateur sous tension, vérifier une dernière fois les interconnexions puis insérer le fusible « primaire » dans son embase. Celui de la haute tension (H.T.) n'est pas inséré dans le circuit « secondaire » car il s'agit tout d'abord de vérifier que la tension de chauffage est normale en sorties des régulateurs, soit 6V.

Contrôler l'allumage des diodes leds selon la position du sélecteur de source. Cette étape franchie, mettre hors tension l'alimentation et placer le fusible H.T. de 100 mA/T. Attention, le premier condensateur est chargé.

Pour cette intervention, une seule main à l'intérieur de l'appareil suffit, l'autre étant impérativement hors de contact avec le châssis.

Mettre sous tension et contrôler la tension stabilisée. Ajuster en première

approximation à +245 V pour une tension secteur de 230 V. Nous ne sommes pas à quelques volts près.

Après un moment de fonctionnement, la haute tension peut, selon la course du potentiomètre, être trop faible ou trop élevée. Il faudra refaire un réglage fin pour obtenir les +245 V en sortie de régulation.

Il ne doit pas y avoir de surprise, tout doit se mettre à fonctionner sans difficulté et sans bruit.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

- 5 entrées : RIAA (aimant mobile), tuner, CD, magnétophone, auxiliaire
- Tubes du RIAA : 3 x ECC83 ou équivalences
- Tubes du SRPP : 2 x ECC82 ou équivalences
- Haute tension stabilisée et chauffage filaments régulé.

MESURES

Les mesures ci-dessous sont obtenues pour une tension de sortie de 1 volt :

- Bande passante :
1,5 Hz à 120 kHz à 0 dB
1,5 Hz à 440 kHz à -3 dB

- Taux de distorsion : de 10 Hz à 100 kHz, 0,05 %
- Sensibilité d'entrée : 140 mV pour 1 V en sortie, soit un gain de 7
- Rapport signal/bruit : 95 dB
- Temps de montée à 20 kHz : 1,2 μ s
- Tension de sortie maximale : 18 V
- Taux de distorsion à 18 V : 3 %

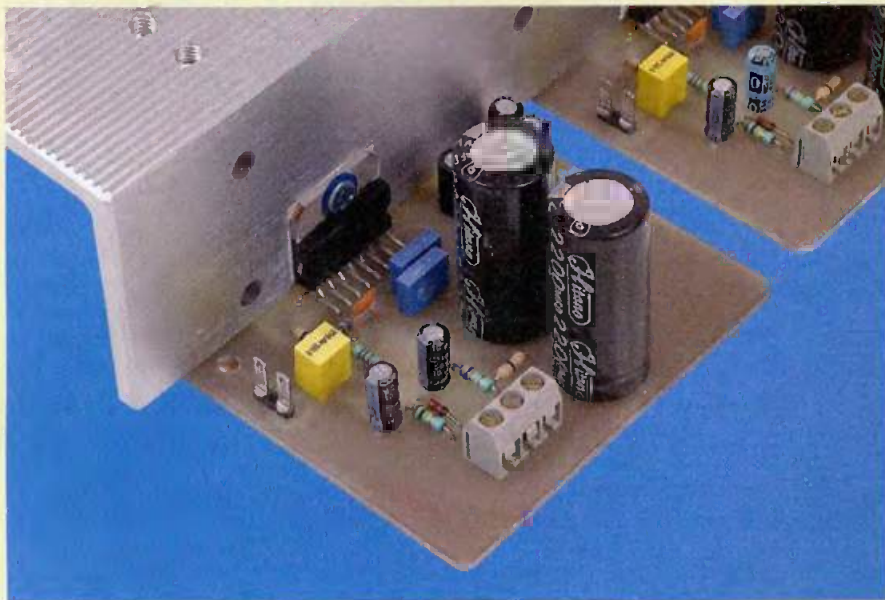
HAUTE TENSION ET PRÉCAUTIONS

Attention. DANGER. Toutes les tensions sont dangereuses et quelques précautions élémentaires mettent à l'abri des chocs électriques :

- Ne pas travailler inutilement dans un appareil sous tension ou porter des gants de travaux ménagers en caoutchouc.
- Ne mettre qu'une main à la fois dans l'appareil, l'autre étant comme au bon vieux temps dans la poche.
- Faire attention aux condensateurs qui restent chargés quelque temps bien que le préamplificateur soit hors service.
- Travailler dans un endroit sec, isolé du sol par un tapis ou une planche de bois.
- Porter des chaussures à semelles isolantes.

René Cariou

UN AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE DE 2 x 60 Weff



L'intégration des composants ayant énormément progressé durant la dernière décennie, il est très aisé de réaliser, à peu de frais, des amplificateurs de puissance que l'on peut désormais qualifier de « haute-fidélité ».

Le domaine des basses fréquences et de la sonorisation étant un créneau qui reste privilégié auprès de nos lecteurs, nous proposons, dans ce numéro d'*Électronique Pratique*, la réalisation d'un amplificateur stéréophonique.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ TDA7293

Le TDA7293, fabriqué par SGS - THOMSON MICROELECTRONICS, est un circuit intégré dédié à l'amplification basse fréquence de puissance. Son brochage est donné en **figure 1**.

Ce circuit présente des caractéristiques intéressantes puisqu'il est pratiquement indestructible :

- alimentation comprise entre +/-12 V et +/-50 V

- gain compris entre 26 dB et 40 dB
- puissance de sortie élevée :
 - 140 Weff à $V_s = +/-45$ V avec une charge de 8 Ω
 - 110 Weff à $V_s = +/-30$ V avec une charge de 4 Ω
- protection totale contre les courts-circuits et une augmentation anormale de la température
- possibilité de placer plusieurs circuits en parallèle afin d'alimenter des charges de faible impédance
- caractéristiques électriques maximales du TDA 7293 :

- tension d'alimentation sans signal
- en entrée $\rightarrow V_s = +/-60$ V
- courant crête de sortie $\rightarrow 10$ A
- dissipation de puissance $\rightarrow 50$ W

À la vue de ces caractéristiques, nous aurions pu annoncer la réalisation d'un amplificateur de 2 x 140 W, ce qui aurait

été une falsification de la vérité. En effet, s'il est vrai que le TDA7293 peut fournir, par exemple, une puissance de 100 W avec une charge de 8 Ω lorsqu'il est alimenté sous une tension symétrique de 40 V, il est aussi vrai que la distorsion atteint alors un taux de 10 %, ce qui est inacceptable pour un amplificateur haute-fidélité.

Restons dans le domaine du raisonnable et contentons-nous de 2 x 60 W, ce qui est déjà bien pour une utilisation « domestique ». La distorsion tombe alors sous les 0,5 % ce qui est, malgré tout, très satisfaisant.

L'ÉTAGE DE SORTIE DU TDA7293

Le point critique, lorsque l'on réalise un amplificateur opérationnel de puissance comme le TDA7293, indépendamment de la technologie utilisée, est la fabrication de l'étage de sortie.

Les concepteurs du circuit intégré ont utilisé un principe dont le schéma est donné en **figure 2**.

Cet amplificateur large bande et haute puissance doit être capable de fournir une haute tension et un courant important, tout en maintenant une basse distorsion harmonique et un bon comportement dans la réponse en fréquence. Pour cela, un contrôle précis du courant de repos est nécessaire. Ce contrôle est obtenu par une contre-réaction linéaire locale assurée par un amplificateur différentiel. On obtient ainsi un courant de repos typique de 30 mA.

LES PROTECTIONS DU TDA7293

Un circuit intégré devant fournir une grande puissance doit être protégé efficacement contre toute surcharge et court-circuit pouvant détériorer l'étage de sortie.

La protection utilisée pour le TDA7293 combine un système conventionnel et une surveillance locale de la température qui contrôle la dissipation maximale du circuit.

En plus de cette protection contre les surcharges, le circuit intègre une coupure thermique qui le place en état de « mute » à partir de 150 °C, puis en état de « stand-by » lorsqu'il atteint 160 °C. Le diagramme représenté en **figure 3**

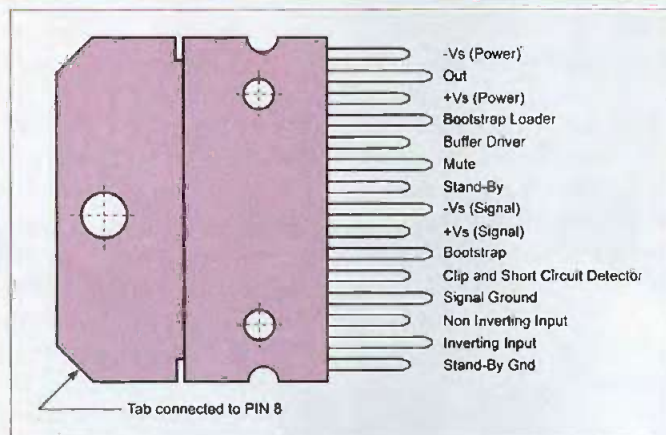


Figure 1
Brochage du TDA 7293

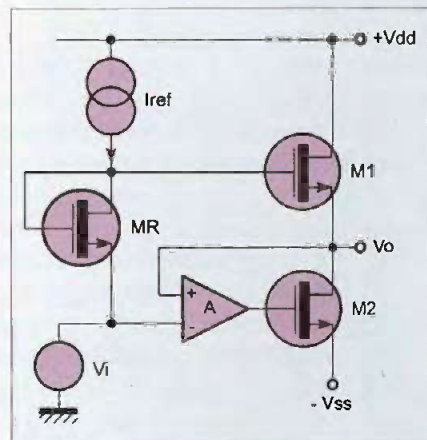
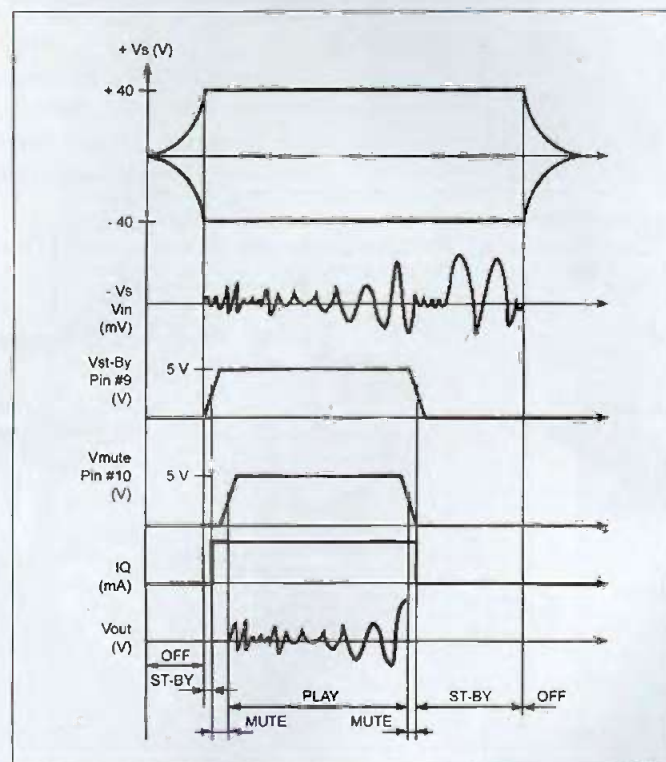


Figure 2
Étage de sortie du TDA 7293

Figure 3
Diagramme de fonctionnement du Mute et du Stand By



montre le fonctionnement du circuit à sa mise sous tension et hors tension.

Le « cloc » désagréable de la mise sous tension n'est plus présent en sortie du circuit, le haut-parleur reste muet.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

L'AMPLIFICATEUR

Le schéma de principe de l'amplificateur stéréophonique est publié en figure 4.

Il ne s'agit, en fait, que du schéma « type » fourni par le constructeur. Difficile de faire mieux que les concepteurs du produit !

Le nombre de composants est relativement faible, conséquence de l'intégration très poussée de l'amplificateur.

Il convient de ne pas trop s'écarter des valeurs données pour les composants, celles-ci ayant été sélectionnées de façon optimale.

La fonction de chacun d'entre eux est mentionnée ci-dessous.

Nous nous basons sur l'amplificateur en haut du schéma (canal droit) :

- R4/22 kΩ fixe l'impédance d'entrée
- R3/470 Ω avec C7/390 pF limite la bande passante dans les fréquences élevées
- R1/22 kΩ et R2/680 Ω fixent le gain de l'amplificateur, ici 30 dB.
- R6/22 kΩ avec R7/100 kΩ et R8/47 kΩ associées aux capacités C10 et C11 de 10 μF fixent la constante de temps des circuits de « mute » et de « stand by ».
- C6/1 μF est la capacité de découplage d'entrée. La réduire entraînerait une limitation de la bande passante vers les basses fréquences.
- C3 et C4, de capacité totale de 50 μF, sont la capacité de découplage du circuit de contre réaction. La réduire entraînerait une limitation de la bande passante vers les basses fréquences.
- C8/47 μF est la capacité de « bootstrap » (ou capacité de Miller) qui introduit une contre-réaction locale. Une diminution de cette valeur aurait pour conséquence une dégradation du signal de sortie aux hautes fréquences.
- R5/2,2 Ω et C9/100 nF composent la cellule appelée « cellule de Boucherot ». Elle supprime les oscillations parasites

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE DE 2 x 60 W_{eff}

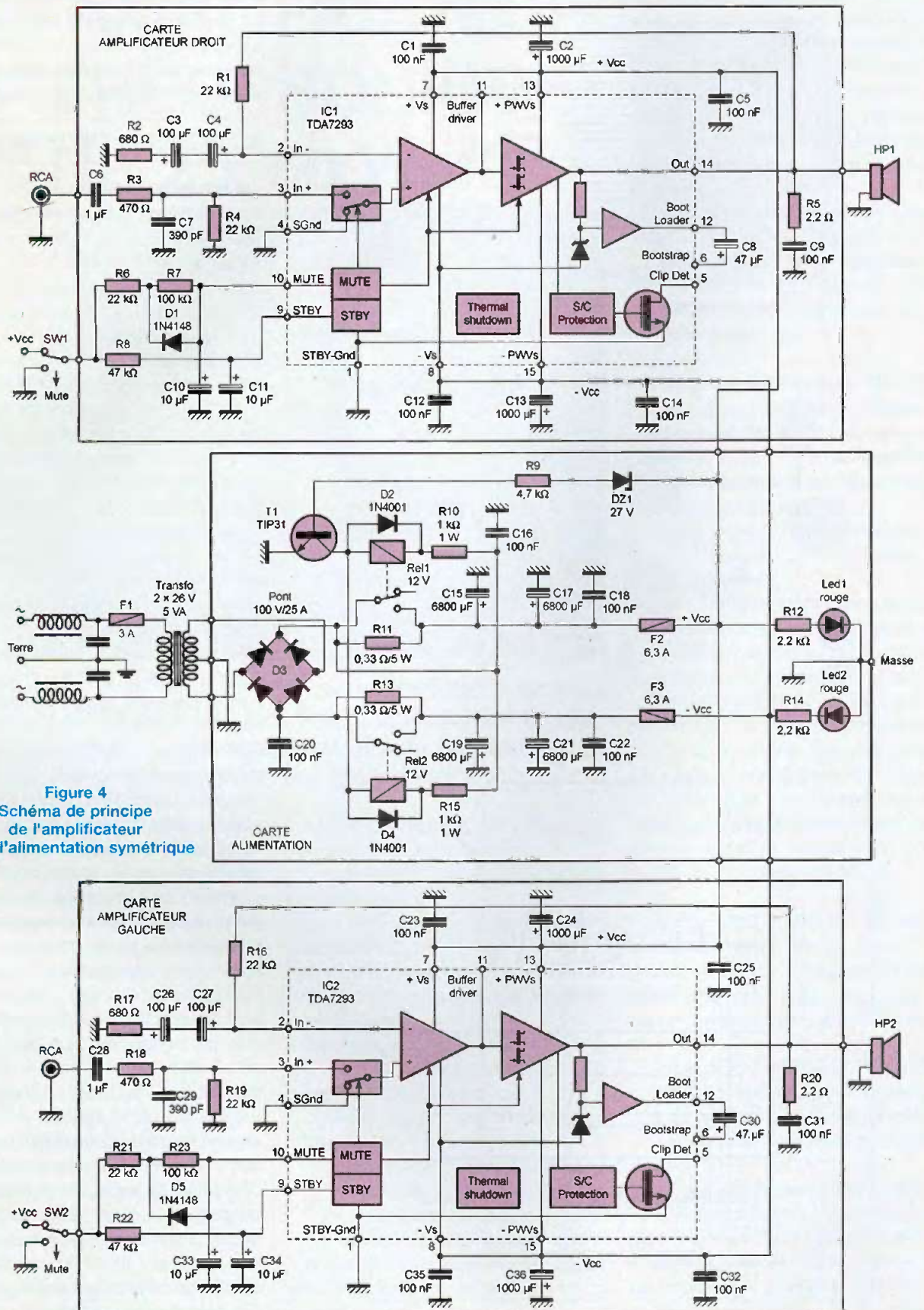


Figure 4
Schéma de principe
de l'amplificateur
et de l'alimentation symétrique

en sortie HP, lorsqu'une enceinte acoustique y est reliée au moyen de câbles de grandes longueurs.

- C1, C5, C12, C14 de 100 nF et C2, C13 de 1000 µF à 2200 µF sont les capacités de filtrage et de découplage des lignes d'alimentations.

Il ne faut surtout pas diminuer la valeur des premières car de dangereuses oscillations risqueraient de se produire. Outre le fait que l'amplificateur se positionne en « mute » à la mise sous tension afin de supprimer le « cloc » dans le haut-parleur, un commutateur permet manuellement d'obtenir le même résultat.

L'ALIMENTATION

Le schéma de principe de l'alimentation est également représenté en figure 4. Un soin particulier doit être apporté à la réalisation de celle-ci.

C'est en effet d'elle que dépend le bon fonctionnement de l'amplificateur.

Les tensions alternatives de 26 V, après redressement par un pont de diodes de fort ampérage (25 A), sont acheminées vers les contacts « commun » de deux relais.

Ces derniers sont alimentés par un transistor commandé par la tension positive +Vcc.

Ce circuit permet un « démarrage » en douceur. En effet, à la mise sous tension, un fort courant (supérieur à la dizaine d'ampères) traverse les diodes,

courant généré par la charge des grosses capacités chimiques de filtrage qui se comportent comme des courts-circuits.

En utilisant le circuit à transistor et relais, ce courant est ramené à des valeurs plus raisonnables.

En effet, le transistor T1 ne devient passant que lorsque la tension de la diode zéner (DZ1/27 V) est atteinte par la ligne positive.

Cette tension met un certain temps à apparaître puisqu'elle ne parvient aux condensateurs qu'au travers de la résistance R11 qui introduit une chute de tension non négligeable à la mise sous tension.

Lorsque le relais colle, cette dernière est shuntée.

Le même système est utilisé pour la ligne négative de l'alimentation.

Les condensateurs chimiques C15,

C17, C19 et C21 ont une valeur de 6800 µF (à 10 000 µF) et une tension de service de 63 V.

Ils doivent constituer un réservoir d'énergie suffisant afin de pourvoir aux brusques appels de courant nécessaires aux deux amplificateurs.

Des condensateurs de 100 nF sont adjoints à chaque capacité chimique.

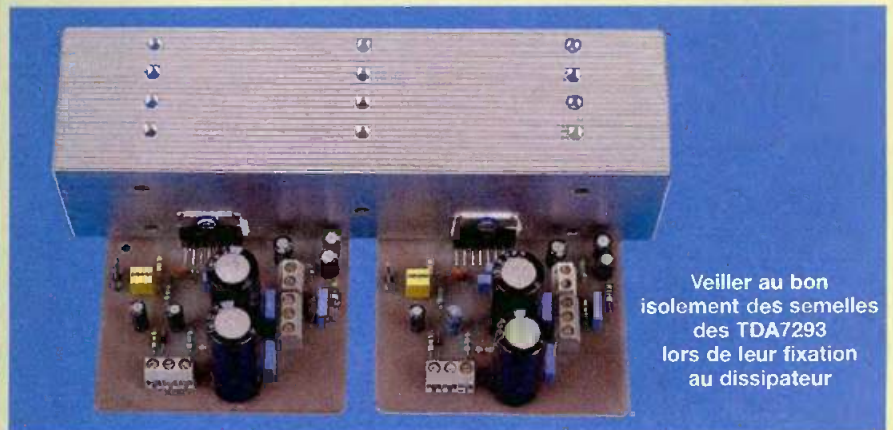
Un fusible est prévu sur les deux lignes d'alimentation et la mise sous tension se traduit par l'illumination de deux leds.

LA RÉALISATION

Le dessin du circuit imprimé de l'amplificateur est publié en figure 5.

Il conviendra, bien évidemment, de le réaliser en deux exemplaires pour un amplificateur stéréophonique.

Le tracé du circuit imprimé de l'alimentation est représenté en figure 6.



Veiller au bon isolement des semelles des TDA7293 lors de leur fixation au dissipateur

Figure 5 : Tracé du circuit imprimé de l'amplificateur

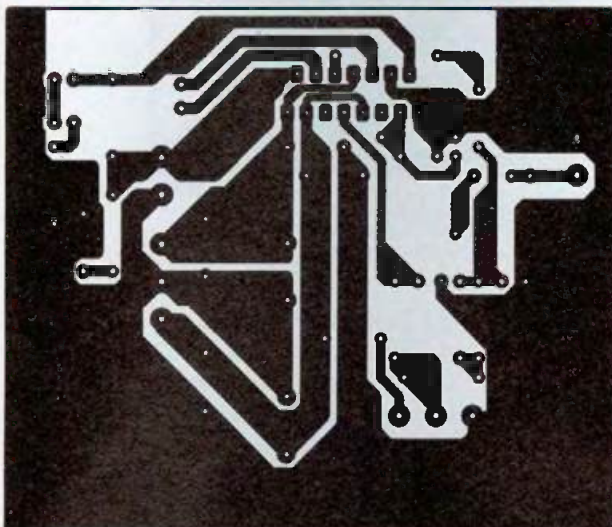
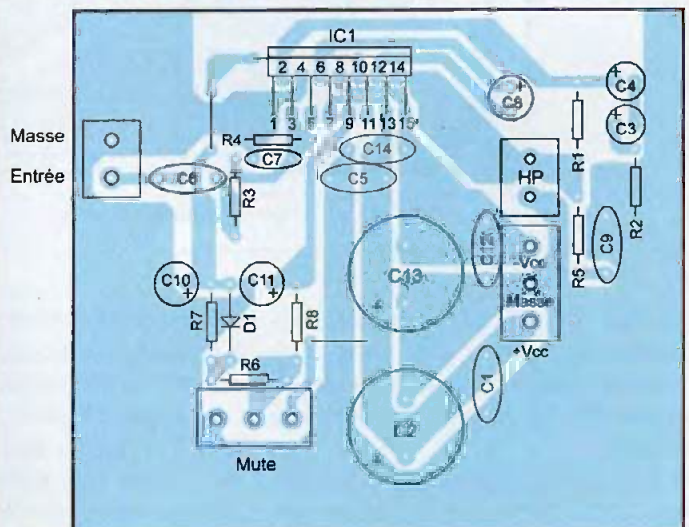


Figure 7 : Implantation des éléments de l'amplificateur



AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE DE 2 x 60 W_{eff}

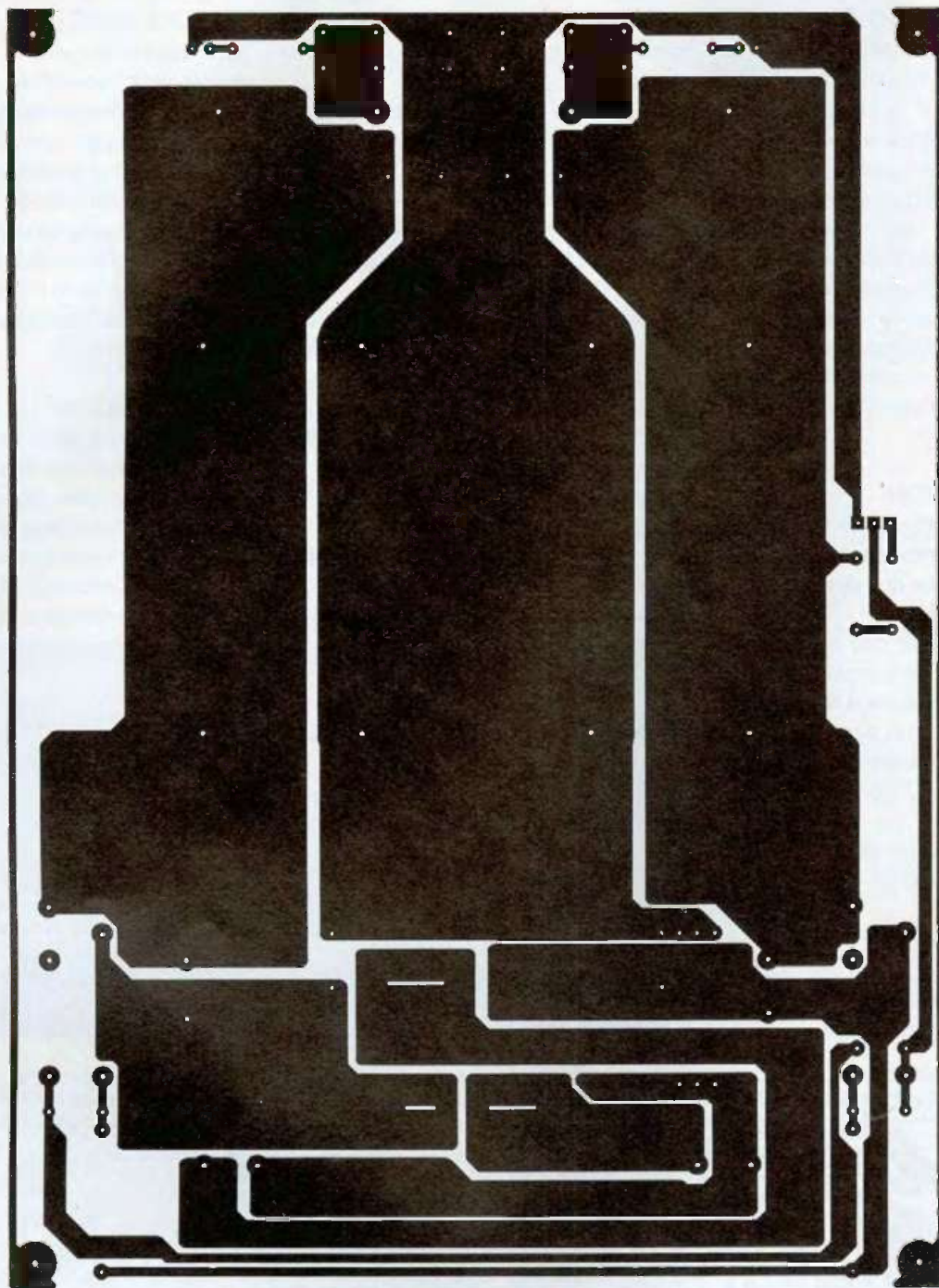


Figure 6 : Circuit imprimé de l'alimentation symétrique

Les implantations des composants sont données en **figure 7** pour l'amplificateur et en **figure 8** pour l'alimentation symétrique. Le câblage est simple à réaliser.

La platine de l'amplificateur comporte trois straps qu'il convient d'implanter

avant tout autre composant, l'un d'eux étant situé sous les broches du circuit intégré amplificateur.

Les résistances R6 et R20 d'une valeur de 2,2 Ω doivent être d'une puissance de 1 W (on peut également souder en parallèle deux résistances de 4,7 Ω).

Toutes les capacités chimiques ont une tension de service de 63 V. On veillera à leur bonne orientation, surtout pour les capacités de découplage. Les amplificateurs TDA7293 devront, bien évidemment, être fixés sur des dissipateurs thermiques de surface suffisante.

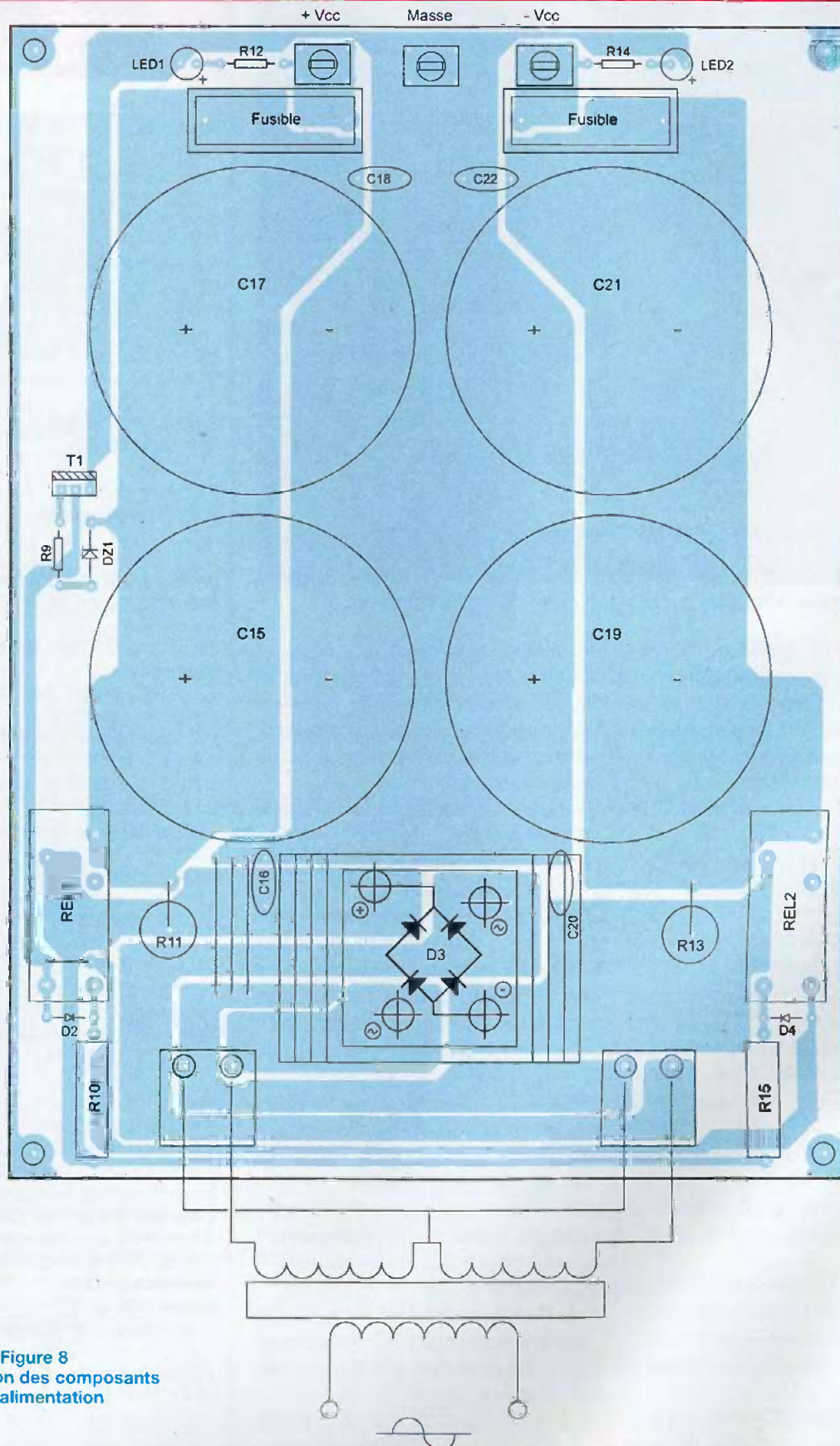
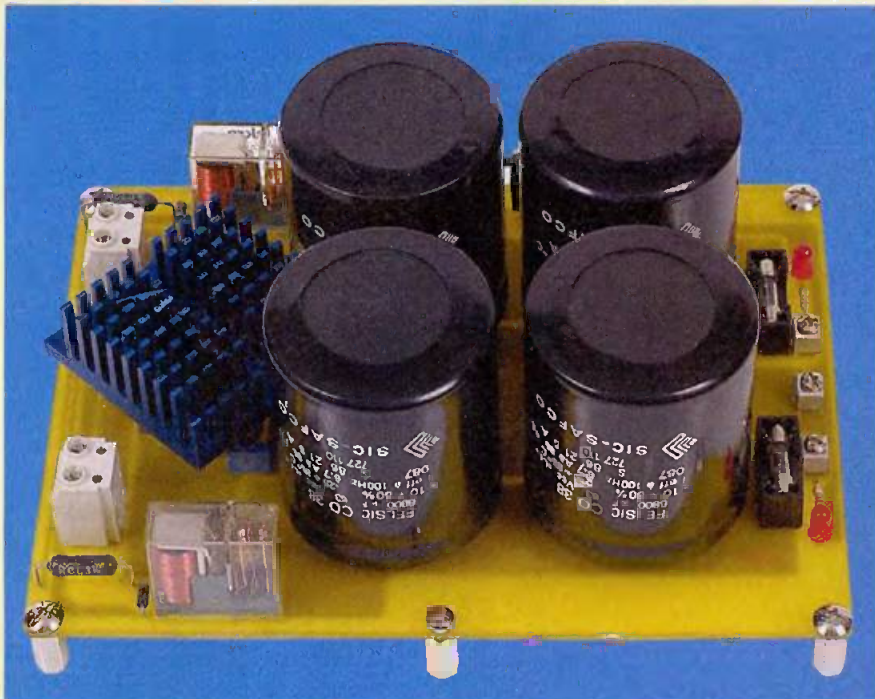


Figure 8
Implantation des composants
de l'alimentation

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE DE 2 x 60 W_{eff}



Un module alimentation pour « servir » les deux amplificateurs

Les condensateurs chimiques de l'alimentation sont fixés directement au circuit imprimé au moyen de leurs vis et rondelles « éventail ». Il faut prendre garde à la bonne orientation de ceux-ci, sinon gare à la mise sous tension !

Les relais ont une tension de service de 12 V.

Des résistances de 1 k Ω d'une puissance de 3 à 5 W abaissent la tension V_{cc} à la bonne valeur.

Les résistances R11 et R13 ont une valeur comprise entre 0,22 Ω et 1 Ω .

Elles doivent pouvoir dissiper une puissance de 5 W au minimum.

Le pont de diodes D3 est muni d'un dissipateur thermique. Nous avons choisi un refroidisseur de microprocesseur bien pratique.

Le transistor T1 est muni d'un dissipateur thermique.

Les fusibles insérés dans les lignes de l'alimentation ont une valeur de 6,3 A.

LES ESSAIS

Le transformateur utilisé devra délivrer des tensions secondaires de 26 V ou mieux encore de 29 V et pouvoir débiter un courant de 8 A.

Choisir de préférence un modèle torique, plus onéreux il est vrai, mais de

bien meilleur rendement.

On arrive ainsi après redressement et filtrage à une valeur de presque +/-40 V. À la mise sous tension de l'alimentation, s'assurer que les relais collent avec un temps de retard.

Au besoin, on peut augmenter la valeur des résistances R11 et R13.

Vérifier que les tensions d'alimentation sont à la bonne valeur.

On peut alors connecter les lignes d'alimentation aux platines et mettre le tout sous tension en ayant pris soin auparavant de charger les sorties HP des modules amplificateurs par des résistances de 8 Ω /50 W.

On doit obtenir un fonctionnement immédiat des amplificateurs, fonctionnement qui pourra être vérifié en injectant un signal sinusoïdal de fréquence 1000 Hz dans les entrées.

Vous voici en possession d'un amplificateur de bonne qualité, pratiquement indestructible et qui rendra de bons et loyaux services.

Il ne vous reste plus qu'à réaliser un préamplificateur que nous ne manquons pas de vous proposer dans un prochain numéro.

P. Oguic

patrice.oguc@noos.fr

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

R1, R4, R6, R16, R19, R21 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
R2, R17 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R3, R18 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R5, R20 : 2,2 Ω
1 à 2 W (voir texte)
R7, R23 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R8, R22 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R9 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
R10, R15 : 1 k Ω
3 à 5 W (marron, noir, rouge)
R11, R13 : 0,33 Ω
5 à 10 W
R12, R14 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

Condensateurs

C1, C5, C9, C12, C14, C16, C18, C20, C22, C23, C25, C31, C32, C35 : 100 nF
C2, C13, C24, C36 : 1000 μ F à 2200 μ F/63 V
C3, C4, C26, C27 : 100 μ F/63 V
C6, C28 : 1 μ F/63 V
C7, C29 : 390 pF
C8, C30 : 47 μ F/63 V
C10, C11, C33, C34 : 10 μ F/63 V
C15, C17, C19, C21 : 6800 μ F/63 V ou 10 000 μ F/63 V

Semi-conducteurs

T1 : TIP31 ou équivalent
D1, D5 : 1N4148
D3 : pont de diodes 100 V/25 A
D2, D4 : 1N4001
DZ1 : diode zéner 27 V
Led1, Led2 : diodes électroluminescentes rouges
IC1, IC2 : TDA7293

Divers

2 supports de fusibles
2 fusibles 6,3 A
2 relais FINDER bobine 12 V
2 commutateurs inverseurs 1 circuit
4 borniers à vis à trois points
4 borniers à vis à deux points
1 dissipateur thermique faible résistance au choix (environ 150 cm²)
1 dissipateur thermique pour boîtier TO220
1 transformateur torique 2 x 26 V ou 2 x 29 V/400 VA