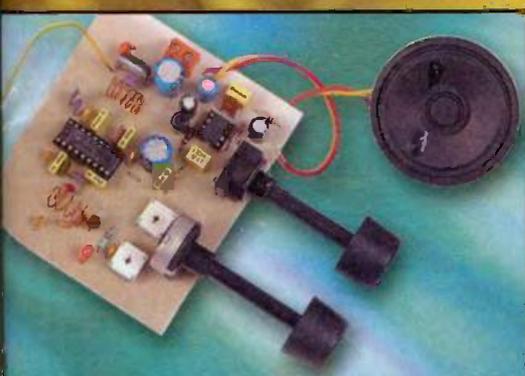
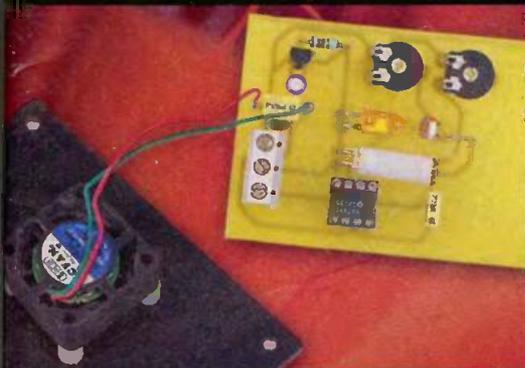


Retrouvez  
le cahier audio  
**Led**

PROTÉGEZ VOS BIENS  
**ALARME**  
À HAUTE SÉCURITÉ



Une radio FM



Un détecteur de fumée



Amplificateur en pont à LM 3886

**DÉCOUVREZ AUSSI :**

- ↳ Une télécommande longue portée
- ↳ Une radiocommande 4 canaux

FRANCE : 4,50 € • DOM Avion : 5,70 €  
 BEL : 5,20 € • CH : 8,50 FS  
 CAN : 5,95 \$ CAN • ESP : 4,60 €  
 GR : 4,80 € • TUN : 4700 TNM  
 MAR : 50 DH • PORT CONT : 4,60 €  
 DOM SURF : 4,60 €

T 02437 - 303 - F : 4,50 €



# ELECTRONIQUE PRATIQUE

Sommaire N° 303

## 4 Infos/Nouveautés

6

### Initiation

- 10 Internet pratique
- 12 Les filtres passifs

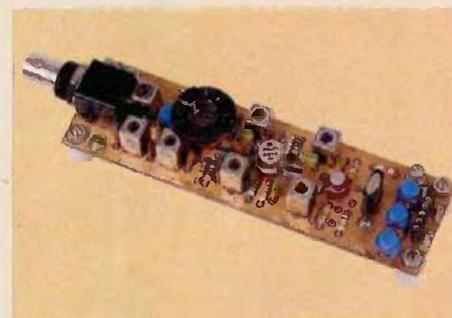
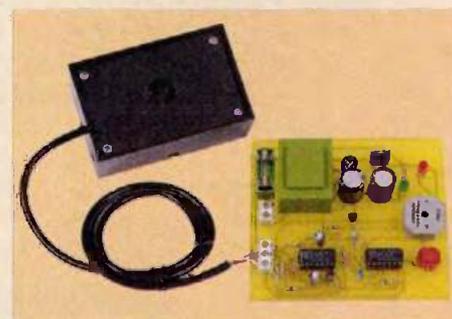
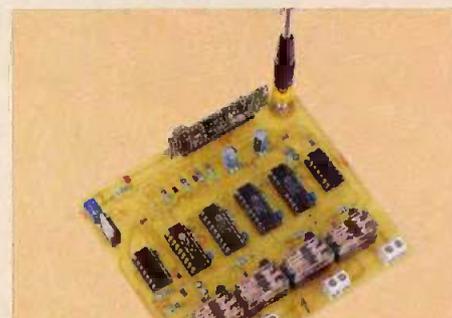
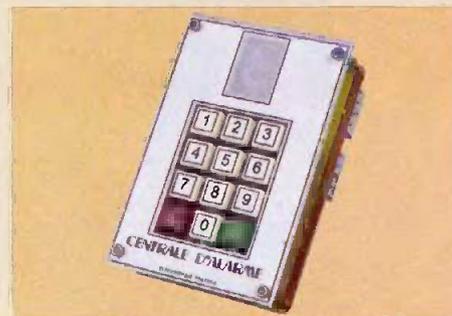
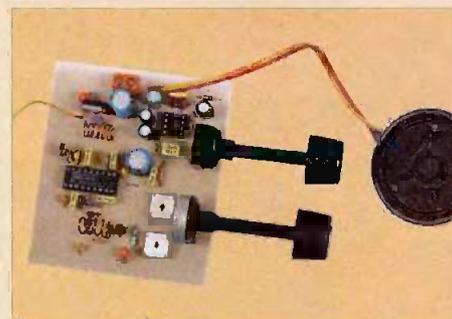
### Réalisez vous-même

### Micro/Robot/Domotique

- 18 Télécommande longue portée
- 26 Radiocommande 4 canaux
- 34 Radio FM
- 38 Détecteur de fumée
- 42 Alarme à haute sécurité

### Audio

- 52 Et si on parlait tubes (cours n° 22)
- 64 Amplificateur ponté à LM 3886 de 120 Weff
- 72 Amplificateur Hifi Push Pull classe A de 6L6 GC (3<sup>e</sup> partie)  
Carte alimentation



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, G. Isabel, R. Knoerr, G. Kossmann, Y. Mergy, P. Morin, P. Oguic, J.L. Vandersleyen, O. Viacava

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](mailto: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 faciliteriez 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](mailto:expsmag@expressmag.com)

Internet : [www.expressmag.com](http://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 & RENOU 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL MARS 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

LE PROCHAIN NUMÉRO D'ÉLECTRONIQUE PRATIQUE SERA EN KIOSQUE LE 5 AVRIL 2006

## Vaste gamme d'instruments de mesure



Ebro Electronic, spécialiste de la mesure à Ingolstadt/RFA, a obtenu l'homologation UL par Underwriters Laboratories pour divers instruments pour la mesure de grandeurs physiques, telles que la température, l'humidité, la valeur pH ainsi que la qualité d'huile de friture et d'huile pour moteurs. Désormais, les instru-

ments TFX 410/420, TFN 520/530, TFH 610/620, VAM 320, FOM 310, PHT 810, TFE 510 et TRIBOCHECK ont le droit de porter le marquage UL. Ce dernier indique qu'ils sont conformes aux exigences des normes suivantes, en vigueur aux États-Unis et au Canada : **UL 61010-1** - Équipement électrique

pour la mesure, le contrôle et l'utilisation en laboratoire - Partie 1 : exigences générales, et **CSA C22.2 N° 61010-1** - Sécurité de l'équipement électrique pour la mesure, le contrôle-commande et l'utilisation en laboratoire - Partie 1 : exigences générales.

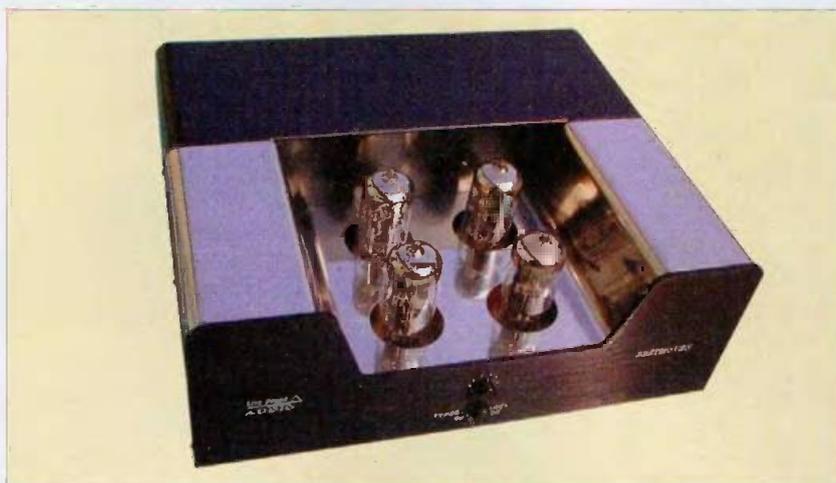
De plus, le 26 septembre 2005, NSF International (National Sanitation Foundation) a délivré à Ebro Electronic GmbH & Co. KG un certificat, qui confirme la conformité aux normes NSF/ANSI 2, applicables aux US et au Canada. Les produits Ebro figurant sur la liste officielle NSF sont désormais autorisés à porter le marquage NSF. NSF est une association d'utilité publique, qui contrôle la qualité des aliments et de l'eau potable.

**Contact :**

**SOPAC énergie  
Thermo Contrôle**

26, rue Anatole France  
F-92532 Levallois Cedex  
Tél. : 01.47.99.61.00  
Fax : 01.47.99.61.19  
infotc@sopac.com  
www.sopac-energie.fr

## PORTE OUVERTE LIVE SOUND AUDIO/TSM



**NEW**

Caractéristiques de l'amplificateur intégré, série BEETHOVEN  
5 entrées stéréo asymétriques, commutables, sensibilité 400mV, sorties 2 x 40 W/8 Ω  
4 triodes 6C41-1 double triode 2C51  
Transformateur amplificateur déphaseur (déphasage sortie stéréo 0 degré)  
Signal/bruit : 97 dB  
Bande passante : 20 Hz à 20 kHz à - 1dB  
Distorsions : moins de 1%  
Technologie condensateurs polypropylène, résistances faible bruit, potentiomètre et commutateur ALPS, coffret acier couleur noir ou inox poly.

**Porte ouverte le 22 et 23 AVRIL  
démonstration  
LIVE SOUND/SUPRAVOX**

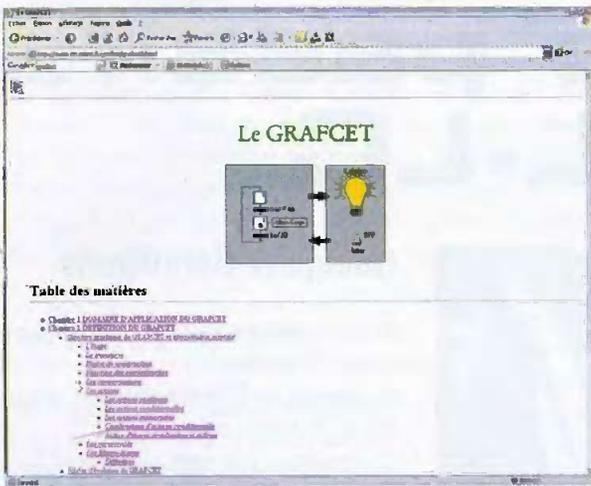
Au cœur d'une exposition de rencontre artistique qui a lieu tous les ans à CORMELLES EN VEXIN 95830

(A15 direction ROUEN, sortie 10 MARINES).  
Deux jours d'écoutes comparatives d'intégrés, ampli et pré-ampli, sur haut parleur large bande, montage panneau plan et enceinte acoustique SUPRAVOX.

**PRIX : 3450 €**

WWW.audiotub.fr





3

<http://www.tecatlant.fr/grafcet/grafcet2.html>

étant toujours utile nous vous proposons de découvrir un autre site qui présente également le langage GRAFCET dans son ensemble. Ce site est disponible à l'adresse <http://www.tecatlant.fr/grafcet/grafcet2.html>. Bien que les notions abordées soient les mêmes, l'intérêt de visiter ce site supplémentaire est de découvrir des explications formulées autrement. De plus ce site abor-

de une notion souvent passée sous silence lors d'une première découverte de ce langage : la notion de stabilité.

Le langage GRAFCET étant un langage purement graphique, nous n'avons pas résisté à l'envie de vous présenter également le site suivant : <http://stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/grafcet1.htm>. Si vous avez entièrement parcouru

les autres sites présentés jusqu'à maintenant vous n'y apprendrez certainement rien de nouveau, mais la présentation claire de ce site pourra mériter un ajout dans votre bookmark, pour le jour où vous souhaitez vous rafraîchir rapidement la mémoire sur ce sujet.

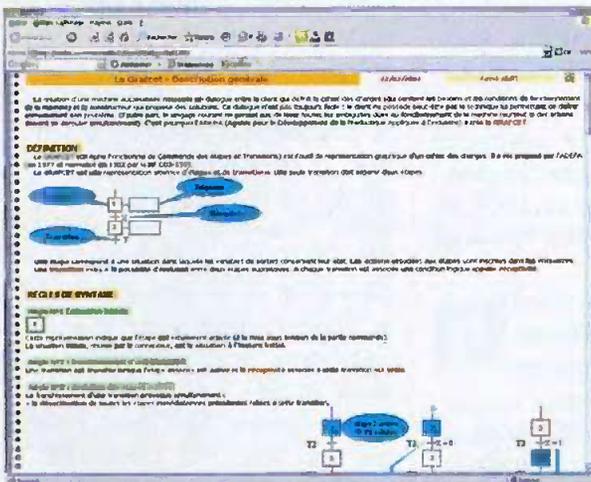
Enfin, étant donné que le proverbe dit 'les paroles s'envolent, les écrits restent', vous serez peut-être intéressé par le téléchargement du document se situant à l'adresse :

<http://lmi17.cnam.fr/~anceau/Documents/Grafcet.pdf>. Notez également que le document situé à l'adresse <http://www.librecours.org/documents/32/3298.pdf> mérite certainement de faire partie de votre bibliothèque virtuelle. A l'issue de cette présentation du langage GRAFCET nous vous souhaitons une agréable découverte des sites proposés et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour de nouvelles découvertes grâce à Internet.

P. MORIN

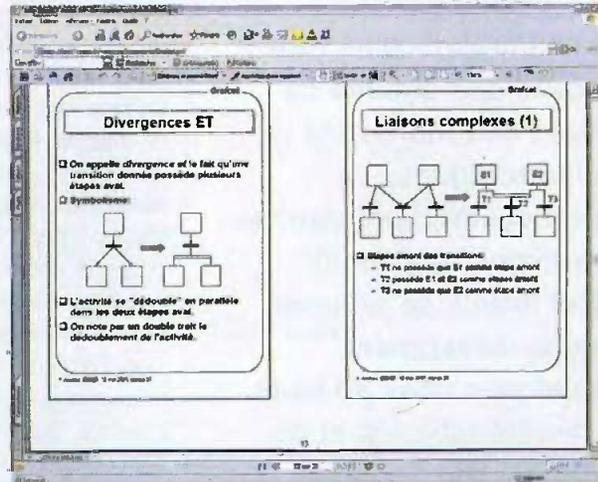
4

<http://stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/grafcet1.htm>.



5

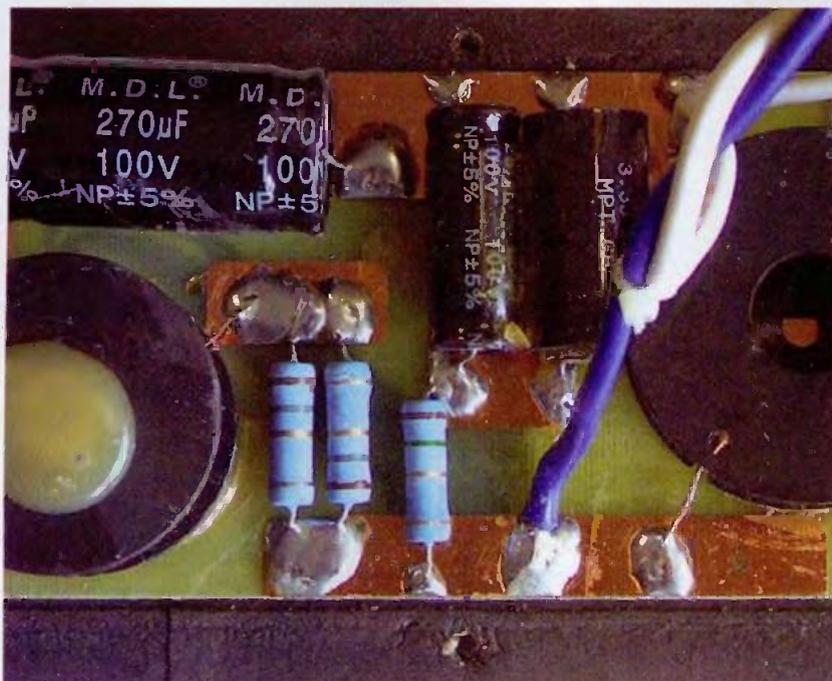
<http://lmi17.cnam.fr/~anceau/Documents/Grafcet.pdf>.



## T1 Liste des liens

- <http://www-ipst.u-strasbg.fr/pat/autom/grafcet.htm>
- [http://www.lab.ens2m.fr/cours\\_automatique/grafcet/grafcet.htm](http://www.lab.ens2m.fr/cours_automatique/grafcet/grafcet.htm)
- <http://www.tecatlant.fr/grafcet/grafcet0.html>
- <http://stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/grafcet1.htm>
- <http://lmi17.cnam.fr/~anceau/Documents/Grafcet.pdf>
- [http://www2.ac-lyon.fr/enseigne/electronique/theme99/graf\\_org/graf\\_org.html](http://www2.ac-lyon.fr/enseigne/electronique/theme99/graf_org/graf_org.html)
- <http://www.librecours.org/documents/32/3298.pdf>
- [http://philippe.berger2.free.fr/automatique/cours/G7/le\\_grafcet.htm](http://philippe.berger2.free.fr/automatique/cours/G7/le_grafcet.htm)
- <http://www.ac-orleans-tours.fr/sti-elt/A111GF.htm>
- <http://www.laas.fr/~robert/enseignement.d/grafcet.pdf>
- [http://www.tn.refer.org/hebergement/cours/sys\\_disc/element%20de%20base.html](http://www.tn.refer.org/hebergement/cours/sys_disc/element%20de%20base.html)

# Les filtres passifs RC-RL-LC



**Les filtres passifs font partie des circuits de base des montages électroniques, particulièrement dans le domaine de l'audio. Cet article se propose donc de rappeler quelques unes de leurs caractéristiques et de donner des formules simples pour aider à leurs mises au point.**

**U**n filtre passif est constitué uniquement de composants dits "passifs" comme les résistances, les condensateurs et les inductances, par opposition aux filtres actifs qui, en plus de ces composants de base, associent des transistors ou des amplificateurs opérationnels. En fait, un filtre actif est souvent un amplifi-

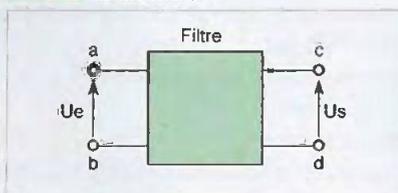
cateur qui comporte un filtre passif dans sa boucle de contre-réaction.

La propriété première d'un filtre passif (**figure 1**) est d'avoir une courbe de réponse (on parle aussi de caractéristique ou bien de fonction de transfert) qui dépend de la fréquence du signal d'entrée.

Ainsi, l'amplitude  $U_s$  du signal de sortie dépendra de l'amplitude  $U_e$  du signal d'entrée mais également de la fréquence  $F$  de ce signal.

Il existe aussi des différences de phase entre les signaux sinusoïdaux d'entrée et de sortie, mais dans le cadre de cet article, nous insistons sur les variations d'amplitude car ce sont ces dernières qui sont recherchées en priorité dans l'usage des filtres.

## 1 Représentation schématique d'un filtre



## Quelques définitions

Afin de caractériser ces variations, on utilise de préférence une unité qui est le **décibel** et dont la valeur est calculée de la façon suivante :

La variation, qui sera quasiment toujours une atténuation, sera :

$$V = 20 \times \text{Log}(U_s/U_e)$$

Quelques valeurs sont caractéristiques et se retrouvent souvent :

Lorsque  $U_s = U_e$ ,  $V = 0$  dB, valeur qui sert de référence.

Si  $U_s = 0,707 \times U_e$  alors  $V = -3$  dB, la valeur négative montrant que  $U_s$  est inférieure à  $U_e$  et qu'il s'agit bien ici d'une atténuation.

Si  $U_s = 0,5 \times U_e$  alors  $V = -6$  dB.

Cette unité permet entre autres de définir ce que l'on nomme la fréquence de coupure, notée ici ( $F_c$ ), qui est la fréquence du signal d'entrée pour laquelle l'atténuation de l'amplitude en sortie atteint  $-3$ dB.

C'est la fréquence où commence à se manifester clairement l'action du filtre. Ici se distinguent deux grandes familles de filtres : premièrement, les filtres "passe-haut" qui atténuent l'amplitude des signaux dont la fréquence est située en dessous de ( $F_c$ ) et laissent passer sans affaiblissement ceux dont la fréquence est située au dessus de ( $F_c$ ).

Deuxièmement, les filtres "passe-bas" qui atténuent l'amplitude du signal d'entrée pour les fréquences situées au dessus de ( $F_c$ ) et laissent inchangée cette amplitude pour les fréquences inférieures à ( $F_c$ ).

L'atténuation au delà (filtre "passe-bas") ou en deçà (filtre "passe-haut") de la fréquence de coupure suit une pente régulière et caractéristique du filtre. Si cette pente d'atténuation vaut  $-6$  dB par octave, c'est à dire si l'amplitude en sortie du filtre est divisée par deux à chaque fois que l'on double la fréquence, (filtre "passe-bas") ou qu'on la divise par deux, (filtre "passe-haut") car on change

d'octave à chaque fois que l'on multiplie ou que l'on divise la fréquence par 2, alors le filtre sera appelé d'ordre 1. Si cette pente est de  $-12$  dB par octave, le filtre sera d'ordre 2 et ainsi de suite, si la pente est de  $n \times (-6$  dB) par octave, alors le filtre sera d'ordre  $n$ .

## Les filtres RC

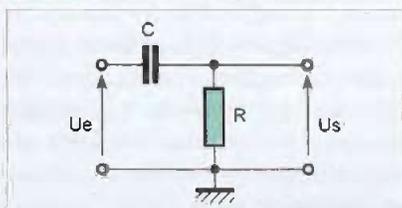
Ces filtres à résistances et condensateurs sont les plus utilisés, surtout lorsque la puissance demandée en sortie du filtre est faible parce que les résistances induisent autrement de fortes pertes. D'ailleurs, les formules proposées ci-après supposent que le filtre n'est pas chargé, ce qui signifie que l'impédance du circuit qui le suit est très élevée par rapport à l'impédance des composants du filtre à la fréquence de coupure.

### Le filtre "passe haut"

Ce filtre, illustré sur la **figure 2a** est constitué d'un condensateur en série avec une résistance. La tension d'entrée d'amplitude ( $U_e$ ) est appliquée à l'ensemble alors que la tension de sortie est prise aux bornes de la résistance  $R$ .

Son principe de fonctionnement est simple : l'impédance du condensateur (de capacité  $C$ ) vaut en module (c'est à dire sa norme, sans tenir compte des questions de phase) :  $1/(2 \cdot \pi \cdot F \cdot C)$  à la fréquence  $F$ . Lorsque la fréquence  $F$  tend vers 0, cette impédance devient infinie, aussi, l'amplitude ( $U_s$ ) de la tension disponible en sortie du diviseur de tension formé par  $C$  et  $R$  tend elle aussi vers 0. Inversement, lorsque la fréquence  $F$  croît indéfiniment, l'impédance de  $C$  tend vers 0 et l'amplitude ( $U_s$ ) tend tout simplement vers ( $U_e$ ). Entre ces

**2a** Filtre passe-haut RC

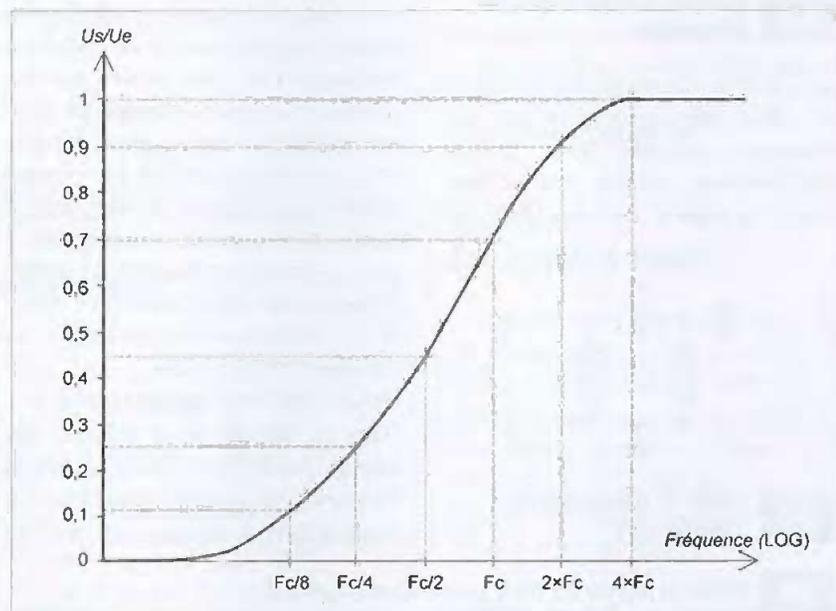


deux extrêmes, c'est le comportement du filtre pour des fréquences avoisinant la fréquence de coupure qui est intéressant : dans le cas du filtre "passe bas" de premier ordre, la fréquence de coupure à  $-3$  dB vaut  $F_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$ . Comme il s'agit d'un filtre d'ordre 1, la pente du filtre sera de  $-6$  dB par octave en deçà de la fréquence de coupure. On peut voir sur la **figure 2b** la caractéristique de ce filtre pour des fréquences multiples de la fréquence de coupure. On notera que l'échelle des ordonnées correspond au rapport  $U_s/U_e$  et non aux décibels qui en sont le logarithme, c'est pour cela que la pente ne paraît pas constante pour  $F < F_c$ .

déterminer l'action du filtre), alors  $U_s/U_e = \sqrt{a^2/(1 + a^2)}$ .

Enfin, comme il a été mentionné précédemment, pour que ces formules soient valables, il faut que l'impédance d'entrée du circuit qui suit le filtre soit au moins 10 fois supérieure à  $R$ , qui est l'impédance (en module) de  $R$  et de  $C$  à la fréquence de coupure.

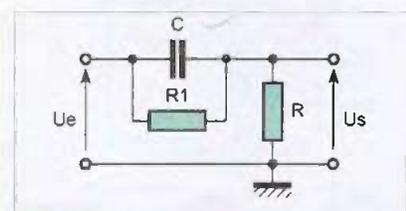
La **figure 2c** donne une variante de ce filtre "passe haut" qui permet d'atténuer dans un rapport fixe les fréquences se trouvant en deçà de la fréquence de coupure plutôt que de les annuler : cela est obtenu en plaçant en parallèle du condensateur  $C$  une résistance  $R_1$  qui va permettre de limiter l'effet de l'augmentation de



**2b** Caractéristique d'un filtre passe-haut d'ordre 1

On peut faire plusieurs remarques : premièrement, que l'effet du filtre devient manifeste dès que la fréquence devient inférieure à  $4 \times F_c$ , mais que son action s'exerce surtout entre  $2 \times F_c$  et  $F_c/4$ , soit sur trois octaves. Deuxièmement, à la fréquence de coupure, l'impédance du condensateur et de la résistance sont égales en module et valent  $R$ . Simplement, le déphasage de  $90^\circ$  existant entre les tensions présentes aux bornes de  $C$  et aux bornes de  $R$  fait que le rapport  $U_s/U_e$  vaut 0,707 au lieu de 0,5.

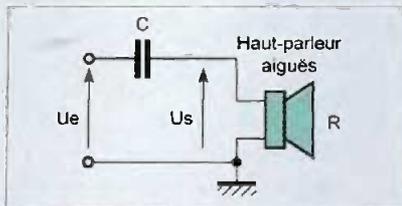
Une formule simple permet d'ailleurs de connaître pour toute fréquence ce rapport  $U_s/U_e$  : si l'on pose  $a = F/F_c$  ( $F$  étant la fréquence où l'on veut



**2c** Filtre RC passe-haut

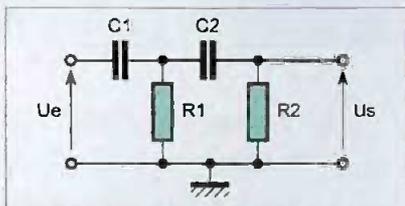
l'impédance du condensateur  $C$  pour  $F < F_c$ . La formule de la fréquence de coupure ne change pas par rapport à l'exemple précédent, tant que  $R_1$  est de valeur nettement plus élevée que  $R$ , d'un rapport 5 à 10 au moins. Lorsque la fréquence  $F$  tend vers 0,  $U_s/U_e$  tend vers  $R/(R_1 + R)$ .

La **figure 2d** illustre l'utilisation de ce filtre "passe haut" dans une enceinte acoustique : dans ce cas précis, on considère que le haut-parleur (un tweeter) se comporte comme une résistance  $R$  dont la valeur est presque toujours de 8 ohms. Ainsi, la charge est ici un élément constitutif du filtre et tous les calculs précédents sont utilisables pour déterminer sa fréquence de coupure  $F_c$ .



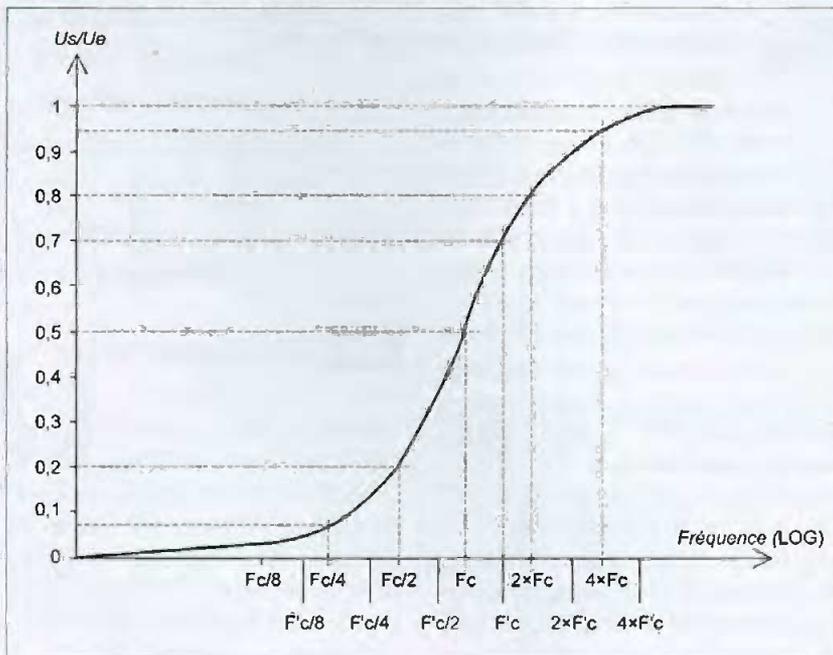
**2d** Filtre RC passe-haut pour HP tweeter

Lorsque l'on souhaite obtenir un filtre de pente plus importante, on peut connecter plusieurs filtres "passe-haut" en série, comme cela est illustré sur la **figure 2e** avec deux cel-



**2e** Filtre RC passe-haut de 12dB/octave

**2f** Caractéristique du filtre passe-haut d'ordre 2



lules successives. Chaque cellule apporte une pente de  $-6$  dB par octave en deçà de la fréquence de coupure, soit  $-12$  dB par octave pour l'ensemble. Cependant, la mise en série de deux filtres donne une fréquence de coupure globale différente de celle de ses constituants. Si nous supposons dans un premier temps que le second filtre  $R_2-C_2$  est d'impédance d'entrée élevée par rapport à celle de sortie du filtre  $R_1-C_1$ , c'est à dire que  $R_2 > 10 \times R_1$ , nous pouvons dire qu'ils ne s'influencent pas. Aussi, si tous les deux ont la même fréquence de coupure  $F_c$ , chaque cellule, à cette fréquence  $F_c$ , introduit une diminution de  $-3$  dB, soit  $-6$  dB pour les deux : ainsi  $F_c$  n'est pas la fréquence de coupure de l'ensemble des deux filtres, mais une fréquence  $F_c'$ , plus élevée comme on peut le voir sur la **figure 2f** où la caractéristique de ce filtre ( $R_1-C_1-R_2-C_2$ ) d'ordre 2 (12 dB par octave) a été tracée. Cette caractéristique peut être formulée simplement : puisque les deux filtres  $R_1-C_1$  et  $R_2-C_2$  se suivent sans interaction, il suffit de multiplier leurs fonctions de transfert : on aura alors :

$U_s/U_e = a^2/(1+a^2)$  avec  $a = F/F_c$ .  
Dans le cas où  $R_1$  et  $R_2$  ont des valeurs proches ou même égales, la fréquence de coupure résultante  $F_c'$  augmente encore davantage. La for-

mule est plus complexe mais la pente de 12 dB par octave est par contre toujours valide.

## Le filtre passe-bas

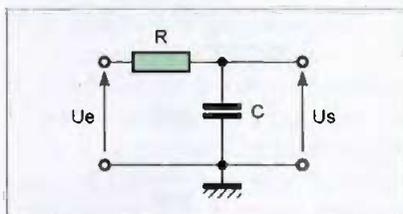
Ce filtre est présenté sur la **figure 3a**. Cette fois, la tension de sortie est prise aux bornes du condensateur  $C$ . La fréquence de coupure est donnée par la même formule :  $F_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$ , mais pour  $F < F_c$ , le rapport  $U_s/U_e$  tend vers 1 puisque l'impédance du condensateur augmente et devient majoritaire dans le diviseur de tension  $R-C$ . Par contre, pour  $F > F_c$ , le rapport  $U_s/U_e$  tend vers 0 car l'impédance du condensateur  $C$  fait de même. Comme dans le cas du filtre "passe-haut", les modules des impédances de  $R$  et de  $C$  sont égales pour  $F = F_c$ . La **figure 3b** montre la caractéristique de ce filtre, dont la pente d'atténuation pour  $F > F_c$  est de 6 dB par octave, car c'est un filtre d'ordre 1. Le rapport  $U_s/U_e$  peut être déterminé à toute fréquence  $F$ , en posant :  $a = F/F_c$ , avec la formule :  $U_s/U_e = 1/\sqrt{1+a^2}$ , toutes ces formules n'étant valables que si l'impédance d'entrée du circuit qui suit le filtre est supérieure à  $10 \times R$ .

Lorsque ce filtre est utilisé pour filtrer une alimentation, le produit  $R \times C$  avec  $R$  en ( $\Omega$ ) et  $C$  en ( $\mu F$ ) doit dépasser 10 000 pour être assuré d'une réelle efficacité.

La **figure 3c** donne une variante de filtre "passe-bas" qui permet de limiter l'atténuation des fréquences supérieures à  $F_c$ . Celle-ci se limitera à  $U_s/U_e = R_1/(R + R_1)$  pour  $F \gg F_c$ , grâce à l'action de  $R_1$  qui limite l'effet de l'abaissement de l'impédance de  $C$  avec l'augmentation de la fréquence. Cependant, pour ne pas affecter  $F_c$ , il faut que la valeur de  $R_1$  soit supérieure d'un facteur 5 à 10 au moins à la valeur de  $R$ .

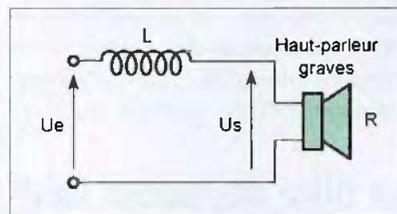
## Le filtre en double T

Ce filtre (**figure 4**) est destiné à atténuer une fréquence particulière. Il est donné à titre d'exemple de filtre plus évolué, mais son étude demande des formules plus complexes que nous n'aborderons pas ici. Par contre, la

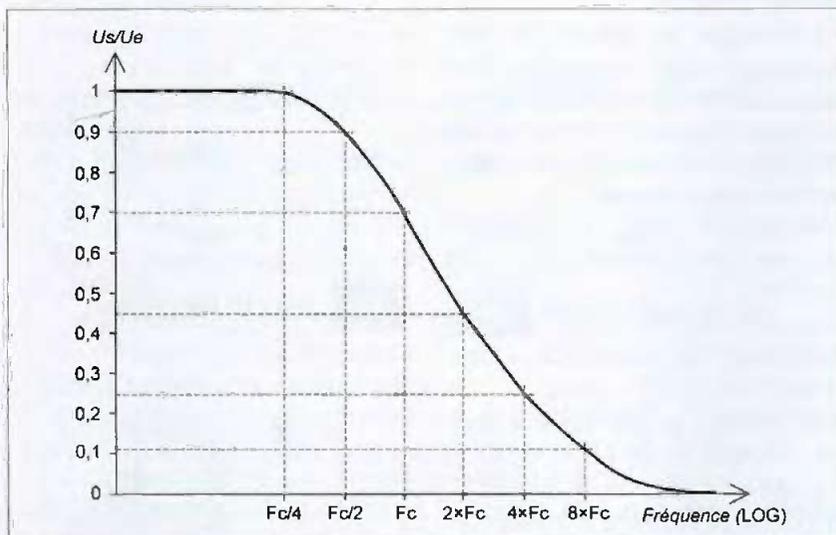


**3a** Filtre RC passe-bas

donnée par la formule :  $F_c = R/(2 \cdot \pi \cdot L)$  en supposant encore une fois que le circuit qui suit le filtre a une impédance d'entrée supérieure à  $10 \times R$ . À cette fréquence, l'impédance (en module car il existe un déphasage de  $90^\circ$ ) de L est égale à R. Au delà de la fréquence de coupure, la pente d'atténuation est de 6 dB par octave



**5b** Filtre passe-bas LR pour HP boomer



**3b** Caractéristique d'un filtre passe-bas d'ordre 1

détermination de la fréquence  $F_0$  atténuée est facile : la relation liant les composants devra être comme suit :  $R = 1/(2 \cdot \pi \cdot C \cdot F_0)$   
Il suffira alors de choisir C pour déterminer R.

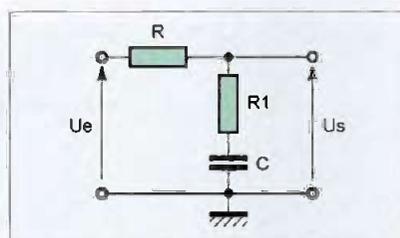
## Les filtres LR

Ces filtres sont d'un usage général moins courant en basse fréquence, sauf dans le cas des filtres pour enceintes.

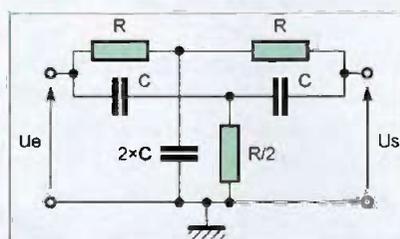
## Le filtre LR "passe bas"

Comme nous pouvons le remarquer en **figure 5a** il s'agit d'une inductance L en série avec une résistance R aux bornes de laquelle est prélevée la tension de sortie.

L'impédance de L, dont le module vaut  $L \cdot 2 \cdot \pi \cdot F$  croît avec la fréquence F et de ce fait, le rapport du diviseur de tension L-R devient défavorable à R, amenant à la décroissance progressive de l'amplitude  $U_s$ . Dans le cas présent, la fréquence de coupure est

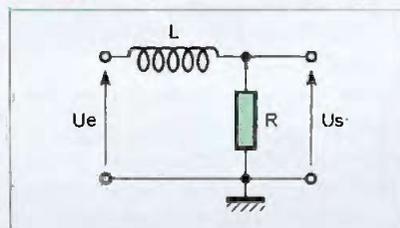


**3c** Filtre RC passe-bas



**4** Filtre passe-bande en double T

**5a** Filtre passe-bas LR

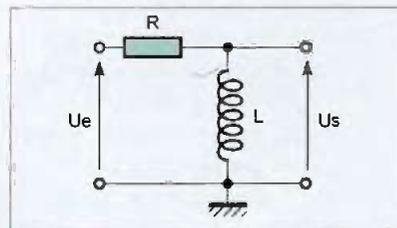


puisqu'il s'agit d'un filtre du premier ordre.

La caractéristique de ce filtre est identique à celle du filtre "passe bas" RC de la **figure 3b** et en posant  $a = F/F_c$ , on aura  $U_s/U_e = \sqrt{1/(1+a^2)}$ . Si l'on remplace la résistance R par un haut-parleur considéré lui aussi comme simplement résistif ( $R = 8 \Omega$  le plus souvent), on obtient un filtre d'enceinte pour voie grave de premier ordre dont la fréquence de coupure est déterminée par la formule précédente (**figure 5b**).

## Le filtre LR "passe haut"

La tension de sortie est ici prélevée au niveau de l'inductance L. La fréquence de coupure vaut  $F_c = R/(2 \cdot \pi \cdot L)$  avec une pente d'atténuation (**figure 6**) de -6 dB par octave en deçà de  $F_c$ . Cette fois encore, la caractéristique de ce filtre est identique à celle du filtre passe haut RC de la figure 2b et la même formule  $U_s/U_e = \sqrt{a^2/(1+a^2)}$  avec  $a = F/F_c$  permet de la décrire.



**6** Filtre passe-haut LR

## Les filtres LC

Les filtres LC permettent de construire avec peu de composants des filtres du deuxième ordre (-12 dB par octave) qui, par l'absence de tout élément résistif dans leur constitution, peuvent fournir un courant important avec des pertes minimales, ce qui les

fait utiliser dans les alimentations et les filtres d'enceintes. Parfois, c'est leur très grande sélectivité à la résonance qui est mise à profit.

## Le filtre LC "passe bas"

La **figure 7a** montre qu'il s'agit d'une inductance  $L$  en série avec un condensateur  $C$  aux bornes duquel on prélève la tension de sortie. En théorie, le principe de fonctionnement en est le suivant.

Aux basses fréquences, l'impédance de  $L$  est faible et celle de  $C$  élevée, le diviseur de tension  $L$ - $C$  permet donc à presque toute la tension d'entrée d'être présente en sortie.

Aux hautes fréquences, c'est l'inverse, l'impédance de  $L$  est élevée et celle de  $C$  est faible et le diviseur de tension  $L$ - $C$  ne laisse plus passer qu'une fraction de plus en plus faible de la tension d'entrée.

Cependant, il existe une singularité à la résonance :

La fonction de transfert qui est  $U_s/U_e = 1/(1-L \times C \times (2 \times \pi \times F)^2)$  donne une valeur théorique infinie pour  $F_r = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}}$  qui est la fréquence de résonance du circuit  $L$ - $C$ .

Or, cette surtension n'est pas recherchée dans le fonctionnement de ce filtre et la solution pour l'atténuer est de charger ce filtre avec une résistance  $R$  (**figure 7b**).

Dans ce cas, la fonction de transfert devient plus complexe mais il est possible de calculer qu'à la résonance pour  $F = F_r$  (qui est la même que le filtre soit chargé ou non), on aura alors :  $U_s/U_e = R \times \sqrt{C/L}$ .

La présence de la résistance  $R$  n'affecte pas la pente d'atténuation qui reste de 12 dB par octave au delà de  $F_r$  mais cette pente s'établit un peu plus lentement avec l'augmentation de la fréquence.

## Le filtre LC "passe haut"

On peut faire les mêmes remarques que pour le filtre précédent et la résistance de charge  $R$  a été directement représentée sur la **figure 8**.

À la fréquence de résonance  $F_r =$

$1/(2 \times \pi \times \sqrt{L \times C})$ , on aura comme auparavant :  $U_s/U_e = R \times \sqrt{C/L}$ , avec une pente tendant vers 12 dB par octave en deçà de cette fréquence.

Ces filtres LC "passe-bas" et "passe-haut" d'ordre 2 sont utilisés dans les enceintes acoustiques (**figure 9a et 9b**) en remplaçant la résistance de charge  $R$  par un haut-parleur (avec souvent  $R = 8 \Omega$ ).

Pour calculer les valeurs des différents composants, il faut opérer de la façon suivante : on choisit une fréquence de coupure  $F_c$  et l'on calcule des valeurs temporaires  $L$  et  $C$  avec les formules classiques :

$L = R \cdot 1/(2 \cdot \pi \cdot F_c)$  et  $C = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot F_c)$  comme s'il s'agissait d'un filtre d'ordre 1.

Ensuite, pour un filtre de type Butterworth, on prendra  $C_1 = C_2 = 0,707 \cdot C$  et  $L_1 = L_2 = 1,41 \cdot L$ .

Pour un filtre de type Linkwitz-Riley, on prendra  $C_1 = C_2 = 0,5 \cdot C$  et  $L_1 = L_2 = 2 \cdot L$ .

Si l'on utilise ces filtres d'ordre 2 pour les voies aiguë et grave, il faudra inverser la polarité des connexions du haut-parleur aiguë, du fait de l'inversion de phase du signal à la fréquence de coupure.

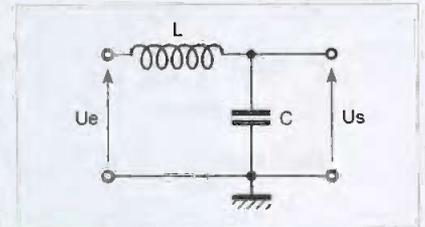
Par contre, si l'on utilise l'un de ces filtres pour une voie (le plus souvent l'aiguë) mais que l'on choisit un filtre d'un autre ordre pour l'autre voie, il ne faudra pas inverser les connexions du tweeter.

## Le filtre LC série

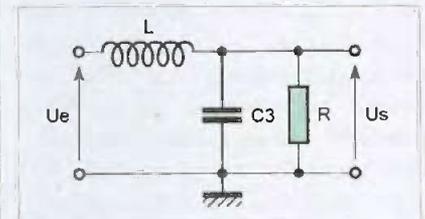
Ce filtre, illustré sur la **figure 10a**, ne laisse passer que des fréquences proches de sa fréquence de résonance  $F_r$  qui vaut  $1/(2 \times \pi \times \sqrt{L \times C})$ . La présence d'une charge d'impédance  $R$  comme le haut-parleur de la **figure 10b** amortit le circuit LC et élargit la bande de fréquence transmise autour de la fréquence centrale  $F_r$ .

À la résonance, le rapport  $U_s/U_e$  vaut 1, toute la tension d'entrée est aux bornes de  $R$ .

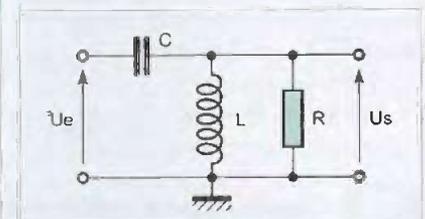
Un tel filtre est utilisé pour les voies "médium" des enceintes à trois voies. Pour établir les valeurs de  $L$  et  $C$ , on choisit les fréquences de croisement basse  $F_b$  et haute  $F_h$  de l'enceinte et



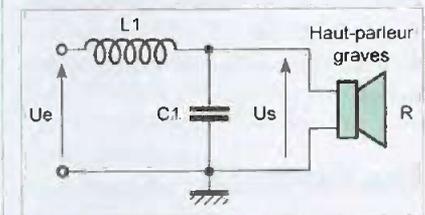
**7a** Filtre LC passe-bas



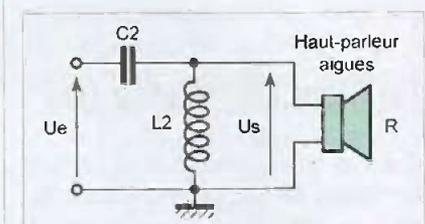
**7b** Filtre LC passe-bas



**8** Filtre LC parallèle



**9a** Filtre pour enceinte et HP de grave



**9b** Filtre pour enceinte et HP tweeter

l'on prend :  $L = R/(2 \cdot \pi \cdot F_h)$  et  $C = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot F_b)$ .

La fréquence de résonance  $F_r$  sera :  $F_r = \sqrt{F_h \cdot F_b}$ .

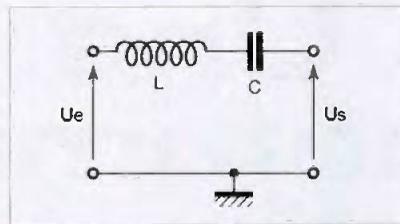
## Le filtre LC parallèle

Ce filtre est connu sous le nom de circuit bouchon (**figure 11a**), car il présente à sa fréquence de résonance  $F_r$  (dont le calcul est toujours le même) une impédance théoriquement infinie. De part et d'autre de cette fréquence, les fréquences d'entrée sont transmises sans atténuation.

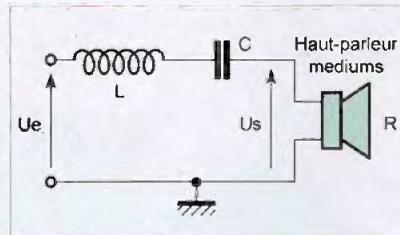
Ce filtre est utilisé pour atténuer les pics présents dans la réponse en fréquence de certains haut-parleurs (**figure 11b**).

La résistance  $R_1$  sert à limiter l'action du filtre afin de ne pas complètement couper la transmission du filtre à la résonance. En dehors de celle-ci, elle est sans effet.

On détermine la fréquence  $F_p$  du pic et l'on choisit alors  $L$  et  $C$  de façon à ce que la fréquence de résonance  $F_r$  du filtre soit égale à  $F_p$ . (de nombreux choix sont possibles, on prendra des valeurs équilibrées). Ensuite, on choisit la valeur de  $R_1$  pour déterminer le

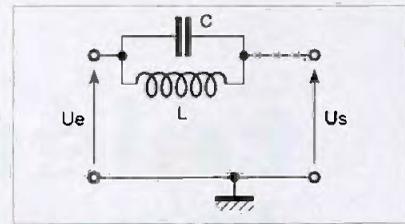


**10a** Filtre LC série

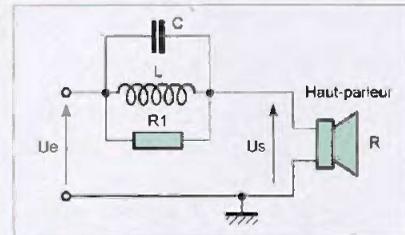


**10b** Filtre LC série avec HP

taux d'atténuation : à la résonance, on a  $U_s/U_e = R/(R_1 + R)$  où  $R$  est la résistance du haut-parleur. Dans cet article, la valeur 1,41 est en



**11a** Filtre LC parallèle



**11b** Filtre LC parallèle avec HP

fait la racine carrée de 2 et la valeur 0,707 est l'inverse de la racine carrée de 2

O. VIACAVA

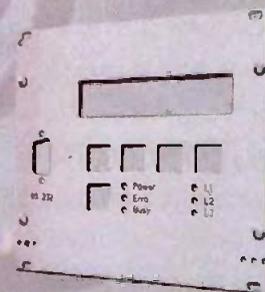
**Schaeffer**  
AG

## FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

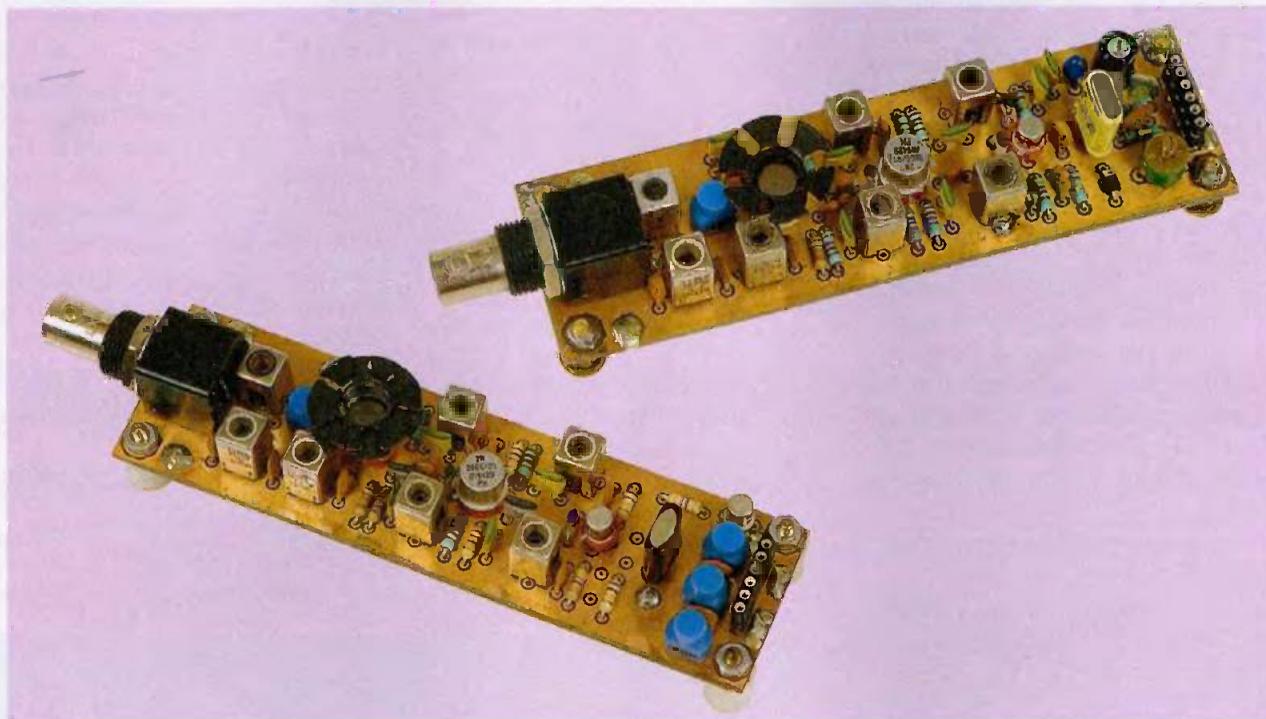
A l'aide du Designer de Faces Avant, disponible gratuitement sur internet ou sur CD, vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle.

- 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

# Une télécommande longue portée



Si l'utilisation des modules hybrides d'émission/réception est très simple, il n'en demeure pas moins que leurs portées, pour les plus courants d'entre eux, se limitent à quelques dizaines de mètres. Aussi, si l'on souhaite commander un dispositif à une plus grande distance, il est nécessaire d'utiliser un émetteur de plus grande puissance. C'est ce que nous vous proposons maintenant.

**L**a bande de fréquences dans laquelle travaillent les modules hybrides, si elle présente l'avantage d'être réservée aux télécommandes, elle est d'utilisation relativement malaisée pour l'amateur s'il doit réaliser lui-même son matériel. En effet, à ces fréquences élevées qui se situent entre 433 MHz et 868 MHz, la conception des platines est très « pointue ». D'autre part, la portée dans ces fréquences est tributaire de l'environnement et se contrôle, en principe, à vue. En effet, les ondes centimétriques ne se propagent qu'en ligne droite et l'on ne peut compter sur leur réflexion comme on le fait avec les ondes décimétriques. Aussi, le moindre obstacle comme un immeuble ou une colline est pratiquement insurmontable. Alors pourquoi ne pas utiliser une bande nettement plus basse comme

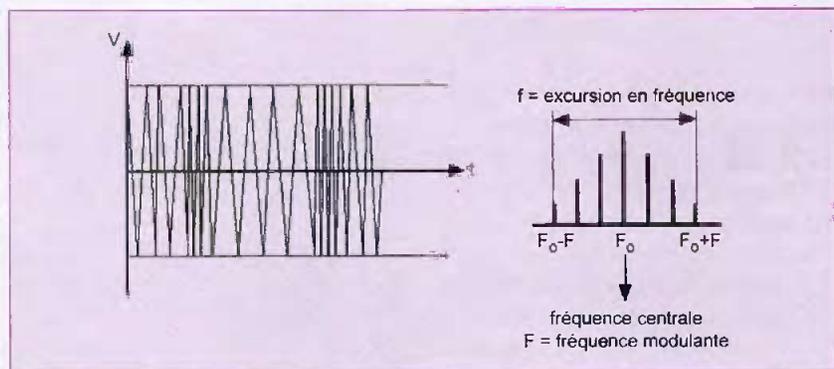
la bande des onze mètres ? Bien sûr, c'est une fréquence utilisée par la CB et par la plupart des ensembles de télécommandes. Mais puisque la transmission utilise des codeurs et décodeurs performants, cela ne présente pas trop de risques par rapport aux avantages que l'on est en droit d'attendre, comme une réalisation facile et une grande portée.

## Les schémas de principe

Nous avons bien écrit « schémas » au pluriel car l'émetteur que nous vous proposons de réaliser peut travailler dans deux modes : la modulation d'amplitude ou la modulation de fréquence. Le dernier mode présente l'avantage d'une plus grande portée et d'une plus grande immunité aux parasites. Les réglages de l'émetteur

sont cependant plus pointus. Nos lecteurs choisiront. La **figure 1** représente le dessin d'une onde modulée en amplitude tandis que la **figure 2** représente une onde modulée en fréquence. On remarque immédiatement que la puissance d'émission varie en AM puisque l'onde est enveloppée par le signal modulant. En modulation de fréquence, la puissance émise est fixe. C'est la fréquence d'émission qui varie légèrement de part et d'autre d'une fréquence centrale. On comprend immédiatement que le récepteur utilisé sera de conception différente selon le mode d'émission utilisé. Si un simple détecteur à diode est suffisant en modulation d'amplitude, un démodulateur à coïncidence est nécessaire en modulation de fréquence.

Le schéma de principe de l'émetteur fonctionnant en modulation d'amplitude est donné en **figure 3**. L'étage pilote centré autour du transistor Q1 de type 2N2369A, oscille sur la fréquence du quartz disposé entre sa base et la masse. En plus de la fréquence principale, cet étage produit



## 2 Onde modulée en fréquence

des oscillations indésirables qu'il est nécessaire de supprimer, ou tout au moins, d'atténuer le plus possible. C'est le rôle du second étage, qui en plus d'amplifier le signal haute fréquence, supprime ces oscillations parasites. C'est le choix des composants constituant les filtres de bande L4/C1, L5/C20, L6/C6 et L7/C21 qui détermine la suppression des harmoniques. Les bobinages, de type 113CN2K159 présentent un excellent facteur de surtension. De plus, ils sont blindés et de ce fait, l'interaction d'un étage sur l'autre est impossible contrairement aux montages utilisant

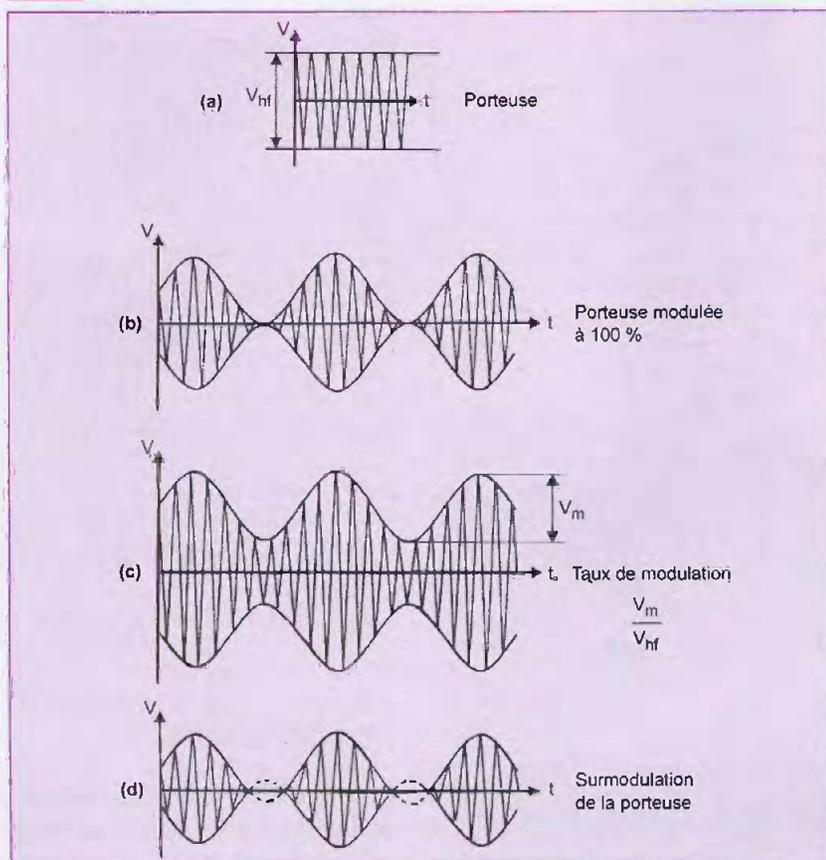
des selfs réalisées sur mandrins et câblées directement sur la platine sans blindages disposés entre les étages successifs.

C'est à ce stade que le signal HF est modulé en amplitude par le transistor Q4. En effet, l'alimentation est soit coupée, soit appliquée au transistor Q2. On comprend que cet émetteur ne peut, de par sa conception, être utilisé pour la transmission d'un signal analogique comme la parole mais qu'il est destiné à transmettre un signal numérique provenant d'un codeur. Si l'on souhaitait réaliser un talkie-walkie, l'étage driver et l'étage de puissance devraient être modulés par le secondaire d'un transformateur de sortie d'un ampli BF push-pull.

Le transistor Q2 devant fournir une certaine puissance, nous l'avons choisi de type 2N3866. Cependant, des transistors de plus faibles puissances, comme le 2N2369A ou le 2N2222A, peuvent être utilisés. Dans ce cas, les résistances R6 et R8 de 10  $\Omega$  seront remplacées respectivement par des valeurs de 27 et 56  $\Omega$ . Le signal haute fréquence correctement amplifié parvient au dernier étage. C'est l'étage de puissance centré autour de Q3. Il est de type 2N3553 si l'on souhaite une puissance d'émission supérieure à 1 watt. C'est en effet un transistor dont les caractéristiques le destinent tout particulièrement à l'amplification HF. Il est fabriqué en technologie planar épitaxial. Ses caractéristiques sont les suivantes :

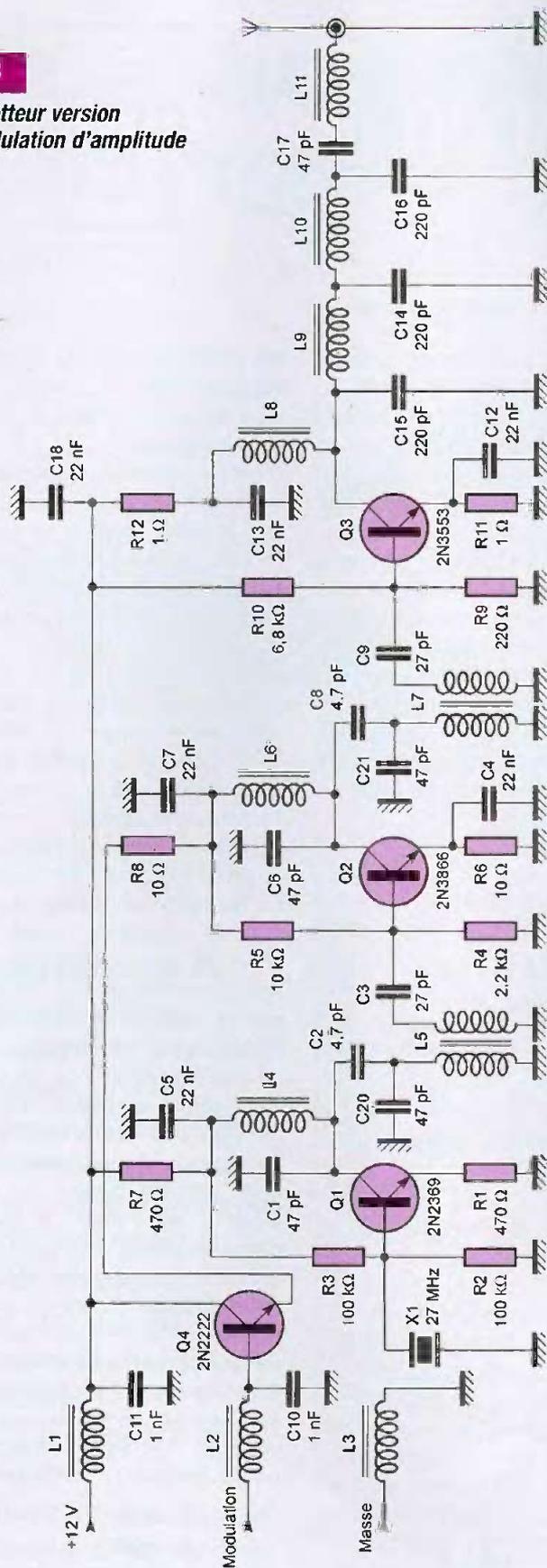
- $V_{ce}$  : 65 volts
- $V_{ceo}$  : 40 volts
- $I_{cm}$  : 1 ampère
- $P_{tot}$  : 7 watts
- $F_t$  : 500 MHz

## 1 Onde modulée en amplitude



3

## Émetteur version modulation d'amplitude



Ce sont là ses caractéristiques limites, mais ses performances en amplification RF sont cependant très honorables. Il permet de réaliser un amplificateur de puissance fournissant 2,5 W sous une tension de 28 V et à une fréquence de 175 MHz. Son gain est alors supérieur à 10 dB et son rendement est de plus de 50 %. Le schéma donné en **figure 4** représente un tel amplificateur.

Mais revenons à notre schéma. Le transistor Q3 est alimenté par une self de choc (L8) destinée à bloquer tout retour de HF vers les étages précédents.

Sa sortie est chargée par des filtres successifs constituant des cellules atténuant fortement les fréquences indésirables et adaptant l'antenne utilisée.

L'impédance de sortie est de 50 Ω.

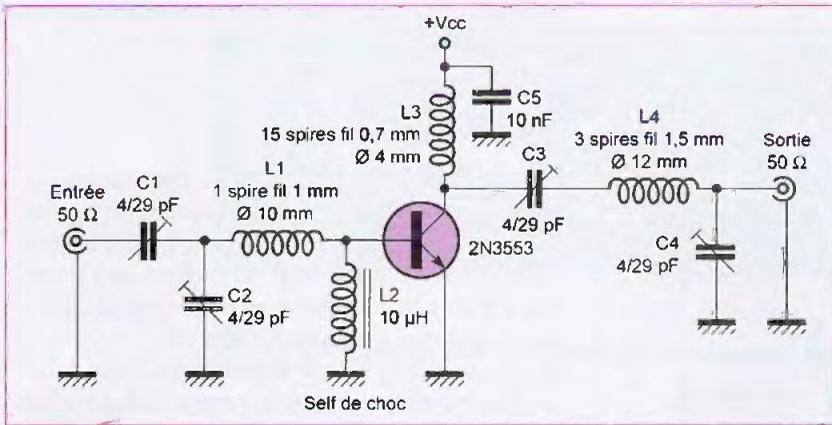
L'alimentation de la platine s'effectue par l'intermédiaire de deux selfs de choc (L1 et L3), de même que pour l'entrée de la modulation (L2) et ce, pour les mêmes raisons que celles évoquées plus haut. Le schéma de principe donné en **figure 5** représente la version « modulation de fréquence » de l'émetteur.

Il ne diffère du précédent que par l'adaptation de l'étage pilote. Le quartz est disposé également dans la base du transistor Q1 mais son retour à la masse s'effectue par une diode "varicap" qui, comme son nom l'indique, voit sa capacité varier en fonction de la tension qui lui est appliquée.

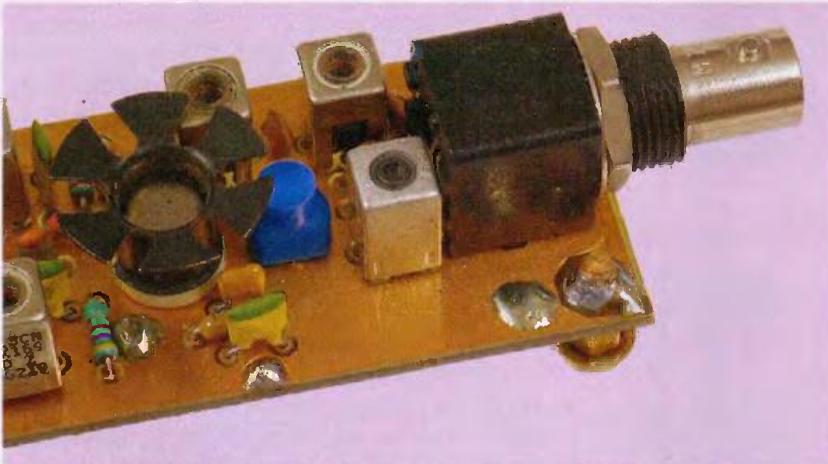
C'est là que le signal module la fréquence de fonctionnement. On comprend que l'alimentation de cet étage requiert un soin particulier. Elle devra être générée par un régulateur de tension fournissant une tension très stable de 9 volts. Les autres étages étant identiques, ils ne nécessitent pas de commentaires particuliers si ce n'est que l'étage driver (Q2) n'est évidemment pas modulé et qu'il est connecté directement à la ligne 12 volts.

## La réalisation

Les tracés des circuits imprimés pour la version « modulation d'amplitude » et la version « modulation de fréquence »



4 Étape de puissance centré autour d'un transistor 2N3553



Utilisation d'un connecteur BNC pour le raccordement de l'antenne

ce » sont représentés respectivement en **figure 6** et en **figure 7**. Les **figures 8** et **9** donnent les implantations des composants.

Comme pour tous les montages RF, les nôtres n'échappent pas à la règle. Un soin particulier doit être apporté à la réalisation des circuits imprimés et au câblage.

Les platines sont réalisées en « faux » double face. En effet, la face supérieure est laissée cuivrée et constitue le plan de masse. Afin d'assurer l'isolation des composants non reliés à la masse, les trous de passages des pattes sont fraisés au moyen d'un foret de 3 mm de diamètre.

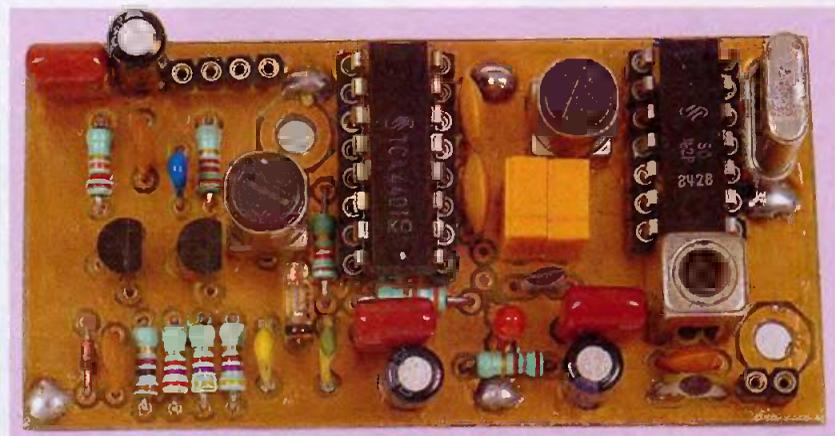
Les queues des composants connectés au (-) de l'alimentation sont soudées de part et d'autre du circuit imprimé. De plus, les deux plans sont reliés en divers endroits de la platine. Cette façon de procéder assure un fonctionnement sans faille des montages. Les composants doivent être câblés « courts », sans laisser des

longueurs inutiles. Les transistors doivent être implantés presque au ras du circuit. On peut utiliser des supports. Les blindages des bobinages sont soudés de part et d'autre de la platine. On utilise un connecteur BNC pour la jonction de l'émetteur à son antenne. Après une vérification minutieuse, on peut passer à la phase des essais.

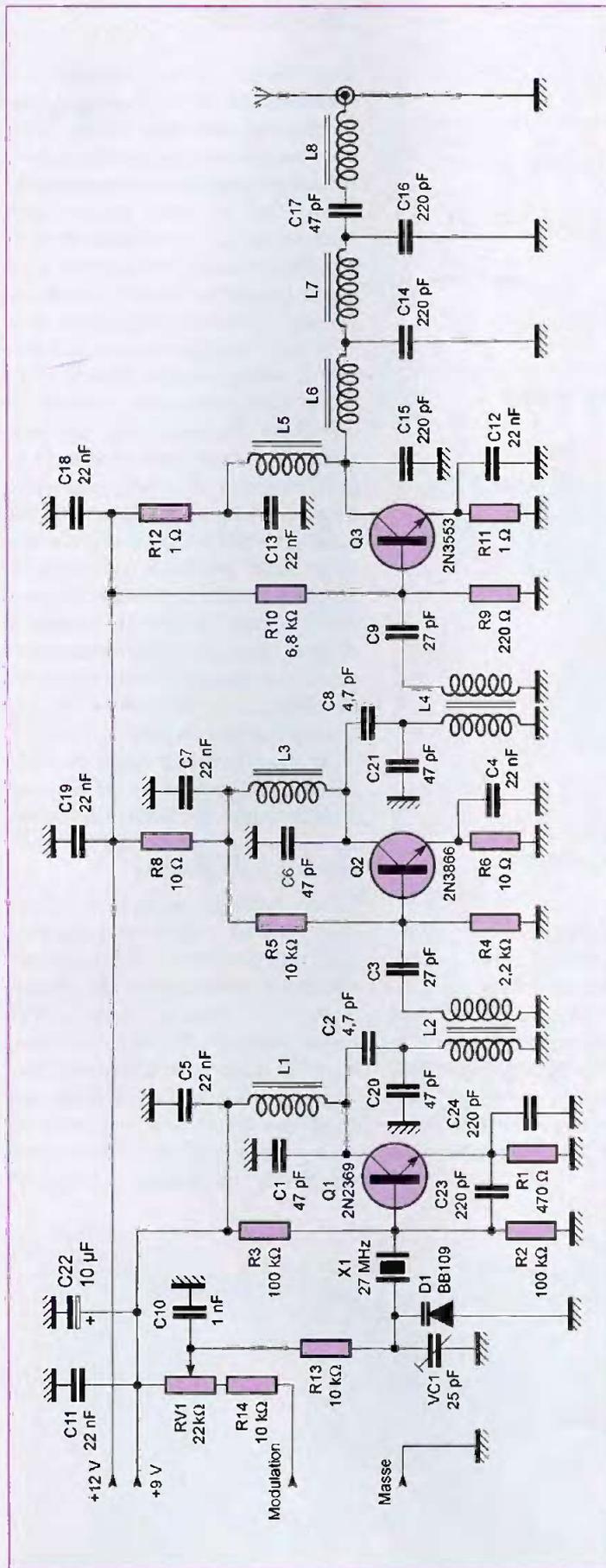
## Les essais

Tout d'abord, il faut signaler que **l'émetteur ne doit absolument pas fonctionner sans une charge** sous peine de destruction quasi certaine par échauffement excessif du transistor de sortie. Pour les essais, une ampoule fonctionnant sous une tension de 12 V et consommant 50 mA ou plus sera connectée entre la sortie d'antenne et la masse. On alimente la platine sous 12 V et on règle les noyaux des bobinages, en commençant par ceux de l'étage pilote, de manière à obtenir le démarrage des oscillations. On peut s'aider dans cette tâche en utilisant le petit récepteur que nous décrivons dans les paragraphes suivants et en ayant connecté un petit amplificateur BF en sortie. Une fois le démarrage de l'oscillateur obtenu, on règle l'accord des bobinages suivants de manière à obtenir l'illumination maximale de l'ampoule. Ces réglages doivent être répétés plusieurs fois. On vérifie en dernier lieu, en touchant du doigt le transistor pilote, que l'émetteur cesse de fonctionner. Cela permet de vérifier que c'est le quartz qui fournit les oscillations et non le transistor Q1 qui fonctionne en auto-oscillateur.

La consommation, sur notre maquette, atteint environ 350 mA sous une tension d'alimentation de 12 V. Dans ces conditions, le transistor Q2 chauffe légèrement, mais le transistor Q3 devient vite brûlant. Il doit impérativement être équipé d'un dissipateur thermique. Nous travaillons là dans des conditions limites pour des essais et nous ne saurions trop recommander de diminuer la puissance émise en



Le récepteur de contrôle câblé



**5** Émetteur version modulation de fréquence

augmentant la valeur des résistances R6 et R8 ainsi que nous l'avons signalé plus haut.

## Un récepteur

Nous donnons le schéma d'un petit récepteur fonctionnant en modulation d'amplitude en **figure 10**. Il est de conception très simple puisqu'il n'est qu'à simple changement de fréquence. Il est cependant très sensible et sa sélectivité est suffisante pour l'usage qui lui est destiné.

Le circuit intégré SO42P constitue à lui seul l'étage amplificateur d'entrée et l'étage changeur de fréquence. C'est un « vieux » circuit que l'on trouve encore très facilement et qui présente de bonnes caractéristiques. Son entrée est chargée par un circuit accordé sur la fréquence à recevoir. Il est constitué par un bobinage blindé de type 113CN2K159 associé à sa capacité d'accord. Une simple antenne y est connectée par une capacité de 10 pF. Afin d'obtenir la fréquence intermédiaire qui est ici de 455 kHz, un quartz dont la fréquence est celle de la fréquence à recevoir diminuée de la FI est inséré entre les broches 11 et 13.

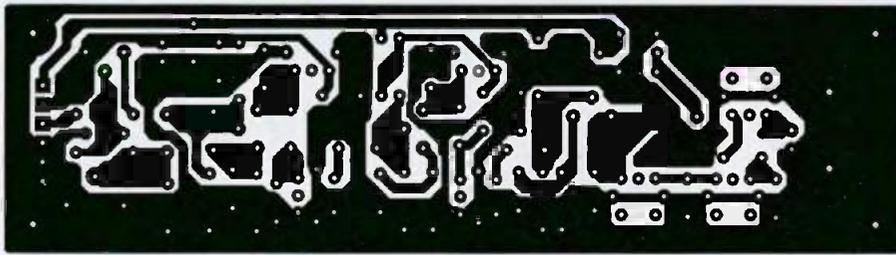
Le signal en résultant est disponible en broche 2 aux bornes d'un transformateur FI de 455 kHz. Il est alors dirigé vers un filtre céramique double qui procure au récepteur une bonne sélectivité, sans cependant rivaliser avec les montages à double changement de fréquence. Là, le signal est alors amplifié par un circuit intégré TCA440 qui est à lui seul un récepteur mais dont nous n'avons utilisé que la chaîne FI. En sortie, il rencontre un détecteur à diode et une cellule de filtrage. Le signal « propre » est alors acheminé vers un amplificateur à transistors qui délivre des signaux numériques utilisables par le décodeur que l'on aura choisi.

## La réalisation

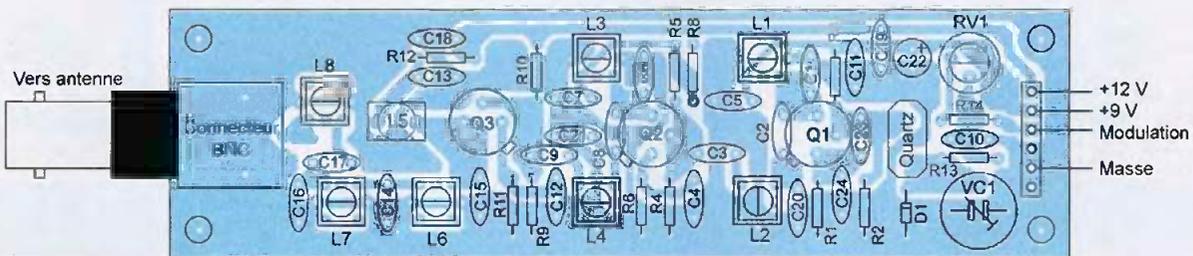
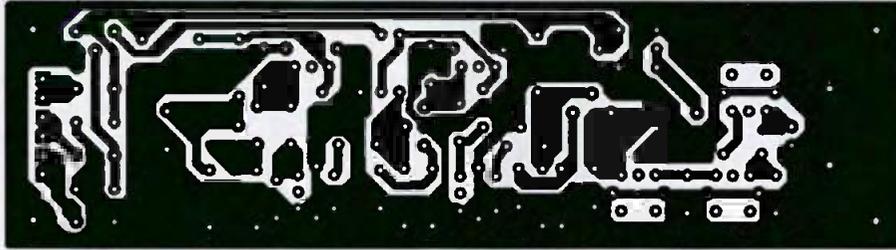
Le tracé du circuit imprimé est donné en **figure 11**, tandis que le schéma de l'implantation des composants est représenté en **figure 12**. Le circuit imprimé est réalisé de la même manière que pour la platine de l'émetteur. Peu de choses sont à dire si ce n'est que les composants sont plaqués au circuit afin d'obtenir un câblage court. Les connexions à la masse sont réalisées au recto et au verso du circuit. Ne pas oublier de souder à la masse le blindage de la bobine d'accord et celui des transformateurs FI.

Le récepteur doit fonctionner dès la mise sous tension, après réglage du circuit d'entrée et de la FI. On peut pour cela s'aider de l'émetteur AM qui sera placé à bonne distance. Signalons qu'il est également possible de connecter un multimètre en sortie 10 du TCA440. On peut ainsi visualiser le champ RF reçu par le récepteur.

P. OGUIC

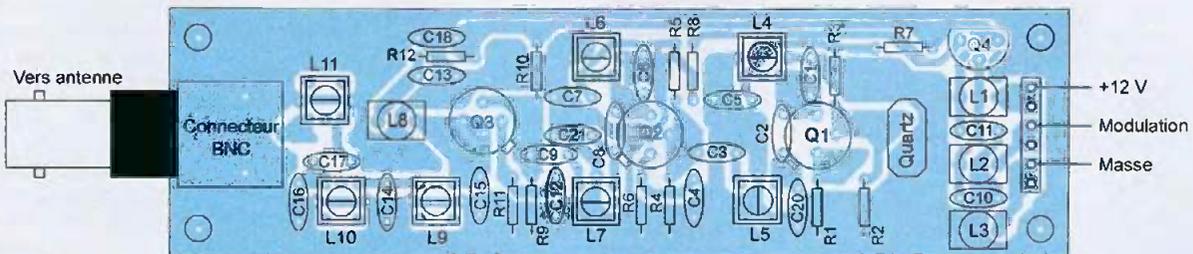


**6** Circuits imprimés des émetteurs (ci-dessus en modulation de fréquence)

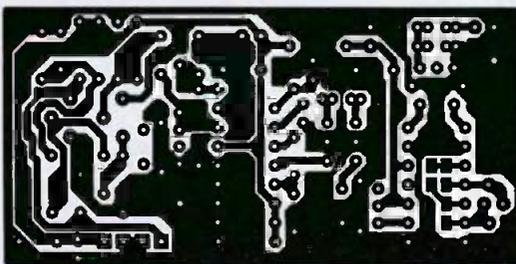


Émetteur version modulation de fréquence

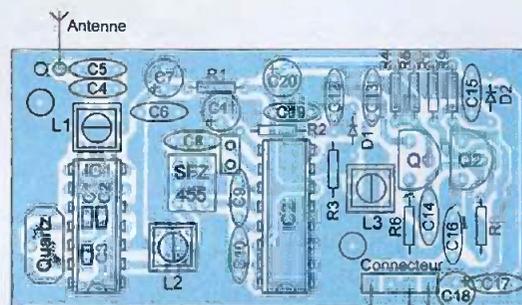
**7** Implantations des composants des deux émetteurs



Émetteur version modulation d'amplitude

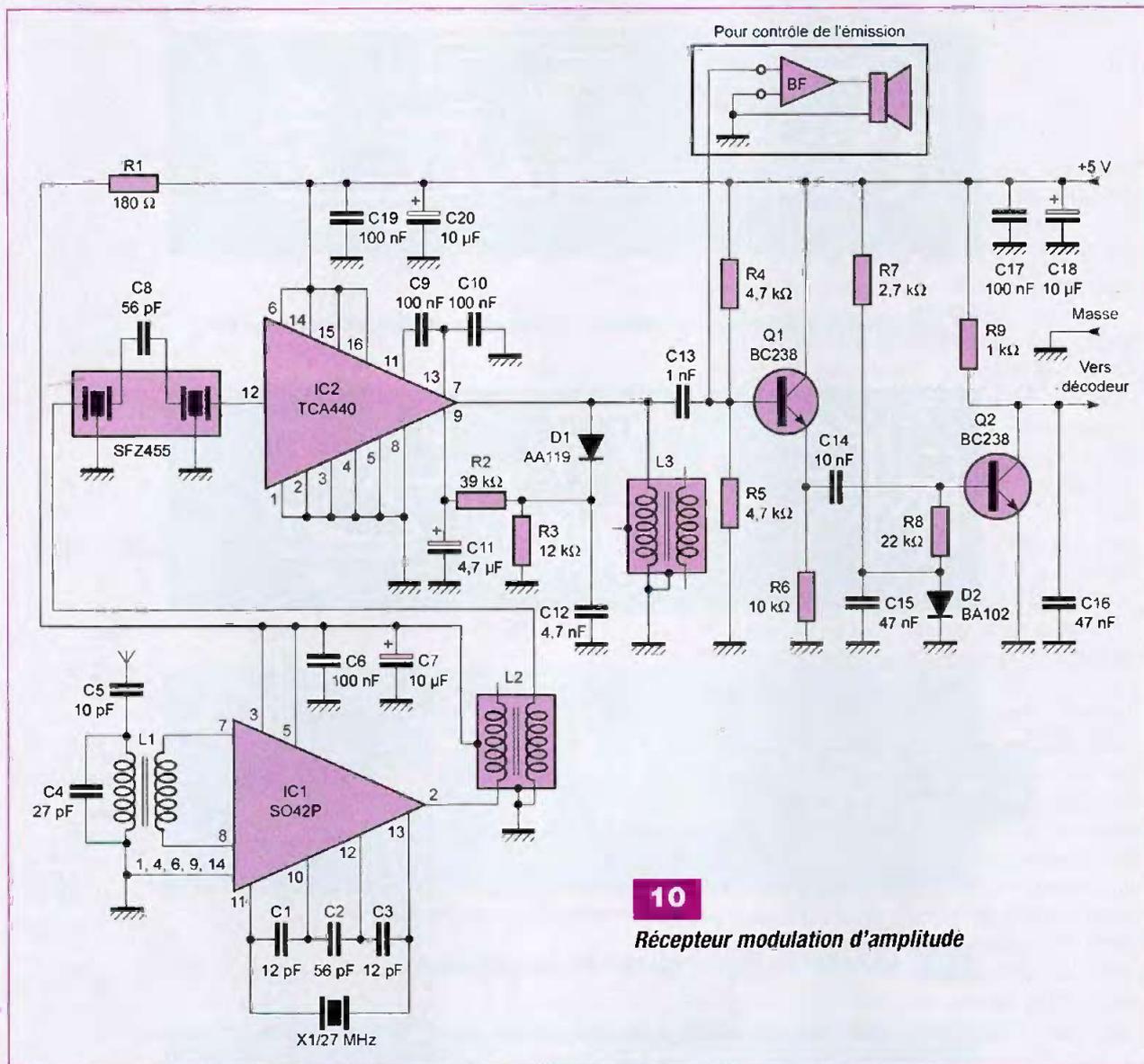


**11** Circuit imprimé du récepteur



Décodeur 0V +5V

**12** Implantation des composants du récepteur



**10**  
**Récepteur modulation d'amplitude**

## Nomenclature

### ÉMETTEUR

#### Résistances

R1, R7 : 470 Ω (jaune, violet, marron)  
 R2, R3 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R4 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
 R5, R13, R14 : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R6, R8 : 10 Ω (marron, noir, noir), voir texte  
 R9 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R10 : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)  
 R11, R12 : 1 Ω (marron, noir)  
 RV1 : résistance ajustable 22 kΩ

#### Condensateurs

C1, C6, C17, C20, C21 : 47 pF  
 C2, C8 : 4,7 pF  
 C3, C9 : 27 pF  
 C4, C5, C7, C11 (émetteur FM), C12, C13, C18, C19 : 22 nF  
 C10, C11 (émetteur AM) : 1 nF  
 C14, C15, C16 : 220 pF  
 C22 : 10 μF/16 V tantale goutte  
 VC1 : 25 pF (ajustable)

### Semi-conducteurs

Q1 : 2N2369A  
 Q2 : 2N3866  
 Q3 : 2N3553  
 Q4 : 2N2222A  
 D1 : BB109 (émetteur FM)

### Divers

1 connecteur BNC femelle pour C.1.  
 6 bobinages TOKO 113CN2K159  
 1 bobinage TOKO 113CNK782 (L8 ou L11)  
 4 selfs 1 μH (1 seule pour l'émetteur FM : L5)  
 1 quartz 27 MHz pour la version AM (taillé en partiel 3)  
 1 quartz 27 MHz pour la version FM (taillé en partiel 2)

### RÉCEPTEUR

#### Résistances

R1 : 180 Ω (marron, gris, marron)  
 R2 : 39 kΩ (orange, blanc, orange)  
 R3 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
 R4, R5 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R6 : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R7 : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)  
 R8 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)  
 R9 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

### Condensateurs

C1, C3 : 12 pF  
 C2, C8 : 56 pF  
 C4 : 27 pF  
 C5 : 10 pF  
 C6, C9, C10, C17, C19 : 100 nF  
 C7, C18, C20 : 10 μF/16 V  
 C11 : 4,7 μF/16 V tantale goutte  
 C12 : 4,7 nF  
 C13 : 1 nF  
 C14 : 10 nF  
 C15, C16 : 47 nF

### Semi-conducteurs

Q1, Q2 : BC237, BC238, BC547  
 D1 : AA119  
 D2 : BA102

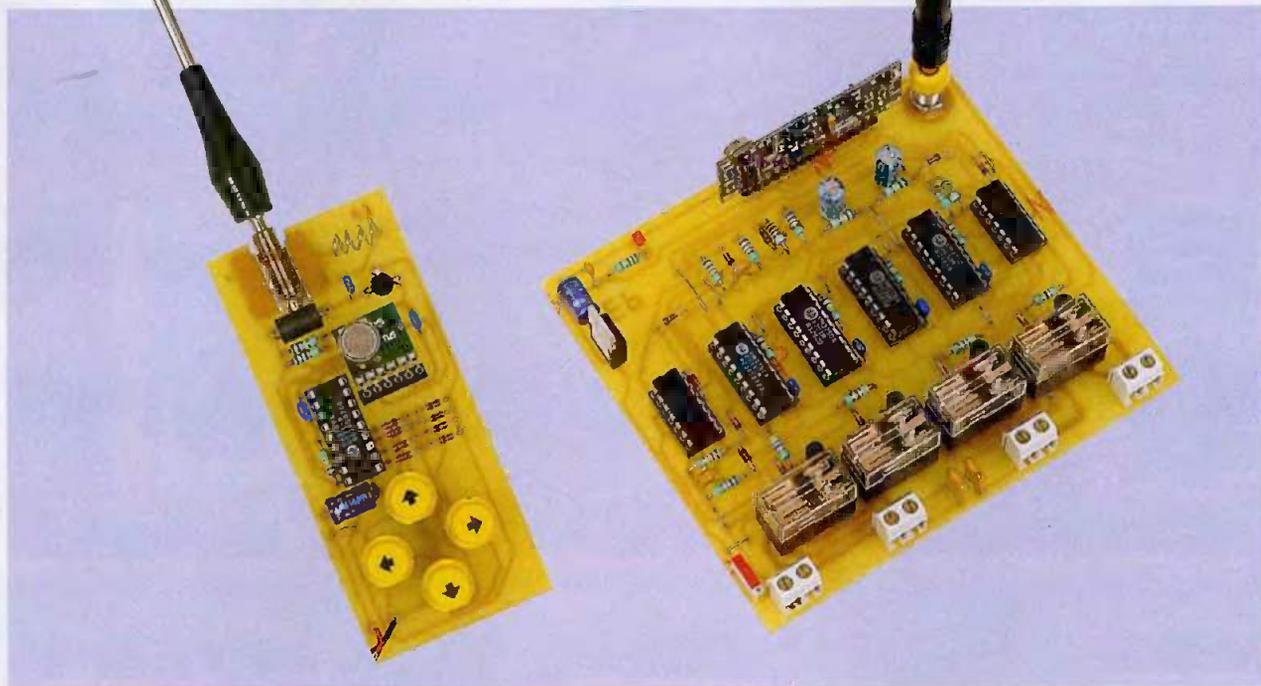
### Circuits intégrés

IC1 : SO42P  
 IC2 : TCA440

### Divers

1 quartz bande 27 MHz (fréquence de l'émetteur diminuée de 455 kHz)  
 1 bobinage 113CN2K159  
 2 transformateurs TOKO 455 kHz LMCS4102 ou équivalent  
 1 filtre céramique MURATA SFZ455

# Une radiocommande quatre canaux



**Ce montage est particulièrement bien adapté à la télécommande d'un bateau. Sa portée dépasse 200 mètres et sa réalisation est simple et ne nécessite aucune mise au point grâce à l'utilisation de modules pré-réglés et calés sur une porteuse de 433 MHz.**

**L'**émetteur comporte quatre boutons-poussoirs : gauche, droite, avant et arrière. Un appui sur la commande "gauche" ou "droite" ferme le relais de commande affecté au moteur relié au gouvernail.

Ce moteur tourne alors dans un sens ou dans l'autre tant que l'on sollicite le bouton-poussoir considéré.

## 1. Le principe

Pour commander la marche avant ou arrière du mobile, il suffira d'appuyer sur le bouton-poussoir correspondant au sens désiré. Mais c'est seulement au bout d'une temporisation de l'ordre de la seconde que le relais concerné se ferme. Il reste fermé, même lorsque l'on relâche le bouton-poussoir de l'émetteur.

Pour ouvrir à nouveau ce relais, il suffit d'appuyer brièvement sur l'un des deux boutons-poussoirs "avant" ou "arrière". Bien entendu, en appuyant pendant plus d'une seconde sur le bouton-poussoir commandant la marche opposée, le relais précédemment fermé s'ouvre dans les mêmes conditions et avant la fermeture du relais commandant le sens de marche opposé.

Ces dispositions offrent l'avantage de ne solliciter l'émetteur qu'avec parcimonie, pendant des durées réduites,

ce qui limite considérablement sa consommation.

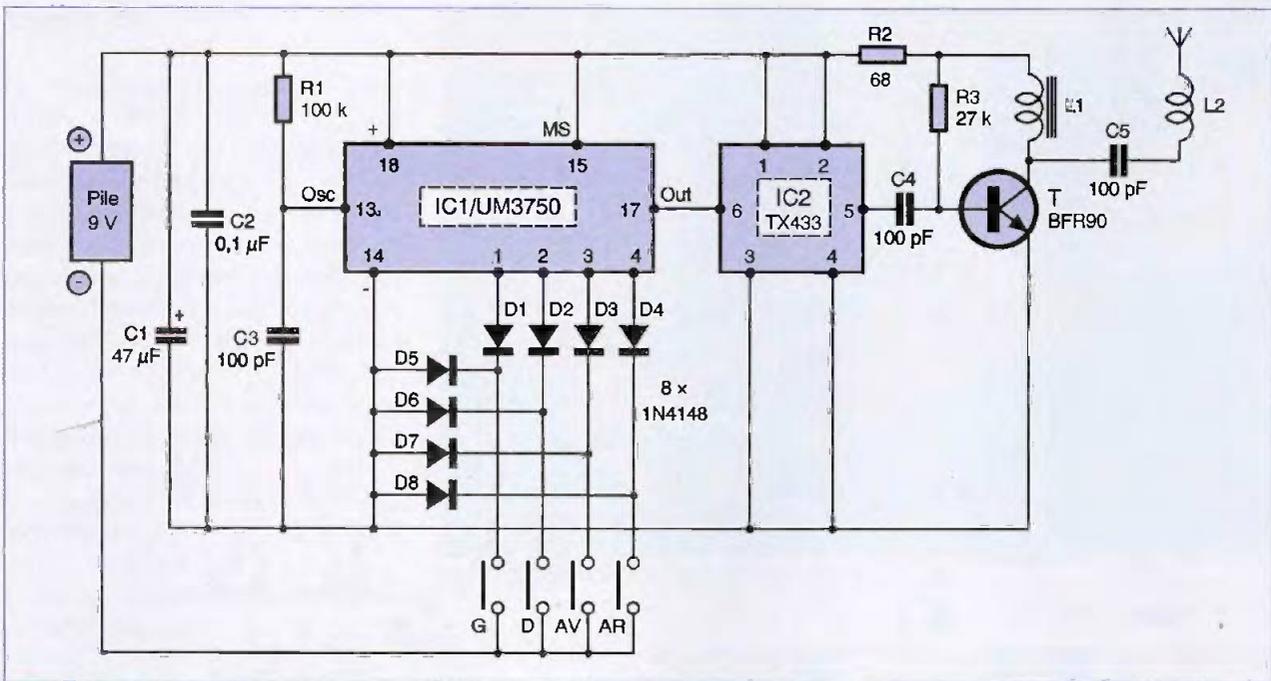
L'ensemble émetteur-récepteur, tout en se caractérisant par la commande de quatre canaux, fonctionne en fait par la mise en œuvre d'un seul canal à la fois, d'où une simplification de sa réalisation sans pour autant réduire les possibilités de navigation.

## 2. Le fonctionnement

### Émetteur (figure 1)

### Alimentation

Une pile de 9 volts alimente le montage. Tant qu'aucun bouton-poussoir ne se trouve sollicité, la pile ne délivre pas d'énergie. En revanche, si on appuie sur un bouton-poussoir, le débit passe à environ 100 mA. Rappelons que ces durées de sollicitations sont très faibles, d'où une très grande autonomie de cette alimenta-



## 1 L'émetteur 4 canaux

tion. Étant donné le mode impulsif dont l'encodeur est à l'origine, les variations de débit sont amorties par la capacité C1.

Quant à la capacité C2, son rôle consiste à découpler le montage de l'alimentation.

## Encodage

Le circuit intégré IC1 est un UM 3750. Il s'agit d'un encodeur-décodeur piloté par une base de temps paramétrée par les valeurs de R1 et de C3. Au niveau de l'entrée "oscillateur", on relève un signal en dent de scie caractérisé par une fréquence de l'ordre de 100 kHz. L'entrée "mode" (broche n° 15) étant soumise à un état haut, le circuit fonctionne en mode "encodage". Il comporte 12 entrées (broches n° 1 à 12) de codage. Il suffit de relier une ou plusieurs de ces entrées à un état bas pour sélectionner l'une des 212, soit 4096 possibilités de codage. Les broches non reliées prennent systématiquement l'état haut.

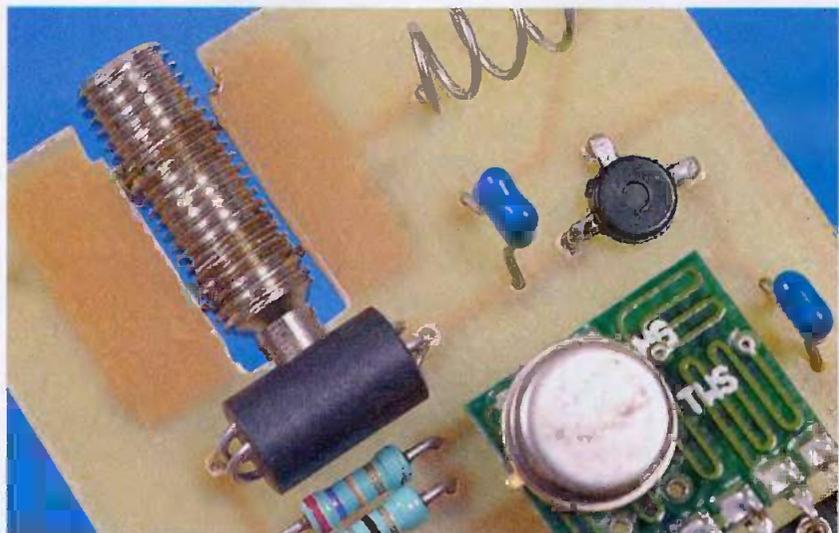
Le signal de sortie disponible sur la broche "out" (broche n° 17) se caractérise par une succession de 13 impulsions se produisant pendant une durée de 6 ms, suivie par une pause de même durée. La période

totale des impulsions de codage est ainsi de 12 ms. En considérant une suite donnée de 13 impulsions, la première représente l'impulsion d'initialisation et les 12 suivantes correspondent aux 12 entrées de codage évoquées ci-dessus. Si une broche de codage de rang "n" est reliée à un état bas, le créneau élémentaire de rang "n + 1" de la suite se présente sous la configuration suivante : 2/3 de la période à l'état bas et 1/3 à l'état haut. Si cette même broche est laissée en l'air (donc à l'état haut), le créneau prend la configuration : 1/3 à l'état bas et 2/3 à l'état haut.

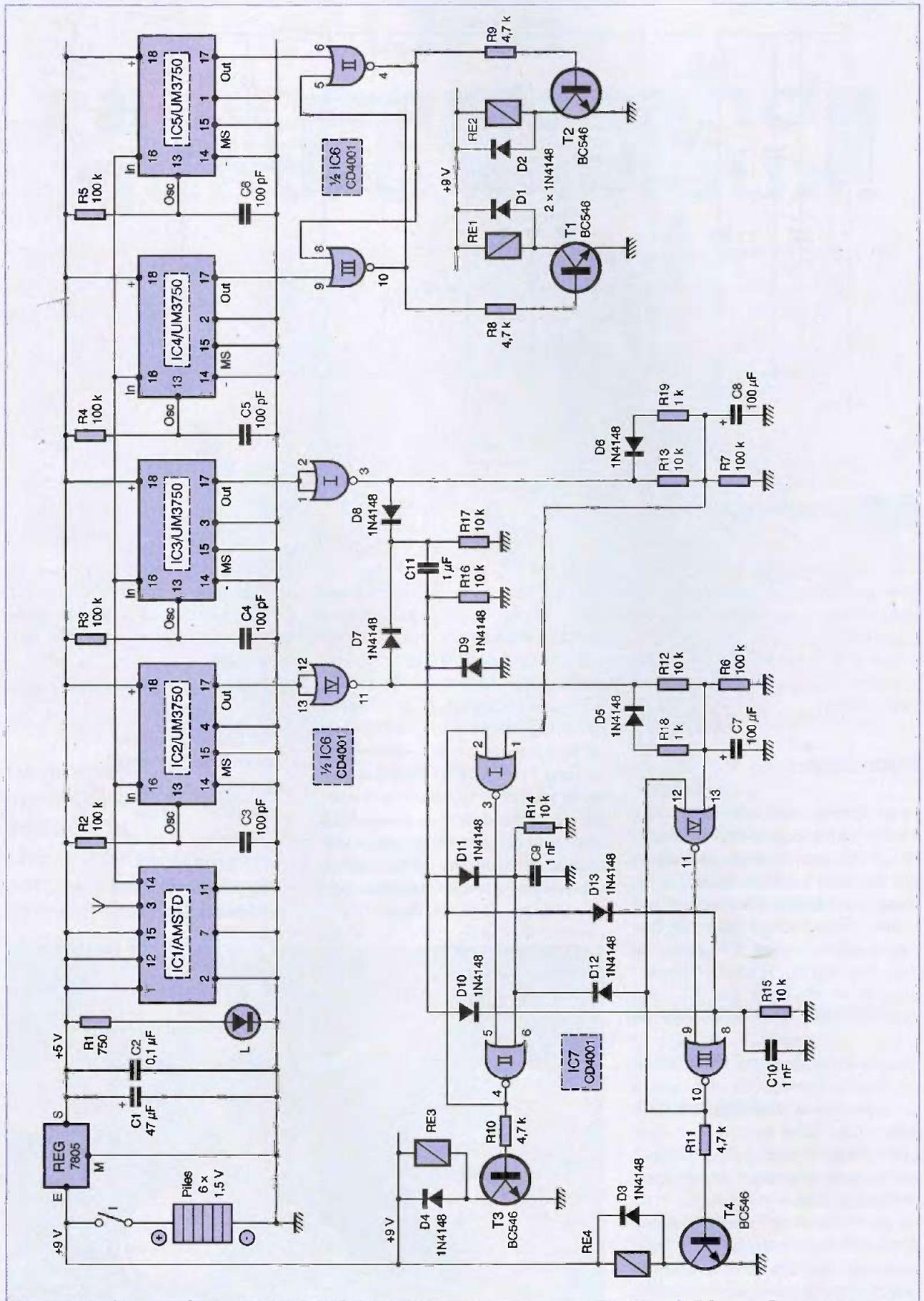
On notera qu'en appuyant sur un bouton-poussoir donné, et grâce à l'une des diodes D5 à D8, l'alimentation de l'émetteur s'effectue en plus du codage.

Ce dernier est régi par le principe suivant :

- État bas sur la broche n° 1 : commande "gauche"
- État bas sur la broche n° 2 : commande "droite"
- État bas sur la broche n° 3 : commande "avant"
- État bas sur la broche n° 4 : commande "arrière"



Utilisation d'un transistor HF (BFR90) et d'un TX433



**2** Le schéma du récepteur

## Émission

Le circuit intégré IC2 est un module miniature MIPOT, un TX 433, qui devient actif dès que son entrée 6 est soumise à un état haut.

Il présente alors sur sa sortie une suite de signaux de 433 MHz en phase avec les états hauts issus des créneaux de codage délivrés par IC1. Ces signaux sont ensuite amplifiés par T, un transistor HF (BFR 90), monté en émetteur commun. Son circuit collecteur comporte une inductance de 10  $\mu$ H.

Les signaux sont dirigés, par l'intermédiaire d'une self, sur une antenne quart d'onde (environ 17 cm de longueur) pour obtenir une plus grande portée d'émission.

## Récepteur (figures 2 et 3)

### Alimentations

Une première alimentation est destinée au fonctionnement du récepteur proprement dit. Compte tenu des consommations : 20 mA le circuit étant en veille et 55 mA avec l'un des 4 relais d'utilisation fermé, il est prudent de recourir à une source 9 volts constituée par 6 piles LR 6 de 1,5 volt. Ce choix permet d'obtenir une autonomie tout à fait confortable de plusieurs heures de fonctionnement.



Les moteurs sont commandés par des relais

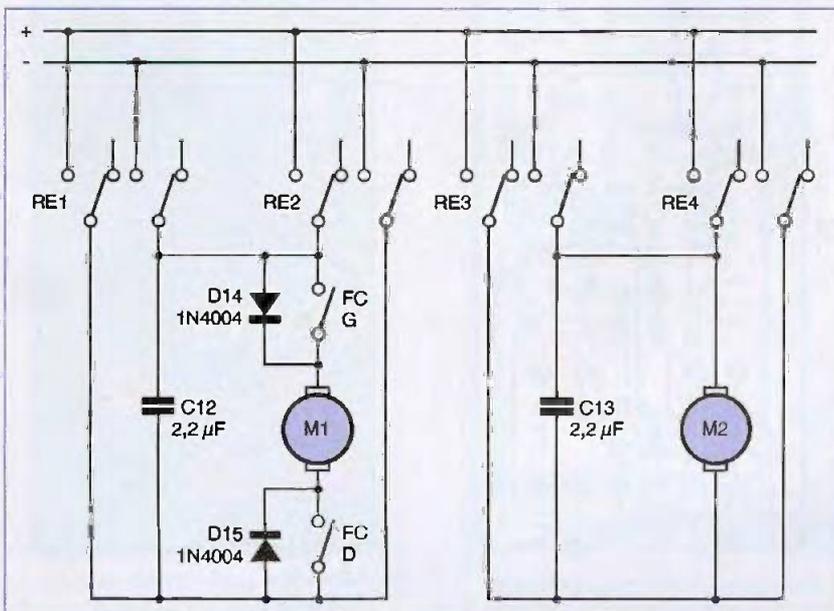
À noter que 6 éléments rechargeables de batterie de 1,2 volt font également l'affaire. Ce potentiel de départ (9 ou 7,2 volts suivant la solution retenue) alimente directement les bobines des relais d'utilisation. Ces derniers sont des relais 12 volts. En les alimentant avec un potentiel de 7,2 à 9 volts, leur fonctionnement ne pose pas de problème et leur consommation s'en trouve réduite d'autant.

La présence du module récepteur MIPOT imposant un potentiel nominal de 5 volts, un régulateur 7805 délivre sur sa sortie une tension stabilisée à 5 volts destinée à l'alimenta-

tion de la partie réception, décodage et logique du récepteur. La capacité C1 fait office de capacité-tampon tandis que C2 découple l'alimentation du montage aval du récepteur. La mise en service du récepteur est assurée par l'interrupteur I dont la fermeture a pour conséquence l'allumage de la Led alimentée au travers de R1.

Une seconde alimentation délivre l'énergie nécessaire au circuit de puissance du mobile. Elle est à adapter aux tensions nominales des moteurs utilisés. Bien entendu, comme précédemment, il est préférable de recourir à une batterie rechargeable.

### 3 Le circuit de puissance



## Réception et décodage des signaux de radiocommande

Le circuit référencé IC1 est un module récepteur MIPOT 433 MHz superhétérodyne. Ce dernier restitue sur sa sortie n° 14 les mêmes signaux codés que ceux qui ont été générés par le système de codage de l'émetteur. Ceux-ci sont présentés sur les entrées "In" de 4 circuits UM 3750, IC2 à IC5, montés en parallèle. À noter que leur entrée "Mode" est reliée à l'état bas de manière à obtenir un fonctionnement selon le mode décodeur. On remarquera que pour le circuit :

- IC5 : la broche n° 1 est reliée à l'état

bas, ce sera le circuit affecté à l'ordre " gauche "

- IC4 : la broche n° 2 est reliée à l'état bas, ce sera le circuit affecté à l'ordre " droite "
- IC3 : la broche n° 3 est reliée à l'état bas, ce sera le circuit affecté à l'ordre " avant "
- IC2 : la broche n° 4 est reliée à l'état bas, ce sera le circuit affecté à l'ordre " arrière "

Les sorties " Out " des 4 circuits décodeurs présentent en général un état haut à l'état de non sollicitation. En revanche, si le codage du signal BF reçu par l'entrée " In " est reconnu conforme à la programmation, la sortie " Out " passe à l'état bas.

## Commande gauche/droite

Les portes NOR II et III de IC6 ont chacune l'une de leurs entrées reliée aux sorties " Out " de IC4 et de IC5. A l'état de repos, les sorties des portes sont à l'état bas. A titre d'exemple, examinons ce qui se passe lorsque la sortie " Out " de IC4 passe à l'état bas.

La sortie de la porte III passe à l'état haut. Il en résulte un courant base émetteur dans le transistor T1 qui se sature. Le relais RE1 se ferme. Le fait que la sortie de la porte III présente un état haut a également pour conséquence la soumission du même état haut sur l'entrée 5 de la porte II.

Cette dernière est ainsi neutralisée et ne saurait présenter un état haut sur sa sortie même si accidentellement, un état bas venait à solliciter l'entrée 5. Cette précaution représente en fait une sécurité supplémentaire destinée à éviter la fermeture des deux relais actionnant le même moteur.

Nous verrons en effet ultérieurement qu'une telle manœuvre conduirait à un court-circuit au niveau du circuit de puissance.

En réalité, l'éventualité d'une réponse simultanée de plus d'un circuit décodeur est impossible grâce au principe même de fonctionnement du dispositif encodage / décodage.

Dans l'exemple traité, la fermeture du relais RE1 a pour conséquence la

rotation du moteur de commande du gouvernail (ou de la direction s'il s'agit d'un véhicule sur roues) dans le sens d'un virage à gauche.

La proportionnalité du virage résulte de la durée de sollicitation du bouton-poussoir correspondant. Le moteur tourne tant que l'on appuie sur le bouton-poussoir.

Cependant, nous verrons plus loin que la course est limitée à un point extrême déclenchant l'ouverture d'un micro-contact.

Les diodes D1 à D4 montées sur les bobines des relais protègent les transistors de commandes des effets de surtension de self qui se manifestent surtout lors des ouvertures des relais.

## Commande avant/arrière

Les entrées réunies des portes NOR I et IV de IC6 sont respectivement reliées aux sorties " out " des circuits IC3 et IC2. En conséquence, dès que

l'un ou l'autre de ces circuits se trouve sollicité, la sortie de la porte NOR correspondante présente un état haut.

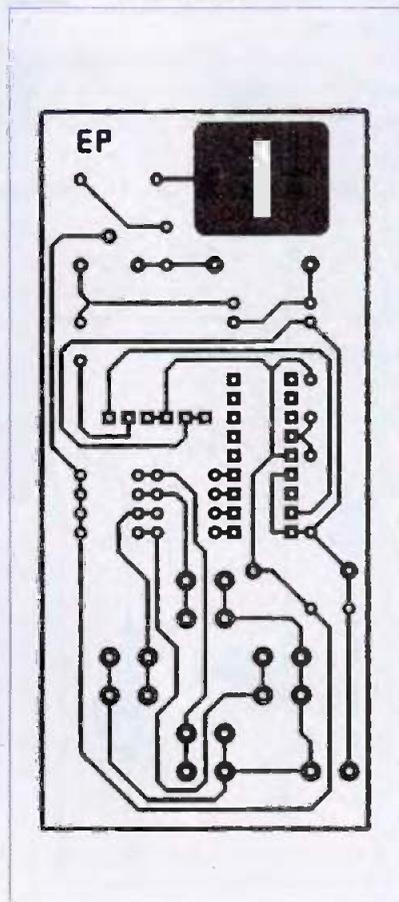
Il en résulte plusieurs conséquences. D'abord et par l'intermédiaire de l'une des diodes D7 ou D8, le front montant du signal est pris en compte par le dispositif dérivateur formé par C11, R16, R17 et D9. On observe donc sur la cathode de D9 une brève impulsion positive due à la charge rapide de C11 à travers R16. Nous reparlerons de cette impulsion à la fin de ce paragraphe.

Une seconde conséquence du passage à l'état haut de la sortie de la porte NOR I que nous prendrons comme exemple, est la charge lente de C8 à travers R13.

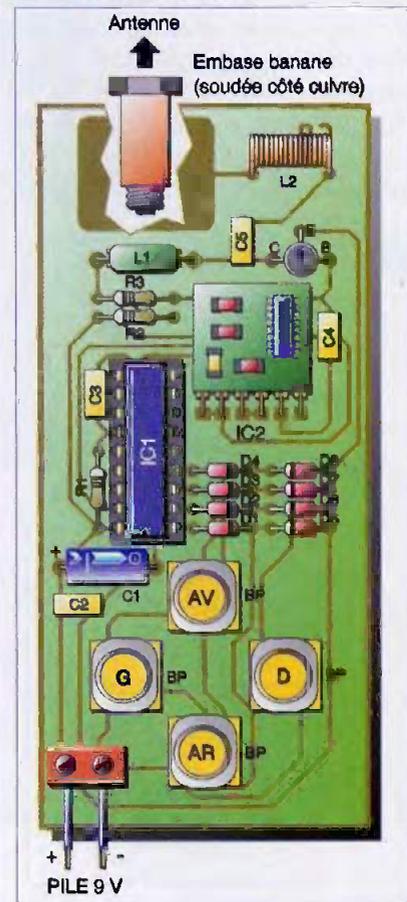
On peut considérer que le potentiel de l'armature positive de C8 dépasse la demi-tension d'alimentation au bout d'environ une seconde.

Toujours en restant dans le cas de l'exemple de présentation d'un état haut sur la sortie de la porte NOR I,

### 4 Tracé du circuit imprimé de l'émetteur



### 5 Implantation des éléments



considérons les portes NOR I et II de IC7. Elles forment une bascule R/S (Reset/Set). Rappelons que dans une telle bascule, si l'entrée 1 est soumise, même momentanément à un état haut, sa sortie 4 passe à un état haut stable.

Cette situation subsiste aussi longtemps que l'entré 6 n'a pas été soumise à un état haut. Ainsi, dans le cas de l'exemple traité, le relais RE3 se ferme, et reste fermé, étant donné la saturation de T3. Le moteur correspondant tourne alors dans le sens d'une marche en avant. Pour l'arrêter, il suffira alors d'appuyer brièvement sur l'un des boutons-poussoir " avant " ou " arrière ". En effet, et grâce à l'impulsion positive évoquée en début de paragraphe, l'entrée 5 de la bascule R/S est momentanément soumise à un état haut qui la repositionne sur son état de repos.

Bien entendu, en appuyant plus longtemps sur le bouton-poussoir " arrière " de l'émetteur, on pourra directement faire repartir le mobile en marche arrière grâce à l'activation de l'autre bascule R/S formée par les portes NOR III et IV de IC7.

Les diodes D10 et D11 permettent de désactiver simultanément les deux bascules.

Quant aux diodes D12 et D13, leur rôle se borne à offrir une sécurité de fonctionnement supplémentaire destinée à empêcher la fermeture simultanée des deux relais affectés à la commande du moteur de traction.

Enfin, lorsque l'on relâche le bouton-poussoir " avant " ou " arrière " :

- La capacité C11 se décharge rapidement à travers R16 et R17
- L'une ou l'autre des capacités C7 ou C8 se décharge rapidement à travers R18/D5 ou R19/D6

## Circuit de puissance

À titre d'exemple, prenons le cas de l'alimentation du moteur M1, commandé par les relais RE1 et RE2 et affecté à la manœuvre du dispositif de changement de direction. On remarquera que la polarité aux bornes du moteur se présente dans un sens ou dans l'autre suivant la fermeture du relais RE1 ou RE2.

Lorsque le dispositif mécanique atteint la position maximale, l'un des deux micro-contacts s'ouvre ce qui provoque la fin de l'alimentation du moteur.

Afin de pouvoir le faire redémarrer dans l'autre sens, le micro-contact momentanément ouvert se trouve shunté par l'une ou l'autre des diodes D14 ou D15.

À noter que cette disposition est inutile pour le moteur de traction.

Les capacités C12 et C13, montées aux bornes des moteurs, ont un rôle d'antiparasitage.

## 3. La réalisation

### Circuits imprimés (figures 4 et 6)

Peu de commentaires sont à faire sur les circuits imprimés. On aura recours aux moyens habituels. Après gravure dans le bain de perchlorure de fer, les modules sont à rincer abondamment à l'eau tiède. Toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.

Certains perçages seront à agrandir

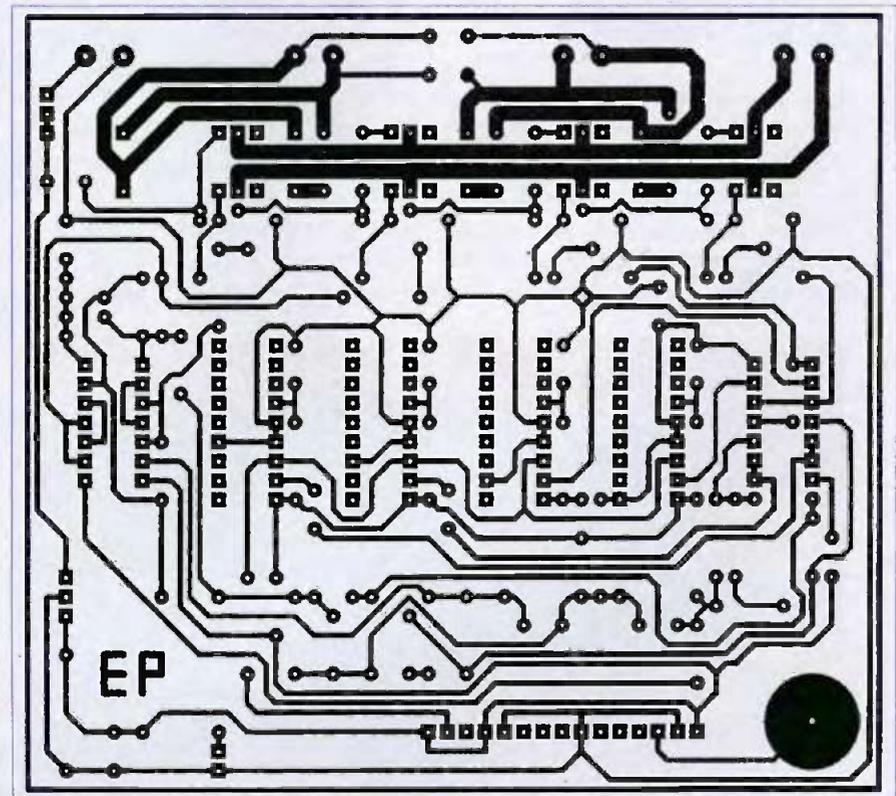
par la suite à 1, voire à 1,3 mm afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants les plus volumineux.

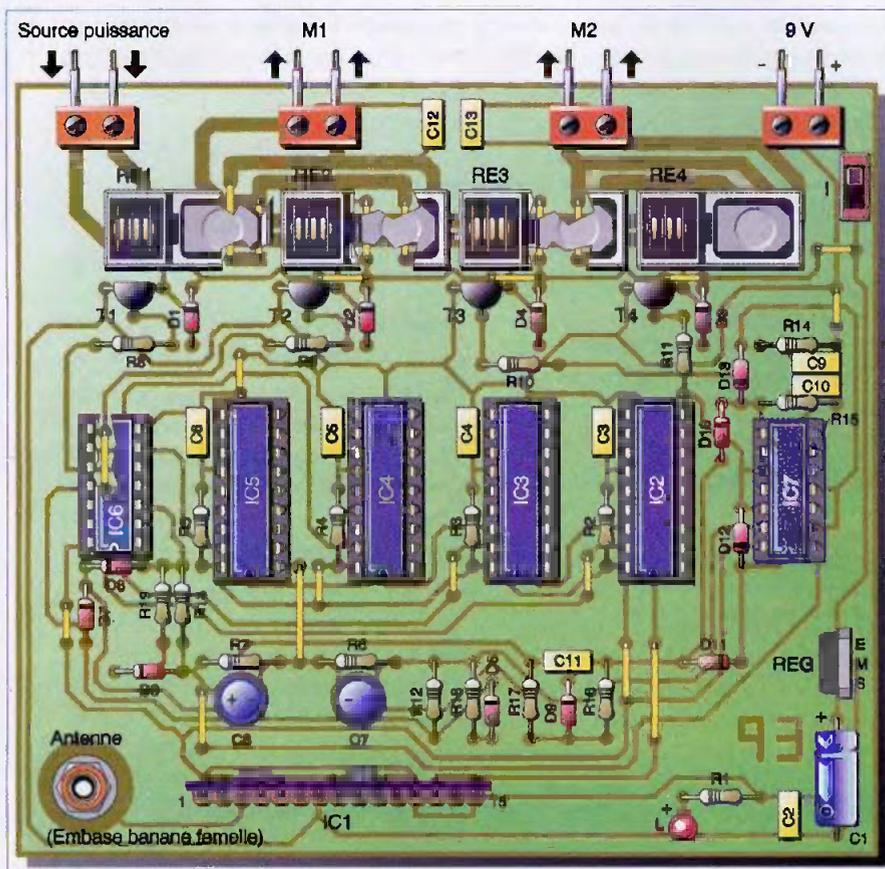
### Implantation des composants (figures 5 et 7)

Après la mise en place des straps de liaisons, on plantera les diodes, les résistances et les petites capacités. Ensuite, ce sera le tour des supports de circuits intégrés et des transistors. On terminera par les composants de plus grandes hauteurs. Attention au respect de l'orientation des composants polarisés.

La bobine de self de l'émetteur peut être réalisée à l'aide d'un mandrin de 4 mm de diamètre. Il suffira d'obtenir une bobine comportant 4 spires régulièrement espacées sur 10 mm, à l'aide de fil étamé de 0,8 ou de 1 mm de diamètre. L'embase banane destinée à recevoir la fiche antenne a été soudée à l'horizontale côté cuivre. En revanche, sur le module récepteur, l'embase banane a simplement été immobilisée par un serrage réalisé

## 6 Tracé du circuit imprimé du récepteur





## 7 Implantation des éléments

par deux écrous. Les deux modules ne nécessitent aucun réglage.

## Installation dans la maquette

Avant le branchement définitif des moteurs, il conviendra de vérifier si la polarité appliquée aux bornes est correcte : le mobile devra avancer lorsque l'on sollicitera le bouton-poussoir " avant " de l'émetteur. La même vérification est à effectuer pour

le moteur commandant le mécanisme de direction. Concernant ce dernier, une fois atteint une position extrême de fin de course et après avoir constaté l'ouverture du micro-contact correspondant, on soudera la diode D14 ou D15 en lui donnant l'orientation convenable pour assurer la possibilité de démarrage du moteur dans le sens de rotation inverse. On réitérera la même opération pour l'autre position de fin de course.

R. KNERR



Enfichage du module MIPOT 433 MHz AMSTD

## Nomenclature

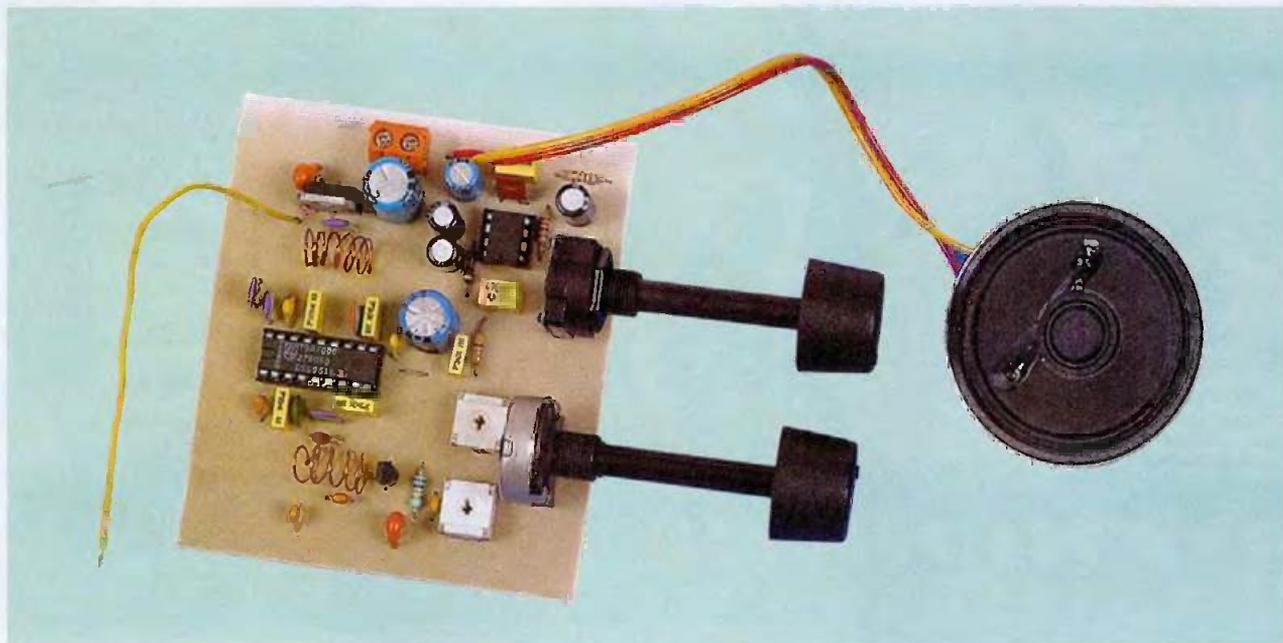
### Module émetteur

R1 : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)  
 R2 : 68  $\Omega$  (bleu, gris, noir)  
 R3 : 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange)  
 D1 à D8 : 8 diodes-signal 1N 4148  
 C1 : 47  $\mu$ F / 16 V - Electrolytique  
 C2 : 0,1  $\mu$ F - Céramique multicouches  
 C3 à C5 : 3 x 100 pF - Céramique multicouches  
 L1 : Inductance 10  $\mu$ H  
 L2 : Self bobinée (voir texte)  
 T : Transistor BFR 90  
 IC1 : UM 3750 (encodeur - décodeur)  
 IC2 : Module émetteur MIPOT 433 MHz - TX 433  
 Support 18 broches  
 Barrette 6 broches  
 Embase banane  
 4 boutons-poussoirs à contact travail pour circuit imprimé  
 Coupleur pression  
 Pile 9 volts  
 Antenne montée sur fiche banane

### Module récepteur

21 straps (4 horizontaux, 17 verticaux)  
 R1 : 750  $\Omega$  (violet, vert, marron)  
 R2 à R7 : 6 x 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)  
 R8 à R11 : 4 x 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge)  
 R12 à R17 : 6 x 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
 R18 et R19 : 2 x 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 D1 à D13 : 13 diodes-signal 1N 4148  
 D14 et D15 : 2 diodes 1N 4004 (hors module - voir texte)  
 L : Led rouge diamètre 3 mm  
 C1 : 47  $\mu$ F / 16 V - Electrolytique  
 C2 : 0,1  $\mu$ F - Céramique multicouches  
 C3 à C6 : 4 x 100 pF - Céramique multicouches  
 C7 et C8 : 2 x 100  $\mu$ F / 16 V - Electrolytique (sorties radiales)  
 C9 et C10 : 2 x 1 nF - Céramique multicouches  
 C11 : 1  $\mu$ F - Céramique multicouches  
 C12 et C13 : 2 x 2,2  $\mu$ F - Céramique multicouches  
 T1 à T4 : 4 transistors NPN - BC 546  
 IC1 : Module récepteur MIPOT 433 MHz - AMSTD  
 IC2 à IC5 : 4 x UM 3750 (encodeur - décodeur)  
 IC6 et IC7 : 2 x CD 4001 (4 portes NOR)  
 REG : Régulateur 5 volts - 7805  
 2 supports 14 broches  
 4 supports 18 broches  
 1 barrette 15 broches  
 4 borniers soudables 2 plots  
 RE1 à RE4 : 4 relais 12 V / 2 RT - Type " National "  
 Inverseur unipolaire à glissière  
 Embase banane  
 6 piles LR 6 - 1,5 V  
 2 micro-contacts (hors module - voir texte)  
 Antenne montée sur fiche banane

# Radio FM d'initiation



**La radio présentée dans cet article ne fait appel qu'à des composants courants et ne demande aucun réglage particulier lors de sa mise au point. Il s'agit donc d'un bon montage d'initiation à la réception de la bande FM.**

**P**armi les circuits intégrés incluant tous les sous-ensembles nécessaires au fonctionnement d'un récepteur FM, l'un des plus simples à mettre en œuvre est le TDA 7000 qui ne demande que quelques condensateurs d'appoint et deux bobines de faibles dimensions.

## Présentation

La première bobine (L1), fait apparaître au niveau de l'entrée RF\_In1 le signal capté par l'antenne, l'entrée RF\_In2 voyant pour sa part son

potentiel fixé pour les fréquences de la bande FM par la présence du condensateur C12.

La seconde bobine (L2), sert à effectuer l'accord sur les stations, en formant un circuit oscillant avec le condensateur C14 et la diode à capacité variable D1 en série avec C15. On notera que le choix de la valeur très élevée de C15 revient en fait à mettre directement C14 en parallèle avec D1. C14, dont la valeur est faible par rapport à la capacité de D1, ne sert qu'à stabiliser le fonctionnement de l'oscillateur.

La cathode de D1 est reliée au +5 V par l'intermédiaire de L2. Le potentiel de son anode est réglé par le potentiomètre P1, ce qui détermine ainsi sa capacité, la présence de la résistance R1 de valeur assez élevée s'expliquant par la nécessité de ne pas amortir le circuit oscillant tout en transmettant le potentiel continu présent au niveau de P1.

Les ajustables RV1 et RV2 permettent de limiter la plage de réglage autorisée par P1 à la seule bande FM. Le signal audio reçu est filtré par l'ensemble R2, C17, P2 avant d'aboutir à

l'amplificateur intégré TBA820M (IC2) dont la puissance est suffisante pour attaquer un petit haut-parleur.

Les valeurs des composants annexes à IC2 sont tout simplement celles recommandées par le fabricant du circuit.

Les alimentations des deux circuits intégrés du montage ont été séparées pour éviter des interactions néfastes.

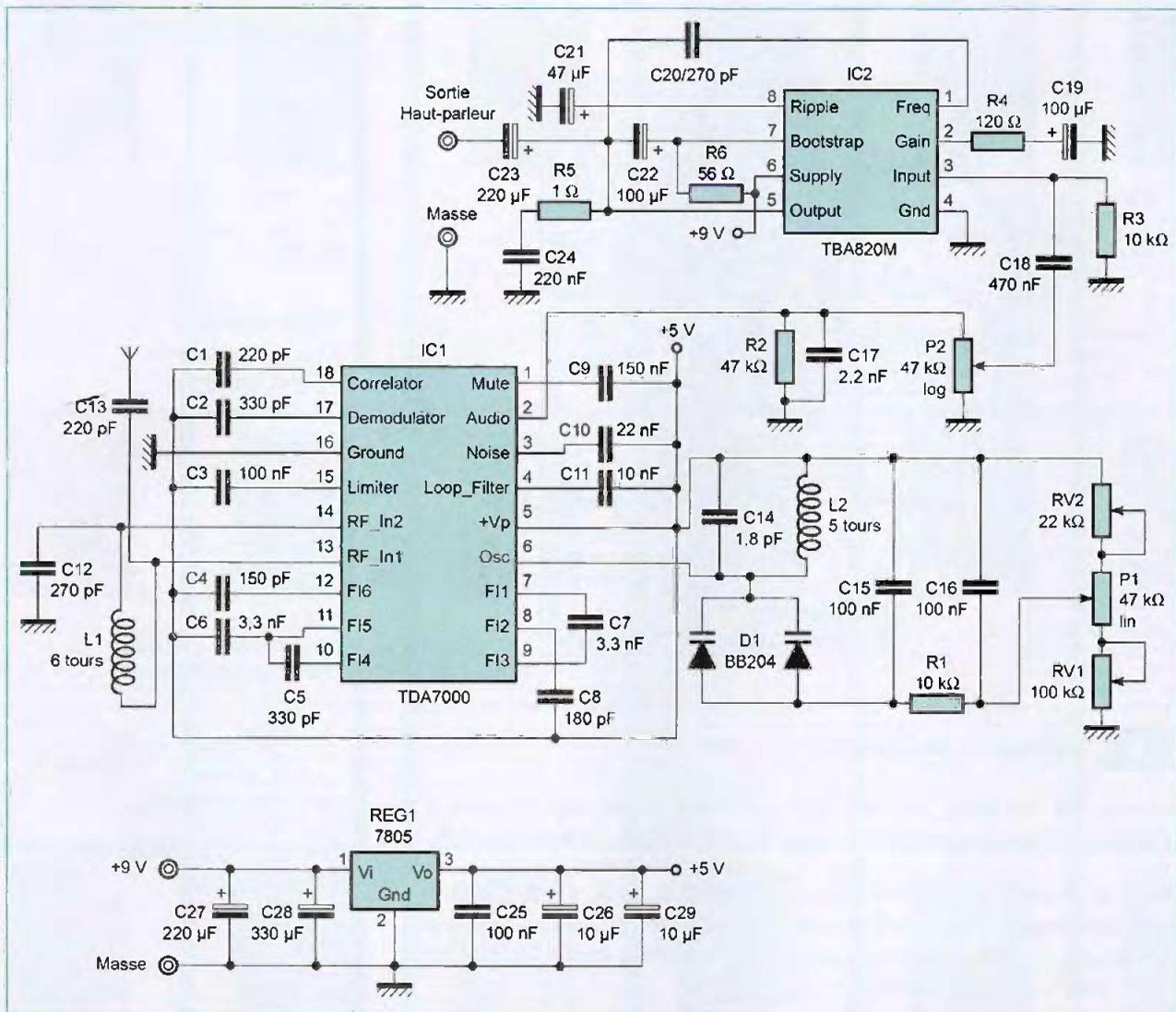
Ainsi, le TBA820M reçoit-il directement la tension d'entrée de 9 V alors qu'un régulateur 5 V (REG1) alimente toute la section radio.

## Réalisation

Elle ne pose aucune difficulté, le circuit imprimé ne comporte que des pistes larges.

Les composants sont disponibles chez de nombreux fournisseurs : GO-TRONIC, ECE, Électronique-diffusion...

La confection des bobines est aisée : pour L1, on bobinera 6 tours de fil émaillé 0,5 mm sur un axe de potentiomètre (6 mm), puis on étirera la



## 1 La simplicité de cette radio FM est due à l'emploi d'un circuit spécialisé TDA7000

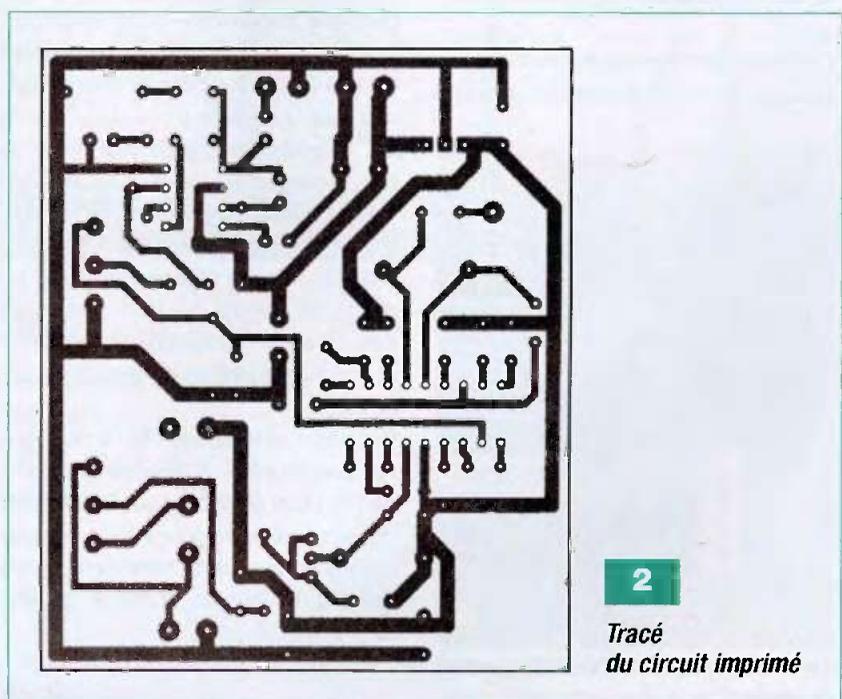
bobine de façon à ce qu'elle prenne la dimension de l'emplacement qui lui est réservé.

Même chose pour L2 : on bobinera 5 tours sur un axe de potentiomètre (6 mm) et on l'étirera de la même façon pour la placer sur le circuit imprimé. Normalement, le revêtement d'émail fond lors de la soudure, il n'est donc pas nécessaire de le poncer au préalable.

Cependant, il faudra chauffer un certain temps pour obtenir ce résultat et s'assurer une fois la bobine en place que les contacts électriques sont bons.

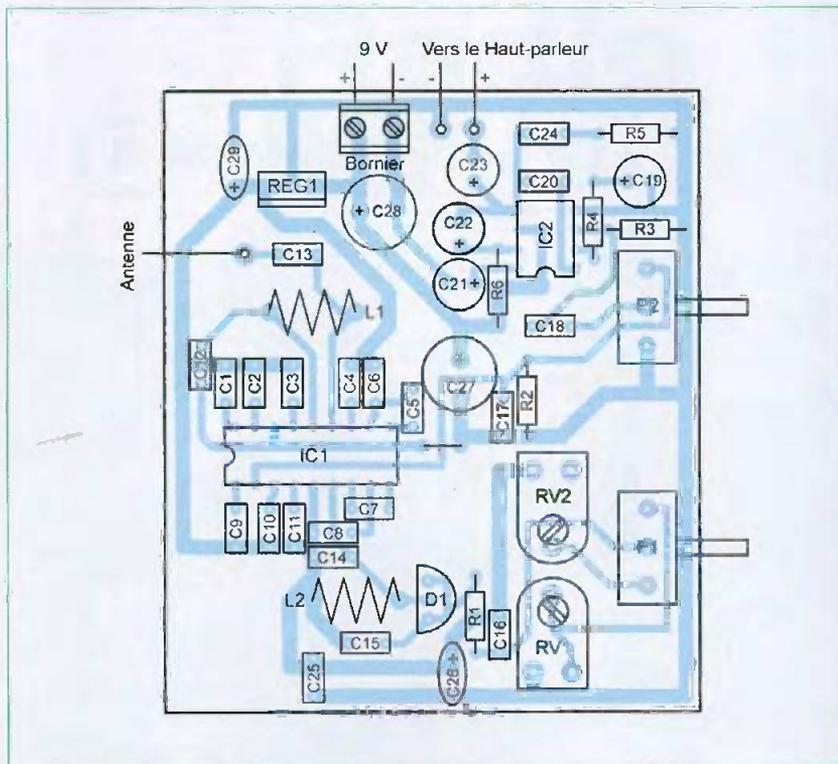
On placera les circuits intégrés sur des supports afin d'éviter de les endommager inutilement durant l'opération de soudage.

On aura intérêt à alimenter le montage par piles plutôt que par un bloc



2

Tracé  
du circuit imprimé



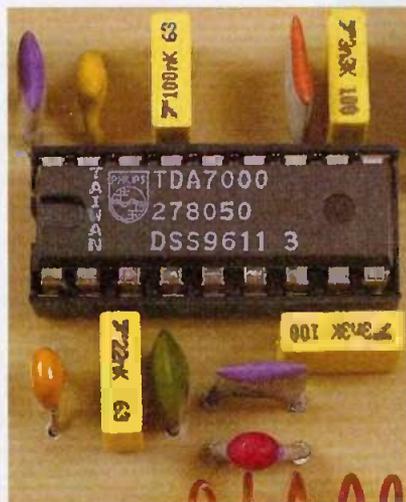
### 3 Implantation des éléments

secteur, car les longs fils reliés au secteur pénalisent souvent la réception.

Deux piles plates de 4,5 V en série sont parfaites, à la rigueur une pile de 9 V pourra convenir mais elle risque de ne pas durer très longtemps.

Enfin, il vaut mieux choisir au départ une antenne courte, comme on peut le voir sur la maquette présentée ici où elle ne dépasse pas 10 cm de longueur.

Cela doit être normalement suffisant pour recevoir la majorité des stations



**Le circuit spécialisé TDA7000 permet la réalisation aisée d'une petite radio**

dans une région bien exposée. On pourra allonger l'antenne en cas de mauvaise réception.

Comme toujours, l'orientation de l'antenne (et du récepteur) compte pour beaucoup dans la qualité de la réception.

### Réglages

Lors de la première mise sous tension, il faudra placer les ajustables RV1 et RV2 à mi-course, puis on alimentera le récepteur.

En balayant la bande FM avec le potentiomètre P1, on doit recevoir un certain nombre de stations (le réglage du volume est effectué par P2).

S'il manque des stations en début ou en fin de bande, on jouera sur RV1 pour décaler l'ensemble de la gamme et faire apparaître l'émetteur manquant.

De même, si la bande FM ne tient que sur une portion réduite de la course de P1, on pourra jouer sur RV1 et RV2 de façon itérative pour l'élargir et placer les stations extrêmes de la bande FM sur les butées droite et gauche de P1.

## Nomenclature

### Résistances

- R1, R3 : 10 k $\Omega$
- R2 : 47 k $\Omega$
- R4 : 120  $\Omega$
- R5 : 1  $\Omega$
- R6 : 56  $\Omega$

### Condensateurs

- C1, C13 : 220 pF
- C2, C5 : 330 pF
- C3 : 100 nF
- C4 : 150 pF
- C6, C7 : 3,3 nF
- C8 : 180 pF
- C9 : 150 nF
- C10 : 22 nF
- C11 : 10 nF
- C12, C20 : 270 pF
- C14 : 1,8 pF
- C15, C16, C25 : 100 nF - Céramiques multicouches
- C17 : 2,2 nF
- C18 : 470 nF
- C19, C22 : 100  $\mu$ F/16 V
- C21 : 47  $\mu$ F/16 V
- C23, C27 : 220  $\mu$ F/16 V
- C24 : 220 nF
- C26, C29 : 10  $\mu$ F - Alusol 6,3 V
- C28 : 330  $\mu$ F/16 V

### Diodes

- D1 : BB204

### Circuits intégrés

- IC1 : TDA7000
- IC2 : TBA820M
- REG1 : 7805

### Inductances

- L1 : 6 tours diamètre 6 mm, fil émaillé 0,5 mm
- L2 : 5 tours diamètre 6 mm, fil émaillé 0,5 mm

### Potentiomètres

- P1 : 47 k $\Omega$  lin
- P2 : 47 k $\Omega$  log

### Ajustables

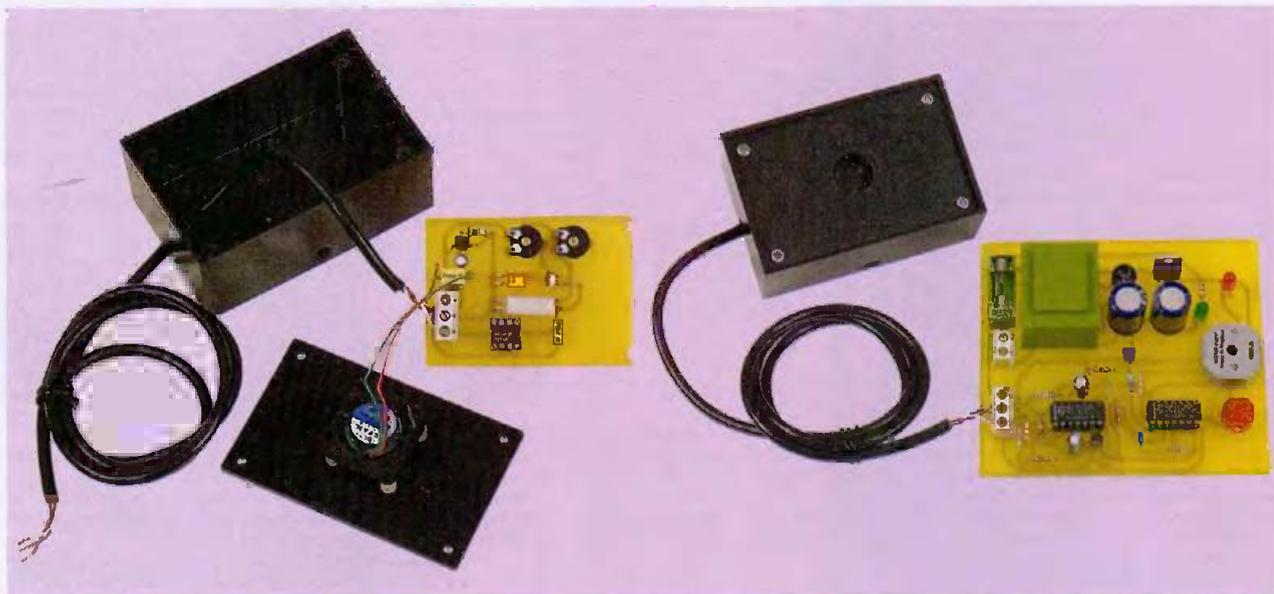
- RV1 : 100 k $\Omega$
- RV2 : 22 k $\Omega$

### Divers

- Bornier 2 plots, haut-parleur 0,5 W / 8  $\Omega$

O. VIACAVA

# Détecteur de fumée



Les premiers détecteurs d'incendie fonctionnaient selon le principe simpliste du bilame électrique et ce déjà avant la seconde guerre mondiale, mais ces capteurs thermiques réagissaient trop lentement pour assurer efficacement la protection des personnes. En 1941, le détecteur ionique inventé par le Dr MEHLI est capable de réagir à des aérosols, particules très fines de quelques microns se développant au début d'un incendie.

**O**n peut dire que ce composant utilise l'influence perturbatrice produite par un gaz en combustion sur un gaz ionisé, c'est à dire rendu conducteur par une minuscule pas-

tille radioactive. Il représente près de 80% du matériel installé aujourd'hui. Une détection optique des fumées est possible, soit par un dispositif à diffusion de lumière (effet THYNDALL), soit par un capteur linéaire à absorption. Nous nous sommes inspirés de ce procédé pour notre réalisation, à la différence près que nous exploiterons la lumière visible en lieu et place de l'habituel faisceau à infrarouge. Précisons encore que les détecteurs de chaleur ne sont en principe employés qu'en association avec un autre type de détecteur. Pour conclure, sachez également que certains détecteurs de chaleur réagissent proportionnellement à la vitesse d'élévation de la température : on parle dans ce cas de détecteurs thermovélocimétriques.

Récemment, à Paris, quelques immeubles insalubres ont été le tragique théâtre de sinistres avec victimes. Près de 800 personnes par an succombent ainsi à ce risque d'incendie et c'est sans doute ce qui a motivé récemment l'Assemblée Nationale à prévoir dans les 5 ans une détection d'incendie obligatoire dans les immeubles, comme c'est déjà le cas dans de nombreux éta-

blissements recevant du public (établissements scolaires).

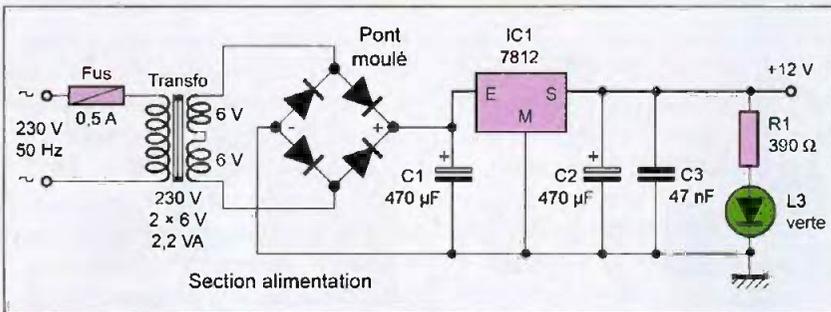
**Avertissement** : notre réalisation présente surtout un intérêt pédagogique et ne prétend donc pas rivaliser avec les modèles du commerce. Nous déclinons toute responsabilité pour une utilisation non satisfaisante de ce détecteur de fumée.

## Analyse du schéma électronique

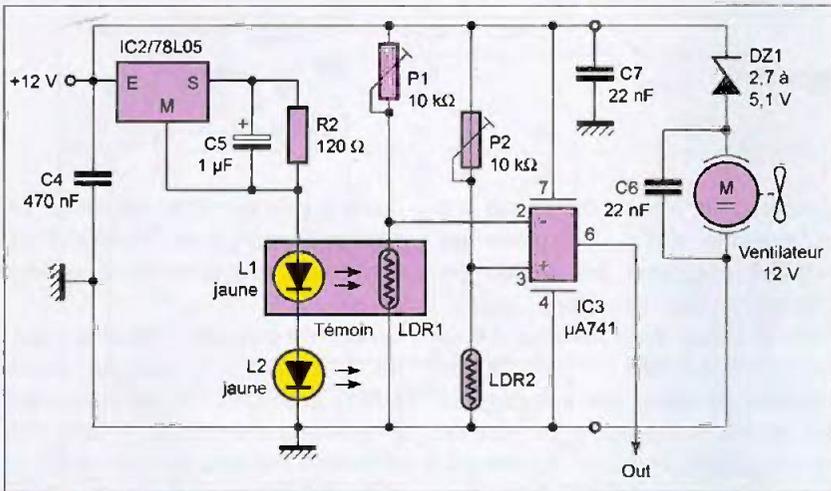
Le montage proposé comporte deux circuits imprimés distincts :

### Module de détection

C'est le plus petit des deux circuits et il s'agit du détecteur de fumée à proprement dit. Alimenté sous une tension stabilisée de 12 volts dont le schéma fait l'objet de la **figure 1**, on pourra retrouver sur la **figure 2** un régulateur de tension de type 78L05, mais utilisé en générateur de courant constant à travers la résistance R2. En effet, la led témoin L1 et la led de mesure L2 sont traversées toutes deux par la même intensité. La led



## 1 Une alimentation stabilisée de +12 V



## 2 Le circuit de détection

L1, associée à la cellule photo-résistante LDR1, constituent notre atmosphère « témoin » et restera à l'abri d'une fumée éventuelle puisque ces deux composants sont isolés par un petit tube de plastique (transparent ou non).

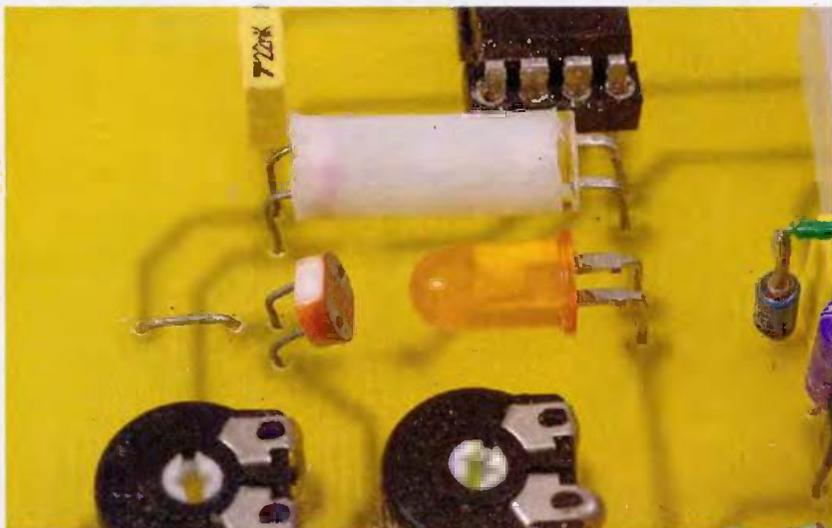
L'autre led L2 sera implantée face à la cellule LDR2 et ne sera pas protégée

de la fumée qui occultera plus ou moins le faisceau lumineux atteignant la face sensible du capteur photo-résistant. L'astuce consiste à faire traverser les deux leds par le même courant, maintenu parfaitement constant, pour ne pas risquer d'actionner le dispositif en cas de baisse de tension. Pour comparer la lumino-

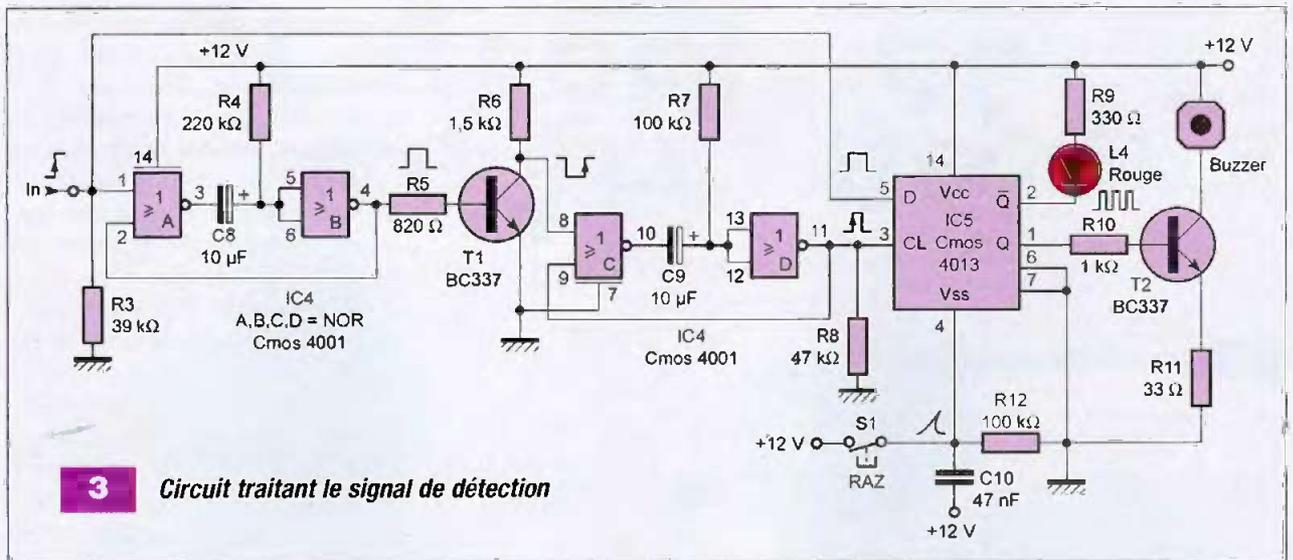
sité des deux cellules, donc la tension produite à leurs bornes, nous ferons appel au classique AOP  $\mu A 741$ , monté en ... comparateur de tension ! Les tensions appliquées sur les broches (+) et (-) du circuit IC3 dépendent pour une bonne part également du réglage des ajustables P1 et P2. Si une fumée est détectée et enrobe le dispositif sensible, la cellule LDR2 sera moins éclairée et par voie de conséquence, sa résistance ohmique augmentera. On devine aisément que la tension sur la broche 3 non inverseuse sera supérieure à celle présente sur la broche inverseuse 2. Le circuit IC3 bascule sur sa sortie vers l'état haut, acheminé vers l'autre carte électronique chargée de la mise en forme et de la signalisation. Notez que le dispositif de détection comporte un minuscule ventilateur dont le rôle est de canaliser au plus vite la fumée vers les cellules. Il sera alimenté en permanence, mais pour adapter sa tension d'alimentation, nous avons été amené à introduire une diode zéner en série d'une valeur à déterminer selon l'approvisionnement de votre moteur.

## Carte principale

Elle assure bien entendu l'alimentation de l'ensemble au moyen du classique schéma à transformateur + pont de Graetz + régulateur intégré 7812. Une led témoin L3 verte atteste du bon fonctionnement de cette section. Pour exploiter le signal positif produit par le détecteur, on trouvera sur la **figure 3** deux bascules monostables consécutives. Pour traiter l'alarme, il convient d'abord de générer à l'aide du premier monostable (portes A & B) un bref signal positif de quelques secondes. Le transistor T1 inverse ce signal et le nouveau front montant sera pris en compte un peu plus tard par le second monostable (portes C & D), produisant à son tour un signal positif destiné à actionner l'entrée horloge de la demi-bascule D du circuit IC5. Si son entrée D = Data est toujours haute, c'est que la fumée est toujours présente et à cet instant, les sorties Q et Q/ de cette mémoire sont activées. La broche 2 (= Q/) valide la led rouge



Gros plan sur le principe de détection de la fumée. La diode led L2 et la photo-résistance LDR1 sont à l'air libre



**3** Circuit traitant le signal de détection

clignotante tandis que la broche 1Q commande le buzzer à travers la résistance R10 et le transistor T2. Un signal aigu prévient qu'une fumée a été détectée. On pourra bien entendu améliorer notre dispositif en ajoutant un relais en sortie, à la place du buzzer par exemple. Une alimentation sécurisée serait également une bonne idée pour prolonger le fonctionnement du détecteur en cas de défaillance du secteur due à l'incendie. À noter que lors de la mise sous tension, le condensateur C10 et la résistance R12 produisent un bref pic positif sur l'entrée Reset de IC5. On peut obtenir le même résultat par une pression sur le poussoir rouge de RAZ prévu sur la carte.

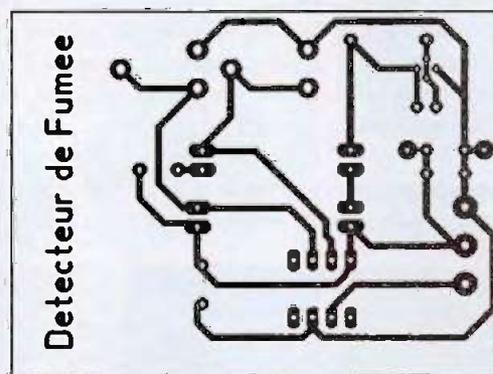
## Réalisation - réglages

Deux circuits imprimés à l'échelle 1/1 sont proposés sur les figures 4 et 6. Pour le détecteur qui sera inséré dans un petit boîtier TEKO, nous préconisons un support à broches "tulipe" sous le circuit IC3. La diode led L1 et la LDR1 associée seront reliées par un petit tube les isolant de la fumée. Les broches seront pliées délicatement avant insertion. La led L2 et la cellule LDR2 qui lui fait face sont plus simples à monter. On veillera simplement à bien orienter anode et cathode des diodes électroluminescentes. Si une diode zéner doit être utilisée pour baisser la tension du ventilateur, elle sera implantée verticalement sur le circuit. Le ventilateur doit attirer les

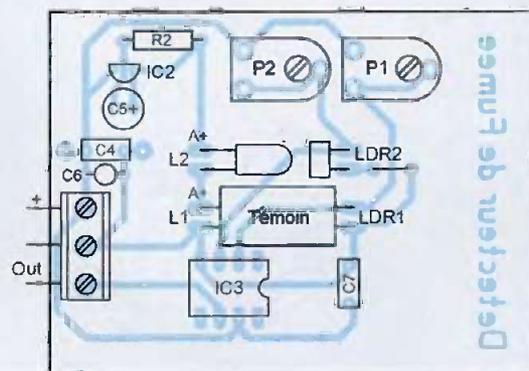
fumées, puis les conduire vers les composants "opto". **Son sens de rotation est donc primordial.** On ménagera une ouverture "haute" dans le boîtier pour autoriser l'évacuation de la fumée. La mise en place des composants sur la carte principale ne devrait guère poser plus de problèmes. Seule la dimension du transformateur pourrait vous obliger à modifier

quelque peu les pistes de cuivre. De solides borniers à vis faciliteront les liaisons en fils souples entre les deux cartes.

Un premier contrôle consiste à mesurer la tension de 12 volts en divers points. Les leds L1 et L2 s'illuminent ensembles, ainsi que L3. À l'aide d'un voltmètre numérique, on relève la tension présente sur la broche 2 de IC3. On devra pour ce faire position-



**4** Tracé du circuit imprimé



**5** Implantation des composants du circuit de détection

ner le curseur de l'ajustable P1 à mi-course. Il ne reste plus qu'à produire sur la broche 3 une tension très légèrement inférieure à cette valeur en manœuvrant l'ajustable P2. La sortie 6 de l'AOP doit rester "basse" et l'alarme n'est donc pas déclenchée. Le moindre obscurcissement sur la cellule LDR2 fera basculer le comparateur et activera à la fois la led rouge et le buzzer. Un simple fil glissé entre L2 et sa cellule peut provoquer ce

déclenchement. Il ne reste plus qu'à procéder à un essai avec une fumée réelle, bien épaisse et opaque, comme celle produite par la combustion de feuilles humides. Si la fumée d'une cigarette parvient à déclencher ce système, c'est que le réglage a vraiment été fait minutieusement. En espérant tout de même que cette réalisation n'aura pas à servir trop souvent !

G. ISABEL

## Nomenclature

### Semi-conducteurs

Pont moulé cylindrique, 1 A  
 IC1 : régulateur intégré, 7812, boîtier TO 220  
 L1, L2 : led jaune 5 mm  
 L3 : led verte 5 mm  
 L4 : led rouge clignotante, 5 mm  
 IC2 : régulateur 78L05, boîtier TO 92  
 IC3 : ampli OP  $\mu$ A 741, DIL 8  
 IC4 : portes NOR 4001  
 IC5 : double bascule 4013  
 T1, T2 : BC 337  
 Z1 : diode zener 2.7 à 5,1 volts, (voir texte)

### Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

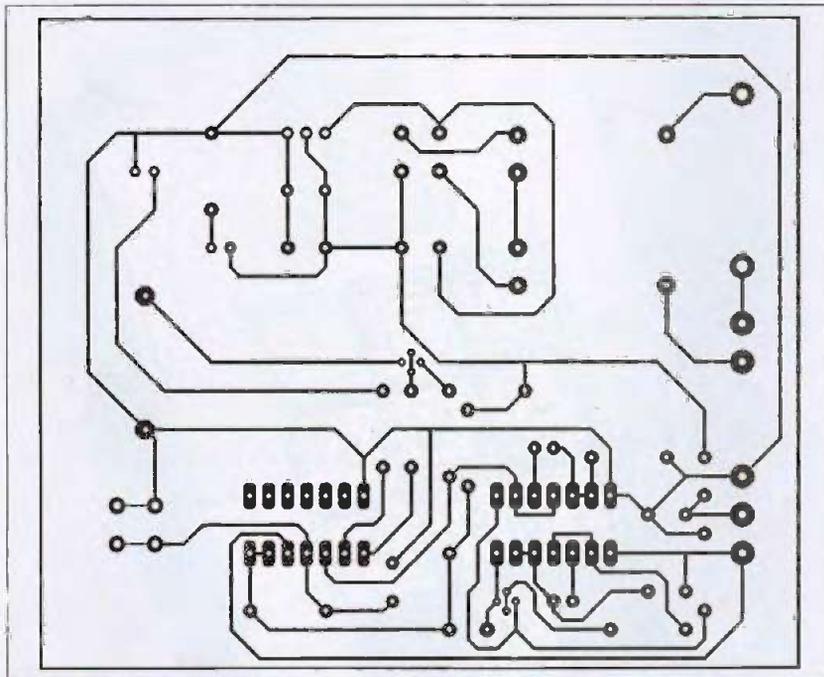
R1 : 390  $\Omega$   
 R2 : 120  $\Omega$   
 R3 : 39 k $\Omega$   
 R4 : 220 k $\Omega$   
 R5 : 820  $\Omega$   
 R6 : 1,5 k $\Omega$   
 R7 : 100 k $\Omega$   
 R8 : 47 k $\Omega$   
 R9 : 330  $\Omega$   
 R10 : 1 k $\Omega$   
 R11 : 33  $\Omega$   
 R12 : 100 k $\Omega$   
 P1, P2 : ajustable 10 k $\Omega$ , pas de 2,54 mm

### Condensateurs

C1, C2 : 470  $\mu$ F / 25 V  
 C3 : plastique 47 nF  
 C4 : plastique 470 nF  
 C5 : 1  $\mu$ F / 16 V  
 C6, C7 : plastique 22 nF  
 C8, C9 : 10  $\mu$ F / 16 V  
 C10 : plastique 47 nF

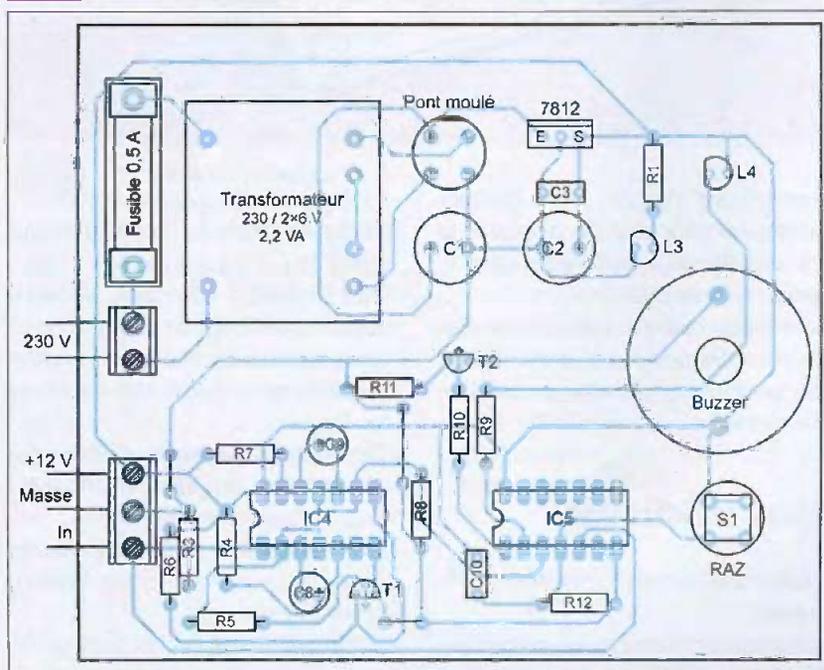
### Divers

Transformateur à picots, 230 V / 2 x 6 V, 2,2 VA  
 Porte fusible + cartouche 0,5 A  
 Bloc de 2 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm  
 2 blocs de 3 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm  
 2 supports à souder, DIL 14 broches "tulipes"  
 Support à souder, DIL 8 broches "tulipes"  
 2 cellules photorésistantes LDR 5 mm  
 Buzzer 12 V  
 Pousoir miniature pour C.I.  
 Ventilateur miniature 6 à 12 V  
 Cordon secteur, fils souples  
 Boîtier TEKO



### 6 Tracé du circuit imprimé

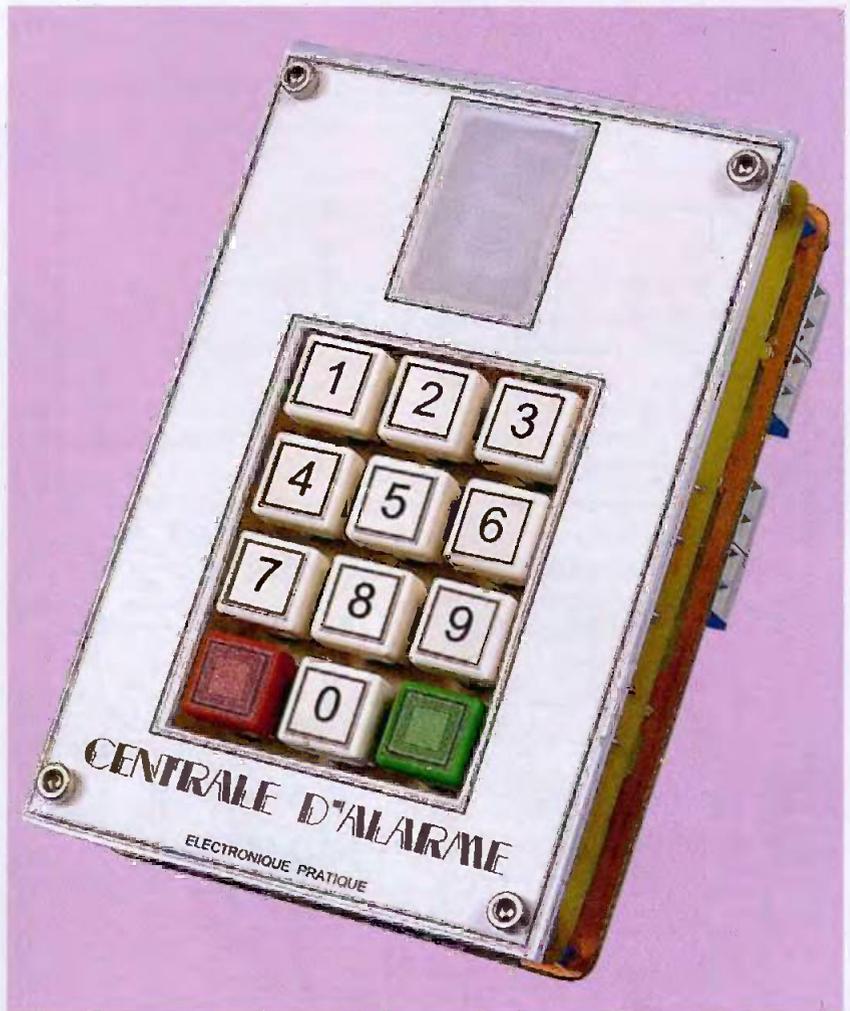
### 7 Implantation des composants de la carte principale



# Centrale d'alarme universelle à haute sécurité avec antivol

Nos lecteurs assidus s'en souviennent certainement, « Électronique Pratique » avait proposé, il y a cinq ans, une centrale d'alarme et antivol. Devant le vif succès rencontré et avec l'évolution de la technologie en matière de microcontrôleur et d'outils de développement, nous vous proposons une nouvelle version de cette réalisation nettement améliorée.

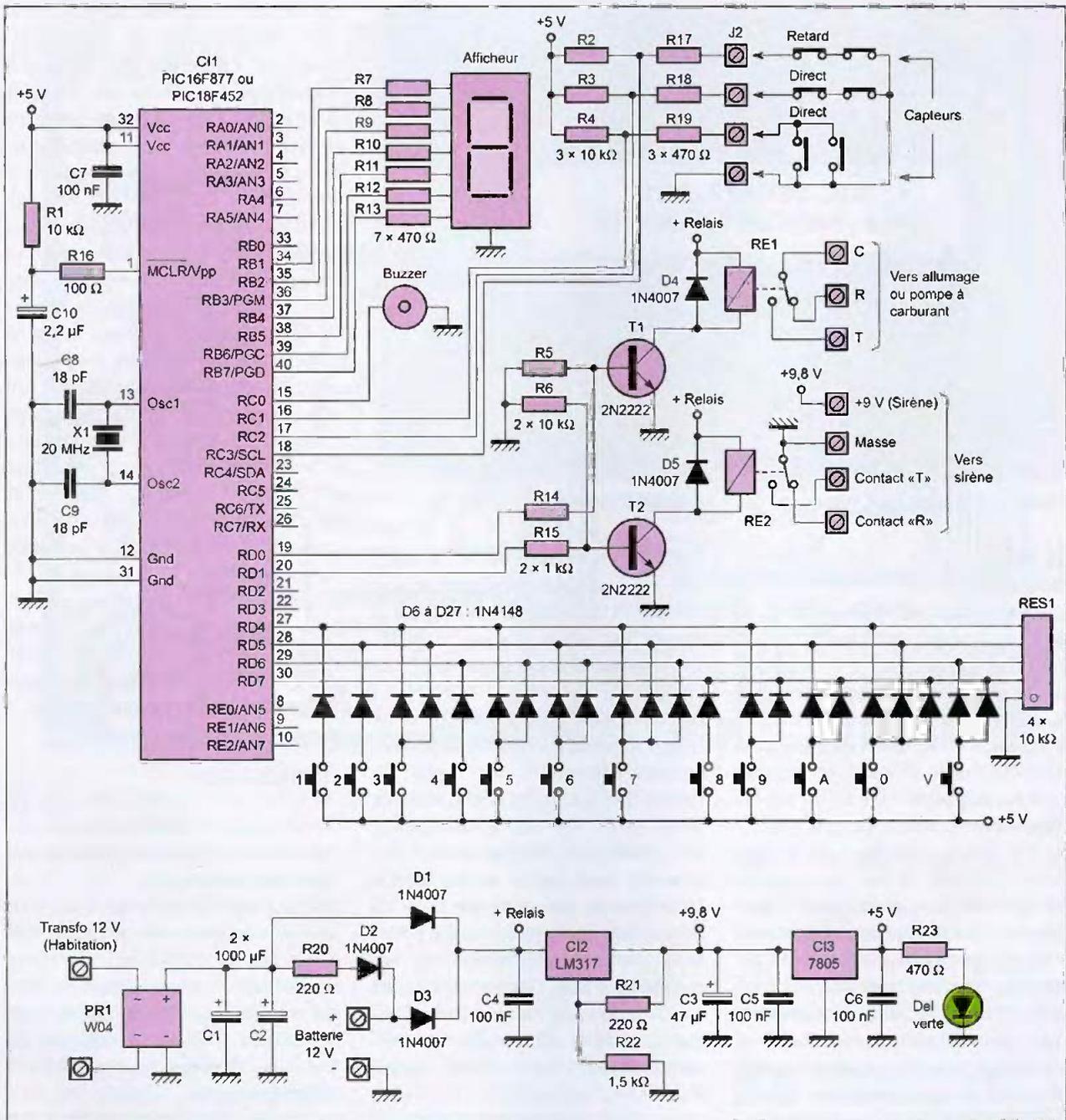
**L**es derniers véhicules automobiles sont équipés, de série, d'un système antivol efficace, mais tous nos lecteurs ne possèdent pas ce type de véhicule, à commencer par les collectionneurs ! Notre centrale d'alarme et antivol se targue d'être universelle car elle peut également protéger efficacement votre logement ou villa et même votre bateau. Ce type d'appareil se trouve aisément dans le commerce, mais pour un modèle aussi performant et universel que cette réalisation, les prix s'envolent dans une large mesure. Notre centrale vous surprendra par sa taille, sa fiabilité, ses performances, sa facilité d'installation, mais également par son coût modique. Elle est conçue à base du récent microcontrôleur PIC 18F452 ou d'un PIC16F877 plus connu de nos lecteurs, seul le fichier à programmer change, mais il est fourni



gratuitement. De plus, notre centrale est prévue pour aller de pair avec la sirène d'alarme à haute sécurité précédemment publiée. Consultez ses caractéristiques et laissez-vous tenter par cette réalisation pour votre sécurité et celle de vos biens !

## Caractéristiques

- Taille réduite, possibilité d'encastrement.
- Technologie totalement numérique à microcontrôleur.
- Choix entre 2 microcontrôleurs.
- Temporisation de sortie réglable entre 10 et 90 secondes en 9 pas.
- Temporisation d'entrée réglable entre 10 et 90 secondes en 9 pas.
- Temporisation d'alarme (sirène) réglable entre 40 et 100 secondes en 9 pas.
- Visualisation en temps réel de tous les états sur un grand afficheur à 7 segments.
- Clavier de commande à 12 touches.
- Mise en service par une unique touche.
- Code d'arrêt à 4 chiffres à programmation autonome.



## 1 Schéma de principe

- Changement de code depuis le clavier.
- Code mémorisé sans batterie (conservation de plusieurs années).
- Sécurités multiples durant la saisie au clavier (temps d'action et d'inaction).
- 3 séries de zones de protection (2 à déclenchement immédiat et 1 à déclenchement retardé).
- Surveillance par 2 boucles fermées et 1 ouverte.
- Possibilité d'adapter tout type de capteur dans les boucles de surveillance.

- Coupe circuit dès la mise en surveillance (véhicule, bateau, coupure d'eau en habitation, etc.).
- Sortie sirène et antivol sur 2 relais T/R.
- Circuit de charge intégré pour batterie 12 volts (habitation).
- Compatibilité avec la plupart des sirènes.

## Schéma de principe

L'emploi pour C11 d'un puissant microcontrôleur PIC16F877 ou PIC

18F452 simplifiée à l'extrême le schéma de principe de la **figure 1**. Celui-ci gère, par programme, tous les états et toutes les temporisations de manière bien plus souple qu'en logique câblée. Le quartz X1 de 20 MHz, accompagné des condensateurs C8 et C9 cadencent l'horloge interne du microcontrôleur. Le circuit d'initialisation est confié au condensateur C10 déchargé par la résistance R1, le courant sur la broche « MCLR » est limité par la résistance R16. Le condensateur C7 assure le découplage



**L'emploi d'un puissant microcontrôleur simplifie à l'extrême la réalisation**

ge de la tension d'alimentation au plus près du PIC.

La visualisation générale de tous les états de la centrale d'alarme se fait sur un grand afficheur à 7 segments de 20 mm à cathode commune relié au port « B » entre les broches « RB1 » à « RB7 ». Les leds intégrées sont respectivement limitées en courant pour les segments « g » à « a » par les résistances R7 à R13. La ligne « RC0 » du PIC attaque directement un petit buzzer piézo de 13 mm, le propre de ce type de composant étant justement sa consommation de courant dérisoire. Les lignes « RC1 » à « RC3 » scrutent l'état des boucles des zones à surveiller. Une zone à boucle fermée doit toujours présenter une masse sur la broche du microcontrôleur pour ne pas déclencher l'alarme, une zone à boucle ouverte travaille de manière inverse. Les résistances R2 à R4 assurent la polarisation positive de ces entrées. Les résistances R17 à R19 jouent un rôle protecteur en limitant le courant.

Les lignes « RD0 » et « RD1 », configurées en sortie par programmation, gèrent respectivement la commande du relais de l'antivol et de la sirène. Ces deux circuits sont identiques. Au repos, les transistors sont bloqués par l'état des deux broches précédemment citées et par les résistances R5 et R6. En présence d'un état logique haut sur « RD0 » ou « RD1 », les résistances de base R14 et R15 acheminent le signal aux

bases des transistors NPN, T1 et T2. Ces derniers deviennent passants et alimentent les relais RE1 et RE2 par la masse. Les diodes D4 et D5 protègent les transistors contre les courants de retour.

Le clavier est confectionné à partir de douze touches de type « D6 » et de diodes anti-retour. Au repos, le réseau de résistances RES1 force les lignes « RD4 » à « RD7 », configurées en entrée par programmation, au potentiel de la masse. Si une touche est actionnée, elle compose un code unique sur les quatre entrées précitées du microcontrôleur via les diodes D6 à D27. L'action simultanée sur deux touches ne peut pas se différencier car le code risque de correspondre à un code existant à partir d'une seule touche.

La centrale d'alarme étant universelle, l'alimentation doit pouvoir répondre à toutes les situations. Si vous décidez de l'installer dans une habitation, vous devrez prévoir un transformateur ou un adaptateur secteur fournissant une tension alternative ou continue de 12 volts efficaces. Après redressement par le pont de diodes PR1 et filtrage par l'intermédiaire des condensateurs C1 et C2, la tension avoisinera 16 volts continus. Si la tension du secteur est présente, elle passe par la diode D1 pour alimenter le montage et d'autre part, charge la batterie de sauvegarde à travers la résistance R20 et la diode anti-retour D2. En cas de défaillance

du secteur, la batterie fournit le courant nécessaire via la diode anti-retour D3. La tension est prélevée à ce point pour alimenter les relais. Le condensateur C4 découple la tension d'entrée du régulateur positif ajustable CI2. La résistance R21 donne la référence de CI2 (1,25 V) et R22 fixe sa tension de sortie à 9,8 volts. Nous utilisons cette tension bien stable et filtrée par le condensateur C3 pour alimenter notre sirène à haute sécurité, précédemment publiée, ou toute autre du commerce dont la consommation ne dépasse pas 400 mA. Un régulateur positif fixe CI3 se charge d'abaisser la tension à +5 volts pour le microcontrôleur. Le condensateur C5 découple sa tension d'entrée et C6 celle de sortie. La led limitée en courant par R23 atteste la présence de l'alimentation.

Sur un véhicule ou un bateau, le montage s'alimente directement à partir d'une batterie. Les composants prévus en aval pour traiter le courant issu du secteur peuvent être supprimés.

## Réalisation

Le montage se répartit sur deux circuits imprimés de type simple face et de taille modeste.

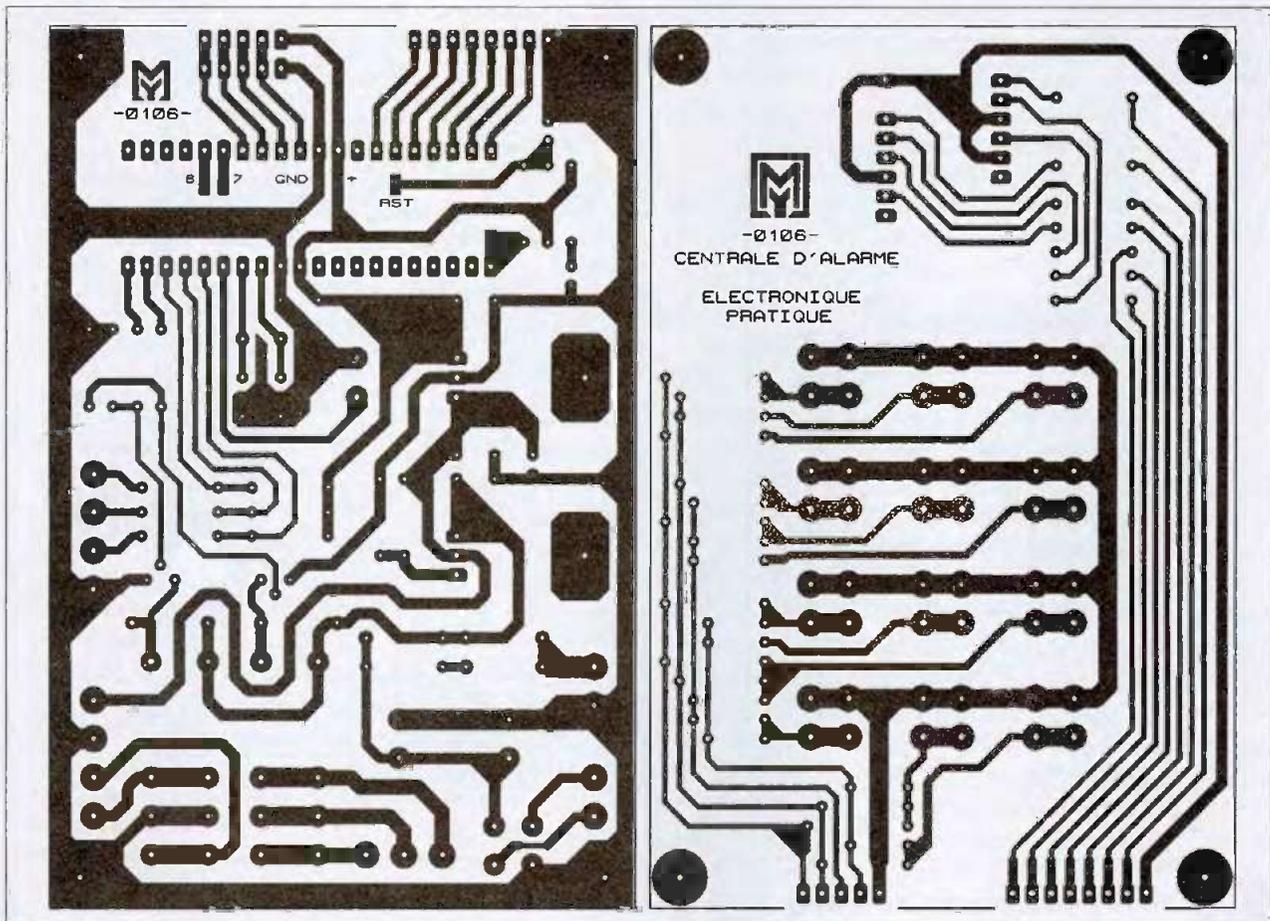
Prévus pour être assemblés l'un au-dessus de l'autre, ils se raccordent électriquement entre eux par deux connecteurs conçus à base de barrettes sécables mâle et femelle. Des entretoises filetées et des vis de 3 mm de diamètre les maintiennent mécaniquement.

La platine supérieure supporte les organes de commande (clavier) et de visualisation (afficheur) et l'autre platine, tous les autres composants.

Les dessins des typons sont donnés à la **figure 2**.

Le transfert sur les plaques présensibilisées doit se faire par la méthode photographique, la seule assurant une qualité optimale. Après révélation, puis rinçage, les plaques sont gravées dans un bain de perchlorure de fer, puis à nouveau soigneusement rincées.

L'opération de perçages des pastilles s'effectue à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous devront être alésés à des diamètres



## 2 Tracé des circuits imprimés vus du côté cuivré

légèrement supérieurs en fonction de la taille des composants (notamment : ceux des régulateurs de tension, des diodes, des borniers à vis, des touches...), pour cette raison, nous vous conseillons vivement de vous procurer toutes les pièces avant de commencer.

La réalisation est prévue pour supprimer les câblages externes (clavier, relais, afficheur, etc.). Tous les composants, y compris les organes de commande sont câblés sur les platines. Suivez ensuite le plan d'implantation de la **figure 3**.

Travaillez selon un ordre précis tenant compte de la taille et de la fragilité des composants. Soudez en premier lieu les résistances, les diodes, le support de circuit intégré, le réseau de résistances, les condensateurs céramiques, le buzzer, les condensateurs au mylar, les transistors, les borniers à vis, la led, l'afficheur, les touches de commandes, le quartz, les condensateurs chimiques, les régulateurs fixés sur leur dissipateur respectif et pour terminer les relais.

Passez maintenant au montage des connecteurs entre les deux platines. Enfichez les barrettes sécables de type « tulipe » entre elles, le côté mâle vers la plaque supérieure, mais sur la face cuivrée ; ne soudez rien pour l'instant.

Assemblez mécaniquement les deux circuits imprimés à l'aide de quatre entretoises filetées de 3 x 10, les deux faces cuivrées en regard, emprisonnant ainsi les connecteurs.

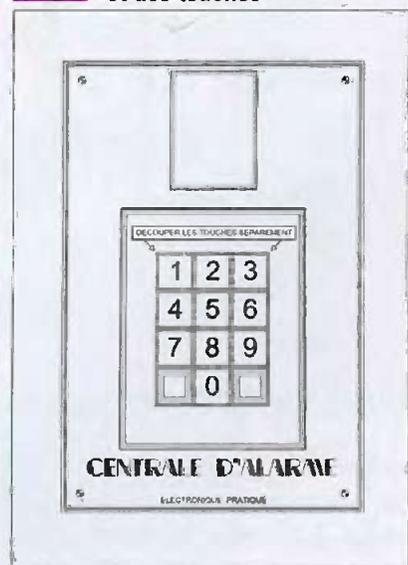
Soudez alors ces derniers (pour vous aider, observez la photo de la maquette). Prenez garde au sens des composants polarisés, une erreur peut leur être fatale (microcontrôleur, diodes, led, pont de redressement, condensateurs chimiques, réseau de résistances et les touches car celles-ci comportent des liaisons internes).

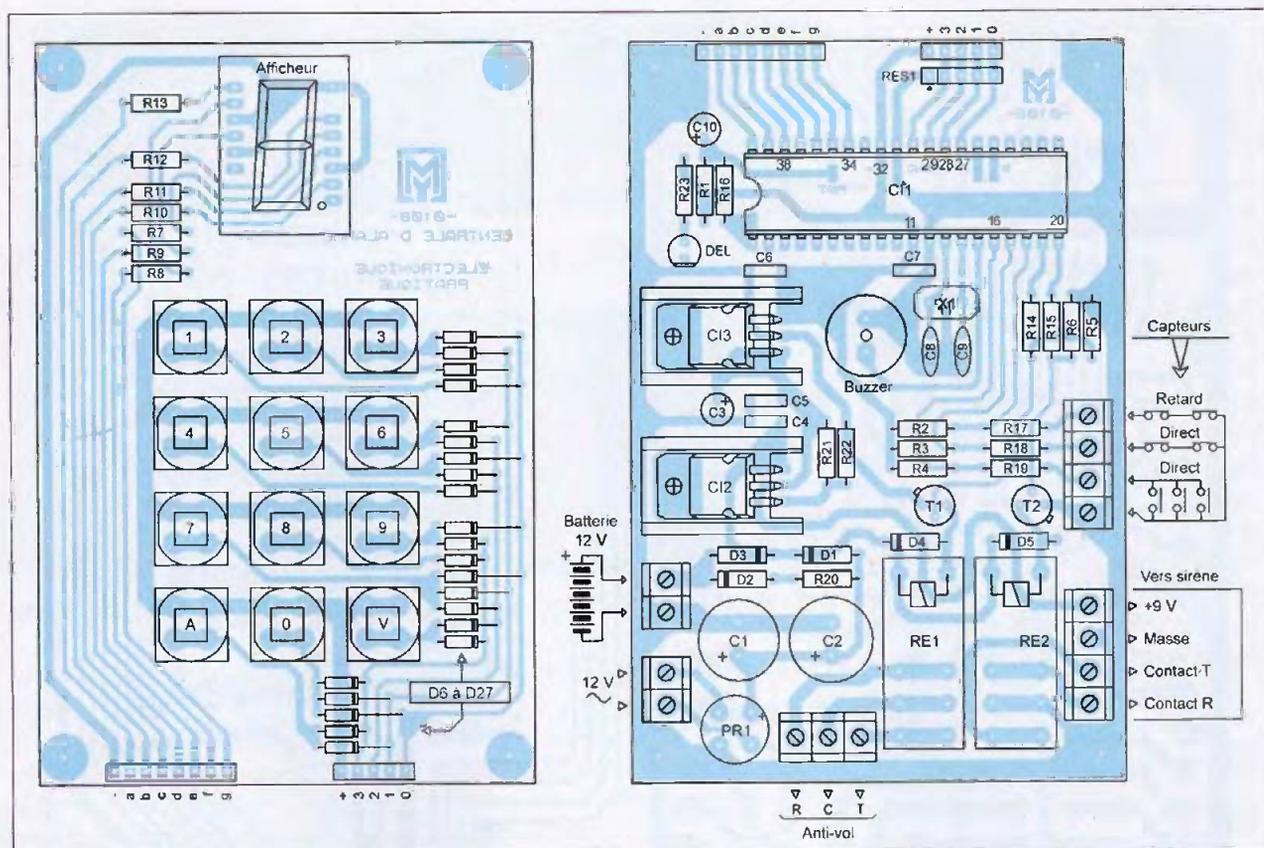
La **figure 4** montre un dessin de face avant à l'échelle 1/2. Vous devez le reporter par collage ou transfert sur une plaque de plexiglas ou d'aluminium pouvant servir de plaque d'encastrement (après agrandissement à 200 %).

## Mise en service

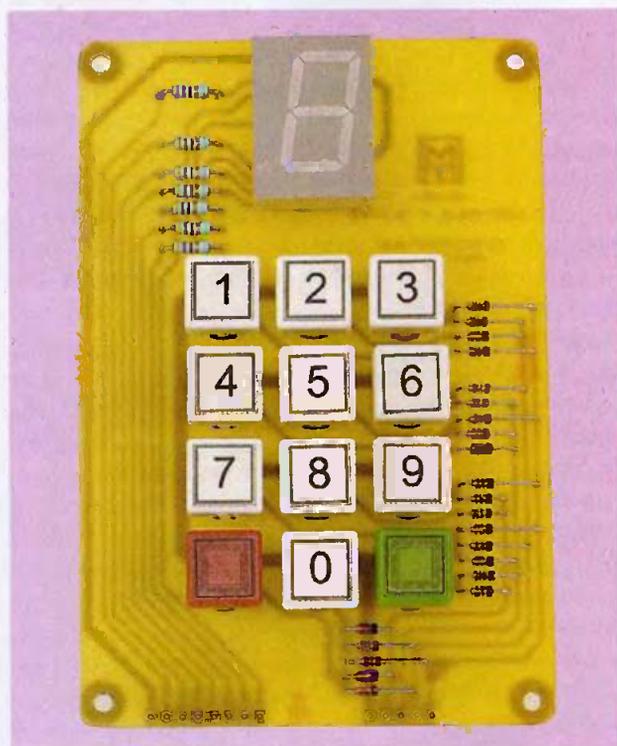
Avant d'alimenter votre centrale d'alarme, pour un essai préliminaire, il est indispensable de vérifier qu'il ne subsiste aucune erreur de câblage (contrôlez le sens et la valeur des

## 4 Dessin de la face avant et des touches

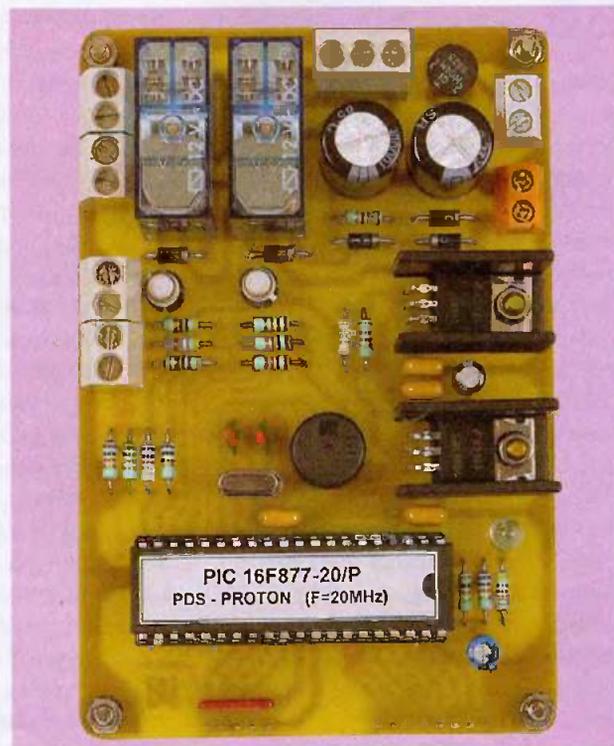




### 3 Plan d'implantation des composants



La platine supérieure supporte les organes de commande



La platine inférieure supporte le reste des composants

composants, mais également la qualité des soudures et des pistes cuivrées). Aidez-vous, au besoin, d'une loupe. Alimentez maintenant le mon-

tage à partir du transformateur ou de la batterie, sans insérer le microcontrôleur sur son support. Vérifiez ensuite la présence des tensions à

l'aide d'un voltmètre numérique : « +9,8 volts » sur le bornier à vis de la sirène, et « +5 volts » sur le support de C11. La led doit s'allumer pour

## Nomenclature

### Résistances 5 %

R1 à R6 : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R7 à R13, R17 à R19, R23 : 470 Ω (jaune, violet, marron)  
 R14 à R15 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R16 : 100 Ω (marron, noir, marron)  
 R20, R21 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R22 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
 RES1 : Réseau de résistances 4 x 10 kΩ

### Condensateurs

C1, C2 : 1000 µF/25 V  
 C3 : 47 µF/25 V  
 C4 à C7 : 100 nF (mylar)  
 C8 à C9 : 18 à 22 pF (céramiques)  
 C10 : 2,2 µF/25 V

### Semi-conducteurs

Cl1 : PIC 16F877 ou PIC18F452 (voir texte)  
 Cl2 : LM317  
 Cl3 : 7805  
 D1 à D5 : 1N 4007  
 D6 à D27 : 1N 4148  
 DEL : 5 mm verte  
 Afficheur ref. SC08-11HWA cathode commune hauteur 20 mm (disponibles chez St Quentin Radio à Paris et en VPC)  
 T1, T2 : 2N2222 (ou équivalent)  
 PR1 : Pont de redressement rond W04 (par exemple)

### Divers

X1 : Quartz 20 MHz  
 12 touches contact type « D6 » pour circuit imprimé  
 12 cabochons clipsables pour « D6 » (1 vert, 1 rouge et 10 blancs ou jaunes)  
 1 support de circuit intégré à 40 broches  
 2 dissipateurs thermiques pour TO220 type ML26  
 Borniers à vis au pas de 5,08 mm  
 1 Buzzer piézo diamètre 13 mm  
 RE1, RE2 : Relais 2TR bobine en 12 V DC type : FINDER 4052  
 Visserie et entretoises filetées diamètre 3 mm, longueur 10 mm  
 Barrettes sécables mâle et femelle type « tulipe »  
 RE1, RE2 : Relais DIL 5 volts 2 T/R

vous avertir de la mise sous tension de la centrale.

Si vous alimentez le montage à partir d'un transformateur, vous pouvez aussi contrôler l'intensité de charge de la batterie au moyen d'un multimètre commuté en milliampèremètre et raccordé en série sur le positif du connecteur de la batterie.

Assurez-vous enfin du fonctionne-

ment des relais en établissant une liaison temporaire entre le pôle positif (+5 volts) et la broche 19 support de circuit intégré vide pour RE1, puis la broche 20 pour RE2.

Mettez votre réalisation hors tension et programmez Cl1 avant de le mettre en place.

## Programmation

Comme annoncé en début de cette étude, la centrale d'alarme peut fonctionner avec deux microcontrôleurs différents : soit un PIC 16F877, soit un PIC 18F452. Vous avons mis à votre disposition, sur le site Internet du magazine : « <http://www.electroniquepratique.com> », deux fichiers destinés à l'un ou l'autre composant, en fonction de votre choix. Les lecteurs n'ayant pas l'opportunité de se connecter à Internet peuvent les obtenir en adressant à la rédaction un CDROM sous enveloppe auto-adressée suffisamment affranchie.

Vous devez ensuite posséder un simple programmeur de PIC se raccordant à votre PC, il en existe à tous les prix, voyez les annonceurs du magazine.

Nous en avons d'ailleurs publié plusieurs réalisations au cours de ces dernières années.

## Utilisation

L'utilisation courante de votre centrale d'alarme, comme tout appareil sophistiqué, requiert la lecture d'un mode d'emploi.

Ce paragraphe vous propose de le remplacer.

En façade, vous disposez de dix touches numérotées de 0 à 9, d'une rouge et d'une verte. Elles servent à entrer toutes les commandes, y compris le réglage des temporisations, le

changement du code et les mémorisations.

Un afficheur à 7 segments de 20 mm, utilisé de manière optimale vous renseigne en temps réel sur tous les états de votre appareil. Vous l'avez compris, cette centrale d'alarme n'a rien à envier à ses homologues du commerce !

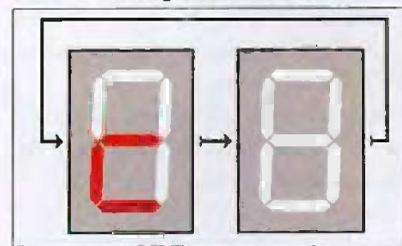
## Mode d'attente

C'est le mode par défaut de votre centrale d'alarme à la mise sous tension, l'afficheur vous l'indique par une séquence clignotante permanente dessinée à la **figure 5**. Elle ne surveille rien et attend vos ordres. Durant cette phase, vous pouvez modifier tous les paramètres ajustables : changement du code secret à quatre chiffres, réglage de la temporisation d'entrée, de sortie et d'alarme (sirène). Il est également possible de passer en mode « SURVEILLANCE » en appuyant simplement sur la touche verte.

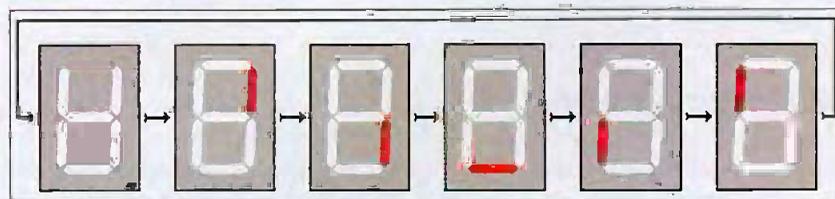
## Changement du code

En actionnant la touche rouge durant le mode « ATTENTE », la séquence clignotante de la **figure 6** vous demande d'entrer, dans l'ordre, les quatre chiffres de votre nouveau code secret. Chaque chiffre tapé au clavier s'affiche, puis la séquence de

**6** Clignotement du changement de code

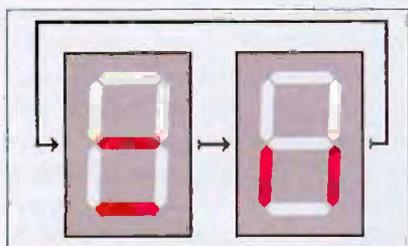


**5** Clignotement du mode "attente"



la **figure 7** vous indique qu'il faut : soit valider en actionnant la touche verte, soit annuler et recommencer en appuyant sur la rouge.

La validation entraîne la mémorisation en EEPROM du PIC accompagnée de trois bips sonores différents. S'ensuit la visualisation de votre nouveau code, chiffre après chiffre, de manière permanente afin de vous le confirmer et éviter tout risque d'erreur. Une action sur la touche rouge vous invite à tout recommencer. L'appui sur la verte valide définitivement le code et retourne au mode « ATTENTE ».



**7** Clignotement de la validation du code

## Réglage des temporisations

En actionnant la touche « 1 », « 2 », ou « 3 » durant le mode « ATTENTE », vous pouvez ajuster respectivement la temporisation d'entrée, de sortie, ou d'alarme (sirène).

Vous verrez alors la séquence clignotante correspondante des **figures 8, 9, ou 10**. Quelle que soit la temporisation demandée, le principe reste identique.

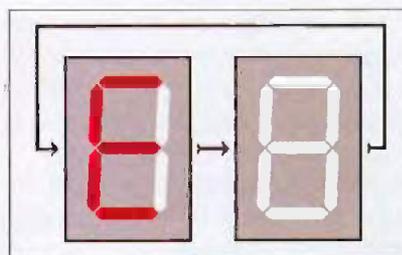
Actionnez une touche comprise entre 1 et 9 pour obtenir un délai variant de 10 à 90 secondes.

L'ajustage de l'alarme est augmenté de 10 secondes (compte tenu des bips sonores permanents durant ce cycle).

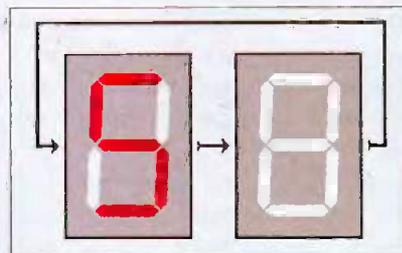
Une action sur la touche rouge annule la procédure. L'appui sur la verte mémorise la temporisation en EEPROM du PIC et retourne au mode « ATTENTE ».

## Mode surveillance

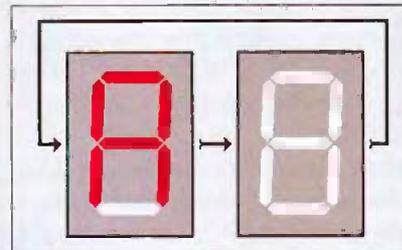
En actionnant la touche verte durant le mode « ATTENTE », la séquence de



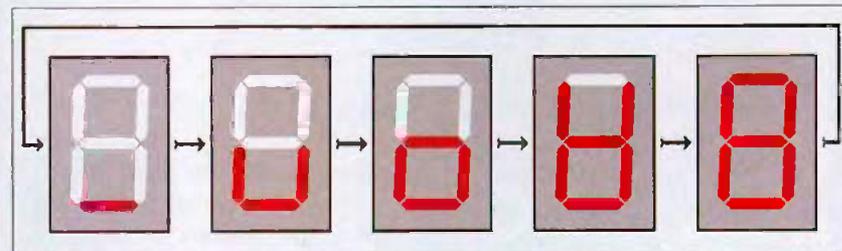
**8** Clignotement du réglage de la temporisation d'entrée



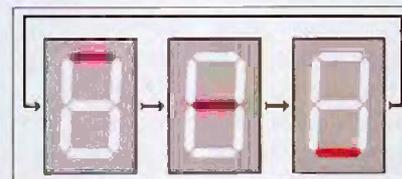
**9** Clignotement du réglage de la temporisation de sortie



**10** Clignotement du réglage de la temporisation d'alarme



**11** Séquence durant la temporisation de sortie



**12** Clignotement du mode "surveillance"

la **figure 11** vous montre que vous venez d'enclencher la temporisation de sortie avant d'entrer en mode surveillance.

La rapidité du défilement est fonction de la durée de la temporisation.

Pendant ce délai, un appui sur la touche rouge retourne au mode « ATTENTE ».

À l'issue de la temporisation, le clignotement permanent représenté à la **figure 12** indique que la centrale d'alarme est en mode « SURVEILLANCE ».

Les trois zones sont scrutées sans cesse.

Une anomalie sur une zone à déclenchement immédiat provoque le hurlement, sans délai, de la sirène et l'entrée dans le mode « ALARME ».

L'ouverture de la zone à déclenchement retardé appelle la temporisation d'entrée signalée par la séquence de la **figure 13**.

La rapidité du défilement est, là aussi, fonction de la durée de la temporisation.

Pendant ce délai, vous devez entrer le code secret pour inhiber l'alarme et revenir en mode attente.

Aucune autre action ne sera prise en compte.

Lors de la saisie du code, seul le rang du chiffre s'affiche (1, 2, 3, ou 4).

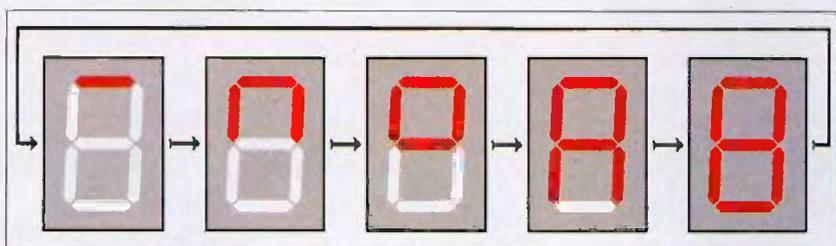
Par mesure de sécurité, le chiffre du code ne s'affiche pas. En cas d'erreur, vous disposez de deux autres essais avant le passage en mode « ALARME ».

Chaque action prise en compte se traduit par un changement d'affichage (rang du code) et un bip sonore afin d'éviter une éventuelle erreur de saisie. Deux autres protections surveillent les actions au clavier.

La première analyse le temps d'appui sur une touche : il ne peut dépasser 10 secondes sans déclencher l'alarme. La seconde contrôle le temps total de saisie du code : il doit rester inférieur à 20 secondes.

Si le code correspond, la centrale revient en mode « ATTENTE ».

La séquence représentée à la



## Les capteurs

Électriquement, notre centrale d'alarme surveille les zones à protéger par l'ouverture ou la fermeture de contacts raccordés en série ou en parallèle sur trois réseaux de boucles distinctes.

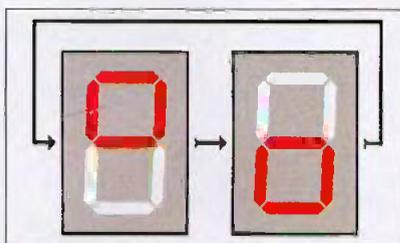
Libre à vous de choisir le type de protection souhaitée.

Nous vous invitons à consulter les catalogues des grands spécialistes de l'alarme :

notamment les sociétés LEXTRONIC et SELECTRONIC, annonceurs dans la revue.

Vous y trouverez une grande variété de détecteurs de chocs, de fumée, de gaz, de chaleur, magnétiques, volumétriques, etc., pouvant remplacer les contacts ou s'intercaler dans les boucles des zones.

### 13 Séquence durant la temporisation d'entrée



### 14 Clignotement du mode "alarme"

**figure 14** vous signale le déclenchement du mode « ALARME » et le hurlement de la sirène.

Elle s'accompagne de deux tonalités

sonores se répétant durant toute cette phase, à un rythme variant selon le réglage de la temporisation d'alarme, hormis pendant la saisie du code.

Vous pouvez à tout moment saisir le code secret dans les mêmes conditions que ci-dessus, pour inhiber l'alarme et retourner en mode « ATTENTE ».

À défaut, une fois la temporisation écoulée, la centrale d'alarme se remet en mode « SURVEILLANCE », à l'affût d'un nouveau déclenchement.

Y. MERGY

Et si on parlait « tubes » ... 11 COURS

# Led



Fichiers PDF  
94 pages

25 €

## Et si on parlait tubes...

En 11 cours,  
apprenez à connaître  
et à maîtriser  
le fonctionnement des tubes  
électroniques

Émission thermoionique, électron-volt,  
charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_

N° : \_\_\_\_\_ Rue : \_\_\_\_\_

Code Postal : \_\_\_\_\_ Ville-Pays : \_\_\_\_\_

Ci-joint mon règlement par :  chèque bancaire  CCP  mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal

A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

# MONTAGES AUDIO

COURS N° 22 : ET SI ON PARLAIT « TUBES »

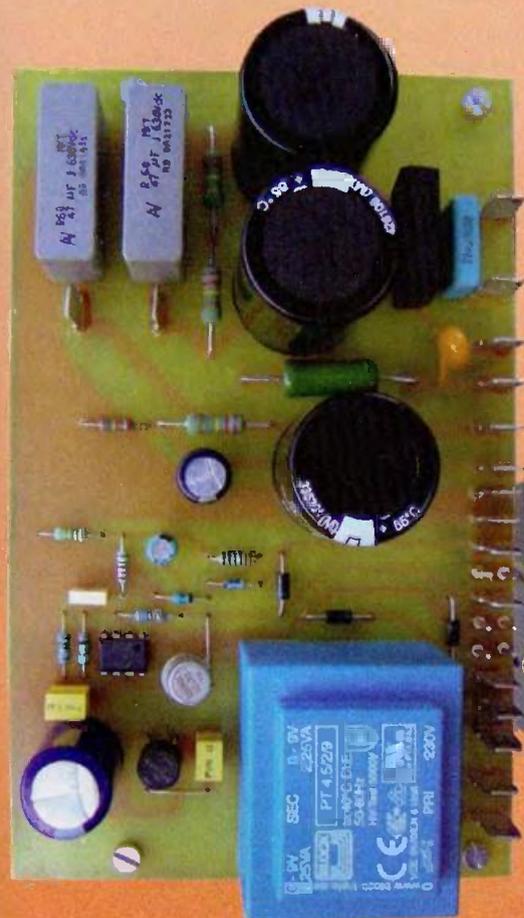
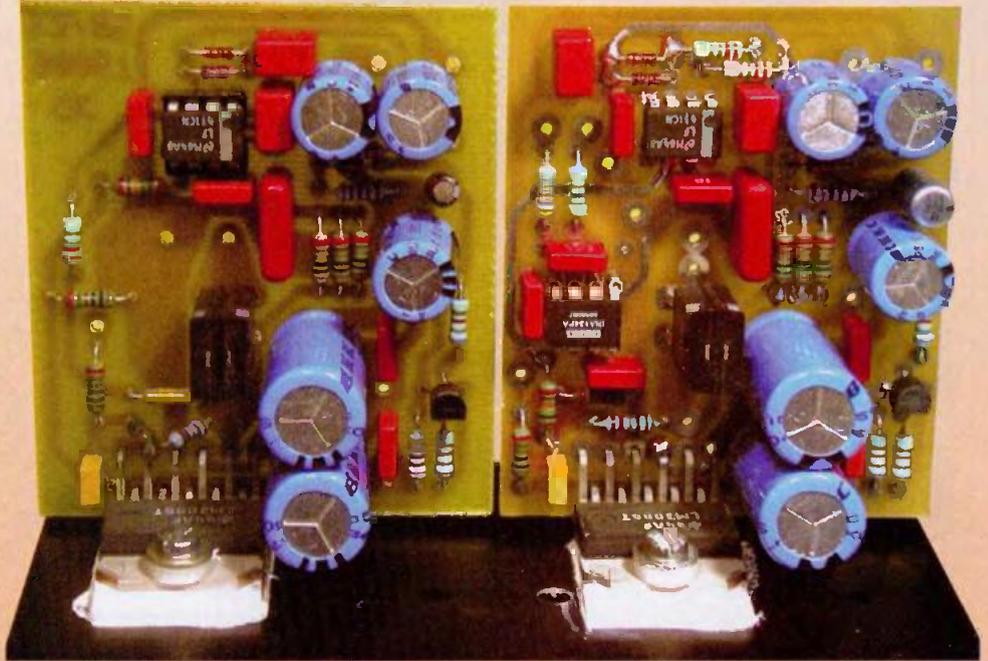
L'AMPLIFICATION DITE DE « PUISSANCE »

PUSH-PULL CLASSE A DE 2 x 24 Weff

ET SON ALIMENTATION NON STABILISÉE

AMPLI PONTÉ DE 120 Weff A LM3886 NS

AMPLIFICATEUR  
PONTÉ A BASE DE  
LM3886  
Pmax : 120 Weff



ALIMENTATION NON STABILISÉE POUR PP 6L6GC

## DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

### L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE)

Dans le précédent numéro d'Electronique Pratique, nous avons étudié les règles générales de l'amplification de puissance avec des tubes. Or, nos triodes, tétrodes et pentodes, telles que nous les avons fait fonctionner, chargées par des résistances pures, pourraient à la rigueur servir de grille pain. Ce qui, avouons-le, pour nous qui cherchons à faire de l'audio, n'est pas le but recherché ! Il nous faut donc trouver un instrument qui va nous permettre d'extraire le maximum de puissance de nos « chers » tubes avec le minimum de pertes sous forme de chaleur. Cet instrument existe, vous le connaissez, c'est le transformateur.

Jusqu'à présent nous n'avons parlé du transformateur que dans les chapitres traitant des alimentations. Ce qui nous intéressait alors étaient les notions d'élévation ou d'abaissement de tensions alternatives (cours n°12, *Led* n°185) essentiellement fournies par le secteur. Aujourd'hui, nous allons étudier un autre aspect de cet engin magique : l'adaptation des impédances.

#### LE TRANSFORMATEUR : UN ADAPTATEUR D'IMPÉDANCE IDÉAL

Tout d'abord, pourquoi avons-nous besoin d'un adaptateur d'impédance ? Dans notre précédent cours, nous avons déterminé la résistance de charge optimale pour tirer le maximum de

puissance avec le minimum de distorsion pour un tube donné et une haute tension déterminée (trois à six fois la résistance interne pour une triode, 1/5<sup>e</sup> à 1/10<sup>e</sup> de la résistance interne pour une pentode ou une tétrode).

Le problème pratique se pose de la façon suivante. En nous inspirant de notre dernier cours, nous avons construit un amplificateur utilisant une triode 300B. Nous avons défini la charge optimale du tube à 4 000  $\Omega$ .

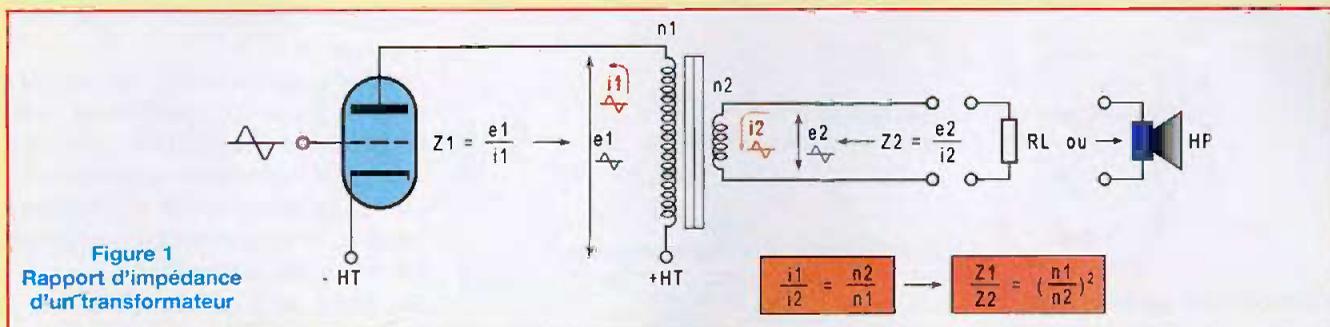
Or, nous disposons d'un haut-parleur de 8  $\Omega$  d'impédance. Inutile de vous dire qu'il est exclu de connecter directement le haut-parleur en lieu et place de la résistance de charge ! Soyons sérieux ! Pouvons-nous respecter la charge optimale en connectant une résistance de 4 000  $\Omega$  - 8  $\Omega$  = 3 992  $\Omega$  en série avec le haut-parleur de 8  $\Omega$  ? Bien sûr, la charge optimale du tube serait respectée et l'on tirerait le maximum de puissance pour le minimum de distorsion... sous forme de chaleur dans la résistance !

Car le malheureux haut-parleur ne recevrait que 0,2 % de la puissance délivrée par le tube, autant dire rien ! Donc, les résistances pour adapter l'impédance d'un haut-parleur à la charge d'un tube... on oublie !

Et vous allez constater qu'un transformateur correctement utilisé est l'instrument idéal pour adapter la faible charge que représente le haut-parleur à la charge élevée demandée par le tube et ce avec le minimum de pertes puisqu'un transformateur est un adaptateur d'impédance.

#### LE RAPPORT D'IMPÉDANCE D'UN TRANSFORMATEUR

Lorsqu'un transformateur est utilisé pour coupler le tube de puissance à un haut-parleur de, par exemple, 8  $\Omega$  d'impédance, un courant va circuler dans l'enroulement secondaire ( $i_2$ ). Ce cou-



rant va induire un flux dans le circuit magnétique (figure 1). Ce sont ce **courant au secondaire du transformateur et la variation de flux correspondante** qui vont induire une tension  $e_{1,2}$  au primaire. Un courant **correspondant au courant dans la charge** va circuler dans le primaire, le rapport de courant sera égal à l'inverse du rapport du nombre de tours.

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Ce qui signifie, en clair, que si, par exemple, votre transformateur comporte 100 spires au primaire et 10 spires au secondaire ( $n_2/n_1 = 0,1$ ) et que si le courant au primaire est de 0,1 ampère, le courant au secondaire sera de 1 ampère. Maintenant, mettons-nous à la place du tube **et regardons vers le transformateur**. Notre tube amplificateur va délivrer une tension alternative  $e_1$  au transformateur, ce qui va induire un courant  $i_1$  qui traversera l'enroulement primaire. Le tube « voit » donc une impédance  $Z_1$  (nous sommes en alternatif) égale au rapport  $e_1/i_1$  :

$$Z_1 (\Omega) = \frac{e_1}{i_1}$$

**Mais attention**, une charge  $RL$  est connectée au secondaire du transformateur (figure 1), en l'occurrence notre haut-parleur.

Comme nous l'avons vu précédemment, cette charge parcourue par le courant secondaire va induire, à son tour, une tension complexe  $e_{1,2}$  au primaire. L'impédance  $Z_1(\Omega)$  mesurée ne correspond pas du tout à la somme vectorielle de l'inductance du primaire seul et de sa résistance ohmique. Cette impédance va dépendre du courant  $i_1$

fourni par le tube. Lequel, à son tour, va dépendre de l'impédance de la charge  $RL$  et du rapport du nombre de tours entre le primaire et le secondaire.

En résumé : **toute modification de la valeur de la charge  $RL$  va changer l'impédance de charge  $Z_1$  du tube.**

En termes courants, lorsque l'on parle de « transformateur de sortie » :

- $Z_1$  est appelée impédance primaire
  - $Z_2$  est appelée impédance secondaire
- Ceci, en ayant toujours à l'esprit que l'impédance primaire ne peut être définie **qu'en fonction d'une impédance secondaire désignée.**

Dire qu'un transformateur de sortie a une impédance de 4 000  $\Omega$  ne signifie rien **tant qu'on n'a pas précisé la valeur de la charge**. On devra dire, par exemple, transformateur de sortie de 4 000  $\Omega$  pour une charge de 8  $\Omega$ .

Maintenant, changeons de côté et regardons le transformateur vu de la charge. Que voit-on ? Une impédance :

$$Z_2 (\Omega) = \frac{e_2}{i_2}$$

Même observation que pour le primaire. Cette impédance **ne correspond pas** à la somme vectorielle de l'inductance et de la résistance du secondaire seul, mais à l'impédance vue par la charge du secondaire avec le **primaire connecté au tube**, en l'occurrence la charge du primaire étant la résistance interne du tube. C'est une notion **extrêmement importante.**

**Un transformateur ne possède pas une impédance primaire et une impédance secondaire de lui-même, mais un rapport d'impédances.**

Autrement dit, l'impédance du primaire dépend de la charge connectée au secondaire et, à l'inverse, l'impédance du secondaire dépend de la charge connectée au primaire.

**Un transformateur est un adaptateur d'impédances.**

## DÉTERMINATION DE L'IMPÉDANCE D'UN TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Cela revient à calculer le rapport d'impédance entre le primaire et le secondaire d'un transformateur. Nous savons que l'impédance du primaire est :

$$Z_1 = \frac{e_1}{i_1}$$

et l'impédance secondaire :

$$Z_2 = \frac{e_2}{i_2}$$

Le rapport des impédances est :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{e_1/i_1}{e_2/i_2} = \frac{e_1}{e_2} \times \frac{i_2}{i_1}$$

Mais vous vous souvenez que le rapport de la tension primaire à la tension secondaire est égal au rapport du nombre de tours des enroulements

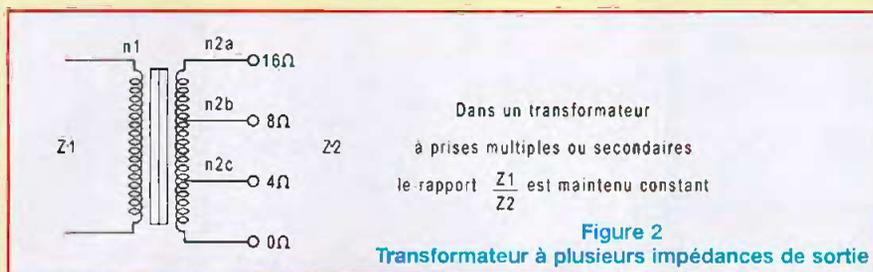
$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

De même, le rapport des intensités est égal à l'inverse du rapport du nombre de tours des enroulements.

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

On peut donc écrire :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$



Cette formule est fondamentale, vous l'emploierez à chaque fois que vous aurez à calculer la valeur de l'impédance d'un transformateur.

**Le rapport des impédances primaire et secondaire d'un transformateur est égal au carré du nombre de tours du primaire et du secondaire.**

Voici quelques exemples pratiques, très simples, afin de vous familiariser avec les transformateurs.

1- Pour charger correctement une triode de 300B, vous avez besoin d'un transformateur présentant une impédance au primaire de 4 000 Ω lorsqu'il est chargé au secondaire par un haut-parleur de 8 Ω. Quel est le rapport du nombre de tours primaire/secondaire ?

a) On pose :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2$$

b) D'où :

$$\frac{n1}{n2} = \sqrt{\frac{Z1}{Z2}} = \sqrt{\frac{4000}{8}} = 22,36$$

Le transformateur aura donc 22,36 fois plus de tours au primaire qu'au secondaire. Tout le reste concerne la fabrication du transformateur : diamètre du fil, dimensions du noyau magnétique, courant maximum, etc. Ils seront déterminés par le constructeur en fonction de la puissance, de la bande passante, de l'utilisation, etc.

2) Vous disposez d'un transformateur BF inconnu. À l'aide d'un générateur basse fréquence, vous voulez connaître son rapport de transformation. En appliquant une tension de 10 volts (1 000 Hz) au primaire, vous recueillez une tension de 0,6 volt au secondaire.

Le rapport de transformation est par

conséquent de 10/0,6

$$\frac{n1}{n2} = \frac{10}{0,6}$$

Vous voulez utiliser ce transformateur pour charger votre 300B (toujours elle !). Quelle doit être l'impédance du haut-parleur à connecter au secondaire afin d'obtenir la charge optimale de 4 000 Ω ?

a) On pose :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 = \left(\frac{10}{0,6}\right)^2 = 277,7$$

B) D'où :

$$Z2 = \frac{Z1}{277,7} = \frac{4000}{277,7} = 14,4 \Omega$$

Bingo ! Vous disposez d'un haut-parleur de 15 Ω... Cela va fonctionner !

3) Vous n'avez pas de chance, vous disposez d'un haut-parleur de 8 Ω. Quelle sera l'impédance du primaire de ce même transformateur chargé par 8 Ω à son secondaire ?

a) On pose :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 = \left(\frac{10}{0,6}\right)^2 = 277,7$$

b) D'où :

$$Z1 = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 \times Z2 = 277,7 \times 8 = 2213 \Omega$$

Votre montage va fonctionner, mais le tube sous-charge va vous fabriquer un sacré paquet de distorsions (lire cours précédent).

Si vous ne disposez que d'un haut-parleur de 4 Ω, alors là, attention ! L'impédance du primaire va chuter. Elle deviendra :

$$Z1 = \left(\frac{10}{0,6}\right)^2 \times 4 = 1106 \Omega$$

Votre tube va rougir de congestion !

4) La majorité des transformateurs de sortie disposent de plusieurs sorties

secondaires normalisées, en général : 4 Ω, 8 Ω, 16 Ω.

Lorsque vous construisez un prototype et que vous ne disposez pas du transformateur *ad hoc*, cela peut être très utile car, comme nous venons de l'étudier, un transformateur a son impédance primaire directement proportionnelle à la charge du secondaire.

Or, qu'est-ce qu'un transformateur à plusieurs impédances de sortie ? C'est un transformateur sur le secondaire duquel on a ménagé des prises intermédiaires sur un enroulement unique (figure 2).

Ceci revient à changer le rapport de transformation  $n1/n2$ . Le constructeur a calculé le nombre de spires au secondaire de façon à ce qu'un haut-parleur de 4 Ω, branché sur la sortie 4 Ω, « reflète » une impédance disons de 3 500 Ω au primaire. De même, si un haut-parleur de 8 Ω est branché sur la sortie 8 Ω, on obtiendra toujours 3 500 Ω au primaire.

Mais que se passe-t-il si l'on connecte un haut-parleur de 8 Ω sur la sortie 4 Ω ? Je ne développerai pas ici le calcul qui, au demeurant, est très simple en partant de :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2$$

Voici quel en est le résultat.

**L'impédance du primaire Z1 doit être multipliée par le rapport des impédances secondaires.**

Exemple : si l'impédance du primaire est de 3 500 Ω et si on connecte un haut-parleur de 8 Ω sur la sortie 4 Ω, le rapport des impédances secondaires est de  $8/4 = 2$ .

L'impédance du primaire devient :

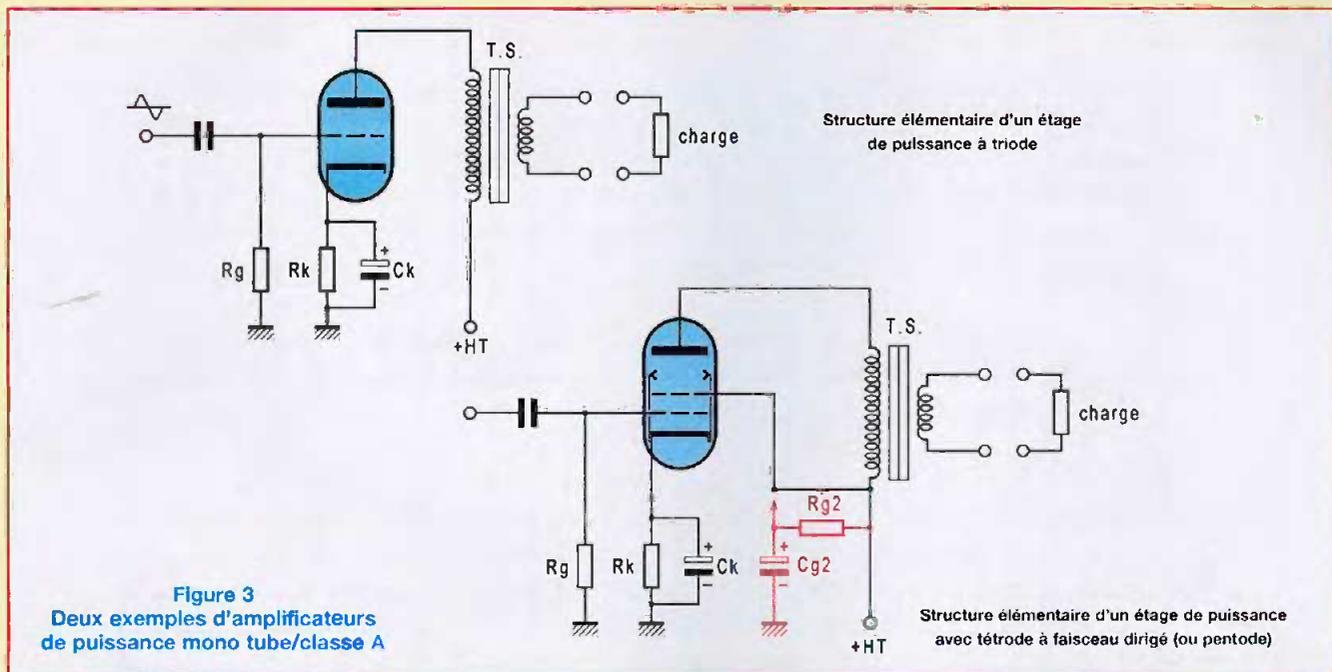
$$3\,500 \Omega \times 2 = 7\,000 \Omega$$

Si le haut-parleur de 8 Ω est branché sur la sortie 16 Ω, le rapport sera de  $8/16 = 0,5$ .

L'impédance du primaire devient :

$$3\,500 \Omega \times 0,5 = 1\,750 \Omega$$

Attention donc à la charge de vos amplificateurs, on ne connecte pas n'importe quel haut-parleur à n'importe quelle sortie haut-parleur. Le construc-



**Figure 3**  
Deux exemples d'amplificateurs de puissance mono tube/ classe A

teur de l'amplificateur a (en principe !) défini une charge optimale pour les tubes de puissance qu'il a choisis. Toute modification de la charge va entraîner des variations de performances de l'amplificateur, tant en termes de puissance que de taux de distorsion.

Il faut aussi préciser ici que l'impédance réelle de vos enceintes acoustiques est très souvent éminemment variable en fonction de la fréquence du signal musical. Telle enceinte qui affiche une impédance de  $8 \Omega$  à  $1\ 000$  Hz (point de mesure normalisé) peut voir son impédance dégringoler à  $2 \Omega$  aux environs de  $8\ 000$  Hz ou, à l'inverse, grimper à  $20 \Omega$  à la même fréquence.

Plus que la bande passante, c'est la **courbe d'impédance qui est primordiale** lors du choix d'une enceinte acoustique. Si l'impédance varie peu tout au long de la bande audio, vous serez pratiquement assuré que votre amplificateur, s'il est bien conçu, vous fournira un signal « propre » tout au long du spectre, les tubes de puissance restant en permanence correctement chargés.

Les résultats dits « subjectifs » (!) dépendront essentiellement des qualités électroacoustiques de l'enceinte. Mais ceci est une autre histoire !

Et maintenant que vous savez (presque !) tout au sujet des transformateurs, retournons à nos amplificateurs.

## LES AMPLIFICATEURS MONO TUBE EN CLASSE A

C'est le plus simple, sinon le plus simpliste des amplificateurs de puissance. Sur la **figure 3**, nous avons représenté des amplificateurs de puissance : l'un équipé d'une triode (type 300B, 2A3, etc.), l'autre d'une pentode ou tétrode à faisceau dirigé (type EL34, 6L6, 6550, etc.). Ces deux montages utilisent une polarisation automatique, nous verrons pourquoi tout à l'heure.

Dans le cas de la pentode (ou tétrode), nous avons représenté en rouge une résistance  $R_{g2}$  et un condensateur  $C_{g2}$ . Lesquels sont, respectivement, la résistance chutrice et le condensateur de découplage qui seront employés si le tube est utilisé avec une tension d'écran inférieure à la tension d'anode. En effet, il faut savoir qu'une 6L6, par exemple, peut être utilisée avec plusieurs tensions d'écran et de plaque différentes. Par exemple :

- 250 V anode et 250 V écran
- 300 V anode et 200 V écran
- 350 V anode et 250 V écran, etc.

À chaque valeur de la tension d'écran,

on obtiendra un réseau de courbes  $I_a = f(U_a)$  à  $U_g = \text{cte}$  différent, ce qui influera sur la résistance interne, le coefficient d'amplification et la pente, donc sur la charge optimale à utiliser.

**Pour le moment, intéressons-nous à la triode de puissance.**

## LA TRIODE DE PUISSANCE

Comme nous avons commencé avec une 300B, continuons avec la 300B chargée par un transformateur et non plus par une résistance, comme nous l'avions supposé dans notre dernier cours (*Electronique Pratique* n°302, figure 7).

Nous reprenons ici le réseau de courbes  $I_a = f(U_a)$  à  $U_g = \text{cte}$  et traçons la courbe d'isopuissance à 36 watts (**figure 4**). Nous avons défini la charge optimale de la 300B à  $4\ 000 \Omega$ , nous conserverons cette valeur.

**Et maintenant, attention !** La différence fondamentale entre la charge par résistance et la charge par transformateur est la suivante : la résistance ohmique de l'enroulement primaire d'un transformateur est très faible, de l'ordre de  $50 \Omega$  à  $100 \Omega$  pour un transformateur de qualité, d'impédance  $4\ 000 \Omega$ .

Au repos, c'est-à-dire sans aucune composante alternative, le tube ne

# L'AMPLIFICATION DITE DE PUISSANCE

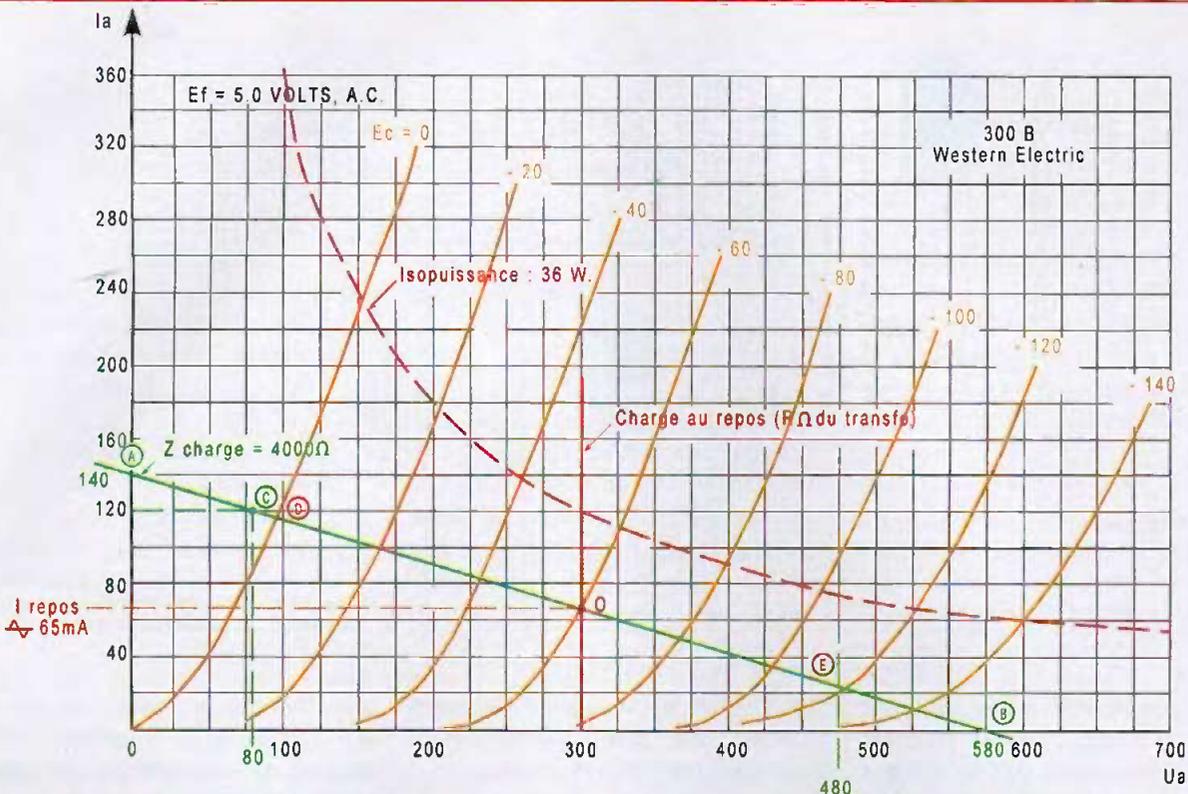


Figure 4 : Placement de la droite de charge dynamique sur le réseau de caractéristiques  $I_a = f(U_a)$  à  $U_g = \text{constante}$  d'une 300B WE, chargée par un transformateur d'impédance  $4\,000\ \Omega$  (secondaire  $8\ \Omega$ )

verra que la résistance ohmique du transformateur, c'est-à-dire pratiquement un court-circuit. C'est pour cette raison qu'au repos, la droite de charge est perpendiculaire à l'axe des tensions d'alimentation et que l'on ne tient pas compte de la chute de tension au repos dans l'enroulement du transformateur. Reportons-nous au réseau de courbes. La tension maximale  $U_a$  de la 300B est de 400 volts, d'après le constructeur. Choisissons une tension  $U_a$  placée environ au milieu des courbes, soit 300 V. À ce point, traçons une perpendiculaire à l'axe  $U_a$  (en rouge sur la figure 4). Cette droite représente la charge au repos de notre tube. Vous constatez qu'elle coupe la courbe  $U_g = -60\text{ V}$ . Ce sera notre point de repos choisi qui correspond à un courant de repos d'environ 65 mA. Comment fixer le courant de repos en polarisation automatique ? Il faut, bien évidemment, polariser la cathode du tube positivement par rapport à la grille de commande (voir cours

n°9, Led n°182).

Le courant de repos étant de 65 mA et la tension de grille de -60 V, la résistance  $R_k$  de polarisation sera de :

$$R_k = \frac{U_g}{I_a} = \frac{60}{0,065} = 923\ \Omega$$

**Attention !** Cette résistance sera traversée par un courant intense de 65 mA. Elle devra donc pouvoir dissiper une puissance de :

$$P = R \times I^2 = 923 \times 0,065^2 = 3,89\ \text{watts}$$

En pratique, vous choisirez une résistance de  $1\,000\ \Omega/5\ \text{W}$ ...

Les montages électroniques à tubes tolèrent des approximations de  $\pm 10\%$  sans danger et sans grande altération des résultats !

Un condensateur  $C_k$  de  $100\ \mu\text{F}/150\ \text{V}$  en parallèle sur  $R_k$  servira de condensateur de découplage (voir cours n°16, Led n°189).

Et maintenant, plaçons notre droite de charge de  $4\,000\ \Omega$  sur le réseau de caractéristiques, en comprenant bien que cette droite de charge est représentative de l'impédance  $Z_1$  du

transformateur parcouru par une composante alternative.

Calculons, tout d'abord, l'intensité du courant qui entraînerait une chute de tension de 300 V (tension de repos) dans une charge de  $4\,000\ \Omega$

$$U = R \cdot I \rightarrow I = \frac{U}{R} =$$

$$\frac{300}{4000} = 0,075\ \text{A (75 mA)}$$

Or, le courant de repos dans notre tube est de 65 mA, le courant total correspondant à  $U_a = 0$  est de :

$$75\ \text{mA} + 65\ \text{mA} = 140\ \text{mA}$$

Joignons le point 140 mA au point O et prolongeons la droite jusqu'à ce qu'elle coupe l'axe  $U_a$ , la droite AOB est la véritable droite de charge de notre tube chargé par un transformateur d'impédance  $4\,000\ \Omega$ .

Il existe une autre méthode, très simple, pour placer la droite de charge :

- Choisir arbitrairement un courant  $I_a$ , par exemple 120 mA
- Le courant de repos étant de 65 mA,

Variation de tension sur la grille du tube

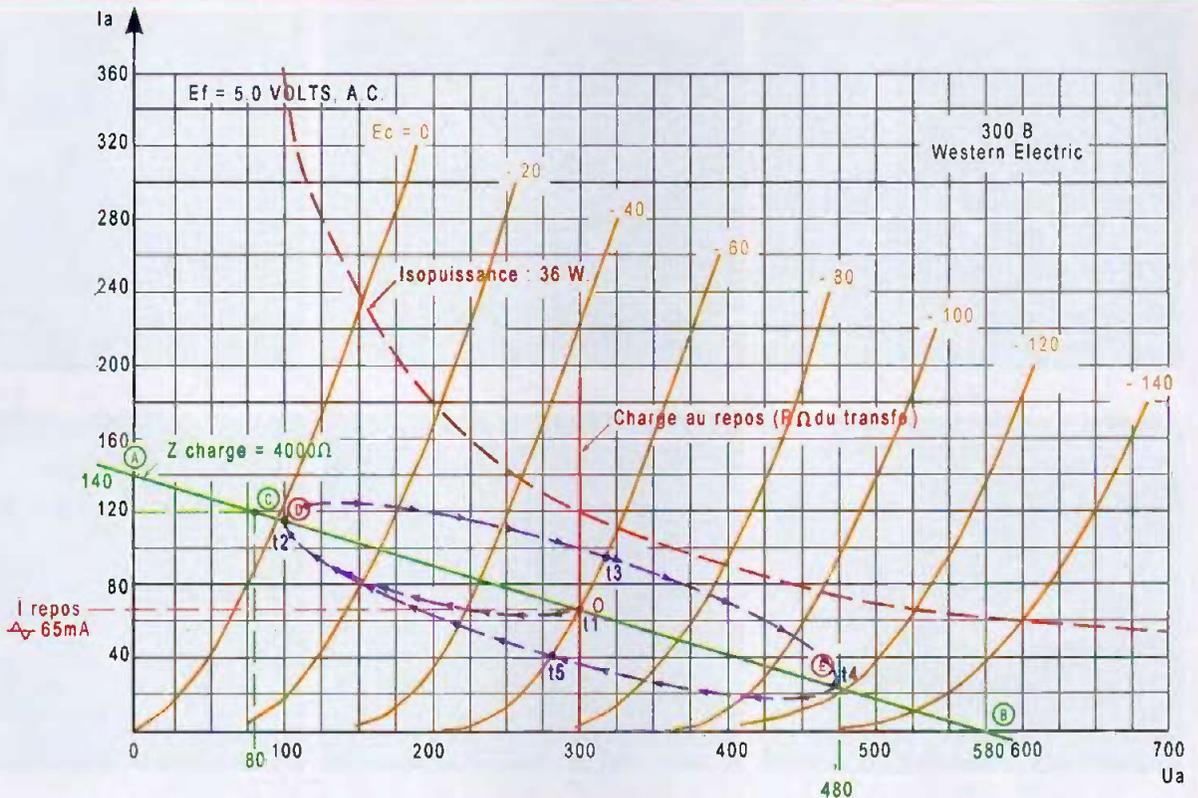
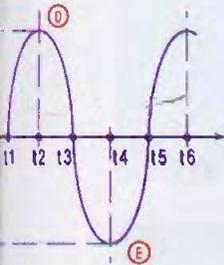


Figure 5 : Etablissement de l'ellipse de charge dynamique (charge réelle).

la variation de courant  $\Delta I$  est de :

$$\Delta I = 120 \text{ mA} - 65 \text{ mA} = 55 \text{ mA}$$

- Calculer la chute de tension provoquée par ces 55 mA dans  $Z = 4\,000 \Omega$

$$\Delta U = 4\,000 \times 0,055 = 220 \text{ V}$$

- La tension de plaque qui était au repos de 300 V va donc chuter de 220 V pour s'établir à :

$$300 \text{ V} - 220 \text{ V} = 80 \text{ V}$$

- Porter le point C sur la figure 4 correspondant à 80 V/120 mA et joindre C à O.

Quelle que soit la méthode employée, il est important de garder à l'esprit que le **point de repos ne dépend pas de l'impédance de la charge en courant alternatif, mais de sa résistance ohmique en continu qui est négligeable.**

Quelle que soit la tension d'alimentation choisie, la charge au repos sera toujours une droite perpendiculaire à l'axe  $U_a$ , en veillant à ne jamais dépasser la tension maximale indiquée par le constructeur (ici 400 V).

Se pose alors une question légitime : comment diable, avec une haute ten-

sion de seulement 300 volts, en modulant le tube avec une tension de grille « swingant » de  $\pm 60$  volts, peut-on atteindre une tension de 480 volts aux bornes de la charge (au point E) ?

À cette question, il nous faut répondre par une autre question : qu'est-ce qu'un transformateur ?

Eh bien, un transformateur est une **inductance**, car c'est une bobine. Comme toute bobine honnête, elle va s'opposer à la diminution du courant qui la traverse et enregistrera une **surtension à ses bornes**.

Cette surtension va s'ajouter à la haute tension continue  $U_a$ . C'est une des raisons pour laquelle il ne faut **jamais** faire fonctionner un amplificateur à tubes sans charge au secondaire des transformateurs. La surtension aux bornes du primaire va devenir énorme, car l'impédance  $Z_1$  va tendre vers l'infini... C'est le claquage assuré du transformateur et la mort du tube qui voit sa tension de plaque grimper à des valeurs dangereuses : éclair bleuté du plus bel effet !

Et puisque nous en sommes aux histoires de bobines, il nous faut refreiner notre bel enthousiasme car cette belle droite de charge que nous avons tracée n'est, hélas, pas une droite, loin s'en faut !

## DE LA DROITE DE CHARGE À L'ELLIPSE DE CHARGE DYNAMIQUE

Jusqu'à présent, pour la paix de l'esprit, nous avons assimilé l'impédance de charge de notre tube à une simple résistance de 4 000  $\Omega$  montée dans le circuit de plaque de notre 300B.

Malheureusement, bien que notre transformateur soit chargé au secondaire par une résistance de 8  $\Omega$  (nous verrons plus loin que lorsqu'il est chargé par un haut-parleur, le problème est encore plus complexe !), il garde toute sa personnalité de transformateur, si j'ose m'exprimer ainsi !

En clair, un transformateur est assimilable à une bobine, donc à une inductance.

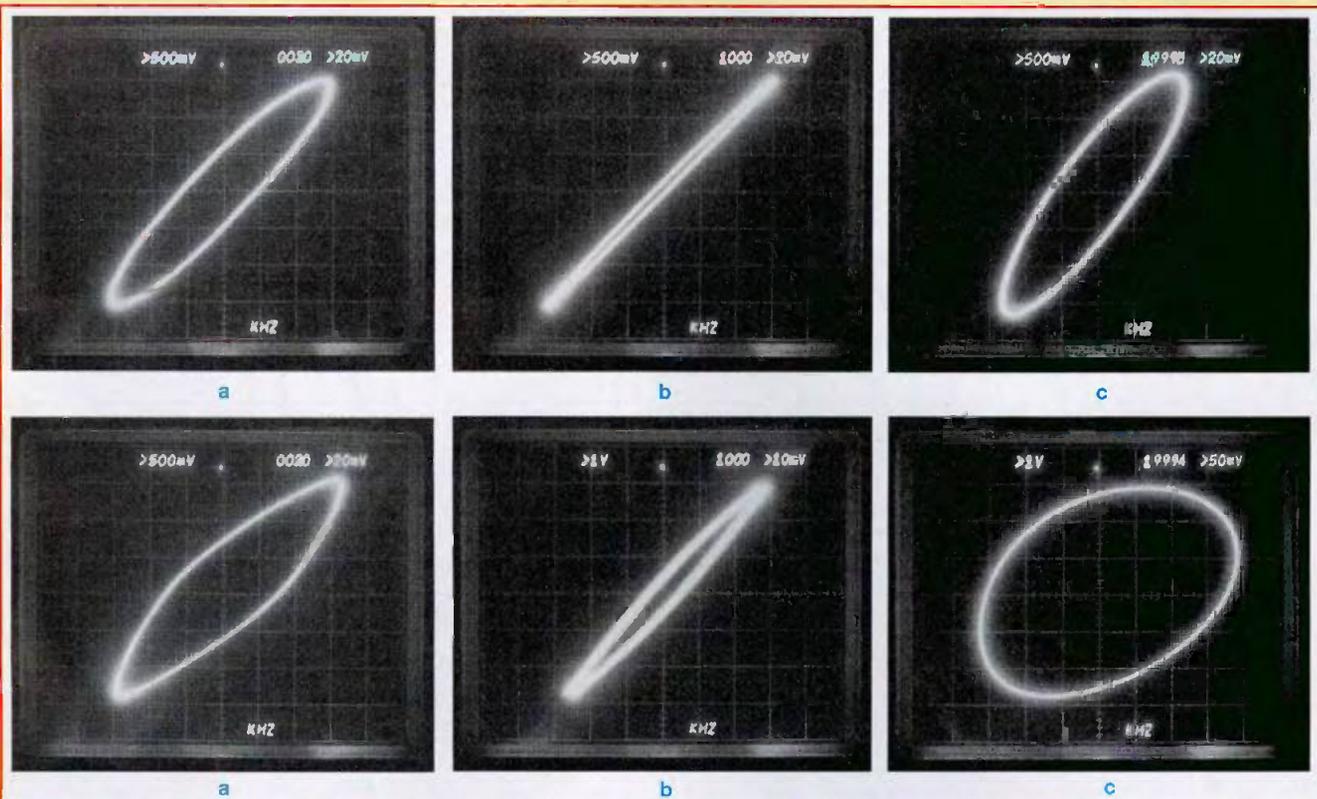


Figure 6 : Forme de l'ellipse courant/tension au primaire de deux transformateurs d'impédance primaire 4 000  $\Omega$ /secondaire 8  $\Omega$ .  
 En haut, transformateur de bonne qualité : a) 20 Hz b) 1 000 Hz c) 20 000 Hz  
 En bas, transformateur de qualité médiocre : a) 20 Hz b) 1 000 Hz c) 20 000 Hz  
 Ce test est révélateur de la réelle qualité d'un transformateur de sortie.  
 L'idéal serait d'obtenir tout au long du spectre une droite inclinée à 45°, ce qui est bien évidemment impossible

Or, le propre d'une inductance est de s'opposer aux variations de courant qui la traversent, tant dans un sens que dans l'autre (cours n°15, Led n°188). Pour vous faire comprendre le phénomène somme toute assez complexe et au risque de faire hurler les puristes, nous vous avons représenté figure 5, très schématiquement, ce qu'il advient du courant dans le transformateur, donc dans notre tube chargé par ce dernier lorsqu'à partir du temps t1, on applique une tension alternative « swingant » de  $\pm 60$  volts sur la grille de notre 300B. De t0 à t1, il ne se passe rien. Le transformateur est parcouru par le seul courant de repos (65 mA). À partir du temps t1, la tension va grimper aux bornes du primaire du transformateur, mais ce dernier étant une inductance, il va s'opposer à l'établissement du courant de t1 à t2 (suivez la courbe en pointillés bleus sur la figure, dans le sens des flèches). À partir de t2, la tension va décroître

aux bornes du transformateur. De t2 à t3 et t4..., toute bonne inductance ayant l'esprit de contradiction, le transformateur va s'opposer à la diminution de courant (suivez les flèches t2, t3, t4). À partir du temps t4, la tension aux bornes du transformateur va remonter. Ce dernier va donc s'opposer à l'augmentation de courant (t4 à t5), le cycle continuant vers t6, t7, etc. On démontre que la courbe décrite par le courant dans le transformateur, donc dans la charge du tube, est une ellipse ou, plutôt, « ressemble » à une ellipse (ce serait effectivement une ellipse dans le cas d'un réseau  $la = f(Ua)$  idéalisé). Ce qu'il nous faut savoir est que cette ellipse, dont le centre est O (en réalité le centre est décalé... mais ne compliquons pas les choses !), va voir sa largeur (t5/O/t3) augmenter ou diminuer en fonction de la fréquence. Ceci nous intéresse au premier chef car cela revient à avoir une charge conti-

nuellement variable, donc un taux de distorsion variant continuellement en fonction de la fréquence. C'est tout l'art du fabricant de transformateurs qui va limiter les dégâts et qui, *in fine*, nous donnera des résultats audio extraordinaires... ou franchement détestables ! Pour illustration, vous trouverez figure 6 deux séries de photographies correspondant à deux transformateurs de 4 000  $\Omega$ /8  $\Omega$  : l'un de grande qualité, l'autre de qualité médiocre. Vous constaterez que l'ellipse de charge peut prendre des formes bizarroïdes en fonction de la fréquence. En pratique, que faut-il faire ?  
 1) Définir la charge idéale du tube  
 2) Fixer le point de repos de façon à ce que dans le pire des cas « l'ellipse » de charge dynamique ne pénètre pas dans la zone interdite définie par la courbe d'isopuissance.  
 Dans ce dessein, pour les triodes et les triodes uniquement, on estime que le

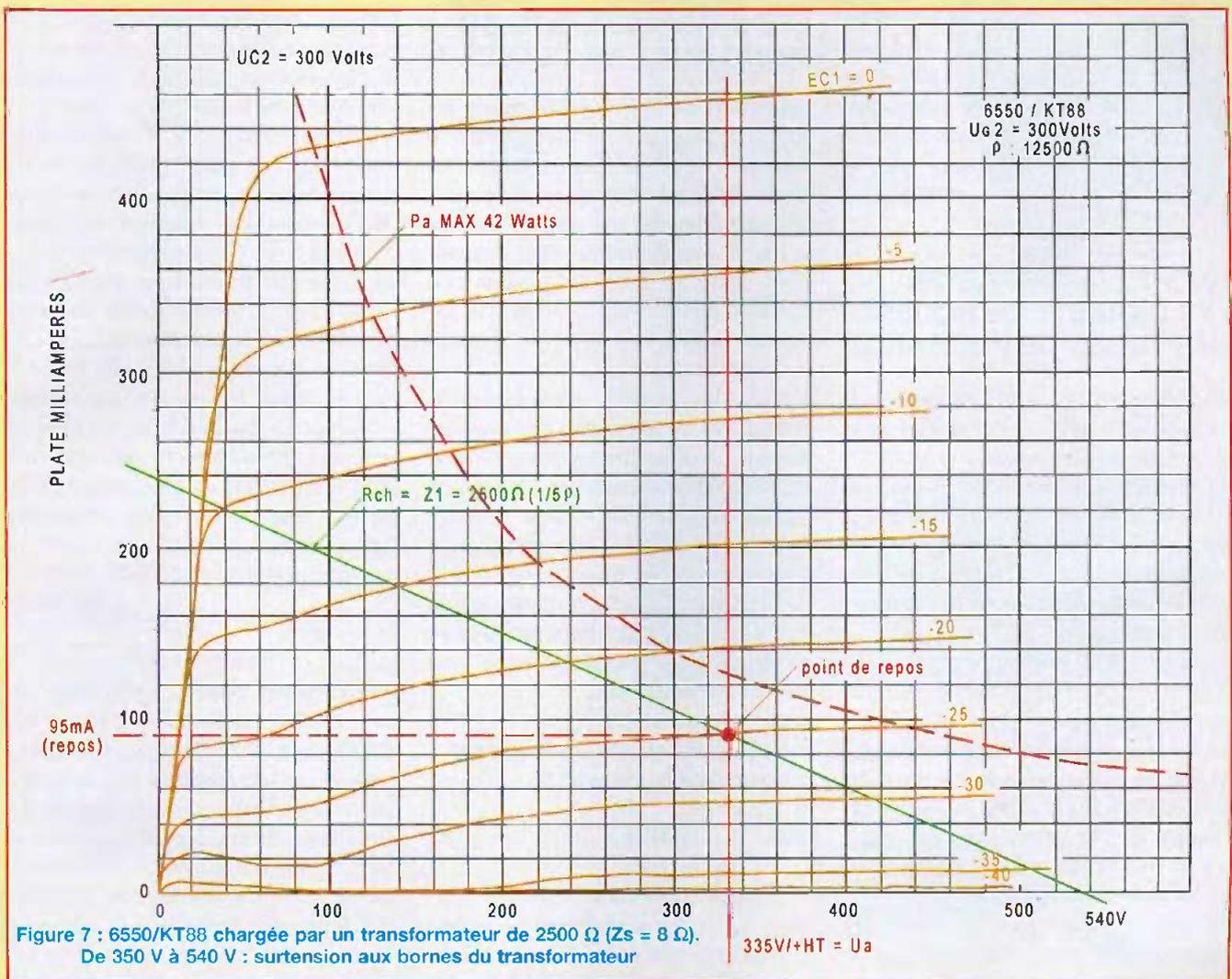


Figure 7 : 6550/KT88 chargée par un transformateur de 2500  $\Omega$  ( $Z_s = 8 \Omega$ ). De 350 V à 540 V : surtension aux bornes du transformateur

bon point de polarisation se situe approximativement à :

$$I_{\text{repos}} \text{ (mA)} = \frac{0,8 U_a}{\mu}$$

en se souvenant que  $\mu = \rho \cdot S$   
 Vérifions le point de repos que nous avons choisi pour notre 300B.  
 En sachant que  $U_a = 300 \text{ V}$   
 Pente  $S = 5,3 \text{ mA/V}$   
 Résistance interne  $\rho = 740 \Omega$   
 D'où  $\mu = \rho \cdot S = 740 \times 0,0053 = 3,92$

$$I_{\text{repos}} = \frac{0,8 \times 300}{3,92} = 61,22 \text{ mA}$$

En fixant, au jugé, notre point de repos à 65 mA, nous étions près de la vérité.  
 3) N'oubliez pas que pour avoir des résultats corrects, quel que soit le type de tube, toutes les formules approximatives que nous vous fournissons ne

vont vous servir qu'à approcher le problème en évitant de grosses erreurs et qu'après avoir défini la charge approximative et le point de repos sur le réseau de caractéristiques, seule la construction graphique peut vous permettre d'atteindre la vérité !

Il existe, en effet, une infinité de solutions possibles, cela demande de la patience et du temps. Si vous êtes pressé, vous pouvez, en toute confiance, utiliser les points de fonctionnement et les charges indiquées dans les datas des constructeurs puisque, eux, ont (en principe !) procédé à tous les essais.

## PENTODES TÉTRODES EN MONO TUBE, CLASSE A

Bien que surtout utilisés en push-pull, ces tubes bien chargés en classe A don-

nent souvent des résultats remarquables en utilisation mono tube (figure 7). Tout ce que nous avons écrit sur la charge par transformateur reste valable ici.

Dans le précédent cours, nous avons défini une résistance de charge de 2 500  $\Omega$  pour une 6550 avec un point de repos à - 25 V et 95 mA pour  $U_a = 335 \text{ V}$ . Ceci était valable pour un réseau de courbes avec une tension d'écran de 300 volts.

Nous allons utiliser rigoureusement les mêmes points de fonctionnement à une différence près : pour obtenir un point de repos à 335 V lorsque le tube était chargé par une résistance, il nous fallait une haute tension de 540 V. Ici, nous serons chargés par un transformateur d'impédance 2 500  $\Omega$  dont la résistance primaire sera considérée comme négligeable.

La haute tension sera donc la même que la tension de plaque  $U_a$ , on la fixe à 335 V et vous ne vous étonnerez pas de voir la tension aux bornes du primaire du transformateur parcouru par un courant alternatif grimper allègrement à plus de 500 V par effet d'auto-induction. C'est magique !

## SACHEZ INTERPRÉTER LES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES DE PUISSANCE

Le constructeur d'un tube de puissance va, bien entendu, tenir compte de cette surtension aux bornes de son tube.

La **tension** indiquée dans la colonne « Valeur à ne pas dépasser » selon la norme « EIA Standard RS239 » universellement adoptée, vous indique la tension à ne pas dépasser **en fonctionnement statique**.

Autrement dit, la haute tension et la tension d'anode étant pratiquement les mêmes **au repos** et la résistance ohmique du transformateur étant négligeable, **la haute tension continue ne doit pas dépasser cette valeur limite**. Chargé par un transformateur, nous avons vu que l'on obtient en fonctionnement de fortes surtensions.

Ne vous inquiétez pas, si le tube est bien construit, il doit pouvoir supporter en fonctionnement sur son anode **au minimum** deux fois la valeur de la tension maximale, soit pour une 6550/KT88 :

$U_a$  repos max. : 660 V

$U_a$  en fonctionnement : 1320 V (minimum)

En général, une 6550 est utilisée avec une haute tension de l'ordre de 450 V à 600 V, ce qui laisse une marge de sécurité suffisante.

Une 300B :  $U_a$  repos max. 400 V

$U_a$  en fonctionnement : 800 V (minimum).

En général, la 300B est utilisée avec une haute tension de l'ordre de 300 V à 350 V.

**Attention !** Lorsque vous tracez la droite de charge dynamique, faites attention à ne pas entrer dans la zone définie par la puissance maximale dissipable par la plaque du tube (isopuissance).

## LES INCONVÉNIENTS DU MONO TUBE EN CLASSE A

L'inconvénient majeur, en dehors du fait que le tube débite en permanence le maximum de courant (usure rapide), est causé par le transformateur de sortie.

Il est extrêmement difficile de construire un tel transformateur. Son enroulement primaire étant en permanence parcouru par le courant consommé par le tube, celui-ci va magnétiser le circuit magnétique.

Il n'est pas question ici d'étudier la technologie de fabrication des transformateurs, mais sachez cependant que le constructeur doit ménager ce que l'on appelle un « entrefer » dans le circuit magnétique et doit surdimensionner ce dernier afin de lui éviter de se saturer. Ce qui aurait pour effet de diminuer son inductance, donc son impédance et en conséquence la charge de votre tube (distorsions assurées).

Or, en raisonnant uniquement en terme d'impédance, appelée « réactance » lorsqu'il s'agit d'une bobine,

$$XL = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

Avec L en Henry

f en Hertz

XL en Ohms

Bien qu'un transformateur ne puisse pas être considéré comme une simple réactance, cette formule va vous permettre de comprendre le problème majeur d'un transformateur utilisé avec un mono tube.

XL représente schématiquement notre impédance de charge Z1 que nous avons calée avec beaucoup de soin sur le réseau de caractéristiques.

Or, XL est fonction de la fréquence en Hertz « f ». Que se passe-t-il lorsque la fréquence diminue ?

Eh bien, XL, donc Z1, va diminuer, le tube va être moins chargé et le courant va augmenter **dans le tube et le transformateur**.

On constate que plus la fréquence baisse, plus le circuit magnétique va vers la saturation, ce qui entraîne une chute de la valeur de son inductance L (Henry), ce qui va encore amplifier le phénomène. C'est pour cette raison qu'il est très difficile de « passer » des basses fré-

quences dans des amplificateurs mono tube, sauf à augmenter le volume du circuit magnétique au-delà du raisonnable afin de reculer le point de saturation.

Accroître le volume du circuit magnétique n'est pas sans inconvénient, en dehors du poids, on augmente proportionnellement les capacités parasites, d'où une chute dans le registre aigu !

Tous les transformateurs pour mono triode ou mono tétrode sont le fruit d'un compromis. C'est pour éviter tous ces déboires que, dans les années 20, on a mis au point les amplificateurs dits « push-pull ». Lesquels ont le principal avantage de s'affranchir de bien des problèmes relatifs au transformateur de sortie... tout en en créant d'autres ! Rien n'est parfait ! Rendez-vous le mois prochain pour l'étude du push-pull.

R. Bassi

## ERRATUM

Si je devais passer aujourd'hui un simple CAP d'électricité, je serais recalé avec un zéro pointé et interdiction de me représenter ! J'ai, en effet, commis une erreur impardonnable en calculant la puissance efficace fournie par un tube de puissance. Reprenons donc la page 58 du n°302 d'*Electronique Pratique*.

Nous avons calculé la puissance « crête » extraite de notre tube de puissance chargé par une résistance de 2 500  $\Omega$

$$P_{\text{crête}} = R(\Omega) \cdot I^2(A) =$$

$$2500 \times 0,085^2 = 18,06 \text{ W}$$

Or, la puissance efficace est égale à :

$$P_{\text{eff}} = R(\Omega) \times \left( \frac{I_c}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R \cdot I_c^2}{2} = \frac{P_{\text{crête}}}{2}$$

Et non pas

$$\frac{P_{\text{crête}}}{\sqrt{2}}$$

Tel que je l'ai écrit... et je m'en excuse !

La puissance efficace extraite de la 6550 sera donc de

$$18,06/2 = 9,03 \text{ W (et non 12,7 W)}$$

La puissance efficace extraite de la 300B :

$$12/2 = 6 \text{ W (et non 8,48 W)}$$

# AMPLIFICATEUR GK FIVE

## AMPLIFICATEUR INVERSEUR

### MODULE À LM3886



De très nombreux lecteurs ont accueilli avec enthousiasme le module amplificateur équipé du circuit intégré LM3886 de National Semiconductor Corporation paru dans Led n°190 (octobre 2005). Sa simplicité de mise en œuvre et son faible prix de revient l'ont d'emblée rendu populaire. Certains désirent cependant davantage de puissance. Chose promise, chose due, c'est en priorité à ces lecteurs que s'adresse cette 2<sup>e</sup> partie de notre étude.

**P**our une meilleure compréhension et pour mieux suivre cette deuxième partie, indissociable de la première, j'invite les lecteurs d'*Electronique Pratique* à se reporter au numéro 190 de *Led* (cf. « Complétez votre collection de *Led* » dans ce numéro).

#### LE LM 3886

Concernant le LM3886, tout a été décrit dans la première partie : caractéristiques, performances, schéma interne et différents modes d'amplifications.

Pour nous permettre d'obtenir une puissance identique au module LC Audio qui était de 120 W sur 8 Ω, nous opterons pour le montage en pont de deux modules LM3886T (cf. *Led* n°190, figure 4, qui en rappelle le principe).

Ici, la **figure 1** représente le schéma complet du module amplificateur inver-

seur pour réaliser le montage en pont. Il est monophonique et à entrée asymétrique du signal audio. Comme pour le premier module, le montage se voit aussi doté d'un circuit « servo » qui contrôle et régule la tension continue d'offset de sortie afin de la maintenir au plus prêt du 0 V.

Pour obtenir notre amplificateur en pont, il nous faut un module « non inverseur », associé à un deuxième module monté en « inverseur », afin d'obtenir le signal de sortie déphasé de 180° par rapport au premier module avec entrée « non inverseuse ». C'est la base de tout montage en pont, je ne reviendrai pas sur le principe déjà expliqué.

Hormis l'entrée du signal audio sur l'entrée (-) et le circuit INA134 à entrées symétriques, le schéma est pratiquement identique au premier module décrit. Ce montage ne trouve son utilité que dans notre cas d'association pour

obtenir une importante puissance de sortie. En théorie, on doit obtenir quatre fois plus de puissance qu'en version mono amplification.

Le signal asymétrique, dérivé de la sortie du circuit UI-INA134 borne J12 de l'ampli « non inverseur », est appliqué à la borne J1 et aboutit sur l'entrée « inverseuse » 9 de U1-LM3886, via la résistance R1-1 kΩ.

Le condensateur C1-220 pF limite la bande passante du circuit et le protège aussi des interférences électromagnétiques. Les résistances R2-21,5 kΩ et R1-1 kΩ fixent le gain de l'amplificateur selon la formule :  $R2/R1 = 21,5$ .

Rappelez-vous que, pour le module non inverseur, le calcul du gain est :  $R10/R3+1 = 21,5$ . Il faut donc équilibrer les gains à une valeur identique pour obtenir un signal amplifié symétrique.

En sortie U1-3, le signal amplifié alimente la charge. On trouve à nouveau en sortie le filtre de Boucherot C14-100 nF en série avec R13, R14 et R15-10 Ω. Ces trois résistances de 1/2 W, montées en parallèle, donnent l'équivalent d'une résistance unique de 3,3 Ω/1,5 W. Elles sont plus faciles à implanter sur le circuit imprimé qu'une résistance de 1 ou 2 W.

On retrouve les deux résistances de puissance R9 et R10 de 0,2 Ω en sortie. Elles sont nécessaires pour la configuration en pont. Ces deux résistances sont câblées en parallèle pour obtenir une valeur de 0,1 Ω. Le rôle de ces résistances d'équilibrage est d'éviter l'interaction des différentes tensions d'offset en sortie des amplificateurs.

Les alimentations de puissance, appliquées aux bornes 1 et 5 pour le +35 V et 2 et 4 pour le -35 V, sont filtrées efficacement par les condensateurs chimiques C3 et C4-470 μF, associés à C2 et C5-100 nF qui fournissent une bonne réserve d'énergie pour « consolider » les transitoires.

#### La fonction silencieux (Mute)

Comme pour le premier module, un système de silencieux est prévu (pin 8) pour retarder l'application du signal audio à l'étage de sortie lors de la mise sous tension. Ce circuit entre en service

# LE LM3886 EN INVERSEUR

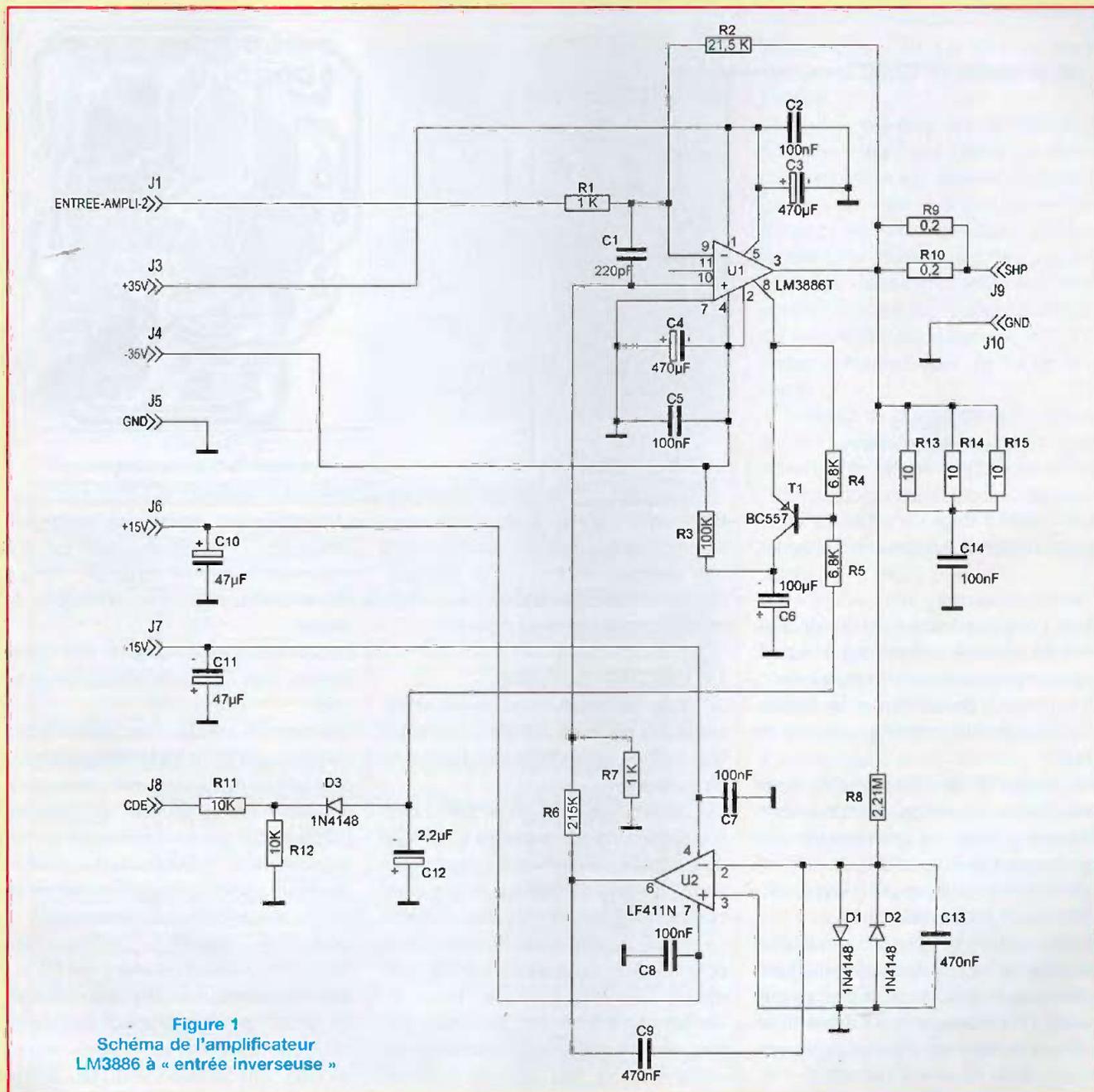


Figure 1  
Schéma de l'amplificateur  
LM3886 à « entrée inverseuse »

lorsque la tension d'alimentation apparaît brutalement.

En revanche, à la mise hors tension, les condensateurs de filtrage des alimentations de puissance continuent un laps de temps à alimenter l'amplificateur.

Les tensions transitoires venant des circuits placés en amont risquent de passer dans l'amplificateur de puissance.

Il est donc intéressant et prudent d'isoler rapidement la sortie. Initialement, NS a prévu cette fonction sur la broche (8) du LM3886 avec la charge d'un

condensateur polarisé de 100  $\mu\text{F}$  au travers d'une résistance reliée au  $-35\text{ V}$ .

Le transistor T1-PNP sert d'interrupteur. Sa base est alimentée par un réseau redresseur prenant sa tension directement au secondaire du transformateur d'alimentation. Le redressement mono alternance, réalisé par D3, produit une tension négative filtrée par C12 avec une faible constante de temps. Le pont de résistances R11 et R12 alimente la base de T1. Dès que la tension d'alimentation est établie, T1 commute,

appliquant la tension négative ( $-35\text{ V}$ ) aux bornes de C6-100  $\mu\text{F}$  qui se charge progressivement et tempore l'arrivée du courant sur la pin 8 de U1.

A la coupure du secteur, le circuit de commande, dont la constante de temps est nettement plus faible que celle des condensateurs de l'alimentation de puissance, ne fournit plus le courant nécessaire à la base de T1.

Par conséquent, le courant collecteur se coupe et l'amplificateur bascule immédiatement en mode silencieux,

# AMPLIFICATEUR PONTÉ À MASSE FLOTTANTE

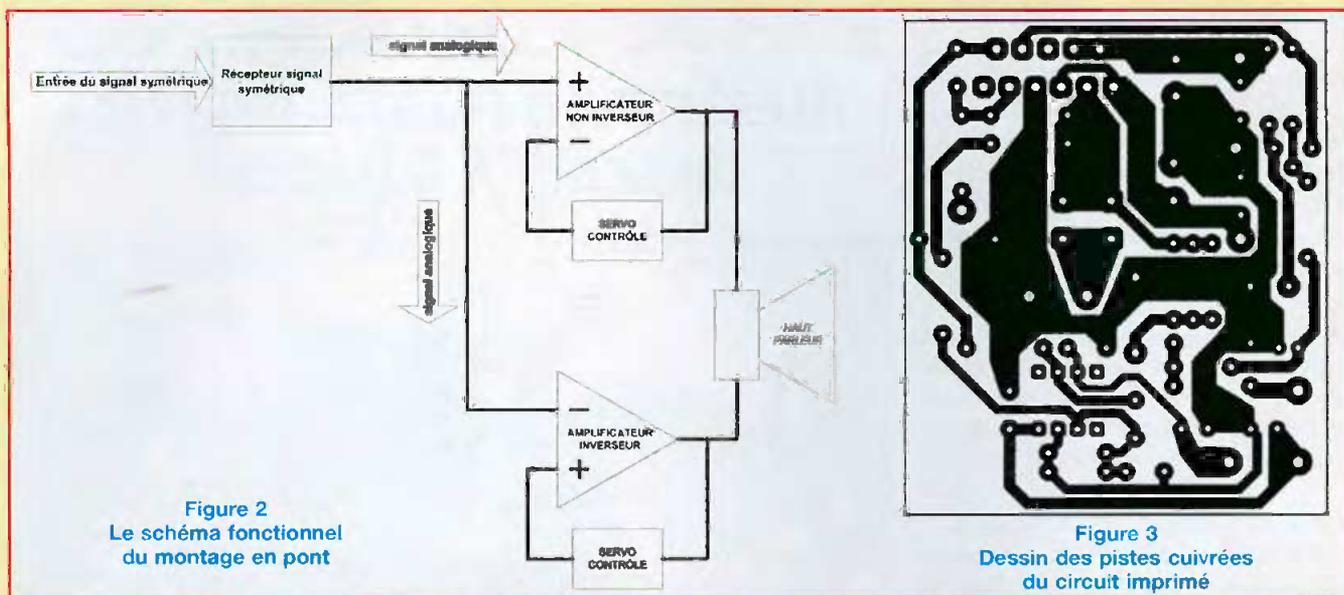


Figure 2  
Le schéma fonctionnel  
du montage en pont

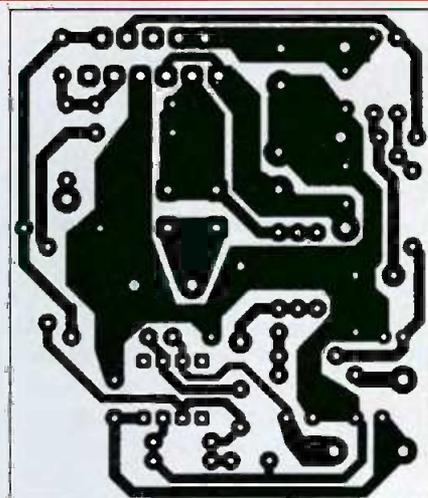


Figure 3  
Dessin des pistes cuivrées  
du circuit imprimé

isolant ainsi l'étage de sortie. Le signal audio n'est plus transmis vers la sortie.

## Le circuit servo

C'est l'ampli opérationnel U2, câblé en filtre de structure passe-haut d'ordre 2 (très basse fréquence < 5 Hz), qui assure la fonction de contrôle et de régulation de la tension d'offset en sortie de U1-3.

Les diodes D1 et D2 limitent le signal alternatif et la tension continue éventuelle à  $\pm 0,6$  V sur l'entrée U-2. Les condensateurs C13 et C9 de 470 nF forment les cellules RC avec R8-2,21 M $\Omega$  et R6-215 k $\Omega$ .

Tout comme le premier module, il intègre les variations des tensions continues d'offset en sortie de l'amplificateur de puissance et les réinjecte en contre-réaction sur l'entrée (+) « non-inverseuse » du circuit LM3886.

On remarque aussi que le servo est câblé en inverseur. Les résistances du servo sont calculées avec précision pour obtenir l'efficacité recherchée. Enfin, C7 et C8 filtrent les alimentations  $\pm 15$  V qui alimentent U2.

## LE PONTAGE DES LM3886

La figure 2 remet en mémoire le principe fonctionnel du montage en pont qui nous intéresse. Le signal audio symétrique est appliqué sur l'entrée du récepteur symétrique. Il en sort sous

forme d'un signal asymétrique pour commander les modules amplificateurs non inverseur (entrée +) et inverseur (entrée -) dont les sorties respectives sont chargées par le haut-parleur.

## LE CIRCUIT IMPRIME

Le tracé du circuit imprimé est représenté à la figure 3. Il s'agit d'un simple face qui ne présente aucune difficulté de réalisation.

Les dimensions sont : 55,90 x 66,1 mm. Il est pratiquement dessiné à l'identique du module « non inverseur », sauf que le circuit d'entrée symétrique et ses composants externes ne sont plus présents. Le dessin du parcours des pistes et la position des composants ont été optimisés.

Remarquez le large plan de masse central, les courtes pistes d'alimentations implantées au plus près du LM3886. Les essais en dynamique ont prouvé la bonne implantation recherchée, car aucune instabilité du montage n'a été constatée.

Les perçages seront de 0,8 à 1 mm de diamètre pour la plupart des composants, à l'exception des pastilles du LM3886 et des douze pastilles qui recevront les fils de câblage qui seront, elles, percées de 1,2 à 1,3 mm.

## CONSEILS IMPORTANTS

La note d'application, publiée par National Semiconductor, contient un

très intéressant chapitre consacré aux problèmes d'instabilités causés par une mauvaise conception du circuit imprimé et surtout au niveau des connexions de masse.

Le LM3886 a été conçu pour être stable avec un gain en boucle fermée de 10 et plus.

Comme tout amplificateur délivrant des courants forts, il peut produire des oscillations sous certaines conditions, imputables bien souvent au mauvais parcours de certaines pistes du circuit imprimé, aux connexions de câblage externes, aux couplages d'entrée/sortie et aux retours de masse hasardeux.

Quand on dessine le parcours des pistes d'un circuit imprimé, il est important que le retour du 0 V de la charge, du circuit de compensation en sortie, des composants de faible niveau comme l'entrée et le réseau de contre-réaction, soient optimisés.

Tous ces retours doivent se faire par des parcours séparés, mais concentrés sur le point central de masse. Sinon, des pointes de fort courant à travers les conducteurs de masse risquent de générer une tension sur ce même conducteur, affectant le signal d'entrée. Il en résulte une oscillation haute fréquence et une distorsion excessive du signal amplifié.

C'est pourquoi, il est recommandé de placer le plus près possible des entrées d'alimentations du LM3886, des capa-

# LE LM3886 EN INVERSEUR

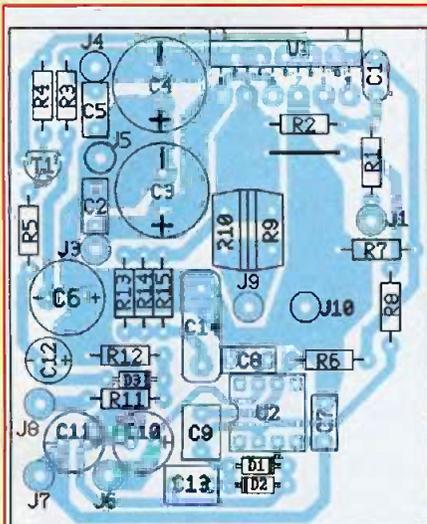


Figure 4 : Insertion des composants

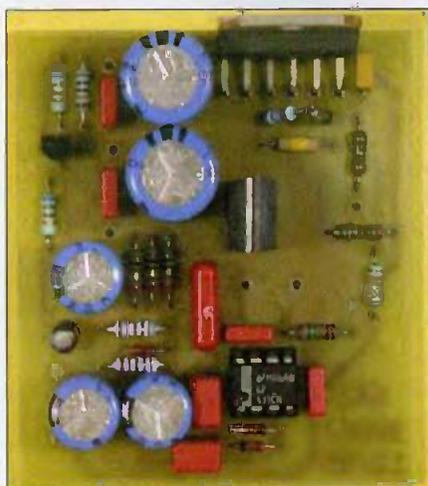


Photo 1 : Module câblé

## Liste des composants du module LM3886 - 50 W

Référence schéma	Valeurs	Description	Référence Fabricant	Pas
<b>Résistances</b>				
R13, R14, R15	10 Ω	Résistance couche métallique 1% 0,5 W	VISHAY série MBB207	10,16
R1, R7	1 K	"	"	10,16
R4, R5	6,8 K	"	"	10,16
R11, R12	10 K	"	"	10,16
R2	21,5 K	"	"	10,16
R3	100 K	"	"	10,16
R6	215 K	"	"	10,16
R8	2,21 MΩ	"	"	10,16
R9, R10	0,2 Ω	Résistances film 30 W boîtier TO 220	Caddock série MP930	5,08
<b>Condensateurs</b>				
C1	220 pF/100V	Condensateurs disques céramique	AVX disque céramique	5
C2, C5, C7, C8	0,1 μF/63 V	Condensateurs subminiatures film polyester métallisé 10%	WIMA série MKS2	5
C14	0,1 μF/250V	Condensateur film polyester métallisé 10%	WIMA série MKS4	5
C9, C13	0,47 μF/63 V	Condensateurs subminiatures film polyester métallisé 10%	WIMA série MKS2	5
C12	2,2 μF/50V	Condensateur polarisé	BC Components série 013	2,54
C10, C11	47 μF/63V	Condensateur polarisé	BC Components série 135	3,5
C6	100 μF/100V	Condensateur polarisé	"	3,5
C3, C4	470 μF/63V	Condensateur polarisé pas de 7,5	"	5
<b>ACTIF</b>				
D1, D2, D3	1N4148	Diodes signal		1
U1	LM3886T	LM3886T boîtier TA11B	National Semiconductors	
U2	LF411N	Ampli opérationnel Bi-Fet DIL 8	National Semiconductors	DIL
T1	BC557	Transistor TO 92		
<b>DIVERS</b>				
	1	Intercalaire TO 220		
	1	Canon isolant pour vis M3		
	1	vis M3x12 mm		
	1	écrou M3		
	1	rondelle plate pour vis M3		
	1	rondelle frein pour vis M3		

cités « tampons » (C3 et C4) et de découplage de 0,1 μF au polyester (C2 et C5) afin de réduire au minimum les influences néfastes des pistes cuivrées inductives et résistives.

Pour les mêmes raisons, le retour du 0 V des alimentations devra être le plus court possible.

En général, avec des montages produisant de rapides et forts courants, toutes sortes de problèmes peuvent surgir à cause des mauvais retours de masse des circuits. Pour éviter ces perturbations, il est impératif que chaque retour vers la masse se fasse séparément et converge au plus court, vers un point

central de l'alimentation. Sans ces précautions de base, il y a de fortes chances pour que le montage devienne instable.

Lorsqu'on constate une différence de potentiel entre deux points de masse, ce phénomène est appelé « boucle de masse ». En théorie, une masse est une masse, c'est-à-dire de valeur 0 V exactement. Par conséquent, les conducteurs de masse ne doivent opposer aucune résistance. Malheureusement, dans la réalité, toute ligne de retour de masse présente plus ou moins de résistance.

Si le retour de masse de deux composants d'un même réseau (tel un circuit d'entrée) se fait par deux lignes différentes et connectées sur deux points de masse différents, une différence de potentiel sera mesurable entre les deux points.

La solution, pour la plupart des problèmes de boucle de masse, passe toujours par la concentration de tous les points de masse sur un point unique du 0 V de l'alimentation.

Le câblage est effectué en étoile.

Il arrive quelquefois que les conducteurs de sortie se comportent en véritable antenne active, se couplant avec l'entrée du montage via l'atmosphère. Ils créent ainsi des interférences qui déclenchent de dangereuses oscillations haute fréquence. Ce phénomène est fréquent lorsque l'impédance de la source est grande et que les conducteurs d'entrée sont longs. Ce problème est résolu en implantant un petit condensateur (C1) de l'ordre de 50 à 470 pF entre les deux entrées du LM3886.

Pour conclure ce chapitre, sachez que les circuits imprimés des deux modules ne présentent pas de problème de mauvais retours de masse.

Les modules ont subi de nombreux outrages et des manipulations dangereuses. Aucune oscillation ou distorsion n'a été constatée et les circuits LM3886 sont toujours opérationnels.

## LE PLAN DE CÂBLAGE

Il ne présente pas de difficultés majeures. La figure 4 indique les

# AMPLIFICATEUR PONTE À MASSE FLOTTANTE

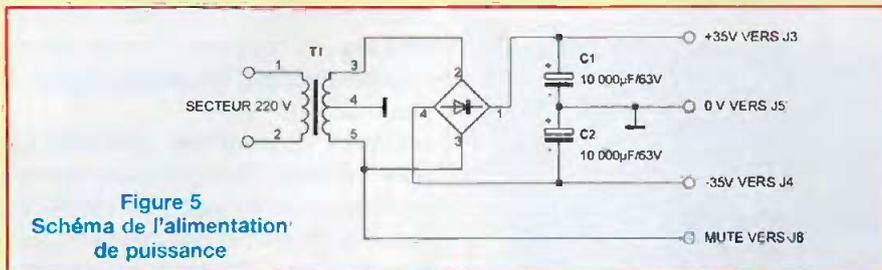


Figure 5  
Schéma de l'alimentation  
de puissance

emplacements de tous les éléments du montage. Il est impératif de respecter un certain ordre de câblage des composants, car la concentration de ceux-ci peut rendre inconfortable l'insertion de certains d'entre eux, particulièrement les plus petits.

## Procédure de câblage

Commencer par les diodes D1, D2 et D3. Ensuite, câbler toutes les résistances. Continuer par le circuit intégré U2. Poursuivre par le montage de tous les condensateurs au polyester, ceux en céramique, puis T1. Ensuite, implanter U1 en prenant garde de laisser un petit espace entre le pliage des pattes du LM3886 et les pastilles de la face composants. Achever le travail en montant tous les condensateurs chimiques radiaux, en commençant par les plus petits pour terminer par les plus hauts (C3 et C4). Enfin, terminer le câblage par R9 et R10. La photo 1 (page précédente) montre le module terminé.

Un bon nettoyage des pistes à l'acétone... et voici le module fin prêt pour les tests, après avoir réalisé les interconnexions extérieures avec des fils de câblage de différentes couleurs.

Pour les alimentations, utiliser des fils d'au moins 0,8 mm<sup>2</sup> de section.

## LES VARIANTES DE CÂBLAGE

### Amplificateur mono simple

- Si pas d'utilisation de la fonction « mute », ne pas monter T1, R4, R5, R11, R12, C12, C6 et D3, câbler un strap entre les pastilles « émetteur » et « collecteur » de T1.

- Si vous utilisez le « mute », mais sans commande directe du secondaire du transformateur d'alimentation, ne montez pas T1, R11, R12, R5, C12 et D3, mais faites un strap entre les pastilles « émetteur » et « collecteur » de T1.

- Les résistances de puissance R9 et R10 peuvent être assemblées avec une vis et un écrou car leurs semelles ne sont pas conductrices. Attention, si vous utilisez d'autres références, assurez-vous de l'isolement électrique de celles-ci.

- Le schéma de la figure 5 montre la manière de câbler l'alimentation de la fonction « mute ».

- Si le module est utilisé avec l'alimentation locale du GK Five, il faudra recalculer le pont diviseur des régulateurs LM317 et LM337 pour obtenir les tensions continues symétriques de  $\pm 15$  V (cf. Led n°190)

- Si on utilise le module avec un autre dissipateur que celui du GK Five, souvenez-vous que la résistance thermique du dissipateur devra être d'au moins 2,5 °C/W

## L'ALIMENTATION

Le schéma de la figure 5 représente un modèle d'alimentation symétrique classique, équipé de condensateurs de fortes valeurs. Il est toujours possible d'augmenter la batterie de condensateurs.

### Rappel

Pour le GK Five, les modules amplificateurs LC Audio fonctionnaient avec des tensions symétriques de  $\pm 42$  V continu. Les modules LM3886 sont prévus pour des tensions de  $\pm 35$  V. Les caractéristiques du transformateur seront donc différentes. Il faut se souvenir des paramètres suivants :

- U pic en sortie sera de 28,4 V

- I pic en sortie sera de 3,6 A

En prévoyant une marge de sécurité de 15 %, il faut obtenir 32/35 V continu après redressement et filtrage, à vide. Un rapide calcul indique que pour un module de 50 W, le transformateur

devra avec les caractéristiques suivantes : primaire 220 V et deux secondaires (ou un secondaire à point milieu) fournissant 2 x 25 V. C'est donc un transformateur de 120 VA qui sera nécessaire.

Rappelez-vous qu'il vaut mieux avoir un transformateur plus puissant qu'inférieur à celui préconisé.

Enfin, n'oubliez pas que la puissance du transformateur d'alimentation devra être proportionnelle au nombre d'amplificateurs à alimenter. L'association des deux modules en pont nécessite de doubler les valeurs du courant maximum du transformateur d'alimentation. Dans notre cas, le transformateur devra être, au moins, un 250 VA.

## LES TESTS

Rien de compliqué. En premier lieu, il convient de procéder à un examen minutieux du câblage du module et surtout détecter et éliminer les courts-circuits provoqués par les soudures.

En second lieu, il faut câbler les fils d'alimentations de puissance et du  $\pm 15$  V sur leurs pastilles respectives, puis relier l'entrée à un câble blindé.

L'entrée mute (J8) est à connecter sur le secondaire du transformateur d'alimentation de puissance, comme l'indique le schéma de la figure 5.

Il faut fixer le module contre un dissipateur car, à vide (même sans signal), le CI LM3886 tiédit. Le courant de repos de l'étage de sortie a été fixé à 50 mA à la conception. On peut dire que cet amplificateur fonctionne en classe A-B.

Rappelez-vous que la semelle du boîtier du LM3886 n'est pas isolée. Elle nécessite un intercalaire et un canon isolant pour la vis de fixation. N'oubliez pas d'enduire les deux faces de graisse au silicone.

Connecter une charge de 4 ou 8  $\Omega$  (résistance de puissance d'au moins 50 W) sur la sortie HP.

En l'absence de signal d'entrée (entrée audio court-circuitée), dès la mise sous tension, vérifier que la sortie est à 0 V ( $\pm 15$  mV). Sur nos modules, nous avons mesuré une tension d'offset inférieure à 5 mV, ce qui est remarquable.

Ensuite, après avoir retiré le shunt sur



Photo 2 : Assemblage en pont des deux modules (inverseur et non inverseur)

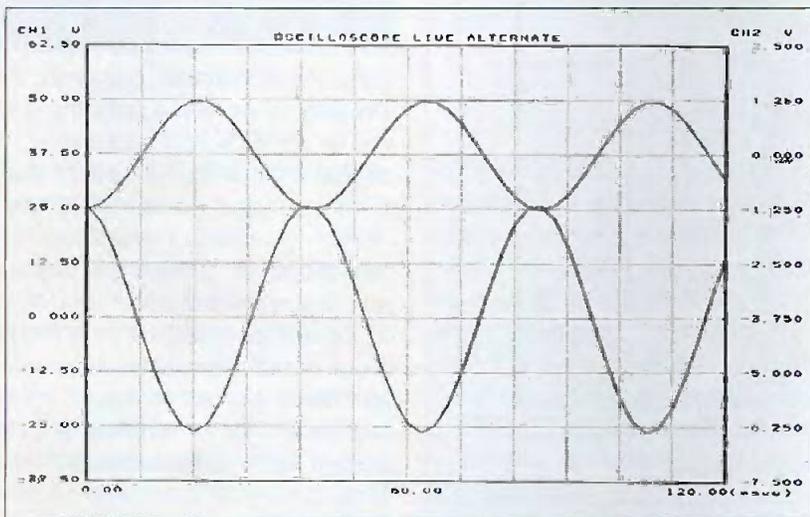


Figure 6 : LM3886 ampli inverseur. Fréquence de 20 Hz.  
Entrée = 2,485 V crête à crête. Sortie = 51,81 V crête à crête.  
Sortie déphasée de 180° par rapport à l'entrée.

l'entrée, injecter un signal asymétrique et vérifier le signal amplifié, en sortie, à l'aide d'un oscilloscope.

En visualisant simultanément les signaux entrée et sortie, constater le déphasage de 180° entre eux, comme le montre l'oscillogramme de la figure 6 pour un signal sinusoïdal de fréquence 20 Hz.

Vérifier le bon fonctionnement du module en balayant le spectre audio de quelques Hertz à, au moins, 30 kHz.

Les amateurs bien équipés auront le loisir d'effectuer toute une série de tests

classiques. Ils constateront le comportement exceptionnel du LM3886 et ses performances irréprochables.

## ASSEMBLAGE EN PONT

Pour les adeptes du GK Five, la photo 2 montre les modules vissés au châssis en aluminium.

Après avoir fixé les deux modules « inverseur » et « non inverseur » au châssis, le montage est prêt pour le câblage.

Commencer par relier l'entrée J1 du module « inverseur » à la pastille J12 du

module « non-inverseur » par un fil court (signal audio asymétrique).

Continuer par le raccordement des entrées J8 (mute) des deux modules, sur le secondaire du transformateur d'alimentation.

Ensuite, relier l'entrée symétrique et sa masse du module « non-inverseur » sur le connecteur XLR à trois bornes.

Relier les points chauds des sorties haut-parleur au connecteur Speakon via le contact du relais de sortie pour l'un des deux fils. Utiliser du fil d'au moins 0,8 mm<sup>2</sup> de section.

**Attention, souvenez-vous que la charge en sortie d'un montage en pont ne se connecte jamais au 0 V.**

Achever le câblage par les fils d'alimentations de puissance et le  $\pm 15$  V venant du module de filtrage du GK Five. Une vérification minutieuse du câblage s'impose avant de passer aux essais.

## ESSAIS EN PONT

Avant de commencer les essais, assurez-vous qu'aucun appareil de mesure ne soit raccordé à la terre.

Connecter une charge (résistance de puissance d'au moins 100 W) sur les points « chauds » des sorties.

Ensuite, injecter un signal symétrique en entrée et vérifier le signal amplifié en sortie à l'aide d'un oscilloscope branché entre les deux points chauds de chaque sortie des modules amplificateurs.

Vérifier le fonctionnement en balayant le spectre audio de quelques Hertz à au moins 30 kHz.

## LES MESURES

Tout d'abord, pourquoi les oscillogrammes présentés sont-ils de deux natures différentes : graphiques et photos ?

Je comptais sur un oscilloscope connecté à un PC pour cette séance de mesures, mais cet appareil s'est avéré particulièrement « limité » pour représenter à l'écran les signaux au-delà de 10 kHz.

En revanche, pour capturer et visualiser les signaux en très basse fréquence, il est supérieur à l'analogique. En résumé, les mesures de 0 à 1 kHz ont été réali-

# AMPLIFICATEUR PONTÉ À MASSE FLOTTANTE

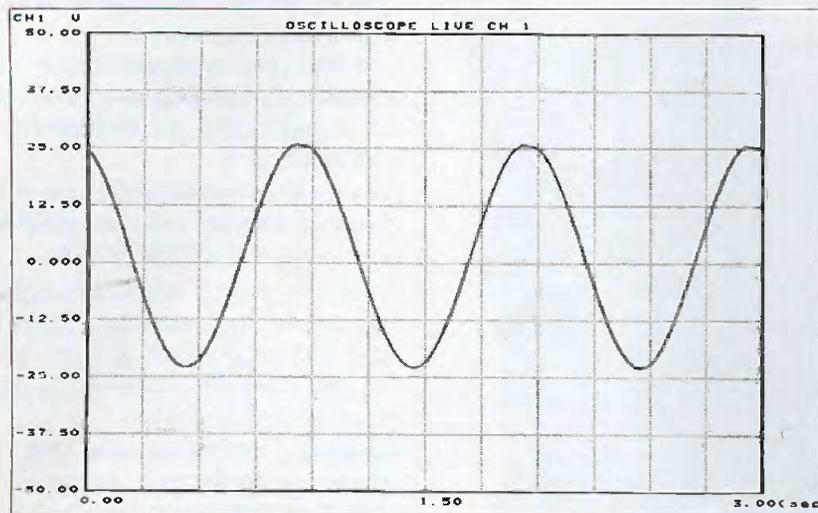


Figure 7 : Oscillogramme 1 Hz sinusoïdal

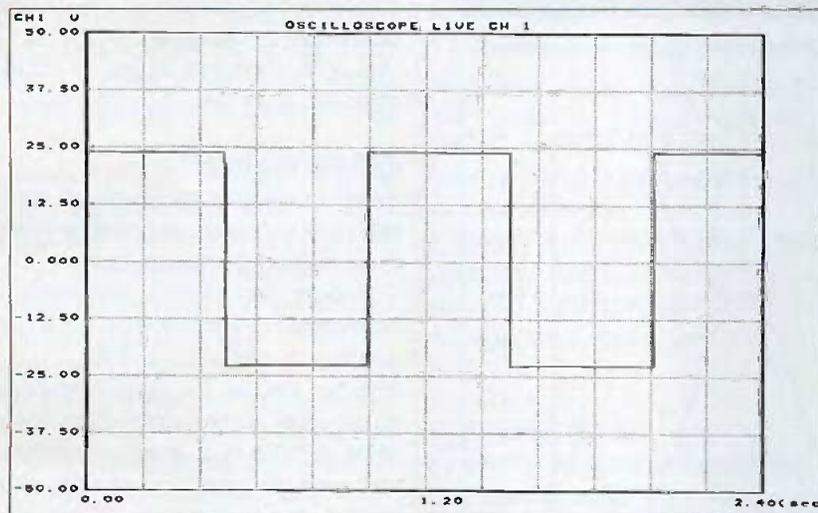


Figure 8 : Oscillogramme à 1 Hz carré

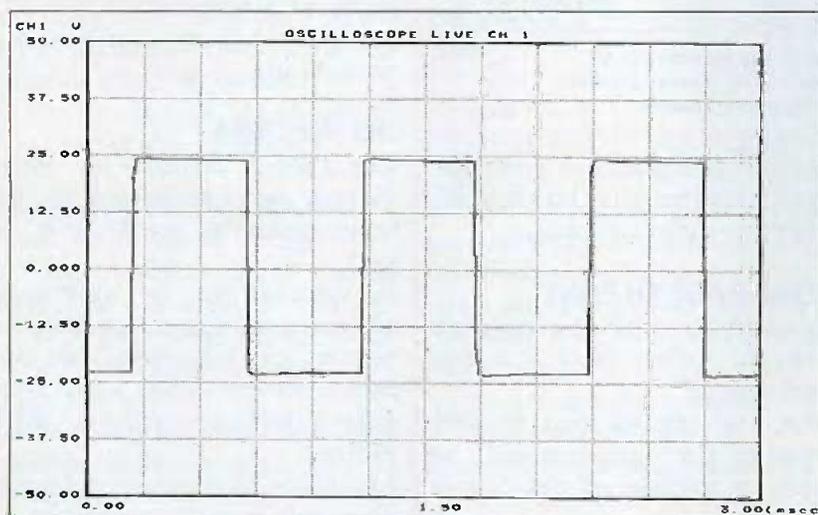


Figure 9 : Oscillogramme à 1 kHz carré

sées avec l'oscilloscope sur PC et celles de 1 kHz à 40 kHz avec un oscilloscope classique analogique.

Comme pour le premier module (voir *Led* n°190), les résultats sont probants et identiques. Tant en régime sinusoïdal qu'en signaux carrés, tous les tests ont été effectués à la valeur maximale de puissance en sortie.

## Régime avec signaux sinusoïdaux

La **figure 7** montre une image parfaite du signal sinusoïdal à 1 Hz, ce qui prouve que le LM3886 câblé en direct, sans capacité de liaison, est capable de passer le courant continu.

Les **photos 3 et 4** démontrent la régularité du signal sinusoïdal jusqu'à 40 kHz.

La **photo 5** visualise le signal observé sur le montage en pont. Le montage en pont aurait dû nous fournir 120 Weff, mais, insuffisamment puissante, l'alimentation s'écroulait à partir d'une tension de sortie de 76 V crête/crête.

Le diagnostic a été rapidement établi : le transformateur ne fournissait pas le courant nécessaire. Les tensions d'alimentations de puissance chutaient pour descendre à la valeur de  $\pm 25$  V.

La formule de calcul :  $P = U^2/R$  nous donne quand même une puissance efficace de 90 W avant écrêtage.

Avec les  $\pm 35$  V d'alimentation, les 120 W auraient facilement été atteints.

## Régime avec signaux carrés

Les **figures 8 et 9** ainsi que la **photo 6**, révèlent les performances du LM3886 commandé par des signaux carrés.

La **photo 7** mérite que l'on s'y attarde. Lors des essais « poussés » de chaque module en monophonie, je me suis aperçu qu'à partir de 10 kHz sur signaux carrés, une oscillation apparaissait. Quelques investigations ont révélé que le coupable était la capacité C1 de 220 pF placée entre les entrées (+) et (-) de l'amplificateur, dont l'utilité est expliquée dans le paragraphe « Conseils importants ».

Censée améliorer la stabilité, elle s'est avérée perturbatrice ! Comme le circuit imprimé ne présente pas de problème

# LE LM3886 EN INVERSEUR

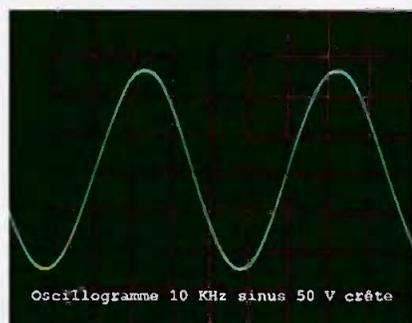


Photo 3

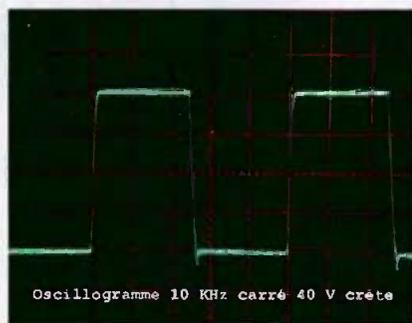


Photo 6

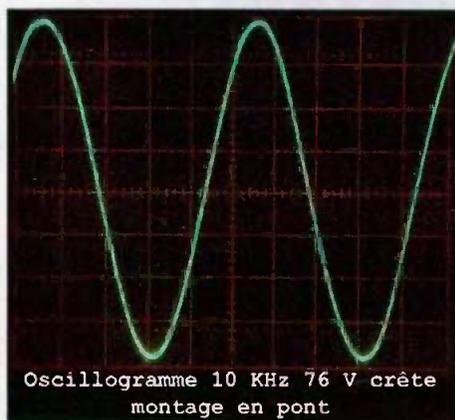


Photo 5

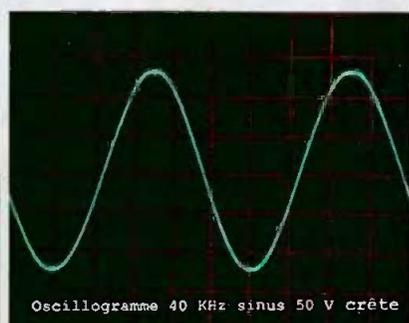


Photo 4

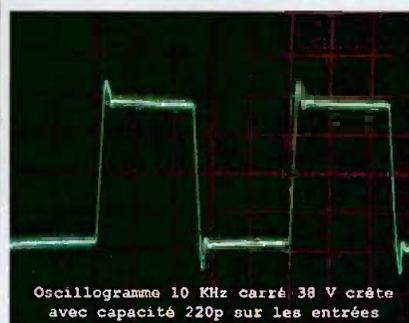


Photo 7

d'accrochage haute fréquence, on peut se passer de C1.

## Valeurs relevées sur le module inverseur LM3886 seul

Tensions d'alimentations :  $\pm 31$  V

Tension d'entrée : 0,886 Veff

Tension en sortie sur une charge de  $8 \Omega$  : 18,63 Veff

Soit une puissance de 42 Weff

Inutile de revenir sur le faible taux de distorsion et le très bon temps de montée sur signal carré, ils ont été maintes fois mesurés dans les précédents articles de Led.

## CONCLUSION

Le LM3886 a démontré ses qualités. Torturé à outrance, il résiste à tous les essais. Par erreur, j'ai même testé le montage en pont avec la charge référencée à la masse ! J'ai pensé qu'il avait rendu l'âme, mais rien à faire, il « redémarra » comme si de rien n'était dès que l'erreur de branchement eut disparu (masse de l'oscilloscope sur PC reliée à la terre).

J'ai aussi testé la protection thermique Spike en utilisant un dissipateur sous-dimensionné.

Après un certain temps d'échauffe-

ment, la protection est entrée en action en coupant l'accès à l'étage de sortie au signal.

Dès que la température chute en dessous de la valeur déterminée, le système laisse à nouveau passer le signal.

Le processus s'est renouvelé à maintes reprises pour voir si le LM3886 résistait à des excès de température prolongés. Non seulement ce circuit présente des performances électriques et audio incontestables, mais en plus il possède des sécurités internes le protégeant efficacement.

Gabriel Kossmann

**Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue ?**

**N'hésitez pas à nous joindre afin d'obtenir les renseignements nécessaires à une éventuelle collaboration à *Electronique Pratique*.**

**3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 92 Fax. : 01 44 65 80 90**

# AMPLI HAUTE FIDÉLITÉ PUSH-PULL CLASSE A DE 6L6GC SON ALIMENTATION H.T

Dans le précédent numéro d'Électronique Pratique nous vous avons présenté la version d'une alimentation stabilisée destinée à faire fonctionner notre amplificateur Push-Pull classe A de 2 x 24 Weff publié dans le n°301.

**C**onscient de la complexité de l'alimentation stabilisée et du découragement qu'elle peut engendrer devant la somme de travail, nous tenons aujourd'hui à vous proposer une version classique non stabilisée.

## ALIMENTATION NON STABILISÉE

### LE SCHÉMA

#### Circuit de veille et de temporisation

Le principe du circuit de veille et de temporisation est de permettre le chauffage des filaments pendant vingt secondes avant d'activer la haute tension. Un petit transformateur de 5VA (T1) alimente en permanence ce circuit de veille (figure 12).

La fermeture de la ligne « ON » entraîne l'activation du relais K1 et le départ de la temporisation.

Le relais K1 activé met le transformateur de puissance (T2) sous tension et nous fournit la tension de chauffage des filaments.

En fonction de veille, la tension au point « R », sur la ligne « ON » vaut une trentaine de volts et la diode D4 maintient ce potentiel à la broche 2 (entrée négative) de IC1.

Dans ce cas, puisque la broche 3 (entrée positive) se trouve à la demi-

tension, la sortie de l'amplificateur opérationnel est nulle et, le relais K2 n'est pas activé.

Le départ de la temporisation est donné par la mise à zéro du point « R » qui libère le condensateur C9.

Ce dernier se charge sous l'effet de R9 et la tension sur l'entrée négative passe le seuil de comparaison de IC1 après +/- vingt secondes.

A ce moment, le relais K2 s'active et met la haute tension en service.

Les relais consomment chacun 40 mA, c'est la raison de la présence du transistor Q1 pour piloter le relais K2. La tension de veille chute alors à 24 Vdc.

Pour éviter le cliquetis du relais dû à la non stabilisation de l'alimentation de veille, nous avons ajouté la résistance R17 qui provoque par rétro-action positive l'accélération du basculement de IC1. C'est la version « Trigger de Schmitt » pour amplificateur opérationnel.

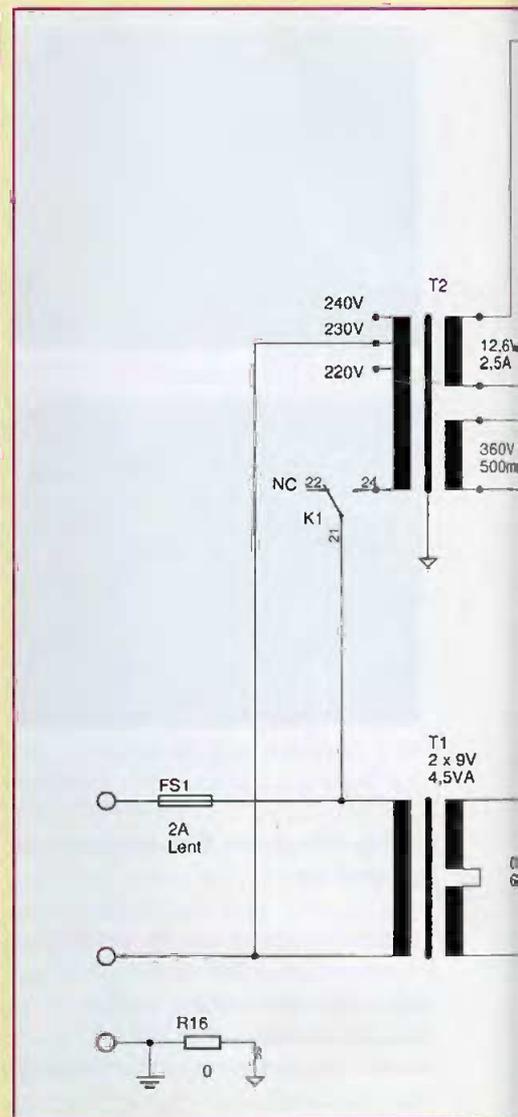
En cas de coupure intempestive de courant ou de débranchement accidentel du connecteur de liaison, le circuit de temporisation est remis automatiquement à zéro.

L'alimentation HT est alors coupée pendant un nouveau délai de vingt secondes.

Le débranchement du connecteur désactive immédiatement K1, court-circuite le condensateur C9 via D4 et R8, provoque le basculement en fonction de veille de IC1 et la désactivation de K2.

De même une coupure du secteur fait chuter la tension d'alimentation, désactive les deux relais et court-circuite C9, via D5.

Les diodes D3, D6 et D8 écrasent la surtension de coupure due à la self du relais. Les trois leds affichent l'état de l'alimentation : D1 pour la veille, D2



pour la mise sous tension (Remote) et D7 pour l'activation de la haute tension après vingt secondes.

Le choix des relais s'est porté sur le modèle G8P de Omron qui supporte 30 A et est testé à 1500 Vac.

### Haute tension et quelques mesures

La tension secondaire est redressée par le pont de diodes B1 et est appliquée au circuit de filtrage (C1, C2, L1 et C13) après commutation du relais K2.

La commutation du relais entraîne la charge des condensateurs.

La figure 13 présente le chronogramme du courant.

Ce courant est mesuré aux bornes d'une résistance de 0,1 Ω.

# PUSH-PULL CLASSE A

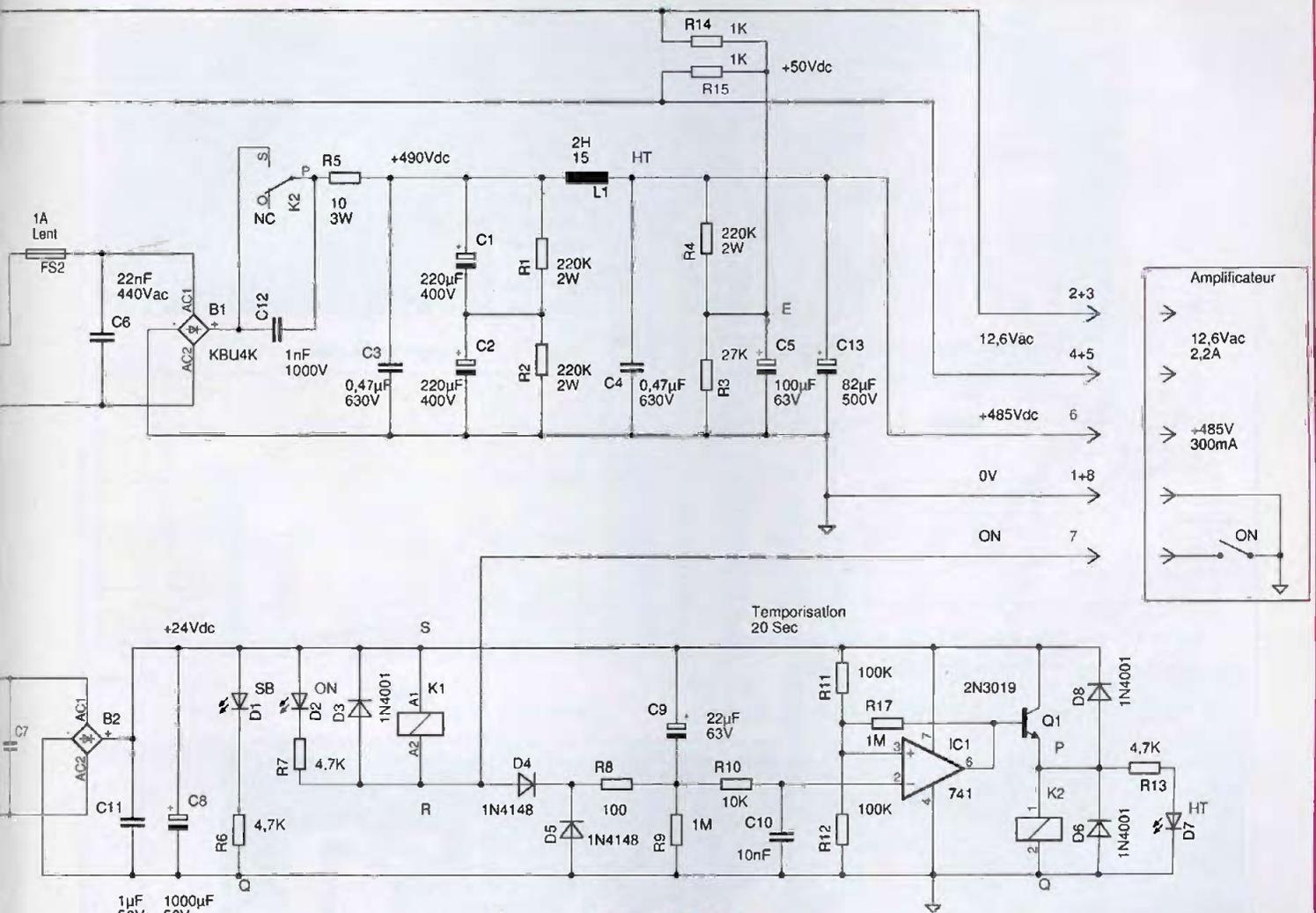


Figure 12 : Schéma

La première pointe monte à 8 ampères pour se stabiliser après 100 ms à 1,4 A peak cadencé à 100 Hz.

Le courant réel en régime est de 480 mA eff.

La valeur du courant de pointe est directement liée à la valeur des capacités « tampon » et à la résistance interne du secondaire du transformateur.

Le redresseur B1 est prévu pour supporter un courant de 4 A en régime et de 200 A en pointe. Par sécurité, nous avons ajouté une résistance de limitation de 10 Ω (R5).

L'ondulation après redressement est de 20 V pp pour un courant de 300 mA et la self d'amortissement limite l'ondulation résiduelle à 600 mVac (figure 14). Cette ondulation tombe à 200 mVac en

raccordant l'amplificateur.

En effet, il y a un condensateur de 82 μF en tête de chaque canal.

La tension de chauffage des filaments est portée à un potentiel de +50 Vdc afin d'inhiber l'influence thermoionique du filament de la première triode de l'ampli dont la cathode est à un potentiel de +30 Vdc.

Le rapport signal/bruit de l'amplificateur est de 96 dB linéaire. L'oreille collée contre l'enceinte, aucune ronflette n'est perceptible.

Pour rappel, les mesures sur l'amplificateur avaient été réalisées avec l'alimentation stabilisée.

Nous avons refait les mêmes mesures avec l'alimentation non stabilisée.

La seule différence est l'augmentation

du bruit de fond qui passe à 200 μV (au lieu de 30 μV).

Nous avons aussi noté une tendance plus accentuée d'oscillation subsonique amortie en cas de sollicitation de l'amplificateur non-chargé.

Ceci est dû à la résistance interne de l'alimentation qui est beaucoup plus élevée.

La mesure de la résistance interne statique en régime (Ri) est de 208 Ω pour un courant de 300 mA. La méthode de mesure est montrée en figure 5.

Une mise en parallèle d'une charge active ajoute un courant de 41,7 mA et fait chuter la tension de 8,7 Vdc. La Ri est donc de 8,7/0,0417 soit 208 Ω.

Cette valeur n'est pas anormale pour une alimentation non stabilisée.

# ALIMENTATION H.T. NON STABILISÉE

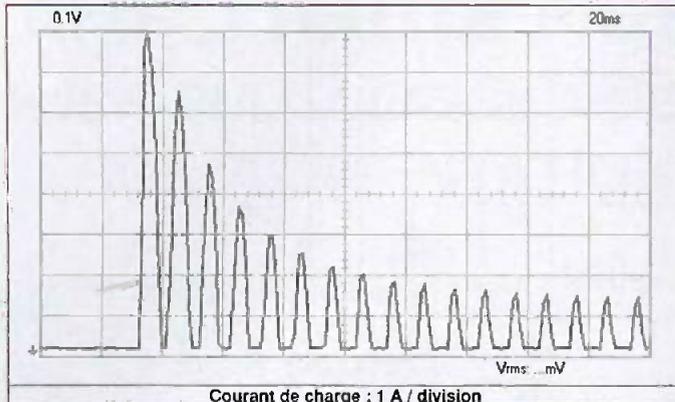


Figure 13 : Chronogramme du courant

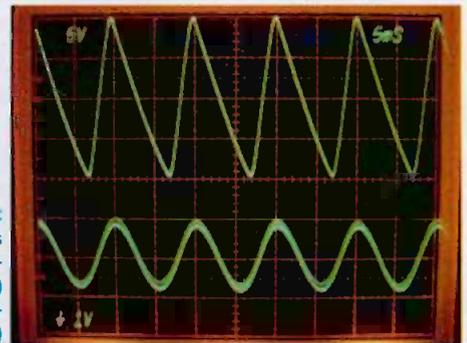


Figure 14 : Ondulations après redressement (en haut) et self de filtrage (en bas)

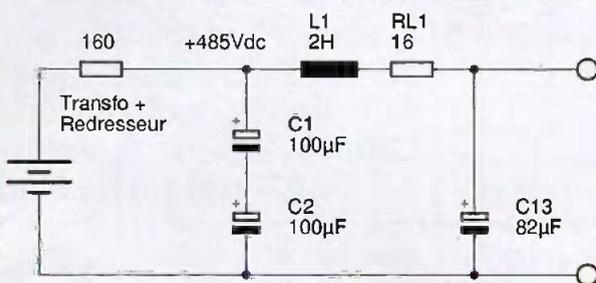


Figure 15 : Les différentes réactances qui composent le circuit de filtrage

Figure 17 : Circuit imprimé de l'alimentation non régulée

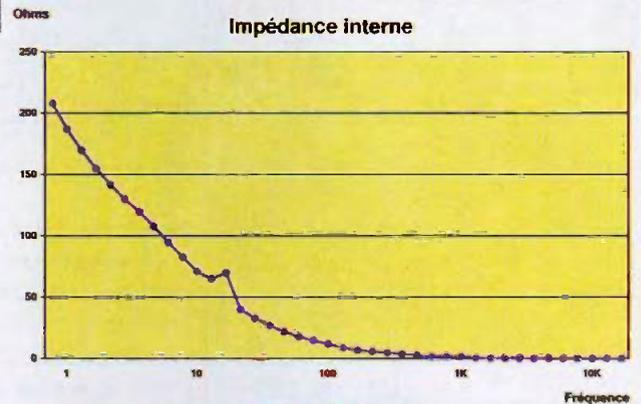
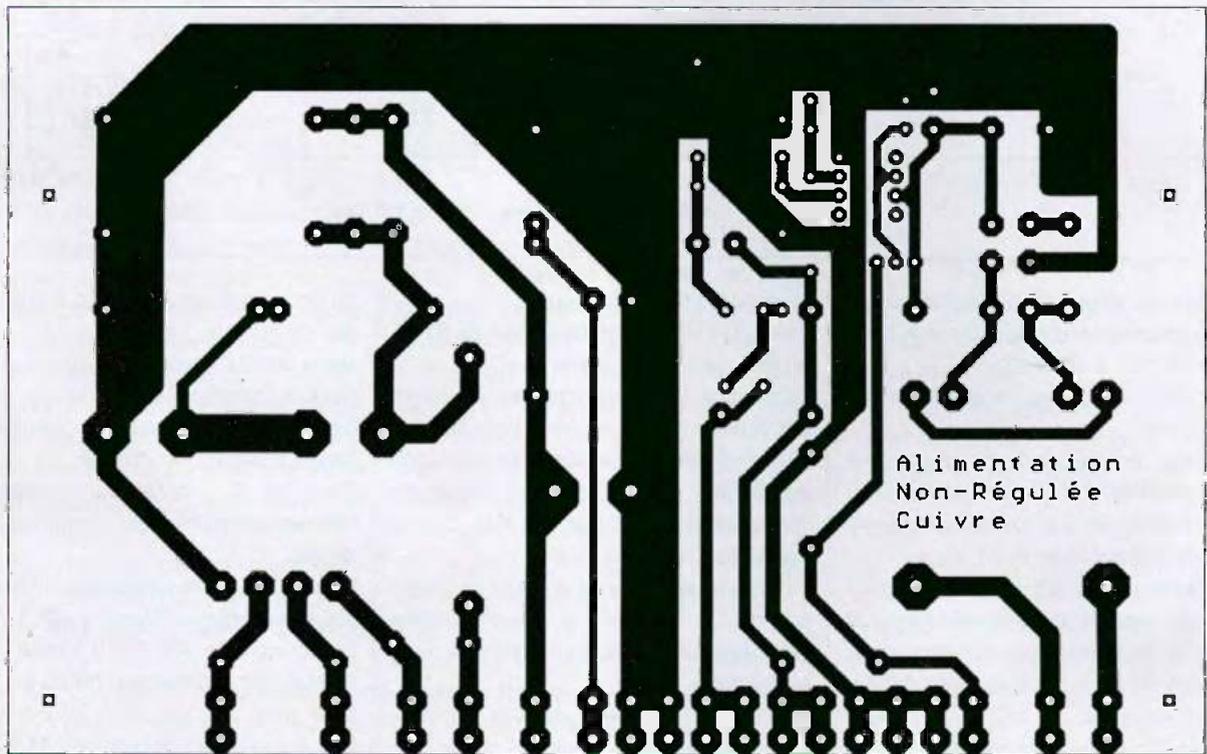


Figure 16 : Observation d'une légère discontinuité vers 20 Hz



Le schéma de la figure 15 met en évidence les différentes réactances qui composent le circuit de filtrage.

Les premières mesures (figure 16) ont montré une légère discontinuité vers 20 Hz. Nous avons recommencé les

mesures en utilisant une autre méthode et obtenu des résultats semblables. Il s'agit ici d'un phénomène de réso-

# PUSH-PULL CLASSE A

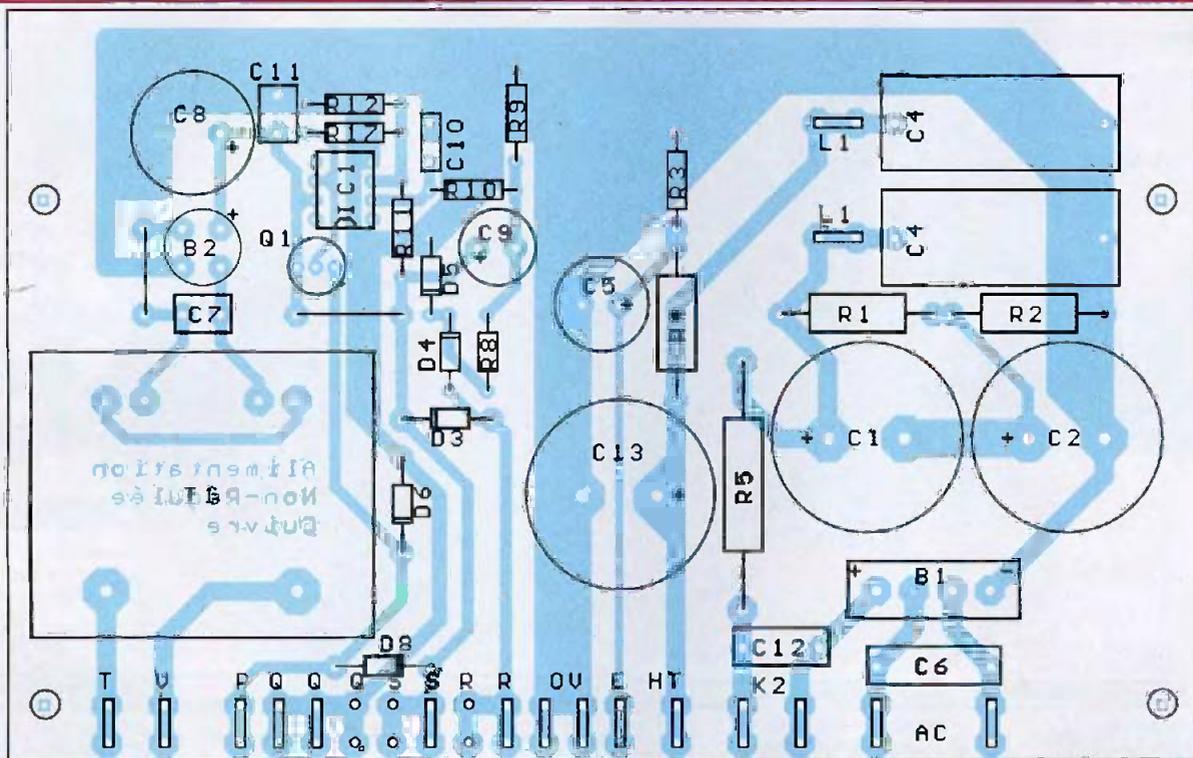
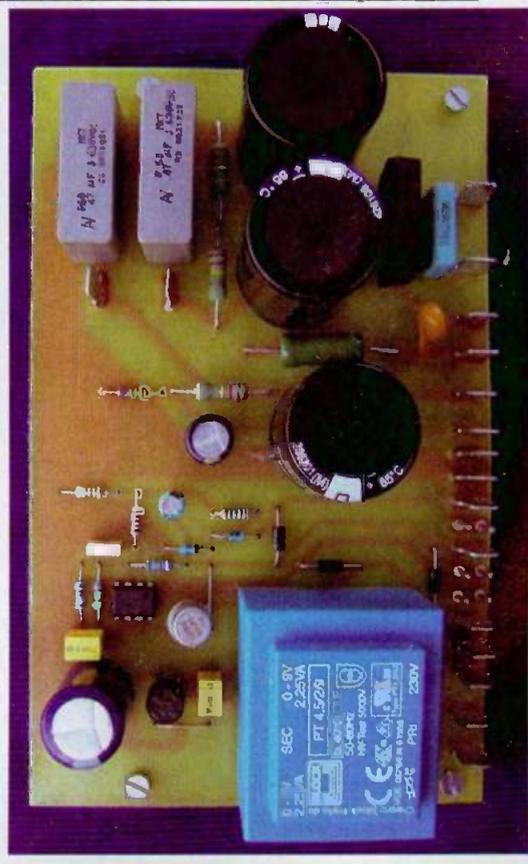


Figure 18

Photo 12



Alimentation Non-Stabilisée	Valeur	Volt/Puiss.	Tol/Type	
1 B1	600V	4A		
1 B2	40V	1A		
2 C1,C2	220µF	400 V	Radial	10 mm
2 C3,C4	0,47µF	630V	Radial	27,5 mm
1 C5	10µF	63V	Radial	5 mm
1 C6	22nF	440Vac	Radial	15 mm
1 C7	0,1µF	100V	Radial	5 mm
1 C8	1000µF	50V	Radial	7,5 mm
1 C9	22µF	63V	Radial	5 mm
1 C10	10nF	100V	Radial	5 mm
1 C11	1µF	50V	Radial	5 mm
1 C12	1nF	1000V	Radial	10 mm
1 C13	82µF	500V	Radial	10 mm
3 D1,D2,D7	Led			
3 D3,D6,D8	1N4001			
2 D4,D5	1N4148			
1 FS1	2A		Lent (T)	
1 FS2	1A		Lent (T)	
1 IC1	741			
1 K1,K2	SPST	24Vdc		
1 L1	2H	500mA		
1 Q1	2N3019			
3 R1,R2,R4	220K	2W	5%	MO
1 R3	27K	0,5W	1%	MF
1 R5	10	3W	5%	Bobinée
3 R6,R7,R13	4,7K	0,5W	1%	MF
1 R8	100	0,5W	1%	MF
2 R9,R17	1M	0,5W	1%	MF
1 R10	10K	0,5W	1%	MF
2 R11,R12	100K	0,5W	1%	MF
2 R14,R15	1K	0,5W	1%	MF
1 R15	100	0,5W	1%	MF
1 R16	0			
1 T1	2x9V	5VA		
1 T2 (Voir texte)	12,6V/360V	2,5A/0,5A		

nance dû à l'association de la self et des divers condensateurs. Toutefois, ce phénomène est fortement amorti et

sans impact sur le comportement de l'amplificateur.

**Remarque importante :** la possibilité

de mettre l'amplificateur en « Stand-By » ou de le faire fonctionner à plus faible puissance n'est pas possible

Photo 13

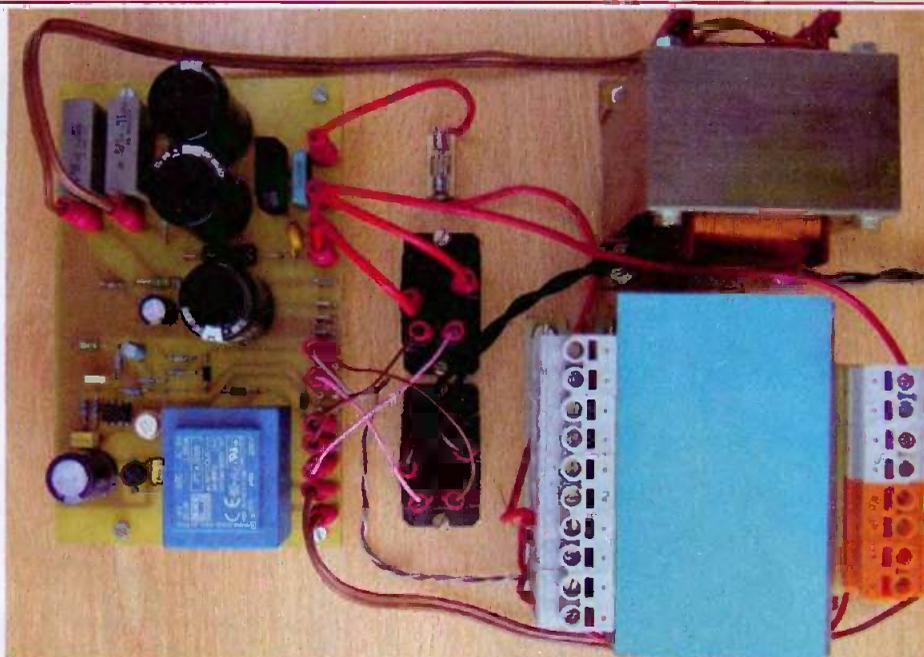


Figure 19

Alimentation Non-Stabilisée - Composants Spécifiques	
K1, K2 Relais 24V	Radiospares Ref: 418-6237
T1 Transformateur	Radiospares Ref: 201-8479
T2 Transformateur	ACEA - Me contacter
L1 Choke 2H	ACEA - Me contacter
Condensateur 82µF / 500V	Radiospares Ref: 339-7155
Condensateur 220µF / 400V	Radiospares Ref: 127-672
Boîtier	Radiospares Ref: 223-988
Socle Touchproof à 8 contacts	Me contacter
Plug Touchproof	Me contacter
Socle Secteur	Conrad Ref: 612600
Socle Fusible 32 mm	Conrad Ref: 550825
Entretroises M3 10 mm F-F	Conrad Ref: 526517
Raccord LED	Conrad Ref: 741213
Cosses Faston	Radiospares Ref: 284-8466
Picot 1,3mm	Conrad Ref: 526274
Cosse picot 1,3 mm	Conrad Ref: 526258

Caractéristiques techniques	Stabilisée	Non-Stabilisée
Tension nominale	485 Vdc	485 Vdc
Courant	0 → 350 mAdc	300 mAdc
Tension de chauffage	12,6 Vac - 2,5 A	12,6 Vac - 2,5 A
Stabilité pour 230V +/- 5%	+/- 0,5%	Non-Stabilisé
Rapport Signal Bruit de l'Amplificateur	>110 dB	> 90 dB
Ondulation résiduelle (I = 300 mAdc)	< 3 mVac	600 mVac
Résistance interne statique	< 5 Ω	208 Ω
Impédance interne > 100 Hz	3,6 Ω	15 Ω
Impédance interne > 1000Hz	1,1 Ω	2,4 Ω
Mise sous tension temporisée	30 sec - Rampe	20 sec - Commutation
Consommation en charge	230V / 1,1 A / 250VA	230V / 0,9 A / 210 VA
Consommation au repos	230 V / 22 mA / 5 VA	230V / 22 mA / 5VA
Dimensions	203 x 280 x 133 mm	203 x 280 x133
Poids	9 Kg	10 Kg

avec l'alimentation non stabilisée.

En effet, sans charge, la tension monte allègrement à plus de 550 Vdc ce qui est fatal pour les électrolytiques de l'alimentation et de l'amplificateur.

## MISE EN ŒUVRE

L'essentiel du circuit tient sur une carte imprimée de 100 x 160 mm. Cette carte est équipée de cosses et peut être travaillée sans être gêné par des fils de liaisons. (figures 17, 18 et photo 12)

Seule l'alimentation stabilisée a fait l'objet d'une « mise en boîte ». L'alimentation non stabilisée a été montée, testée et utilisée en « montage volant ». Comme cette alimentation véhicule des tensions dangereuses, nous avons soigné la disposition et

veillé à bien fixer le tout. (photo 13)

La fixation de la carte par quatre entretoises M3 F-F de 10 mm est identique à celle de l'alimentation stabilisée.

## Test

On commencera par tester le circuit de veille. En appliquant le 230 V au primaire du seul petit transfo, on mesure la tension sur le point « S », elle doit valoir environ +30 Vdc. Les deux relais sont au repos. En court-circuitant la cosse « R » à la masse « Q », le relais K1 est activé suivi environ vingt secondes plus tard par le relais K2. Ensuite, le primaire du transformateur de puissance peut être raccordé. Il est préférable de tester la HT en se servant d'un Variac ou éventuellement en introduisant une ampoule de 100 W en série avec le primaire, le

temps de s'assurer que rien ne claque ou ne fume ! Le test final est effectué avec deux ampoules de 230 V/60 W montées en série. La charge est d'environ 1800 Ω/120 W. Il est préférable de raccorder les ampoules avant la mise sous tension.

## CONCLUSION

Les deux alimentations ont fonctionné en démontrant leur fiabilité. Le tableau en figure 19 reprend les caractéristiques techniques des deux versions.

Pour les données de fabrication, des cartes imprimées ou de quelque problème d'approvisionnement, n'hésitez pas à me contacter par courriel à l'adresse : [jl.vandersleyen@skynet.be](mailto:jl.vandersleyen@skynet.be)

Jean-Louis Vandersleyen