

Retrouvez  
le cahier audio  
**Led**

## Préamplificateur à tubes EF86/ECC88 pour vinyles ▶

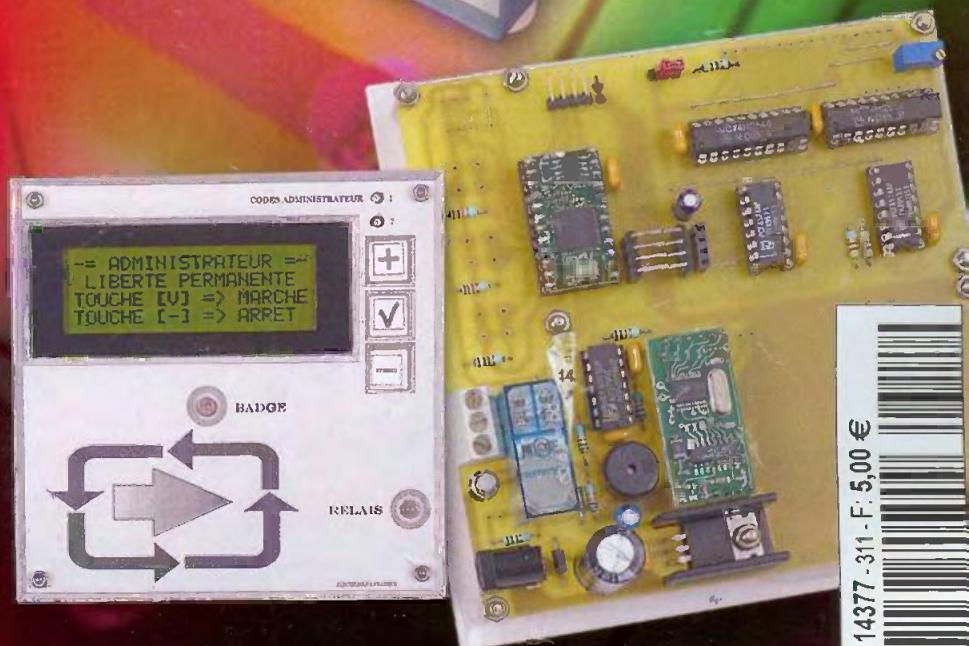
Les filtres actifs  
du 2<sup>e</sup> ordre

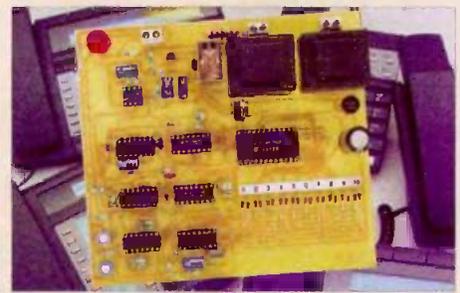
Vidéo-surveillance  
sur 4 écrans  
en N & B

Alerte  
téléphonique

Ventilation  
automatique

Porte-monnaie  
et antivol RFID ▶

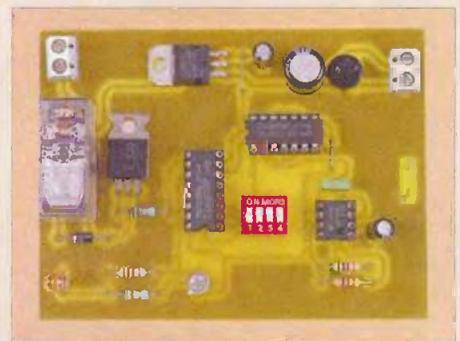




## 4 Infos / Nouveautés

### Initiation

- 8 Internet pratique
- 10 Les filtres actifs du 2<sup>e</sup> ordre



### Réalisez vous-même

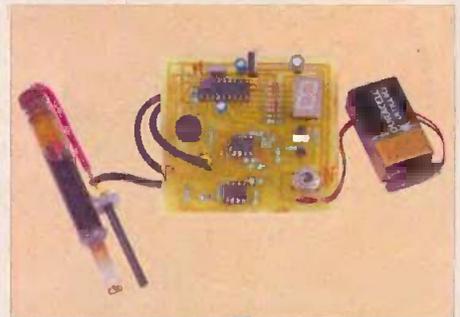
### Micro / Robot / Domotique

- 16 Alerte téléphonique programmable
- 25 Mosaïque 4 écrans pour vidéo-surveillance en N & B (2<sup>e</sup> partie)
- 30 Ventilation automatique
- 34 Porte-monnaie et antivol RFID
- 42 Indicateur d'usure de perchlorure de fer



### Audio

- 50 Et si on parlait tubes (cours n°29)
- 54 Préamplificateur à tubes EF86 ou ECC88 pour vinyles



Fondateur : Jean-Pierre Ventillard - TRANSOCEANIC SAS 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 : Elsa Sepulveda - Couverture : Dominique Dumas - Illustrations : Alain Bouteville Sanders, Pascal Mercier

Photos : Isabelle Garrigou - Avec la participation de : R. Bassi, R. Knoerr, Y. Mergy, P. Monn, M. Ousset, J-L Vandersleyen, O. Viacava

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

DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01 64 66 16 39 - PUBLICITÉ : À la revue, e-mail : [pubep@ir.oleane.com](mailto:pubep@ir.oleane.com)

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

Imprimerie : ACTIS MAULDE & RENO 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL : DÉCEMBRE 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

ABONNEMENTS : 18-24, quai de la Mame - 75164 Paris Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 85 16 - Fax : 01 42 00 56 92. - Préciser sur l'enveloppe « Service Abonnements »

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

Abonnements USA - Canada : Contacter Express Mag - [www.expressmag.com](http://www.expressmag.com) - [expsmag@expressmag.com](mailto:expsmag@expressmag.com) - Tarif abonnement USA-Canada : 60 €

TARIFS AU NUMÉRO : France Métropolitaine : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 € • DOM Surface : 5,80 € • Port continent : 5,60 €

Belgique : 5,50 € • Espagne : 5,60 € • Grèce 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF • Maroc : 60 MAD • Tunisie : 5200 TND • Canada : 6,60 \$ CAN

# Robot programmable par icônes graphiques



La société Lextronic propose un tout nouveau robot ludique entièrement programmable via des icônes graphiques. Ce dernier se compose d'une base mécanique dont la motricité est assurée par deux moteurs DC associés à une roue folle. La partie électronique (recouverte par un capot de protection translucide) est livrée pré-assemblée (aucune soudure ne sera nécessaire pour la mise en œuvre du robot). Architecturée autour d'un microcontrôleur Atmel ATMEGA64L, cette platine électronique se compose de :

- un étage de régulation,
- un étage de puissance pour la commande des moteurs,
- différentes cellules infrarouges permettant la détection latérale d'ob-

stacles ainsi que la détection de lignes au sol,

- une interface USB autorisant la programmation du comportement du robot via un PC

- un afficheur LCD alphanumérique de 2 x 8 caractères et de cinq emplacements qui vous permettront d'insérer des petits modules d'interfaces divers.

Le robot est livré de base avec des modules boutons-poussoirs, afficheur sept segments, leds, capteur de bruit, capteur de lumière ou encore buzzer qui vous permettront d'obtenir de très nombreuses combinaisons d'utilisations possibles (de nouveaux modules sont également prévus à l'avenir).

Un puissant logiciel de programma-

tion graphique fourni avec le robot vous permettra de conditionner très simplement ses réactions vis-à-vis de son environnement. Dans ce dessin, tous les petits modules d'interfaces sont représentés dans le logiciel sous la forme d'icônes afin que vous puissiez exploiter leurs possibilités en les associant à d'autres icônes de gestion (génération de temporisations, gestion des moteurs - sens - vitesse, etc.). Par exemple, l'icône représentant l'afficheur LCD vous permettra d'afficher des messages, alors que l'icône avec le capteur de lumière vous permettra, en fonction d'un seuil programmable, de déclencher une action, etc.

Lorsque les réactions du robot auront été pensées et dessinées sur l'écran du PC, vous pourrez télécharger votre programme dans le microcontrôleur du robot via le port USB.

À noter que le logiciel vous fournira également le fichier source en langage « C » équivalent à votre programmation graphique, ce qui constitue un formidable outil pédagogique pour les établissements scolaires.

## Informations complémentaires

**SOCIÉTÉ LEXTRONIC**

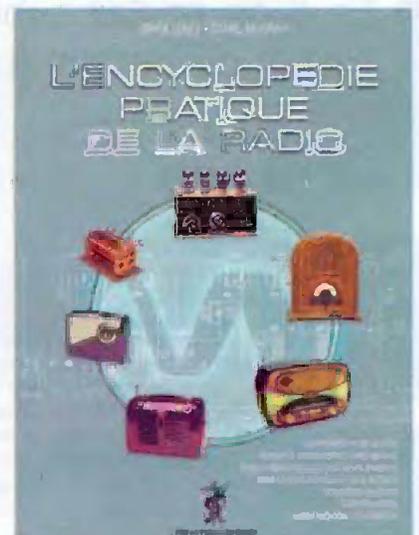
<http://www.lextronic.fr>

Tél. : 01.45.76.83.88

## Encyclopédie pratique de la TSF, une publication de Radiofil

Radiofil, association française des amateurs de TSF et de reproduction du son, édite un ouvrage de référence consacré à la TSF. Cette encyclopédie pratique rassemble tout ce qu'il faut savoir pour connaître, comprendre, dépanner, améliorer et entretenir les postes récepteurs, de l'origine du poste à galène jusqu'aux années 50. Les coauteurs de cet ouvrage absolument passionnant, Serge Logez et Daniel Maignan, ont particulièrement réussi l'équilibre entre la connaissance théorique expliquée avec méthode, exemples et illustrations et l'aspect pratique du dépannage, de l'acquisition d'un poste poussiéreux et inconnu jusqu'à sa réhabilitation complète. Les méthodes sont à la portée de tous et traduisent l'expérience de centaines de postes dépannés... Astuces et tournemains sont distillés méticuleusement et s'adressent à tous ceux qui rêvent de mettre les mains dans un châssis mais n'ont pas osé le faire par absence d'un vrai guide. L'ouvrage est accompagné d'un CD-Rom qui inclut toutes les réalisations pratiques, les fiches techniques et les schémas des récepteurs des années 20.

*Encyclopédie pratique de la TSF*, Radiofil, 576 pages, disponible auprès de la boutique de Radiofil, [www.radiofil.com](http://www.radiofil.com)



L'étude des asservissements est un point de passage incontournable non seulement en électronique, mais aussi dans tous les domaines de la physique en général. Internet étant une source inépuisable d'informations, nous invitons tous nos lecteurs passionnés d'électronique à découvrir le fruit de nos recherches.

**E**n guise d'introduction, nous vous invitons dès maintenant à charger la page suivante dans votre navigateur :

[http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap\\_asserv1.htm](http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap_asserv1.htm)

Le site proposé ici présente brièvement l'ensemble des notions qu'il faut assimiler lorsque l'on souhaite étudier un système asservi.

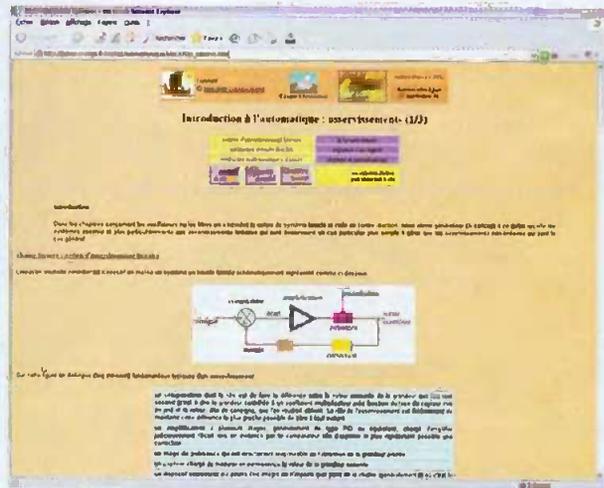
Le contenu de la page est assez fourni et les lecteurs qui découvrent pour la première fois les notions liées aux asservissements seront plus intéressés par le document que l'on peut télécharger à l'adresse suivante :

<http://perso.orange.fr/geea.org2/IMG/pdf/regulation2000-2001.pdf>

Le document est beaucoup plus didactique que le site précédant, en contre-partie il s'étend sur vingt pages (fort heureusement, ces pages sont très aérées). Si le sujet vous passionne et que vous souhaitez étudier les asservissements de façon plus ouverte, vous serez certainement intéressé par le site qui se situe à l'adresse :

<http://gatt.club.fr/page1/page23/page23.html>

# internet PR@TIQUE



**1** [http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap\\_asserv1.htm](http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap_asserv1.htm)

Ce site aborde l'étude des asservissements appliqués à la physique en général (asservissement de température, de position, etc.).

Ce site rappelle brièvement que l'étude des systèmes régulés et des systèmes asservis met en jeu des principes très proches, ce qui explique que le site aborde les deux sujets dans la même page. Vous pourrez consulter la page à l'adresse :

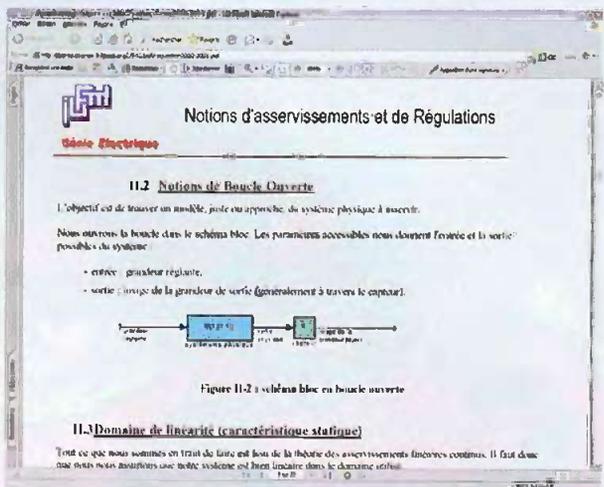
<http://www.eudil.fr/eudil/belk/sc00a3.htm>

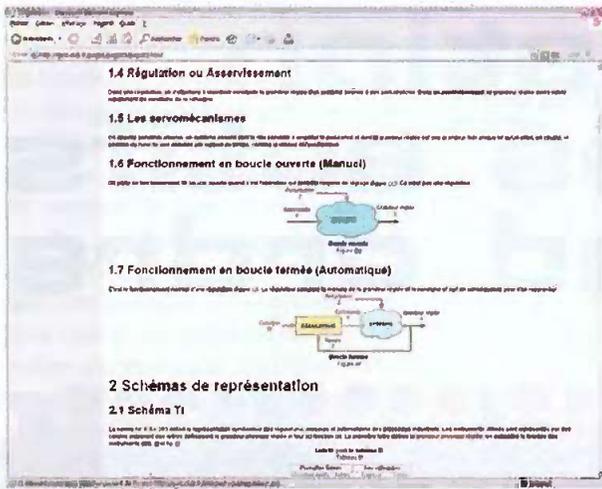
Cette page présente le sujet sous un angle plus mathématique. Notez que ce site prend sa racine à l'adresse

<http://www.eudil.fr/eudil/belk/sc00a.htm> sous le thème plus général de l'étude des systèmes de régulations automatiques.

Si vous souhaitez conserver un document synthétique pour vous rappeler des équations de base qui régissent un système asservi, vous pourrez télécharger le fichier qui se situe à

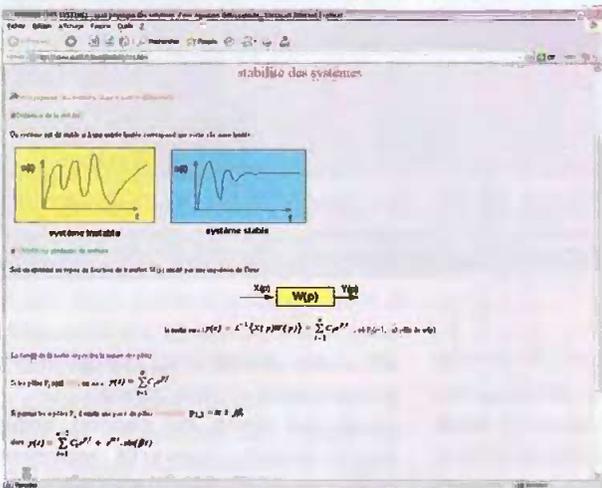
**2** <http://perso.orange.fr/geea.org2/IMG/pdf/regulation2000-2001.pdf>





3 <http://gatt.club.fr/page1/page23/page23.html>

4 <http://www.eudil.fr/eudil/belk/sc00a3.htm>



l'adresse : <http://dado59.free.fr/www2/cours/regulation/etude-syslin.pdf>

Vous trouverez également un document plus complet à l'adresse :

<http://auto.polytech.univ-tours.fr/telechargements/fichiers/SA.Poly.pdf>

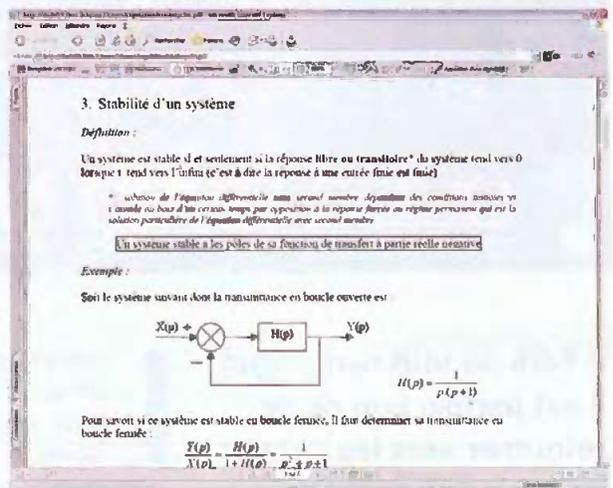
Il va de soi qu'un sujet aussi important trouve une multitude d'échos sur la toile mondiale de l'Internet.

Les quelques liens, en rapport avec ce sujet, que nous avons sélectionnés et qui sont reproduits en annexe sont là pour en témoigner. Cette liste, bien entendu, n'est pas exhaustive.

Nous vous souhaitons une agréable découverte des sites proposés et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain dans *Électronique Pratique* pour découvrir de nouveau un sujet passionnant grâce aux fabuleuses ressources de l'Internet que nous défrichons chaque mois pour vous.

P. MORIN

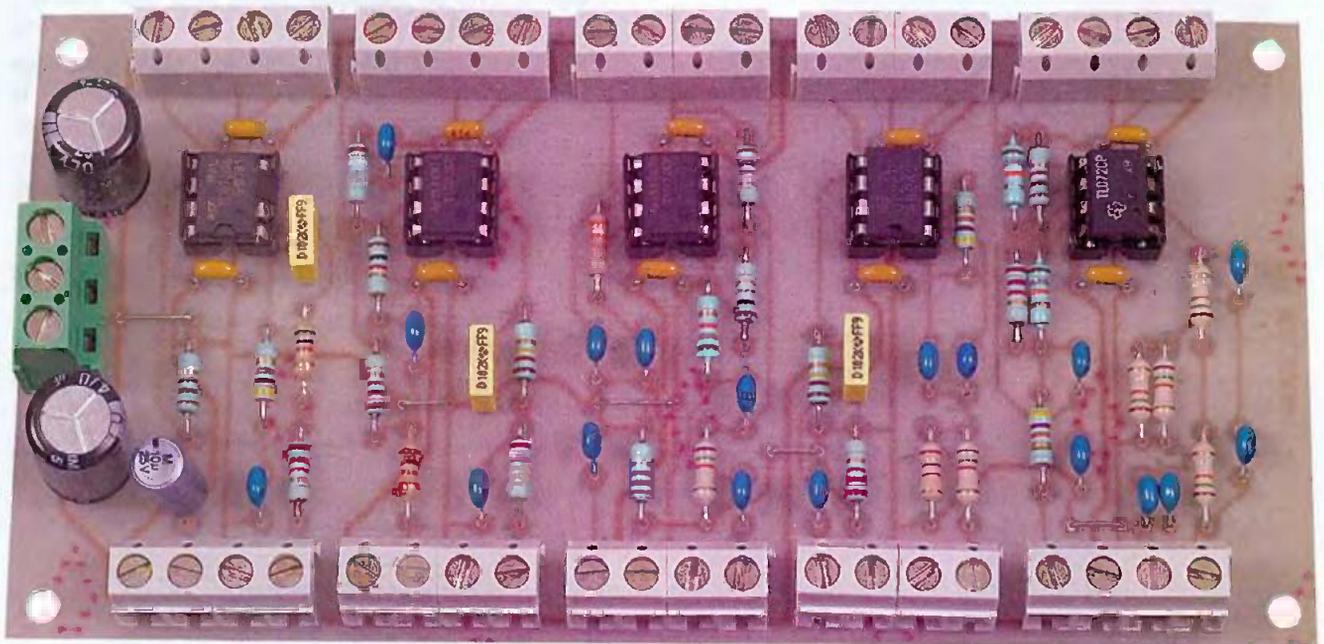
5 <http://dado59.free.fr/www2/cours/regulation/etudesyslin.pdf>



- [http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap\\_asserv1.htm](http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/elec/chap_asserv1.htm)
- <http://perso.orange.fr/geea.org2/IMG/pdf/regulation2000-2001.pdf>
- <http://gatt.club.fr/page1/page23/page23.html>
- <http://dado59.free.fr/www2/cours/regulation/etudesyslin.pdf>
- <http://www.eudil.fr/eudil/belk/sc00a3.htm>
- <http://auto.polytech.univ-tours.fr/telechargements/fichiers/SA.Poly.pdf>
- <http://www.eudil.fr/eudil/belk/sc00a.htm>
- [http://www.univ-savoie.fr/labs/lahc/MEMBRES\\_LAHC/Ferrari/Ens\\_FERRARI/base%20de%20donnee/Deug%20STPI%202/Cours%20Automatique/](http://www.univ-savoie.fr/labs/lahc/MEMBRES_LAHC/Ferrari/Ens_FERRARI/base%20de%20donnee/Deug%20STPI%202/Cours%20Automatique/)
- <http://lswwww.epfl.ch/LSI2001/teaching/physiciens/lecon07/lecon7.html>
- [http://fr.wikipedia.org/wiki/Choix\\_des\\_boucles\\_de\\_r%C3%A9gulation](http://fr.wikipedia.org/wiki/Choix_des_boucles_de_r%C3%A9gulation)
- <http://perso.orange.fr/reg.ass/>
- <http://fr.wikipedia.org/wiki/Asservissement>
- [http://www.phytem.ens-cachan.fr/telechargement/Module\\_IETI/TP8%20asservissement.pdf](http://www.phytem.ens-cachan.fr/telechargement/Module_IETI/TP8%20asservissement.pdf)
- <http://www.enseirb.fr/~dondon/PLL/PLLana/PLLana.html>
- <http://www.physique.ens-cachan.fr/files/dataphysique/assvimcc.pdf>
- <http://www.physique.ens-cachan.fr/files/dataphysique/assflulu.pdf>
- [http://www.physique.ens-cachan.fr/files/dataphysique/ass\\_tens\\_hach.pdf](http://www.physique.ens-cachan.fr/files/dataphysique/ass_tens_hach.pdf)

Liste des liens de ce dossier

# Réalisation des filtres actifs du second ordre



À l'ère du tout numérique, il est parfois bon de se retourner vers les circuits de base que sont les filtres analogiques. D'ailleurs, n'importe quel appareil numérique de traitement du signal en possède sur ses entrées et ses sorties. La famille des filtres est immense, voire gigantesque. Notre présentation est divisée en quatre parties. Les deux premières sont abordées dans le présent numéro. Les deux autres le seront dans nos prochains numéros.

Il est toutefois possible de faire un tour d'horizon pratique des filtres actifs du second ordre, construits avec des amplificateurs opérationnels, des résistances et des condensateurs.

Le fichier Excel fourni en support, et disponible sur le site internet d'*Electronique Pratique*, permet de calculer simplement les filtres actifs du second ordre les plus courants, du type passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe bande.

## Introduction

Il n'est pas question ici de faire un cours magistral sur le filtrage, la synthèse des filtres ou l'analyse de leurs propriétés. Notre but est avant tout pratique puisqu'il vous sera proposé de calculer, avec la feuille de calcul Excel, trois structures de filtres largement répandus (Rauch, Sallen & Key, RC) ayant les réponses en fréquence

du type passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe bande.

Seuls les filtres du second ordre seront abordés puisqu'ils apportent le plus souvent une solution simple et efficace à la grande majorité des problèmes.

Cette présentation est divisée en quatre parties :

- le rappel des principaux paramètres des filtres dont la réponse en fréquence,
- la présentation de trois filtres actifs et le calcul de leurs composants,
- l'utilisation du fichier Excel de calcul des filtres
- la réalisation de ces filtres.

## Les principaux paramètres des filtres du second ordre

Un filtre électrique est un circuit avec une entrée et au moins une sortie

(figure 1). La tension de sortie du filtre varie en fonction de la fréquence de la tension d'entrée. Autrement dit, un filtre laisse passer certaines fréquences et en arrête d'autres.

Les filtres sont généralement classés en fonction de leur réponse en fréquence. La figure 2 représente les quatre types de réponses idéales qu'il est possible de rencontrer : le filtre passe-bas, le filtre passe-haut, le filtre passe-bande et le filtre coupe bande.

L'axe vertical (les ordonnées) représente le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée ( $V_s/V_e$ ) et l'axe horizontal (les abscisses) la fréquence.

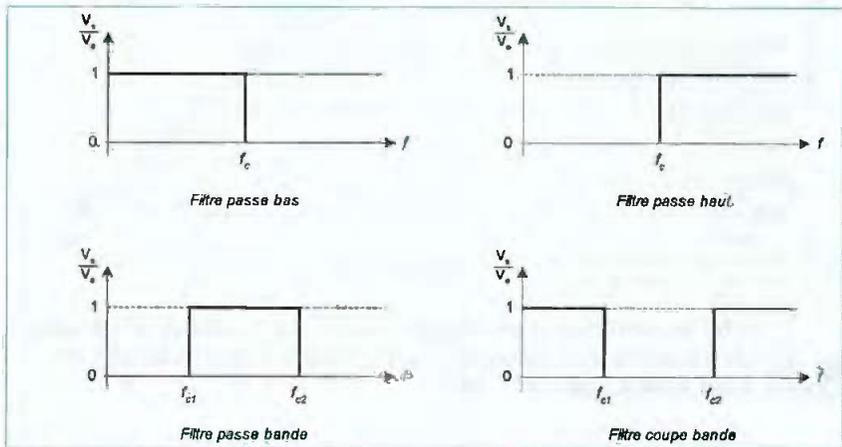
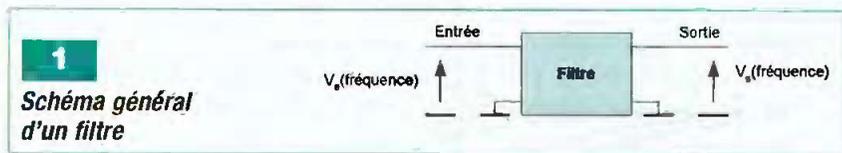
Ces réponses en fréquence sont idéales puisque le gain est égal à 1 dans la bande passante et vaut 0 en dehors de la bande passante.

Un filtre passe-bas laisse passer les basses fréquences jusqu'à sa fréquence de coupure  $f_c$  et arrête les fréquences élevées. La bande passante du filtre passe-bas est l'ensemble des fréquences comprises entre 0 et la fréquence de coupure  $f_c$ . Toute onde sinusoïdale d'entrée dont la fréquence est dans la bande passante apparaîtra à la sortie du filtre. Mais toute onde sinusoïdale dont la fréquence est supérieure à  $f_c$  n'apparaîtra pas à la sortie du filtre passe-bas. La bande passante du filtre passe-haut est l'ensemble des fréquences supérieures à la fréquence de coupure  $f_c$ .

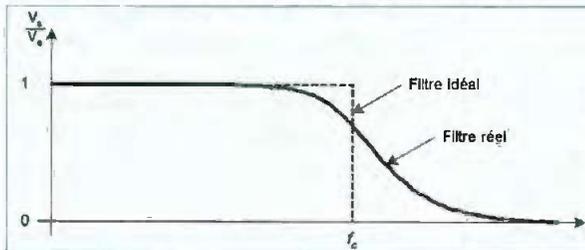
La bande passante du filtre passe-bande est l'ensemble des fréquences comprises entre  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ .

Enfin, le filtre coupe bande est un peu particulier puisqu'il arrête toutes les fréquences comprises entre  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ , ce qui ne permet pas vraiment de parler de bande passante.

Dans la réalité, on ne peut jamais obtenir les réponses idéales décrites en figure 2. Bien que l'allure de la réponse en fréquence soit conservée, les courbes sont plus arrondies et l'élimination des fréquences n'est pas verticale. La figure 3 représente la réponse en fréquence réelle d'un filtre du type passe-bas. La tension de sortie décroît lorsque la fréquence d'entrée est supérieure à la fréquence de coupure. En fait, la tension de sor-

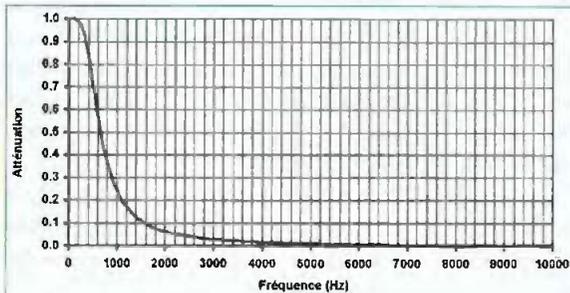


**2** Réponses en fréquence des filtres idéaux

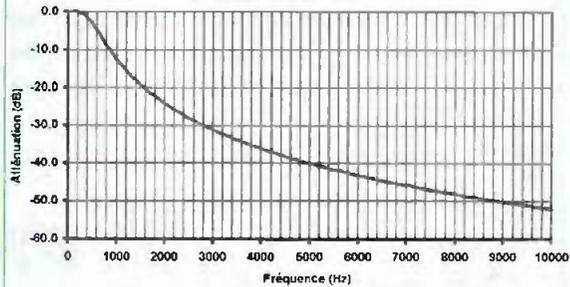


**3**

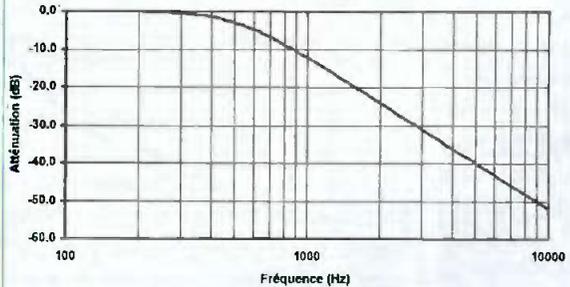
**Comparaison entre la réponse en fréquence réelle d'un filtre passe-bas et celle d'un filtre passe-bas idéal**



(a) Le gain en tension est naturel (sans logarithme) et l'échelle des fréquences est linéaire.

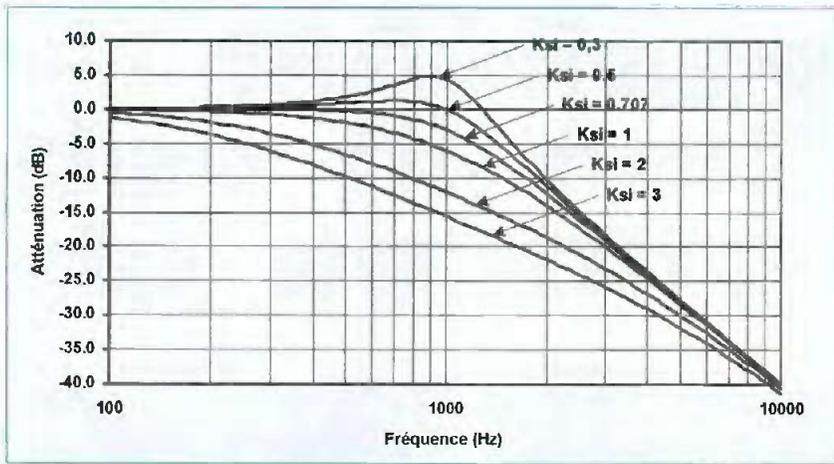


(b) Le gain en tension est en décibel et l'échelle des fréquences est linéaire.



(c) Le gain en tension est en décibel et l'échelle des fréquences est logarithmique. Cette représentation fait bien apparaître le pente du filtre de 40 dB par décade entre les fréquences de 1000 Hz et 10000 Hz.

**4** Comparaison des différents tracés du même filtre passe-bas à une fréquence de coupure de 500 Hz



**5** Effet du coefficient d'amortissement ( $K_{si}$ ) sur l'allure de la réponse en fréquence d'un filtre passe-bas d'ordre 2, calculé pour une fréquence de coupure de 1 000 Hz

tie n'atteint jamais 0 volt, elle ne fait que s'en approcher. Pour s'apercevoir de cela, le gain en tension  $V_s/V_e$  doit être converti en décibels :

$$\text{GainDécibel} = 20 \times \text{Log}_{10} \left( \frac{V_s}{V_e} \right)$$

Le gain en tension de 1 dans la bande passante équivaut à un gain de 0 dB. En dehors de la bande passante, l'atténuation d'un filtre passe-bas et passe-haut du premier ordre est de 20 dB par décade. C'est-à-dire que l'atténuation augmente de 20 dB à chaque fois que la fréquence est multipliée par 10. Par exemple, si l'atténuation d'un filtre passe-bas est de -5 dB à 1 kHz, son atténuation sera de -25 dB à 10 kHz. L'atténuation d'un filtre du second ordre est de 40 dB par décade, 60 dB par décade pour un filtre du troisième ordre, etc. Il est plus commun de parler de l'atténuation par octave, c'est-à-dire de l'atténuation à chaque doublement de la fréquence, lorsque les filtres sont utilisés dans des applications audio. Dans ce cas, l'atténuation d'un filtre du premier ordre est de 6 dB par octave, elle passe à 12 dB par octave pour un filtre du second ordre, 18 dB par octave pour un troisième ordre, etc.

Pour bien représenter l'atténuation d'un filtre, il vaut mieux utiliser une échelle logarithmique pour l'échelle des fréquences plutôt qu'une échelle linéaire, comme cela est illustré sur la figure 4 (a) à (c).

Le plus souvent, on considère que la

fréquence de coupure correspond à la fréquence pour laquelle le gain diminue de 3 dB. Cela signifie que si le gain en tension vaut 1 dans la bande passante, il ne vaudra plus que 0,707 à la fréquence de coupure. Cette définition est un bon moyen pour caractériser et comparer des filtres. Mais elle trouve sa limite lorsque la coupure du filtre présente une ondulation ou une surtension, comme le montre la figure 5. La courbe du gain d'un filtre, passe-bas ou passe-haut du second ordre dépend du coefficient d'amortissement du filtre.

Plus il sera proche de 0, le filtre ne sera alors plus amorti, plus grande sera sa surtension à la fréquence de coupure.

Plus le coefficient d'amortissement sera grand, c'est-à-dire que le filtre sera très amorti, moins bien marquée

sera la coupure du filtre.

Le filtre est « mou ». La valeur intermédiaire de 0,707 du coefficient d'amortissement permet de se positionner entre ces deux cas. La fréquence de coupure permet d'obtenir une atténuation de 3 dB seulement lorsque le coefficient d'amortissement vaut 0,707. Comme la fréquence de coupure et le coefficient d'amortissement sont liés, il pourrait être nécessaire, dans certains cas, de modifier la fréquence de coupure saisie pour obtenir l'atténuation de 3 dB à la fréquence désirée.

Cette manipulation est facile à faire dans le fichier Excel d'accompagnement car le tracé de la réponse en fréquence est automatiquement mis à jour à chaque nouvelle saisie de la fréquence de coupure.

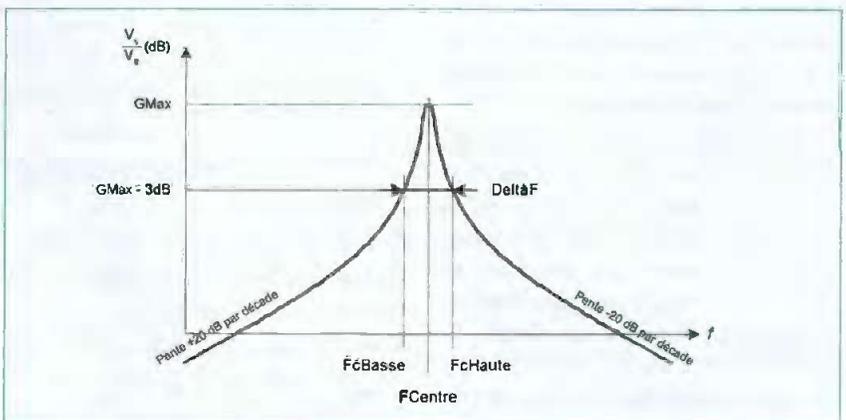
Un filtre passe-bande est caractérisé par ses deux fréquences de coupure haute ( $f_{cHaute}$ ) et basse ( $f_{cBasse}$ ), mesurées par rapport au gain maximum  $G_{Max}$  diminué de 3 dB (figure 6). La bande passante du filtre est :

$$\text{DeltaF} = f_{cHaute} - f_{cBasse}$$

L'analyse précise de la réponse en fréquence du filtre montre que la fréquence centrale  $f_{Centre}$  du filtre n'est pas exactement entre ses deux fréquences de coupure. Le coefficient de qualité du filtre passe-bande est le rapport entre sa fréquence centrale et sa largeur de bande :

$$\text{CoefficientQualité} = \frac{f_{Centre}}{\text{DeltaF}}$$

En pratique, il faudra veiller à ne pas dépasser une valeur de 10, surtout si



**6** Paramètres caractéristiques de la réponse en amplitude du filtre passe-bande

les composants qui constituent le filtre ont une tolérance de 5 %, sous peine que le filtre réalisé n'ait pas les caractéristiques attendues.

Tout comme le filtre passe-bande, le filtre coupe bande est caractérisé par deux fréquences de coupure haute et basse. La fréquence centrale du filtre est atténuée à l'infini si le filtre est réalisé avec des composants parfaits. Un filtre influe non seulement sur la réponse en tension, mais aussi sur la phase du signal de sortie. Cette caractéristique est généralement moins importante que la réponse en tension, notamment dans les applications audio-fréquences. La figure 7 illustre différentes valeurs du déphasage entre la tension de sortie du filtre par rapport à sa tension d'entrée. La phase est représentée entre  $+180^\circ$  et  $-180^\circ$  pour simplifier les calculs.

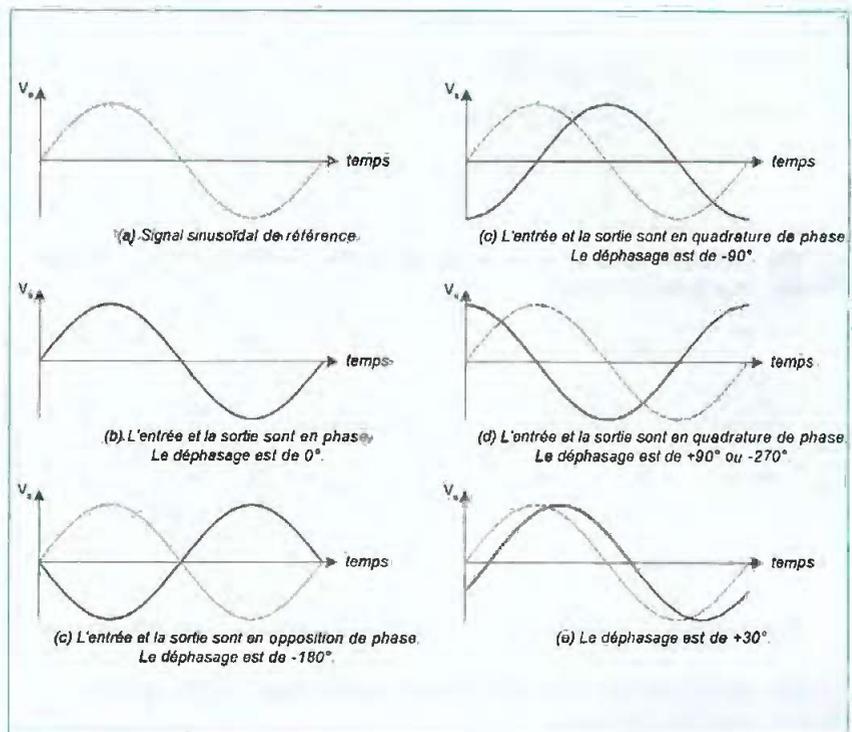
La nature physique d'un filtre impose qu'une variation en entrée crée une variation en sortie après un certain délai. Par conséquent, la phase du signal de sortie doit être toujours négative à cause du retard.

En fait, une phase positive est équivalente à une phase négative en utilisant la relation  $360^\circ - \text{Phase}$ .

Nous avons vu que le coefficient d'amortissement avait un effet significatif sur la coupure du filtre. Il en est de même sur la réponse de la phase autour de la fréquence de coupure, comme illustré en figure 8. Cette caractéristique est particulièrement intéressante lors de la recherche de la fréquence de coupure d'un filtre car elle varie rapidement lorsqu'on s'en approche, alors que l'amplitude reste passablement constante. La rotation de phase est d'autant plus importante que le coefficient d'amortissement est petit. Le déphasage à la fréquence de coupure est indépendant du coefficient d'amortissement et il vaut  $+90^\circ$  pour un filtre passe-haut et  $-90^\circ$  pour un filtre passe-bas.

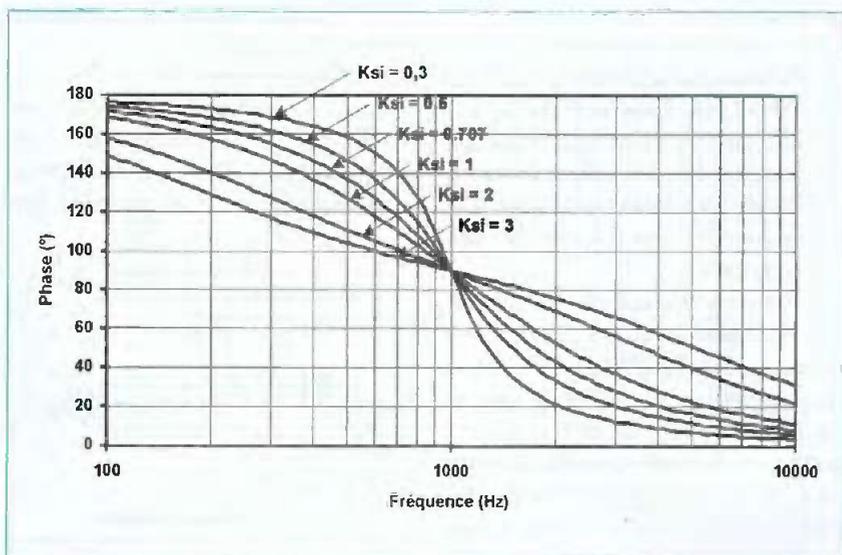
Le déphasage à la fréquence de coupure d'un filtre passe-bande est de  $180^\circ$  et celui d'un filtre coupe bande est de  $0^\circ$ .

Il serait encore possible de décrire les caractéristiques des filtres du second ordre en abordant la fonction de transfert, la réponse temporelle ou les



7

**Illustration, dans le domaine temporel, du déphasage apporté par un filtre**



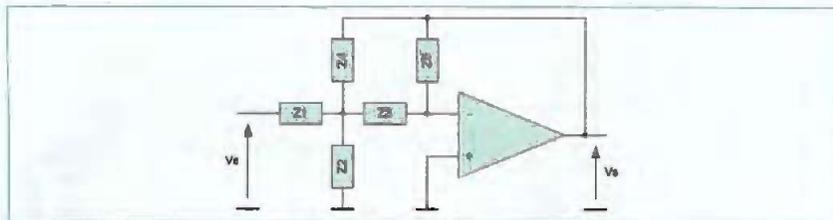
8

**Effet du coefficient d'amortissement ( $K_{si}$ ) sur la phase d'un filtre passe-bas d'ordre 2, calculé pour une fréquence de coupure de 1 000 Hz**

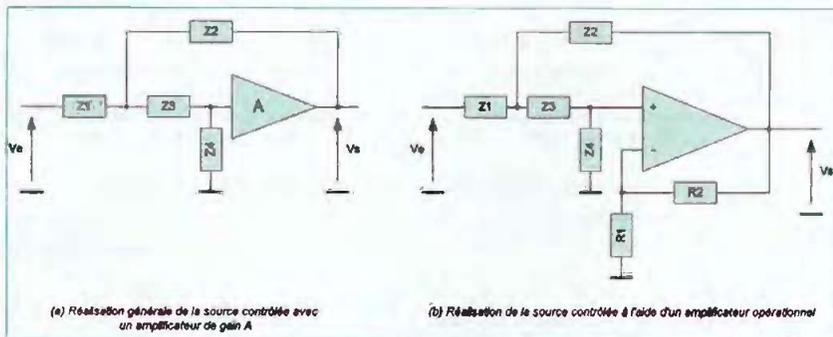
différentes méthodes de synthèse par le calcul, mais cela dépasserait le cadre pratique de cette présentation. Ces rappels étant faits, nous pouvons maintenant entrer dans le vif du sujet, autrement dit la présentation des principaux schémas de filtres actifs permettant de réaliser des filtres passe-haut, passe-bas, passe-bande et coupe bande (réjecteur).

## Présentation des filtres actifs et calcul de leurs composants

Les filtres proposés sont construits autour d'un unique amplificateur opérationnel. Cette approche simplifie grandement la conception par rapport à un schéma à transistors. Les



**9** Circuit de base de la structure de Rauch, ou filtre à contre-réactions multiples, d'ordre 2.



(a) Réalisation générale de la source contrôlée avec un amplificateur de gain A

(b) Réalisation de la source contrôlée à l'aide d'un amplificateur opérationnel

**10** Circuit de base de la structure de Sallen & Key, ou filtre à source contrôlée, d'ordre 2

autres composants utilisés sont des condensateurs et des résistances. Les inductances ont été écartées à cause de leurs dimensions trop importantes en basse fréquence, la difficulté d'approvisionnement et le coût plus élevé que celui des condensateurs. Il est très important de garder en mémoire que les caractéristiques des filtres sont étroitement liées à la tolérance des résistances et des condensateurs.

Les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel utilisé peuvent être critiques selon l'application. Parmi les plus courantes, on trouve le produit gain/bande, le courant sur ses entrées ou le bruit interne du composant. Il faut noter que les filtres proposés fonctionnent comme prévu lorsqu'ils sont attaqués avec une source dont l'impédance interne est faible devant l'impédance d'entrée du filtre. Dans le cas où l'impédance de la source serait trop élevée, un amplificateur opérationnel pourra être monté sur l'entrée du filtre pour servir de buffer.

Il existe un nombre élevé de structures pour réaliser des filtres actifs d'ordre 2. Parmi ces dernières, nous vous proposons la structure de Rauch, également appelée « Contre-réaction multiple » et celle de Sallen & Key, également appelée « Source contrôlée ».

Ces structures de filtres permettent de réaliser des réponses du type passe-bas, passe-haut et passe-bande grâce au choix judicieux des composants utilisés.

La figure 9 représente le circuit de base de la structure de Rauch. Il est caractérisé par les impédances Z4 et Z5 montées en contre-réaction, c'est-à-dire, rebouclées entre la sor-

tie de l'amplificateur opérationnel vers son entrée inverseuse. Les impédances notées Z1 à Z5 sont, soit une résistance, soit un condensateur, afin d'obtenir la réponse recherchée. Une inductance n'est toutefois pas exclue, mais techniquement pas retenue.

La figure 10 représente le circuit de base de la structure de Sallen & Key. Sur la partie (a), elle est réalisée au moyen d'un amplificateur en tension de gain A.

Les quatre impédances Z1 à Z4 sont réalisées, soit par des résistances, soit par des condensateurs pour obtenir une réponse passe-bas, passe-haut ou passe-bande.

La partie (b), montre que l'amplificateur de gain A peut prendre la forme d'un amplificateur opérationnel avec deux résistances R1 et R2.

Dans ce cas, le gain A vaut :

$$A = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Un gain unitaire s'obtient en remplaçant R2 par 0 Ω et en ne montant pas R1.

Pourquoi deux structures de filtre pour synthétiser la même réponse de filtre ? La réponse est principalement dans le choix des composants et leurs tolérances. Lorsque le cahier

**Structure de Rauch**

$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot \sqrt{C1 \cdot C2}}$

$Kal = 1,5 \cdot \frac{C1}{C2}$

$G = -1$

$R = \text{arbitraire}$

$C1 = \frac{Kal}{1,5 \cdot R \cdot 2\pi \cdot f_c}$

$C2 = \frac{1,5}{Kal \cdot R \cdot 2\pi \cdot f_c}$

**Structure de Sallen et Key**

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

$Kal = \frac{3-G}{2}$

$G = 1 + \frac{R4}{R3}$

$C = \text{arbitraire}$

$R3 = \text{arbitraire}$

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

$G = 3 - 2 \cdot Kal$

$R4 = (G - 1) \cdot R3$

Remarques :

- G doit être positif
- R4 doit être positif

**Type RC "Classique"**

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

$Kal = 1,5$

$G = 1$

**Légende**

- $f_c$  = fréquence de coupure
- $Kal$  = amortissement du filtre
- $G$  = gain dans la bande passante

**11** Trois types de filtres passe-bas du second ordre

n° 311 www.electroniquepratique.com ELECTRONIQUE PRATIQUE

14

des charges du filtre est établi (gain, fréquence de coupure, amortissement), le mieux est de calculer les valeurs des composants pour chacune des structures et évaluer la disponibilité de valeurs standards pour la réalisation. L'effet de la tolérance d'un composant sera évalué en modifiant sa valeur dans la rubrique « Calcul de la réponse du filtre à une fréquence » de la feuille de calculs Excel d'accompagnement.

Par exemple, une résistance de 1 kΩ pourra donner une réponse en fréquence satisfaisante, mais que se passera-t-il si sa valeur réelle est 5 % supérieure ? Il suffit de tracer à nouveau la réponse en fréquence du filtre, en remplaçant la résistance de 1 kΩ par une résistance de 1050 Ω.

Si la réponse en fréquence est correcte, alors cette résistance est susceptible d'être utilisable avec la tolérance choisie. En règle générale, la tolérance de tous les composants doit être testée, chacun étant pris individuellement et ensuite simultanément, c'est-à-dire qu'on fait varier la tolérance de plusieurs composants en même temps... Le filtre passe-bas et le filtre passe-haut, composés par deux cellules RC cascadiées et le filtre coupe bande sont présentés en complément aux structures de Rauch et Sallen & Key afin de fournir une sorte de bibliothèque de filtres.

Voyons maintenant comment sont réalisés les filtres passe-bas, haut, coupe bande et réjecteur. Ils sont représentés sur les figures 11 (filtres passe-bas), 12 (filtres passe-haut), 13 (filtres passe-bande) et 14 (filtre coupe bande).

Les équations de calculs des composants sont données à titre indicatif, pour vous éviter de fouiller dans les cellules de la feuille de calculs. Elles correspondent à la configuration la plus simple du filtre qui permet d'obtenir les équations les plus simples possibles. La feuille de calculs associée à cet article donne des moyens plus importants pour calculer les filtres, laissant ainsi davantage de liberté sur le choix du gain, les fréquences de coupures et les valeurs des composants utilisés.

M. OUSSET  
(à suivre)

**Structure de Rauch**

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot \sqrt{R1 \cdot R2}}$$

$$Kai = 1.5 \cdot \frac{\sqrt{R2}}{R1}$$

$$G = -1$$

$$C = \text{arbitraire}$$

$$R1 = \frac{1.5}{Kai \cdot C \cdot 2\pi \cdot f_c}$$

$$R2 = \frac{1.5 \cdot C \cdot 2\pi \cdot f_c}{Kai}$$

**Structure de Sallen et Key**

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

$$Kai = \frac{3-G}{2}$$

$$G = 1 + \frac{R4}{R3}$$

$$C = \text{arbitraire}$$

$$R3 = \text{arbitraire}$$

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

$$G = 3 - 2 \cdot Kai$$

$$R4 = (G - 1) \cdot R3$$

**Type RC "Classique"**

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

$$Kai = 1.5$$

$$G = 1$$

**Légende :**

- $f_c$  = fréquence de coupure
- $Kai$  = amortissement du filtre
- $G$  = gain dans la bande passante

**12** Trois types de filtres passe-haut du second ordre

**Structure de Rauch**

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot \sqrt{R3 \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}}$$

$$M = \frac{2}{2\pi \cdot C \cdot R3}$$

$$G = \frac{R3}{2 \cdot R1}$$

$$C = \text{arbitraire}$$

$$R1 = \frac{1}{2\pi \cdot \Delta f \cdot C \cdot G}$$

$$R2 = \frac{\Delta f}{2\pi \cdot C \cdot (2 \cdot f_c^2 + G \cdot \Delta f^2)}$$

$$R3 = \frac{2}{2\pi \cdot \Delta f \cdot C}$$

**Structure de Sallen et Key**

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R \cdot \sqrt{\frac{R1}{R + R1}}}$$

$$M = \frac{2}{2\pi \cdot R1 \cdot C}$$

$$G = \frac{3}{2}$$

$$C = \text{arbitraire}$$

$$R5 = \text{arbitraire}$$

$$R1 = \frac{2}{2\pi \cdot \Delta f \cdot C}$$

$$R = \frac{\Delta f + \sqrt{\Delta f^2 + 16 \cdot f_c^2}}{2\pi \cdot f_c^2 \cdot 4 \cdot C}$$

**Légende :**

- $f_c$  = fréquence centrale du filtre
- $\Delta f$  = bande passante du filtre
- $G$  = gain dans la bande passante

**13** Deux types de filtres passe-bande du second ordre

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

$$\Delta f = \frac{4}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

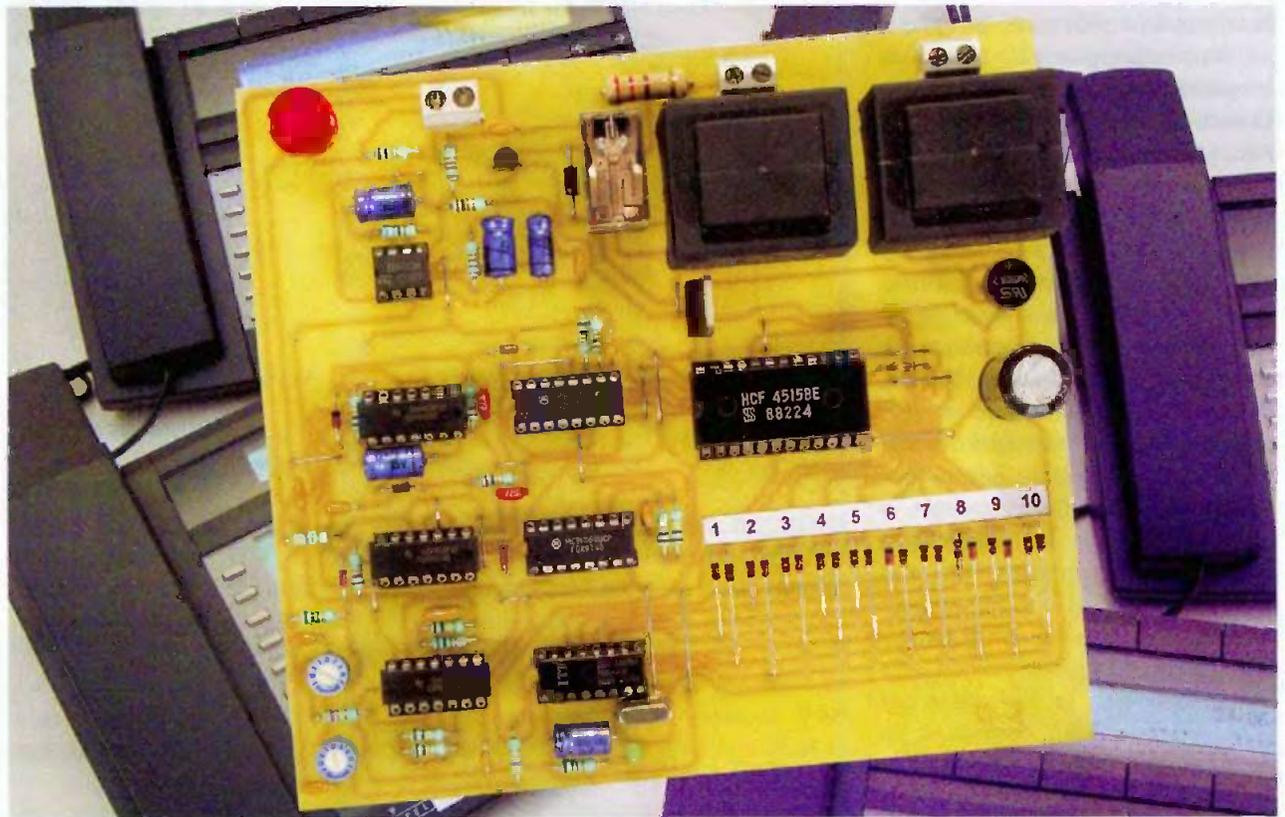
$$G = 1$$

**Légende :**

- $f_c$  = fréquence centrale du filtre
- $\Delta f$  = bande passante du filtre
- $G$  = gain dans la bande passante

**14** Filtre du type coupe bande du second ordre

# Alerte téléphonique programmée



**Le montage d'alerte téléphonique que nous vous présentons peut constituer le prolongement tout à fait intéressant d'un système d'alarme. En effet, toute fermeture, même momentanée, d'un contact extérieur au module, a pour conséquence immédiate la composition d'un numéro de téléphone, suivie de l'émission d'un signal d'alerte.**

**N**otre réalisation peut également être utilisée comme dispositif anti-agression dans la mesure où l'appui sur un bouton-poussoir prévu à cet effet, aboutit au même résultat.

## Principe

La fermeture d'un contact extérieur au montage ou encore l'appui sur un bouton-poussoir est à l'origine d'une suite d'événements dont la chronologie est la suivante :

- prise de ligne téléphonique,
- composition d'un numéro à dix chiffres préalablement programmé,
- émission dans la ligne d'un signal d'alerte caractéristique sous la forme d'une suite de bips,
- restitution de la ligne au bout de quarante secondes environ.

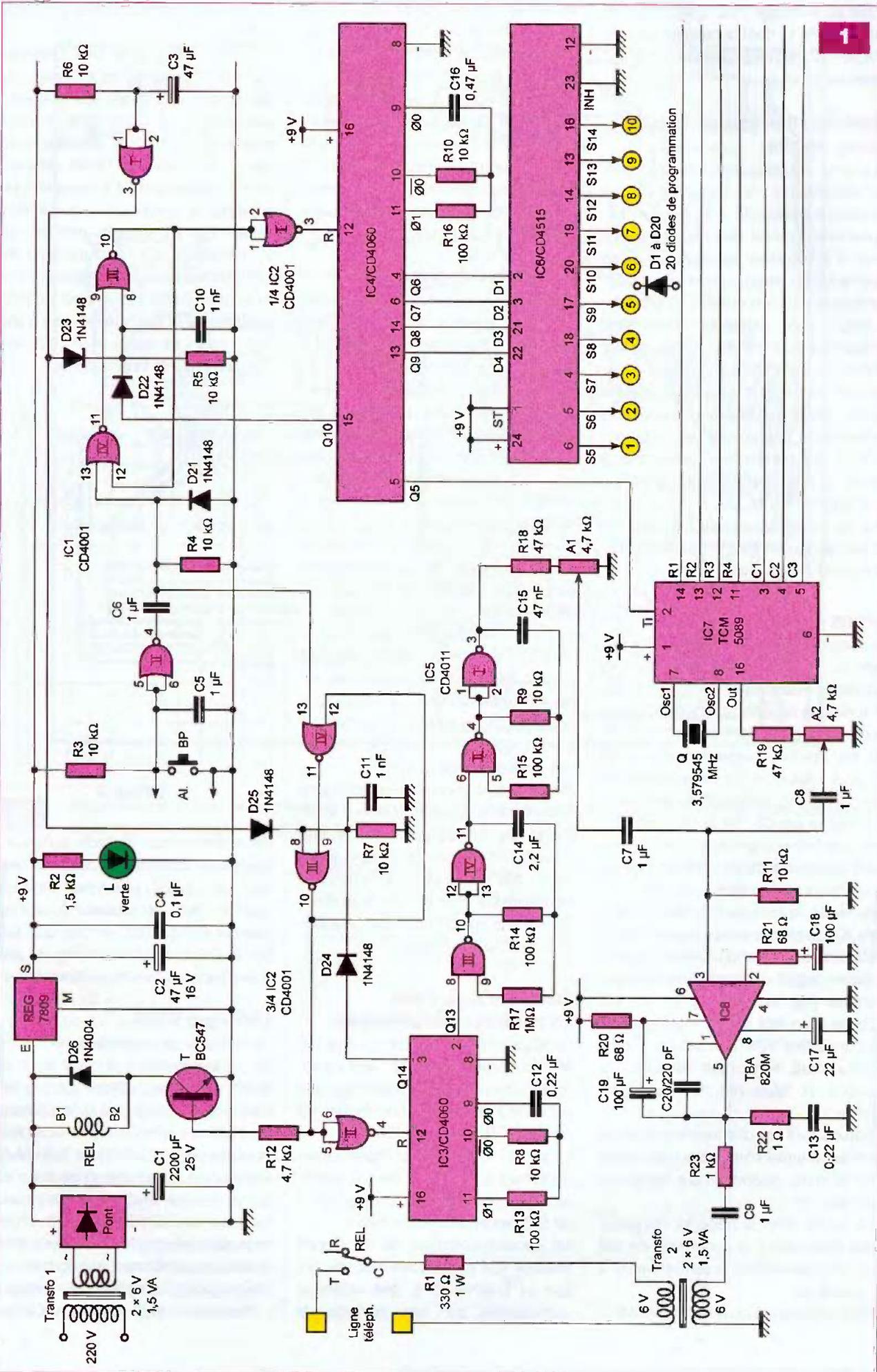
Le numéro programmé peut être celui

d'un poste fixe, ou mieux, celui d'un portable. Même si ce dernier est « coupé » ou encore si son possesseur est déjà en communication, le signal d'alerte aboutira, dans ce cas, dans la boîte vocale du destinataire. Ce dernier sera ainsi informé de l'événement dans les meilleurs délais.

## Fonctionnement

### Alimentation

L'énergie provient du secteur de distribution 230 volts par l'intermédiaire d'un transformateur dont le secondaire délivre un potentiel alternatif de 12 volts (figure 1). Un pont de diodes redresse les deux alternances et la capacité C1 réalise un premier filtrage. Sur la sortie du régulateur REG, on recueille alors un potentiel continu et stabilisé à 9 volts. La capacité C2 effectue un complément de filtrage, tandis que C4 découple l'alimenta-



tion du montage aval. L'allumage de la led verte L, dont le courant est limité par R2, signale la mise sous tension du module.

**Initialisation lors de la mise sous tension**

Lors de l'établissement du potentiel d'alimentation, la capacité C3 se charge à travers R6. Il en résulte l'apparition d'un bref état « haut » (environ 0,3 seconde) sur la sortie de la porte NOR I de IC1. Celui-ci est aussitôt transmis aux entrées de désactivation des deux bascules R/S (Reset/Set) constituées par les portes NOR III et IV de IC1 d'une part et les portes NOR III et IV de IC2 d'autre part. Cette initialisation évite tout démarrage intempestif du cycle lors de la réapparition de l'alimentation suite à une éventuelle coupure du secteur 230 volts.

Le rôle des bascules R/S précédemment évoquées fera l'objet des paragraphes ci-dessous.

**Prise de ligne**

En appuyant sur le bouton-poussoir BP, ou encore si un contact extérieur parallèle vient à se fermer, les entrées réunies de la porte NOR II de IC1 sont soumises à un état « bas ».

Il en résulte l'apparition d'un état « haut » sur la sortie de cette dernière. Grâce au dispositif de dérivation constitué par C6, R4 et D21, on relève une brève impulsion positive, due à la charge rapide de C6 à travers R4, au niveau de la cathode de D21.

Au repos, la bascule R/S NOR III et IV de IC2 présente sur sa sortie (10) un état « bas ». Dès qu'un état « haut », même fugitif, est présenté sur son entrée (13), la sortie de la bascule passe à un état « haut » permanent. Le transistor NPN/T se sature. Il comporte, dans son circuit collecteur, la bobine du relais REL. Ce dernier se ferme.

Notons qu'il est directement alimenté par le potentiel d'une valeur de l'ordre de 15 volts, disponible sur l'armature positive de C1.

La diode D26 protège le transistor des effets liés à la surtension de self qui se manifestent essentiellement à l'ouverture.

Dès la fermeture du relais, la résistan-

ce R1 et l'un des deux secondaires du transformateur n°2 se trouvent insérés entre les polarités d'alimentation de la ligne téléphonique.

Cet ensemble, d'une impédance proche de celle d'un poste téléphonique, est à l'origine de la prise de ligne et donc de l'apparition de la tonalité. Le potentiel de ligne passe d'une valeur d'environ 52 volts à une valeur de 12 à 18 volts.

**Restitution de ligne**

Lorsque la sortie de la bascule R/S évoquée ci-dessus est à l'état « haut », la sortie de la porte NOR II de IC2 passe à l'état « bas ».

Le compteur à 14 étages binaires référencé IC3 avait précédemment son entrée RESET soumise à un état « haut », ce qui entraînait son blocage. Mais aussitôt que cette entrée RESET est soumise à un état « bas », le compteur démarre.

Au niveau de la broche n°9, on relève des créneaux de forme carrée caractérisés par une période « t » dont la valeur se détermine par la relation :

$$t = 2,2 \times R8 \times C12$$

Compte tenu des valeurs de ces deux composants, cette période est de 4,8 millisecondes. La sortie Q14 accusera un front montant au bout de  $2^{13} \times t$ , soit  $0,0048 \times 8192$ , c'est-à-dire environ 40 secondes.

À ce moment et par l'intermédiaire de D24, l'entrée de désactivation (8) de la bascule R/S est soumise à un état « haut ». Il en résulte le passage à l'état « bas » de la sortie de la bascule. Le transistor T se bloque et le relais de ligne s'ouvre. La ligne téléphonique est ainsi restituée.

**Commande du cycle de chiffage téléphonique**

L'impulsion positive issue du dispositif dérivateur C6/R4/D21 est également transmise sur l'entrée (13) d'une seconde bascule R/S formée par les portes NOR III et IV de IC1.

La sortie (10) de celle-ci passe immédiatement à un état « haut » stable, tandis que la sortie de la porte NOR I de IC2 passe à un état « bas ».

Un second compteur de 14 étages binaires IC4 prend alors son départ. Sur sa broche n° 9, des créneaux caractérisés par une période de

l'ordre de 10 millisecondes apparaissent.

La sortie Q5 accuse des créneaux d'une période de  $10 \text{ ms} \times 2^5$ , soit 0,32 seconde. En prenant les créneaux disponibles sur cette sortie comme référence, le lecteur vérifiera sans peine qu'après 16 fronts descendants (correspondant à quelque 5 secondes), la sortie Q10, qui était à l'état « bas » jusque-là, présente un front montant. Ce front montant est transmis sur l'entrée de désactivation de la bascule R/S par le biais de D22. La sortie de la bascule repasse à son état « bas » de repos et le compteur IC4 cesse d'être opérationnel.

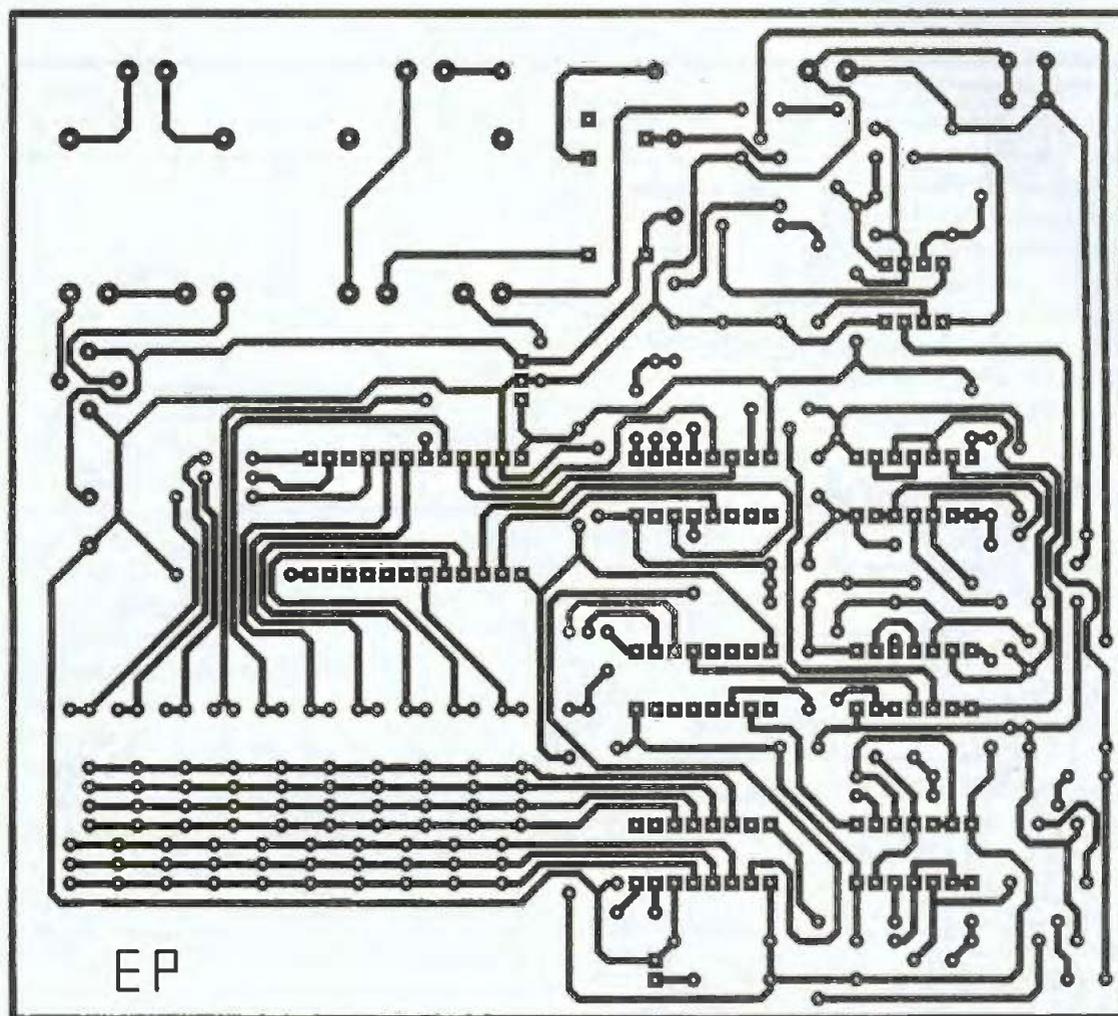
Q5	Q9	Q8	Q7	Q6	S IC6
↓	0	0	0	0	0
↓	0	0	0	1	1
↓	0	0	1	0	2
↓	0	0	1	1	3
↓	0	1	0	0	4
↓	0	1	0	1	5
↓	0	1	1	0	6
↓	0	1	1	1	7
↓	1	0	0	0	8
↓	1	0	0	1	9
↓	1	0	1	0	10
↓	1	0	1	1	11
↓	1	1	0	0	12
↓	1	1	0	1	13
↓	1	1	1	0	14
↓	1	1	1	1	15

Tableau A

On retiendra que le cycle qu'il vient d'effectuer correspond à la succession de seize positions binaires reprises dans le **tableau A**, qui se manifestent sur les sorties Q6, Q7, Q8 et Q9 et dont le rythme du pas d'avancement avoisine 0,3 seconde.

**Chiffage DTMF**

Le chiffage est essentiellement réalisé par le circuit IC7. Il s'agit du TCM 5089. Ce circuit intégré génère les fréquences vocales qui sont à la base du chiffage téléphonique suivant le principe de la DTMF (Dual Tone Multi Frequency). Il comporte une base de temps interne pilotée par un quartz extérieur de 3,579545 MHz afin d'obtenir des valeurs de fréquences bien stables et conformes aux normes. Ce circuit comporte 4 entrées « Rangées » et 3 entrées « Colon-



**2** *Tracé des pistes cuivrées à l'échelle 1. Attention à la gravure des pistes qui sont proches les unes des autres et peuvent provoquer des courts-circuits*

nes ». Ces rangées et ces colonnes sont simplement le reflet de la configuration d'un clavier téléphonique. Par exemple, le chiffre 6 correspond à la rangée n° 2 et à la colonne n° 3. Si l'on soumet donc simultanément les entrées R2 et C3 à un état « bas », on recueille sur la sortie Out un signal musical composé des deux fréquences propres à ce chiffre, à condition toutefois que l'entrée Ti soit soumise à un état « bas ». Si on soumet cette entrée à un état « haut », la sortie Out ne délivre aucun signal.

Le **tableau B** indique les fréquences musicales, exprimées en Hertz, du système DTMF

À titre d'exemple, le son correspondant au chiffre 7 est le résultat de la superposition de deux signaux sinusoïdaux de 1209 et 852 Hz.

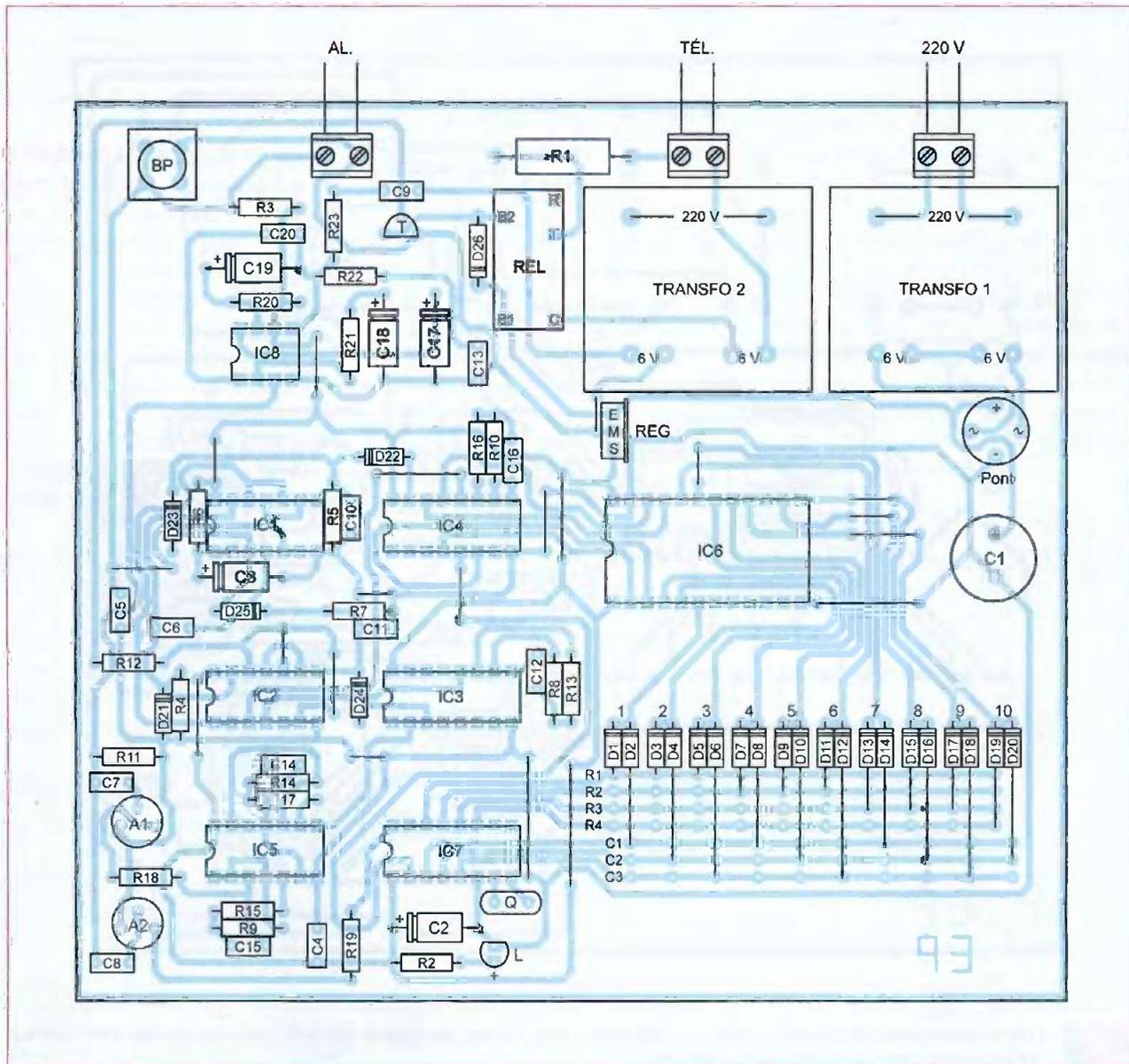
### Réalisation du chiffage

Lors du cycle effectué par le compteur IC4, nous avons vu que les quatre sorties : Q6, Q7, Q8 et Q9, prenaient successivement seize valeurs binaires.

Ces dernières sont décodées par IC6 qui est un décodeur binaire → 16 sorties linéaires à logique négative. Ainsi, lorsque par exemple les quatre sorties binaires de IC4 présentent la configuration 1100 (sens Q9 → Q6),

**Tableau B**

		F2		
		1209	1336	1477
F2	697	1	2	3
	770	4	5	6
	852	7	8	9
	941	*	0	#



**3** Les diodes de commutation D1 à D20, qui sélectionnent le numéro de téléphone, ont toutes leurs cathodes orientées vers l'intérieur du module (IC6)

## Nomenclature

### Résistances

19 straps (8 horizontaux, 11 verticaux)  
 R1 : 330 Ω/1 W (orange, orange, marron)  
 R2 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)  
 R3 à R11 : 10 kΩ (marron, noir, orange)  
 R12 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)  
 R13 à R16 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R17 : 1 MΩ (marron, noir, vert)  
 R18 et R19 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)  
 R20 et R21 : 68 Ω (bleu, gris, noir)  
 R22 : 1 Ω (marron, noir, or)  
 R23 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 A1 et A2 : ajustables de 4,7 kΩ

### Semiconducteurs

D1 à D25 : 1N 4148  
 D26 : 1N 4004  
 L : LED verte Ø 3 mm

### Pont de diodes

REG : 7809  
 T : BC 547  
 IC1 et IC2 : CD 4001  
 IC3 et IC4 : CD 4060  
 IC5 : CD 4011  
 IC6 : CD 4515  
 IC7 : TCM 5089  
 IC8 : TBA 820 M

### Condensateurs

C1 : 2200 µF/25 V  
 C2 et C3 : 47 µF/16 V  
 C4 : 0,1 µF  
 C5 à C9 : 1 µF  
 C10 et C11 : 1 nF  
 C12 et C13 : 0,22 µF  
 C14 : 2,2 µF

C15 : 47 nF

C16 : 0,47 µF  
 C17 : 22 µF/16 V  
 C18 et C19 : 100 µF/16 V  
 C20 : 220 pF

### Divers

1 support 8 broches  
 3 supports 14 broches  
 3 supports 16 broches  
 1 support 24 broches  
 BP : Bouton-poussoir (contact travail pour circuit imprimé)  
 3 borniers soudables 2 plots  
 REL : Relais 12 V/1 RT  
 2 transformateurs  
 220 V/2 x 6 V/1,5 VA  
 Q : Quartz 3,579545 MHz

seule la sortie S12 est à l'état « bas ». Les autres sorties sont toutes à l'état « haut ».

Dans notre montage, cette sortie correspond au 8<sup>e</sup> chiffre du numéro téléphonique programmé. Il suffit donc que cette sortie S12 assure la mise à l'état « bas » et de manière simultanée, des lignes de programmation « Rangées » et « Colonnes ».

Par exemple, ci ce 8<sup>e</sup> chiffre est le 4, il convient de relier la sortie S12, simultanément à la rangée R2 et à la colonne C1. Cette liaison s'effectue en utilisant des diodes dont les cathodes sont reliées à la sortie S12 concernée, les anodes étant respectivement reliées à la ligne R2 et C3. Nous reviendrons sur la méthode de programmation au chapitre consacré à la réalisation pratique.

Afin de ménager des pauses entre deux sons musicaux consécutifs lors du chiffrage, l'entrée Ti de IC7 a été reliée à la sortie Q5 de IC4.

Ainsi, lorsque ce compteur occupe une position binaire donnée, la sortie Q5 présente un état « bas » lors de la première moitié de la période et un état « haut » pendant la seconde moitié. Le son est uniquement disponible sur la sortie Out pendant cette première demie période.

### Transmission vers la ligne téléphonique

Les signaux DTMF issus de la sortie Out de IC7 lors du chiffrage sont acheminés sur l'ajustable A2 par l'intermédiaire de R19. Lorsque le curseur est en position médiane, la fraction prélevée de l'amplitude est relativement faible : de l'ordre de 5 % seu-

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
R1	X	X	X							
R2				X	X	X				
R3							X	X	X	
R4										X
C1	X			X			X			
C2		X			X			X		X
C3			X			X			X	

Tableau C

lement. Elle est en effet amplifiée par l'amplificateur audio contenu dans le boîtier IC8, un TBA 820 M. De la sortie de ce dernier, les signaux ainsi amplifiés sont ensuite injectés dans l'un des secondaires 6 volts d'un transformateur, via R23 et C9.

L'autre secondaire fait partie de l'ensemble R1 et des contacts C/T du relais de prise de ligne comme déjà évoqué au paragraphe « Prise de ligne ». Grâce à ce couplage électromagnétique, les signaux DTMF de chiffrage sont en définitive transmis à la ligne téléphonique.

On notera que l'enroulement primaire 230 volts de ce second transformateur n'est pas utilisé.

### Émission du signal d'alerte

Rappelons que la durée de la prise de ligne est d'environ 40 secondes. La sortie Q13 de IC3 passe à l'état « haut » au bout de 20 secondes.

À ce moment, l'entrée (8) de l'oscillateur astable formé par les portes NAND III et IV de IC5 est donc soumise à un état « haut ». Il en résulte l'entrée en action de cet oscillateur.

Sur sa sortie (11), on relève des créneaux de forme carrée d'une période de l'ordre de 0,5 seconde. Lors des

états « haut », un second oscillateur astable constitué des portes NAND I et II de IC5 est opérationnel. Il génère sur sa sortie des créneaux d'une fréquence de l'ordre du kilohertz, ce qui est une fréquence musicale.

Par l'intermédiaire de l'ajustable A1, ce signal, qui est en réalité constitué par une suite ininterrompue de bips, se trouve également acheminé sur l'amplificateur IC8.

Après amplification, ce signal d'alerte est transmis à la ligne téléphonique dans les mêmes conditions que le signal DTMF précédemment évoqué.

### Réalisation pratique

Le circuit imprimé est représenté en figure 2. Il appelle peu de remarques. Il suffira de le reproduire. Quant à l'implantation des composants, la figure 3 en fait état. Attention à l'orientation des composants polarisés.

Pour la programmation du numéro de téléphone à dix chiffres auquel doit s'adresser le signal d'alerte, il convient de placer les diodes de programmation en s'inspirant du tableau C. Attention, les diodes doivent être orientées cathodes tournées vers le haut.

Par exemple, pour programmer le chiffre 3, il conviendra de relier les anodes respectivement à la rangée R1 et à la colonne C3.

Le montage ne nécessite pas de réglage particulier. Généralement, la position médiane des curseurs des deux ajustables convient.

R. KNOERR

**OPTI-MACHINES** Parc d'Activités du Chat  
Une autre idée de la Machine-Outils 190, Rue Marie Curie 59118 WAMBRECHIES  
www.optimachines.com Tél : 03 20 03 69 17 - Fax : 03 20 03 77 08 - optimachines@wanadoo.fr

PLUS DE 100 MACHINES DE CONCEPTION ET DE QUALITÉ ALLEMANDE

**quantum**  
SAWENSON GIBERTY  
Tours de 250 mm à  
3000 mm d'E.P.

**OPTIMUM**  
SAWENSON GIBERTY

Fraiseuses

Perceuses de  
13 à 50 mm

Scies



à partir de  
450 € HT



à partir de  
690 € HT



à partir de  
79 € HT



à partir de  
219 € HT

Scies à  
chantourner



à partir de  
99 € HT

G 140 Vario  
E.P. 250 mm  
55x32x26 cm  
450 € H.T.

D 180 Vario  
E.P. 300 mm  
74x39x27 cm  
690 € H.T.

D 210  
E.P. 400 mm  
88x50x48 cm  
850 € H.T.

BF 16 Vario  
Cap. 16 mm  
500 W  
Tab. 40x32 cm  
690 € H.T.

BF 20 Vario  
Cap. 20 mm  
850 W  
Tab. 50x38 cm  
990 € H.T.

F 30  
Cap. 32 mm  
4,5 kW  
Tab. 73x22 cm  
1490 € H.T.

B 16  
Cap. 16 mm  
38 Kg  
199 € H.T.

B 20  
Cap. 20 mm  
56 Kg  
259 € H.T.

B 32  
Cap. 32 mm  
98 Kg  
549 € H.T.

S 91 G  
Cap. 90 mm  
71x26x41 cm  
219 € H.T.

S 121 G  
Cap. 115 mm  
102x44x40 cm  
289 € H.T.

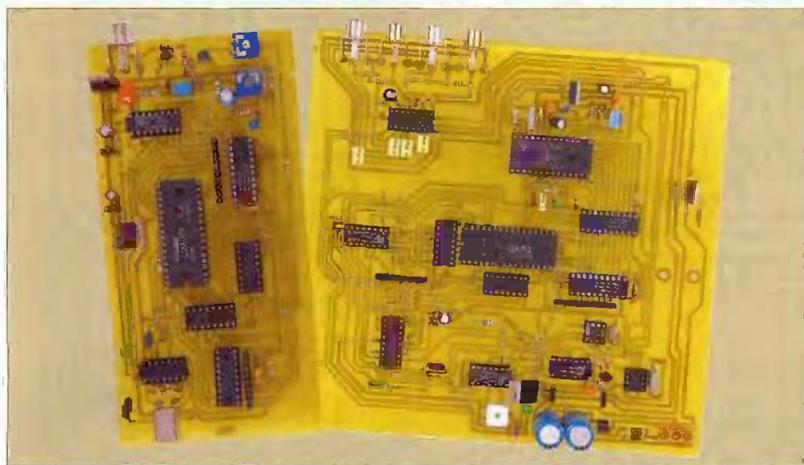
S 130 GH  
Cap. 128 mm  
98x38x36 cm  
529 € H.T.

Recevez en plus de nos 2 catalogues  
(250 pages couleur et tarifs),  
LES OFFRES SPECIALES PACKS  
DE FIN D'ANNEE :  
MACHINES + ACCESSOIRES  
+ TRANSPORT INCLUS  
contre 10 timbres à 0,54 €  
ou un chèque de 5,40 €  
REMBOURSÉS  
AU 1<sup>er</sup> ACHAT  
Elec Prat

Plus de 1000 accessoires...

# Mosaïque 4 écrans noir et blanc

## (2<sup>e</sup> partie)



Rappelons que cette réalisation permet de visualiser sur un écran de téléviseur noir et blanc les images provenant de quatre sources vidéo. Dans notre précédent numéro (*Électronique Pratique* n° 310), nous avons expliqué le fonctionnement des deux cartes entrant dans la conception de cette étude, à savoir la carte vidéo et la carte d'acquisition. Il nous reste maintenant à réaliser ces cartes. Tel est l'objet de cette deuxième partie qui se terminera par les réglages et la mise en service.

### Réalisation (figures 4 à 7)

Le montage n'est pas particulièrement délicat à réaliser.

Les pistes des circuits imprimés sont larges et le nombre de composants à souder n'est pas très élevé, mis à part cependant le nombre assez important de straps, difficiles à éviter dans un montage numérique où s'entrecroisent de nombreux signaux de commandes.

L'assemblage des deux cartes par le biais de connecteurs en barrette HE-14 ne pose pas de difficulté non plus, si l'on prend soin de les souder bien verticalement en vérifiant en même temps leurs alignements avec les plots de l'autre carte.

Enfin, la découpe de la carte vidéo doit être suffisamment précise pour ne pas gêner la mise en place des deux condensateurs de filtrage C27 et C28. On remarquera, sur la carte d'acquisition, la présence de deux grandes pastilles qu'il faudra percer à un diamètre important afin de pouvoir facilement régler avec un tournevis les ajustables RV2 et RV3 qui se situent juste en face sur l'autre plaque. En assemblant les deux cartes, on vérifiera qu'aucun compo-

sant de l'une ne touche celui de la carte opposée. On les couchera plus ou moins pour parvenir à un bon assemblage. Par exemple, il sera préférable de souder le quartz X2 à plat. Enfin, tous les circuits intégrés seront montés sur des supports, les modèles à "lyre" sont tout à fait satisfaisants pour cet usage. Tous les composants utilisés dans ce montage sont courants et disponibles chez de nombreux revendeurs.

La mémoire 628128/70 ns est parfois remplacée par son équivalent KM 681000/70 ns dont le prix est souvent plus élevé.

Quel que soit le modèle, le temps d'accès ne doit pas excéder 70 ns sous peine d'un mauvais fonctionnement du montage.

On remarquera que les PICs 12C508A (IC12) et 16F628 (IC17) sont cadencés à une fréquence un peu supérieure à 4 MHz, mais les modèles prévus pour des fréquences de 4 MHz fonctionnent parfaitement. Aussi n'est-il pas utile d'acquérir un modèle plus onéreux pour cela.

Il est parfois difficile de trouver un quartz de 5,00 MHz, mais on pourra lui substituer un modèle de 5,06 MHz très courant, comme cela a été fait sur la maquette présentée ici.

Les programmes sont téléchargeables sur le site de la revue :

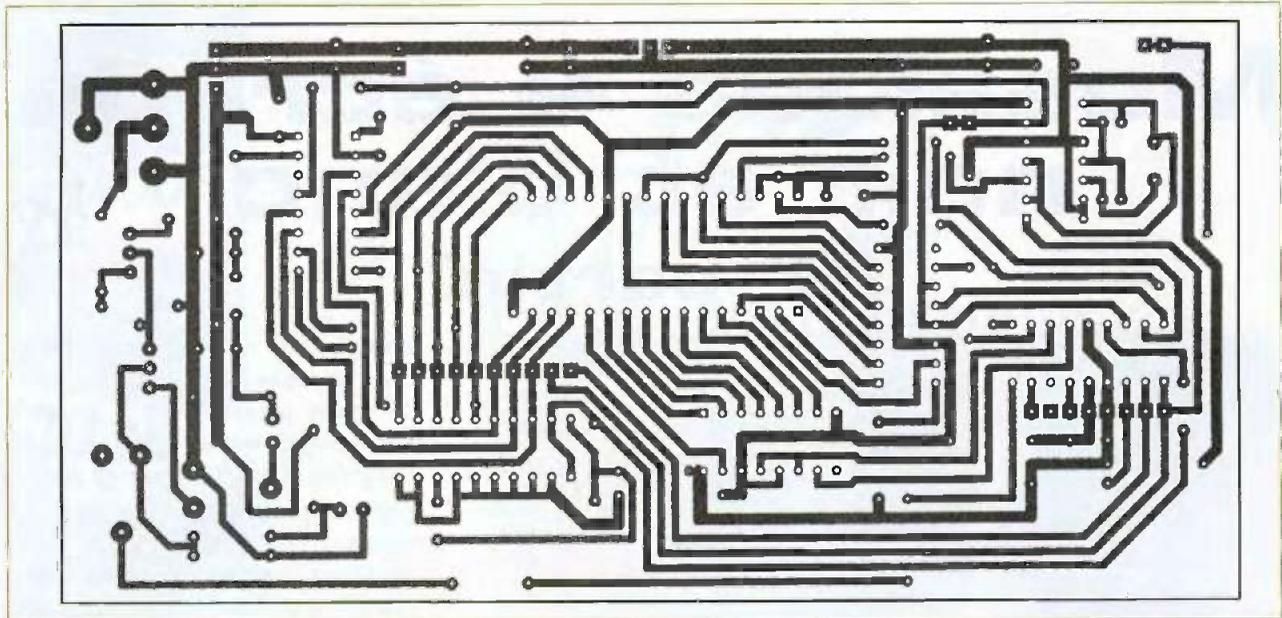
Le programme servant à programmer le PIC 16F628 (IC8) s'appelle `acquis.hex`.

Il faudra uniquement valider les fusibles PWRT, WDT, MCLR et choisir l'horloge `Extclk`.

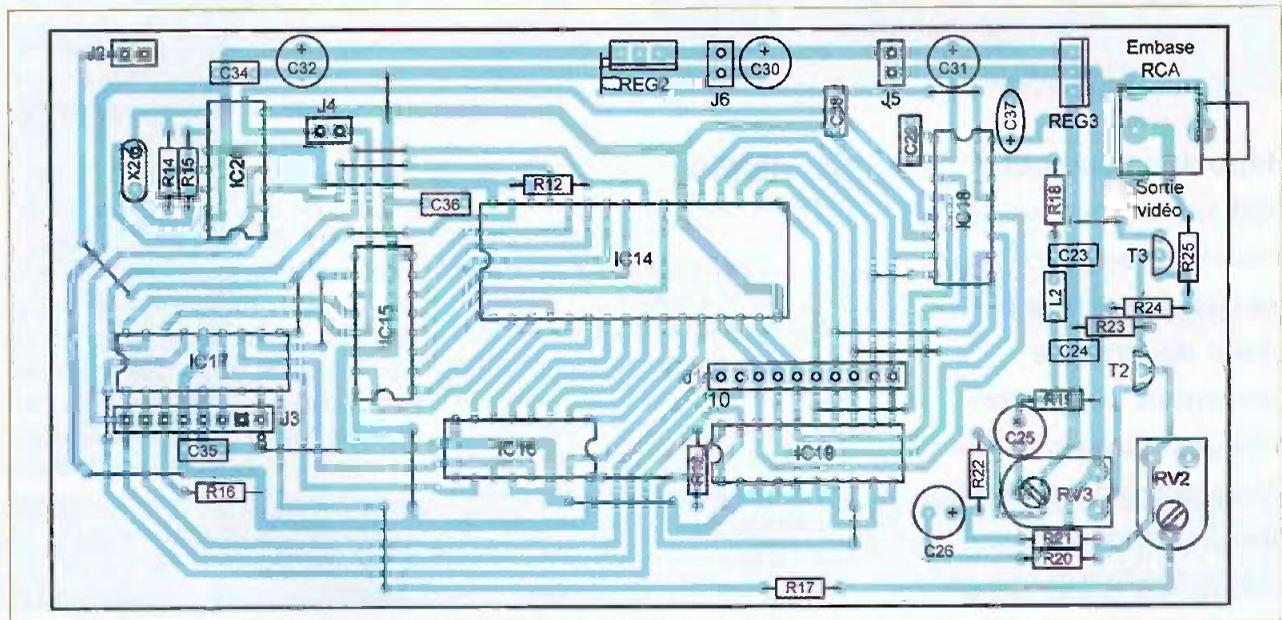
Le programme servant à programmer le PIC 16F628 (IC17) s'appelle `video.hex`.

Il faudra uniquement valider les fusibles PWRT, MCLR et choisir l'horloge `Extclk`.

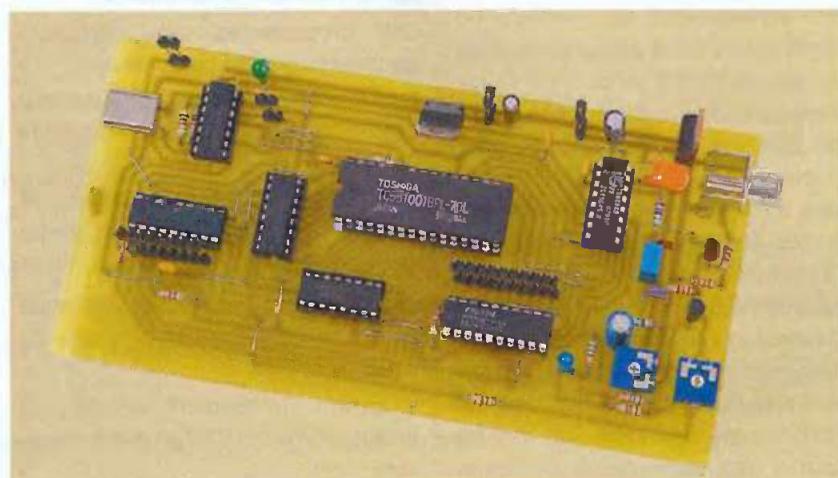
Le programme servant à programmer



**4** Circuit imprimé de la partie vidéo



**5** Mise en place des composants de la carte vidéo



La carte vidéo câblée

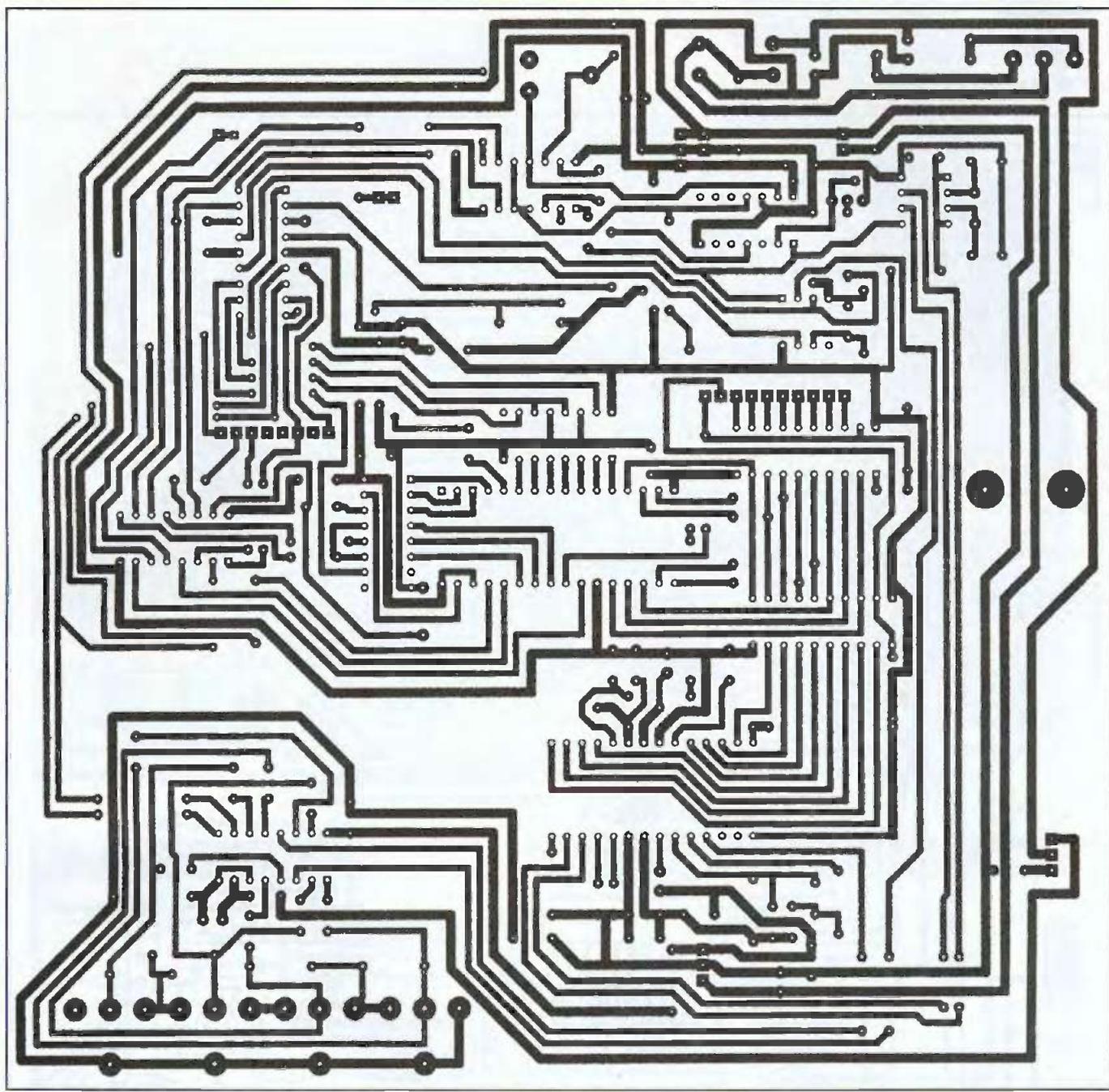
le PIC 12C508A (IC12) s'appelle gateAB.hex. Il faudra valider uniquement le fusible MCLR et choisir l'horloge XT.

Tous les codes sources sont disponibles sous format .DAT à lire avec EDIT.COM.

### Réglages

Le montage comporte trois ajustables qu'il conviendra de régler à mi-course avant la première mise sous tension.

Connecter au moins une source



## 6 Circuit imprimé de la carte d'acquisition

vidéo à l'entrée du montage et relier ce dernier à un téléviseur disposant d'une entrée RCA.

Si vous utilisez un modèle "couleur", il faudra régler le niveau de couleur à zéro pour éviter d'éventuels petits phénomènes parasites comme l'apparition de lignes en fausse couleur, mais cela n'est pas obligatoire.

À l'allumage, le contenu des mémoires peut être totalement aléatoire, seules les voies utilisées voient leur image rafraîchie et le réglage ne portera que sur ces dernières.

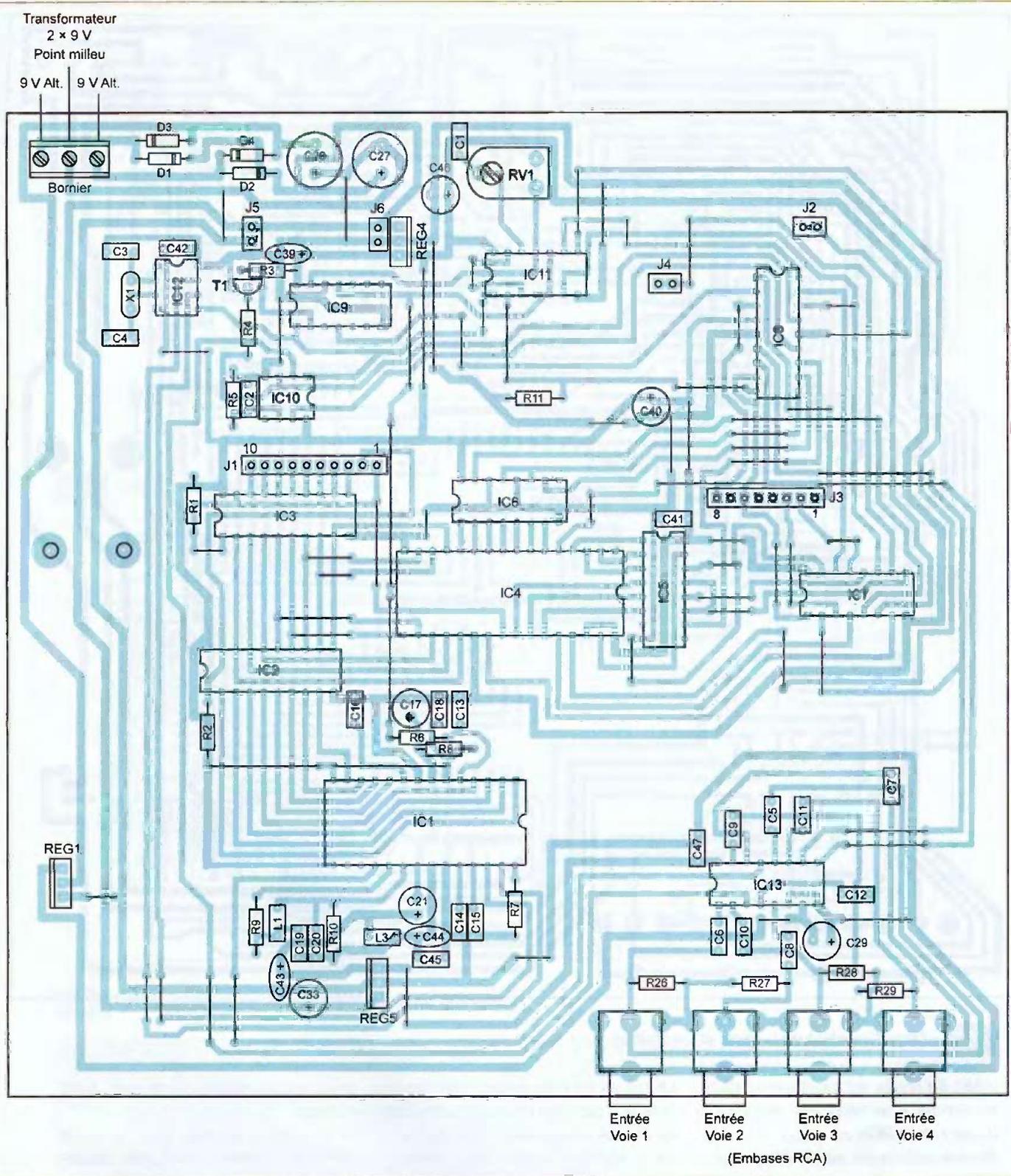
Le fait de ne connecter qu'une seule voie n'a pas tendance à augmenter sa vitesse d'échantillonnage, l'absence de signal sur les autres voies obligeant le microcontrôleur à de longues vérifications. On aura donc intérêt à brancher les quatre voies même lors des tests.

Le réglage principal concerne RV1. Normalement, à l'allumage, l'image doit être brouillée. Tourner RV1 jusqu'à ce qu'elle se stabilise. On gardera le réglage le plus stable qui permet d'avoir la plus grande partie de l'ima-

ge d'origine visible dans son quart d'écran.

Si le réglage est trop près du point limite, de petites instabilités passagères seront visibles sur le bord gauche de l'écran.

Normalement, on ne doit pas retoucher RV2, sauf si l'image semble déformée par un défaut de synchronisation, le plus souvent en haut de l'écran avec certains moniteurs économiques. Attention, un réglage trop poussé peut sérieusement diminuer le contraste.



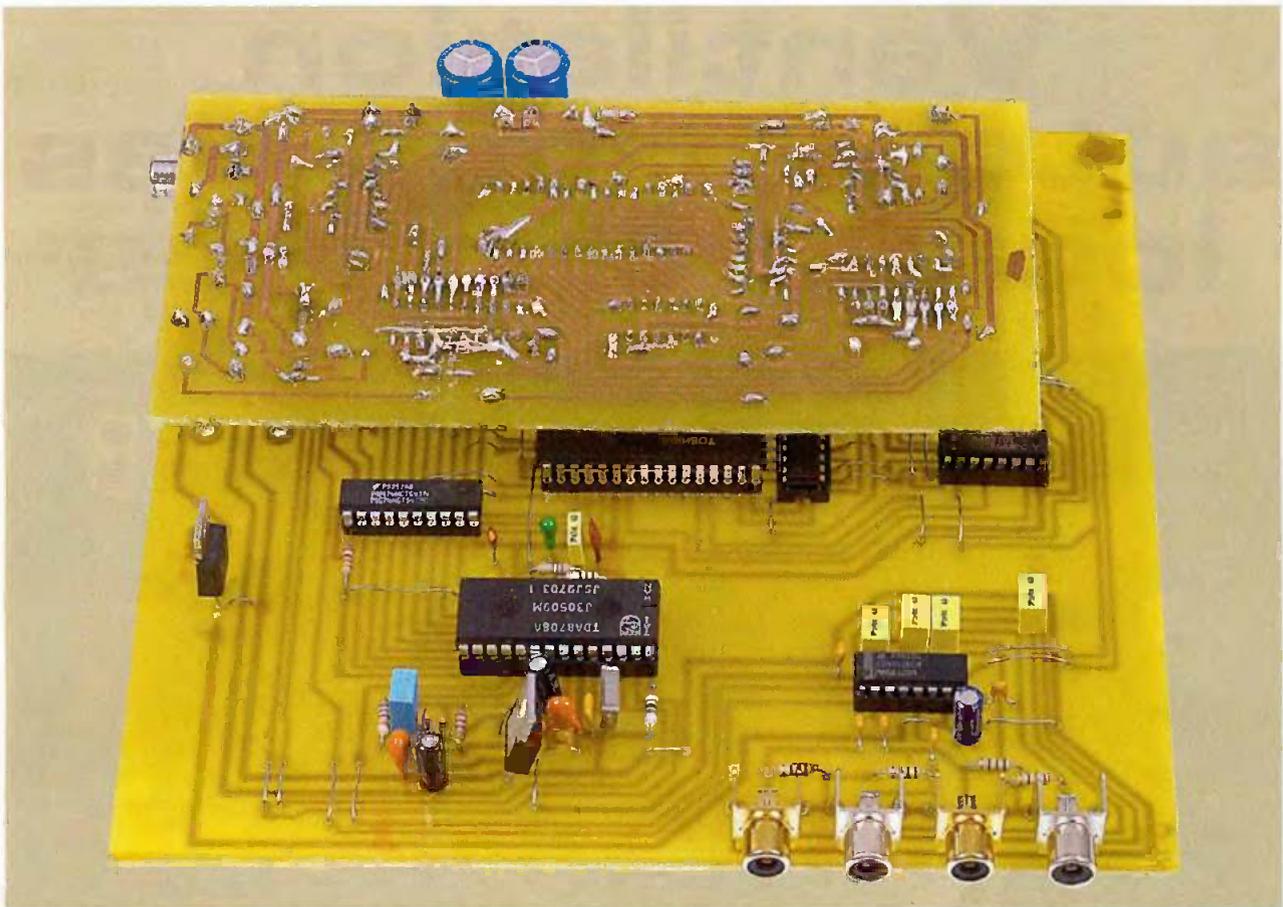
**7** Insertion des composants de la carte d'acquisition

Enfin, RV3 permet d'ajuster la luminosité de l'image, on l'utilisera en combinaison avec les réglages intégrés au moniteur afin d'obtenir l'image la mieux définie. Le début de la première ligne du quart d'écran en

bas à gauche est parfois un peu instable (encore faut-il le remarquer car cela passe parfaitement inaperçu). C'est parce que le PIC IC8 doit effectuer beaucoup d'opérations à cet ins-

tant alors que son horloge est assez lente (2,5 MHz). Il est parfois un peu en retard : c'est uniquement une question logicielle.

O. VIACAVA



*Assemblage des deux cartes par l'intermédiaire de connecteurs en barrettes HE14. On remarquera les deux perçages à un diamètre important (en haut à gauche) qui permettent l'accès aux ajustables RV2 et RV3 de la carte vidéo*

## Nomenclature

### Résistances

R1, R2, R4, R13 : 22 k $\Omega$   
 R3, R16, R17 : 4,7 k $\Omega$   
 R5 : 680 k $\Omega$   
 R6 : 100  $\Omega$   
 R7 : 330  $\Omega$   
 R8 : 22  $\Omega$   
 R9 : 680  $\Omega$   
 R10, R23 : 2,2 k $\Omega$   
 R11, R12 : 10 k $\Omega$   
 R14, R15 : 1 k $\Omega$   
 R18 : 270  $\Omega$   
 R19 : 390  $\Omega$   
 R20, R21, R22 : 1,5 k $\Omega$   
 R24 : 220  $\Omega$   
 R25, R26, R27, R28, R29 : 75  $\Omega$

### Condensateurs

C1, C24 : 180 pF  
 C2, C6, C8, C10, C12, C14, C22, C34,  
 C35, C36, C38, C41, C42, C45, C47 :  
 100 nF céramique multicouche  
 C3, C4 : 15 pF  
 C5, C7, C9, C11 : 1  $\mu$ F mylar  
 C13 : 33 pF  
 C15 : 220 nF  
 C16, C19, C20 : 39 pF  
 C17, C26, C32 : 10  $\mu$ F/16 V tantale  
 C18 : 47 nF

C21 : 1  $\mu$ F chimique

C23 : 100 pF  
 C25 : 220  $\mu$ F/16 V  
 C27, C28 : 1000  $\mu$ F/16 V  
 C29, C30, C40 : 10  $\mu$ F/16 V  
 C31, C33 : 22  $\mu$ F/16 V  
 C37, C39, C43, C44 : 10  $\mu$ F/6,3 V alusol  
 C46 : 22  $\mu$ F/16 V tantale

### Diodes

D1, D2, D3, D4 : 1N4007

### Circuits intégrés

IC1 : TDA8708  
 IC2, IC3, IC19 : 74HCT541  
 IC4, IC14 : 628128  
 IC5, IC6, IC15, IC16 : 74HC590  
 IC7 : 74HCT157  
 IC8, IC17 : PIC16F628  
 IC9 : 74LS393  
 IC10 : LM1881  
 IC11 : 74HCT132  
 IC12 : PIC12C508A  
 IC13 : CD4052  
 IC18 : TDA8702  
 IC20 : 74LS00

### Inductances

L1 : 390  $\mu$ H  
 L2 : 220  $\mu$ H  
 L3 : 2,2  $\mu$ H

### Régulateurs

REG1 : 7905  
 REG2, REG3, REG4, REG5 : 7805

### Ajustables

RV1 : 2,2 k $\Omega$   
 RV2 : 10 k $\Omega$   
 RV3 : 1 k $\Omega$

### Transistors

T1, T2, T3 : BC547

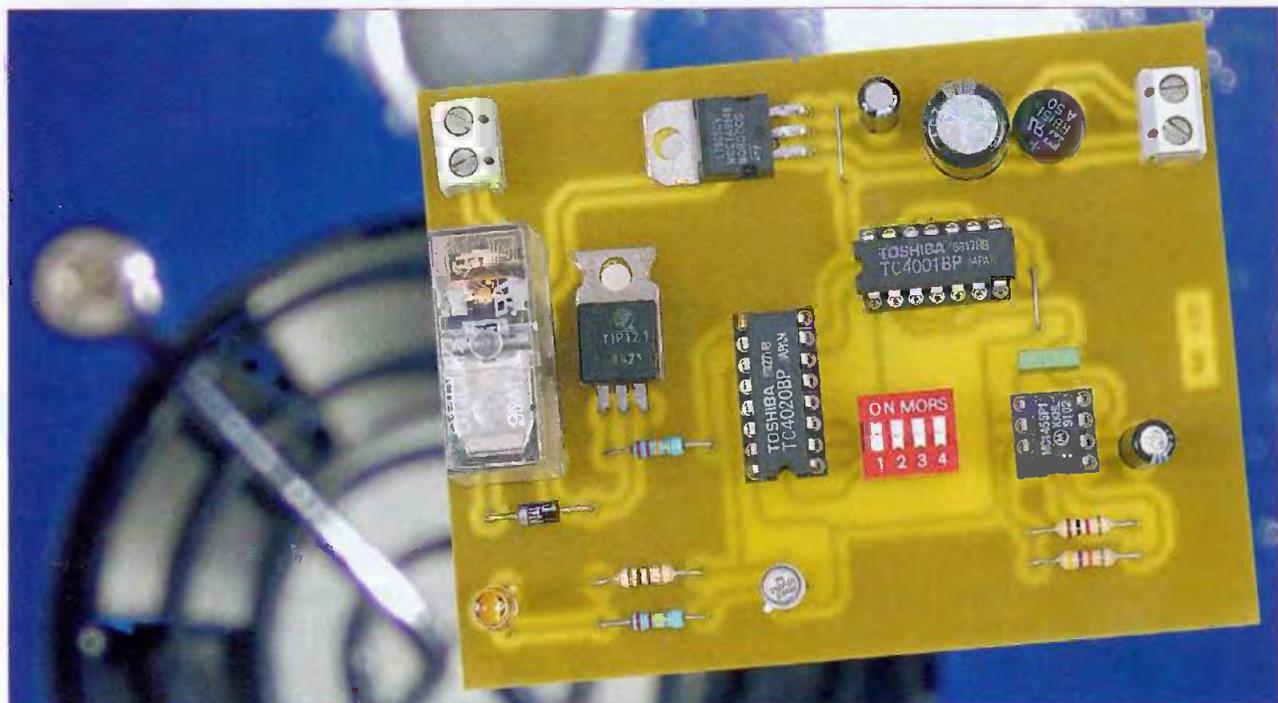
### Quartz

X1, X2 : 5 MHz ou 5,06 MHz

### Divers

5 embases RCA femelles à souder  
 Transformateur 2 x 9V/10 VA  
 Connecteurs HE14 : barrette sécable  
 double isolant 1 x 40 mâle, barrette  
 1 x 40 femelle  
 Supports pour circuits intégrés  
 Fil rigide monobrin 0,2 mm<sup>2</sup>  
 Bornier 3 plots

# Ventilation automatique des locaux confinés



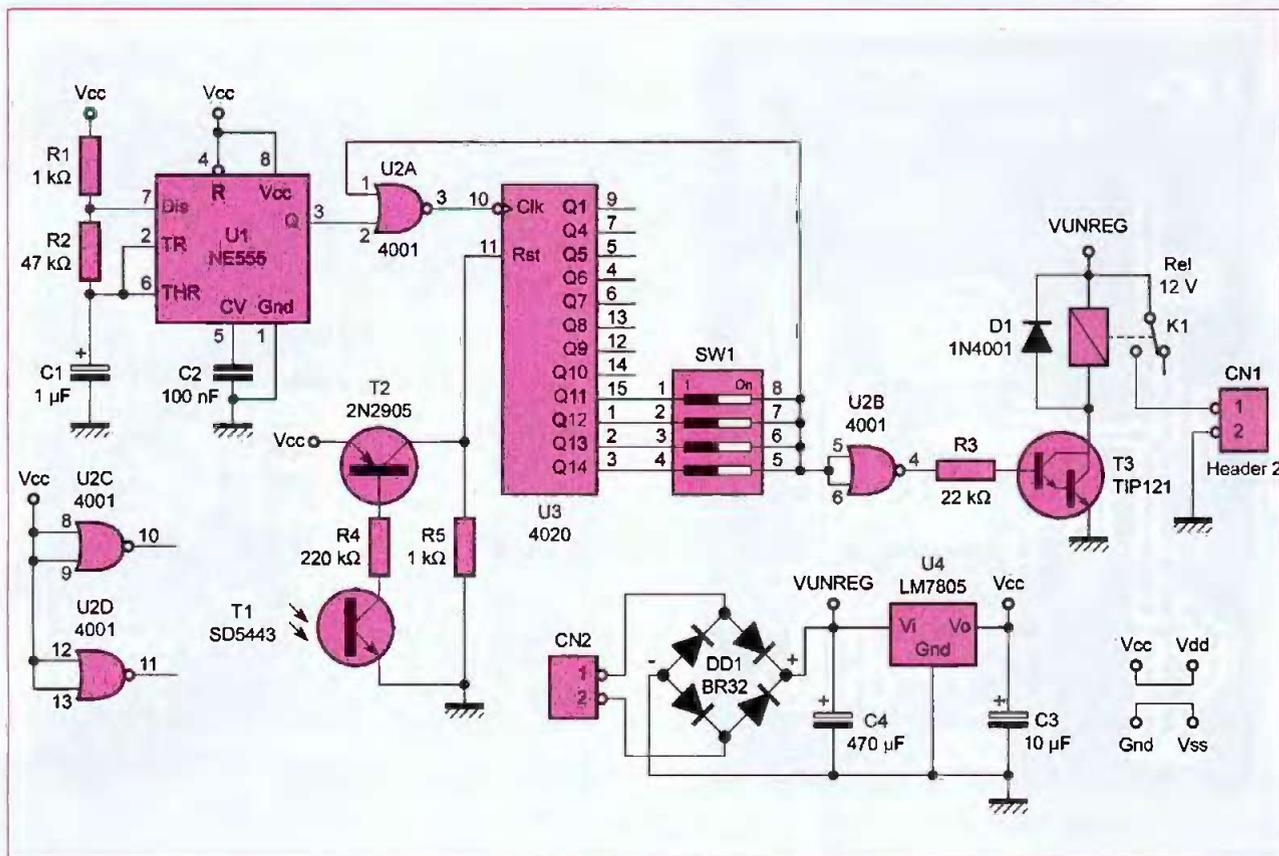
Il est généralement préférable de forcer la ventilation des locaux confinés. Dans les bâtiments modernes, sont tout particulièrement concernés les W.C. et les salles de bains qui, de moins en moins équipés d'une fenêtre, sont souvent disposés au centre de l'immeuble. Le petit montage que nous vous proposons dans ces pages vous permettra d'automatiser la ventilation des pièces confinées de votre habitation.

**B**ien entendu, il est toujours possible d'installer une Ventilation mécanique contrôlée (VMC) mais ce type d'équipement est rarement équipé d'une commande automatique (du moins dans les versions bas de gamme et pourtant si coûteuses). Soit la ventilation est active en permanence, ce qui provoque son usure rapide et une augmentation significative de la facture d'électricité, soit on peut commander manuellement la ventilation à l'aide d'un interrupteur, ce qui complique l'installation. De plus, dans ce cas de figure, il est probable que l'utilisateur oubliera un jour de couper la ventilation lorsqu'il quittera les lieux. Le montage que nous vous proposons permet de résoudre ces problèmes en activant automatiquement un ventilateur lorsqu'un occupant est détecté dans la pièce. Notre ventilateur exploite un capteur lumineux

pour déterminer une présence, car dans les lieux confinés (sans fenêtre donc), il est généralement nécessaire d'allumer la lumière en entrant. Afin de permettre d'assainir l'air ambiant pour les visiteurs suivants, le montage maintiendra la ventilation active, une fois la lumière éteinte, pendant une durée que vous pourrez sélectionner manuellement (entre deux et seize minutes).

## Schéma

Le schéma de notre montage est relativement simple, comme vous pouvez le découvrir en figure 1. Le phototransistor T1 capte la lumière ambiante et fournit un courant de base plus ou moins important au transistor T2, en fonction des conditions d'éclairage. Si la lumière est suffisante, la tension qui se développe aux bornes de la résistance R5 dépasse le seuil « haut » de l'entrée



**1** Schéma de principe utilisant un phototransistor en détecteur de présence

de remise à zéro du circuit U3 (Rst broche 11). Lorsque cela se produit, les sorties du compteur U3 passent toutes à zéro.

Quelle que soit la sortie sélectionnée par le bloc de micro-switches SW1, l'entrée (patte 1) de la porte U2A est donc à l'état « bas », ce qui autorise la transmission du signal d'horloge produit par le circuit U1 (NE 555).

Par ailleurs, le signal sélectionné par SW1 est inversé grâce à la porte U2B, de sorte qu'en présence d'une source lumineuse, la sortie de U2B soit à l'état « haut ». La base du transistor T3 est alors alimentée, ce qui active la bobine du relais et met en fonctionnement le ventilateur (12 V) qui est raccordé sur CN1.

Lorsque le capteur est dans l'obscurité, la tension présente aux bornes de R5 reste en dessous du seuil de l'entrée de remise à zéro de U3.

Le compteur U3 peut alors commencer à compter les impulsions fournies par U1.

Passé un délai qui dépend de la sélection imposée par SW1, la porte U2A bloque les impulsions d'horloge,

tandis que la sortie de la porte U2B passe à zéro. Dès lors, le relais est désactivé et le montage passe en état d'attente d'un nouveau cycle de fonctionnement.

La figure 2 indique la durée de maintien du relais, à partir du moment où la lumière est éteinte, selon la sélection imposée par SW1.

Le montage est alimenté par une tension de 12 V qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Le pont de diodes DD1 permet d'alimenter le montage en courant alternatif (sortie directe d'un simple transformateur 220 V/12 V) et fait office de protection contre l'inversion de polarité si vous préférez alimenter le montage avec un bloc d'alimentation DC.

La puissance du transformateur (ou du bloc DC) dépendra essentiellement de la puissance du ventilateur que vous raccorderez sur CN1.

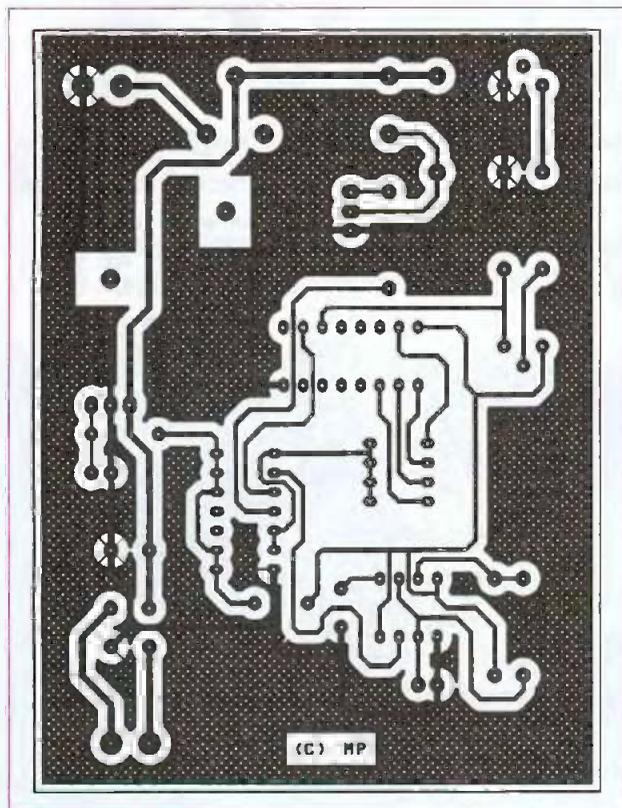
Si vous souhaitez piloter une VMC à l'aide du relais, vous devrez modifier légèrement l'implantation du montage, afin que les contacts du relais soient disponibles sur le connecteur de votre choix.

Notez également que le transistor T3 de notre montage est largement surdimensionné pour piloter le relais K1. L'auteur a fait ce choix en accord avec ses fonds de tiroirs...

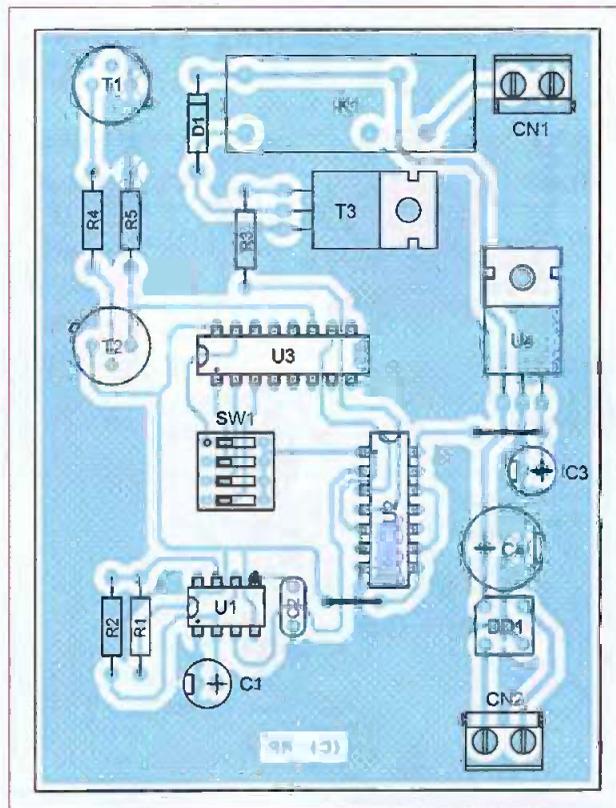
Si vous décidez le remplacement du transistor Darlington TIP121 (T3), vous pourrez utiliser n'importe quel transistor NPN du commerce capable

**2** Durées de maintien sélectionnables

Interrupteur en position ON (attention : un seul à la fois)	Délais de maintien obtenu
SW1-1	Environ 2 minutes
SW1-2	Environ 4 minutes
SW1-3	Environ 8 minutes
SW1-4	Environ 16 minutes



**3** Face cuivrée du circuit imprimé



**4** Insertion des composants

de fournir au moins 250 mA (par exemple, un simple 2N1711 fera l'affaire). Dans ce cas, pensez à modifier également la valeur de la résistance R3 en fonction du gain du transistor retenu (1,5 k $\Omega$  par exemple, pour un 2N1711).

## Réalisation

Le dessin du circuit imprimé de notre montage est visible en **figure 3**.

L'implantation des composants associée est reproduite en **figure 4**. Les pastilles sont percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre, pour la plupart.

En ce qui concerne DD1, D1, U4 et T3, il faut percer les pastilles avec un foret de 1 mm de diamètre.

Pour le relais, utiliser un foret de 1,5 mm de diamètre.

Comme d'habitude, il est préférable de se procurer les composants avant de graver le circuit imprimé (au cas où il faudrait adapter un peu l'implantation).

Cette remarque concerne particulièrement le relais et le phototransistor.

Sinon, il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentif au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Respectez scrupuleusement le découplage des lignes d'alimentation si vous voulez vous éviter de mauvaises surprises.

Enfin, vous noterez la présence de deux straps sur notre circuit imprimé qu'il est préférable d'implanter en premier pour des raisons de commodité.

L'utilisation du montage est immédiate. Dès la mise sous tension, le relais est activé. Il le reste tant que la luminosité ambiante est importante. Le relais reste actif pendant la temporisation choisie, une fois que la lumière de la pièce à surveiller est éteinte. La figure 2 vous indique la durée de la temporisation en fonction de la sélection imposée par SW1. Notez qu'un seul interrupteur doit être en position ON, sinon vous provoquez un court-circuit sur les sorties du circuit U3 (dans ce cas, vous risquez de l'endommager assez rapidement).

**P. MORIN**

## Nomenclature

### Condensateurs

- C1 : 1  $\mu$ F/16 V
- C2 : 100 nF
- C3 : 10  $\mu$ F/16 V
- C4 : 470  $\mu$ F/25 V

### Résistances

- R1, R5 : 1 k $\Omega$ , 1/4 W, 5 % (Marron, Noir, Rouge)
- R2 : 47 k $\Omega$ , 1/4 W, 5 % (Jaune, Violet, Orange)
- R3 : 22 k $\Omega$ , 1/4 W, 5 % (Rouge, Rouge, Orange)
- R4 : 220 k $\Omega$ , 1/4 W, 5 % (Rouge, Rouge, Jaune)

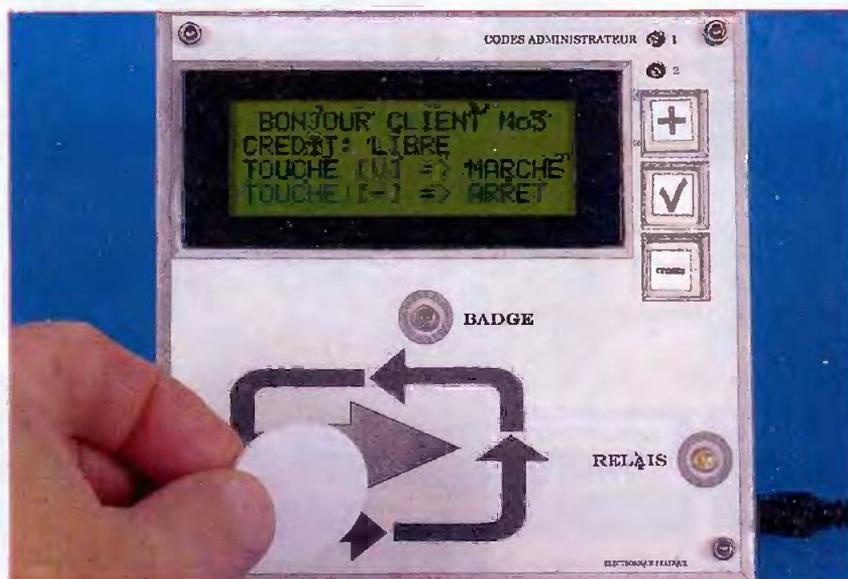
### Semiconducteurs

- T1 : Phototransistor. Par exemple, SD5443-002 ou SDP 8405-014
- T2 : 2N2905
- T3 : TIP121 ou équivalent
- U1 : NE555
- U2 : CD 4001B
- U3 : CD 4020B
- U4 : Régulateur LM7805
- DD1 : Pont de diodes (100 V/3 A)
- D1 : 1N4001 (diode de redressement 1 A/100 V)

### Divers

- CN1, CN2 : Bornier à vis, 2 contacts, au pas de 5,08 mm
- K1 : Relais 12 V, 1 contact repos/travail (nombreux équivalents au modèle Fujitsu FBR611)
- SW1 : bloc de 4 micro-switches

# Porte-monnaie et antivol RFID à très haute sécurité avec CUBLOC CB220



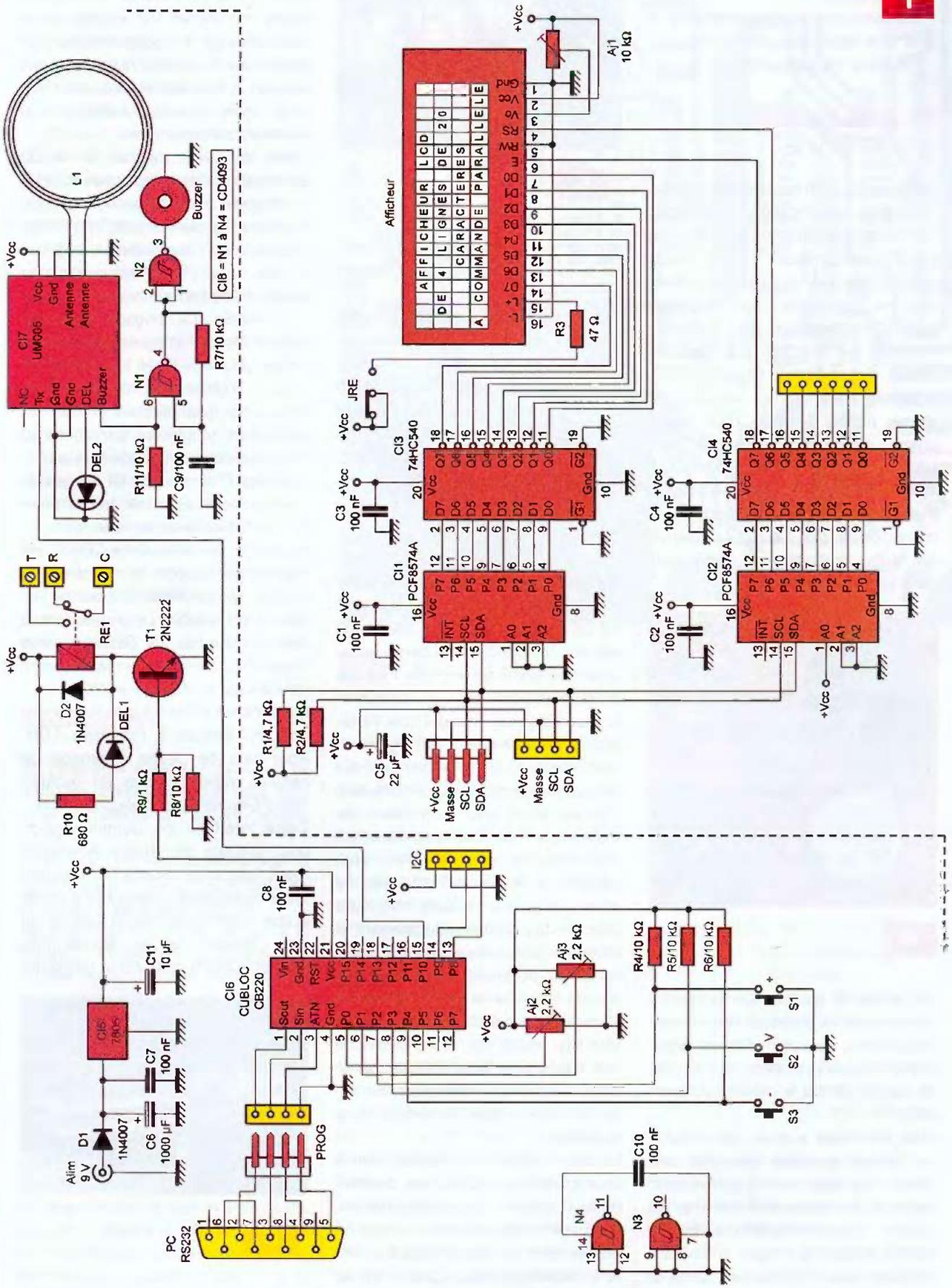
Innovante, cette réalisation n'a jamais, à notre connaissance, fait l'objet d'une étude dans une revue d'électronique. Vous vous demandez à quoi peut bien servir un porte-monnaie électronique dans la vie quotidienne d'un particulier ? À plusieurs tâches dès qu'il s'agit de régler ou de restreindre l'utilisation d'un appareil électrique (télévision, ordinateur, ligne téléphonique, conduite d'un véhicule, accès par une porte à commande électrique comme un portail, etc.).

Le principe est simple : chaque utilisateur dispose d'un badge (ou tag ou transpondeur) à codage unique qu'il suffit de passer devant l'appareil. L'un d'eux est l'administrateur, il décide du crédit de chacun, du code, de l'unité de temps, etc. Il se fait reconnaître grâce à un code secret comprenant 10 000 combinaisons ! Les autres (les clients) ne peuvent utiliser l'appareil commandé que s'ils disposent d'unités de temps. Nous verrons les capacités étonnantes de cette réalisation lors du mode d'utilisation, en fin d'article. Au cours des derniers mois, *Électronique Pratique* vous a fait découvrir le nouveau microcontrôleur Cubloc CB220 de chez Comfile. Ce dernier est en fait un module très complet doté de deux microcontrôleurs (Atmel et Microchip) et de plusieurs types de mémoires. C'est ce composant qui nous a permis de développer une application aussi performante, mais dont la réalisation reste à la portée de chacun. L'autre énorme avantage de

ce microcontrôleur, hormis son coût, est la possibilité de modifier le programme à sa guise, car il ne nécessite ni programmeur particulier, ni compilateur onéreux et se programme en Basic ou en langage à contacts. L'éditeur est disponible gratuitement sur les sites de Comfile ou de Lextronic, revendeur français du composant. Ce dernier offre même toute la volumineuse documentation en français.

## Caractéristiques

- Réalisation relativement simple.
- Utilisation de badges (ou transpondeurs) à faible coût.
- Afficheur LCD confortable de quatre lignes de vingt caractères.
- Visualisation de tous les états en temps réel.
- 1 administrateur et 5 clients (ou plus par modification du programme).
- Code secret de l'administrateur à haute sécurité (10 000 combinaisons).
- Badges administrateur et clients à code pratiquement unique.
- Unité de temps variable de 10 minutes à 3 heures.
- Crédit maximum de 300 heures d'utilisation (plus de 12 jours).
- Possibilité de bloquer ou de libérer (crédit illimité) un client.
- Deux potentiomètres miniatures pour saisir le code secret.
- Trois touches suffisent pour toutes les opérations.
- Informations en EEPROM (maintenues hors alimentation).
- Renvoi sonore et lumineux du passage d'un badge.
- Sortie sur relais à fort pouvoir de coupure (plus de 10A).
- Sorties sur contacts « travail » et « repos ».



- Visualisation lumineuse de l'état du relais de sortie.
- Alimentation à très basse tension (8 à 12 V) et faible consommation.
- Possibilité d'encastrement en façade.

## En quoi consiste la « RFID » ?

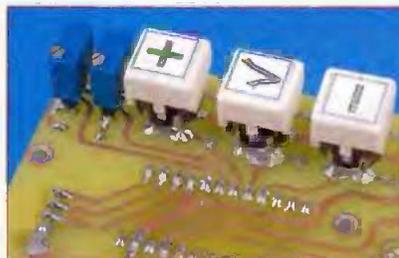
RFID, abréviation anglaise de « Radio Frequency Identification », se traduit tout naturellement par « Identification par Fréquence Radio ». Le principe est très astucieux et performant. Il est basé sur un module jouant le double rôle d'émetteur et de récepteur capable de lire les données de « tags » ou badges. Chacun d'eux, composé d'une bobine miniature et d'une puce, dispose d'un code unique ou presque (plusieurs centaines de milliards de possibilités car le codage s'effectue sur cinq octets), mais ne renferme aucun mode d'alimentation propre. Leur durée de vie est donc pratiquement illimitée et sans intervention.



A

La photo A permet de se rendre compte de la diversité des formes disponibles, de leurs tailles et laisse entrevoir la minuscule puce entourée de sa bobine sur le modèle autocollant.

Mais comment sont-ils alimentés ? Le module possède lui aussi une bobine, de taille plus importante et oscille en permanence à 125 kHz. Ce champ électromagnétique induit, dans la bobine du « tag », un courant suffisant pour l'alimenter. Celui-ci envoie alors son code unique par le même procédé d'induction. Un



B

microcontrôleur peut ensuite consulter le module via une liaison série pour traiter l'information.

Les lecteurs intéressés peuvent consulter la documentation du module UM005 de Netronix sur le site de Lextronic ou se reporter au numéro 298 d'Électronique Pratique (page 72).

## Schéma de principe

Cette réalisation utilise, en sous ensemble, l'afficheur LCD à commande I<sup>2</sup>C décrit dans le numéro 308 d'Électronique Pratique (page 16).

De ce fait, nous ne nous étendons pas sur l'étude de cette partie encadrée du schéma de principe. Pour les lecteurs ne possédant pas ce numéro, nous donnons malgré tout l'intégralité du schéma à la figure 1. L'ensemble de la réalisation tient sur une platine de dimensions modestes. L'alimentation peut être issue de toute source, alternative ou continue, (bloc secteur, batterie, piles, etc.) capable de fournir 8 à 12 volts. La diode D1 joue un double rôle : elle effectue un éventuel redressement et offre une protection contre les inversions de polarités. La tension est ensuite filtrée par le condensateur C6 et découplée par C7 près du régulateur fixe positif C15. Nous obtenons une tension de 5 volts filtrée par le condensateur C11 destinée à alimenter de manière sûre l'ensemble de la réalisation.

La pièce maîtresse est évidemment le microcontrôleur CB220. Ses broches (1) à (4) servent à la programmation. Vous noterez la simplicité de mise en œuvre entre la prise série d'un PC et le microcontrôleur. Quatre fils en liaison directe !

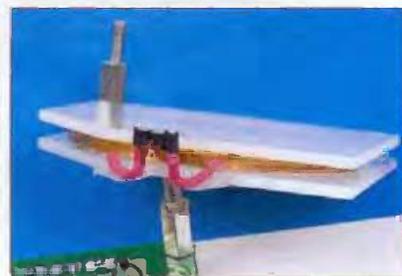
Les lignes P0 et P1, configurées en

entrées, se chargent de lire les tensions issues des potentiomètres ajustables miniatures Aj2 et Aj3 via le convertisseur analogique/numérique interne sur 10 bits. Le résultat de ces lectures donne, après traitement, les deux codes secrets compris entre 0 et 99 de l'administrateur.

L'état des trois touches S1 à S3 (photo B) est lu par les lignes P2 à P4 configurées en entrées numériques. Au repos, les résistances R4 à R6 les positionnent au niveau logique « haut » (+5 V). L'action sur une touche force l'entrée correspondante à la masse. Le langage Basic du CB220 dispose d'instructions spécifiques pour lire l'état logique d'une touche et éviter les rebonds parasites. Ces trois touches permettent d'effectuer toutes les opérations et tous les paramétrages de l'appareil. La ligne P15, configurée en sortie, commande le relais via le transistor T1 et sa résistance de base R9.

Au repos, ou lorsque le CB220 est hors de son support, la résistance R8 bloque T1. La diode D2 bloque les retours de courant provoqués par la bobine du relais. La DEL1 visualise l'activité de celui-ci, elle est limitée en courant par la résistance R10.

Les broches P8 et P9 gèrent le protocole I<sup>2</sup>C destiné à l'afficheur LCD. Pour plus de détails à propos de celui-ci, reportez-vous au numéro 308 d'Électronique Pratique précité. Cette interface de communication peut prendre en charge simultanément tous composants I<sup>2</sup>C. Les lecteurs compétents désirant faire appel à une mémoire EEPROM externe du type « 24Cxx », au lieu de celle intégrée au CB220, peuvent la raccorder



C

sur ce connecteur avec un minimum de travail de câblage. Il convient

ensuite de modifier le programme en conséquence.

Le dialogue sériel avec la RFID s'effectue par la ligne P10. Le circuit CI7 est en fait un module fabriqué par Netronix et commercialisé par la société Lextronic.

Il gère tout, ou presque à propos de la prise en charge du badge, il faut simplement lui adjoindre une antenne constituée de la bobine L1 disponible également chez le même revendeur, la DEL2 de visualisation et un petit oscillateur destiné à produire un « bip » à chaque passage d'un badge (photo C).

Il est formé autour de la porte à seuil N1 avec la résistance R7 et le condensateur C9. La broche (6) de N1 active l'oscillateur lorsqu'elle passe au niveau logique « haut » par la sortie « buzzer » du module CI7. La résistance R11 bloque le fonctionnement de l'oscillateur au repos.

La porte N2 inverse et met en forme le signal destiné au buzzer piézo. Les portes N3 et N4 non utilisées voient leurs entrées reliées à la masse.

Les condensateurs C8 et C10 découpent la tension au plus près des circuits intégrés.

## Réalisation

Si vous êtes décidé à exécuter ce montage, commencez par vous procurer le matériel et tous les composants.

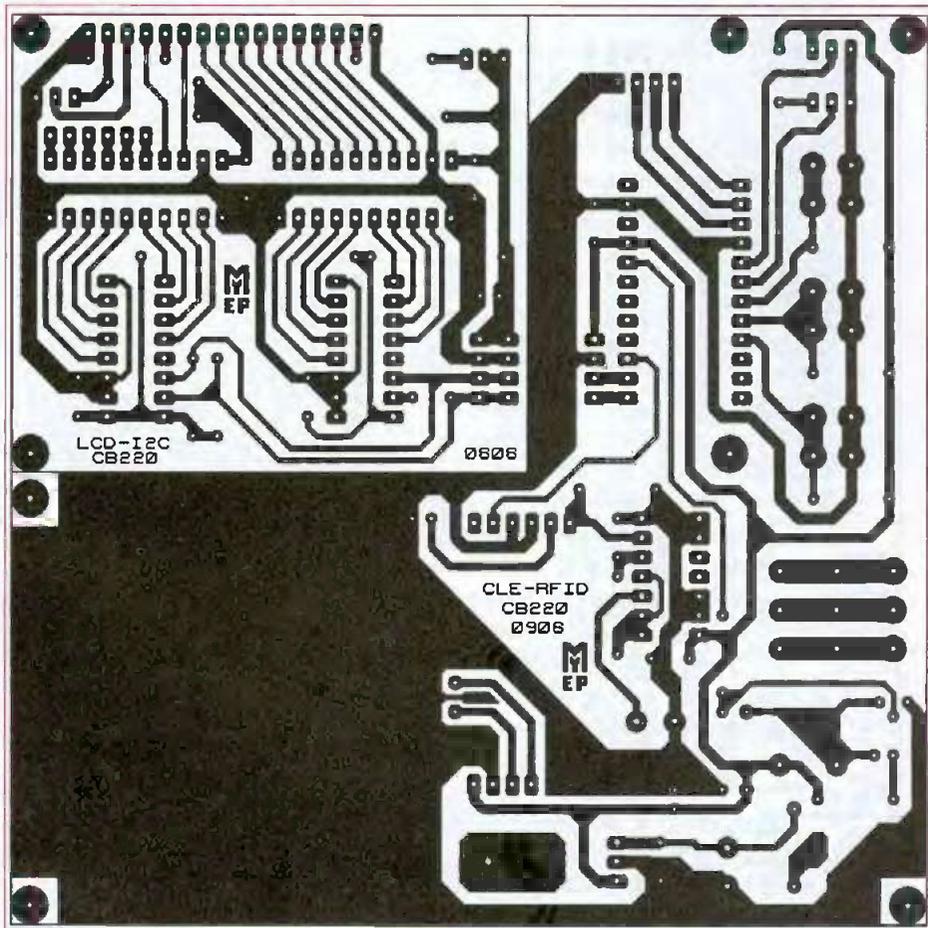
Cela vous simplifiera la tâche pour la réalisation pratique, notamment lors du perçage du circuit imprimé.

Le dessin du typon est donné à la figure 2. Reproduisez-le sur la plaque cuivrée présensibilisée par la méthode photographique, puis gravez-la dans un bain de perchlorure de fer.

Le rinçage après chaque opération est très important.

Percez tous les trous à l'aide d'un foret de 0,8 mm et agrandissez certains d'entre eux à un diamètre supérieur en fonction des composants. Certains composants se soudent sur la face cuivrée. Suivez le plan d'implantation (figure 3, photo D) et les instructions pour éviter les erreurs.

Commencez le câblage par la face non cuivrée (face d'implantation normale). Soudez les sept ponts de liai-



2

Dessin des pistes cuivrées à l'échelle 1

sons (straps) puis les résistances, les diodes, les supports de circuits intégrés (normal pour CI6 et broches SIL pour CI7), les condensateurs au mylar, le buzzer, le transistor T1, le connecteur JRE avec son cavalier, les connecteurs I<sup>2</sup>C et PROG, la résistance ajustable Aj1, le connecteur d'alimentation, le bornier à vis, les condensateurs chimiques, le régulateur CI5 vissé sur son dissipateur thermique et enfin le relais.

La face cuivrée est située juste sous la face avant de l'appareil, elle supporte les composants destinés aux commandes et à la visualisation.

Le travail de soudure est délicat et requiert plus de minutie. À même le cuivre, soudez le connecteur à 16 broches femelles de barrette sécable de type tulipe pour l'afficheur LCD. En vous assurant de la hauteur correcte, soudez les trois touches de type D6, les DELs et les résistances ajustables Aj2 et Aj3. Si nécessaire, surélevez les composants à l'aide de

broches femelles de type tulipe. L'antenne L1 (bobine) doit prendre place juste sous la face avant, maintenez-la en « sandwich » entre deux petites plaques non métalliques avec des entretoises filetées de diamètre 3 mm (voyez la photo C de la maquette).

L'afficheur LCD, équipé de broches mâles pour support tulipe, s'embroche sur son connecteur.

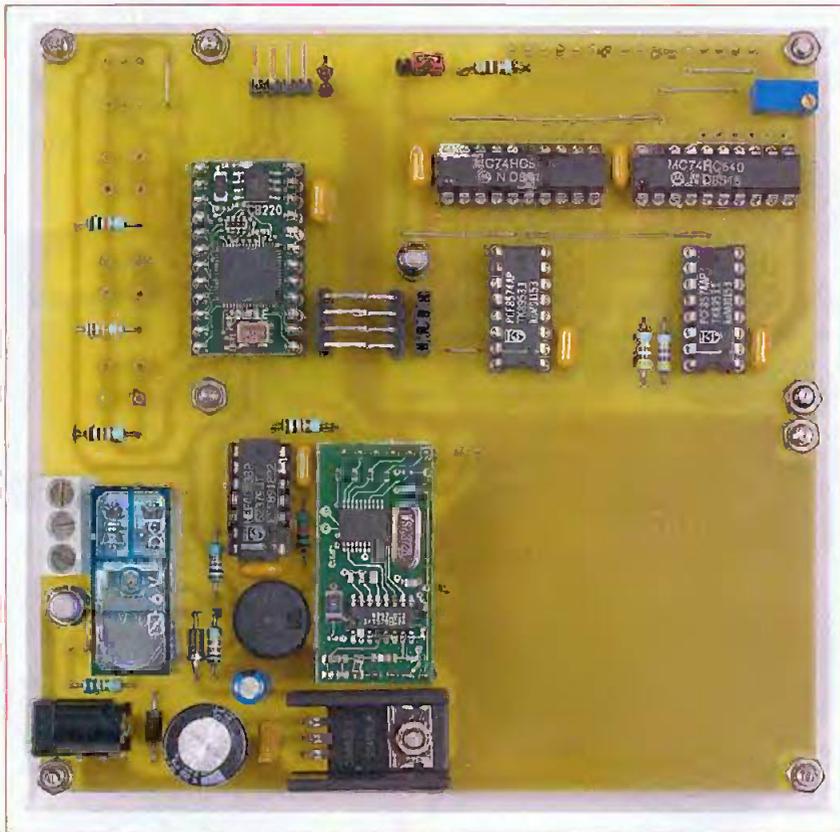
Il se fixe au moyen d'entretoises filetées de 8 mm de longueur et de vis de diamètre 3 mm.

S'il est nécessaire d'aléser les quatre trous de l'afficheur, prenez toutes les précautions au sujet des courants statiques.

Pour donner à cette réalisation une belle finition, vous trouverez le dessin de la face avant conçue pour notre maquette à la figure 4.

À cet effet, nous avons utilisé l'excellent logiciel « Front Designer », distribué par Lextronic et ayant déjà fait l'objet d'un article dans notre revue.





D

Les trois touches de type D6, les DELs, les ajustables Aj2/Aj3 ainsi que le connecteur de l'afficheur se soudant côté « pistes cuivrées »

## Mise en service

Vérifiez qu'il ne subsiste aucune erreur de câblage au niveau des composants ou du circuit imprimé avant d'alimenter votre porte-monnaie électronique. L'inversion d'un composant polarisé ou un court-circuit sur le circuit imprimé peut être désastreux. Aidez-vous, au besoin, d'une loupe pour examiner les pistes et les soudures. Sans insérer le microcontrôleur CI6 et le module CI7, alimentez le montage sous une tension comprise entre 8 et 12 volts. Vérifiez ensuite la présence du « +5 V » à l'aide d'un voltmètre numérique en divers points de la platine et notamment sur les supports de circuits intégrés.

Régalez ensuite le contraste de l'afficheur LCD au moyen de la résistance ajustable Aj1. Le curseur doit se trouver très proche de la butée vers la masse. Avant le réglage, il est fréquent de ne rien voir sur l'afficheur. Ensuite, vous devez observer vingt rectangles pleins sur les lignes 1 et 3. Il convient maintenant, hors tension,

d'insérer dans leurs supports respectifs les circuits CI6 et CI7 et de programmer le CB220 pour que votre appareil devienne fonctionnel.

## Programmation

Commencez par installer le logiciel de programmation concernant le Cubloc CB220 de la société Comfile, il se nomme « CublocStudio.EXE ». Ce dernier est distribué gracieusement, ainsi que la documentation française très complète, par la société Lextronic sur son site Internet (<http://www.lextronic.fr/Comfile/cubloc/PP.htm>).

Un programme pour le CB220 comporte en fait deux fichiers indissociables portant respectivement les extensions « .CUL » et « .CUB ».

Lorsque vous êtes sous « CublocStudio », ouvrez le fichier portant la première des deux et lancez la programmation du CB220 par la petite icône représentant une flèche triangulaire bleue orientée vers la droite.

Le CB220 se programme directement

via l'interface RS232 d'un PC.

Si vous ne parvenez pas à programmer le CB220, il faudra peut-être, au préalable, procéder à la mise à jour de son « firmware » (comprenez « logiciel interne » du constructeur). À cet effet, consultez la « F.A.Q. » à la fin de la notice « .PDF » du manuel du CUBLOC pour réaliser cette opération.

Vous trouverez, sur le site Internet de notre magazine (<http://www.electroniquepratique.com>), les fichiers nécessaires à la programmation de cette réalisation. Ils sont, bien sûr, en libre téléchargement. Les lecteurs n'ayant pas l'opportunité de se connecter à Internet peuvent les obtenir en adressant à la rédaction un CD-Rom sous enveloppe auto-adressée suffisamment affranchie.

Si le CB220 a déjà été utilisé, sa mémoire EEPROM n'est peut-être pas vierge. Vous devrez alors effacer la zone qui nous intéresse à l'aide du programme « EFFACE EEPROM.CUL ». Vous pourrez ensuite le programmer avec le fichier « PORTE MONNAIE.CUL ». Ce programme, développé par nos soins, occupe plus de 18 ko de la mémoire FLASH du CB220. Il est largement commenté afin que chaque lecteur puisse en saisir toutes les subtilités. Il met en œuvre un grand éventail des capacités de ce superbe microcontrôleur (communication I<sup>2</sup>C, sérieuse, conversion analogique/digitale, accès à la EEPROM interne, création et emploi de sous-routines et fonctions personnelles, etc.).

## Utilisation

Cette fois encore, *Électronique Pratique* vous a proposé la réalisation d'un appareil n'ayant pas d'équivalent commercial, d'où l'intérêt de la pratique de l'électronique pour le particulier. Nous allons tenter de vous guider lors de son utilisation.

Comme nous l'avons annoncé au début de cet article, ce porte-monnaie électronique peut commander tout appareil électrique.

L'administrateur décide de tout, notamment du crédit de chaque client qui se décomptera régulièrement au rythme des unités de temps, elles aussi configurées par l'adminis-

trateur. Le crédit peut être libre (c'est-à-dire totalement illimité), compris entre 1 et 99 unités, ou bloqué s'il arrive à 0.

Vous pouvez même utiliser votre porte-monnaie comme antivol pour un véhicule automobile, il suffit d'accorder au client un crédit illimité (libre) et d'utiliser les contacts du relais pour mettre en service ou bloquer la pompe à essence ou à gasoil.

Après le bref message de présentation, vous êtes invités à passer un badge (ou tag) devant l'antenne ou à composer votre code d'administrateur.

Si votre badge est reconnu et que vous disposez encore d'unités de temps, vous pouvez mettre en service l'appareil commandé par les contacts du relais en actionnant la touche [V] ou l'arrêter en appuyant sur la touche [-].

Dans le cas contraire, le retour au menu précédent est la seule possibilité.

Le code administrateur est constitué

de deux nombres compris entre 0 et 99 que vous sélectionnez avec les deux potentiomètres numériques miniatures.

À la première mise en service, le code est 00 pour chaque nombre.

Si le code est erroné, vous devez attendre quelques secondes avant de le recomposer.

S'il est exact, vous choisissez alors un paramètre à modifier.

1. Sortir de ce mode et retourner au menu précédent.
2. Changer votre code secret.
3. Valider les badges (ou tags) de vos clients afin qu'ils soient reconnus par l'appareil.
4. Modifier le crédit de chacun de vos clients (1 à 99, libre ou bloqué).
5. Modifier l'unité de temps pour le décompte du crédit (de 10 minutes à 3 heures).
6. Forcer l'activation du relais (sans passer votre badge).
7. Désactiver le relais (sans passer votre badge).

Pour chacune des opérations, il vous

suffit de suivre, en temps réel, les instructions affichées sur l'écran LCD. Lors de la validation des badges, pensez à sélectionner le numéro du client ou l'administrateur après chaque mémorisation.

En général, les indications sont assez claires pour rendre l'utilisation de cet appareil intuitive.

Y. MERGY

## Bibliographie

- *Électronique Pratique* n°304, « Les PLC de la nouvelle génération », page 16.
- *Électronique Pratique* n°308, « Le CB220 et le port I<sup>2</sup>C (afficheur LCD) », page 16.
- *Électronique Pratique* n°309, « Le CB220 et le port I<sup>2</sup>C (entrées / sorties) », page 16.
- *Électronique Pratique* n°298, « Initiation à la RFID », page 72.
- Documentation française sur le Cubloc CB220 gracieusement publiée par Lextronic.
- Documentation sur le UM005 de Netronix distribuée par Lextronic.

## 3 GHz

Analyseur de spectre 3 GHz  
HM5530



Gamme de fréquence  
100 kHz à 3 GHz

Gamme de mesure  
d'amplitude  
-110 dBm à +20 dBm

Synthèse de fréquence  
numérique directe à  
synchronisation de phase

Compteur universel 3 GHz  
HM8123



Gamme de fréquence  
de 0 Hz à 3 GHz

Base de temps de 400 MHz  
avec stabilité de 0,5 ppm

Deux entrées de 0 à 200 MHz

Synthétiseur haute fréquence 3 GHz  
HM8135



Gamme de fréquence de  
1 Hz à 3 GHz

Niveau de sortie de  
-127 dBm à +13 dBm

Haute précision en  
fréquence :  $\pm 1 \times 10^{-8}$   
avec OCXO

[www.hameg.com](http://www.hameg.com)

**HAMEG**  
Instruments

# PCB-POOL®

**Prix très concurrentiels pour les PCB prototypes**

**1 EUROCARD**  
+ **Outils**  
+ **Photoplots**  
+ **TVA**

**€49**

\*Ce prix ne comprend pas les frais de port.

**Appel Gratuit**  
0800-903 330

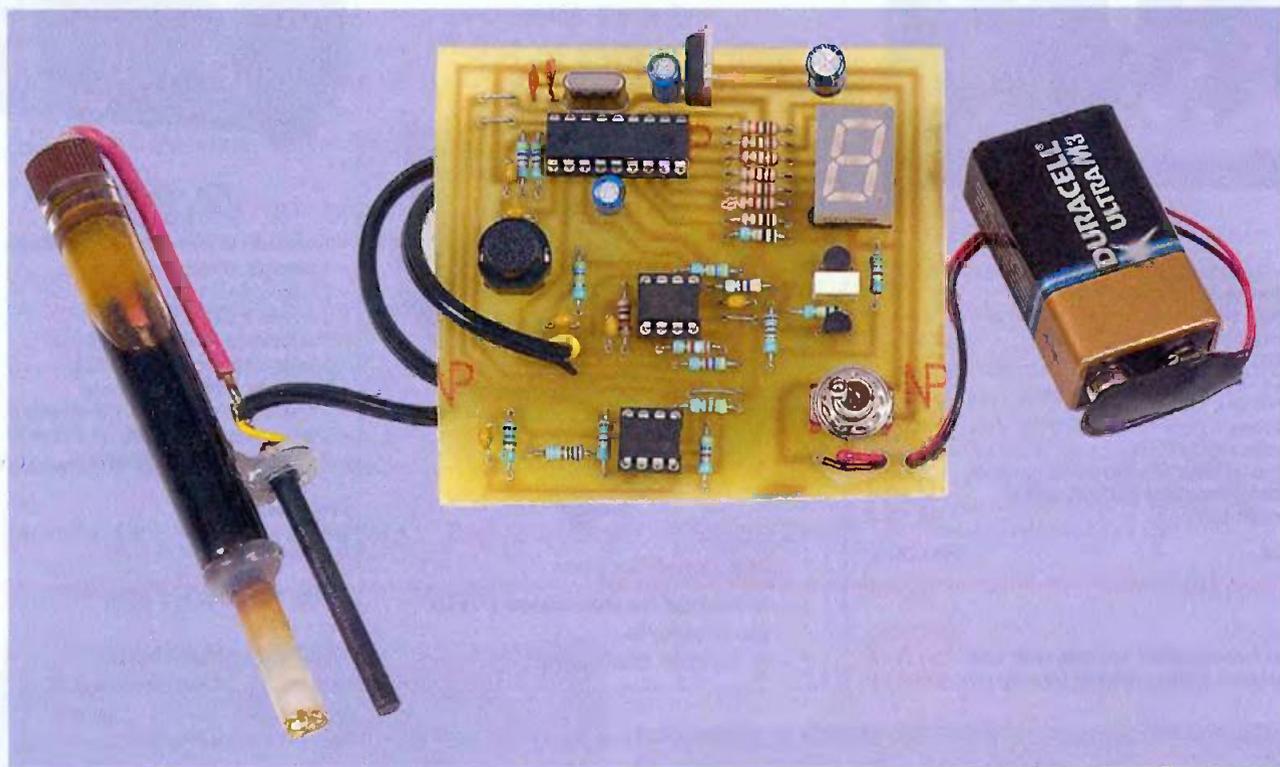
Calculez votre devis immédiatement en ligne  
Outils / Set-up inclus  
Aucun montant minimum  
Livraison ponctuelle garantie  
Garantie de qualité ISO 9001

**Sans Plomb**

**Beta**

## WWW.PCB-POOL.COM

# Indicateur d'usure pour perchlorure de fer



**Ce petit montage vous indiquera l'état d'épuisement d'une solution de perchlorure de fer sur une échelle de 0 à 9.**

**Il vous permettra également d'estimer sommairement le temps nécessaire à la gravure des plaques cuivrées des circuits imprimés.**

**L**a réaction chimique utilisée pour la gravure des circuits imprimés est une réaction simple d'oxydo-réduction. Elle consiste à oxyder le cuivre solide Cu en ion Cu<sup>2+</sup> et à réduire l'ion fer Fe<sup>3+</sup> en ion Fe<sup>2+</sup>.

## Principe

Lorsque la solution s'use, la concentration en Fe<sup>3+</sup> diminue et celle en Fe<sup>2+</sup>, très faible initialement, augmente parallèlement. C'est ce rapport (Fe<sup>3+</sup>)/(Fe<sup>2+</sup>), significatif de l'état d'épuisement de la solution que va mesurer notre montage, grâce à la valeur du potentiel d'oxydo-réduction (redox) donné par la formule de Nernst :

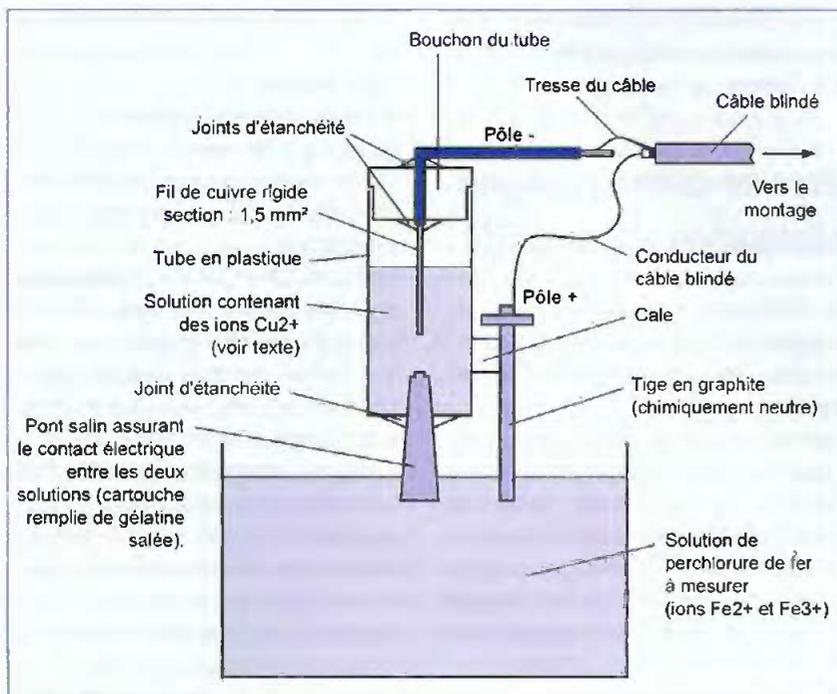
$$P = 0,77 + 0,06 \text{ Log } [(Fe^{3+})/(Fe^{2+})] \text{ à } 25^{\circ}\text{C pour le couple } Fe^{3+}, Fe^{2+}$$

Afin de déterminer ce potentiel, nous allons former une pile en associant deux couples redox en solutions séparées. Le premier Fe<sup>3+</sup>/Fe<sup>2+</sup> de la solution de perchlorure de fer à tester et le second, qui, pour des raisons pratiques, sera Cu<sup>2+</sup>/Cu (solide).

Le potentiel redox de la demi-pile Cu<sup>2+</sup>/Cu intégrée dans le corps de la

sonde (voir **figure 1**) variera peu avec le temps car cette solution est isolée de l'extérieur et le courant débité est très faible. Aussi, toute variation de la tension mesurée aux bornes des électrodes de l'ensemble constitué par ces deux demi-piles viendra d'une variation du potentiel de la solution contenant le perchlorure de fer, et donc d'un changement du rapport de concentration (Fe<sup>3+</sup>)/(Fe<sup>2+</sup>) qui nous intéresse.

La tension aux bornes de la pile ainsi formée avoisine les 0,55 V lorsque la solution de perchlorure est à moitié usagée [lorsque (Fe<sup>3+</sup>) = (Fe<sup>2+</sup>)]. Cette tension servira de référence au montage comme nous le verrons plus loin. La plage totale de variation qui nous intéresse s'étend sur - 48 mV / + 48 mV autour de cette valeur de référence, ces valeurs étant issues de la loi de Nernst citée ci-dessus. Cette plage sera divisée en 8 pas de 12 mV



## 1 Description de la sonde

et à chacun sera associé un chiffre de 0 à 9, (lisible sur un afficheur), lié au pourcentage d'ions  $Fe^{3+}$  présents en solution par rapport à la quantité initiale (voir **tableau 1**).

## Description du montage

Le montage comprend quatre sous-ensembles, dont trois sont associés à un circuit intégré. Le premier est un générateur de rampe de tension constitué par T1, R8, R9, R10, C2 ainsi que T2 et R15. Le second est un dispositif d'étalonnage automatique,

construit autour des comparateurs de IC3. Le troisième est le dispositif de mesure proprement dit associé aux deux comparateurs de IC1 et le dernier est le système de commande constitué du PIC 16F84A (IC2), de l'afficheur AFF1 et du poussoir de demande d'étalonnage P1.

Le générateur de rampe fonctionne suivant le principe de la charge d'un condensateur à courant constant (C2). La tension à ses bornes demande environ  $375 \mu s$  pour augmenter de 12 mV. Cependant, du fait de la dispersion des caractéristiques des composants, on ne peut se satisfaire

**Tableau 1 - Signification du chiffre affiché par le montage**

Chiffre affiché	Tension mesurée par rapport à la tension de référence (mV)	Rapport $(Fe^{3+})/(Fe^{2+})$	Fraction de la concentration initiale en $(Fe^{3+})$ restante	Durée de la gravure
9	> 48	> 6,3	> 86 %	< 4' 40"
8	36 à 48	4 à 6,3	80 % à 86 %	5' à 4' 40"
7	24 à 36	2,5 à 4	71 % à 80 %	5' 40" à 5'
6	12 à 24	1,6 à 2,5	61 % à 71 %	6' 30" à 5' 40"
5	0 à 12	1 à 1,6	50 % à 61 %	8' à 6' 30"
4	-12 à 0	0,6 à 1	39 % à 50 %	10' 20" à 8'
3	-24 à -12	0,4 à 0,6	29 % à 39 %	13' 50" à 10' 20"
2	-36 à -24	0,25 à 0,4	20 % à 29 %	20' à 13' 50"
1	-48 à -36	0,16 à 0,25	14 % à 20 %	28' 40" à 20'
0	< -48	< 0,16	< 14 %	> 28' 40"

de cette valeur calculée théoriquement, aussi le système d'étalonnage permet-il au PIC de déterminer exactement le temps mis par cette rampe de tension pour augmenter de 12 mV, ce qui correspond au pas élémentaire de mesure. Pour ce faire, le diviseur de tension R22/R23/R24 permet d'obtenir, aux bornes de R23, une tension proche de 120 mV. Il suffit alors, après décharge de C2 par l'intermédiaire de T2 commandé par le PIC, de mesurer le temps qui sépare le passage à l'état "bas" de la sortie de IC3B (début du comptage) du passage à l'état "bas" de la sortie de IC3A (fin du comptage). Les états "bas" sont significatifs ici puisque la rampe de tension est reliée à l'entrée (-) des comparateurs. Ensuite, le PIC divise par 10 cette valeur pour obtenir la valeur temporelle du pas de 12 mV. Les incertitudes des seuils des deux comparateurs n'autorisent pas la mesure directe d'une valeur aussi faible que 12 mV suivant ce principe. Avec 120 mV, l'erreur due à ces incertitudes ne dépasse pas 5%. La mesure de la tension fournie par la sonde suit exactement le même principe, mais cette fois, c'est le temps séparant le passage à l'état "haut" de IC1B (début du comptage) du passage à l'état "haut" de IC1A (fin du comptage) qui est mesuré par le PIC. Les résistances R11/R12 fixent le potentiel du pôle négatif de la sonde par rapport à la masse du montage. R13 charge la sonde et R14 fournit un faible courant aux entrées des comparateurs si nécessaire. Lorsque la sonde ne plonge pas dans le perchlorure de fer, elle se comporte comme un circuit ouvert et la tension au point commun de R13/R14 monte en conséquence, ce qui fera afficher par le montage le chiffre 9 une fois qu'il aura été étalonné.

Cet étalonnage, qui ne doit être effectué en principe qu'une seule fois, en plus de comprendre la procédure décrite auparavant, demande de plonger la sonde dans une solution de perchlorure à demi-usagée  $[(Fe^{2+})=(Fe^{3+})]$ . Le PIC mesure la tension présente aux bornes de la sonde et, connaissant la valeur de 12 mV du pas, lui retire alors 5 fois cette valeur pour définir le 0. Certes,



vu le temps nécessaire à son obtention.

Pour fabriquer le pont salin, préparer une solution d'eau saturée en sel et verser dans une petite casserole trois volumes d'eau salée pour deux volumes de gélatine en poudre (**respecter le dosage** sinon le résultat est inexploitable). Mélanger puis laisser épaissir quelques minutes. Vider alors l'eau en excès qui surnage s'il y en a. Chauffer très doucement, la gélatine fondant à très basse température (un chauffage brutal la rend inutilisable). Dès qu'elle devient assez fluide, la couler dans la cartouche en tenant un bref instant cette dernière surélevée de façon à ce que l'air en soit chassé. L'appuyer sur sa pointe pour la remplir alors jusqu'en haut. Il faut maintenir la cartouche ainsi verticalement jusqu'à ce que la gélatine se solidifie, ce qui peut prendre plusieurs minutes. Sinon elle se vide, auquel cas, il faut ajouter la quantité manquante. Ensuite, la cartouche tient seule sur sa pointe pour achever son refroidissement en deux heures. La fabrication du pont salin est alors achevée. Il faut le laisser plongé dans une solution d'eau très salée pour qu'il ne se déshydrate pas.

## Le corps de la sonde

Percer la base du tube en plastique avec un foret de 6,5 mm de diamètre et introduire le pont salin (la cartouche) dans le trou ainsi réalisé. On obtient l'étanchéité avec du joint en silicone ou bien tout simplement à l'aide d'un pistolet à colle. Attention cependant, la chaleur de la colle thermique fait fondre la gélatine, il faut donc laisser l'ensemble au repos plusieurs heures afin qu'elle se solidifie à nouveau. Percer le bouchon et y introduire un fil de cuivre rigide de 1,5 mm<sup>2</sup> dénudé sur ses deux derniers centimètres. Le bout du fil doit atteindre la moitié de la profondeur du tube. Encore une fois, appliquer un joint étanche (silicone ou pistolet à colle) autour du trou.

Il n'est pas difficile d'extraire la tige de graphite constituant le pôle positif d'une pile saline. Il faut d'abord retirer l'enveloppe métallique, puis l'enveloppe plastique qui protègent la pile,

saisir à la pince, en l'entourant, l'anneau en plastique qui marque la séparation entre le sommet de la pile et le cylindre de zinc. Faire pivoter avant de tirer doucement en continuant de tourner, la tige s'extraît aisément ainsi (Attention, si vous prenez avec la pince la petite pointe métallique qui forme le pôle positif, vous êtes assuré de casser la tige de graphite).

Une fois celle-ci retirée et soigneusement lavée, la coller sur le côté du tube en plastique en interposant une cale, les extrémités de la cartouche et de la tige de graphite devant se trouver à même hauteur.

Relier la sonde au câble blindé provenant du montage. La tresse sera soudée au fil de cuivre rigide alors que le fil conducteur sera soudé à l'embout

### Réalisation de la sonde dans un tube en verre ou en plastique



métallique de la tige en graphite. Il reste à remplir la sonde avec la solution contenant les ions Cu<sup>2+</sup> avant de replacer le bouchon. Voyons comment préparer cette solution. Si la sonde en fabrication doit rester vide durant plusieurs jours, il faudra la plonger entièrement dans l'eau salée afin que le pont salin ne se déshydrate pas, auquel cas il deviendrait inutilisable.

## Solution étalon

Il faut d'abord préparer une solution épuisée de perchlore de fer. Pour cela, préparer deux tubes d'aspirine vides et lavés (supprimer la poudre dessiccative du bouchon). Introduire dans chacun environ 50 cm de fil de cuivre de 1,5 mm<sup>2</sup> dénudé en le pliant de nombreuses fois sur lui-même. Remplir les deux tubes à 1 cm du bord avec une solution neuve de perchlore et refermer hermétiquement les tubes. Attendre au moins trois jours. À partir de ce moment, le cuivre ne se dissout presque plus, mais il convient de le laisser par sécurité. La solution est prête et doit être gardée à l'abri de l'air.

En premier lieu, utiliser une partie de cette solution pour remplir la sonde, il suffit de la remplir aux deux-tiers. Replacer le bouchon du corps de la sonde, elle est alors prête.

Entre deux mesures, lorsque la sonde n'est pas utilisée, l'électrode formée par le pont salin doit tremper dans de l'eau très salée pour éviter le dessèchement et l'appauvrissement en sel de la gélatine, ce qui autrement fausserait les mesures. Un tout petit récipient fixé par un adhésif suffit amplement, mais il faut veiller à ce que l'eau ne s'évapore pas.

Prélever un volume connu de la solution épuisée qui vous reste, (faire attention qu'il n'y ait pas de copeaux de cuivre en suspension). Le mélanger dans un flacon avec un même volume de perchlore neuf (de la solution de perchlore d'origine), afin que les concentrations en ions soient identiques. On obtient ainsi la solution à demi-épuisée de référence. Elle doit absolument être conservée à l'abri de l'air.

## Réalisation du montage

Le circuit imprimé ne pose pas vraiment de problème. On soudera d'abord les résistances, l'ajustable, puis les supports des circuits intégrés, l'afficheur que l'on pourra surélever grâce à des supports tulipes sécables, les condensateurs, le quartz et les deux transistors.

La tresse du câble blindé venant de la sonde sera soudée au pôle (-) comme indiqué sur le schéma d'implantation, l'âme sera connectée au pôle (+).

Le montage peut être alimenté par une pile de 9 V. Deux trous supplémentaires situés en dessous de K1 permettent d'introduire les deux fils du connecteur de l'alimentation et éviter ainsi l'arrachage très fréquent de ceux-ci (voir la photographie du montage).

Le fichier servant à la programmation du PIC s'appelle sonde.hex et le code source sonde.dat, ces fichiers sont téléchargeables sur le site Internet de la revue. N'oubliez pas de valider le fusible PWRT, d'invalider WDT et CP, et de choisir l'oscillateur XT.

## Réglages

Connecter la pile de 9 V et alimenter le montage à l'aide de l'interrupteur K1.

L'afficheur AFF1 doit s'allumer. Plonger la sonde dans la solution d'étalonnage de perchlore à moitié usagé,

l'agiter un peu pour s'assurer de chasser toute bulle d'air qui aurait pu s'infiltrer sous la cartouche et appuyer alors sur P1 durant une seconde. Relâcher le poussoir, le chiffre 5 (ou bien une oscillation entre 4 et 5) doit s'inscrire sur l'afficheur. L'étalonnage est alors terminé. Il sera préférable de protéger l'accès au poussoir P1 afin de ne pas dérégler par inadvertance le montage, ce qui nécessiterait de tout recommencer. On pourra alors plonger la sonde après l'avoir rincée dans une solution neuve de perchlore : le chiffre 9 doit apparaître. Puis, toujours après l'avoir rincée (les mêmes précautions sont à appliquer que pour celle d'une sonde de Ph-mètre), la plonger dans une partie de la solution épuisée restante. Cette fois la valeur 0 doit s'afficher. Tout ceci est le signe d'un fonctionnement correct.

L'appareil est prêt à mesurer l'état d'épuisement d'une solution inconnue. Il sera intéressant de conserver dans un flacon bien bouché cette solution d'étalonnage pour pouvoir un jour vérifier que la sonde est toujours bien calibrée.

## Observations

Notez que toutes les mesures doivent être effectuées à froid, d'abord parce que les potentiels ont été calculés pour une température de 25 °C et que de plus, la gélatine du pont salin ne supporterait pas longtemps d'être

## Nomenclature

### Résistances

R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R12 : 1 kΩ  
 R8 : 2,2 kΩ  
 R9 : 100 kΩ  
 R10 : 3,3 kΩ  
 R11 : 3,9 kΩ  
 R13 : 470 kΩ  
 R14 : 2,2 MΩ  
 R15 : 10 kΩ  
 R16, R17, R18, R19, R20, R21 : 4,7 kΩ  
 R22, R24 : 1,5 kΩ  
 R23 : 75 Ω

### Condensateurs

C1, C8, C9, C10, C11, C12 : 100 nF  
 C2 : 470 nF  
 C3, C4 : 15 pF  
 C5 : 1 μF  
 C6 : 4,7 μF  
 C7 : 100 μF

### Semiconducteurs

IC1, IC3 : LM393  
 IC2 : PIC16F84  
 T1 : BC557  
 T2 : BC547  
 REG1 : 7805

### Divers

K1 : Interrupteur unipolaire simple pour CI.  
 P1 : Touche contact D6 (ITT)  
 AFF1 : TDSR 5160  
 X1 : Quartz 4 MHz

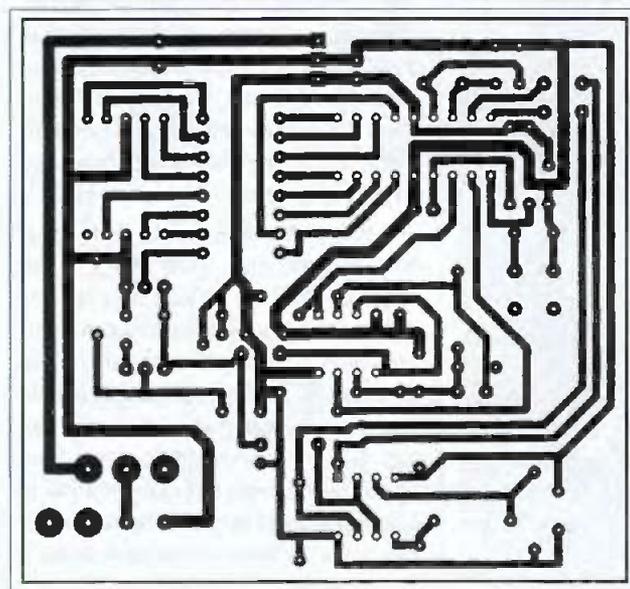
Connecteur pour pile 9 V, câble blindé 1 conducteur, supports de circuits intégrés

### Sonde

Une cartouche d'encre petit format  
 Une tube en plastique avec un bouchon (Ex tube d'aspirine)  
 Sel, sachet de gélatine en poudre  
 Fil de cuivre 1,5 mm<sup>2</sup>, tige de graphite  
 d'une pile saline

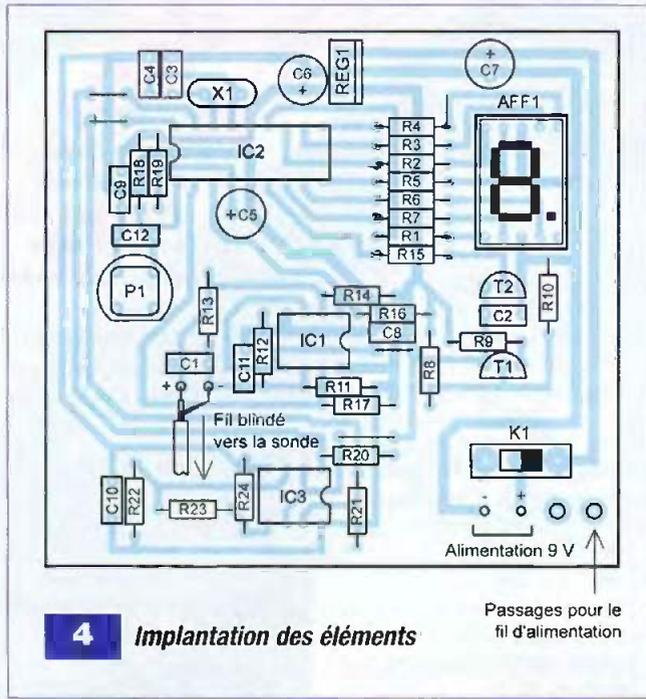
plongée dans une solution de perchlore à 50 °C.

Il faut remarquer que l'oxygène de l'air a une action sur la solution de perchlore, ce qui explique pourquoi toutes les solutions d'étalonnage doivent être conservées à l'abri de l'air. Ainsi, si l'on évalue l'état d'usage d'une solution de perchlore laissée au repos après une gravure, on trouvera peut-être une valeur de l'ordre de 3 à 4 par exemple. Ensuite, après avoir brassé longuement la solution avec une pompe à air, la mesure donnera peut-être cette fois 4 ou 5, tout simplement parce que l'oxygène de l'air aura régénéré l'ion Fe<sup>3+</sup> en oxydant l'ion Fe<sup>2+</sup>. Cette réaction est



3

Tracé du circuit imprimé



**4** Implantation des éléments

Passages pour le fil d'alimentation

cependant lente dans un milieu acide comme l'est le perchlore, cette acidité étant rendue nécessaire pour empêcher l'ion Fe<sup>3+</sup> de précipiter

ignore cet aspect, ce qui n'est pas gênant a priori dans la mesure où les concentrations de ces différents ions sont toutes liées, sauf si beaucoup

sous forme d'hydroxyde de fer Fe(OH)<sub>3</sub>. Il existe une seconde cause d'usure du perchlore, en dehors de la disparition de l'ion Fe<sup>3+</sup>. Il s'agit de l'accumulation d'ion Cu<sup>2+</sup> qui modifie le potentiel redox du couple Cu/Cu<sup>2+</sup> et rend la réaction en moins favorable. Mais notre montage

d'ions Fe<sup>3+</sup> ont été régénérés par oxydation de la solution par l'oxygène. Dans ce cas, le résultat donné par le montage sera un peu optimiste par rapport aux réelles capacités de gravure de la solution. Une colonne du tableau 1 donne une estimation du temps de gravure correspondant au résultat affiché par le montage. Il ne s'agit pas dans ce cas d'un calcul rigoureux, mais de tests effectués sur des échantillons de solutions de perchlore de diverses concentrations, en prenant comme référence un temps de gravure, pour une solution neuve, de 4 minutes. D'autres paramètres comme l'uniformité du brassage de l'eau dans la cuve ainsi que l'égale répartition de la température peuvent modifier ces temps en ralentissant l'action du perchlore de fer sur certaines zones des plaques de cuivre qui y sont plongées.

O. VIACAVA

# VINCULUM

## Micro contrôleur avec 2 USB M/E

- µC 8/32 bit avec 64K Flash, 4 K Sram
- 2 ports USB Maître ou esclave
- Liaison UART, SPI ou FIFO parallèle
- 28 I/O, 25 mA
- LQFP 48, ROHS
- Encapsulation des classes USB (Flash disque)
- Kits disponibles

USB PORT 1  
USB HOST/SLAVE SIE 1

USB PORT 2  
USB HOST/SLAVE SIE 2

CRYSTAL  
12MHz

TEST

PLL FILTER

64Kx8 Flash MEGAFIN

VINCULUM CORE

32 Kbits

UART

ACBUS 0-7

RDBUS 0-7

DCBUS 0-3

X4 CLOCK PLL

### Promo Noël sur site web

## Tiny Tiger II

Ordinateur Multitâches, Bus Can, Ethernet ...

- \* Seconde génération
- \* 2 MByte flash programme
- \* 1 Mbyte SRAM
- \* 40 Entrées Sorties
- \* 2 Ports Série
- \* 12 Voies Analogiques 10 bits
- \* Bus CAN 2.1, I2C, SPI
- \* 2 voies PWM, RTC
- \* Emulateur Intégré
- \* Téléchargement des programmes
- \* Support technique gratuit

**Compilateur Basic Multitâche gratuit**

# EBCONNECTIONS

www.ebconnections.com

3 Rue St Vincent Paul  
89420 Ragny  
Tél : 0820 900 021  
Fax : 0820 900 126

# arquie composants

Rue de écoles 82600 Saint-Sardos France  
Tél. 05 63 64 46 91 Fax 05 63 64 38 39  
SUR INTERNET <http://www.arquie.fr/>  
e-mail : [arquie-composants@wanadoo.fr](mailto:arquie-composants@wanadoo.fr)

## Catalogue N°64

- Afficheurs. Alimentations.
- Caméras. Capteurs.
- Cartes à puces. Circuits imprimés. Circuits intégrés.
- Coffrets. Condensateurs.
- Cellules solaires.
- Connectique. Diodes. Fers à souder. Interrupteurs. Kits.
- LEDs. Microcontrôleurs.
- Multimètres. Oscilloscopes.
- Outils. Relais. Résistances.
- Transformateurs. Transistors. Visserie. Etc...

Passez vos commandes sur notre site: [www.arquie.fr](http://www.arquie.fr)

(3,00 € pour DOM, TOM, UE et autres pays)

**BON pour CATALOGUE papier FRANCE: GRATUIT**

Nom: ..... Prénom: .....

Adresse: .....

Code Postal: ..... Ville: .....

## DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE LA CONTRE-RÉACTION

(SUITE)

Dans nos deux précédents cours, nous avons passé en revue les différents aspects de la réaction négative (contre-réaction) sur un circuit électronique à tubes destiné (uniquement !) à l'audio. Il y a toutefois un facteur extrêmement important que nous avons seulement évoqué mais qui est l'un des principaux atouts de la contre-réaction, à savoir la réduction de l'impédance interne apparente de la source et sa conséquence immédiate : son action sur le coefficient d'amortissement de l'amplificateur.

**N**ous nous efforcerons d'exposer le plus simplement possible et de comprendre cette question fondamentale assez complexe en commençant par aborder l'adaptation en impédance entre la sortie d'un amplificateur et une enceinte acoustique (haut-parleur).

### QU'EST CE QU'UN AMPLIFICATEUR ?

Un amplificateur est un générateur de tension (figure 1a) qui va fournir une tension (E) et un courant (I) à une charge  $Z_e$  à travers un circuit complexe formé de  $L_s$ ,  $r_s$  et  $C_s$  qui représentent ce que l'on appelle « l'impédance interne complexe » de la source ( $Z_s$ ).

On pourra dire que la tension U fournie à la charge B (le haut-parleur) sera égale à (figure 1b) :

$$U = E - Z_s \cdot I$$

Par conséquent, plus le courant fourni par l'amplificateur A (donc la puissance) sera important, ce courant devant traverser l'impédance complexe interne  $Z_s$ , plus la tension U aux bornes de  $Z_e$  (le haut-parleur) va chuter.

Si, par un artifice, on arrivait à supprimer  $Z_s$ , la tension U aux bornes de  $Z_e$  resterait constante, quel que soit l'appel de courant.

Mais comment supprimer  $Z_s$  puisque nous savons que tout générateur de tension a un défaut congénital : son impédance interne ? Tout simplement en utilisant la contre-réaction. Nous verrons que cette dernière ne supprime pas l'impédance interne de la source, mais compense la chute de tension introduite par  $Z_s$ . C'est pourquoi on parle de « impédance interne apparente » de la source après application d'une contre-réaction. C'est un énorme malentendu qu'il importe de dissiper, la source « A » conserve son impédance interne, bien que tout va se passer comme si  $Z_s$  diminuait.

**Si « A » est incapable de fournir du courant, donc de la puissance, on aura beau faire ce que l'on veut, on en tirera « rien » !**

C'est ce que l'on constate sur les sorties de préamplificateurs dites à « basse impédance » incapables de fournir de la puissance à un récepteur malgré une « impédance apparente » de sortie très basse !

D'où le terme parfois employé « amplificateurs de ligne », lesquels sont de véritables amplificateurs de puissance (cela est rarement vrai, hélas !).

### CONTRE-RÉACTION DE TENSION

Cela signifie baisse de l'impédance apparente de la source.

Au fond qu'essayons-nous de faire ?

Nous tentons de compenser la chute de tension dans  $Z_s$  en fonction de l'appel de courant de  $Z_e$ , ce qui revient à maintenir  $U$  aux bornes de la charge la plus constante possible. Or, **gardez toujours à l'esprit que  $Z_s$ , l'impédance interne nominale de la source, existe toujours, quoi que l'on fasse !**

Les effets de la contre-réaction atténueront le phénomène (dans de grandes proportions), mais ne le supprimeront pas. Comment cela fonctionne-t-il ? Imaginons un système (parfaitement idiot !).

À l'entrée de l'amplificateur  $A$  (sans contre-réaction), nous allons installer un potentiomètre  $P$  et à la sortie aux bornes de la charge  $Z_e$ , un voltmètre pour tensions alternatives (figure 2). Le voltmètre va mesurer en permanence la tension aux bornes de la charge  $Z_e$ . Dans un premier temps, nous considérerons la charge  $Z_e$  comme une pure résistance, donc insensible à la fréquence. À l'entrée du potentiomètre, nous connectons un générateur basse fréquence que nous réglons sur 1 000 Hz. Notre voltmètre va dévier et indiquer la tension  $U$  aux bornes de  $Z_e$ . Sans toucher au potentiomètre, nous faisons varier la fréquence. Nous obtenons une variation de la tension  $U$  fournie par l'ampli  $A$ . C'est la bande passante de notre amplificateur sans contre-réaction.

À chaque instant, l'impédance interne de ce dernier va intervenir, les éléments résistifs, capacitifs et inductifs (figure 1) vont faire chuter la tension  $U$  en fonction de la fréquence et du courant délivré par  $A$ .

Si nous plaçons un ampèremètre pour courants alternatifs en série avec  $Z_e$  et en faisant le rapport :

$$Z = \frac{U}{I}$$

nous pourrons tracer la courbe d'impédance de sortie de notre amplificateur en fonction de la fréquence (figure 3). Remplaçons maintenant la résistance de charge par un haut-parleur et recommençons la manipulation. Nous constatons que l'aiguille de notre voltmètre bouge continuellement. C'est normal

Figures 1a et 1b

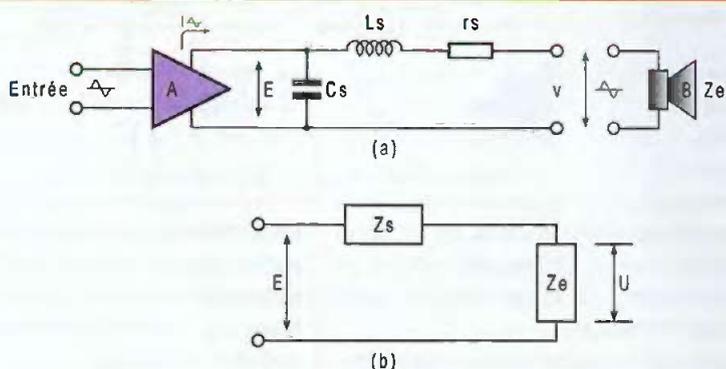


Figure 2

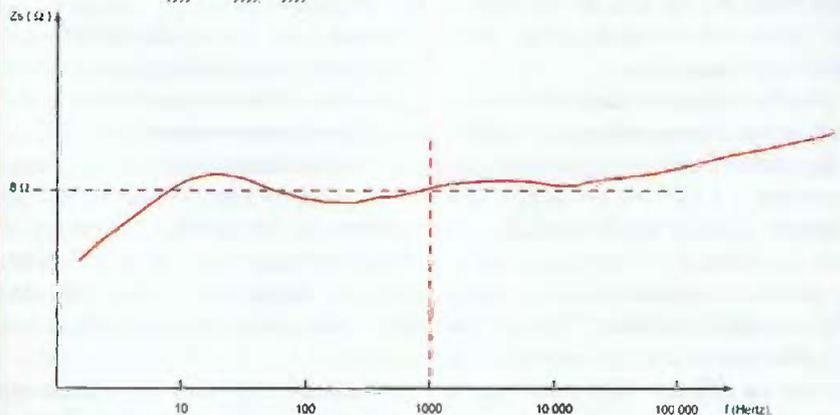
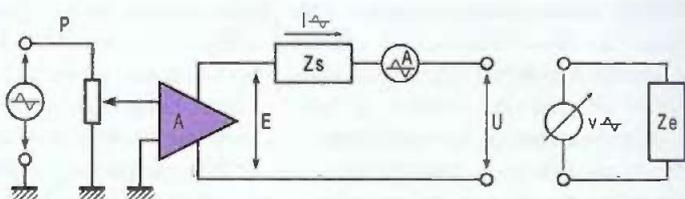


Figure 3 : Impédance de sortie de l'ampli  $A$  (sans contre-réaction)

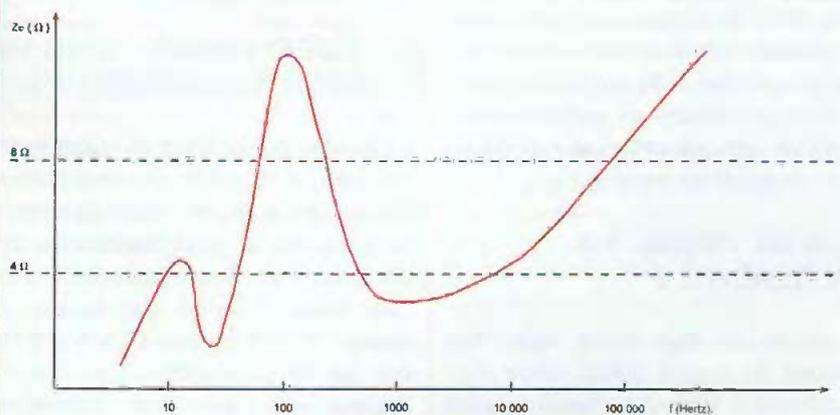


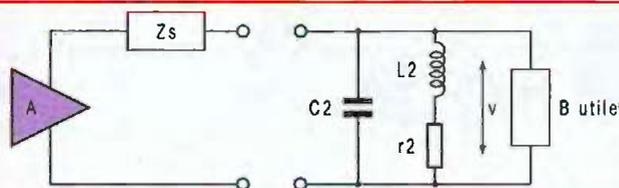
Figure 4 :  $Z_e$  : impédance de l'enceinte

car la charge  $Z_e$  varie considérablement en fonction de la fréquence et de l'impédance de l'enceinte qui a approximativement l'allure de la figure 4.

Maintenant à l'aide du potentiomètre, augmentons la tension d'entrée lorsque

l'aiguille du voltmètre descend et baissons-la lorsque l'aiguille remonte. Nous essayons donc de maintenir la tension constante aux bornes de l'enceinte. Nous avons fait de la **contre-réaction manuelle (!)**. Autrement dit, en aug-

Figure 5



mentant le niveau (E de la figure 1a et 1b), nous avons compensé la chute de tension dans  $Z_s$  et fait l'inverse lorsqu'elle diminuait.

Je vous déconseille formellement cette méthode ! Surtout avec un programme musical, car vous risqueriez un mal de tête sévère à suivre l'aiguille du voltmètre et de plus une luxation du poignet à manœuvrer le potentiomètre à toute vitesse ! De plus, cela ne servirait à rien puisque le niveau de sortie varie avec l'amplitude du signal, ce qui est le propre de la musique.

En principe, comme nous l'avons vu précédemment, on prélève une fraction du signal aux bornes de l'enceinte que l'on réinjecte à l'entrée en **opposition de phase**. C'est la contre-réaction.

Donc, en pratique, on essaye d'obtenir une tension (U) aux bornes de la charge indépendante du courant (I) fourni par l'amplificateur. Tout se passe comme si nous avions diminué, voire supprimé, la valeur de  $Z_s$ .

**En sus de son action sur les distorsions**, la contre-réaction va donc avoir pour effet de contrecarrer l'action de l'impédance nominale  $Z_s$  de l'amplificateur (ou de tout autre circuit amplificateur) et compensera en partie les effets invisibles des variations d'impédance de la charge (haut-parleur)  $Z_e$ .

## QUE SE PASSE-T-IL EN RÉALITÉ ?

La réalité est bien moins rose. Tout d'abord, la courbe d'impédance d'un amplificateur (surtout à tubes en raison du transformateur de sortie) est bien moins régulière que celle (théorique) que nous avons représentée en figure 3. Quant aux enceintes acoustiques... n'en parlons pas ! Leurs courbes d'impédance sont, dans la majorité des cas, bien plus torturées que ce que nous avons représenté à la figure 4.

Reportez-vous à la figure 5 où nous avons représenté un petit schéma caractéristique de ce qu'est la charge réelle d'un amplificateur par une enceinte classique.

On constate que le fait de connecter une enceinte acoustique (classique) à la sortie d'un amplificateur revient à connecter une inductance  $L_2$  en série avec une résistance  $r_2$  (résistance de la bobine mobile ou du filtre) en parallèle sur une capacité  $C_2$ .

Comme cette impédance complexe  $Z_e$  varie avec la fréquence, les caractéristiques de distorsion de l'amplificateur réactionné peuvent varier dans des proportions considérables ! De plus, la tension de contre-réaction étant prise aux bornes de l'enceinte, l'opposition de phase parfaite d'une ligne de contre-réaction idéale n'est jamais respectée, d'où des perturbations parfois très graves.

Il existe bien d'autres problèmes que nous évoquerons plus loin. Pour le moment, il nous faut parler du coefficient d'amortissement.

## LE COEFFICIENT D'AMORTISSEMENT

Il convient tout d'abord de comprendre comment fonctionne un haut-parleur. C'est avant tout une sorte de ressort (suspensions) au bout duquel on a fixé une bobine qui baigne dans un champ magnétique. Lorsque l'on envoie du courant dans la bobine, celle-ci suit les lois de l'électromagnétisme. Elle se déplace vers l'avant (ou l'arrière) en fonction du sens du courant qui la traverse. La suspension agit comme un ressort, le haut-parleur va avoir tendance à osciller autour du point d'équilibre du ressort (très déplaisant, on appelle cela le « traînage »). Or, **le système fonctionne dans les deux sens**. Lorsque le haut-parleur est excité, la

bobine se déplaçant dans le champ magnétique est soumise à ce que l'on appelle une force « contre électromotrice » de sens opposé à celle qui lui a donné naissance. C'est ce que l'on appelle « **l'amortissement naturel** » du haut-parleur (effet bénéfique sur les transitoires).

Mais dans l'autre sens, l'effet peut être catastrophique. Après une impulsion, la suspension et la bobine livrées à elles-mêmes vont générer une tension qui va être renvoyée vers l'amplificateur (je simplifie !). Or, un amplificateur à tubes est chargé par un transformateur et, par principe même, un transformateur fonctionne dans les deux sens (lire cours précédents).

Si vous avez adopté un transformateur présentant au primaire (juste un exemple !) une impédance de  $8\ 000\ \Omega$  et au secondaire une impédance de  $8\ \Omega$ , sur lequel vous avez connecté votre haut-parleur, la tension engendrée par l'oscillation du haut-parleur va se retrouver au secondaire **multipliée par la racine carrée du rapport des impédances**. Donc, une tension élevée.

L'ensemble haut-parleur/transformateur est devenu à son tour un générateur de tension. Qui dit générateur, suppose énergie. Or, **l'objectif est de freiner** le haut-parleur ! Pour ce faire, il faut dissiper l'énergie produite par ce dernier en l'absorbant. Le plus simple serait de connecter une résistance aux bornes du secondaire pour absorber la puissance engendrée par l'ensemble haut-parleur/transformateur. En réalité, cela est inutile, car cette résistance existe bel et bien (lire cours précédents) : c'est **la résistance interne du ou des tubes connectés au primaire du transformateur**. Dans le cas de triodes, cette résistance interne est faible (rarement supérieure à  $1000\ \Omega$ ). L'amortissement du haut-parleur est, en général, correct. C'est pour cette raison qu'en dehors de la suppression des distorsions, on peut se passer de contre-réaction dans le cas d'amplificateurs « mono » ou « push-pull » de triodes.

Dans le cas le plus fréquent, lorsqu'on utilise des tétrodes ou pentodes (6L6, EL34, KT88/6550), le problème reste

entier. La résistance interne de ces tubes est toujours de l'ordre de 15 kΩ à 50 kΩ. Autant dire que l'ensemble HP/Transfo n'est pas amorti du tout, d'où l'utilisation obligatoire de la contre-réaction afin de réduire la **résistance interne apparente** de ces tubes. On va donc agir sur le coefficient d'amortissement.

## DÉFINITION

Un coefficient d'amortissement est le rapport de l'impédance de la charge sur l'**impédance interne apparente** de la source. Par exemple, si la source présentait une **impédance interne vraie** de 8 Ω et la charge une valeur identique, le coefficient serait égal à 1.

À l'autre extrémité, si la source présentait une impédance interne de 0 Ω et la charge une valeur de 8 Ω, le coefficient d'amortissement tendrait vers l'infini. Ce qui serait idiot car cela signifierait que le haut-parleur ne fonctionnerait plus du tout ! Ce n'est pas le but, avouons-le...

Heureusement, ce n'est jamais le cas parce qu'il faut tenir compte de la résistance ohmique de la bobine du haut-parleur. Par exemple, un haut-parleur de 8 Ω d'impédance complexe à 1000 Hz possède une résistance de bobine de l'ordre de 6 Ω (valeur typique). La vraie valeur du coefficient d'amortissement est la suivante :

$$D = \frac{Z_e}{Z_s + R}$$

Où :

$Z_e$  (en ohms) est l'impédance complexe du haut-parleur,

$Z_s$  (en ohms) est l'**impédance apparente de sortie** de l'amplificateur,

$R$  (en ohms) est la résistance ohmique de la bobine mobile.

Ce coefficient d'amortissement est donc obligatoire afin de freiner les mouvements ératiques de la membrane d'un haut-parleur. Il existe donc un coefficient d'amortissement idéal pour chaque couplage amplificateur/enceinte acoustique. C'est pourquoi certaines enceintes ne fonctionnent bien qu'avec certains amplificateurs, et vice-versa. En général, les amplificateurs sont par-

faits, les enceintes correctes, mais le mariage mauvais !

En utilisant la contre-réaction, **on va abaisser l'impédance apparente de la source**. L'impédance de sortie de l'amplificateur ne sera plus qu'une fraction de son impédance nominale.

En général, on estime que l'impédance interne de l'amplificateur pour des enceintes d'efficacité, donc de rendement moyen (90 à 95 dB/1 watt/1 m), doit être environ égale au 1/20<sup>e</sup> de l'impédance de charge, soit 0,4 Ω pour une charge de 8 Ω.

**Attention**, ceci est très important : plus le rendement de vos haut-parleurs est bas, plus le coefficient d'amortissement doit être élevé. En effet, pour obtenir une pression acoustique donnée, il n'est pas rare de voir des haut-parleurs de « basses » à bas rendement avoir des excursions de membranes de 1 à 2 cm ! Or, un ressort étiré de 2 cm peut osciller très, très longtemps ! Il faut donc le freiner énergiquement.

À l'inverse, un haut-parleur de « basses » de 38 cm à haut rendement (100 dB), pour fournir la même pression acoustique, ne se déplacera que de quelques millimètres. Si le coefficient d'amortissement est trop élevé, il ne bouge plus du tout ! D'où la tentation d'accuser l'amplificateur pour anémie de basses fréquences...

## EN CONCLUSION PROVISOIRE

Nous nous sommes étendus longuement sur le problème du coefficient d'amortissement, trop peu connu et souvent galvaudé sur les fiches techniques des constructeurs. Lesquels vous annoncent des valeurs énormes, ce qui n'est pas un critère de qualité, bien au contraire ! Cela signifie que ces amplis sont tellement contre-réactionnés que les résultats sur vos haut-parleurs (tellement freinés) risquent d'être parfaitement incolores, inodores et sans saveur ! Attention, par conséquent, à la contre-réaction mal utilisée qui est souvent source de gros, gros ennuis !

**Rendez-vous au prochain numéro.**

**R. Bassi**

## ERRATUM

Plusieurs lecteurs, que nous remercions, nous ont signalé une erreur commise, bien involontairement, dans la 27<sup>e</sup> partie de notre cours parue dans Electronique Pratique n°309, page 50. Nous apportons ici les précisions nécessaires et prions nos lecteurs de nous excuser. Bien qu'après application de la contre-réaction, la tension de sortie soit bien devenue  $S_2$ , il convient de ne pas en tenir compte pour le calcul du gain.

$$A = \frac{S_1}{e + RS_1}$$

Appelons ce nouveau gain « Aréac » :

$$A_{\text{reac}} = \frac{S_2}{e}$$

$S_2$  est la nouvelle tension de sortie après application de la contre-réaction. La tension d'entrée « e » n'a pas changé. Seul « S » a changé en raison de la réaction.

On peut donc écrire :

$$A = \frac{S_1}{e + RS_1}$$

D'où l'on tire :

$$Ae + RS_1.A = S_1$$

Avec  $A$  : gain sans réaction

$e$  : signal d'entrée

$RS_1$  : taux de réaction

D'où :  $Ae = S_1(1 - RA) = S_2$

$$\frac{Ae}{(1 - RA)} = S_1 - S_1.RA = S_2$$

(nouvelle tension de sortie)

En divisant tout par « e », on obtient :

$$\frac{A}{1 - RA} = \frac{S_2}{e}$$

Or,

$$\frac{S_2}{e} = A_{\text{reac}}$$

On peut donc écrire

$$A_{\text{reac}} = \frac{A}{(1 - RA)}$$

Il convient de signaler que  $R$  (taux de réaction en %) est en général appelé  $\beta$  (bêta) dans de nombreux ouvrages.

# Préamplificateur RIAA à tubes EF86 ou ECC88



La publication du préamplificateur RIAA à tubes pour cellules MM et MC, parue dans *Led* n°187 et 188, a suscité nombre de réalisations. De l'abondant courrier des lecteurs reçu, nous avons isolé deux sujets qui méritent une investigation plus approfondie : d'une part certaines réalisations présentaient un léger souffle perceptible à l'oreille, d'autre part quelques lecteurs nous ont fait savoir qu'il auraient préféré utiliser une triode en lieu et place de la pentode EF86.

**A**fin de répondre à la demande de nos lecteurs audiophiles et comme nous nous étions engagés à ne tolérer aucun compromis, nous avons remis l'ouvrage sur le métier.

## LE SOUFFLE

La dégradation du rapport signal/bruit a été mentionnée par quelques lecteurs et toujours pour les réalisations utilisant des cellules MM. L'analyse nous a conduit à traiter trois sources différentes de risques.

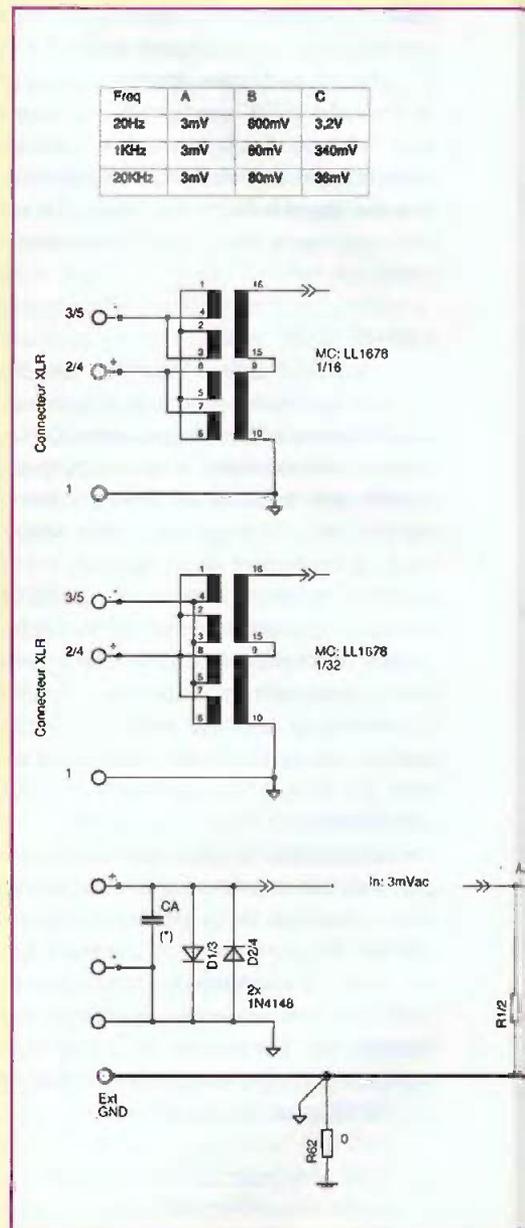
Tout d'abord, parmi les cellules de lec-

ture, il existe une certaine dispersion dans les tensions de sortie fournies : entre 1 et 10 mV/cm/sec<sup>1</sup> à 1 kHz, ce qui fait varier notre rapport signal/bruit de +/-10 dB par rapport aux 3 mV annoncés.

Avec une cellule MC et son transformateur élévateur, la tension injectée à l'entrée est de l'ordre de 8 mVac (voire plus) et le rapport signal/bruit s'en trouve favorisé.

Ensuite, certains tubes EF86 de fabrication récente ont tendance à montrer plus de souffle que les NOS.

Enfin, plus ponctuellement, la résistance R61 (au carbone) introduisait une



instabilité malgré la présence de C60. Dans tout système amplificateur à étages multiples, le facteur de bruit total « Ftot » est défini par la formule de H.T. Friis (1944 - Bell Telephone Laboratories) :

De cette formule :

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

il en ressort que c'est principalement le facteur de bruit « F1 » de l'étage d'entrée qui conditionne le rapport signal/bruit de l'ensemble. En effet, le facteur de bruit du deuxième étage est divisé par le gain « G1 » de l'étage pré-

# PENTODE EF86 OU TRIODE ECC 88 ?

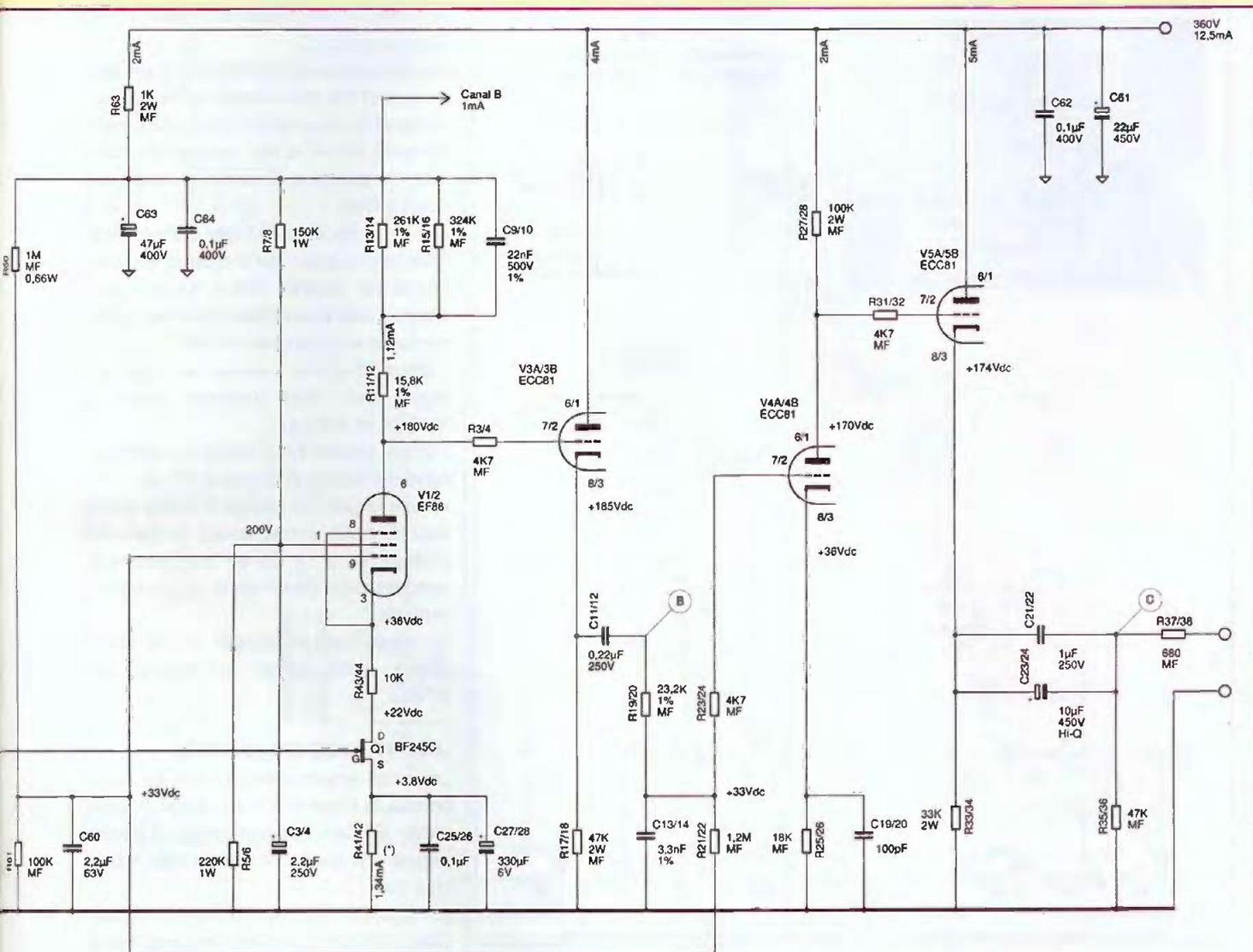


Figure 1  
Le préamplificateur équipé d'une pentode EF86 en entrée

cèdent et ainsi de suite.

Le souffle résiduel est donc dépendant de la EF86 de par son souffle thermique inhérent « F1 » et du gain « G1 » qu'elle apporte.

La solution consiste donc à essayer de réduire ce souffle tout en augmentant le gain.

Nous avons repris l'idée d'insérer un transistor à effet de champ comme nous l'avons fait pour le préamplificateur de microphone (Led n°189), mais plutôt que de configurer la pentode en cathode commune, nous avons opté pour une configuration en grille commune. Le transistor à effet de champ se trouve

alors alimenté par la cathode du tube et pilote celui-ci en courant (figure 1).

L'étage d'entrée est ainsi remplacé par une combinaison hybride de type cascode, qui associe au faible souffle du FET d'entrée une augmentation du gain de 6 dB.

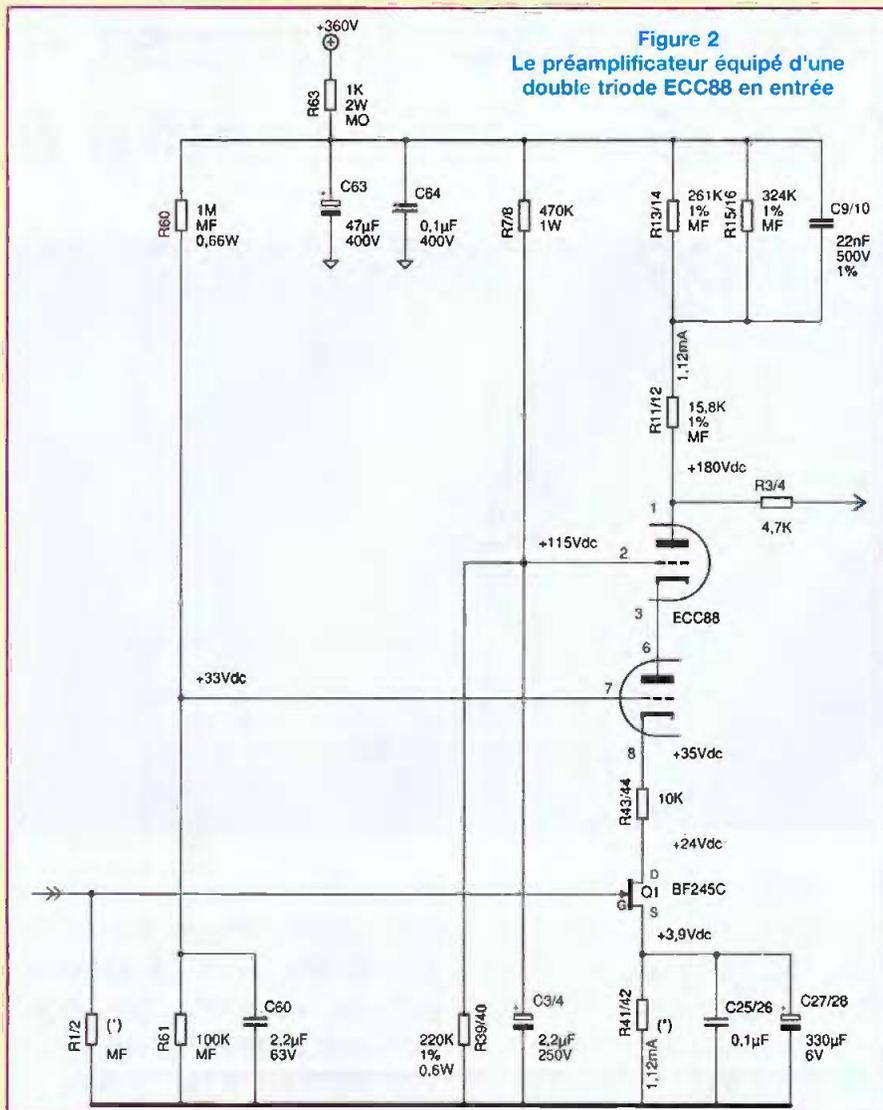
**Le rapport signal/bruit de cette configuration a été amélioré d'environ 20 dB.**

Le souffle résiduel ne dépasse plus 200 µVac en sortie, quel que soit le tube. Nous avons également alimenté « G2 » par un pont diviseur (R7-R5) afin de rendre cette polarisation indépendante des tubes.

## LE MATCH PENTODE - TRIODE

Cette polémique, âprement discutée par des incondtionnels, occupe une place importante dans la littérature audiophile. Nous ne prendrons pas parti et proposerons la possibilité de choisir comme étage d'entrée une double triode ECC88 montée en cascade à la place de la pentode EF86. Seule la carte des tubes sera différente. Nous verrons qu'aux instruments les résultats sont identiques avec un léger gain supplémentaire de 1,5 dB pour la ECC88.

**Figure 2**  
Le préamplificateur équipé d'une double triode ECC88 en entrée



Si cette étude est nouvelle pour vous, nous vous renvoyons à l'étude complète de la norme RIAA et de sa restitution publiée dans *Led* n°187 et 188.

## LE SCHÉMA

Le transistor à effet de champ (FET) choisi est un BF245C (figure 1). Il est réputé pour son faible souffle et possède une caractéristique qui nous intéresse ici. Ce FET s'auto-polarise, comme le fait un tube. Avec la « gate » au potentiel zéro, la résistance de source laisse s'établir une tension qui se stabilisera lorsque la caractéristique  $I_D/V_{GS}$  atteindra l'équilibre. Cette tension s'établit entre 3 et 4 V pour un courant de 1,34 mA. Il suffit de placer ce FET dans le circuit de cathode de la EF86. Ce

courant de 1,34 mA fait circuler dans le circuit d'anode un courant de 1,12 mA et provoque une chute de tension de 180 Vdc dans la charge d'anode (R11+R13//R15). Le FET monté en source commune fonctionne en source de courant et pilote la EF86 en courant. Le gain de l'ensemble s'établit à 48,5 dB à 20 Hz.

La grille G1 reste polarisée à +33 Vdc par le pont R60-R61, mais est court-circuitée à la masse par le condensateur C60.

La grille G2 est polarisée à +200 Vdc par le pont diviseur R7-R5. Nous veillerons à utiliser des résistances à technologie « Métal Film » ou « Métal Oxyde ». Comme le BF245C est limité à 30Vdc pour sa caractéristique  $V_{DS}$ , une résistance (R43) de 10 kΩ est insérée dans

son drain et fait chuter la tension  $V_{DS}$  à 20 Vdc environ.

La valeur de cette résistance n'est pas critique et n'a aucun effet sur le gain de l'ensemble pour autant que le FET reste alimenté. En effet, en source de courant, l'impédance de sortie au drain est quasi infinie.

Afin de protéger le FET des surtensions, nous avons placé deux diodes en tête-bêche sur l'entrée MM à haute impédance. Cette précaution n'est pas indispensable en configuration MC.

L'étage d'entrée réalise la mise en œuvre des deux premiers pôles à 3180 µs et 318 µs.

L'étage suivant (V3) monté en cathode suiveuse réalise le 3<sup>e</sup> pôle à 75 µs.

Vu que le gain de l'étage d'entrée a été doublé, nous avons réduit le gain du 3<sup>e</sup> étage V4 à 12 dB en supprimant le condensateur placé dans le circuit de cathode.

Un condensateur C19 de 100 pF compense l'atténuation au-dessus de 15 kHz.

## UNE TRIODE EN ENTRÉE

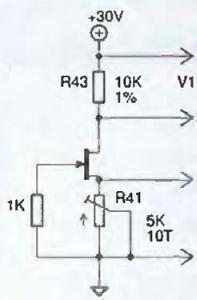
Le circuit imprimé de la carte de base permet la mise en œuvre d'une double triode ECC88 comme étage d'entrée (figure 2). Seule la carte des tubes change.

La ECC88 est montée en cascade, c'est d'ailleurs pour cet usage qu'elle a été initialement conçue. Nous profitons des polarisations déjà présentes pour la version EF86 : la grille de la première triode est polarisée à +33 Vdc, la seconde est ramenée à +115 Vdc en remplaçant R7 par une 470 kΩ. La mise en œuvre du FET est identique : le pilotage en courant traverse les trois éléments et génère dans la charge d'anode la tension alternative utile.

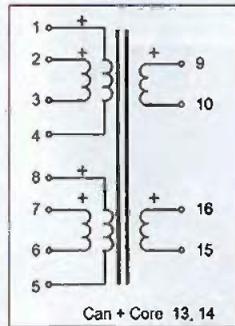
Le gain de l'ensemble s'établit à 50 dB.

## LES CELLULES MC

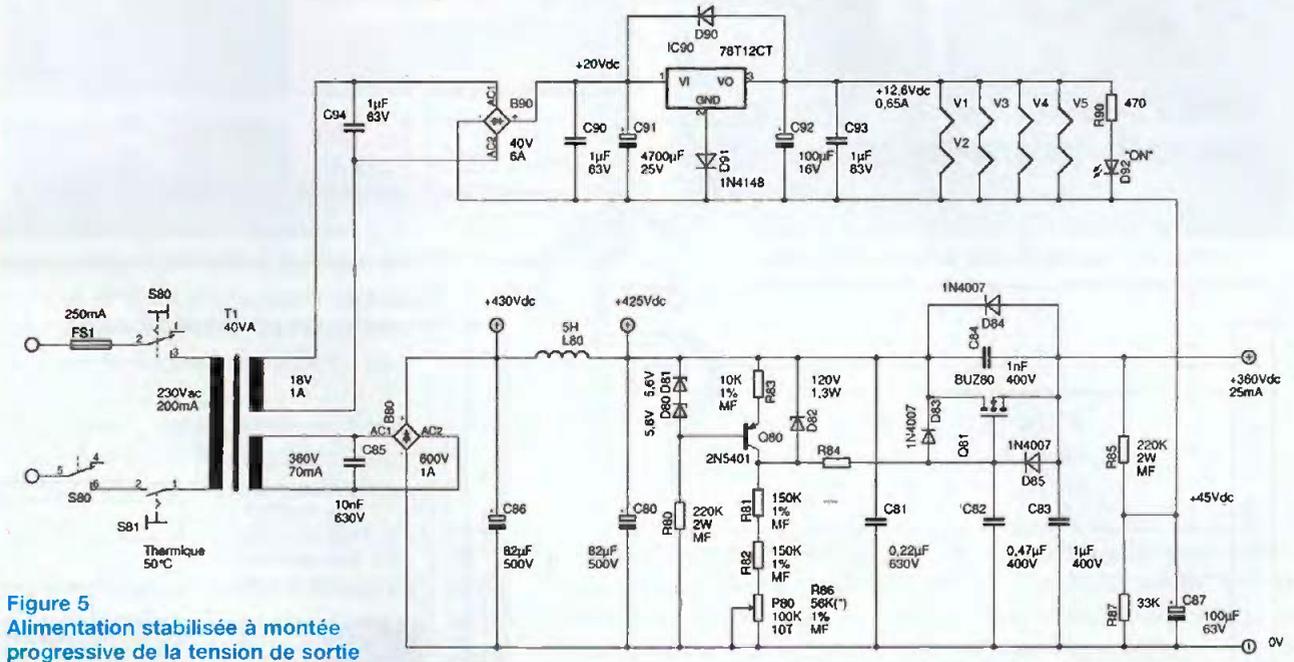
Les cellules MC équipent le matériel professionnel et haut de gamme. Elles affichent une grande variété d'impédances et de tensions de sortie, dépendant directement du petit nombre de spires (10 à 25 tours !) de la bobine mobile. L'utilisation d'une cellule à bobi-



**Figure 4**  
Montage permettant  
d'appairer les transistors  
FET BF245C



**Figure 3**  
Brochage du transformateur  
Lundahl LL1678



**Figure 5**  
Alimentation stabilisée à montée  
progressive de la tension de sortie

ne ou cadre mobile implique une sensibilité qui peut descendre à 200  $\mu$ Vac sous une impédance de quelques ohms. Le moyen incontournable pour les préamplificateurs à tubes est l'ajout d'un transformateur élévateur de tension en entrée. Le transformateur proposé dans cette réalisation est fabriqué par Lundahl et porte la référence LL1678. Le brochage est présenté en figure 3.

## APPAIRAGE DU BF245C

Nous venons de comparer ce FET à un tube, mais hélas, à l'inverse des tubes, la dispersion des caractéristiques de « pente »  $I_d/V_{Gc}$  et de tension « Cut-off  $V_{Gc}$  » est patente. La pente peut en effet varier entre 3 et 6,5mA/V et la tension de « Cut-off » du simple au double. Si nous voulons que nos deux canaux aient le même gain, force nous est d'ap-

pairer nos deux FET pour qu'ils fassent chacun circuler un courant de 1,34 mA avec une même valeur de résistance R41 et R42. Pour ce faire nous avons utilisé le petit montage de la figure 4. Le test peut être fait très simplement sur une petite plaquette qui prévoit un support pour le transistor. Le potentiomètre est ajusté pour une tension V1 aux bornes de la résistance R43 de 13,4 Vdc. Le FET est enlevé et on notera la valeur de la résistance de source R41 associée à ce transistor. Les valeurs s'échelonnent entre 2,8 k $\Omega$  et 3,4 k $\Omega$ . Nous sélectionnerons deux FET ayant une valeur de résistance R41 identique à 1%. Ces deux FET équiperont les étages d'entrée et nous placerons en R41 et R42 la valeur mesurée la plus proche dans la série E96. L'appairage peut se faire sur dix BF245C.

Attention à bien se procurer des transistors marqués par le fabricant (Fairchild, Philips, Siemens...). Nous avons fait l'expérience malheureuse de BF245C venus de Chine, sans marque de fabrication. Ils se polarisaient convenablement, mais généraient un souffle trois fois supérieur aux originaux !

## LE CIRCUIT D'ALIMENTATION

Le succès de cette réalisation est directement conditionné par la qualité de son alimentation (figure 5). Le transformateur d'alimentation est fabriqué sur spécifications par ACEA (annonceur dans nos pages). Il porte la référence 7095/C. Une première tension redressée de 20 Vdc est appliquée à un régulateur 12 V. La diode D91 ajoute un offset de 0,6 Vdc, ce qui nous donne les +12,6 Vdc de chauffage des tubes.

# PRÉAMPLIFICATEUR POUR VINYLES

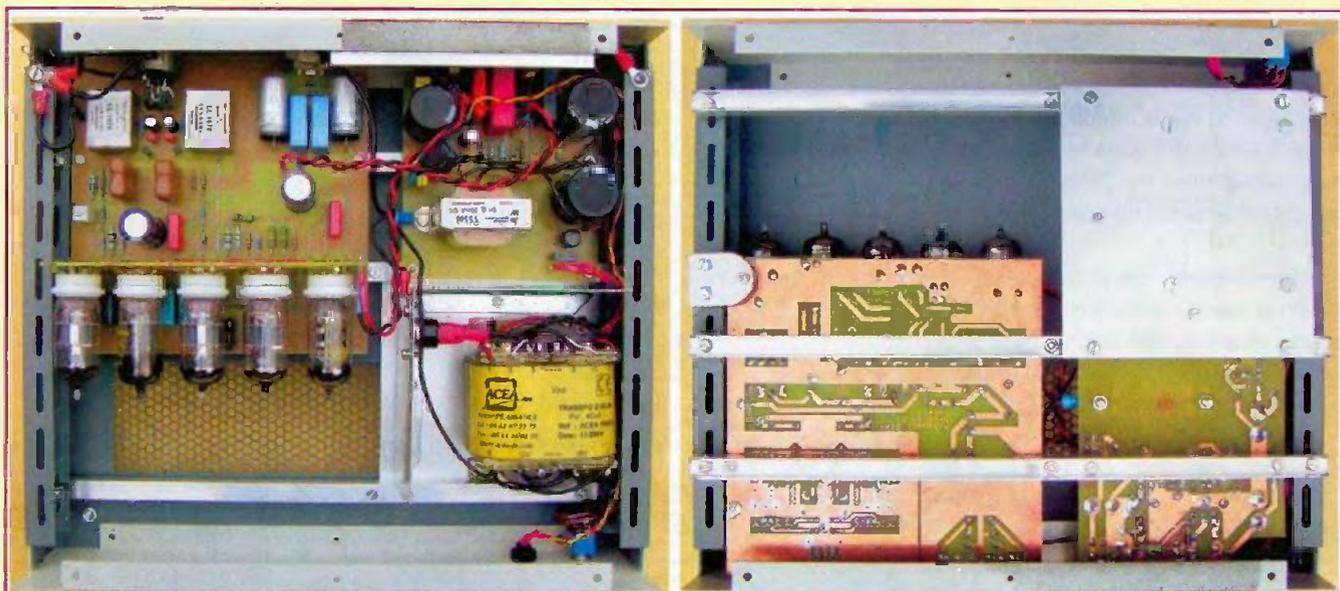


Photo 1 : Vue de dessus du préamplificateur

Photo 2 : Vue de dessous montrant la fixation des deux cartes

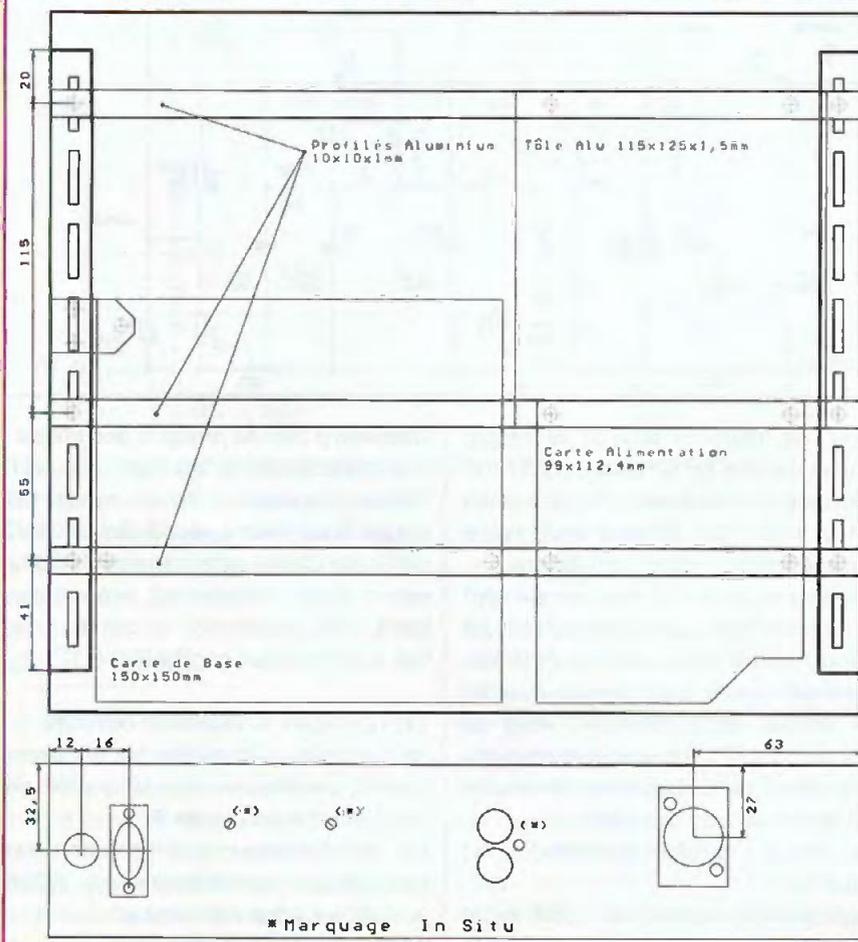


Figure 6a  
Disposition des profils et des cartes

Figure 6b  
Les profils  
sont fixés par des  
entretoises  
de 5 mm

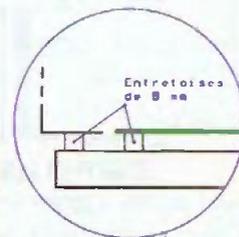


Photo 3 : Le disjoncteur thermique est fixé sur l'écran en fer doux

Figure 7 : Emplacement des composants en face arrière

La mesure du ronflement de cette alimentation est inférieure à 100  $\mu$ Vac. De plus, l'alimentation des filaments est portée à un potentiel de +45 Vdc (R85/R87) afin d'éviter toute influence

thermoionique des filaments vers la cathode des deux tubes d'entrée. La deuxième tension redressée de +430 Vdc est appliquée à une self de filtrage de 5H avant notre circuit de stabili-

lisation. Ce circuit a déjà été décrit plusieurs fois dans nos pages. La résistance R84 est portée à 10 M $\Omega$  de manière à réaliser avec C82 une constante de temps de 20 secondes. La

montée en tension est progressive et se stabilise après 1 minute. A noter que la résistance de gate du SIPMOS est quasiment « infinie » (Typ :  $I_G=10nA$ ).

Le niveau de bruit et de ronflement du +360 Vdc est inférieur à 10  $\mu V_{ac}$  et non mesurable aux bornes de C61 qui alimente les tubes d'entrée.

## MISE EN OEUVRE

### LA MECANIQUE

Il est plus facile de réaliser en premier lieu la partie mécanique en se servant des cartes non montées.

Les **photos 1 et 2** et la **figure 6a** sont assez didactiques et vous serviront de guide pour la réalisation. Le boîtier est disponible chez Radiospares sous la référence 224-004. Les faces mesurent 65 x 300 mm et ont une profondeur de 280 mm. Les pieds fournis ne permettent pas une ventilation suffisante pour des appareils à tubes.

Il est recommandé de surélever l'appareil de 20 mm. Les éléments sont maintenus par trois profilés en aluminium en forme de « U » de 10 x 10 x 1 mm.

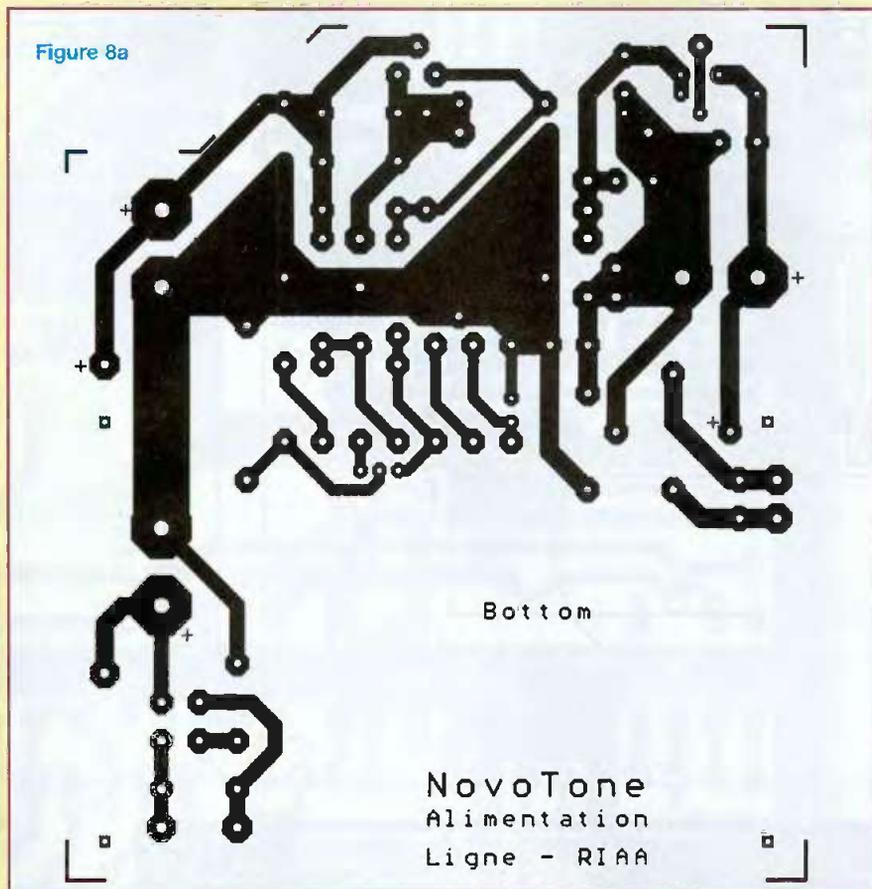
Ces profilés sont fixés sous les cornières du boîtier par des entretoises de 5 mm (**figure 6b**). Une plaque d'aluminium de 1,5 mm supporte le transformateur. Bien que le transformateur soit à faible rayonnement, nous avons prévu un écran supplémentaire, en tôle de 1 mm, en fer doux. Le thermique est fixé sur cet écran (**photo 3**).

Tous ces matériaux sont disponibles dans les rayons de bricolage. Vous trouverez à la **figure 7** l'emplacement des composants sur la face arrière.

La face avant ne reçoit que le switch et le voyant de mise en fonction.

Afin d'éviter les déconvenues, nous nous abstenons de donner certaines cotes de perçages. Il est plus sûr d'effectuer le marquage des trous *in situ*, lorsque tous les éléments sont disponibles et en utilisant les cartes nues. Il est d'ailleurs conseillé de vérifier également les cotes qui sont publiées. En effet, les composants fournis peuvent être légèrement différents.

La mise en place des cartes est délicate. En effet, ces cartes sont solidaires



de la face arrière par le connecteur RCA et les deux régulateurs ballasts. L'idéal est de réaliser cette opération avec les cartes nues équipées du connecteur RCA (pour la carte de base) et des régulateurs ballasts (pour l'alimentation).

Après s'être assuré que tous les ensembles trouveront leurs places, nous pouvons passer au montage des divers composants sur les trois circuits imprimés.

### LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Cette réalisation comprend trois circuits imprimés : la carte d'alimentation et la carte de base sur laquelle s'enfiche le troisième circuit, la carte des tubes.

#### La carte d'alimentation

Le circuit imprimé de dimensions 99 x 112 mm regroupe tous les composants de la régulation des 12,6 Vdc et 360 Vdc (**figure 8a**).

Souder IC90 et Q81 de manière à ce que le sabot des boîtiers soit aligné sur le bord de la carte et que le trou de fixation se trouve à 20 mm de la surface.

Placer provisoirement une épaisseur de 2 mm sur le panneau arrière, à l'endroit où se fixeront les transistors. La carte d'alimentation équipée des seuls ballasts est placée sur les deux cornières alu en « U » contre l'épaisseur de 2 mm et les quatre trous de fixation (M3) sont marqués et percés avec précision dans les deux profilés.

La position latérale de la carte n'est pas critique.

Fixer la carte d'alimentation avec quatre entretoises (M3) M-F de 5 mm aux deux profilés alu en « U ». Une cornière alu de 40 x 20 x 2 mm de 120 mm de long fait office de refroidisseur. Elle est placée entre les transistors et la face arrière. Il y a lieu de marquer avec précision son emplacement sur le bord de la face arrière.

Après pointages des trous de fixation des transistors, les trous sont percés avec grande précision dans la cornière et la face arrière. Bien ébavurer afin d'éviter les courts-circuits entre le sabot et la cornière.

Ultérieurement, les deux ballasts seront

# PRÉAMPLIFICATEUR POUR VINYLES

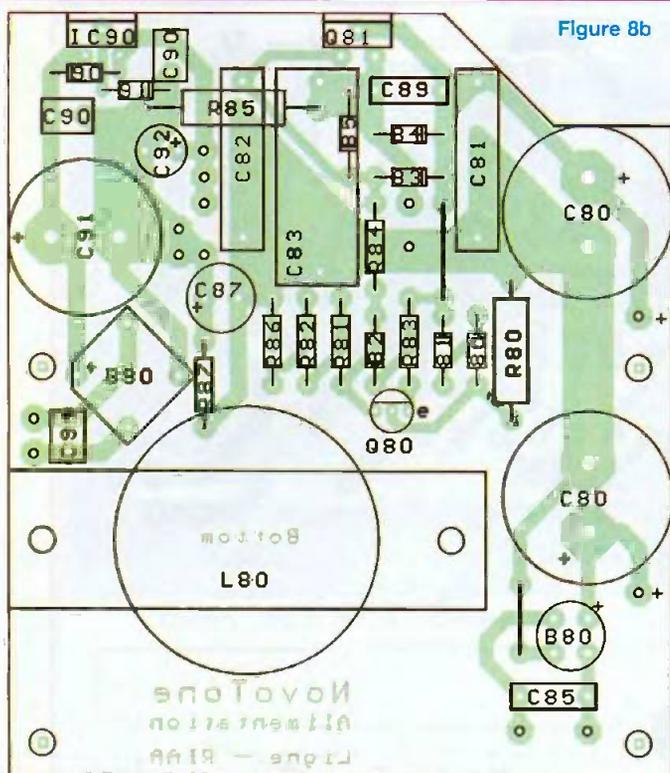


Figure 8b

Circuit Alimentation	Valeur	Voit/Puiss.	Tol/Type	Pas (mm)
2) C90, C86	82µF	500V	Radial	10
1) C81	0,22µF	630V	Radial	22,5
1) C82	0,47µF	400V	Radial	22,4
1) C83	1µF	400V	Radial	27,5
1) C84	1nF	630V	Radial	10
1) C85	10nF	630V	Radial	10
1) C87	100µF	63V	Radial	5
3) C90, C93, C94	1µF	63V	Radial	5
1) C91	4700µF	25V	Radial	10
1) C92	100µF	16V	Radial	5
1) B80	600V	1A	Pont	
1) B90	40V	1,5A	Pont	
2) D80, D81	5,6V	400mW	Zener	
1) D82	120V	1,3W	Zener	
4) D83, D84, D85, D90	1N4007			
1) D91	1N4148			
1) D92	Led		Verte	
1) FS1	250mA		Retardé (T)	
1) IC90	7812CT	12V / 1,5A		
1) L80	5H	50mA	Photo 5/2	
1) Q80	2N5401			
1) Q81	BUZ80			
1) P80 (ou R86)	100K		10T	
R86 (Selection - voir texte)	56K	0,66W	1% MF	
2) R80, R85	220K	2W	5% MO	Metal Oxyde
2) R81, R82	150K	0,66W	1% MF	
1) R83	10K	0,5W	1% MF	
1) R84	10M	0,5W	1% MF	
1) R87	33K	0,5W	5%	
1) R90	470	0,5W	5%	
1) TR1			Voir texte	

Photo 4



Photo 5



isolés par un mica ou un isolant souple à base de graisse au silicone et un canon isolant pour TO220 et fixés par une vis M2,5 (photo 4).

L'arrière du panneau a été peint en noir pour mieux évacuer la chaleur (photo 5), mais cette opération supplémentaire n'est pas indispensable.

Après s'être assuré que les fixations de la carte ne posent plus de problème, nous pouvons procéder au montage des composants (figure 8b).

## Points particuliers

La résistance R80 (220 kΩ/2 W) est montée à +/-10 mm de la surface.

La résistance R85 (220 kΩ/2 W) et la diode D85 sont montées sous la carte. La carte peut être équipée d'un ajustable multitours de 100 kΩ pour régler la haute tension.

Mais une résistance (R86) MF à 1 % de 0,66 W sera plus fiable. Dans le proto, nous avons utilisé une 56 kΩ.

La self de filtrage est fixée par deux vis M4 sur la carte même.

Toutes les connexions se font par cosses et picots de 1,3 mm, la carte est ainsi libre de fils.

Tous les fils de liaisons sont torsadés « serré » afin de réduire au minimum leur rayonnement.

## La carte de base

La carte de base (figure 9a), de dimensions 150 x 150 mm, est comme la carte d'alimentation, solidaire du panneau arrière par le (ou les) connecteur(s) RCA et placée sur des entretoises de 5 mm. Avec la carte équipée de ce connecteur, nous marquerons avec précision sur le panneau arrière les trous du connecteur RCA. Après perçages de ceux-ci, marquer et percer le trou de fixation de ce connecteur. Fixer l'ensemble au panneau arrière par ce connecteur, marquer et percer les trois trous (M3) dans les profilés et l'attache latérale (figure 6a et photo 2).

Figure 9a

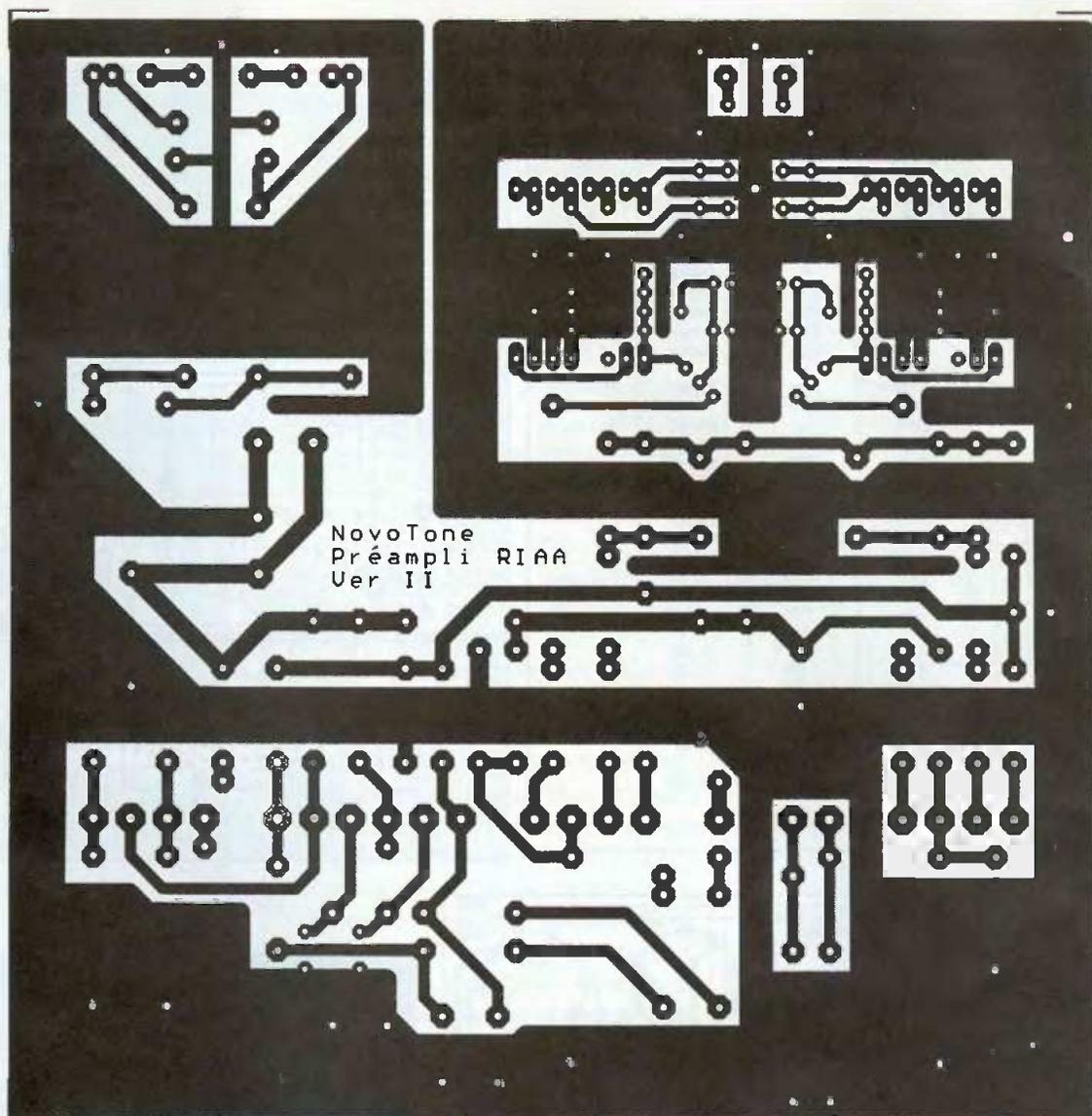


Figure 13a

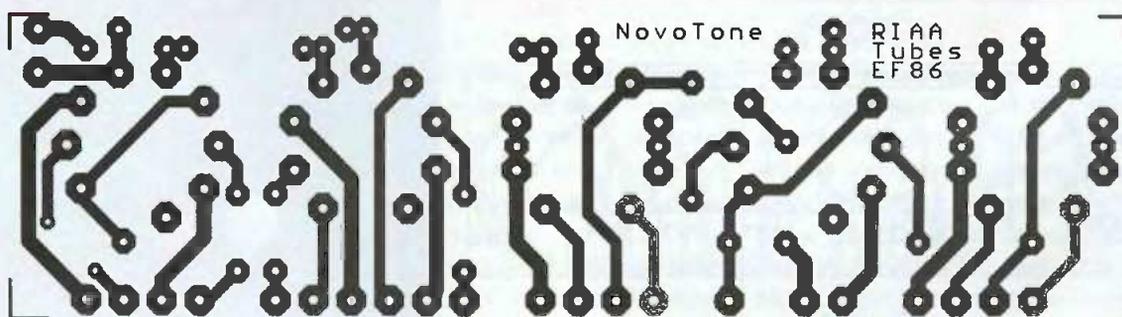
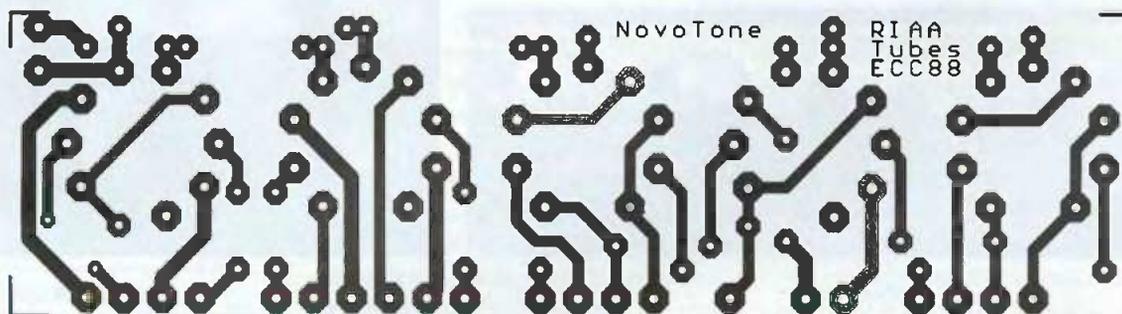


Figure 13b



# PRÉAMPLIFICATEUR POUR VINYLES

Circuit Préamplificateur	Valeur	Voit/Puiss.	Tol/Type	Pas (mm)
2 C3, C4	2,2µF	250V	Axial	
2 C9, C10	22nF / 1%	500V	Radial	10,8
2 C11, C12	0,22µF	250V	Radial	15
2 C13, C14	3,3nF / 1%	500V	Axial	8,8
2 C19, C20	Voir texte	100V	Radial	5
2 C21, C22	1µF	250V	Radial	22,5
2 C22, C24	10µF	450V	Axial	
2 C25, C26	0,1µF	50V	Radial	2,5
2 C27, C28	330µF	6V	Radial	2,5
1 C60	2,2µF	63V	Radial	5
1 C81	22µF	450V	Radial	7,5
2 C62, C64	0,1µF	400V	Radial	15
1 C63	47µF	400V	Radial	7,5
2 Q1, Q2	BF245C			
2 R1, R2	Voir texte	0,5W	1% MF	Metal Film
6 R3, R4, R23, R24, R31, R32	4,7K	0,5W	1% MF	
2 R5, R6	220K	1W	5% MO	Metal Oxyde
2 R7, R8 (EF86)	150K	1W	5% MO	
2 R7, R8 (ECC88)	470K	1W	5% MO	
2 R11, R12	15,8K	0,5W	1% MF	
2 R13, R14	261K	0,5W	1% MF	
2 R15, R16	324K	0,5W	1% MF	
2 R17, R18	47K	2W	5% MO	
2 R19, R20	23,2K	0,5W	1% MF	
2 R21, R22	1,2M	0,5W	1% MF	
2 R25, R26	18K	0,5W	1% MF	
2 R27, R28	100K	2W	5% MO	
2 R33, R34	33K	3W	5% MO	
2 R35, R36	47K	0,5W	1% MF	
2 R37, R38	680	0,5W	1% MF	
2 R41, R42	Voir texte			
2 R43, R44	10K	0,5W	1% MF	
1 R60	1M	0,5W	1% MF	
1 R61	100K	0,5W	1% MF	
1 R62	0			
1 R63	1K	2W	5% MO	
2 TR1, TR2	Voir texte			
2 V1, V2	EF86/ECC88			
3 V3, V4, V5	ECC81			

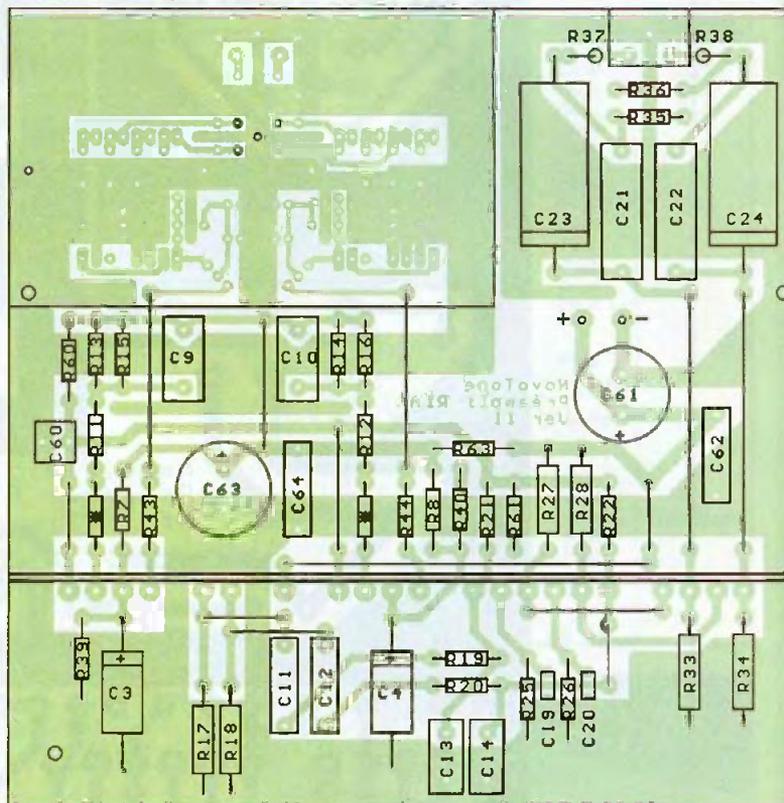


Figure 9b

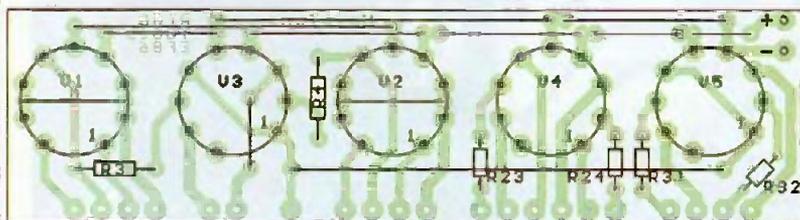


Figure 13c

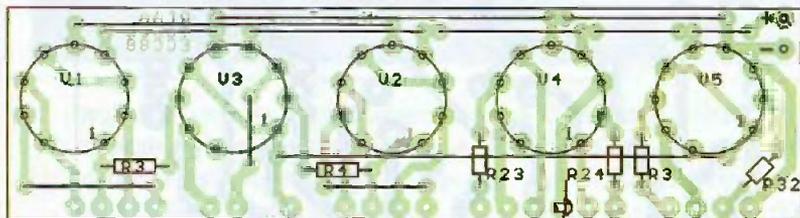


Figure 13d



Photo 7

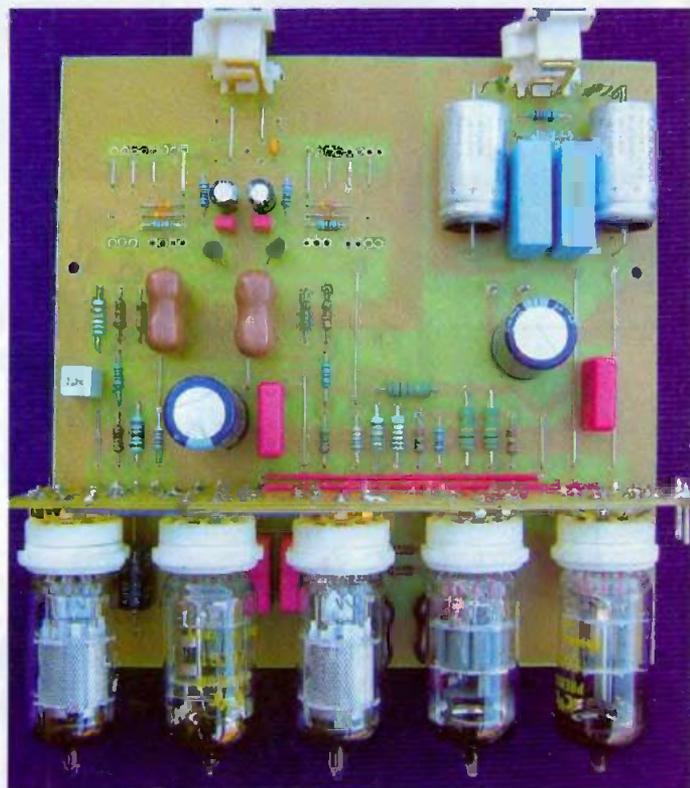


Photo 6

# PENTODE EF86 OU TRIODE ECC 88 ?

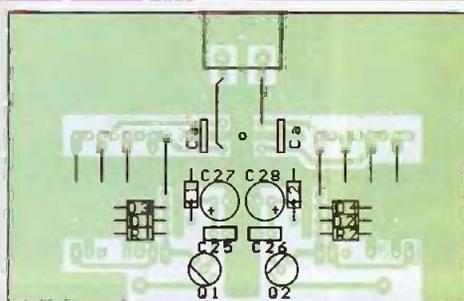


Figure 10a : MM Asymétrique

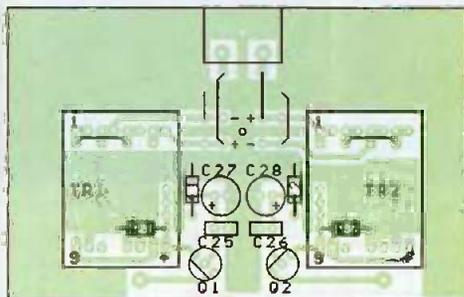


Figure 10b : MC Asymétrique 1/16

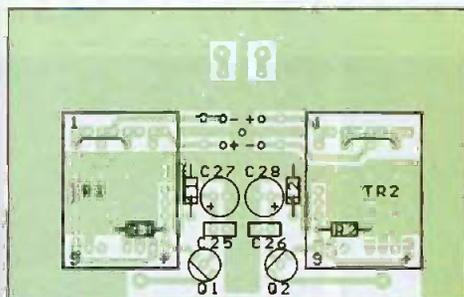


Figure 10c : MC Symétrique 1/16

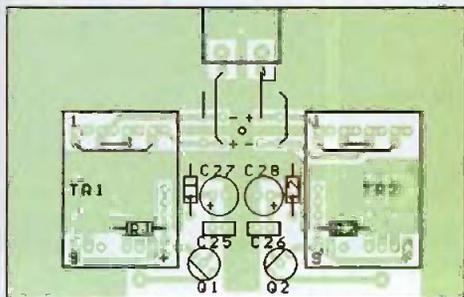


Figure 10d : MC Asymétrique 1/32

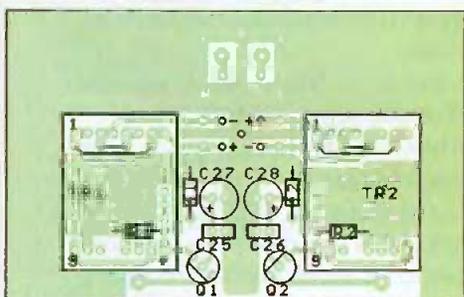


Figure 10e : MC Symétrique 1/32

Les trois fixations se font avec des entretoises de 5 mm isolées et des vis en nylon.

Il faut veiller à ce que nulle part, le cuivre des cartes ne soit en contact électrique avec les profilés en aluminium. L'assemblage de la carte de base ne pose pas de problème particulier (figure 9b). En photo 6, elle est présentée en version entrée directe asymétrique pour cellule à aimant mobile et équipée d'un socle RCA stéréo en entrée. Mais elle peut être configurée pour une cellule à cadre mobile à entrée asymétrique ou symétrique et recevoir une carte pour tubes EF86 ou ECC88, comme sur la photo 1. Les différentes configurations de l'entrée vous sont données en figure 10. Pour le placement des transformateurs MC, il y a lieu d'agrandir les trous recevant les broches au diamètre de 1,5 mm. Les pontages de configuration du transformateur repris à la figure 10 sont placés sous la carte. Il faut veiller à ce que ces pontages ne traversent pas la carte complètement au risque de faire court-circuit avec le fond du transformateur. Le brochage du socle XLR est standard (figure 11). L'impédance d'entrée du transformateur dépend du rapport élévateur choisi et de la résistance de charge du secondaire (figure 12).

## Les cartes des tubes

Cette carte de 150 x 40 mm reçoit les cinq tubes (figures 13a et 13b). Les supports de V1 et V2 sont « plaqués or ». C'est une précaution indispensable si l'on veut éviter les bruits de craquements dus aux micro-variations de contacts des broches.

Nous procéderons au montage dans l'ordre suivant : insertion des deux cosses picot de 1,3 mm, placement des pontages et des six résistances, puis placement des cinq supports noval (figures 13c et 13d).

Le pontage reliant la broche (1) de V3 à la broche (1) de V5 (+360 Vdc) est isolé et placé à l'arrière de la carte (photo 5). Le pontage reliant les broches (5) de V1 et V2 est isolé (photo 7). Cette carte sera enfichée sur la carte de base en fin de montage de cette dernière.



Figure 11

Figure 12

Configuration du circuit d'entrée			
TR1/2	R1	Z In	Sensibilité
1/16	51 K $\Omega$	200 $\Omega$	250 $\mu$ V
1/16	27 K $\Omega$	100 $\Omega$	250 $\mu$ V
1/16	15 K $\Omega$	60 $\Omega$	250 $\mu$ V
1/32	51 K $\Omega$	50 $\Omega$	125 $\mu$ V
1/32	27 K $\Omega$	25 $\Omega$	125 $\mu$ V
1/32	15 K $\Omega$	15 $\Omega$	125 $\mu$ V



Photo 8

## LES MASSES

C'est un point fondamental dans cette réalisation. Tous les circuits sont isolés électriquement du châssis et reliés en un seul point près de l'entrée (photos 1 et 8). La peinture des deux capots aux trous de fixation arrière-gauche est enlevée à l'aide d'un foret. Une vis à tête conique et une rondelle « éventail » assurent le contact électrique.

Le coté droit du châssis et l'écran en fer doux sont aussi reliés électriquement au point de masse. En effet, la peinture étant excellente, il n'y a pas de contact via les vis du châssis intermédiaire.

Le pied de la self de filtrage et les deux écrans du transformateur sont reliés au même point de masse.

Il est recommandé de raccorder le châssis de la platine de lecture au châs-

## Caractéristiques Techniques

Conformité RIAA - Entrée MM	20 Hz à 50 KHz: +/- 0,15 dB
Conformité RIAA - Entrée isolée - MC	20 Hz à 20 KHz: +/- 0,15 dB 20 Hz à 50 KHz: +/- 0,5 dB
Temps de montée - Entrée directe	< 2 µSec
Gain à 1KHz - Entrée MM	+42 dB
Gain à 1KHz - Entrée MC	+72 dB
Sensibilité Entrée MM	4 mVac à 1 KHz pour 500 mVac de sortie
Sensibilité Entrée MC (Rapport 1/32)	125 µVac à 1 KHz pour 500 mVac de sortie
Taux de distorsion	< 0,1% à 1000 Hz à 500 mVac / (Typ: 0,06%)
CMRR (Entrée MC isolée)	> 80 dB
Roufflement 50 & 100Hz	< 30 µVac
Bruit	< 200 µVac (Typ: 100 µVac)
Rapport signal/Bruit	> 70 dB pour 1 Vac en sortie
Signal de sortie maximum	25 Vac avant écrêtage
Impédance d'entrée MM	47 KΩ
Impédance d'entrée MC	Sélection 15 à 200 Ω
Impédance de sortie	1 KΩ
Diaphonie 100Hz	54 dB
Diaphonie 1KHz	64 dB
Diaphonie 10KHz	40 dB
Connecteur d'entrée	XLR - 5 broches / RCA
Connecteur de sortie	RCA
Consommation	230 Vac / 185 mA / 42 VA
Dimensions	300 x 280 x 65 mm
Poids	3,9 KG

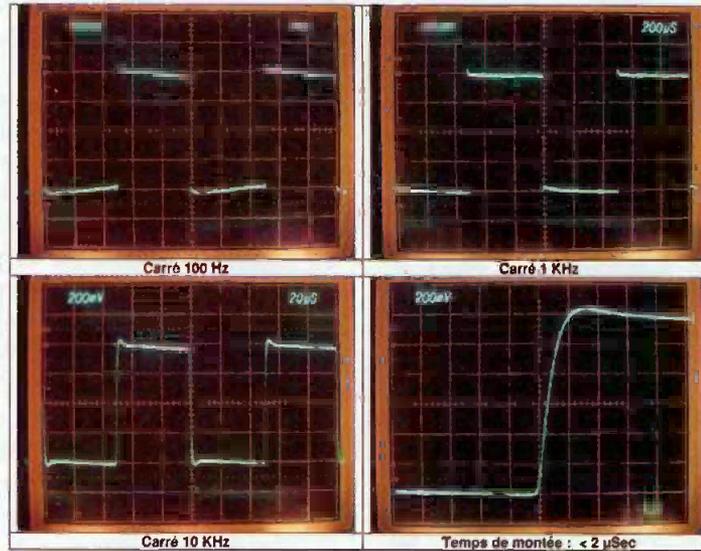


Figure 15

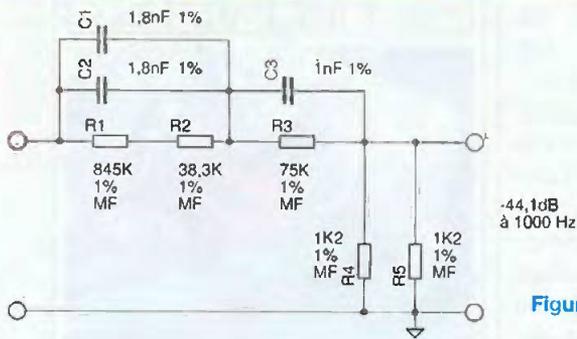


Figure 14

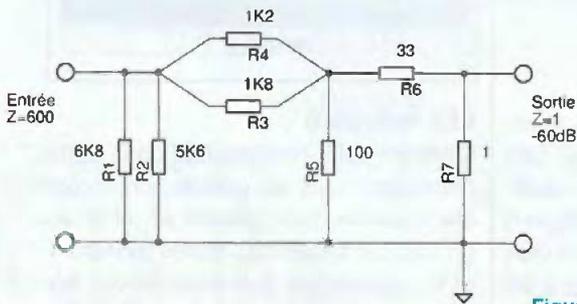


Figure 17

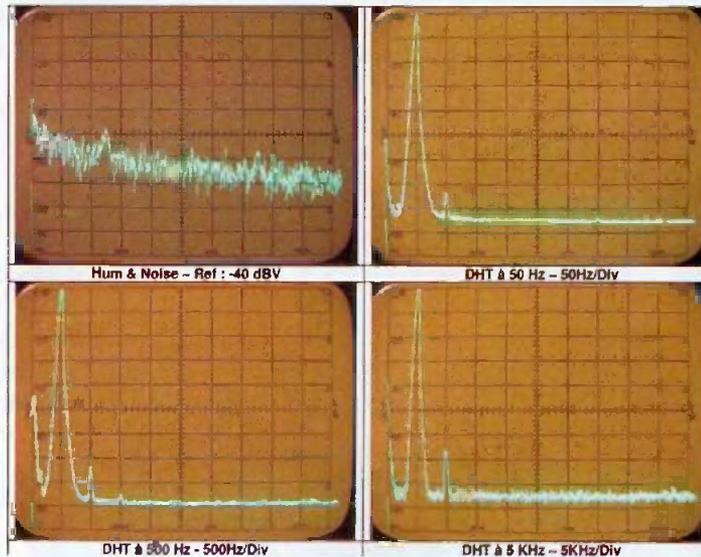


Figure 18

sis du préampli par un fil souple de section 2,5 mm<sup>2</sup> et par un soulier « œillet » via la vis de masse. Ceci indépendamment du/des blindage(s) des fils de la cellule qui eux arrivent sur la broche 1 du XLR ou sur le point froid du socle RCA d'entrée. C'est indispensable pour la version MC. Il faudra probablement éloigner le préampli de toute source d'induction parasite.

Certains transformateurs sont de véritables arrosoirs inductifs (exemple ;

transfos basse tension pour lampes halogènes, pompes d'aquarium, chargeurs GSM, etc.).

### MISE SOUS TENSION

Une première mise sous tension est effectuée sans les tubes, de préférence avec un autotransformateur réglable. Vérifier la présence des 12,6 Vdc des filaments (les filaments flottent à +45 Vdc par rapport à la masse), 360 Vdc de HT et 33 Vdc de polarisa-

tion à la jonction R60-R61 (il faut quelque 20 secondes pour atteindre les 360 Vdc).

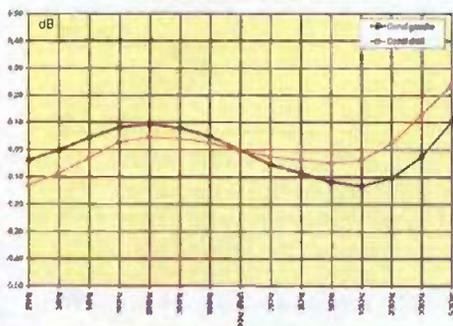
Débrancher et laisser les condensateurs se décharger, placer les tubes.

Monitorer la tension d'anode des EF86/ECC88 (sur R11/R12) et la tension de cathode de V5 (sur C23/C24) et remettre sous tension.

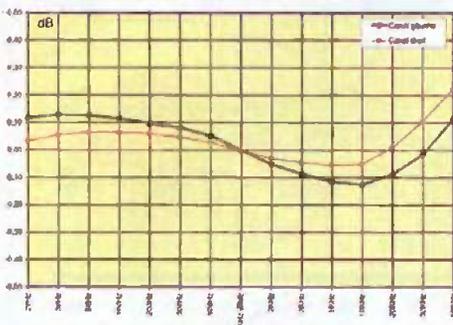
La tension d'anode doit se stabiliser à 180 Vdc (+/-10 Vdc) et celle des cathodes de V5 à 175 Vdc (+/-10 Vdc).

# PENTODE EF86 OU TRIODE ECC 88 ?

Version EF86 - Aimant Mobile



Version ECC88 - Aimant Mobile



Version ECC88 - Cadre Mobile

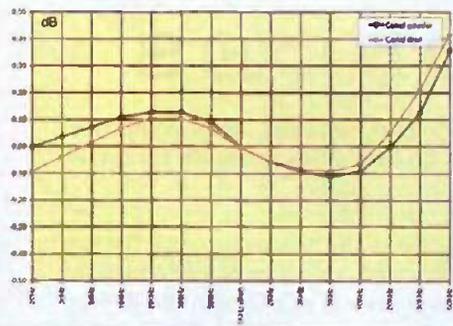


Figure 16

## Composants Spécifiques

- 1 T1 - Transformateur d'alimentation
- 1 Coffret
- 1 Pieds 20mm
- 2 TR1/TR2 - Transfo Lundahl LL1678
- 1 L80 - Self de filtrage Hammond 155H
- 2 C23/C24 - 10µF / 450V / Hi-Q
- 2 C9/C10 - 22nF / 1% / 500V
- 2 C13/C14 - 3,3nF/1%/500V
- 2 Support tube noval céramique pour PCB - Plaqué Or
- 3 Support tube noval céramique pour PCB
- 1 S80 - Interrupteur bipolaire
- 1 Voyant 12 V
- 1 Porte fusible chassis (20mm)
- 1 S81 - Interrupteur thermique - Coupure à 50°C
- 1 Socle RCA stéréo pour PCB
- 1 Socle XLR - 5 contacts pour chassis
- 2 Isolant TO220
- 1 Socle 230V/1A pour chassis

## MESURES

### LES TECHNIQUES DE MESURE

La mesure de la conformité à la norme RIAA est complexe. En effet, l'amplitude est dépendante de la fréquence, par exemple entre 9,8 kHz et 10,2 kHz il y a 0,4 dB d'écart. Il faut donc mesurer en même temps la fréquence à 0,1 % (la période en dessous de 1000 Hz). De plus, nos générateurs et millivoltmètres AC n'ont pas une précision absolue suffisante en amplitude, +/-0,05 dB cumulés sont nécessaires.

Afin de réaliser toutes les mesures habituelles dans toutes les configurations, nous avons été amenés à fabriquer deux auxiliaires de test. Pour la mesure sur l'entrée MM directe, le module « anti-RIAA » présenté en figure 14 permet d'effectuer des mesures « normalisées », comme celles de la figure 15. La conformité à l'inverse de la norme RIAA est parfaite, l'atténuation est de 44,1 dB à 1 kHz. Inséré entre le générateur et l'entrée, il permet de piloter le préamplificateur avec un signal de l'ordre du volt et linéaire en fréquence. L'écart absolu de la lecture (figure 16) représente l'écart par rapport à la norme.

Pour la mesure en configuration MC, les 15 Ω d'impédance interne du transfo en configuration 1/32 nous imposent de piloter le préampli sous une impédance de 1 Ω.

Le module présenté en figure 17 est un atténuateur de 60 dB qui réalise cette impédance.

Il n'est plus possible d'insérer le module anti-RIAA, car l'atténuation cumulée des deux modules est trop importante. La seule méthode de mesure encore valable est une mesure de substitution à l'aide d'un atténuateur programmable. Cette méthode, trop longue à reprendre ici, a été expliquée en détails dans *Led* n°188.

### LES RÉSULTATS

La réponse aux signaux carrés et la mesure du temps de montée sont réalisés en entrée directe à l'aide du module anti-RIAA.

Le comportement à 10 kHz et le temps de montée de l'ordre de 2 µs sont excellents (figure 15).

La figure 18 reprend le diagramme fréquentiel du bruit et de la distorsion. Dans la mesure du bruit, à -40 dBV de référence, on constate un battement à 50 Hz à -90 dBV et à 150 Hz à -100 dBV, soit respectivement 30 et 10 µVac.

A noter l'absence totale de 100 Hz du redressement.

Les trois autres diagrammes présentent la répartition spectrale des harmoniques pour des fondamentales à 50, 500 et 5000 Hz.

Les mesures de réponse en fréquence dans les différentes configurations sont présentées en figure 16. Nous avons préféré vous présenter l'écart par rapport à la norme.

Vous constaterez que les mesures ont été effectuées jusqu'à 50 kHz.

Il est évident que l'entrée asymétrique directe donne les meilleurs résultats.

Le passage par les transformateurs d'entrée affecte légèrement la conformité au-dessus de 30 kHz.

Pour l'entrée MC, la mesure présentée en figure 16 a été faite pour une impédance de 15 Ω (R1=15 kΩ et 1/32 en figure 12). Il faut noter que pour la valeur R1 de 51 kΩ, la conformité est de +/-0,5 dB de 20 Hz à 30 kHz. L'écart reste bien en dessous de la linéarité propre des meilleures cellules MC (un coup d'œil sur le site [www.ortofon.com](http://www.ortofon.com) est édifiant).

Entre 20 Hz et 30 kHz, la conformité à la norme est dix fois supérieure à la linéarité propre des meilleures cellules.

Les mesures n'ont pas permis de départager les tubes d'entrée, pas plus que le test à l'écoute. Mais la configuration en cascade de la ECC88 augmente considérablement la résistance interne du tube supérieur avec pour résultat un fonctionnement qui s'apparente à celui d'une pentode.

Jean-Louis Vandersleyen

Si vous désirez des renseignements complémentaires, n'hésitez pas à contacter l'auteur à l'adresse suivante : [jl.vandersleyen@skynet.be](mailto:jl.vandersleyen@skynet.be) ou via son site [www.novotone.be/fr](http://www.novotone.be/fr)