

Nouvelle Rubrique Rétro-circuits

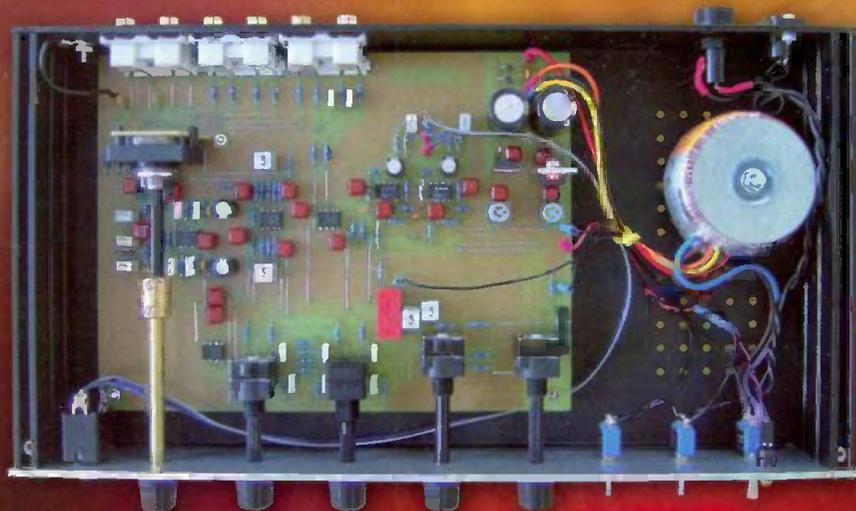
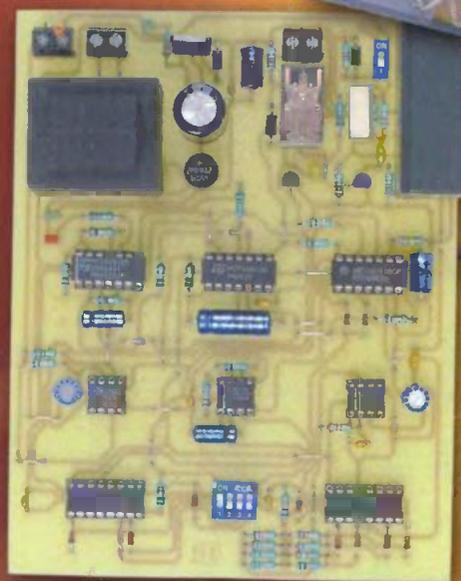
■ Un synthétiseur audio

Télésurveillance
du chauffage
par téléphone

Simulateur
de présence

Serrure
électronique
RFID
avec UM-005

Préampli
5 entrées
dont RIAA
à LM 833
sortie casque
100mW



L 14377 - 322 - F - 5,00 €



Initiation

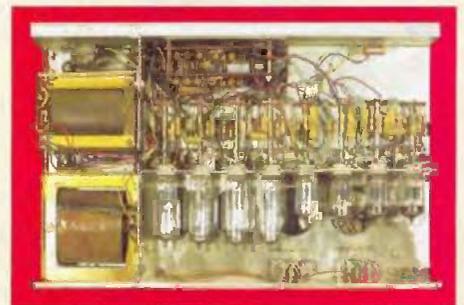
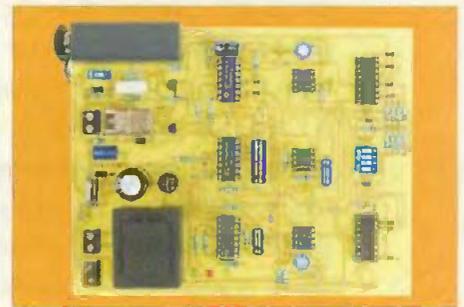
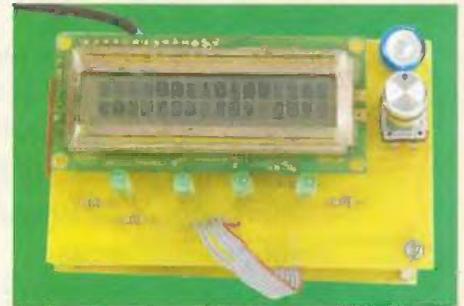
- 4 Internet pratique
- 8 L'essentiel sur l'ampli opérationnel

Micro/Robot/Domotique

- 14 Serrure électronique RFID
- 20 Synthétiseur audio mono-circuit
- 30 Simulateur de présence
- 37 Télésurveillance du chauffage
- 44 Altimètre avec capteur MPX 2200 AP

Audio

- 51 Et si on parlait tubes (cours n°40) :
l'intégré Revox « Modell 40 »
- 58 Préamplificateur stéréophonique en AOP
5 entrées - sortie casque - 100 mW



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 et de la rédaction : Patrick Vercher

Secrétaire de rédaction : Elsa Sepúlveda - Couverture : Dominique Dumas - Illustrations : Alain Boutevellet Sanders

Photos : Isabelle Garrigou - Avec la participation de : R. Bassi, R. Knoerr, Y. Mergy, P. Morin, G. Samblancat, J-L Vandersleyen

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@fr.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 & RENOÛ 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL : DÉCEMBRE 2007 - Copyright © 2007 - TRANSOCEANIC

ABONNEMENTS : 18-24, quai de la Marne - 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 faciliteriez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

Abonnements USA - Canada : Contacter Express Mag - www.expressmag.com - expsmag@expressmag.com - Tarif abonnement USA-Canada : 60 €

TARIFS AU NUMÉRO : France Métropolitaine : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 € • DOM Surface : 5,80 € • TOM : 800 XPF • Portugal 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

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue *Electronique Pratique* sont rigoureusement interdites, ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc. Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société TRANSOCEANIC.

Si les circuits logiques n'ont plus de secret pour de nombreux lecteurs, l'algèbre de Boole, qui permet de mettre en équation les fonctionnements de ces circuits, est cependant parfois boudé par les plus jeunes. Pourtant, la maîtrise de cet algèbre élémentaire permet de bien comprendre le fonctionnement des montages proposés régulièrement dans ces pages et surtout de concevoir soi-même des circuits logiques complexes à l'aide des grilles de Karnaugh. Pour découvrir (ou redécouvrir) ce qu'est l'algèbre de Boole, nous vous invitons à consulter quelques sites sur Internet en rapport avec ce sujet.

Pour commencer, nous vous proposons d'ouvrir la page suivante dans votre navigateur favori :

http://www.alphaquark.com/Mathematique/Algebre_booleenne.htm

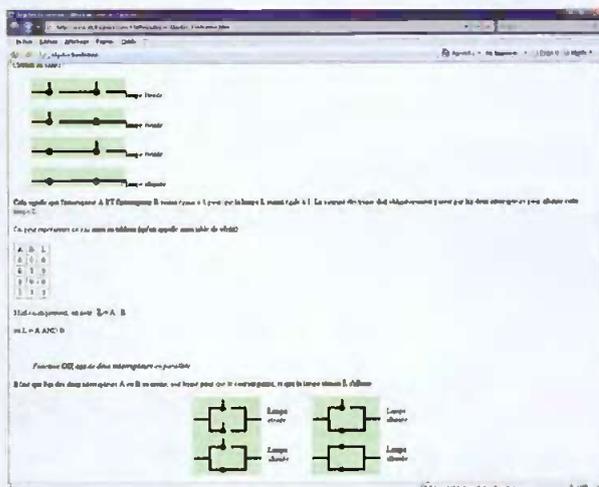
Ce site aborde en quelques lignes les notions principales de l'algèbre booléenne, ce qui permet d'entrer rapidement dans le vif du sujet. Mais il faut bien avouer que très vite, vous aurez envie de passer à des explications plus fournies sur le sujet.

Pour cela, il vous suffit de charger la page suivante dans votre navigateur :

http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/logique/chap_log1.htm

Ce site, bien plus complet que le précédent, comporte plusieurs pages qu'il ne faut pas hésiter à chercher, car le bouton noté « suite », en bas de page, n'est pas très lisible. Il serait dommage de manquer la suite du contenu. En effet, ce site ne se contente pas d'expliquer comment utiliser l'algèbre de Boole, il aborde également les caractéristiques importantes des portes logiques pour réali-

internet PR@TIQUE



1 http://www.alphaquark.com/Mathematique/Algebre_booleenne.htm

ser un montage qui fonctionne correctement : sortance des portes en fonction de leur type (TTL, collecteur ouvert, etc.). Ce site traite également de la simplification des fonctions logiques avec les fameuses grilles de Karnaugh, ce qui en fait une source d'informations de premier choix.

Un troisième site a également retenu notre attention en raison de la simplicité de ses illustrations. Vous pourrez y accéder à partir de l'adresse suivante :

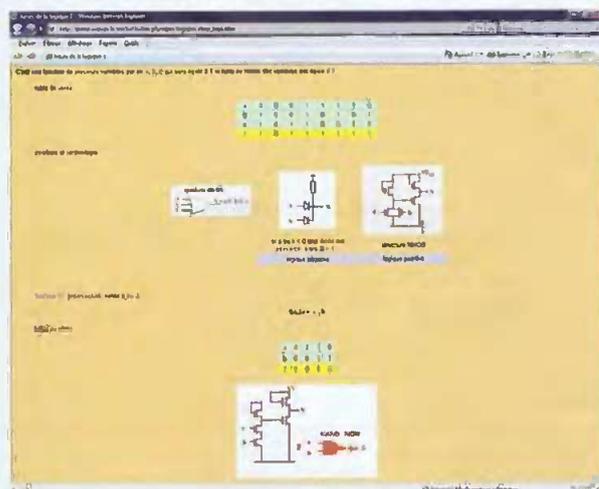
<http://www.grassouille.org/docs/cours>

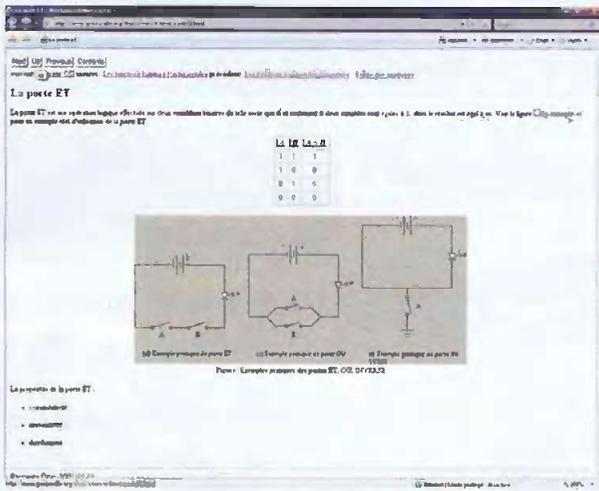
[-ii-html/node20.html](#)

Concernant l'utilisation des grilles de Karnaugh, nous avons également retenu le site <http://stieelec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/algboole.htm> car les illustrations de ce dernier, associées à l'exemple du décodeur BCD/Afficheur 7 segment, sont particulièrement didactiques.

Si vous souhaitez conserver à portée de main un document faisant la synthèse de toutes les explications que nous venons de découvrir à propos de l'algèbre de Boole, vous pourrez

2 http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/logique/chap_log1.htm





<http://www.grassouille.org/docs/cours-ii-html/node20.html>

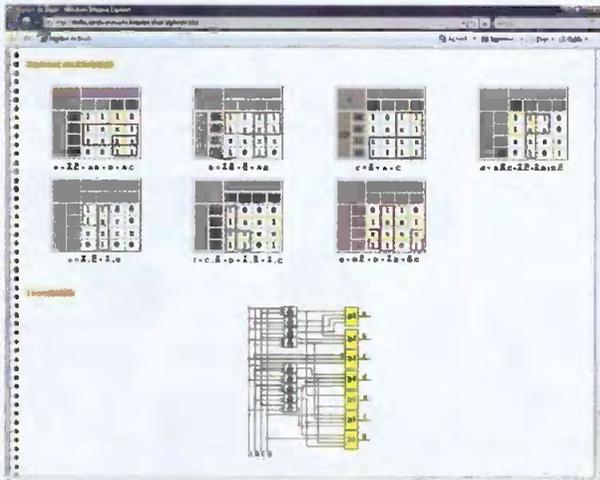
télécharger un document très intéressant au format PDF à l'adresse suivante : <http://web.univ-pau.fr/~ecariou/cours/archi/cours-2-boole.pdf>. Les explications et les illustrations des grilles de Karnaugh, associées aux exemples présentés à la fin du document, y sont également très bien faites. Bien entendu vous pourrez facilement poursuivre vos recherches sur l'algèbre de Boole via Internet car les sites consacrés à un sujet aussi fondamental y sont légion.

Vous trouverez quelques liens supplémentaires en annexe.

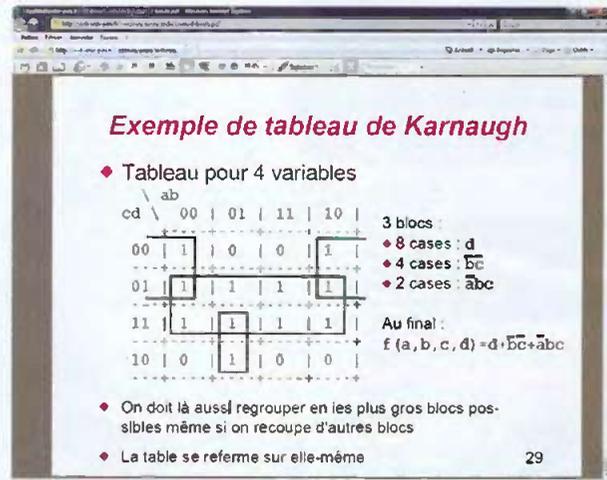
Nous vous souhaitons une agréable découverte des sites proposés et vous donnons rendez-vous le mois prochain.

P. MORIN

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



5 <http://web.univ-pau.fr/~ecariou/cours/archi/cours-2-boole.pdf>



- http://www.alphaquark.com/Mathematique/Algebre_booleenne.htm
- http://perso.orange.fr/michel.hubin/physique/logique/chap_log1.htm
- <http://www.grassouille.org/docs/cours-ii-html/node20.html>
- <http://stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/algoole.htm>
- <http://web.univ-pau.fr/~ecariou/cours/archi/cours-2-boole.pdf>
- <http://www.jmb-electronique.com/document/Karnaugh.pdf>
- <http://perso.orange.fr/jean-paul.davalan/bts/bool.pdf>
- <http://www-ipst.u-strasbg.fr/pat/autom/autom03.htm>
- http://wims.unice.fr/wims/fr_U1~logic~calcbool.fr.html
- http://www.vbfrance.com/codes/CALC-BOOL-CALCULETTE-BOOLEENNE_44557.aspx
- <http://www.bibl.ulaval.ca/vitrine/giri/mod3/booleen.htm>
- <http://www.jeremya.ironie.org/logique/boole/>
- <http://www.vulgarisation-informatique.com/logique-combinatoire.php>
- <http://www.commentcamarche.net/logic/intro.php3>
- <http://homeomath.ilingo.net/boole.htm>
- <http://www.arcanapercipio.com/techno/boole.php>
- <http://www.cybwarrior.com/FR/Algebre-de-Boole.html>
- <http://www.positron-libre.com/cours/logique-combinatoire/cours-logique-combinatoire.htm>
- <http://perso.orange.fr/jean-paul.davalan/divers/boole/karnaugh/index.html>

Liens de ce dossier

L'essentiel sur l'ampli opérationnel

Initialement conçu pour effectuer des opérations dans les calculateurs analogiques avant le boom du tout numérique, l'amplificateur opérationnel garde toute sa place dans l'électronique actuelle.

Sans entrer dans des démonstrations mathématiques ardues, nous nous limiterons à passer en revue les différentes utilisations de base de ce composant bien utile et finalement assez simple à mettre en œuvre.

Généralités

Un amplificateur opérationnel est un composant qui revêt, le plus généralement, la forme physique d'un circuit intégré. C'est un composant qui amplifie, avec un gain important, une différence de potentiel présentée sur ses entrées pour la restituer sur une sortie. Il comporte plusieurs dizaines de transistors internes.

Dans les années soixante-cinq, Bob Widlar (1937-1991) lançait le μ A 709, rapidement remplacé par le célèbre μ A 741 qui se caractérisait par de bien meilleures performances.

Notons que ce composant est toujours fabriqué et nombreuses sont les



applications dans lesquelles on le retrouve sous une forme améliorée, tout en conservant sa dénomination « 741 » qui permet de le reconnaître. Les paramètres des amplificateurs opérationnels sont peu différents d'un constructeur à l'autre. Les brochages et les tensions d'alimentation sont standardisés, si bien qu'il est souvent possible de remplacer un amplificateur opérationnel par un autre sans rencontrer de problème particulier.

Présentation

Brochage

Un amplificateur opérationnel comporte une sortie et deux entrées : une entrée inverseuse et une entrée non inverseuse (figure 1).

Les signes (e+) et (e-) relatifs aux entrées n'indiquent pas une polarité

éventuelle à appliquer, mais font plutôt référence au traitement que vont subir les signaux présentés.

Un potentiel présenté sur une entrée non inverseuse (e+) conserve sa polarité. En revanche, il change de signe s'il est appliqué sur une entrée inverseuse (e-).

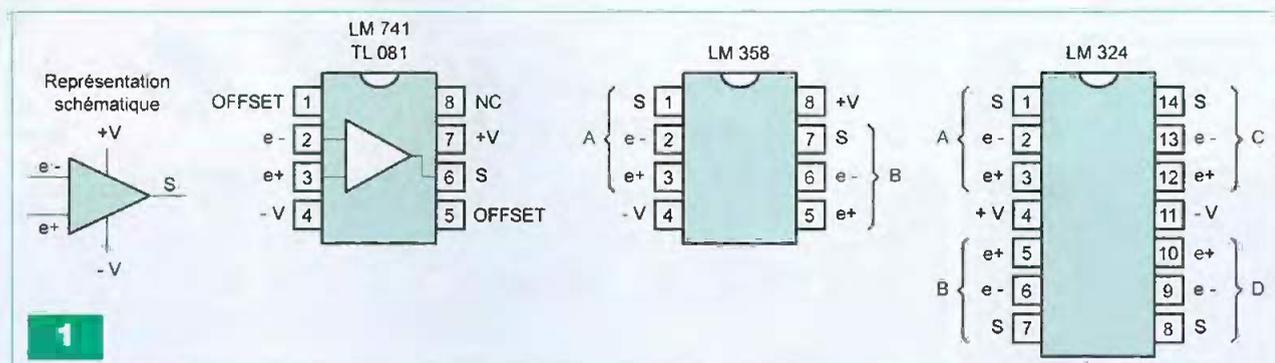
Son alimentation est matérialisée par une broche +V et une broche -V.

Il existe des circuits intégrés comprenant un seul ampli opérationnel. C'est le cas du LM 741 ou du TL 081. D'autres, comme le LM 358, en contiennent deux. Le LM 324 en comporte même quatre.

Dans le cas du LM 741 ou assimilés, les broches (1) et (5) peuvent servir au réglage de la tension d'offset, dont nous verrons la définition au paragraphe suivant. Les boîtiers comprenant plusieurs ampli-op ne disposent pas de cette possibilité de réglage.

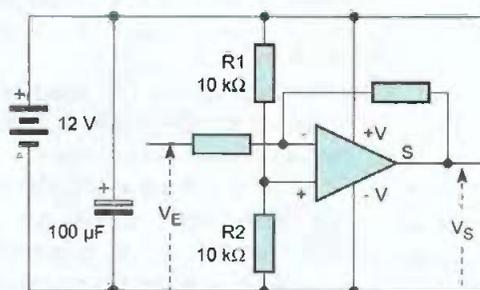
Alimentation

Pour qu'un amplificateur opérationnel puisse travailler dans des conditions optimales, il est préférable que les potentiels à traiter soient relativement éloignés des polarités positive et négative de l'alimentation, lesquelles constituent des limites de saturation. C'est la raison pour laquelle son alimentation est souvent symétrique (figure 2). En disposant de deux sources de courant continu (piles, par exemple), on constituera un point médian en reliant les polarités positive et négative des deux sources.

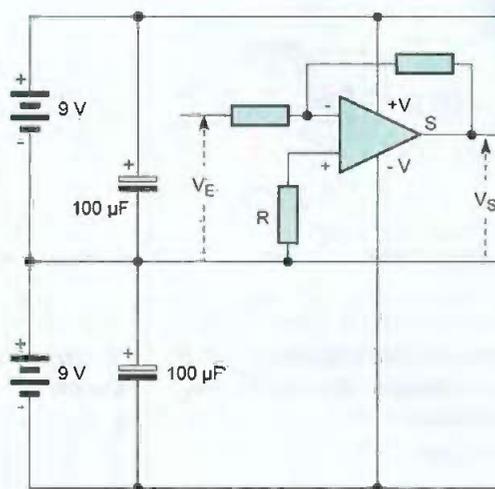


1

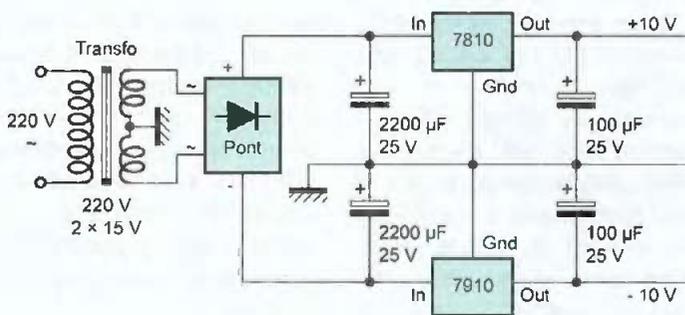
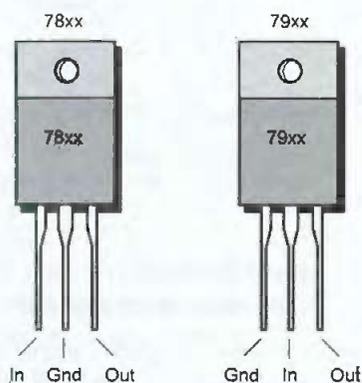
2



Alimentation asymétrique



Alimentation symétrique à partir de piles



Alimentation symétrique à partir du secteur 220 V

L'amplificateur opérationnel est alors alimenté en reliant :

- sa polarité +V à la polarité positive du groupement de piles
- sa polarité -V à la polarité négative du même groupement

Ainsi, l'amplificateur opérationnel est soumis à un potentiel égal au double de celui qui caractérise une pile.

En revanche, les potentiels, aussi bien au niveau des entrées que de la sortie, sont référencés par rapport au point médian précédemment défini. Ce dernier se trouve à égale distance des polarités positive et négative du groupement formé par les deux piles. La même alimentation peut être obtenue lorsque l'énergie est prélevée du secteur 220 V. Il conviendra, dans ce cas, de faire appel à un transformateur comportant obligatoirement un point médian constituant un branchement séparant l'enroulement secondaire en deux parties égales.

En aval du redressement du courant

par un pont de diodes, il est nécessaire de filtrer les potentiels par le biais de deux capacités électrolytiques. Enfin, on fera appel à deux régulateurs : l'un du type 78xx pour la partie positive, l'autre du type 79xx pour la partie négative.

À noter les brochages différents de ces deux régulateurs.

Enfin, il est toujours possible d'alimenter l'amplificateur opérationnel à l'aide d'une source unique. On constitue ainsi une alimentation asymétrique. Pour les raisons déjà évoquées ci-dessus, il convient alors de polariser l'entrée non inverseuse (e+) au demi-potential d'alimentation.

Dans la pratique, il suffit pour cela de recourir à des résistances R1 et R2 d'égale valeur, afin de constituer le pont diviseur idéal. Cette solution présente cependant l'inconvénient de ne pas disposer d'une référence de potentiel aussi bien définie que dans le cas d'une alimentation symétrique.

La référence retenue étant tout simplement le (-) de l'alimentation, les faibles variations de potentiels s'apprécient alors moins nettement étant donné que le potentiel de sortie présente, dans tous les cas, une composante fixe égale à la demi-tension d'alimentation.

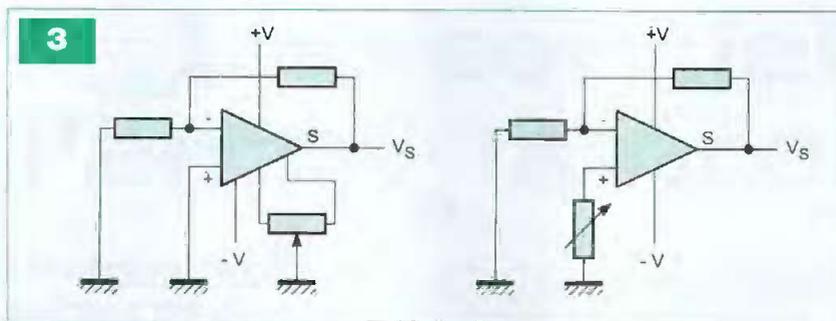
Principales caractéristiques

Potentiel d'alimentation

Généralement, une alimentation se trouvant dans une plage de ± 3 V à ± 18 V convient.

Gain

Un amplificateur opérationnel présente sur sa sortie (S) un potentiel proportionnel à la différence de potentiel à laquelle sont soumises ses deux entrées. Le nombre par lequel il convient de multiplier cette différence de potentiel pour obtenir le



potentiel de sortie s'appelle « gain ». Ce gain dépasse très couramment 100 000 (10^5).
 $V_s = V_E \times \text{gain}$

Impédance d'entrée

C'est la résistance présentée par les entrées au passage du courant absorbé par ces entrées. Cette impédance Z_E est énorme : de l'ordre de 2 M Ω pour un LM 741 à 1 000 M Ω pour le TL 081.

Il en résulte un courant d'entrée extrêmement faible (200 nA pour les ampli-op les moins performants) que l'on peut pratiquement considérer comme nul. C'est une qualité essentielle étant donné qu'une entrée n'affecte pas les caractéristiques de la source à laquelle elle est connectée.

Impédance de sortie

Il s'agit de la résistance interne du générateur que constitue la sortie. Elle est relativement faible : de l'ordre de quelques dizaines d'ohms. Cette propriété est très intéressante, la valeur de la tension de sortie n'étant pratiquement pas altérée par le fait que la charge absorbe un courant.

Potentiel d'offset

Les courants, même s'ils sont faibles au niveau des entrées, peuvent créer des chutes de tensions aux bornes des composants périphériques de l'amplificateur opérationnel. C'est cela qui peut générer une tension d'offset sur la sortie.

Le potentiel d'offset représente la différence de potentiel qu'il faudrait appliquer entre les deux entrées d'un amplificateur opérationnel, lorsque l'une des entrées est reliée à un potentiel nul, pour obtenir un potentiel de sortie nul. Elle peut varier de 10 μ V, pour les meilleurs, à 10 mV, pour les moins performants.

La figure 3 montre comment on peut compenser ce potentiel d'offset lorsque l'amplificateur est équipé des broches prévues à cet effet (cas du LM 741 ou du TL 081).

Il suffit de relier les deux broches aux extrémités d'un ajustable de 10 k Ω , puis le curseur au zéro de l'alimentation. Le réglage s'effectue en tournant le curseur dans un sens ou dans l'autre, jusqu'à obtenir un potentiel nul (0 V) en sortie de l'ampli opérationnel.

Quand l'ampli-op n'est pas équipé de cette possibilité de réglage, on peut monter, entre l'entrée non inverseuse (e+) et le zéro, un ajustable de 10 k Ω et agir sur le curseur pour obtenir un offset nul.

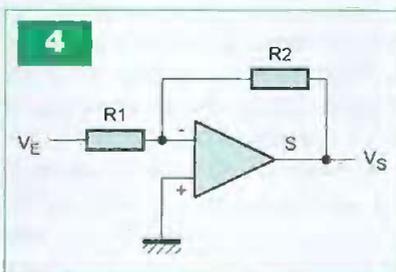
Principales utilisations

Passons maintenant en revue les différentes configurations de base des amplificateurs opérationnels en indiquant, dans chaque cas, les caractéristiques du montage. Nous resterons volontairement pragmatiques et n'effectuerons donc pas les démonstrations mathématiques qui ont permis l'obtention des relations correspondantes.

Amplificateur inverseur

C'est le montage de base le plus fréquemment utilisé (figure 4). Son gain est déterminé par la relation :

$$\text{Gain} = V_s/V_E = - R_2/R_1$$



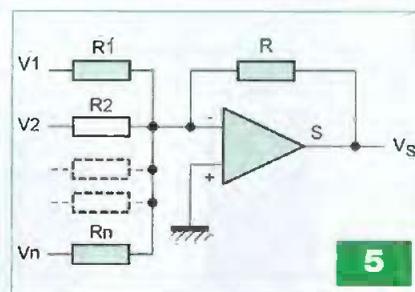
C'est un gain négatif. En effet, l'amplification s'accompagne d'une inversion de phase.

Son impédance d'entrée est égale à R_1 :

$$Z_E = R_1$$

Cette impédance est relativement faible par rapport à celle de l'amplificateur opérationnel lui-même.

En effet, R_1 ne peut être de valeur très élevée étant donné que pour obtenir un gain donné, il faut choisir une valeur de R_2 encore plus grande. Ce montage supprime, en quelque sorte, une partie des qualités offertes par un amplificateur opérationnel.



Amplificateur inverseur additionneur

Ce montage est une variante du montage précédent (figure 5). Il sert à effectuer une « sommation » de plusieurs potentiels présentés sur l'entrée inverseuse (e-).

De plus, ces potentiels peuvent individuellement être affectés d'un coefficient déterminé par l'inverse de la valeur de la résistance d'entrée qui leur correspond. S'agissant d'un montage inverseur, le résultat de cette addition est, bien entendu, négatif.

$$V_s = - R (V_1/R_1 + V_2/R_2 + \dots + V_n/R_n)$$

Si on affecte à toutes les résistances d'entrées la même valeur « r », la relation devient :

$$V_s = - (V_1 + V_2 + \dots + V_n) \times R/r$$

Dans ce cas, les potentiels à traiter ne sont plus affectés d'un coefficient distinctif et le gain est égal à :

$$- R/r$$

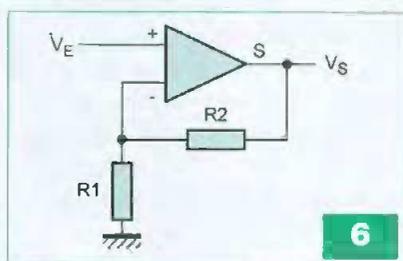
Enfin, si les valeurs de toutes les résistances sont égales à R, le montage devient un additionneur sans amplification (gain = -1) :

$$V_s = - (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

Concernant les impédances d'entrées (car il y en a autant que d'entrées), pour une entrée donnée, elle

est simplement égale à la valeur de la résistance R_n correspondante.

$$Z_E = R_n$$



6

Amplificateur non inverseur

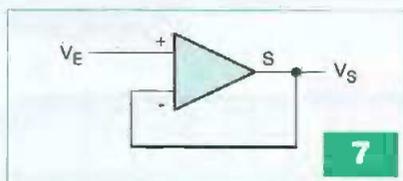
Le potentiel d'entrée est présenté sur l'entrée non inverseuse (e+), voir figure 6. Le potentiel de sortie est de même signe que le potentiel d'entrée. Le gain se détermine par le rapport :

$$\text{Gain} = V_S/V_E = (R_1 + R_2)/R_1$$

ou encore :

$$\text{Gain} = 1 + (R_2/R_1)$$

Étant donné que le potentiel est directement présenté sur l'entrée non inverseuse (e+), l'impédance d'entrée est égale à celle de l'amplificateur opérationnel lui-même, c'est-à-dire plusieurs mégohms. De ce point de vue, ce montage est plus intéressant que le montage amplificateur inverseur.



7

Amplificateur suiveur

C'est une variante du montage précédent (figure 7). Son gain est égal à 1. En effet, R_2 a une valeur nulle et R_1 une valeur infinie, puisque inexistante.

$$\text{Gain} = 1$$

$$V_S = V_E$$

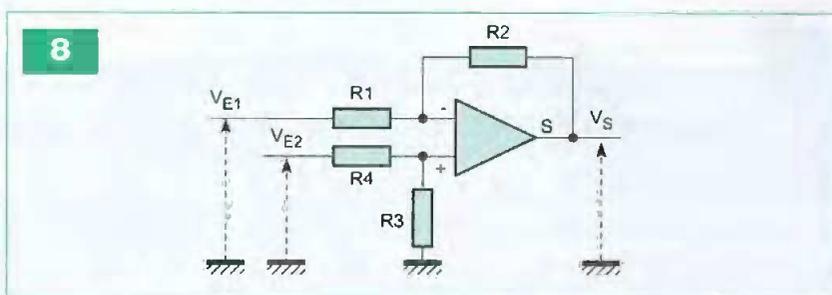
Quant à l'impédance d'entrée, elle est celle de l'amplificateur opérationnel lui-même.

Ce montage est intéressant dans la mesure où il présente une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

De ce fait, il est souvent utilisé comme étage tampon.

Amplificateur différentiel

C'est la véritable vocation de l'amplificateur opérationnel qui est, par défi-



8

inition même, un amplificateur différentiel (figure 8). Dans ce type de montage, la sortie restitue un potentiel dont la valeur est le résultat d'une amplification de la différence des potentiels présentés sur les deux entrées.

De plus, ce potentiel de sortie est référencé par rapport à la polarité zéro du montage, même si cette différence de potentiel est flottante et que les potentiels mesurés individuellement sur les entrées présentent des valeurs quelconques par rapport à cette référence.

La relation de base reliant les potentiels avec les différentes résistances périphériques est la suivante :

$$V_S = \frac{R_3 \times (R_1 + R_2)}{R_1 \times (R_3 + R_4)} \times V_{E2} - \frac{R_2}{R_1} \times V_{E1}$$

Puisque les impédances des entrées de l'amplificateur sont considérées comme très grandes, on peut calculer l'impédance des entrées en déterminant la résistance de chaque entrée du montage par rapport à la référence zéro.

Pour l'entrée V_{E2} , l'impédance est égale à la somme des valeurs R_3 et R_4 :

$$Z_2 = R_3 + R_4$$

Étant donné que la différence de potentiel entre les deux entrées de l'amplificateur opérationnel est très faible, tout se passe comme s'il existait entre elles une liaison virtuelle, si bien que :

$$Z_1 = R_1 + R_3$$

Dans cette configuration, on choisit fréquemment les valeurs des résistances telles que :

$$R_1 = R_4 \text{ et } R_2 = R_3$$

La relation donnant la valeur de V_S se simplifie pour devenir :

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} \times (V_{E2} - V_{E1})$$

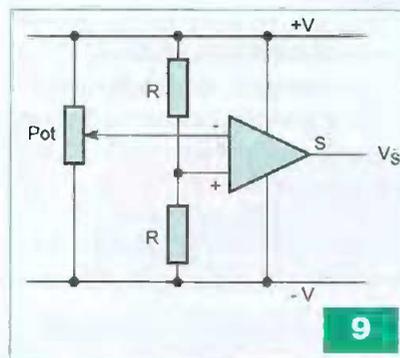
On obtient alors un système qui

amplifie, avec un gain égal à R_2/R_1 , la différence de potentiel présentée sur les entrées du montage.

On peut également choisir les résistances telles que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. La valeur du potentiel de sortie est alors :

$$V_S = V_{E2} - V_{E1}$$

Le montage devient, dans ce cas, un simple soustracteur de deux potentiels.



9

Amplificateur comparateur

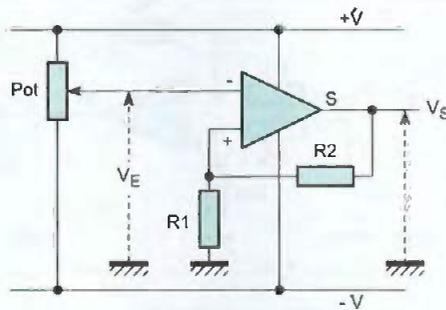
Le schéma d'application montre qu'aucune liaison directe (ou par résistance interposée) n'existe entre la sortie et les entrées (figure 9).

Il s'agit d'une utilisation de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte. Il fonctionne en quelque sorte en tout ou rien.

Dans l'exemple traité, sur l'entrée non inverseuse (e+), est appliqué un potentiel égal à la demi-tension d'alimentation étant donné la présence du pont diviseur que forment les résistances R d'égale valeur.

Sur l'entrée inverseuse (e-), suivant la position angulaire du curseur du potentiomètre, il est possible de présenter un potentiel quelconque compris entre le (-) et le (+) de l'alimentation. Si ce potentiel est inférieur à la demi-tension d'alimentation, la sortie de l'amplificateur opérationnel présente un potentiel pratiquement égal au (+) de l'alimentation.

10



Au contraire, lorsque ce potentiel est supérieur à la demi-tension d'alimentation, le potentiel de sortie devient celui du (-) de l'alimentation.

Dans ce type de montage, surtout si le potentiel contrôlé varie très lentement dans un sens ou dans l'autre, au moment où il se rapproche de la zone de transition (à une centaine de μV près), il peut se présenter une incertitude pouvant même générer des oscillations très gênantes.

C'est le cas de la variation de la résistance d'une CTN (résistance à coefficient de température négatif) placée dans une ambiance thermique dans laquelle la température évolue très lentement, ou encore d'une LDR contrôlant l'éclairage à la tombée de la nuit. Nous verrons, au paragraphe suivant, comment résoudre ce problème.

Le trigger de Schmitt

En reprenant la même application et selon les propriétés mises en évidence précédemment :

- si V_E est positif, la sortie présente un potentiel $V_S = -V$
- si V_E est négatif, la sortie présente un potentiel $V_S = +V$

Quand V_E s'approche de la zone zéro, dans le sens descendant, il arrive un moment où V_S va commencer à augmenter. Il en résulte une réaction positive à travers R_2 , sur l'entrée non inverseuse (+), réaction qui va accélérer le phénomène de basculement (figure 10).

Inversement, lorsque V_E augmente, à l'approche de la zone zéro, V_S commence à diminuer.

Ceci a pour conséquence la diminu-

tion du potentiel présent sur l'entrée non inverseuse, toujours par l'intermédiaire de R_2 .

Le basculement va alors s'opérer de manière rapide et franche.

Les seuils de basculement de V_E ne sont pas les mêmes dans le sens descendant que dans le sens montant.

Le seuil « bas » est donné par la relation :

$$S_b = -V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Et le seuil « haut » :

$$S_h = +V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La différence existant entre les deux seuils, soit

$$2V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

se nomme « hystérésis ».

Il est d'ailleurs heureux que cette hystérésis existe.

En effet, si elle était inexistante, lors du contrôle de la température d'une pièce, par exemple, le thermostat ne cesserait pas de s'ouvrir et de se fermer en permanence...

R. KNOERR

BULLETIN D'ABONNEMENT PAGE 36

L'offre pertinente pour vos Circuits Imprimés professionnels

EURO
CIRCUITS

On-line: calculez vos prix
On-line: passez vos commandes
On-line: suivez vos commandes
On-line: 24H/24 & 7J/7

**Pas de minimum de commande !
Pas de frais d'outillages !**

Une équipe novatrice à votre écoute: +33 (0)3 86 87 07 85

www.eurocircuits.com

Verified

- "Standard pooling" à prix très attractifs
- de 1 à 6 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

A la carte

- "Technologie pooling" à prix attractifs
- de 1 à 8 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

On demand

- "Technologie particulière" au juste prix
- de 1 à 16 couches
- de 1 pièce à la moyenne série
- délais à partir de 3 jours ouvrés

Serrure électronique RFID

Que ce soit en carte de crédit, sur un porte-clefs, voire sous forme de pilule, les applications des puces sans contact RFID sont de plus en plus nombreuses : marquage d'articles, télépéage, gestion d'accès, etc.



Là serrure électronique que nous vous proposons de réaliser va vous permettre de tester simplement cette technologie grâce à des puces fonctionnant en lecture seule, comme un code barre unique qui est lu automatiquement.

Grâce à l'utilisation d'un microcontrôleur assez performant, les possibilités de l'ensemble n'en sont pas moins étonnantes :

- la serrure peut mémoriser jusqu'à trois cents modules RFID différents, ainsi que l'historique des mille derniers passages (ou tentatives de passages).
- sauvegarde des informations en mémoire « flash » (non volatile).
- possibilité de fixer une date limite de validité pour chaque clé.
- sortie sur port USB 2.0 pour accéder à l'historique des passages et à la gestion des tags.
- commande d'un relais sans contact sur simple présentation d'une clé (ou « tag » ou « transpondeur » miniature) RFID jusqu'à 10 cm.
- signalisation par led bicolore et par buzzer.
- sortie de puissance sur relais.
- faible consommation (moins de 10 mA).

Qu'est ce que la RFID?

La RFID (Radio Frequency Identification, *Radio Identification* en français) est une technique de marquage à distance, à haute fréquence, par couplage électromagnétique.

La puce RFID est alimentée par les ondes radios émises par le lecteur auquel elle répond. Les puces, appelées aussi « Tags » ou « Transpondeurs », sont donc des composants passifs. Elles n'ont pas de batterie et se contentent de recueillir l'énergie rayonnée par le lecteur pour pouvoir lui répondre en faisant varier simplement l'inductance de leurs antennes. La technologie RFID est utilisée à plusieurs fréquences, en fonction des applications et des contraintes d'utilisations, mais c'est la version « basse fréquence » (125 kHz) que nous utiliserons ici. Ce sont les modèles les plus simples qui se contentent de transmettre un numéro de série unique, comme on lirait un code barre, d'où le nom de la technologie « Unique ».

Chaque transpondeur de cette famille émet un train de 40 bits suivi de deux octets de parité. Il peut donc y avoir plus de 1099 milliards de clés

différentes en circulation.

Il existe également d'autres puces « haute fréquence » (13,56 MHz) qui permettent un dialogue bidirectionnel plus complexe (type « Hitag » ou « Mifare »), comme la mise à jour d'unités de crédit. Elles peuvent être utilisées pour des applications de télépéage, traçabilité de marchandises, localisation de bagages, etc.

Le schéma

La démodulation du signal reçu par l'antenne du lecteur n'est pas une mince affaire. Le signal à 125 kHz n'est que très légèrement perturbé (ou non) par le tag, lorsque celui-ci modifie l'impédance de son antenne et donc le couplage entre les deux bobines à chaque bit. Pour faire simple, la partie RFID proprement dite du montage est réalisée par le module spécial « UM-005 » de la société Netronix (disponible chez Lextronic).

Son brochage est donné en figure 1. En entrée, l'antenne (une bobine de 1 mH) est reliée directement à deux de ses bornes. En sortie, un signal « série » à 9600 bauds transmet un train de 11 octets contenant le numé-

ro de série du tag après chaque lecture réussie. Il est également possible d'alimenter directement un buzzer et une led pour signaler chaque passage.

Le schéma de l'ensemble du montage est publié en **figure 2**. Comme d'habitude dans ces applications, la pièce maîtresse est un microcontrôleur, mais pas n'importe lequel, puisqu'il s'agit d'un PIC18F2550.

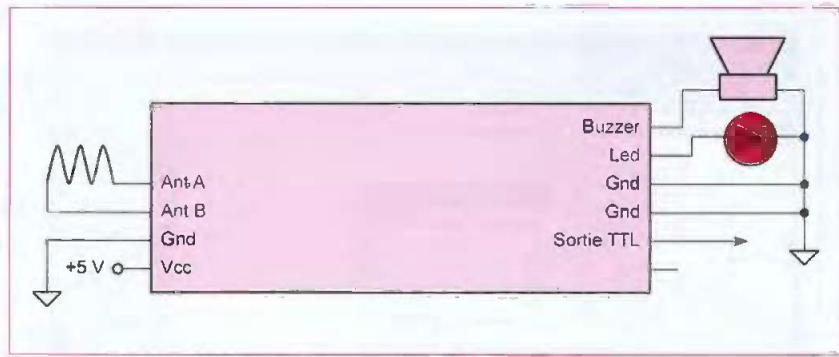
Celui-ci est un des rares modèles disponibles disposant d'une liaison USB 2.0 que nous utiliserons pour scruter la mémoire de la serrure.

Le montage peut être alimenté soit par l'entrée J3, soit par la prise USB lorsque l'on veut visualiser le contenu de la mémoire sur son PC.

Deux diodes de protection ont été prévues pour les deux cas d'utilisations.

En cas d'utilisation « normale », on peut utiliser un bloc secteur comme alimentation permanente, ce qui permet le maintien « en fonction » de l'horloge.

Le rythme de l'horloge est donné par le quartz X2 à 32,768 kHz, alors que l'unité centrale du microcontrôleur est cadencée à $6 \times 4 = 24$ MHz grâce



1 Brochage du module UM-005 de la société Netronix

à sa PLL interne et à X1.

Une led bicolore est commandée par le microcontrôleur pour connaître la réponse de la serrure (rouge pour accès refusé, vert pour accès accepté). Le relais REL1 est alors commandé pendant quelques secondes.

Deux de ses contacts de puissance sont disponibles sur la prise J2.

Principe de fonctionnement

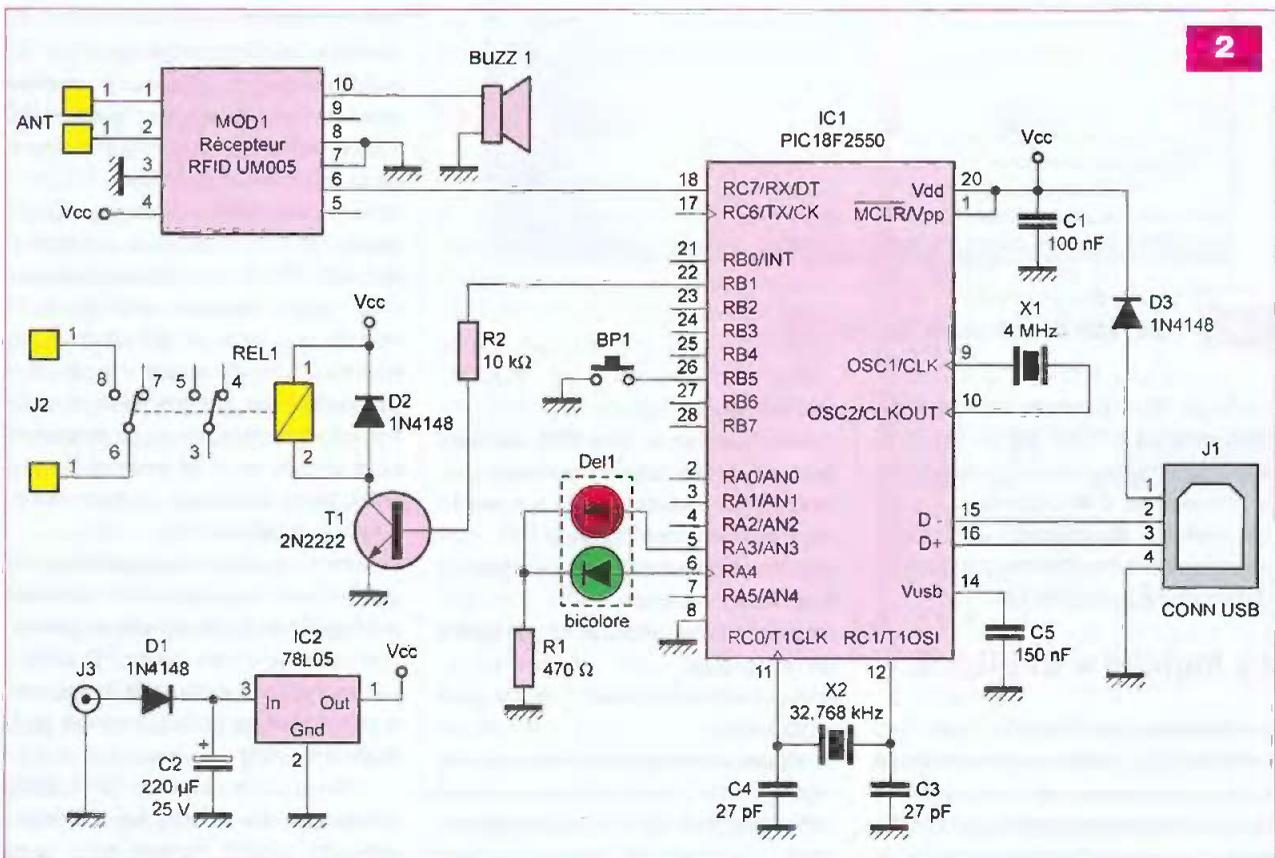
Mieux vaut commencer par préciser le fonctionnement du montage avant de détailler le fonctionnement du programme. En utilisation normale, il n'y

a rien de plus simple. À chaque fois qu'un tag RFID compatible passe au-dessus de l'antenne, un beep retentit : - soit le tag est reconnu (s'il est déjà en mémoire) et la led verte s'allume. Le relais claque.

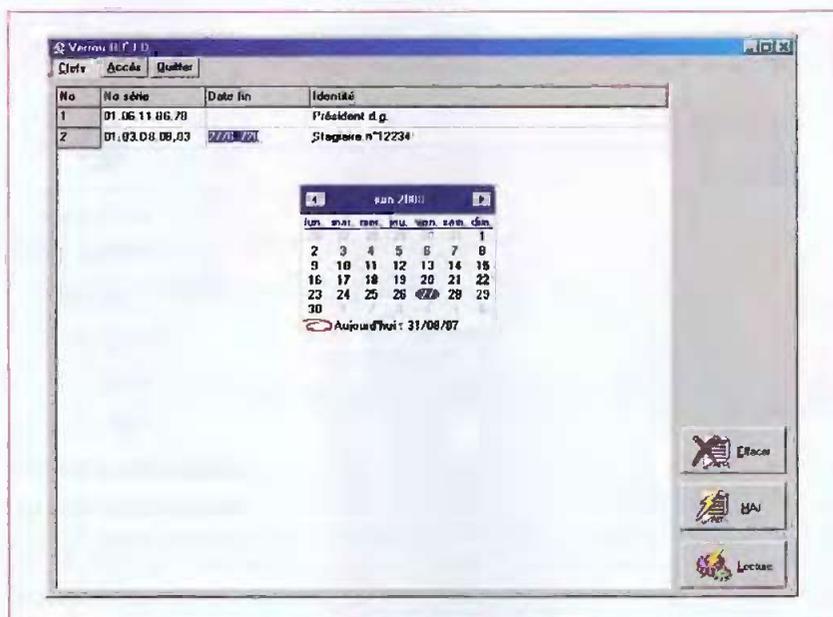
- soit le tag n'est pas connu et la led rouge s'allume.

La mémorisation de nouveaux tags se fait en appuyant sur le bouton poussoir pendant trois secondes. Une led clignote alors :

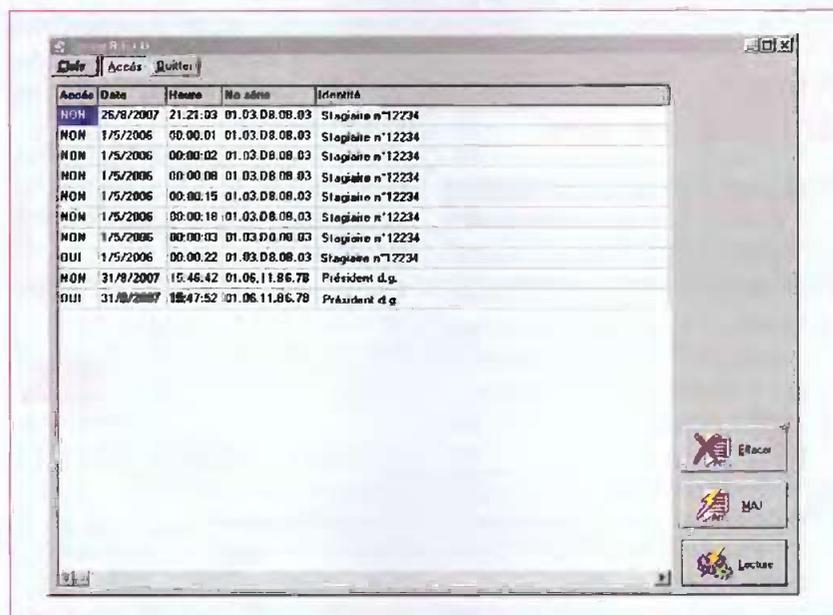
- verte, si c'est le premier tag (mémoire totalement vide). Le premier tag compatible est mémorisé d'office et la led s'éteint.
- rouge en temps normal jusqu'au



2



3 Insertion d'une date limite avec le logiciel sur PC



4 Historique des passages de deux tags

passage d'un premier tag déjà en mémoire dans la serrure. La led verte s'allume ensuite jusqu'au passage de la nouvelle clé à enregistrer.

La sécurité du système est donc constamment maintenue par la validation d'une ancienne clé.

Le logiciel « RFIDLock »

L'utilisation du logiciel sur PC (« RFIDLOCK.EXE ») avec la liaison USB n'a ensuite rien d'obligatoire dans le fonctionnement quotidien de la serrure, mais il donne accès à de

nouvelles possibilités :

- lire l'historique des 999 derniers tags présentés (connus ou non),
- supprimer des tags déjà connus et donc leur interdire l'accès,
- vérifier et mettre à l'heure l'horloge interne de la serrure,
- personnaliser chaque tag (identité du détenteur)
- fixer une date limite de validité pour chaque tag.

La figure 3 nous donne un aperçu du réglage de la date limite du tag n°2. Il suffit de cliquer sur la case à modifier (date ou nom) et d'appuyer sur

« Entrée » à chaque fois pour valider. Les modifications faites, la mémoire de la serrure doit être mise à jour en cliquant sur le bouton « Maj ».

De même, à chaque « démarrage » du logiciel, il faut cliquer sur le bouton « Lecture » pour lire le contenu de la serrure par la liaison USB. Seule l'heure et la date sont lues et vérifiées automatiquement.

Le bouton « Effacer » supprime, soit la totalité de l'historique, soit la clé déjà sélectionnée dans la liste, en fonction de l'onglet en cours.

Fonctionnement logiciel

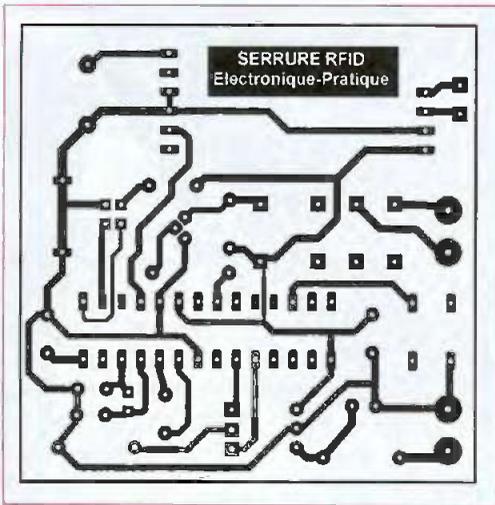
C'est certainement la partie cachée de l'iceberg (du moins en période de mise au point). Les 32 ko de mémoire « flash » permettent bien des choses, même si une grande partie de cet espace est réutilisé pour le stockage des clés et l'historique des passages (figure 4). Le code exécutable est sur le site Internet d'Électronique Pratique. Deux versions vous sont proposées suivant le contrôleur utilisé :

- PIC18F2550 par défaut
- PIC18F2455 comme second choix avec moins d'espace mémoire.

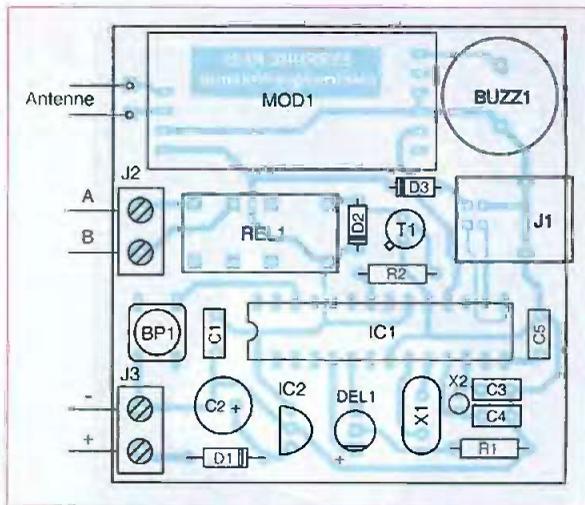
Le programme est bâti autour de la trame proposée par Microchip pour sa carte de démonstration « PICDEM Full Speed USB ». Celle-ci permet de réaliser facilement une liaison USB 2.0 en utilisant le driver fourni avec la carte (« MCHPUSB.SYS »).

Entièrement écrit en langage C, ce projet a été construit avec la plateforme MPLAB 7.2 et son compilateur C18. Les lecteurs qui voudront approfondir le sujet ou modifier les fonctions de la serrure, trouveront l'ensemble des fichiers sources sur le site Internet de la revue. La plupart ne sont dédiés qu'à la gestion du bus USB, seuls quelques-uns sont spécifiques à la serrure :

- « user.c » contient le programme principal et tout l'enchaînement de toutes les fonctions de la serrure en utilisation normale ou en liaison PC USB.
- « memoire.c » contient les procédures d'écriture et d'effacement de la mémoire « flash ».
- « interrupt.c » renferme les routines de service des interruptions, comme celle du timer1 utilisée pour avoir



5



6

l'heure, la date et faire le clignotement des leds.

- « user.h » contient les déclarations spécifiques au montage (entrées/sorties, constantes, etc.).

- « usbdsc.c » concerne la partie de la trame USB contenant les chaînes de caractères identifiant l'appareil sur le réseau USB (descripteur). C'est ici que sont écrits les « Vendor Id » et « Product Id » de Microchip. Il vous faudra mettre votre propre numéro officiel d'enregistrement USB en cas d'utilisation intensive.

Voici encore quelques précisions pour les lecteurs qui voudront adapter le programme à leurs propres besoins. Il convient de savoir que le programme principal est bâti sous la forme d'une boucle sans fin (procédure « ProcessIO » dans « user.c »). L'état du module USB est ainsi vérifié à chaque passage et cette boucle doit être ralentie le moins possible sous peine de bloquer un éventuel processus USB.

Le programme utilise donc des sémaphores pour indiquer l'état de la serrure et des procédures d'interruptions (très rapides) pour l'heure et la liaison « série » du module RFID.

La variable « etat » joue ainsi un rôle important et peut indiquer plusieurs choses :

- un tag valide vient d'être lu (bit RFI-DOK à 1).
- la serrure est en mode « apprentissage » d'un nouveau tag et attend un premier tag connu (bit MODELEARN1 à 1).
- la serrure est en mode « apprentissage » et attend le nouveau tag

inconnu (bit MODELEARN2 à 1).

De la même façon, la variable « ordre » est utilisée pour la liaison USB. Le PC et la serrure échangent une trame de 32 octets, à l'initiative du PC, qui signale ses intentions par la valeur du premier octet transmis.

- ordre = 0x58 pour écrire 28 octets en mémoire flash à l'adresse fournie.
- ordre = 0x55 pour effacer un bloc de 64 octets en mémoire flash.
- ordre = 0xC5 pour lire l'heure et la date du PIC.
- ordre = 0xCA pour écrire l'heure et la date en mémoire RAM.

Le PIC répond à chaque fois avec une trame commençant par « 0xAA ».

Réalisation

Le module

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont représentés en figures 5 et 6.

Un foret de $\varnothing 0,8$ mm doit être utilisé pour l'ensemble du montage, sachant que c'est vraiment le diamètre maximum pour les pastilles les plus fines. Seules les pattes du relais, des connecteurs, du bouton poussoir et surtout de la fixation du connecteur USB doivent être agrandies.

Le méplat de la led bicolore doit être orienté « côté extérieur » du circuit imprimé. Dans notre cas, les pattes de la led ont été soudées assez longues et pliées à 90° pour que la lumière soit visible sur un côté du boîtier au travers d'un trou de $\varnothing 5$ mm.

Ne pas oublier de bien fixer le boîtier du connecteur USB, au besoin en ajoutant une goutte de résine.

Nomenclature

Résistances

- R1 : 470 Ω
- R2 : 10 k Ω

Condensateurs

- C1 : 1 μ F (0,1 μ F minimum)
- C2 : 220 μ F/25 V
- C3, C4 : 27 pF
- C5 : 150 nF

Semiconducteurs

- T1 : 2N2222
- D1, D2, D3 : 1N4148
- Del1 : led bicolore
- IC1 : PIC18F2550 (version différente disponible pour le 18F2455)
- IC2 : 78L05

Divers

- X1 : quartz 4 MHz
- X2 : quartz pour horlogerie 32.768 kHz
- MOD1 : module récepteur RFID UM005 (Lextronic)
- REL1 : relais miniature pour circuit imprimé, bobine 5 V, contact 2 A (20 x 10 x 10 mm)
- BP1 : bouton poussoir miniature
- BUZZ1 : mini buzzer (avec oscillateur intégré)
- J1 : connecteur USB pour circuit imprimé
- J2, J3 : bornier à vis deux conducteurs
- Antenne bobinée pour module UM005
- Boîtier carré 70 x 70 mm (type rayon électrique)
- ...sans oublier quelques tags RFID au format de votre choix utilisant la technologie « Unique » (et le module UM005).

La bobine

Le module haute fréquence du lecteur UM-005 est prévu pour fonctionner sur une fréquence précise de 125 kHz. Les caractéristiques de la bobine servant d'antenne doivent



Adresse	Valeur
300000h	30h
300001h	02h
300002h	28h
300003h	1Eh
300005h	01h
300006h	81h

Tableau A
Les mots de configuration du PIC

donc être respectées. En particulier, son inductance qui doit être proche de 1 mH (1 milli-Henry) et sa résistance d'une quinzaine d'ohms.

À cela, deux solutions :

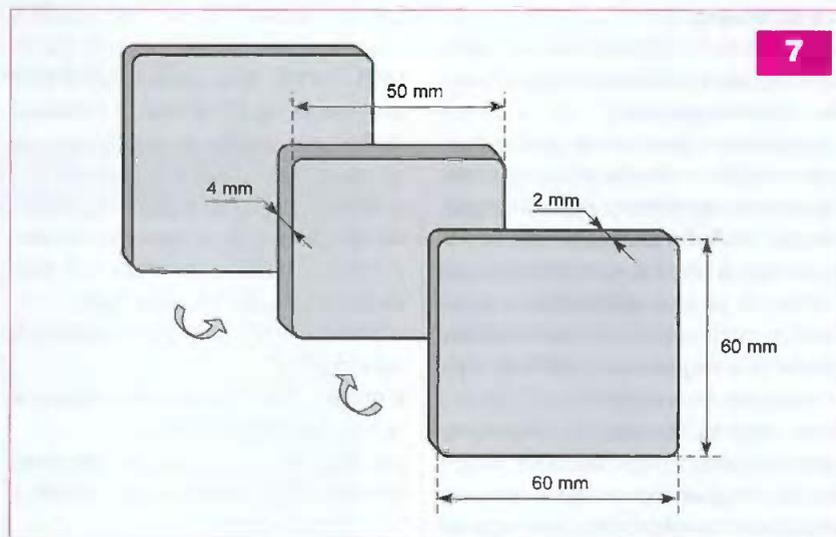
- **Se procurer la bobine chez Lextronic**
Disponible en deux dimensions (ANT-RFID1 = 25 mm et ANT-RFID2 = 53 mm), c'est une bobine plate constituée simplement de fil émaillé collé. Il faut la protéger ou la noyer dans un peu de résine au moment de l'intégration dans le boîtier pour éviter toute coupure du fil (photo A).

- **Se faire sa bobine soi-même**
Il faut tout d'abord assembler le mandrin du bobinage qui aura l'avantage d'être ajusté aux dimensions du boîtier. Une plaque de plexiglas (ou autre) de 50 x 50 mm et de 4 mm d'épaisseur sert de noyau. Elle est enserrée par deux plaques d'époxy de 60 x 60 mm. Il faut ensuite faire non moins de cent tours avec du fil émaillé de 0,3 mm (photo B).

La figure 7 donne les dimensions du mandrin (testé et approuvé).

La programmation

Le PIC18F2550 n'est pas aussi facile à programmer qu'un PIC16F84. Le



logiciel « ICPROG », par exemple, ne le supporte pas (encore). Si vous disposez d'un programmeur simplifié, il vous faudra utiliser le logiciel « WinPIC », sous réserve qu'il soit compatible. La meilleure solution est encore l'emploi d'un débogueur/programmeur officiel comme l'ICD2 de Microchip (ou plus).

Quoi qu'il en soit, si vous n'êtes pas équipés de ce type de matériel, l'auteur pourra vous dépanner par envoi de vos composants, accompagnés d'une enveloppe auto adressée (le contacter par mail auparavant).

Si vous utilisez un programmeur autre que l'ICD2 (ou ICE...), pensez à vérifier les valeurs des octets de configuration.

Vous devez absolument retrouver les valeurs du tableau A, en relisant la mémoire du PIC fraîchement programmé. Dans le cas contraire, rien

ne pourra fonctionner.

Deux fichiers exécutables sont disponibles sur le site Internet de la revue : « serrure_2550.hex » et « serrure_2455.hex ».

La version pour le PIC18F2455 est donnée uniquement pour dépanner les lecteurs qui auraient des difficultés à s'approvisionner en 2550...

La taille mémoire étant moins importante, seule la moitié des passages sera stockée.

Fonctionnement et utilisation

Le montage doit être opérationnel dès la dernière soudure effectuée. Mais cela ne signifie pas qu'il ne faut pas le vérifier avant de le mettre sous tension, surtout si vous comptez le raccorder à votre ordinateur.

- qu'il soit alimenté par une source externe (7 à 12 V) ou par la prise USB, un beep doit retentir et la led rouge s'allumer à chaque fois qu'un tag RFID (compatible « Unique ») passe à proximité de l'antenne.

- pour mémoriser le premier tag, appuyer au moins trois secondes sur le bouton poussoir, jusqu'au clignotement de la led verte. Approcher ensuite le tag. Après le beep, la led s'éteint.

- pour mémoriser de nouveaux tags, il faut agir de même, mais il est nécessaire de passer en premier un tag déjà connu.

Le relais prévu sur l'implantation peut commander jusqu'à un ou deux ampères suivant le modèle, il faudra vérifier l'ampérage de la gâche électrique utilisée.

Logiciel RFIDLock et driver USB

Le programme « RFIDLOCK.EXE » accompagné de la librairie « MPUS BAPI.DLL » peut être simplement recopié tel quel dans le dossier de destination.

Il tourne sans problème sous Windows 98SE, 2000 ou XP, à condition d'installer correctement le driver qui lui est associé. Il s'agit du fichier « MCHPUSB.SYS » inclus dans le dossier « Driver_carte ».

Lors de la première connexion du montage à votre PC (si le montage fonctionne), une boîte de dialogue du type « Détection de nouveau matériel » doit apparaître sur l'écran (figure 8).

Il vous faut alors, en principe, cliquer sur « suivant », puis indiquer à l'ordinateur que le périphérique est connu et que son driver se trouve à l'emplacement spécifique de votre choix, c'est-à-dire le dossier « driver_carte ». Le but est de sélectionner le bon driver (« MCHPUSB.SYS », voir figure 9) et de ne pas laisser Windows installer un autre driver générique par défaut. **Remarque importante :** Les utilisateurs de « Windows Vista » devront malheureusement attendre un peu, car ce driver n'est pas compatible.

G. SAMBLANCAT
g.samblancat@free.fr



8 Nouveau matériel détecté



9 Choix du driver

Bibliographie

- « Porte-monnaie et antivol RFID », *Electronique Pratique*, n°311, décembre 2006
- « Initiation à la RFID », *Electronique Pratique*, n°298, octobre 2005
- « S'initier à la RFID, puces sans contact », *Electronique Pratique*, n°319, septembre 2007
- RFID, D.Paret, collection EEA - Editions Dunod

Liens Internet

- <http://www.lextronic.fr> pour vous procurer les composants RFID
- <http://www.netronix.pl>, le site du fabricant des modules (documentations en anglais)
- <http://www.qsl.net/dl4yhf/winpicipr.html> pour tout savoir sur Winpic
- <http://www.id2.cz/jdm2.htm>, schémas de programmeurs JDM
- <http://www.microchip.com>, le site officiel du fabricant
- <mailto://g.samblancat@free.fr> pour écrire à l'auteur

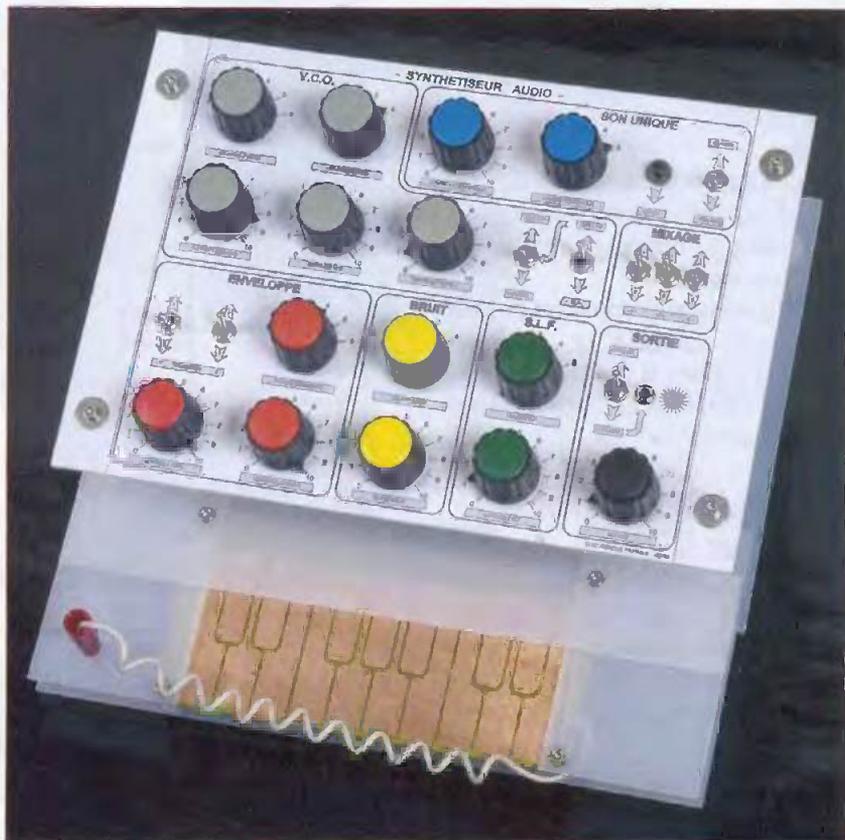
Synthétiseur audio mono-circuit

Avec cette toute nouvelle rubrique « Rétro-circuit », *Électronique Pratique* a une pensée nostalgique pour ses lecteurs qui ont utilisé certains circuits intégrés, très fiables et performants, devenus malheureusement obsolètes.

Dans les années soixante-dix, lorsque l'électronique était encore une discipline magique, les fabricants produisaient des circuits, non remplacés aujourd'hui ou alors au prix d'une platine remplie de puces ou d'un microcontrôleur bien programmé. Nous allons ensemble les faire revivre car, bien que n'étant plus fabriqués, vous pouvez toujours les trouver chez certains revendeurs de composants. Il va de soi que nous sélectionnerons les circuits encore disponibles en grande quantité et offrant les applications les plus attrayantes. Ils sont disponibles auprès de Lextronic et de Saint-Quentin Radio, au prix d'une petite commande assez rapide que vous recevrez chez vous. En cherchant un peu, vous les trouverez également ailleurs. Nous commençons ce mois par l'un des plus célèbres : le SN76477.

Présentation

Ce circuit très sophistiqué à vingt-huit broches intègre tous les modules permettant d'obtenir un synthétiseur audio capable de produire toutes sortes de sons n'ayant pour limites que celles de votre imagination. Pour exemple, citons toutes les sirènes, cornes de brume, machines à vapeur, sifflets, bruits de moteurs diesel, coups de feu, souffles du vent, etc. Nous avons développé une réalisa-



tion complète, permettant d'accéder à toutes les fonctions et mettant à profit un petit clavier rudimentaire d'une octave et demie, transposable à souhait et sans aucun réglage.

Structure interne

La figure 1 montre la structure interne du SN76477. En l'observant, vous remarquerez les blocs de fonctions et comprendrez mieux le fonctionnement de l'appareil terminé.

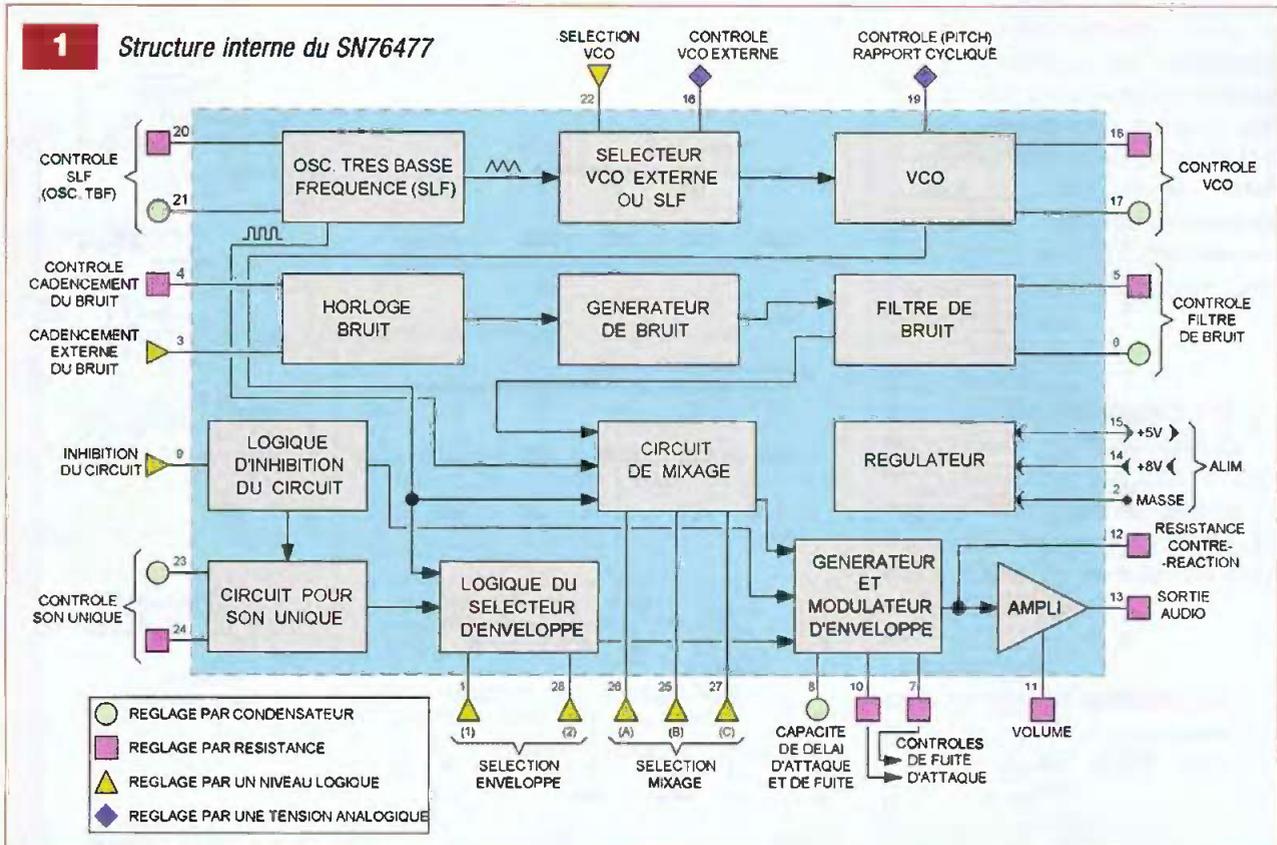
Voici une énumération des différents modules intégrés et indispensables à la conception d'un synthétiseur audio.

- **Le régulateur.** Il fournit la tension d'alimentation de + 5 V à partir d'une tension de + 7,5 V à 9 V.
- **L'oscillateur très basse fréquence (SLF).** Il travaille normalement dans une gamme de fréquences comprise entre 1 Hz et 30 Hz, mais peut « monter » bien plus haut (20 kHz).
- **L'oscillateur contrôlé en tension**

(VCO). Il génère une fréquence dépendant de la tension appliquée sur son entrée. Elle peut provenir du SLF ou de l'entrée externe. Le rapport cyclique du signal carré en sortie peut être ajusté entre 18 % et 50 %.

- **L'horloge du générateur de bruit.** Comme son nom l'indique, elle fournit des impulsions destinées à cadencer le générateur de bruit.
- **Le générateur de bruit.** Il produit un bruit « blanc » pseudo-aléatoire, impérativement filtré avant utilisation.
- **Le circuit de mixage.** Il sert à mélanger les différentes fonctions. Il est ainsi possible d'en utiliser une ou plusieurs simultanément (SLF, VCO et bruit).
- **La logique d'inhibition.** Selon le niveau logique sur son entrée, ce circuit active ou désactive le son. Cette fonction est très utile pour générer des sons uniques (sifflets, coups de

1 Structure interne du SN76477



feu, etc.), mais également pour des notes sur le clavier. Le son est produit en tenant compte des paramètres d'enveloppe du signal.

- **Le circuit pour son unique.** Nous l'avons abordé ci-dessus. La durée maximale peut atteindre dix secondes.

- **Le sélecteur d'enveloppe.** Il permet de déterminer comment l'enveloppe du signal est appliquée en sortie du circuit de mixage. Nous verrons plus loin, sous forme d'un tableau, comment le paramétrer.

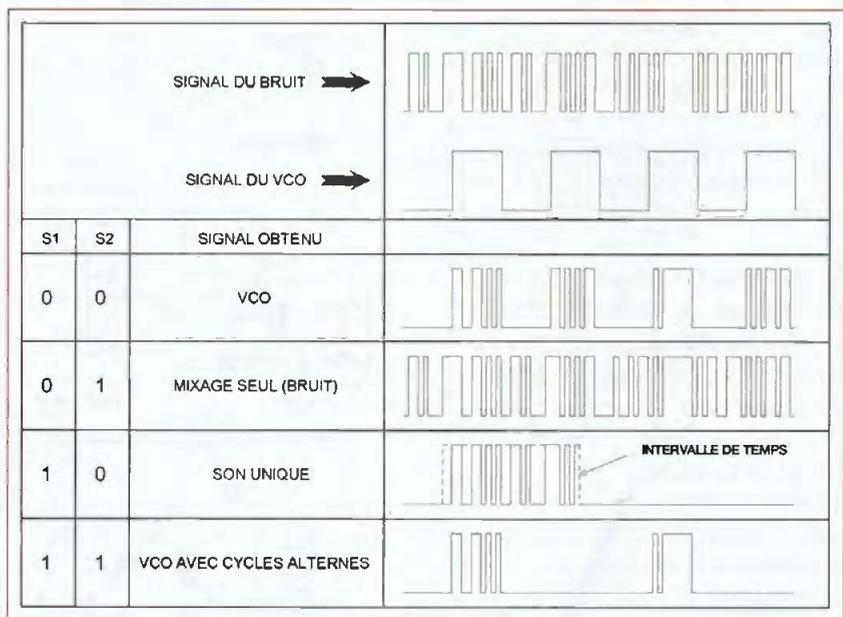
- **Le générateur et modulateur d'enveloppe.** Il détermine l'attaque et la fuite du signal. Autrement dit, le temps de montée et de descente du son.

- **L'amplificateur.** Il constitue un étage de commande pour attaquer un amplificateur plus musclé.

Le fait que plusieurs entrées nécessitent des niveaux logiques ou des tensions analogiques pour modifier le comportement des fonctions correspondantes, il est permis d'envisager une commande du circuit par un microcontrôleur ou par un ordinateur.

Schéma du synthétiseur

La pièce maîtresse de notre réalisation étant le SN76477, vous pouvez



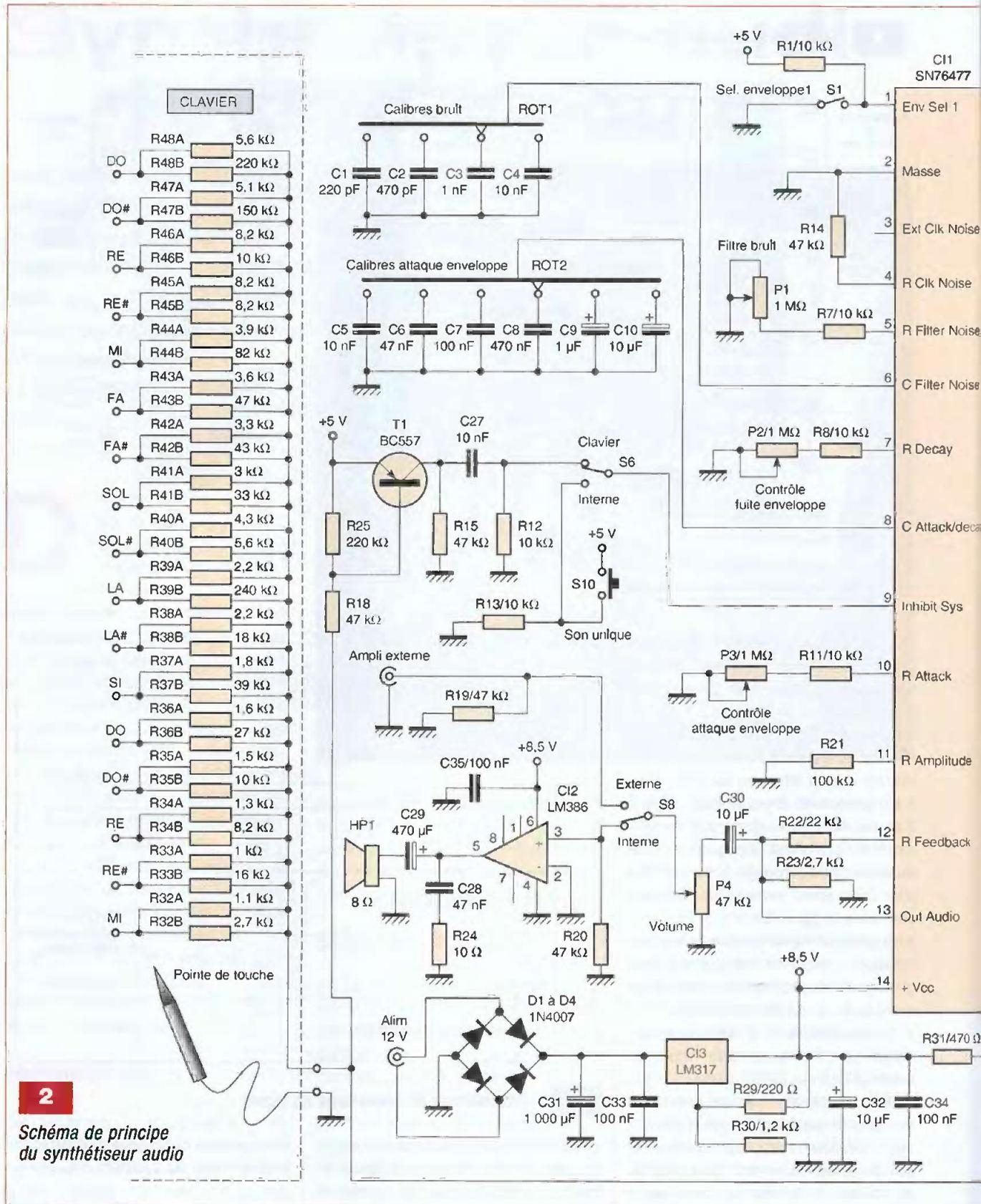
3 Paramétrage de l'enveloppe du signal

constater la place prépondérante qu'il occupe sur le schéma de la figure 2. Hormis l'amplificateur de sortie et l'alimentation, un seul circuit intégré suffit à construire un synthétiseur audio. Les nombreux composants passifs (résistances et condensateurs) qui l'entourent servent à effectuer les réglages des différentes fonctions par l'intermédiaire de commuta-

teurs rotatifs et de potentiomètres sur la face avant du synthétiseur.

Le générateur et filtre de bruit

Le commutateur ROT1 sélectionne un condensateur de C1 à C4 et le potentiomètre P1 ajuste la largeur de la bande passante du filtre passe bas. La résistance R7 constitue une butée.



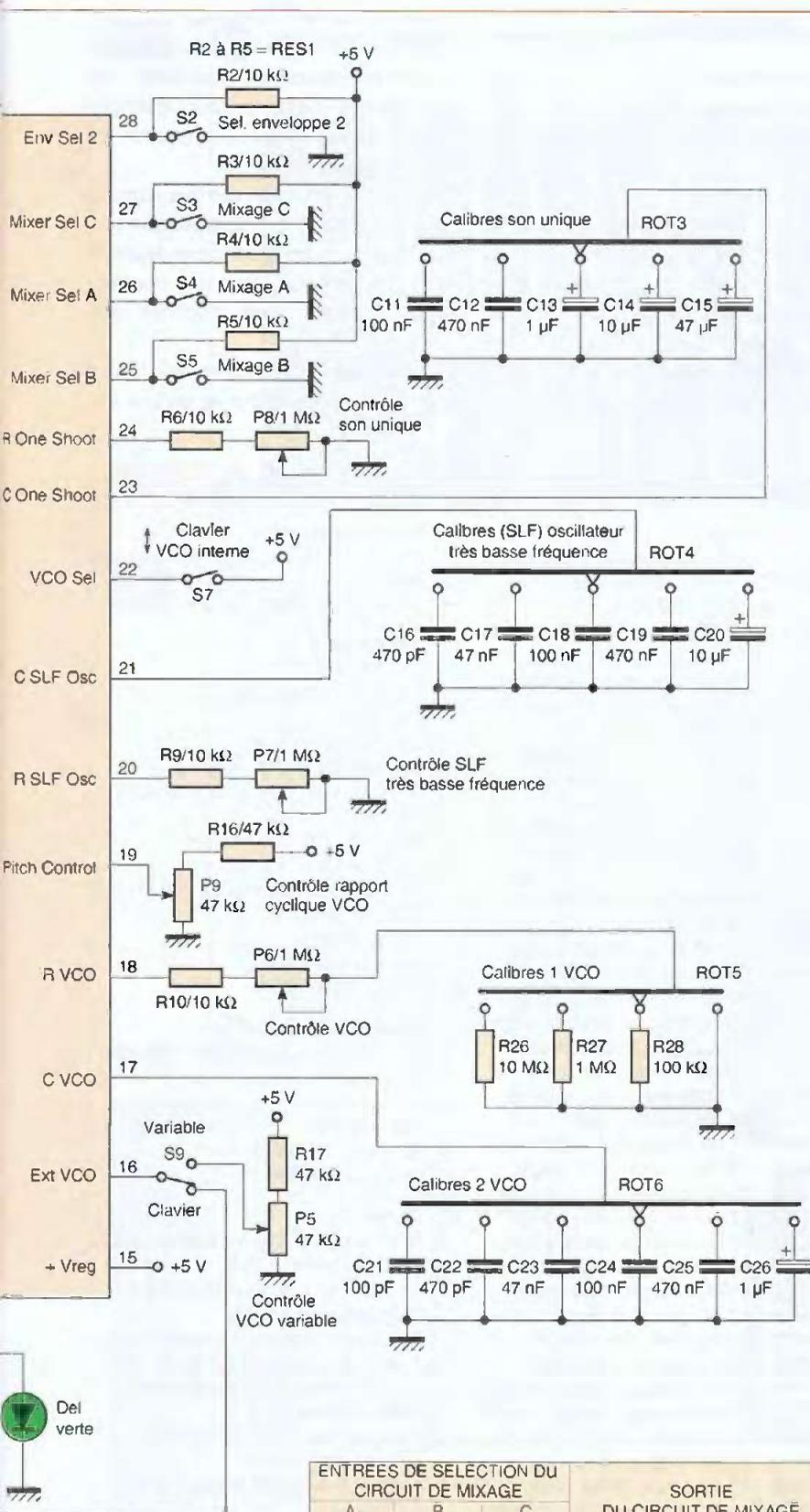
2
Schéma de principe du synthétiseur audio

L'enveloppe du signal

Le commutateur ROT2 sélectionne le calibre par le biais d'un condensateur, de C5 à C10. Le potentiomètre P3 détermine le temps d'attaque,

alors que P2 règle le délai de fuite (extinction du son). Les résistances R8 et R11 servent de butées limites. Les deux interrupteurs S1 et S2 agissent sur des niveaux logiques pour

paramétrer le mode d'enveloppe à appliquer au signal. Le tableau de la figure 3 indique les différentes sélections d'enveloppes possibles appliquées à la sortie du circuit de mixage.



ENTREES DE SELECTION DU CIRCUIT DE MIXAGE			SORTIE DU CIRCUIT DE MIXAGE
A S4	B S5	C S3	
0	0	0	VCO
0	0	1	SLF
0	1	0	BRUIT
0	1	1	VCO & BRUIT
1	0	0	SLF & BRUIT
1	0	1	SLF & VCO & BRUIT
1	1	0	SLF & VCO
1	1	1	INHIBITION

Tableau I
Sélection des fonctions du circuit de mixage

Le circuit de mixage

Il est commandé par les interrupteurs S3 à S5 pour déterminer de quoi sera formé le son. De cette manière, il est permis de mettre en action le « VCO », le « SLF » et le « bruit blanc », simultanément ou selon une combinaison définie par le tableau I. Comme vous pouvez le constater, le son peut même être inhibé.

L'oscillateur à très basse fréquence (SLF)

Le commutateur ROT4 sélectionne un condensateur, de C16 à C20. Celui-ci détermine une gamme de fréquences. Le potentiomètre P7 ajuste finement la période et la résistance R9 fixe la limite.

L'oscillateur commandé en tension (VCO)

C'est une des fonctions essentielles d'un synthétiseur audio. De nombreux organes de commandes permettent de la paramétrer au mieux. Le commutateur ROT6 sélectionne un condensateur, de C21 à C26, alors que ROT5 insère une résistance R26, R27, R28 ou une liaison directe.

La valeur de cette résistance affinée par P6 est limitée en excursion par R10. Ces composants fixent la fréquence minimale selon la formule :

$$f \text{ (Hz)} = 0,64 / (R \times C)$$

Cette fréquence peut varier dans un rapport de 1 à 10 en fonction de l'ajustage par le potentiomètre P5.

Ce dernier détermine la tension du VCO entre 0 et 2,5 V, la résistance R17 fixant cette valeur maximale.

La commande en tension peut également provenir de l'extérieur (clavier ou son unique), ce choix se fait par S6, S7 et S9. Le potentiomètre P9 et la résistance R16 permettent de modifier le rapport cyclique de la même manière, en ajustant une tension comprise entre 0 V et 2,5 V.

Le son unique

Le commutateur ROT3 sélectionne un condensateur, de C11 à C15, celui-ci déterminant une gamme de durées. Le potentiomètre P8 ajuste finement ce délai et la résistance R6 fixe la butée du temps. La durée maximale d'un son unique est approximativement de dix secondes.

Le clavier

Nous nous sommes limités à une octave et demie. Chaque note est déterminée par un couple de résistances montées en parallèle (R32A à R48B) afin d'obtenir une résistance équivalente la plus précise possible. L'action de la pointe de touche, raccordée à la masse, fixe la tension de VCO correspondant à la note désirée. Par réglages du VCO, il est possible de transposer le clavier. Le circuit constitué de T1 et de ses composants périphériques agit sur la commande d'inhibition pour obtenir le silence entre deux notes.

L'enveloppe peut être modifiée à souhait afin d'agir sur les temps de montée et de descente des notes.

L'amplification

Le SN76477 intègre un étage préamplificateur afin de driver directement des transistors de puissance ou un module amplificateur. Nous avons opté pour la seconde solution avec CI2, un traditionnel LM386 bien suffisant pour cette application.

La résistance de contre-réaction R22 est ici directement reliée à la sortie audio de CI1. Le potentiomètre P4 sert à contrôler le volume général.

Le LM386 est utilisé tout simplement selon sa note d'application.

L'inverseur S8 permet de choisir entre l'amplificateur interne (CI2) ou un raccordement externe vers une installation plus puissante (sonorisation, par exemple).

L'alimentation

La tension alternative ou continue traverse un pont constitué des diodes D1 à D4. Après filtrage par C31, nous « attaquons » un régulateur positif ajustable CI3 afin d'obtenir une tension filtrée par C32 de 8,2 V. Cette valeur déterminée par R30 est un bon compromis pour l'amplificateur CI2 et pour alimenter CI1 sur sa broche (14). Ce dernier intègre sa propre régulation à 5 V. Cette tension est disponible sur la broche (15) de CI1 pour servir de référence aux commandes. Les condensateurs C33 à C35 découplent les tensions au plus près des circuits intégrés. La led, limitée en courant par R31, atteste du bon fonctionnement de l'alimentation.

La réalisation

Le synthétiseur « tient » sur un petit circuit imprimé simple face, son clavier additionnel sur un autre. Les dessins des typons sont donnés aux figures 4 et 5.

Effectuer leurs transferts par la méthode photographique.

Après révélation et gravure au perchlorure de fer, percer tous les trous avec un foret de \varnothing 0,8 mm.

Se procurer préalablement les composants pour repérer les trous à alé-

ser à un diamètre supérieur.

Débarrasser les pistes cuivrées de la résine photosensible résiduelle avec un solvant (acétone, par exemple) avant de commencer à souder les composants.

Débuter le câblage par les circuits imprimés. La face avant, qui comporte également des condensateurs et des résistances autour des commutateurs rotatifs, sera préparée ultérieurement.

Souder les composants en tenant compte de leurs tailles et de leur fra-

Nomenclature

Résistances 5 %

R1, R6 à R13 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R2, R3, R4, R5 : RES1 : Réseau de résistances 8 x 10 k Ω
 R14 à R20 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R21 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R22 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R23 : 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)
 R24 : 10 Ω (marron, noir, noir)
 R25 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R26 : 10 M Ω (marron, noir, bleu)
 R27 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R28 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R29 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R30 : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge)
 R31 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R32A : 1,1 k Ω (marron, marron, rouge)
 R32B : 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)
 R33A : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R33B : 16 k Ω (marron, bleu, orange)
 R34A : 1,3 k Ω (marron, orange, rouge)
 R34B : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R35A : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
 R35B : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R36A : 1,6 k Ω (marron, bleu, rouge)
 R36B : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R37A : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge)
 R37B : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
 R38A : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R38B : 18 k Ω (marron, gris, orange)
 R39A : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R39B : 240 k Ω (rouge, jaune, jaune)
 R40A : 4,3 k Ω (jaune, orange, rouge)
 R40B : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R41A : 3 k Ω (orange, noir, rouge)
 R41B : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R42A : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R42B : 43 k Ω (jaune, orange, orange)
 R43A : 3,6 k Ω (orange, bleu, rouge)
 R43B : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R44A : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)
 R44B : 82 k Ω (gris, rouge, orange)
 R45A : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R45B : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R46A : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R46B : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R47A : 5,1 k Ω (vert, marron, rouge)
 R47B : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
 R48A : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R48B : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)

Potentiomètres

P1, P2, P3, P6, P7, P8 : 1 M Ω à courbe linéaire
 P4, P5, P9 : 47 k Ω à courbe linéaire

Condensateurs

C1 : 220 pF
 C2, C16, C22 : 470 pF
 C3 : 1 nF
 C4, C5, C27 : 10 nF
 C6, C17, C23, C28 : 47 nF
 C7, C11, C18, C24, C33, C34, C35 : 100 nF
 C8, C12, C19, C25 : 470 nF
 C9, C13, C26 : 1 μ F/25 V
 C10, C14, C20, C30, C32 : 10 μ F/25 V
 C15 : 47 μ F/25 V
 C21 : 100 pF
 C29 : 470 μ F/25 V
 C31 : 1000 μ F/25 V

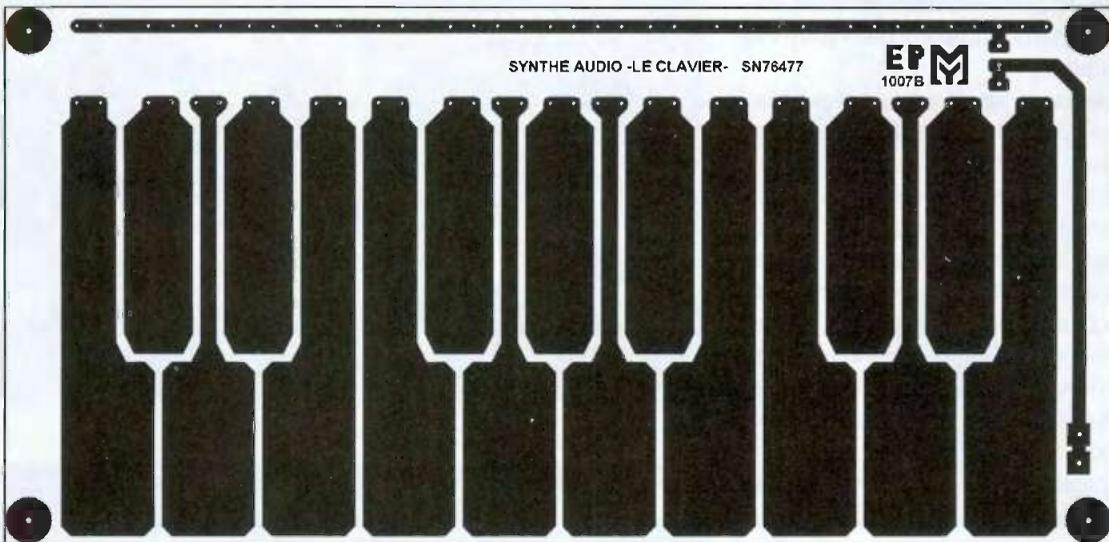
Semi-conducteurs

CI1 : SN76477 (voir texte, St Quentin Radio ou Lextronic)
 CI2 : LM386
 CI3 : LM317T
 D1 à D4 : 1N 4007
 Led : 5 mm verte

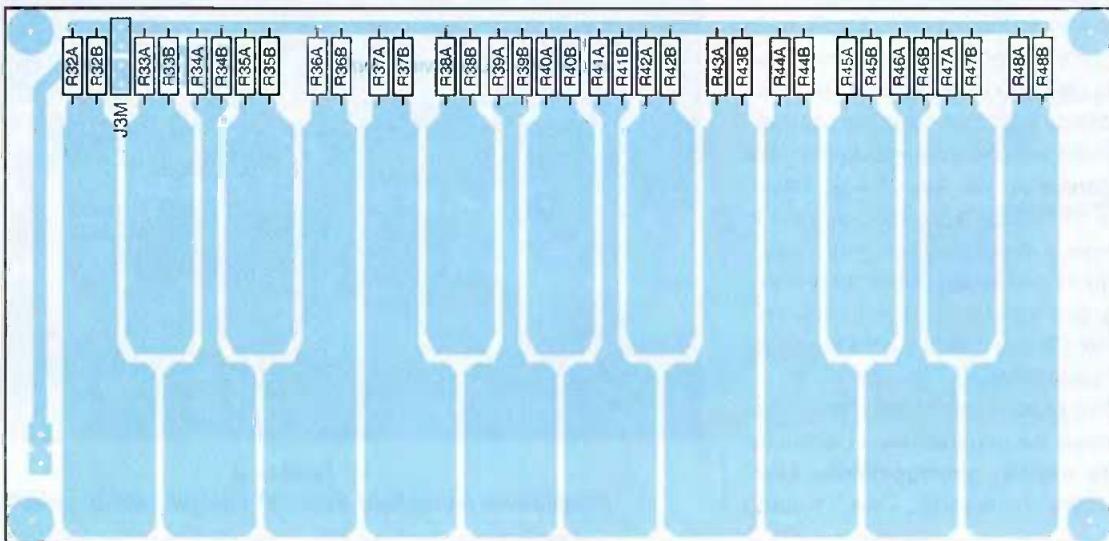
Divers

ROT1 à ROT6 : Commutateurs rotatifs 2 x 6 positions
 S1 à S9 : Inverseurs unipolaires à deux positions stables
 S10 : Bouton poussoir à contact « travail »
 1 embase d'alimentation de 2,1 mm
 J1, J2, J3 : Barrettes sécables SIL mâles et femelles
 1 support de circuit intégré large à 28 broches
 1 support de circuit intégré à 8 broches
 1 dissipateur thermique pour TO220 type ML26
 1 bornier à 2 vis au pas de 5,08 mm
 1 haut parleur de 8 W (2 Watts ou plus)
 Fils souples et rigides de faible diamètre
 1 pointe de touche (fiche banane ou autre)
 Visserie et entretoises filetées diamètre 3 mm

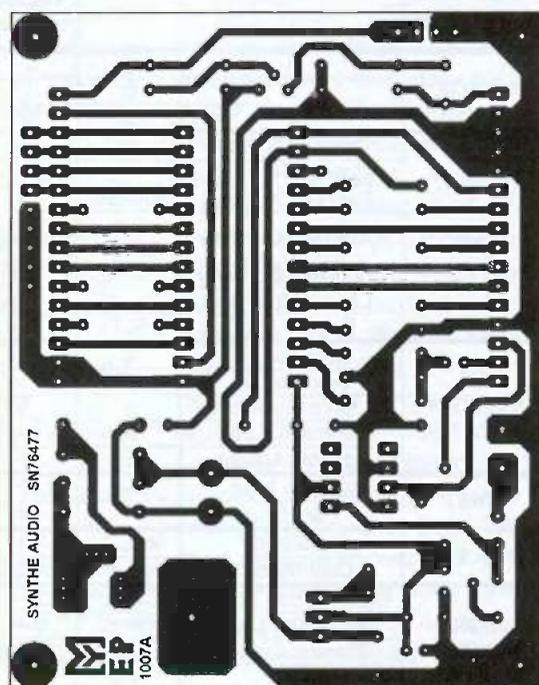
4



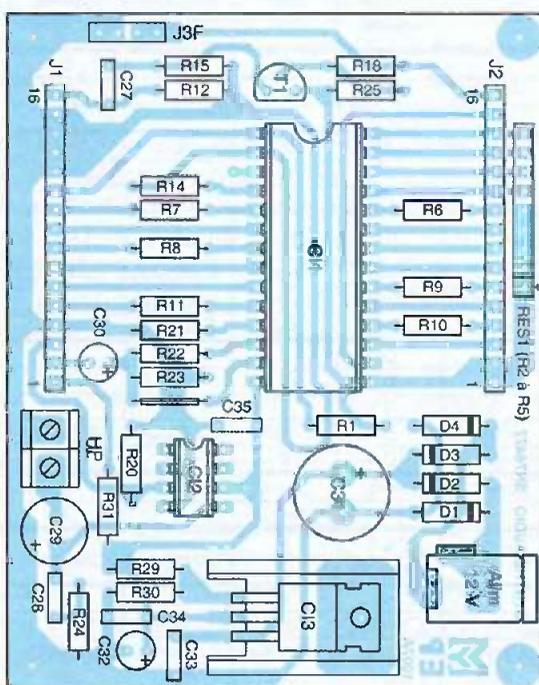
6



5



7



gilité tout en suivant scrupuleusement les implantations des figures 6, 7 et photo A.

Commencer par placer le strap à côté de R23. Câbler ensuite les résistances, les diodes, les supports de circuits intégrés, le réseau de résistances RES1, les connecteurs J1 à J3 constitués de broches de barrettes sécables SIL femelles, les condensateurs au mylar, le transistor, le bornier à vis, l'embase d'alimentation, les condensateurs chimiques et le régulateur vissé sur son dissipateur thermique.

Le câblage de la façade ne pose pas de problème particulier, mais requiert de la patience et du soin.

La figure 8 donne la sérigraphie de la face avant à l'échelle 1:1. Il suffit de la photocopier et de la coller avec une colle repositionnable. Une pellicule plastique adhésive transparente supplémentaire peut protéger l'ensemble et donner un bel aspect à la réalisation. La façade a été conçue avec le logiciel « FrontDesigner » à propos duquel nous avons publié un article il y a quelques mois (EP n°305, mai 2006). Ce logiciel est commercialisé par Lextronic.

Commencer par fixer tous les organes de commandes : commutateurs rotatifs, potentiomètres, interrupteurs inverseurs, led, bouton

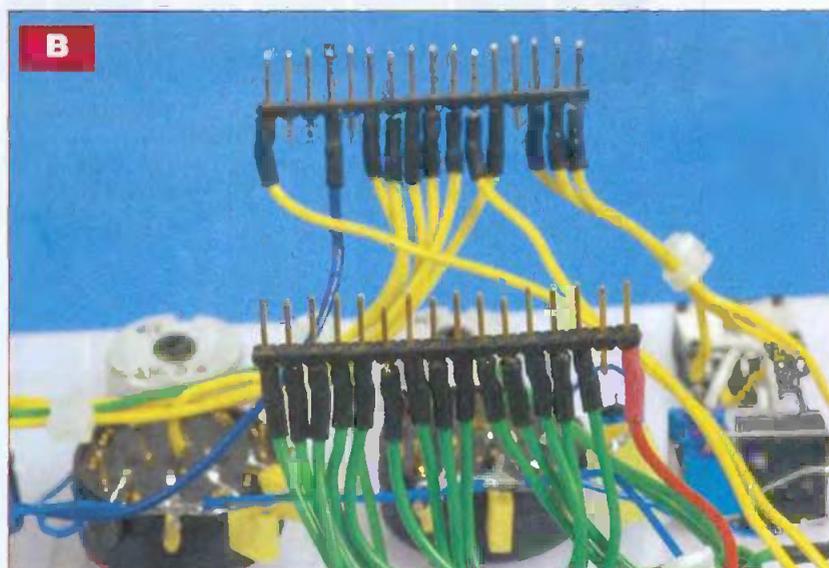
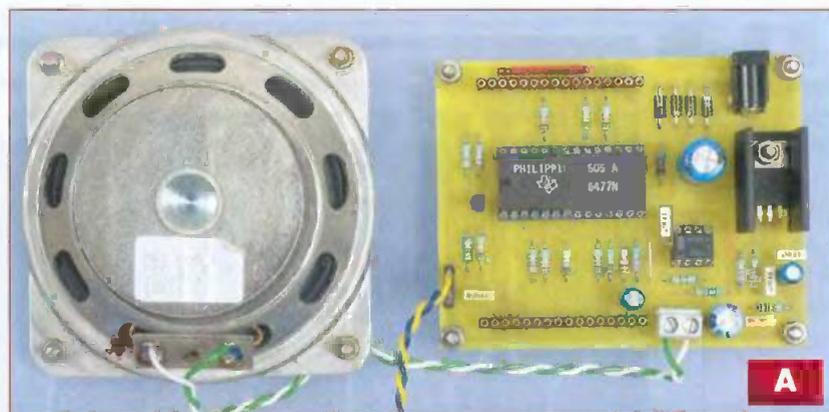
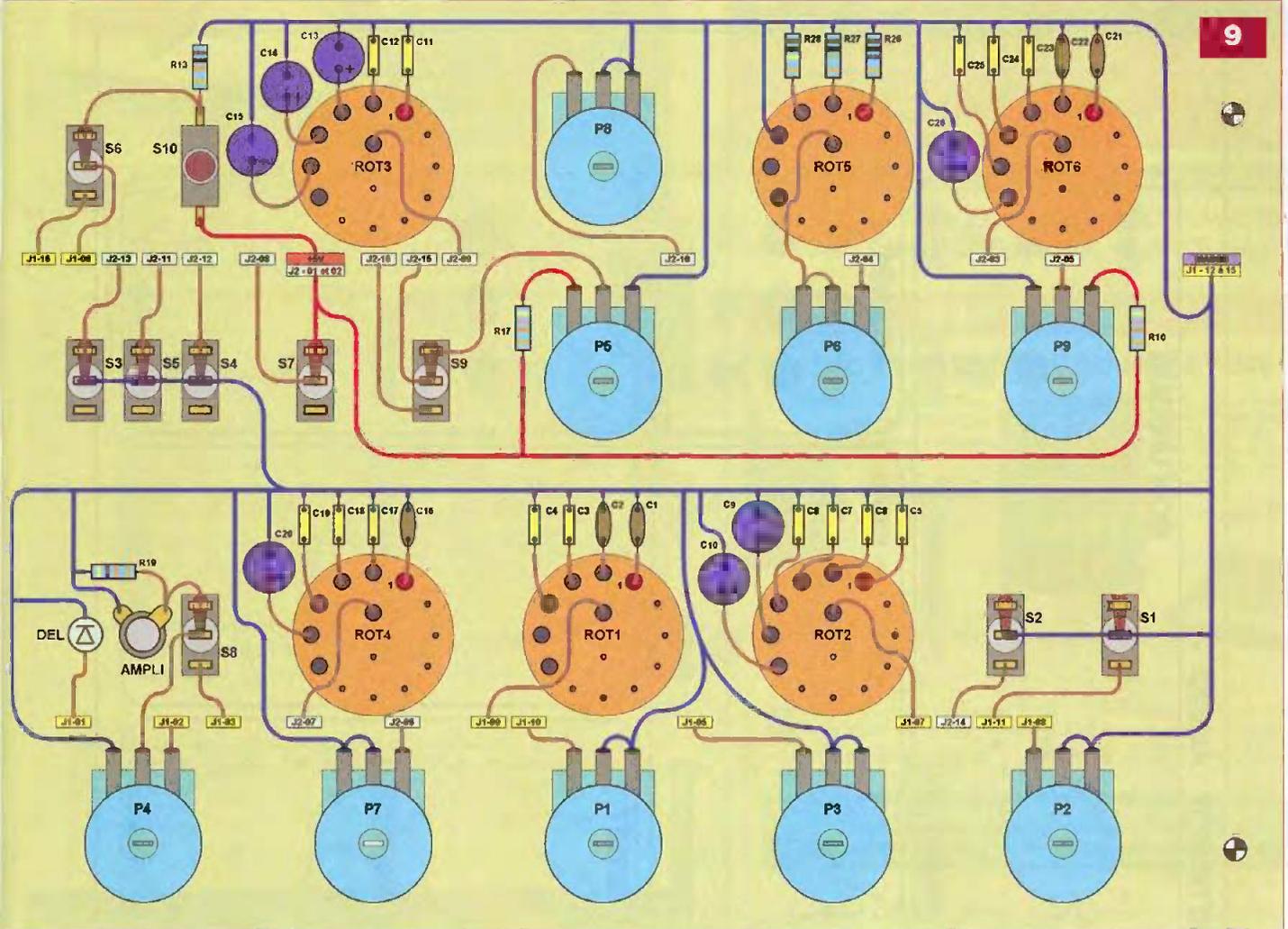


Tableau II
Commandes permettant d'obtenir quelques bruits spécifiques

COMMANDES \ BRUITS		Sirène	Tracteur ou diesel	Train à vapeur	Clavier	Clavier Vibrato	Sifflet aigu	Réacteur décollage	Rafale mitrailleuse
MIXAGE	A	0	0	0	0	0	0	1	0
	B	0	0	0	0	1	0	1	0
	C	0	1	1	0	1	0	0	1
VCO	Calibre (C) VCO	3	4	X	3	3	2	2	X
	Calibre (R) VCO	4	2	X	3	3	4	4	X
	Rapport Cyclique	variable	5	X	7	7	9	9	X
	Contrôle VCO (Int.)	9 à Maxi.	5	X	10	10	4	4	X
	Contrôle VCO (Ext.)	X	X	X	X	X	X	X	Variable
	Clavier / Variable Externe / SLF	SLF	SLF	X	Clavier Externe	Clavier Externe	SLF	Variable Externe	X
ENVELOPPE	Sélection (1)	0	1	0	0	0	1	1	1
	Sélection (2)	0	1	1	0	0	0	0	0
	Calibre Enveloppe	5	5	X	3	3	4	5	4
	Contrôle Fuite	10	10	X	5	5	10	10	6 ou 7
	Contrôle Attaque	0	0	X	0	0	5	10	0
BRUIT	Calibre Bruit	X	2	3	X	X	X	2	1
	Filtre Bruit	X	4	2	X	X	X	4	7
SLF	Calibre SLF	4 ou 5	3	4	X	2 à 4	4	X	2
	Contrôle SLF	Variable	Variable	Variable	X	Variable	1	X	3
SON UNIQUE	Contrôle Son Unique	X	X	X	X	X	9	5	6
	Calibre Son Unique	X	X	X	X	X	3	5	3
	Clavier / Continu	Clavier	Clavier	Clavier	Clavier	Clavier	Continu	Continu	Continu
	Action	non	non	non	non	non	oui	oui	oui



poussoir et embase selon le plan de la figure 9. Placer ensuite les condensateurs et les résistances en respectant leurs sens et leurs valeurs. Souder quatorze fils souples d'environ vingt-cinq centimètres d'une même couleur sur le connecteur mâle J1 et d'une autre couleur sur J2 (photo B). S'aider en les maintenant dans un petit étau. Raccorder alors chaque fil à son emplacement.

Les repères de la figure sont très explicites : « J2-13 » signifie que le fil provient de la broche 13 du connecteur J2. Prévoir l'emplacement de la platine pour raccourcir les fils (coupés trop courts, ils devront être remplacés !).

Pour terminer, il suffit d'embrocher les connecteurs respectifs et de fixer la façade, le fond, le clavier, etc. à l'aide d'entretoises filetées, de vis et d'écrous (voir les photos de la maquette).

Mise en service

Si ce n'est pas déjà fait, effectuer un contrôle du sens des composants polarisés, une erreur pourrait être fatale à la pièce concernée. Il s'agit notamment des diodes, de la led, des condensateurs chimiques et des circuits intégrés.

Il est également indispensable de vérifier qu'il ne subsiste aucune erreur de câblage : examiner la valeur des composants, tout comme le bon état des soudures, des pistes cuivrées et des liaisons filaires.

Une fois ces contrôles rigoureux effectués, le synthétiseur audio mono-circuit doit fonctionner sans le moindre réglage.

Il suffit de le mettre sous tension à partir d'une alimentation alternative ou continue n'excédant pas 12 V et de commencer les essais à faible volume.

Utilisation

Ce synthétiseur est capable de créer artificiellement la plupart des sons environnants et ceux de votre imagination. Le nombre important d'organes de commandes en façade peut paraître déroutant, mais après quelques manipulations et un peu d'entraînement, vous parviendrez aisément à reproduire les sons désirés.

Pour guider vos premiers pas, vous trouverez, dans le tableau II, les réglages permettant d'obtenir certaines sonorités recherchées. Les repères des potentiomètres et des commutateurs font référence à ceux inscrits sur la sérigraphie de la face avant de la figure 8. Cette première réalisation de la rubrique « Rétro-Circuit » trouvera sa place partout où les bruitages sont nécessaires : sonorisation, cinéma amateur, etc.

Y. MERGY

- SYNTHETISEUR AUDIO -

V.C.O.

CLIBRES (C) VCO

CLIBRES (R) VCO

RAPPORT CYCLOQUE

CONTROLE VCO

SON UNIQUE

CLAVIER

ACTION

CONTINU

CALIBRE SON UNIQUE

MIXAGE

CLAVIER

VARIABLE

EXTERNE

S.F.

S.L.F.

CLAVIER

CLIBRE S.L.F.

CONTROLE S.F.

ENVELOPPE

SELECTION -1-

SELECTION -2-

CALIBRE ENVELOPPE

CONTROLE FUIITE

BRUIT

CLAVIER

CALIBRE BRUIT

FILTRE BRUIT

SORTIE

AMPLI INT

AMPLI EXT

VOLUME

ELECTRONIQUE PRATIQUE (SYM)

Simulateur de présence

En allumant telle ou telle lumière (le soir) ou la radio (la journée), une personne mal intentionnée ne saura pas avec certitude si votre maison est ou non occupée. Ce montage vous aidera à partir l'esprit tranquille lorsque vous quitterez votre habitation.

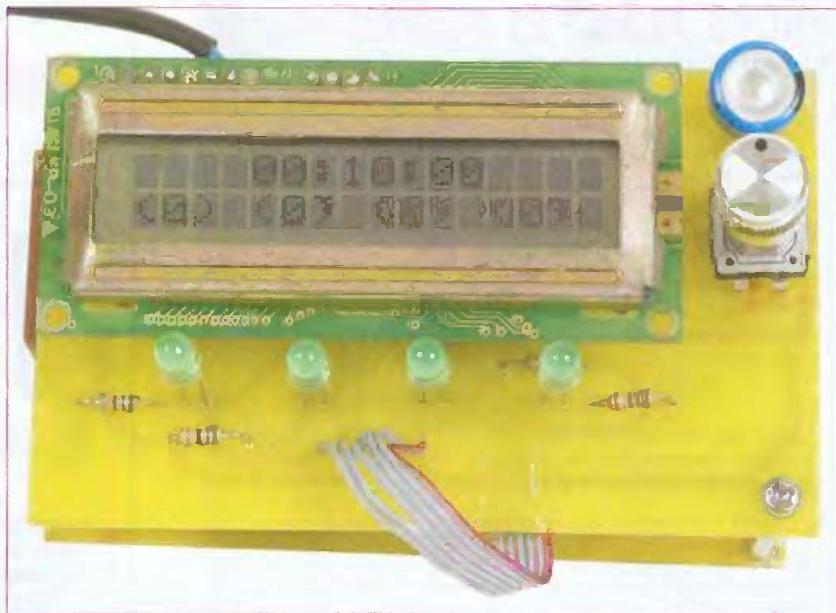
Contrairement à notre précédente étude parue dans *Electronique Pratique* n°316 (mai 2007), la présente réalisation est basée sur l'utilisation d'un microcontrôleur. Lequel n'est rien d'autre qu'un programmeur perfectionné qui vous permettra de commander, à lui seul, quatre appareils différents de manière à donner un peu de vie à votre maison.

Caractéristiques

- Quatre sorties entièrement programmables par relais statiques (aucune partie mobile)
- Interface « utilisateur » simplifiée (système de menus) avec un seul encodeur rotatif et un afficheur LCD
- Jusqu'à huit plages d'allumage-extinction programmables par sortie
- Possibilité d'ajouter une marge d'erreur (pseudo) aléatoire pour modifier les heures de transition d'un jour à l'autre
- Faible consommation (puissance inférieure à 2 watts, module seul)
- Capacité de sauvegarde pour l'horloge en cas de coupure de courant.

Fonctionnement

Comme vous le constaterez en passant à la réalisation, le montage a été



délibérément scindé en deux parties bien distinctes.

D'un côté la « commutation de puissance » reliée au secteur. De l'autre, la partie « commande » regroupant l'horloge et l'interface utilisateur composée d'un afficheur LCD et d'un encodeur rotatif, le tout géré par un microcontrôleur.

La commande

Difficile de ne pas utiliser un microcontrôleur si l'on veut obtenir un montage compact et doté malgré tout d'une certaine souplesse d'utilisation.

La gestion de l'afficheur LCD et l'enchaînement de tous les menus nécessaires demandent de toute façon l'élaboration d'un programme assez conséquent.

Ici, c'est un PIC16F876A qui a été choisi (figure 1).

A cela, plusieurs raisons :

- Modèle peu onéreux et très courant
- Compatible avec de nombreux programmeurs et logiciels (voir JDM et le logiciel ICPROG)
- Jusqu'à vingt-deux entrées-sorties pour tout faire, ce qui est très confortable

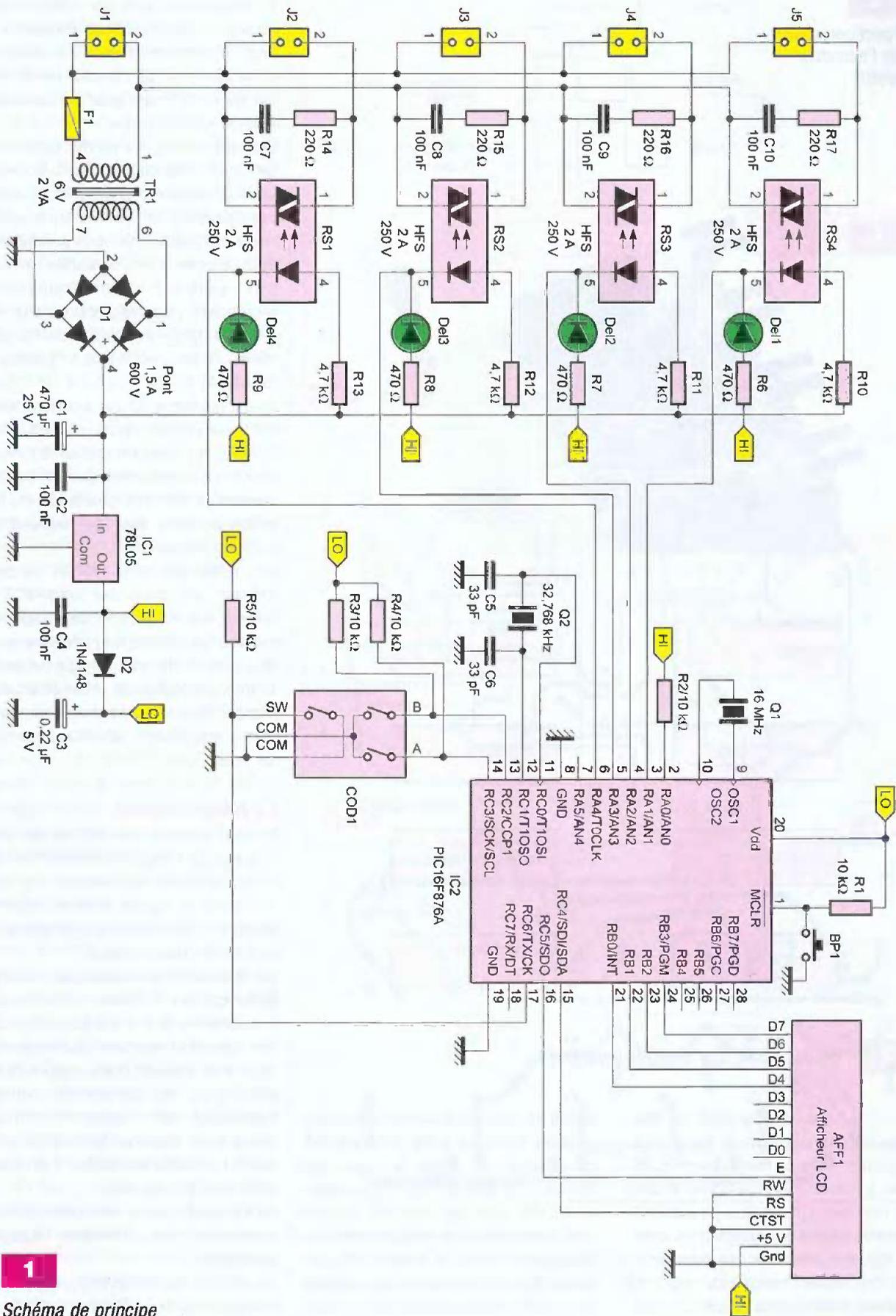
- Compteur spécial utilisable pour la réalisation d'une horloge « temps réel ». Cela permet d'avoir l'heure en utilisant un quartz de type « horlogerie » (même en mode veille)

- Mémoire EEPROM (non volatile) pour stocker durablement les heures programmées pour chaque sortie.

Les quatre sorties utilisées pour contrôler les sorties de « puissance » (RA1 à RA4) sont capables de supporter chacune jusqu'à 25 mA. C'est suffisant pour commander directement les relais statiques de la partie « puissance », ainsi que les leds faisant office de voyants de contrôle.

L'afficheur alphanumérique à deux lignes est utilisé en mode quatre bits. Cela réduit le nombre de connexions à effectuer et le nombre de pattes nécessaires sur le PIC. On n'utilise ainsi que quatre pattes pour les données et deux pour les signaux de contrôles indispensables (RS et ENABLE). Ce type d'afficheur est, de toute façon, le seul à permettre l'affichage de textes à si bon compte, en n'exigeant qu'un faible courant d'alimentation.

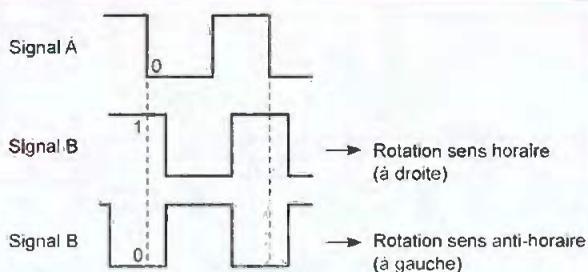
La capacité de sauvegarde C3 et la diode anti-retour D2 permettent de



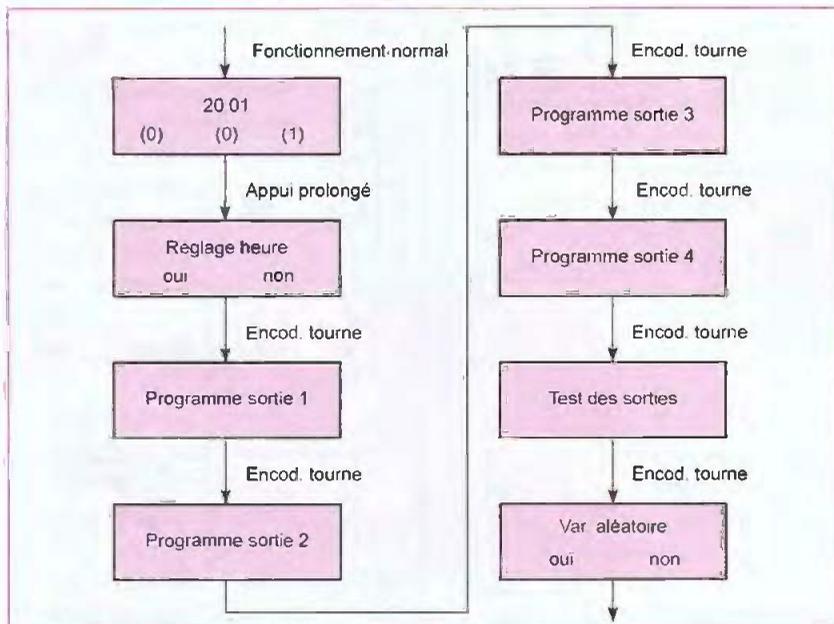
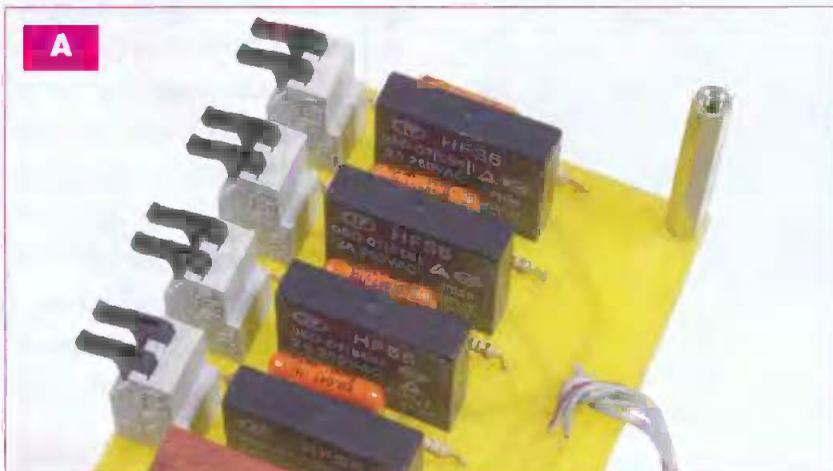
1
Schéma de principe

2

Fonctionnement de l'encodeur rotatif



A



3

Enchaînement des réglages possibles

donner un peu d'autonomie au montage en cas de coupure du secteur. L'horloge « temps réel » devrait continuer à fonctionner une bonne dizaine de minutes. Un bouton poussoir de reset général a été ajouté à cet effet. La figure 2 précise le fonctionnement de l'encodeur rotatif. La patte (A) délivre une impulsion à chaque fraction de tour de l'axe. L'avance (ou le retard) du signal (B) par rapport au

signal de la patte (A) donne le sens de rotation. Enfin, la patte (SW) permet de détecter un appui sur l'axe de rotation. Ce sera le moyen de validation utilisé pour la saisie de chaque valeur nécessaire au déroulement du programme. On lit donc l'état du signal (B) à chaque front descendant de (A). Si (B) est au niveau « haut », l'encodeur tourne dans le sens horaire et inversement.

La puissance

En regroupant tous les étages reliés au secteur, la puissance englobe à la fois le transformateur d'alimentation de la partie « commande » (en 5 V) et les relais statiques pour la commutation de « puissance ».

Les relais statiques permettent d'éviter ceux (plus classiques) à bobines dont la longévité n'est pas toujours satisfaisante (et la consommation non négligeable). Ils nous permettent aussi d'obtenir un montage vraiment très compact. Ces composants regroupent l'équivalent d'un triac et de son opto-triac de commande, dans un seul petit boîtier plastique (photo A).

Une résistance et un condensateur sont nécessaires pour constituer le filtre RC qui évite de polluer le réseau 220 V. En commutant de fortes puissances en une très courte durée, les triacs peuvent être de redoutables sources de parasites.

Les relais statiques utilisés ici permettent de commuter jusqu'à 3 A sous 250 V, en partant des quelques milliampères (sous 5 V) nécessaires à la commande de la led interne. D'autres modèles de relais statiques, compatibles avec le montage, peuvent également monter jusqu'à 16 A/250 V.

Le micro logiciel

Si notre montage ne fait rien de plus que donner l'heure en vérifiant s'il est temps d'allumer ou éteindre une sortie, le micro logiciel (écrit en assembleur) est devenu assez vite imposant lors de sa mise au point.

La tâche est beaucoup plus compliquée que s'il s'agissait d'un simple « réveille-matin ». Il y a ici quatre sorties à gérer et chacune peut avoir jusqu'à huit plages d'allumage-extinction. Tous ces paramètres doivent également être réglés facilement grâce à un système de menus défilants. L'encodeur rotatif et l'afficheur LCD sont là pour cela.

La figure 3 donne une idée de l'enchaînement des différents réglages possibles.

Le premier écran, en haut, à gauche, est celui qui est affiché en utilisation normale. L'heure apparaît sur la ligne du haut et l'état de chaque sortie est

donné sur la ligne du bas (0 = éteint, 1 = allumé).

Comme pour une montre, on entre dans le mode « réglage » en appuyant de façon continue pendant au moins trois secondes sur l'axe de l'encodeur. Il est alors possible de choisir le réglage à effectuer dans l'ordre de la figure 3, en tournant l'encodeur, puis en appuyant sur l'encodeur pour valider. Le processus est toujours le même par la suite : on règle la valeur en tournant l'encodeur, puis on valide en appuyant sur l'axe.

Le mode « Test des sorties » permet de tester rapidement chacune des sorties de « puissance » ainsi que les appareils qui peuvent y être connectés.

Le paramètre « Var. Aléatoire », lorsqu'il est activé, permet de donner un caractère un peu plus naturel au déclenchement des sorties, en ajoutant un décalage aléatoire (une avance). Ce décalage peut aller de zéro à quinze minutes, il est changé toutes les heures.

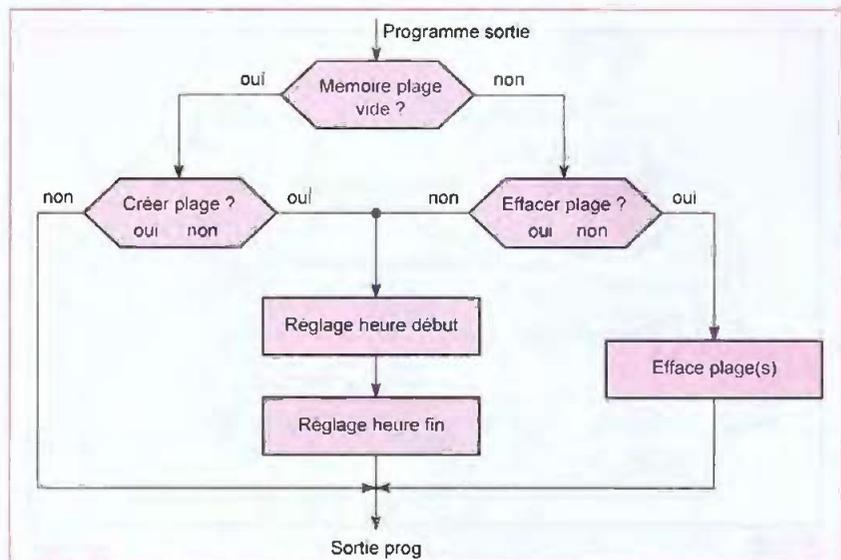
La figure 4 détaille le mode de programmation des sorties qui peuvent avoir chacune jusqu'à huit plages (heure début et heure de fin).

Pour éditer tout cela le plus simplement possible, le logiciel parcourt la mémoire (EEPROM) à la recherche de cases vides. À chaque case vide, il vous propose « Créer une plage ? ». Si vous acceptez, une nouvelle plage est alors créée en mémoire.

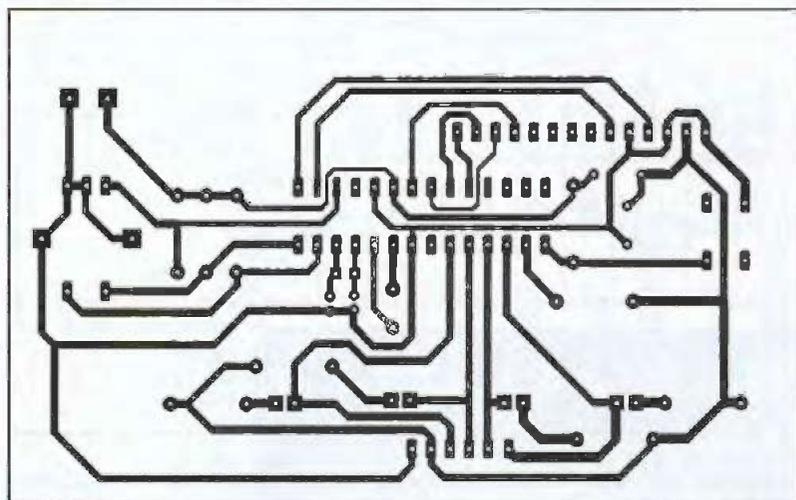
Dans le cas contraire, c'est la fin de la programmation.

S'il trouve une plage déjà programmée, il vous propose « Effacer la plage ? ». Si vous acceptez, toutes les plages à partir de celle-ci sont effacées. Dans le cas contraire, la plage existante est simplement affichée et peut être modifiée au besoin. Grâce à la capacité de sauvegarde C3, l'horloge peut encore fonctionner un bon quart d'heure en cas de coupure du courant. Le contrôleur détecte en fait tout défaut d'alimentation grâce à la résistance R2 et passe alors en mode veille (« SLEEP ») pour réduire au minimum vital la consommation du montage.

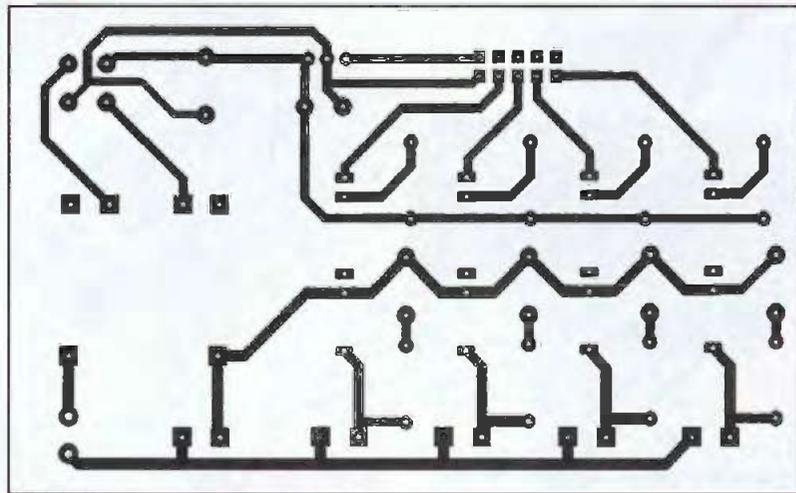
L'interruption du Timer1 permet d'obtenir une base de temps d'une seconde et ainsi de calculer l'heure



4 Enchaînement des menus de programmation



5a

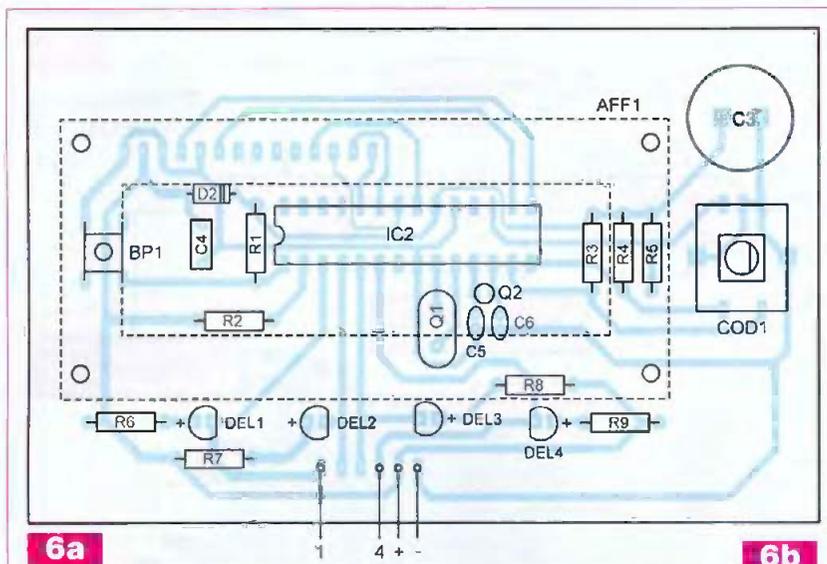


5b

réelle. Le logiciel en profite pour lire la programmation des sorties et la compare à l'heure réelle en vue de modifier l'état de chaque sortie. Pour faciliter les comparaisons, toutes les heures sont d'abord converties et

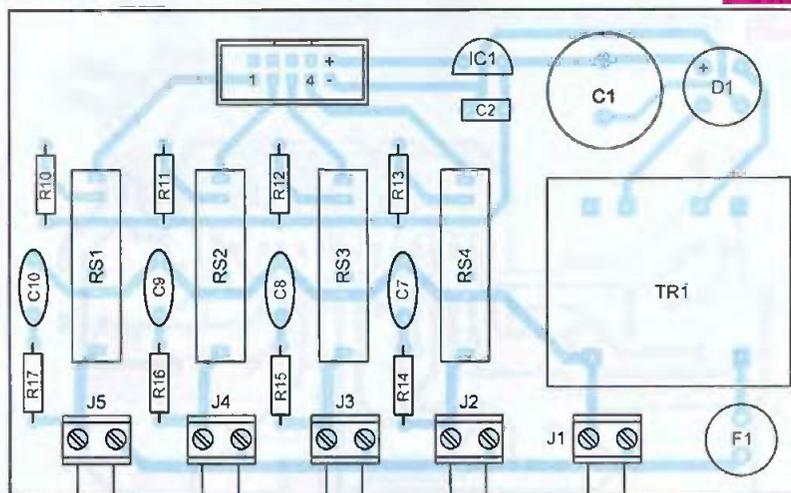
stockées sous forme binaire en minutes et sur seize bits.

Comme habituellement, les lecteurs qui souhaitent entrer dans le détail trouveront les programmes « source » (*simul2.asm*) et « objet » (*simul2.hex*)

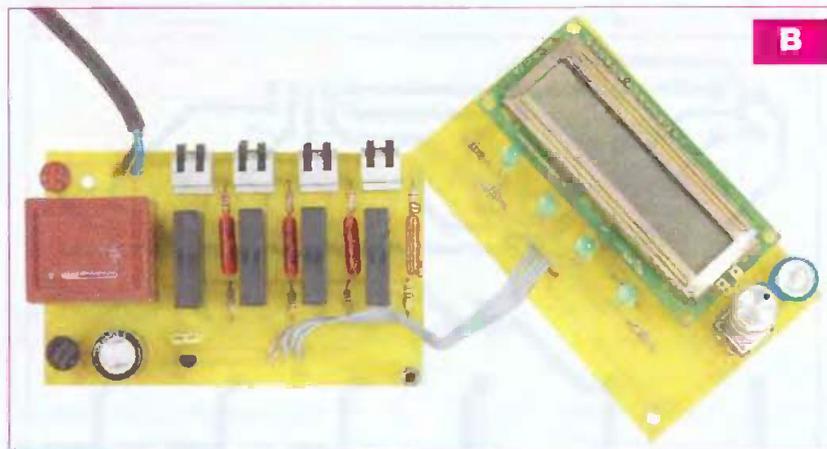


6a

6b



Attention : « + » et « - » de l'alimentation sont inversés entre les modules



B

sur le site internet de notre revue à l'adresse <http://www.electroniquepratique.com>. Vous pouvez également envoyer directement un mail à l'auteur pour plus de renseignements sur le fonctionnement du programme, voire si vous avez des difficultés à programmer le contrôleur.

Réalisation

Le tracé des circuits imprimés et l'implantation des composants sont représentés aux figures 5 et 6. On compte deux circuits imprimés : - un premier pour la partie « commande de microcontrôleur » qui sera mise en

Nomenclature

Résistances

R1, R2, R3, R4, R5 : 10 kΩ
R6, R7, R8, R9 : 470 Ω
R10, R11, R12, R13 : 4,7 kΩ
R14, R15, R16, R17 : 220 Ω

Condensateurs

C1 : 470 μF/25 V
C2, C4 : 100 nF
C3 : 0,22 μF/5 V (capacité de sauvegarde)
C5, C6 : 33 pF
C7 à C10 : 100 nF/400 V

Semiconducteurs

Led1 à Led4 : diodes électroluminescentes ø 5 mm
D1 : Pont 1,5 A/600 V
D2 : 1N4148
IC1 : 78L05
IC2 : PIC16F876A (Microchip)

Divers

Q1 : 16 MHz
Q2 : 32,768 kHz (horlogerie)
AFF1 : Afficheur LCD alphanumérique standard, 2 lignes de 16 caractères (à accès 4 bits parallèles)
COD1 : Encodeur rotatif à crans type P12336-ND (Sélectronic)
RS1-RS4 : Relais statiques (type HFS ou JGC 5F) 2 A/250 V, commande en 5 V, disponibles chez Sélectronic
TR1 : Transformateur 6 V/2 VA moulé pour circuit imprimé.
BP1 : Bouton poussoir miniature pour circuit imprimé
FUS1 : fusible pour circuit imprimé 100 mA/250 V

face avant, servant de support à l'afficheur et à l'encodeur (figure 5a).

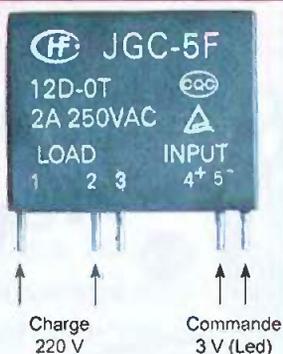
- un second pour la partie « puissance » qui regroupera tous les éléments reliés au secteur (figure 5b).

Tous deux sont réalisés en simple face. La photogravure devra être soignée, en particulier sur la partie « puissance ». La présence du secteur peut avoir des effets indésirables et très destructeurs en cas de courts-circuits.

Sur le circuit imprimé de la partie « commande », il faudra ajuster la hauteur de l'afficheur par rapport à celle de l'encodeur, en fonction du coffret utilisé.

Un fusible est inséré dans le primaire du transformateur (figure 6b, photo B). D'autres sont également à prévoir dans le boîtier définitif (2 A/250 V). Les figures 7 et 8 donnent les broches de l'encodeur rotatif (P12336-ND) et d'un relais statique (JGC 5F).

8



Fonctionnement

Comme toujours avec un montage relié au secteur, il faut impérativement tout vérifier avant de brancher le cordon d'alimentation. L'idéal est de commencer à tester la carte « Commande » avec une seule alimentation 5 V, puis de relier au secteur la partie « Puissance » seule. Le message d'accueil « Simulateur de présence » doit apparaître dès le démarrage, suivi par l'affichage de l'heure (à minuit, soit 00:00). La mémoire non volatile contient alors une séquence d'exemples de

7

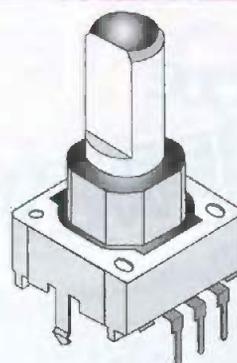
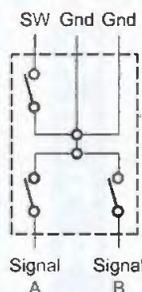


Tableau A

Sortie	Fonction	Heures
J1	TV	19h20 - 20h30, 20h50/22h30
J2	Séjour	20h50/21h25, 21h40/22h20
J3	Chambre à coucher	22h45/23h30
J4	Cuisine	20h40/21h10, 22h10/22h25

programmations pour les quatre sorties dont le détail figure dans le tableau A.

À vous de juger si ce programme paraît adapté à vos habitudes ou à la saison. En cas de besoin, vous pouvez le modifier, c'est très rapide.

G. SAMBLANCAT
g.samblancat@free.fr

Liens utiles

- <http://www.ic-prog.com/> : pour tout savoir sur le logiciel de programmation ICProg
- <http://www.jdm.homepage.dk/newpic.htm> : schémas de programmeurs JDM (par port série)
- <http://www.microchip.com> : site officiel du fabricant.

Module USB

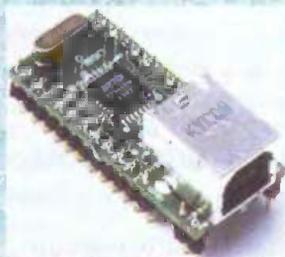
Série ou Parallèle

Le convertisseur **USB série UART (TTL)** en DIP28 permet une communication série jusqu'à 3Mbaud - TTL ou CMOS avec toutes les broches d'une UART standard. Alimenter via le port USB ou par alimentation externe. Drivers émulation port série ou fonctions DLL gratuit.

Offre Noël : 22 € TTC

(le module + expédition gratuite)

www.ebconnections.com/Noel



Le convertisseur **USB parallèle FIFO** en dip28 permet le transfère des données en mode parallèle à 1Mo/sec avec des signaux de contrôles de lecture écriture.

Alimenter via le port USB ou par alimentation externe. Drivers émulation port série ou fonctions DLL gratuit.

EBCONNECTIONS

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

www.ebconnections.com

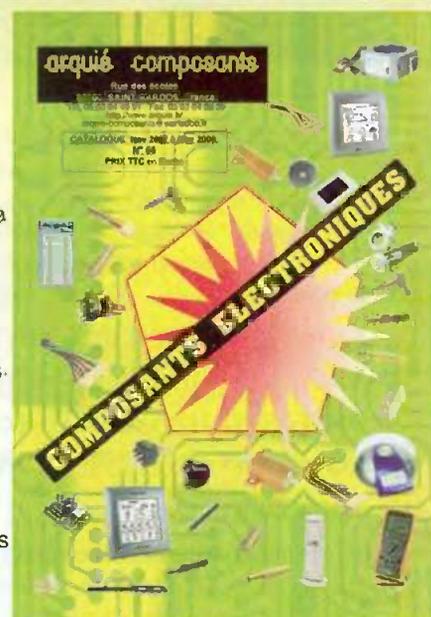
arquie composants

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

Catalogue N°66

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

Passez vos commandes sur notre site:
www.arquie.fr



BON pour CATALOGUE papier FRANCE: GRATUIT (3,00 € pour DOM, TOM, UE et autres pays)

Nom: Prénom:
Adresse:
Code Postal: Ville:

Télésurveillance du chauffage

Une panne, en plein hiver, d'un chauffage réglé pour maintenir une température de quelques degrés dans une résidence secondaire peut entraîner d'énormes dégâts. Le montage proposé permet de rassurer, à distance, sur le niveau de la température ambiante de l'intérieur contrôlé.

Il suffit pour cela d'un simple coup de téléphone. Le système rend aussitôt son verdict : un jingle musical si tout va bien, un signal d'alerte si la température est inférieure à la valeur programmée.

Principe

Le montage contrôle en permanence la température ambiante par le biais d'un capteur CTN.

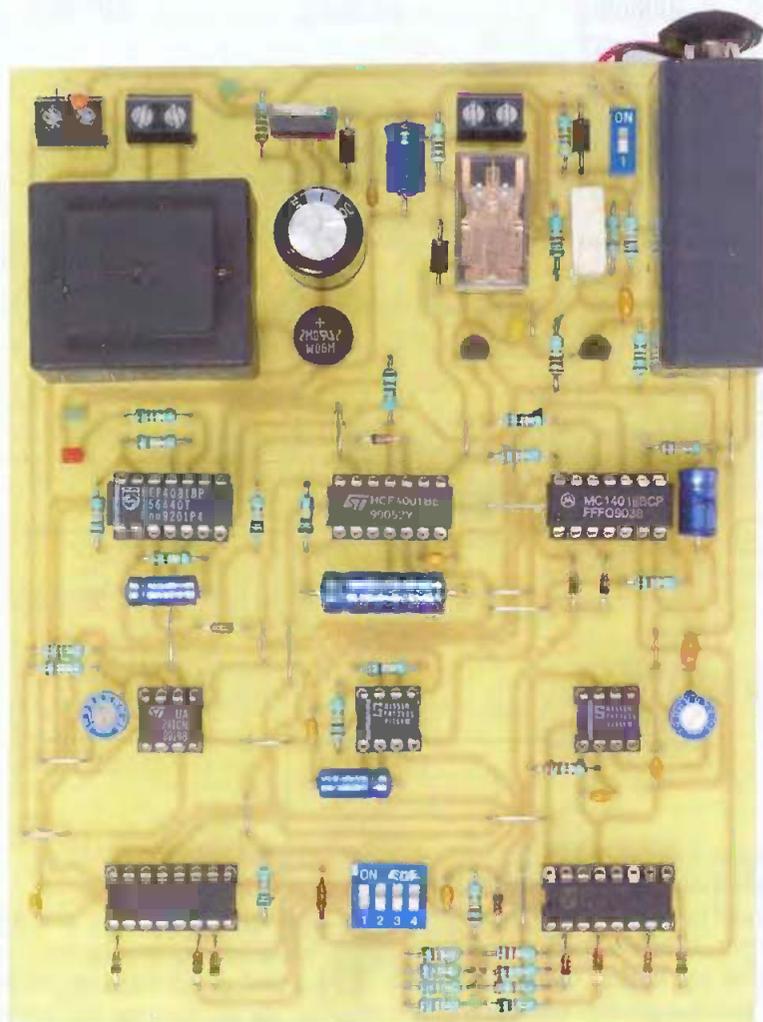
Il n'y a que deux possibilités :

- la température détectée est supérieure à une température minimale donnée (par exemple un ou deux degrés de moins que celle correspondant au réglage du thermostat)
 - la température détectée est, au contraire, inférieure à cette valeur.
- Lors d'un appel téléphonique, après un nombre de sonneries que l'on aura préalablement programmé (quatre, six, huit ou dix), le système décroche et, pendant une quinzaine de secondes, injecte dans la ligne un signal sonore permettant d'être renseigné sur la situation.

Ensuite, le dispositif raccroche.

Ainsi, si un problème de chauffage se manifeste, il est possible :

- soit de se rendre sur place pour intervenir
- soit d'alerter un voisin détenant les clés de la résidence.



En cas de coupure passagère d'alimentation, le système est doté d'une autonomie d'une quinzaine d'heures, grâce à une batterie de secours qui est chargée en permanence par le secteur en situation normale.

Si la durée de la panne était supérieure à cette autonomie, le non décrochage du dispositif serait l'indice d'une coupure de durée importante, qui conduirait également à une diminution de la température par un arrêt du chauffage.

Fonctionnement

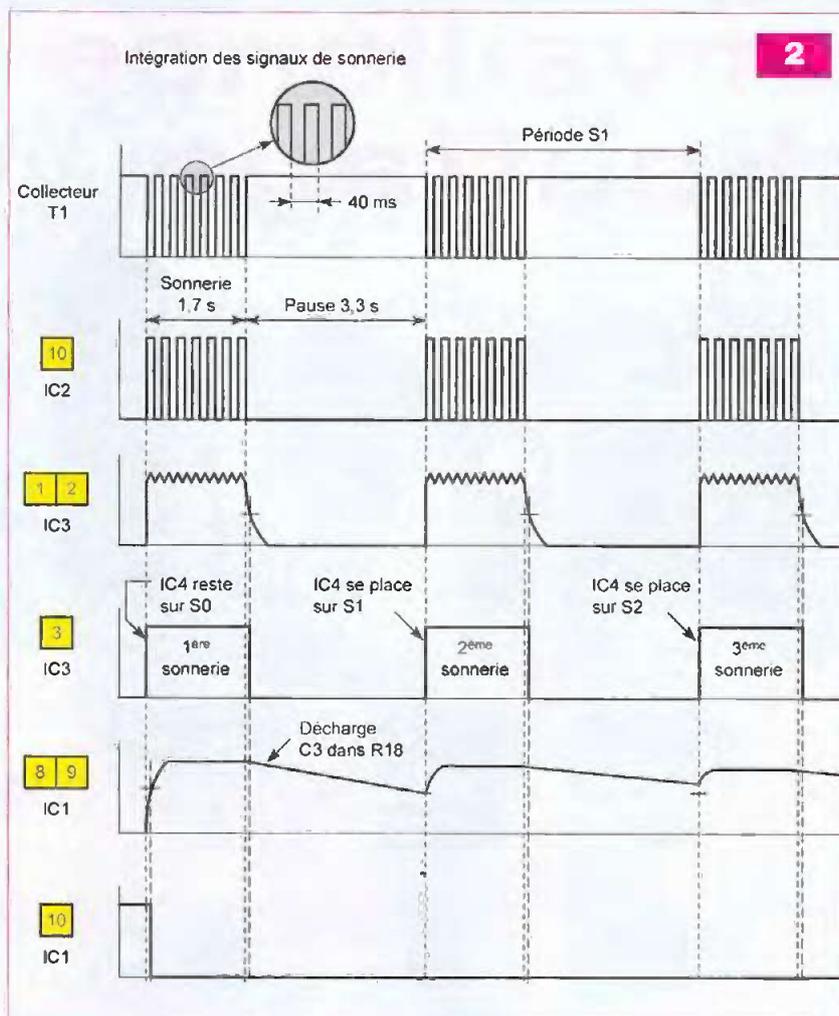
Alimentation

Le montage est relié en permanence au réseau de distribution 230 V par

l'intermédiaire d'un transformateur qui délivre, sur son enroulement secondaire, un potentiel alternatif de 12 V (figure 1). Un pont de diodes redresse les deux alternances.

La capacité C1 réalise un premier filtrage. Sur son armature positive, on relève un potentiel quasi continu de l'ordre de 20 V. L'allumage de la led verte L1, dont le courant est limité par R1, signale la présence du secteur 230 V.

En sortie du régulateur 7809, une tension stabilisée de 9 V est disponible. Elle alimente le montage par l'intermédiaire de la diode D1, si bien que sur l'armature positive de C2, la tension définitive se caractérise par une valeur d'environ 8,3 V. C4 joue le rôle



de capacité de découplage.

En situation normale, l'interrupteur « I » étant fermé, la batterie de secours de 7,2 V se retrouve en charge permanente par le biais de R2. Le courant de charge est volontairement réduit à une valeur très faible (environ 2 mA) qui suffit amplement.

Cette disposition évite une charge intense et prolongée, toujours néfaste à une batterie. Les chances d'une sollicitation de celle-ci sont en effet très minimes.

Lorsque cela se produit, la diode D2 shunte la résistance de charge. Le potentiel d'alimentation de secours passe alors à environ 6,5 V. Cette valeur, bien que plus faible que le potentiel issu du secteur, assure cependant un fonctionnement tout à fait normal du montage. Le courant ainsi fourni par la batterie est de l'ordre de 10 mA à 12 mA.

La diode D1 évite un refoulement inutile du potentiel de secours vers le régulateur.

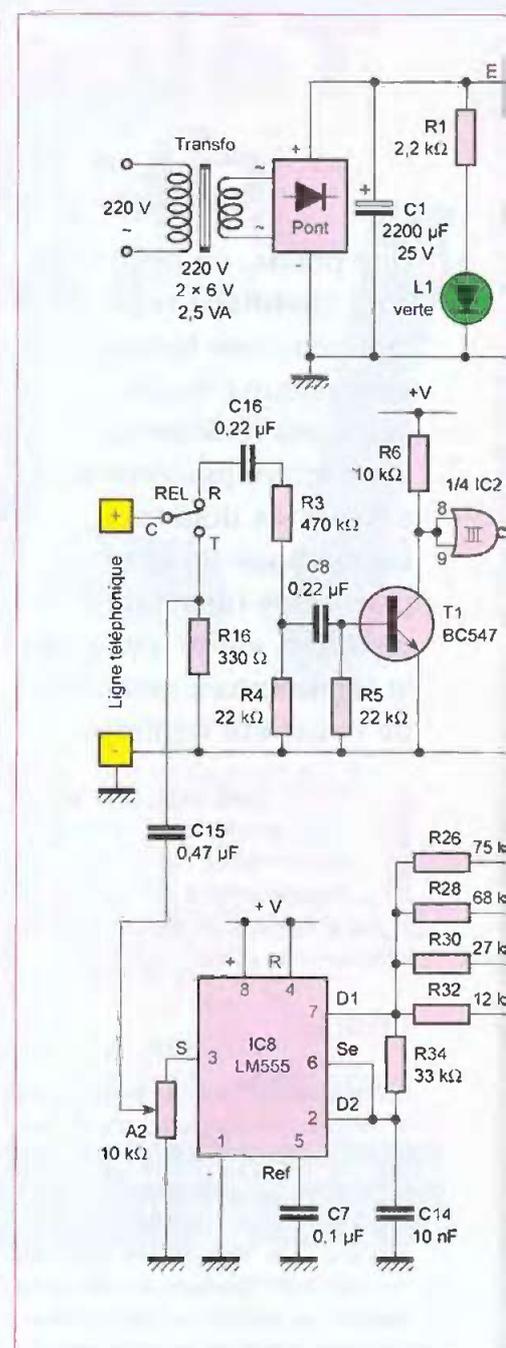
Traitement des signaux de la sonnerie d'appel

Les signaux d'appel, sur une ligne téléphonique, se caractérisent par des signaux sinusoïdaux d'une fréquence de 25 Hz (soit 40 ms de période) et d'une amplitude entre crêtes de l'ordre de 100 V. Mais il ne s'agit pas pour autant de courant alternatif; les polarités positive et négative subsistent.

Ces signaux sont pris en compte par l'intermédiaire du contact « commun - repos » du relais (qui reste ouvert en position de repos) pour être acheminés, via la capacité d'isolement C16, sur un pont diviseur constitué de R3 et de R4.

C'est donc très atténués, qu'ils arrivent en définitive sur la base du transistor T1 en transitant par C8. Lors des sonneries d'appel, on relève alors, sur le collecteur de ce dernier, des créneaux calibrés à l'amplitude du potentiel d'alimentation.

La porte NOR (III) de IC2 les inverse.



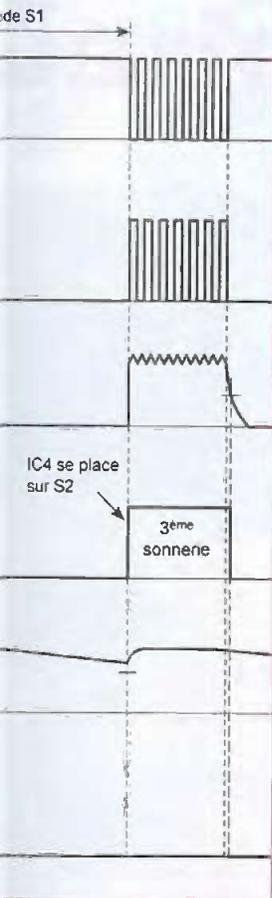
Délimitations des sonneries

Les sonneries se succèdent avec une périodicité de cinq secondes (figure 2). Plus exactement, cette période de cinq secondes se décompose de la manière suivante :

- 1,7 s de sonneries
- 3,3 s de repos

Les créneaux disponibles sur le collecteur de T2 sont pris en compte par le dispositif intégrateur constitué par D5, R7, R17 et C9.

Lors des repos (ou s'il n'y a pas de sonnerie), la sortie de la porte NOR (III) présente un état « bas ». Lors des 1,7 s active, la capacité C9 se charge



Ant des signaux sonnerie d'appel

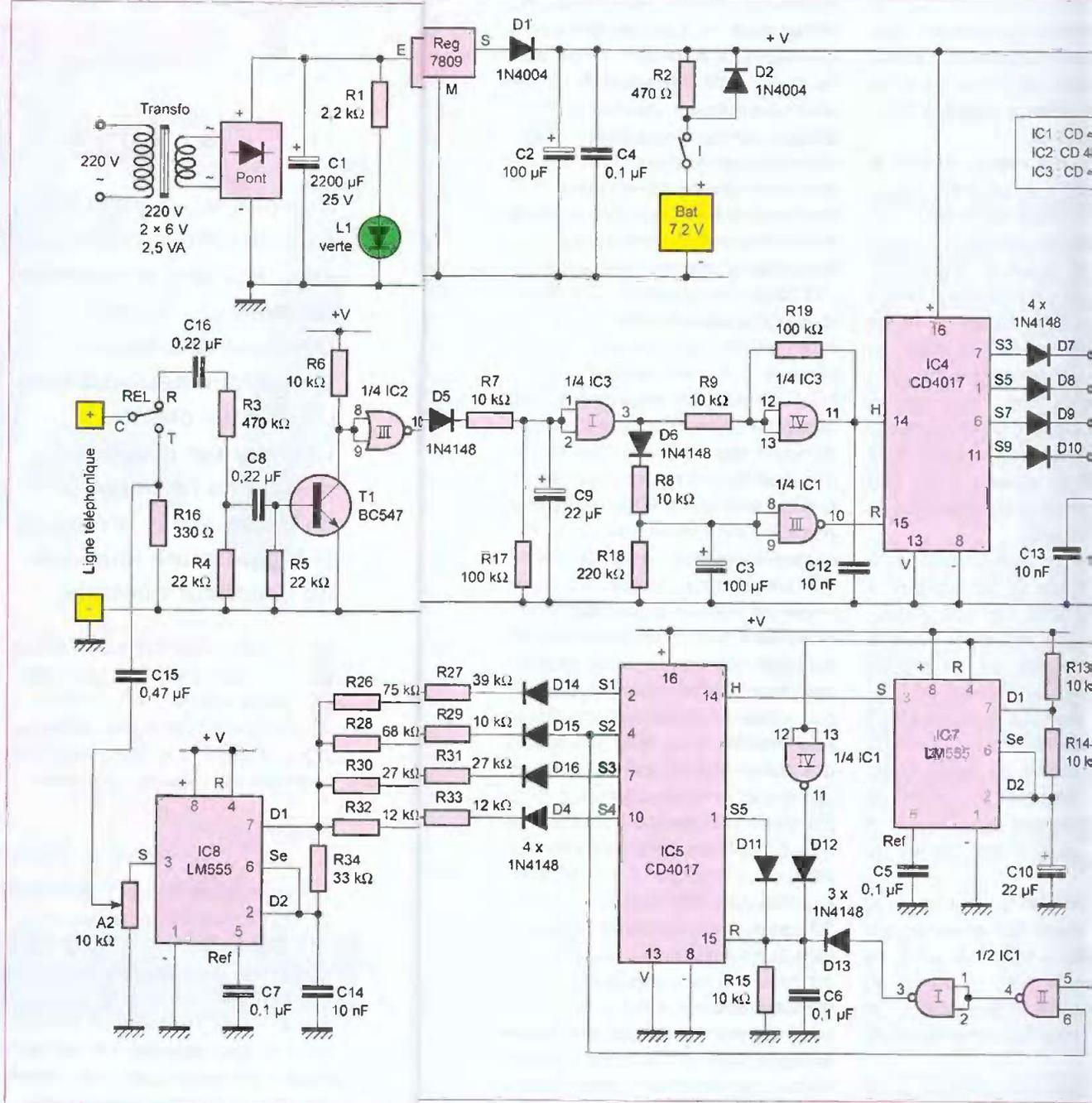
ux d'appel, sur une ligne ue, se caractérisent par ux sinusoïdaux d'une fré- 25 Hz (soit 40 ms de t d'une amplitude entre l'ordre de 100 V. Mais il ne pour autant de courant les polarités positive et bsistent.

ux sont pris en compte par aire du contact « commun u relais (qui reste ouvert en repos) pour être achemi- capacité d'isolement C16, t diviseur constitué de R3

très atténués, qu'ils arri- nitive sur la base du tran- n transitant par C8.

sonneries d'appel, on relève e collecteur de ce dernier, ux calibrés à l'amplitude l'alimentation.

OR (III) de IC2 les inverse.



Délimitations des sonneries

Les sonneries se succèdent avec une périodicité de cinq secondes (figure 2). Plus exactement, cette période de cinq secondes se décompose de la manière suivante :

- 1,7 s de sonneries
- 3,3 s de repos

Les créneaux disponibles sur le collecteur de T2 sont pris en compte par le dispositif intégrateur constitué par D5, R7, R17 et C9.

Lors des repos (ou s'il n'y a pas de sonnerie), la sortie de la porte NOR (III) présente un état « bas ». Lors des 1,7 s active, la capacité C9 se charge

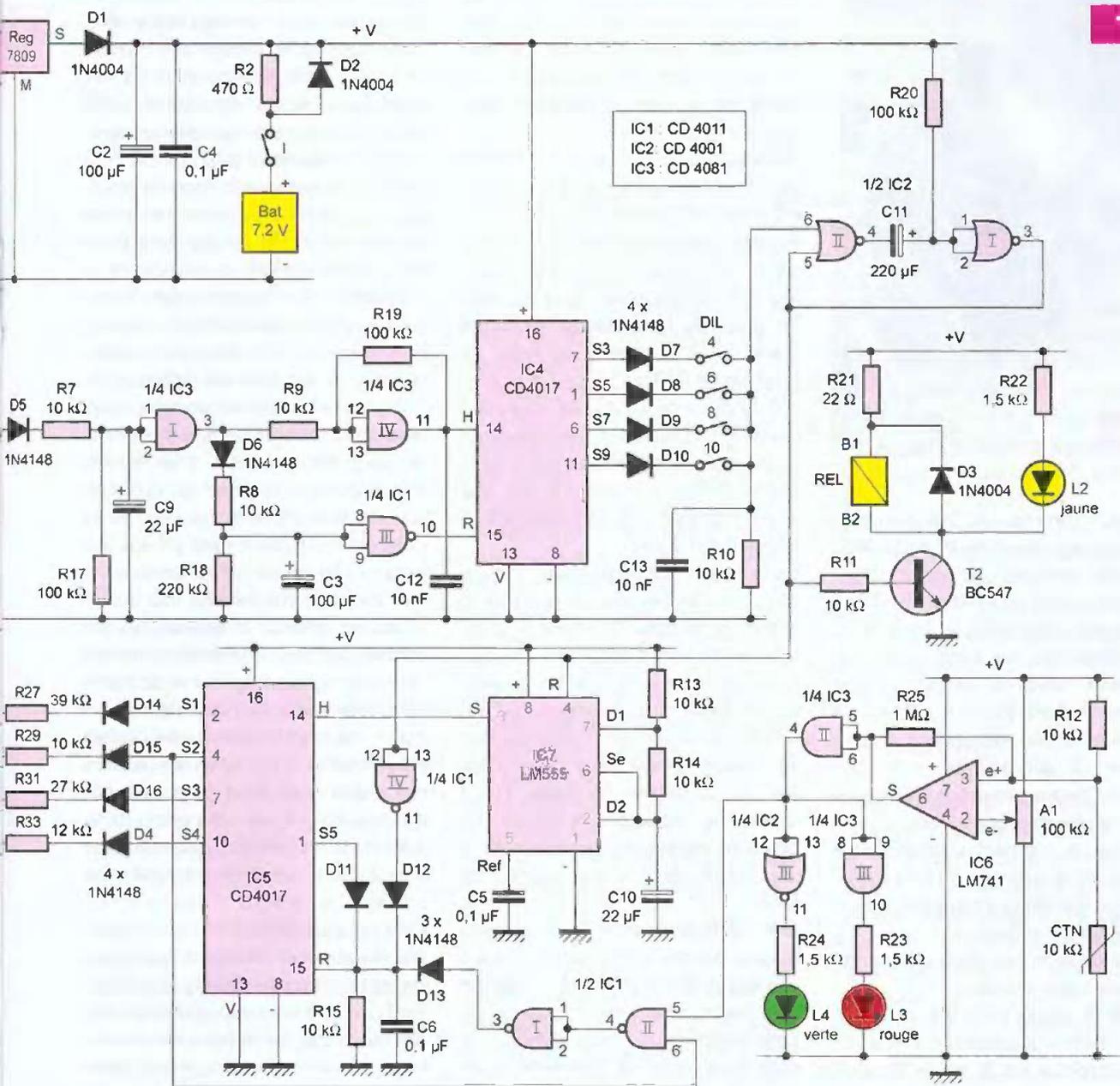
périodiquement (40 ms) et assez rapidement au travers de D5 et R7. En revanche, elle ne peut se décharger que plus lentement lors des états « bas » présentés par cette porte NOR, étant donné la plus grande valeur de R17.

Cette durée de décharge est de toute façon supérieure aux 20 ms correspondant aux états « bas » sur la sortie de la porte NOR. Il en résulte un état quasi « haut » sur les entrées réunies de la porte AND (I) de IC3 pendant les durées actives des sonneries et un état « bas » lors des repos.

Sur la sortie de la porte AND (I) de IC3, cette même apparition de signaux logiques, mais avec des états « haut » nettement affirmés.

Intégration de la séquence des sonneries

Un second dispositif intégré est formé par D6, R8, R18 et IC6. Cette fonction consiste à intégrer les impulsions de période cinq secondes correspondants aux sonneries disponibles sur la sortie de la porte AND (I) de IC3. Le principe de fonctionnement est le même que celui décrit dans le paragraphe précédent.



périodiquement (40 ms) et assez rapidement au travers de D5 et R7. En revanche, elle ne peut se décharger que plus lentement lors des états « bas » présentés par cette porte NOR, étant donné la plus grande valeur de R17.

Cette durée de décharge est de toute façon supérieure aux 20 ms correspondant aux états « bas » sur la sortie de la porte NOR. Il en résulte un état quasi « haut » sur les entrées réunies de la porte AND (I) de IC3 pendant les durées actives des sonneries et un état « bas » lors des repos.

Sur la sortie de la porte AND, on note cette même apparition de niveaux logiques, mais avec des états « haut » et « bas » nettement affirmés.

Intégration de la séquence de sonneries

Un second dispositif intégrateur est formé par D6, R8, R18 et C3. Sa fonction consiste à intégrer les états « haut » de période cinq secondes, correspondants aux sonneries et disponibles sur la sortie de la porte AND (I) de IC3. Le principe de fonctionnement est le même que celui explicité dans le paragraphe précédent.

Ainsi, lors d'une séquence de sonneries, les entrées réunies de la porte NAND (III) de IC1 sont soumises à un état quasi « haut ». Il en résulte un état « bas » permanent sur la sortie de cette même porte. Cet état « bas » subsiste tant qu'il existe des signaux de sonneries en provenance de la ligne téléphonique.

Comptage des sonneries

Le circuit référencé IC4 est un compteur/décodeur décimal.

Rappelons qu'un tel compteur avance d'un pas au rythme des fronts montants présentés sur son entrée



« Clock » (broche 14). Les créneaux de comptage issus de la porte AND (I), après avoir transité par le trigger constitué par la porte AND (IV) et ses résistances périphériques R9 et R19, sont présentés sur cette entrée du compteur. Mais ce dernier avance seulement d'une position à condition que son entrée de remise à zéro (broche 15) soit soumise à un état « bas ». C'est le cas grâce à l'intégration évoquée précédemment.

Toutefois, au moment où se produit le premier front ascendant de comptage, cette fonction « intégration » n'est pas tout à fait achevée.

Il en découle la non prise en compte de la première sonnerie.

Au début de la seconde sonnerie, l'état « haut » disponible sur la sortie S0 se déplace sur la sortie S1, puis sur S2 lors de la troisième et ainsi de suite. Suivant le numéro d'ordre de l'interrupteur DIL que l'on aura fermé, un état « haut » apparaîtra à un moment donné sur l'extrémité positive de R10. Étant donné les sorties reliées, il est ainsi possible de faire apparaître ce phénomène au bout de quatre, six, huit ou dix sonneries.

Prise de ligne

À l'état de repos, une ligne téléphonique présente un potentiel continu de l'ordre de 50 V à 55 V. Dès que l'on décroche le téléphone, l'impédance propre à l'appareil fait chuter le potentiel de ligne à une valeur de 12 V à 18 V.

C'est le critère de prise de ligne.

Les portes NOR (I) et (II) de IC2 forment une bascule monostable. Dès que l'entrée (6) est soumise à un état « haut », même de faible durée, la sortie de la bascule passe à l'état « haut » à son tour.

Compte tenu des valeurs de R20 et de C11, la durée de cet état « haut » est d'environ quinze secondes.

Pendant cette temporisation, le transistor NPN T2 se sature. Son collecteur est chargé par la bobine du relais de prise de ligne, lequel se ferme aussitôt. Étant donné la mise en parallèle de R16 sur la ligne, il se produit la prise de ligne. Les sonneries cessent. La capacité C3 se décharge dans les dix secondes. La sortie de la porte NAND (III) repasse à son état « haut » de repos. Le compteur IC4 se trouve remis à zéro.

La led jaune L2, également insérée dans le collecteur de T2, signale la fermeture du relais. La diode D3 protège le transistor des effets liés à la surtension de self qui se produit essentiellement au moment de l'ouverture du relais. La résistance R21 est insérée dans le circuit d'alimentation de la bobine du relais. Cette résistance introduit la chute de potentiel nécessaire pour aboutir à une valeur de 6 V aux bornes du relais.

Si R est la résistance ohmique de la bobine, on choisit R21 en appliquant la relation $R21 = 0,20 \times R$. C'est un bon compromis entre la valeur du potentiel normal d'alimentation et celle du potentiel de l'alimentation de secours.

Au bout de quinze secondes, la sortie de la bascule monostable repasse à son état normal de repos. Le relais s'ouvre et la ligne est restituée.

Appréciation de la température ambiante

C'est à une CTN (résistance à coefficient de température négatif) qu'incombe le rôle de contrôler la température ambiante. Un tel composant présente sa valeur nominale de résistance pour une température de 25° C. Au point commun de la CTN et de R12, on relève un potentiel d'autant plus haut que la température est basse. Ce point commun est relié à l'entrée non inverseuse de l'amplifi-

cateur opérationnel IC6, monté en comparateur de potentiel. Son entrée inverseuse est en relation avec la sortie médiane de l'ajustable A1. Il est ainsi possible de soumettre cette entrée au potentiel souhaité en agissant sur la position angulaire du curseur. Si ce dernier occupe une position telle que le potentiel de sortie correspond à une température donnée, deux situations se présentent :

- le potentiel de l'entrée non inverseuse est supérieur à celui de l'entrée inverseuse, c'est-à-dire que la température à laquelle est soumise la CTN est considérée comme trop basse. La sortie du comparateur présente un état « haut ». Il en est de même en ce qui concerne la sortie de la porte AND (II) de IC3 et celle de la porte AND (III) du même CI. La led rouge « anomalie » L3 est allumée.

- le potentiel de l'entrée non inverseuse est inférieur à celui de l'entrée inverseuse. La température contrôlée est jugée normale. La sortie de l'amplificateur opérationnel présente un état « bas » à la tension de déchet près (environ 2 V). Mais les sorties des portes AND (II) et (III) présentent de vrais états « bas ». La sortie de la porte NOR (III) de IC2 passe à l'état « haut » et la led verte « normal » L4 s'allume.

La résistance R25 introduit une réaction positive au moment des passages de l'amplificateur opérationnel sur l'une ou l'autre des positions afin d'obtenir des basculements francs. Les spécialistes désignent cette caractéristique par le terme « hystérésis ». Dans les thermostats, l'hystérésis s'exprime en degrés Celsius. C'est la différence qui existe entre les températures de basculement selon que la température croît ou, au contraire, décroît.

Commande du générateur de sons

Le circuit IC7 est un « 555 » monté en oscillateur. Si son entrée « RAZ » (broche 4) est soumise à un état « bas », c'est-à-dire tant que la ligne téléphonique n'est pas prise, il est inactif. En revanche, dès que cette entrée est reliée à un état « haut », lorsque le relais de prise de ligne se ferme, il entre en oscillation. Sa sortie

(broche 3) délivre alors des créneaux dont la période se détermine par la relation :

$$T = 0,7 (R13 + 2 R14) C10$$

Compte tenu des valeurs des composants utilisés, cette période est de l'ordre de 0,2 s. Les signaux attaquent l'entrée d'un compteur/décodeur décimal IC5. Tant que la ligne n'est pas prise, ce compteur est maintenu sur sa position zéro étant donné que son entrée « RAZ » (broche 15) est soumise à un état « haut » en provenance de la sortie de la porte NAND (IV) de IC1.

Dès que le relais de prise de ligne (photo A) se ferme, le compteur devient actif. En effet, il reçoit les créneaux de comptage générés par IC7 et son entrée « RAZ » est à l'état « bas ». L'état « haut » se déplace alors, au rythme des fronts ascendants des signaux délivrés par IC7, sur S0, puis sur S1 et ainsi de suite. Deux possibilités se présentent à ce niveau :

- la valeur de la température est considérée comme normale.

L'entrée (5) de la porte NAND (II) de IC1 reste soumise à un état « bas ». Il en est de même en ce qui concerne la sortie de la porte NAND (I). Le compteur passe à la position S2, S3, S4 et revient à la position S0 étant donné la remise à zéro consécutive à la liaison S5, via D11, vers la broche 15. Cette succession de positions se poursuit ainsi indéfiniment.

- la valeur de la température est trop basse. L'entrée (5) de la porte NAND (II) est maintenant soumise à un état « haut ». À chaque fois que le compteur atteint la position S2, il se trouve immédiatement remis à zéro par le biais de la sortie de la porte NAND (I) et la diode D13.

Le compteur alterne indéfiniment les positions S0 et S1.

Production des sons

IC8 est également un « 555 ». Les résistances R26 à R33 insérées aux sorties S1 à S4 de IC5 sont à l'origine d'oscillations dont les périodes se déterminent au moyen de la même relation que celle indiquée au paragraphe précédent. Il s'agit d'obtenir des sons mélodieux et présentant une certaine harmonie pour que l'in-

Note	Do ₃	Ré ₃	Mi ₃	Fa ₃	Sol ₃	La ₃	Si ₃	Do ₄
Fréquence (Hz)	264	297	330	352	396	440	495	528

Tableau 1 : Valeurs normalisées des fréquences de la troisième octave

dication périodiquement émise ressemble à un jingle. En fait, l'air musical « visé » est la succession DO, MI, SOL, DO, notes caractéristiques de l'accord parfait.

Le tableau 1 reprend, à titre indicatif, les valeurs normalisées des fréquences de la troisième octave.

Ces valeurs sont très relatives. Le plus important n'est pas la valeur en tant que telle de la fréquence caractérisant une note donnée, mais le respect des rapports entre les notes pour que la séquence reste musicale. Par exemple, si le DO3 obtenu s'exprime par l'égalité $F_{DO3} = 264 \times K$ (K étant un coefficient donné), il est obligatoire que les égalités suivantes soient aussi respectées :

$$F_{MI3} = 330 \times K$$

$$F_{SOL3} = 396 \times K$$

$$F_{DO4} = 528 \times K$$

On peut exprimer ces mêmes égalités en ramenant le tout aux périodes :

$$T_{DO3} = K'/264 \quad (1)$$

$$T_{MI3} = K'/330 \quad (2)$$

$$T_{SOL3} = K'/396 \quad (3)$$

$$T_{DO4} = K'/528 \quad (4)$$

Lorsque le compteur IC5 occupe la position S1 (correspondant à la note DO3), la période des oscillations générées par IC8 est de :

$$T_{DO3} = 0,7 (75 + 39 + 66) 10^{-5}$$

$$T_{DO3} = 126 \times 10^{-5}$$

On peut en déduire que :

$$K' = 126 \times 264 \times 10^{-5}$$

Si on veut respecter l'égalité (2), il convient que pour la position S2 du compteur, qui correspond à la note MI3, on obtienne :

$$T_{MI3} = \frac{126 \times 264}{330} \times 10^{-5} = 100,8 \times 10^{-5}$$

Vérifions cela en tenant compte des résistances insérées dans le circuit de l'oscillateur :

$$T_{MI3} = 0,7(68 + 10 + 66) 10^{-5}$$

$$T_{MI3} = 100,8 \times 10^{-5}$$

Le lecteur vérifiera sans peine que pour les positions S3 (note SOL3) et

S4 (note DO4) de IC5, les égalités (3) et (4) sont également vérifiées.

Comme nous l'avons déjà indiqué au début de cet article, l'émission du jingle correspond à une situation normale. Au contraire, si la température contrôlée est trop basse, le générateur de sons produit un signal d'alerte, qui est une succession de notes DO.

Les signaux issus de IC8 sont injectés dans la ligne téléphonique par l'intermédiaire de C15. En agissant sur la position angulaire du curseur de l'ajustable A2, il est possible de régler l'intensité sonore à la valeur souhaitée.

Réalisation

Le montage du module

La figure 3 fait état du circuit imprimé. Il appelle peu de remarques, si ce n'est celle qui consiste à toujours se procurer les composants nécessaires pour être en mesure de modifier éventuellement une cote d'implantation pour un composant dont le dimensionnement différerait de celui publié.

Toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de $\varnothing 0,8$ mm. Certains trous sont à agrandir à 1 mm, voire à 1,3 mm afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants les plus volumineux.

La figure 4 précise l'implantation des composants.

On commence par les straps de liaisons, les diodes, les résistances, les supports des circuits intégrés et, d'une manière générale, par les composants de faibles hauteurs.

On achève l'insertion par ceux plus « fortement » dimensionnés.

Attention au respect de l'orientation des éléments polarisés.

Dans un premier temps, les curseurs des ajustables A1 et A2 sont à placer en position médiane.

Nomenclature

Résistances

18 straps (8 horizontaux, 10 verticaux)
 R1 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R2 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R3 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 R4, R5 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R6 à R15 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R16 : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R17 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R18 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R19, R20 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R21 : 22 Ω (rouge, rouge, noir), voir texte
 R22, R23, R24 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
 R25 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R26 : 75 k Ω (violet, vert, orange)
 R27 : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
 R28 : 68 k Ω (bleu, gris, orange)
 R29 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R30, R31 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R32, R33 : 12 k Ω (marron, rouge, orange)
 R34 : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 A1 : Ajustable 100 k Ω
 A2 : Ajustable 10 k Ω
 CTN : Résistance de 10 k Ω
 (sur module ou hors module)

Semiconducteurs

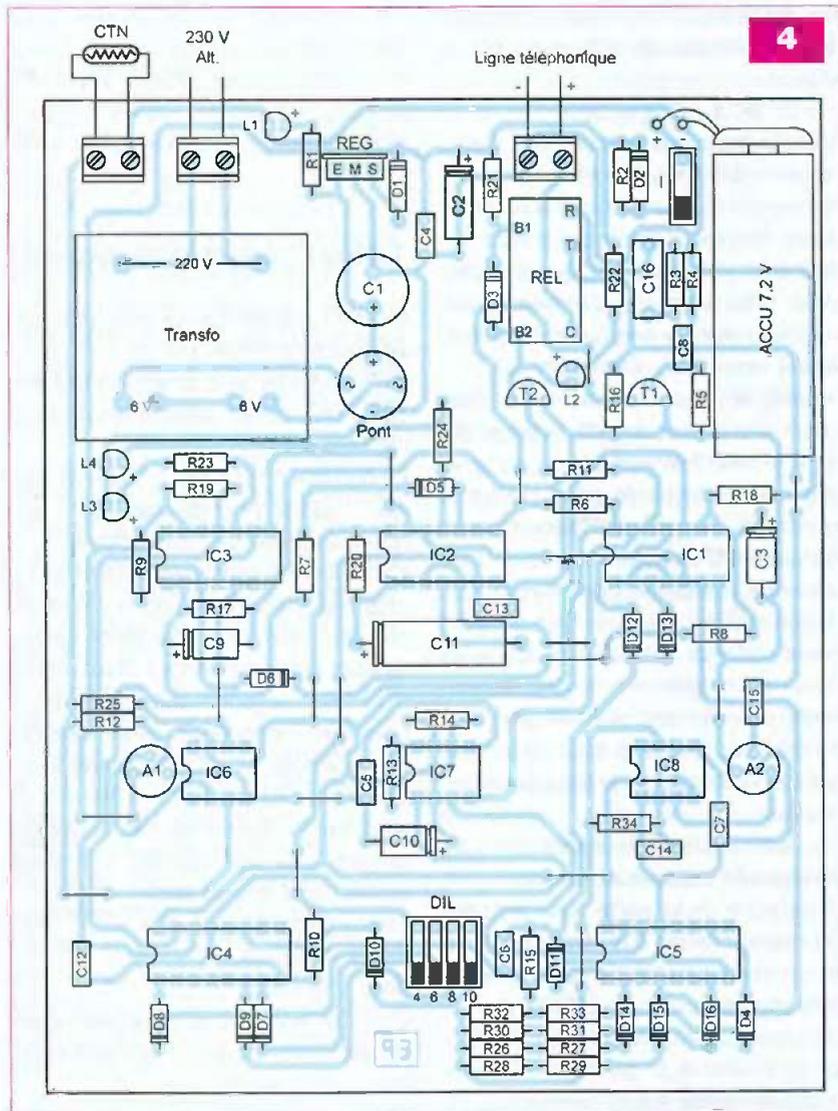
D1, D2, D3 : 1N 4004
 D4 à D16 : 1N4148
 L1, L4 : leds vertes \varnothing 3 mm
 L2 : led jaune \varnothing 3 mm
 L3 : led rouge \varnothing 3 mm
 T1, T2 : NPN/BC 547
 IC1 : CD 4011
 IC2 : CD 4001
 IC3 : CD 4081
 IC4, IC5 : CD 4017
 IC6 : LM 741
 IC7, IC8 : LM 555
 REG : 7809
 Pont de diodes

Condensateurs

C1 : 2200 μ F/25 V
 C2, C3 : 100 μ F/16 V
 C4 à C7 : 0,1 μ F
 C8 : 0,22 μ F
 C9, C10 : 22 μ F/16 V
 C11 : 220 μ F/16 V
 C12, C13, C14 : 10 nF
 C15 : 0,47 μ F
 C16 : 0,22 μ F/160 V

Divers

3 supports 8 broches
 3 supports 14 broches
 2 supports 16 broches
 3 borniers soudables 2 plots
 Transformateur 220 V/2 x 6 V/2,5 VA
 REL : Relais 6 V/1 RT
 I : Interrupteur monopolaire
 Accumulateur 7,2 V - 200 mA/1h
 Coupleur pression
 DIL : groupe de 4 interrupteurs DIL



Réglages

Ajustable A1

On commence par régler le thermostat de commande du chauffage à une température inférieure de deux degrés de celle que l'on retient comme température minimale. Par exemple, si la température minimale est de huit degrés, on règle le thermostat à six degrés. Il faut, bien sûr, attendre le temps nécessaire pour aboutir à cette dernière valeur. Lorsqu'elle est atteinte, on tourne le curseur de l'ajustable A1 dans un sens ou dans l'autre pour trouver la position « frontière » d'allumage de la led verte et l'extinction de la led rouge et inversement. Le curseur de l'ajustable A1 est alors correctement positionné. Par la suite, remplacer le thermostat définitivement sur la valeur de huit degrés.



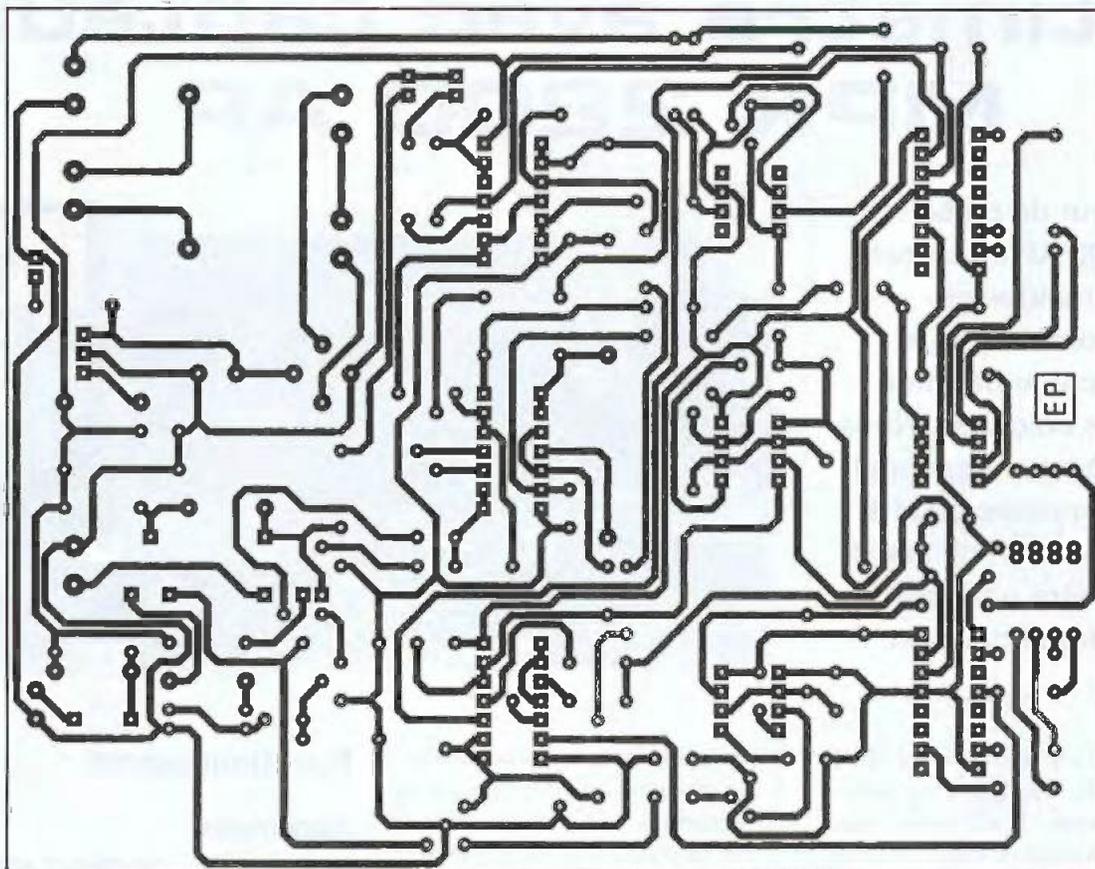
Interrupteurs DIL

Choisir le nombre de sonneries nécessaires avant la fermeture du relais de prise de ligne : quatre, six, huit ou dix en insérant l'interrupteur correspondant (photo B).

Ajustable A2

À l'aide d'un téléphone portable, appeler le numéro de la ligne sur laquelle est raccordé le montage. La puissance des sons injectés dans la ligne augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire.

R. KNOERR



3

LA PERFORMANCE AERONAUTIQUE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIO



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
Tél 05 61 07 55 77 / Fax 05 61 86 61 89
E-mail : contactacea@acea-fr.com



DE NOMBREUX AUTRES PRODUITS SONT DISPONIBLES SUR DEMANDE
FOURNITURE DE CES PRODUITS EN KITS: Frais de port offert !

SELF

LED 146-152	EI/10H	56.00 €	LED 161-162 7H	46.00 €
LED 161-170	Circuit C/3H	46.00 €	LED 175 Torique	29.50 €

LAMPES UNITAIRES

5725 CSF + sup. (par 10 et +)	8.40 €
6005 CSF + sup. (par 10 et +)	15.00 €
ECC81, ECC82, ECC83	10.00 €
EF86	20.00 €
ECF82	15.00 €
E281	18.80 €
ECL86 Philips	17.50 €
6Z32	19.00 €

LAMPES APPAIREES

EL34 Tesla ou EH	35.00 €
845 Chine	110.00 €
300B Sovtek	200.00 €
KT90	120.00 €
KT88 EH	69.00 €
6550 EH	58.00 €
8L6 EH	35.00 €
6V6 EH	27.00 €
6SN7 EH	29.00 €
EL84 EH	28.00 €

Port lampes de 1 à 4 : 8.00 €
de 5 à 10 : 10.00 €

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Faible induction 1 Tesla - primaire 230V avec écran

LED n°	Secondaires	Prix TTC
136-140	2 x 225V - 2 x 6.3V	82.00 €
146-160	2 x 380V - 2 x 6.3V - 5V	94.00 €
147-148-188	Préampli tubes circuits "C" 2 x 220V - 2 x 6.3V	77.00 €
149-158	ALIM H.T./Préampli tubes 2 x 300V - 2 x 6.3V	80.00 €
152	2 x 300V - 2 x 6.3V	100.00 €
157-180	380V + 6.3V + 4 x 3.15V	93.00 €
181-182-183	Prim. 220V/230V - Ecran - 2 x 330V - 6.3V en cuve	180.00 €
172-173	Sec. 2 x 12V	55.00 €
163	Filtre actif 2 x 240V + 12V	55.00 €
186-170	Ecran - Sec. 2 x 230V + 6.3V - 4.5A	89.00 €
187-189	400V + 6.3V + 4 x 3.15V + 75V	107.00 €
EP 289	340 V - 4 x 3.15 V - 75 V - 6.3 V	84.00 €
EP 305	300 V - 8 V - circuit C	75.00 €
EP HS 11/06	Ampli 300B - 350 V - 75 V - 6.3 V - 4 x 5 V - En cuve	138.00 €

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

LED n°	Imp. Prim	Imp. Sec	Puissance	Prix TTC
138	5000Ω	4/8Ω	5W	53.00 €
140-170-175	1250Ω	8Ω	Single 20W	63.00 €
146	825Ω	4/8Ω	Single 40W	107.00 €
146-150	6800Ω	4/8Ω	50W	107.00 €
152	2,3/2,8/3,5KΩ	4/8/16Ω	30W circuit C en cuve	220.00 €
157-180-189	3800Ω	4/8/16Ω	80W	107.00 €
159-171-173	3500Ω	4/8Ω	15W Circuit C en cuve	146.00 €
161-162	Single 845 - 8000Ω	4/8Ω	60 W - Circuit C en cuve	256.00 €
EP HS 11/06	PP 300B - 3000Ω	4/8Ω	30 W - En cuve	145.00 €

SUPPORTS

Noval ou octal chassis	4.80 €
Noval CI	3.30 €
Octal CI	4.60 €
4 coses "300B"	9.90 €
Jumbo 845 arg.	18.00 €
Noval CI 7 broches	3.30 €

CONDENSATEURS

1500μF 350V	27.40 €
2200μF 450V	53.40 €
470μF 450V	18.00 €
470μF 500V	30.00 €
150000μF 16V	33.50 €
47000μF 16V	15.00 €

Port : 13€ le 1er transfo + 5.00€ par transfo supplémentaire
Minimum de facturation 50€ TTC sinon frais de traitement 6.50€

Altimètre avec capteur MPX 2200 AP

Le capteur de pression MPX 2200 AP constituait la pièce maîtresse d'un baromètre, objet d'une récente parution dans nos colonnes. Nous faisons à nouveau appel à ses propriétés pour la réalisation d'un altimètre pouvant être portable ou embarqué dans un véhicule.

Le capteur MPX 2200 AP est du type piézoélectrique. Il est prévu pour fonctionner dans une plage de pression absolue de 0 à 2 bars. Rappelons qu'une pression de 1 bar correspond à une atmosphère, soit 1 000 hPa ou 100 kPa.

Sa référence de réglage est le vide. Ce capteur est muni d'un dispositif interne de compensation de la température. Son potentiel nominal d'alimentation est de 10 V. Il peut néanmoins accepter un potentiel maximal de 16 V.

Dans la présente application, nous l'alimentons par une source de 6 V. Ce capteur comporte deux sorties d'utilisation : Vout + et Vout -. C'est sur ces broches que l'on récupère un potentiel de l'ordre de 12 mV pour une pression absolue de 1 000 hPa. Ce potentiel passe à 0 V lorsque la pression devient nulle, c'est-à-dire en présence du vide.

La diminution de ce potentiel est linéaire. Le coefficient de variation $\Delta V/\Delta p$ est donc de 12 mV/1000 hPa, soit 0,012 mV/hPa.

Pression atmosphérique et altitude

La pression atmosphérique varie sensiblement avec l'altitude. Rappelons



qu'au niveau de la mer, elle est égale à une moyenne de 1013 hPa, ce qui correspond à 760 mm de mercure (1 mm de mercure = 133,322 hPa).

Jusqu'à une altitude de 3 000 mètres, on peut considérer que la pression diminue de façon quasi linéaire, comme le montrent les valeurs du **tableau A**.

Dans la réalité, la pression atmosphérique au niveau de la mer (et donc également en altitude) fluctue souvent, en particulier lorsque le temps est variable. C'est la raison pour laquelle l'utilisation d'un altimètre, dont le fonctionnement est basé sur des mesures de pression, reste problématique et nécessite de fréquents réglages d'adaptation à la pression du moment. Cependant, une fois cette adaptation effectuée, ce type d'altimètre indique des valeurs avec une précision et une fiabilité tout à fait acceptables.

Altitude (m)	Pression (hPa)
0	1013
1000	899
2000	795
3000	701

Tableau A

Fonctionnement

Alimentation

La source d'énergie retenue est une batterie de 7,2 V/200 mAh. Un régulateur 7806 délivre sur sa sortie un potentiel stabilisé à 6 V (**figure 1**).

Le montage est muni d'un connecteur femelle pouvant recevoir, par l'intermédiaire d'un fil de raccordement relié à une fiche allume-cigare, le potentiel de 12,5 à 14 V issu de la batterie d'un véhicule. Dans ce cas, la batterie de 7,2 V est en charge.

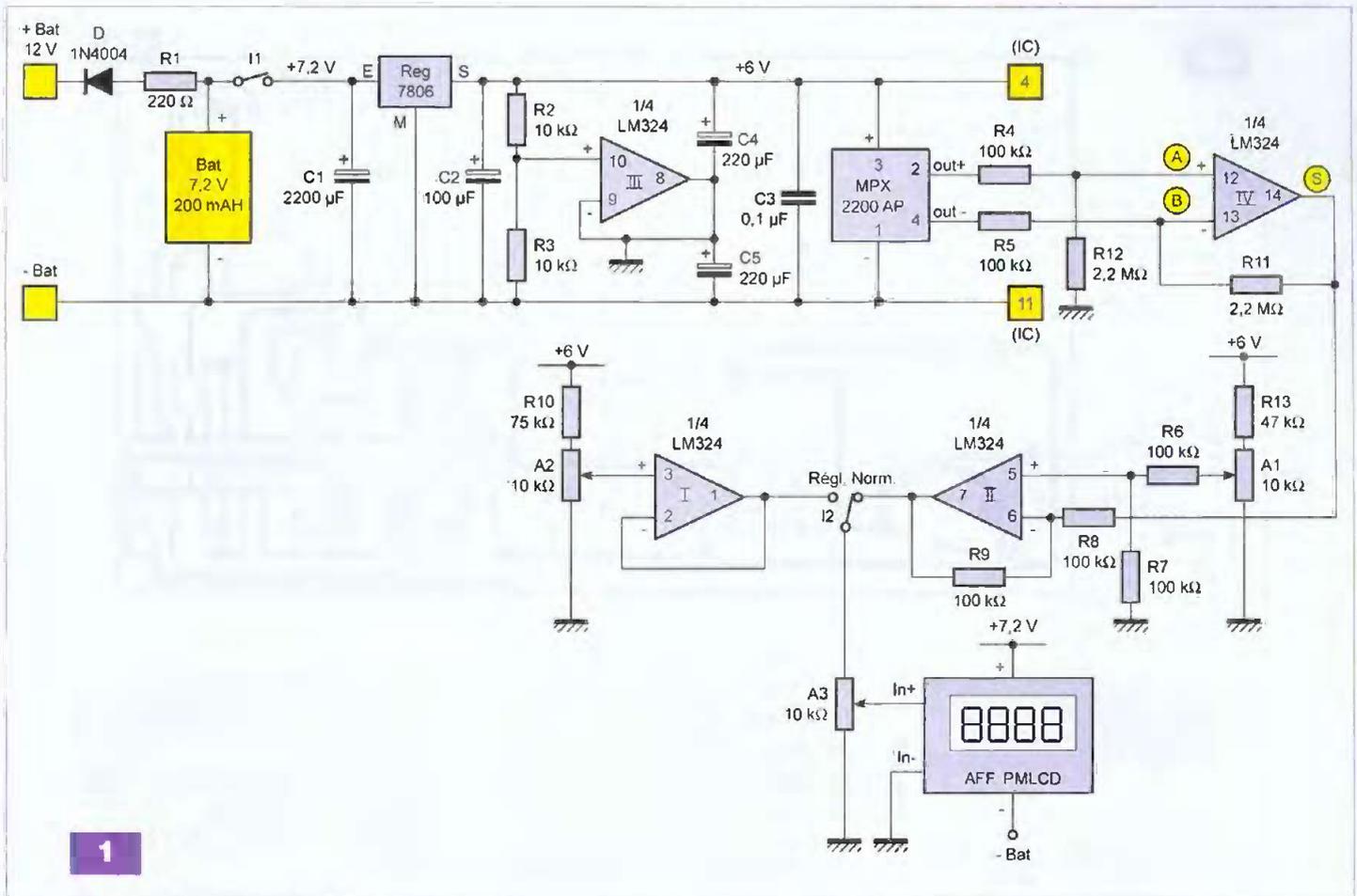
La diode D fait office de détrompeur, tandis que R1 limite le courant de charge à une valeur de l'ordre de 15 mA environ.

Lorsque l'on ferme l'interrupteur I1, le montage est opérationnel. La capacité C1 filtre les éventuelles ondulations en provenance de l'alternateur du véhicule. La capacité C2 apporte un complément de filtrage et C3 assure le découplage nécessaire entre montage et alimentation.

Les potentiels traités sont extrêmement faibles. Il est donc essentiel de disposer d'un potentiel d'alimentation très stable pour assurer un fonctionnement correct de l'altimètre.

Paramètres de référence

Le capteur délivre sur ses sorties Vout + et Vout - un potentiel dépen-



1

nant essentiellement de la pression du moment. Dans les explications qui vont suivre, les données numériques sont celles qui ont été relevées sur le montage publié. Le lecteur ne relèvera pas forcément les mêmes valeurs. Mais le principe reste bien entendu identique et il suffira de prendre en compte les données effectivement mesurées.

Les paramètres de référence sont au nombre de trois :

- le potentiel relevé entre les broches Vout + et Vout - du capteur, soit 12,41 mV (à relever avec un voltmètre de sensibilité adaptée)
- la pression atmosphérique de l'endroit, soit 1018 hPa (à mesurer avec un baromètre de précision suffisante)
- l'altitude de l'endroit, soit 50 m (données figurant généralement sur les informations générales relatives à la commune)

Potentiel de référence

Le potentiel délivré par le capteur n'est pas référencé par rapport au « - » de l'alimentation. Cette différence de

potentiel est en quelque sorte flottante. Il convient donc, dans un premier temps, de définir une référence.

Afin que les divers amplificateurs opérationnels utilisés dans le montage puissent travailler dans des conditions optimales, cette référence, repérée par le symbole « masse » sur le schéma, sera égale à la demi-tension d'alimentation, soit + 3 V. Tout se passe comme si les amplificateurs étaient soumis à une alimentation symétrique de ± 3 V par rapport à cette masse de référence.

Pour la matérialiser, le pont diviseur R2/R3 définit en son point médian un potentiel de 3 V par rapport au « - » général du montage.

L'amplificateur (III) du boîtier LM 324 (qui en contient 4) est monté en suiveur de potentiel. Sur sa sortie, on recueille alors ce même potentiel servant de référence à tous les potentiels que nous évoquerons par la suite. Les capacités C4 et C5 assurent le filtrage nécessaire et confèrent une meilleure stabilité à cette alimentation symétrique.

Amplification différentielle

Afin d'obtenir un potentiel représentatif et exploitable de la pression mesurée par le capteur, il est nécessaire de référencer la différence de potentiel correspondante par rapport au potentiel évoqué ci-dessus.

De plus, une amplification s'impose en vue d'un traitement optimal ultérieur. C'est le rôle de l'amplificateur différentiel que constitue l'amplificateur opérationnel (IV).

À l'intention des puristes, rappelons la relation de base d'un tel type d'amplificateur :

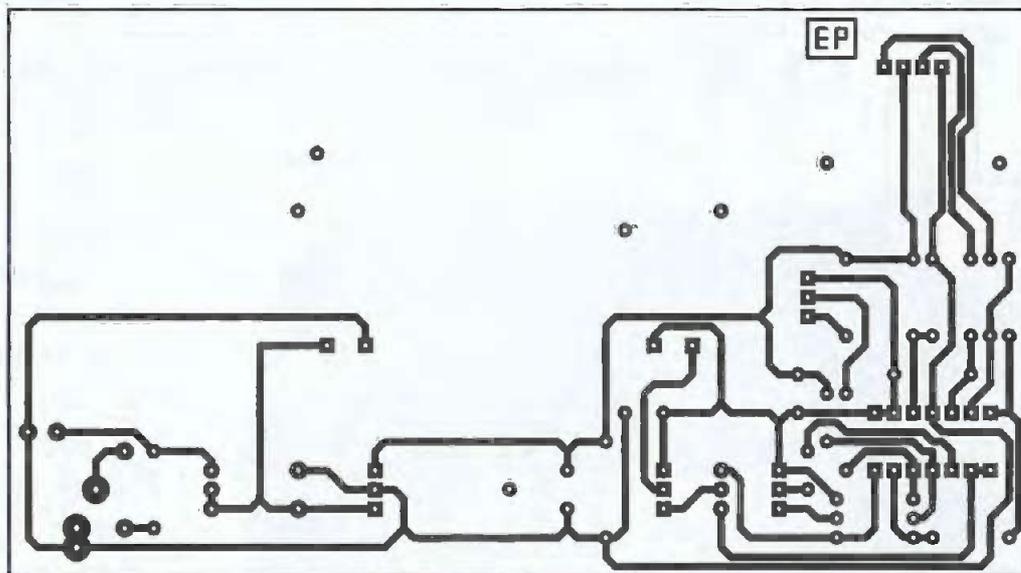
$$V_S = \frac{R_{12} (R_{11} + R_5)}{R_5 (R_{12} + R_4)} \times V_A - \frac{R_{11}}{R_5} \times V_B$$

Dans le cas où la double condition : R4 = R5 et R11 = R12 est respectée, le lecteur observera que la relation se simplifie pour devenir :

$$V_S = \frac{R_{11}}{R_5} \times (V_A - V_B)$$

Dans le cas présent, le gain théorique R11/R5 de cet étage amplificateur est de 22.

2



Altitude (m)	Pression (hPa)
0	1024
50	1018
1000	910
2000	806
3000	712

Tableau B

Dans la pratique, pour une valeur de $(V_A - V_B)$ mesurée de 12,41 mV, le potentiel de sortie V_S a été mesuré à 274,9 mV.

Il en résulte un gain réel de :

$$274,9/12,41 = 22,151$$

Ce gain est une constante du montage. En conséquence, la variation $\Delta v / \Delta p$ du potentiel V_S en fonction de la variation de la pression atmosphérique, sera de :

$$0,012 \text{ mV/hPa} \times 22,151 = 0,266 \text{ mV/hPa}$$

Mise en relation avec la variation de l'altitude

Reprenons le tableau des pressions en fonction des altitudes et calculons, dans le cadre des valeurs y figurant, quelle serait la pression à une altitude de 50 mètres :

$$P_{50} = 1013 - (1013 - 899) \times \frac{50}{1000}$$

Soit $P_{50} = 1007 \text{ hPa}$

Étant donné que la pression relevée au moment de l'expérience, à 50 m d'altitude, était de 1018 hPa, on peut considérer que toutes les valeurs des pressions du tableau sont à augmenter de 11 hPa.

Le tableau A, ainsi réactualisé, se présente alors sous la forme du tableau B.

Transposition à une altitude de 0 mètre

Nous avons vu que, pour une altitude de 50 mètres, la valeur de V_S était de 274,9 mV, ceci pour une pression de 1018 hPa.

Pour une altitude de 0 mètre, la pression passerait à 1024 hPa, soit une augmentation de 6 hPa.

La valeur de V_{S0} deviendrait alors : $274,9 \text{ mV} + (6 \times 0,266 \text{ mV}) = 274,9 \text{ mV} + 1,6 = 276,5 \text{ mV}$.

La valeur de V_S varie en raison inverse de l'altitude. Lorsque l'altitude augmente, le potentiel V_S diminue.

Il s'avère donc nécessaire de générer une valeur numérique de potentiel qui soit en relation avec l'altitude et basée sur le différentiel de la valeur V_S mesurée, par rapport à la valeur V_{S0} relative à une altitude de 0 mètre. Cette mission est confiée à l'amplificateur opérationnel (II).

Ce dernier est également monté en amplificateur différentiel. Il présente cependant la particularité d'une égalité des résistances R6, R7, R8 et R9.

Il en résulte une amplification différentielle de gain 1, c'est-à-dire une simple soustraction entre :

- le potentiel disponible sur le point médian de l'ajustable A1
- le potentiel S {sortie de l'ampli-op (IV)}

Pour une altitude de 0 mètre, cette différence doit être nulle, ce qui revient à dire que le curseur de l'ajustable A1 est à régler de manière à obtenir un potentiel de 276,5 mV.

Une autre façon de réaliser ce réglage consiste à vérifier que la sortie de l'amplificateur opérationnel (II) présente un potentiel de :

$$276,5 \text{ mV} - 274,9 \text{ mV} = 1,6 \text{ mV}$$

Cela à 50 mètres d'altitude, c'est-à-dire aux conditions de l'expérience.

Transposition à une altitude de 3 000 mètres

Quand l'altitude atteint 3 000 mètres, la valeur V_S devient égale à :

$$274,9 \text{ mV} - (1018 - 712) \times 0,266 \text{ mV}, \text{ soit } 274,9 \text{ mV} - (306 \times 0,266) \text{ mV} = 193,5 \text{ mV}$$

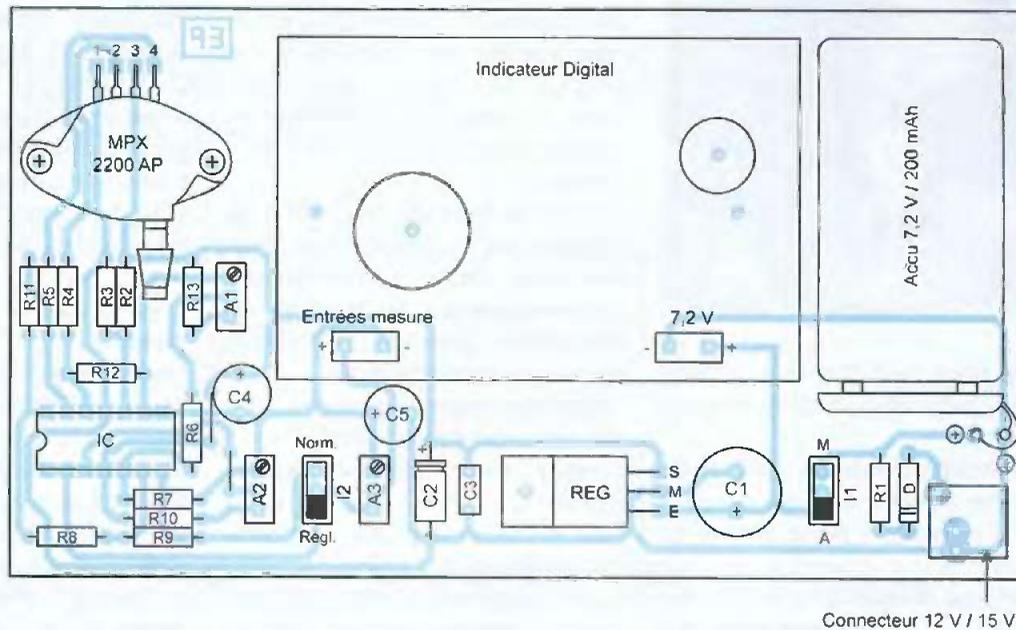
Le potentiel disponible sur la sortie de l'ampli-op (II), est alors de :

$$276,5 \text{ mV} - 193,5 \text{ mV} = 83 \text{ mV}$$

Tarage du voltmètre numérique

L'ampli-op (I) est monté en suiveur de potentiel. Sur sa sortie, on recueille le potentiel disponible sur le curseur de l'ajustable A2.

3



Le curseur de ce dernier est à régler de manière à obtenir un potentiel de 83 mV sur la sortie de l'ampli-op, l'interrupteur étant placé sur position « Réglage », ce qui a pour conséquence la mise en relation de l'entrée « IN + » du voltmètre avec le potentiel de 83 mV évoqué ci-dessus.

Il convient finalement d'agir sur le curseur de l'ajustable A3 afin que le voltmètre affiche la valeur 30.0.

Rappelons que cet indicateur a une capacité maximale d'affichage de 1999, pour un potentiel de 199 mV. Pour la lecture du résultat de la mesure de l'altitude, il suffit donc de multiplier l'indication affichée par 10. Cette disposition, consistant à prendre comme unité de base le décimètre, procure une indication davantage stabilisée que dans le cas d'une définition au mètre.

L'inverseur I2 est à placer sur sa position normale.

L'altimètre est maintenant opérationnel.

Cette situation reste satisfaisante tant que la pression atmosphérique demeure égale à celle retenue pour l'expérience.

Si elle varie, le seul calibrage restant à effectuer consiste à agir sur le curseur de l'ajustable A1 de manière à obtenir l'indication 5 sur le voltmètre, si l'altimètre se trouve à une altitude de 50 mètres.

L'initialisation peut également s'ef-

fectuer à n'importe quelle altitude connue, toujours en agissant sur le curseur de l'ajustable A1 et en faisant apparaître la valeur de l'altitude en question sur l'affichage.

Réalisation pratique

La figure 2 reprend le tracé du circuit imprimé. Lequel appelle peu de remarques.

Avant sa réalisation, il est cependant conseillé de se procurer tous les composants nécessaires afin de modifier éventuellement les cotes d'implantation des pastilles relatives aux composants dont la configuration géométrique présenterait des différences par rapport aux modèles publiés.

Le schéma d'implantation des composants fait l'objet de la figure 3. On notera la présence de deux straps de liaisons.

Attention au respect de la bonne orientation des composants polarisés.

On vérifiera à l'ohmmètre que les curseurs des ajustables sont placés en position médiane, avant leur implantation.

Concernant l'ajustable A1, le seul qui sera souvent sollicité par la suite lors des utilisations de l'altimètre, on pourra, par exemple, monter sur sa vis de manœuvre une pièce cylindrique faisant office de bouton.

Nomenclature

Résistances

2 straps
 R1 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R2, R3 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R4 à R9 : 100 kΩ, tolérance 1% (marron, noir, noir, orange)
 R10 : 75 kΩ (violet, vert, orange)
 R11, R12 : 2,2 MΩ, tolérance 1% (rouge, rouge, noir, jaune)
 R13 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 A1, A2, A3 : ajustable 10 kΩ, 25 tours, axe vertical

Condensateurs

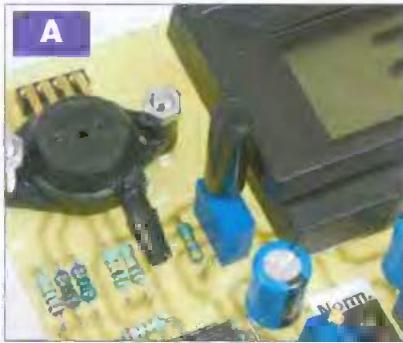
C1 : 2200 μF/16 V
 C2 : 100 μF/16 V
 C3 : 0,1 μF
 C4, C5 : 220 μF/16 V

Semiconducteurs

IC : LM 324
 D : 1N 4004
 Capteur de pression MPX 2200 AP
 REG : Régulateur 6 V - 7806

Divers

Barrette 4 broches
 Support 14 broches
 I1 et I2 : 2 inverseurs à glissière
 Connecteur femelle (alimentation 12 V)
 Fiche mâle
 Fiche allume-cigare
 Fil pour alimentation 12 V (1 conducteur + masse)
 Accumulateur 7,2 V/200 mAh
 Coupleur pression
 Voltmètre de tableau avec afficheur LCD 3 1/2 digits - PMLCD (Velleman)



Cette pièce peut être fixée à l'aide d'une goutte de colle de type époxy (photo A).

Le voltmètre numérique PMCLD de Velleman se caractérise par une sensibilité nominale à pleine échelle de 200 mV.

Sa tension d'alimentation peut varier de 7 à 11 V. Les digits présentent une hauteur de 13 millimètres.

L'affichage de 3 digits 1/2 comporte également un indicateur de polarité (+ ou -). Il se caractérise par une très haute impédance d'entrée : supérieure à 100 MΩ.

En cas de dépassement de la valeur maximale, l'affichage « 1 » apparaît. La mesure périodique du potentiel se produit deux à trois fois par seconde. La précision de l'appareil est de ± 0,5 %. La consommation est de l'ordre du milliampère. Le voltmètre dispose de quatre entrées : deux pour l'alimentation et deux autres pour les mesures. Enfin, ses dimensions physiques sont de 68 mm x 44 mm.

Réglages

Le cheminement à suivre pour effectuer un réglage correct de l'altimètre est celui explicité dans les différents paragraphes du chapitre consacré au fonctionnement.

Pour plus de clarté, nous allons le résumer. Il s'agit d'une suite logique de mesures et de calculs dont les résultats peuvent être consignés au fur et à mesure dans le **tableau C**.

Dans ce tableau, les altitudes sont exprimées en mètres, les potentiels en mV et les pressions en hPa.

Tous les potentiels sont à mesurer par rapport à la broche (8) du circuit intégré (sauf pour le cas particulier de V_s).

Dans un premier temps, l'inverseur I2 est à placer sur position « Normale ».

• Altitude « a » (a < 1000)

Il s'agit de l'altitude de l'endroit où s'effectue le réglage de l'altimètre. Ainsi que nous l'avons déjà indiqué, ce renseignement figure parmi les informations générales et topographiques de la commune.

On peut les trouver sur Internet.

• Pression atmosphérique « P »

C'est la pression atmosphérique du moment et à l'endroit du réglage. Elle peut être mesurée à l'aide d'un baromètre suffisamment précis. Si ce dernier est gradué en millimètres de mercure, la pression en hPa peut se déduire en appliquant la relation :

$$P = H \text{ (mm de mercure)} \times 133,322 \text{ hPa}$$

• Différence de potentiel à la sortie du capteur « V_s »

Cette valeur est à mesurer entre les broches (2) et (4) du capteur avec un voltmètre réglé sur une sensibilité de 200 mV.

• Différence de potentiel sur la sortie « V_s » de l'ampli-op (IV)

Cette valeur se mesure au niveau de la broche (14) du circuit intégré.

• Gain « G » de l'amplificateur

Il s'agit d'un simple calcul : $G = V_s/v_s$

• Variation « Δ » du potentiel V_s par rapport à la variation de pression

Cette variation est de 0,012 mV pour une variation de 1 hPa au niveau du potentiel v_s . Concernant la variation de V_s , il y a lieu d'appliquer la relation : $\Delta = G \times 0,012$

• Pression atmosphérique à l'altitude 0 mètre

En partant du tableau de référence reliant altitude et pression et figurant en début d'article, on peut calculer la valeur théorique de la pression à l'altitude « a » en appliquant la relation :

$$P_a = 1013 - (1013 - 899) \times \frac{a}{1000} = 1013 - \frac{114 \times a}{1000}$$

Cette valeur théorique de Pa est alors

comparée à la valeur réelle « P » mesurée à l'endroit du réglage.

On en déduit alors la valeur :

$$d = P - Pa$$

A noter que cette valeur peut être positive, négative voire nulle. Elle est à ajouter algébriquement à la valeur 1013 du tableau de référence.

La pression atmosphérique à 0 mètre devient alors $P_0 = 1013 + d$

• Valeur de V_{s0} à l'altitude de 0 mètre

Lorsque la pression passe de l'altitude « a » à l'altitude 0, la pression augmente de la valeur $P_0 - P$

La variation de V_s est alors égale à $(P_0 - P) \times \Delta$, d'où :

$$V_{s0} = V_s + (P_0 - P) \times \Delta$$

• Valeur de U_s

Il s'agit du potentiel que l'on doit obtenir sur la broche (7) du circuit intégré. Cette valeur doit être telle que $U_s = V_{s0} - V_s$

À ce niveau, il convient donc d'agir sur le curseur de l'ajustable A1 pour obtenir effectivement cette valeur sur la broche (7) du circuit intégré.

• Valeur de P_{3000}

Elle se déduit de la valeur de la pression à 3 000 mètres d'altitude, soit 701, à laquelle il faut ajouter algébriquement la valeur « d ».

$$P_{3000} = 701 + d$$

• Valeur de V_{s3000}

Lorsque l'altitude passe de « a » à 3000, la pression diminue de la valeur $P - P_{3000}$

La diminution correspondante de V_s est donc de $(P - P_{3000}) \times \Delta$

$$D'où \quad V_{s3000} = V_s - (P - P_{3000}) \times \Delta$$

• Valeur de U_{s3000}

C'est la valeur que l'on mesurerait sur la broche (7) du circuit intégré à une altitude de 3000 mètres. Elle se détermine par la relation :

$$U_{s3000} = V_{s0} - V_{s3000}$$

L'inverseur I2 placé sur position « réglage », il faut agir sur le curseur de l'ajustable A2 pour obtenir la valeur U_{s3000} au niveau de la broche (1) du circuit intégré.

Ensuite, on agit sur le curseur de l'ajustable A3 pour aboutir à l'affichage de la valeur 30.0 sur le voltmètre numérique.

Enfin, l'inverseur est à placer sur la position « Normale ». L'altimètre est maintenant réglé.

Alt.	Pres.	v_s	V_s	Gain	$\Delta V/\Delta p$	P_0	V_{s0}	U_s	P_{3000}	V_{s3000}	U_{s3000}
50	1018	12,41	274,9	22,151	0,268	1024	276,5	1,6	712	193,5	83

Tableau C

R. KNOERR

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'intégré Revox

« Modell 40 »



J'ai longtemps hésité à vous livrer l'analyse de ce modeste amplificateur intégré, entièrement à tubes, de 2 x 12,5 W, créé par Studer Revox en 1965 afin d'accompagner le « G36 », célèbre magnétophone « tout à tubes » de la marque.

Trois qualités m'ont enfin convaincu de vous le présenter. La première et essentielle est l'incroyable écoute de ce petit « engin ». La deuxième réside dans le tube utilisé : l'indémorable ECL 86. Enfin, cet amplificateur est facilement reproductible, sans difficulté aucune.

Tube « fétiche » : l'ECL 86

L'ECL86, ainsi référencée en Europe (« C » pour triode, « L » pour pentode

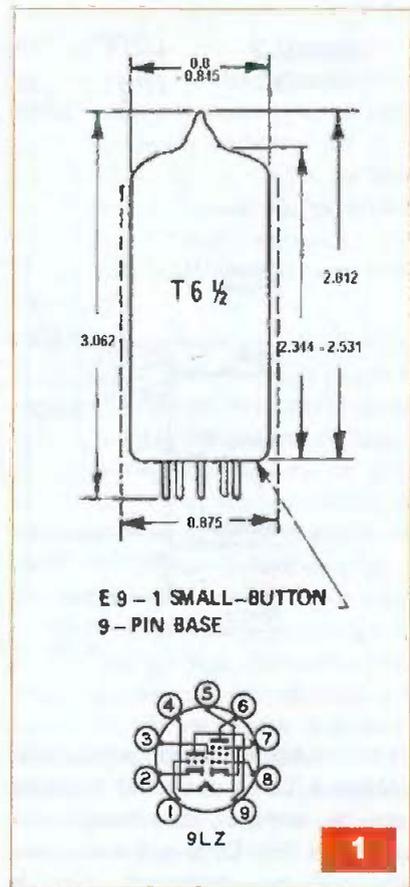
de puissance) mais appelée aux Etats-Unis « 6GW8 », regroupe dans la même enveloppe une amplificatrice de tension : 1/2 12AX7/ECC83 et une pentode de puissance bien connue : l'EL84.

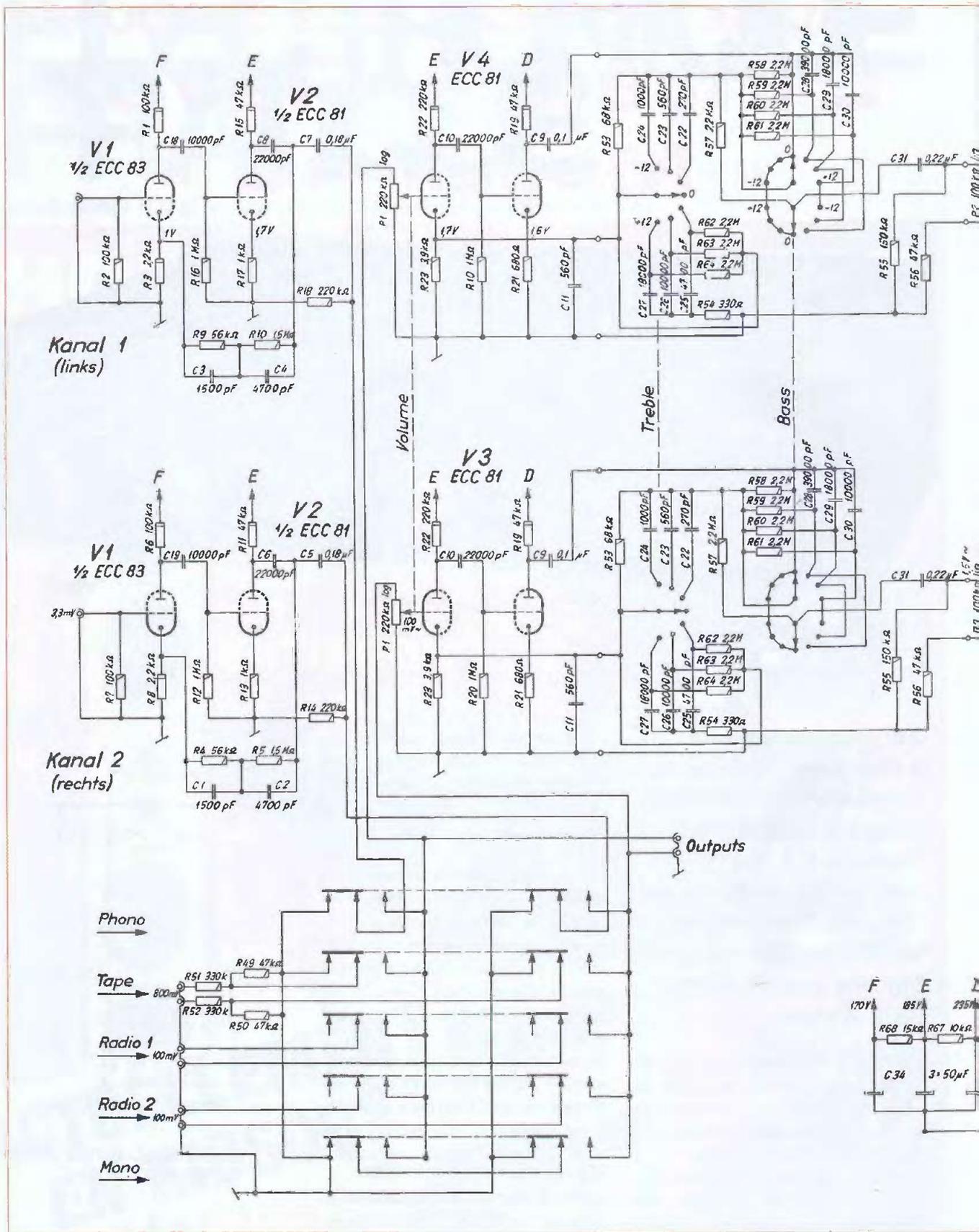
Ce tube magique, mis au point dans les années soixante en remplacement de l'ECL82 moins puissante, fut utilisé en télévision (amplis verticaux) sous la référence « PCL86 » (mêmes caractéristiques, mais filament alimenté sous 14,5 V, au lieu des 6,3 V pour l'ECL86).

La version ECL86 fut principalement adoptée par les fabricants d'électrophones : un seul tube pour un amplificateur monophonique et deux tubes pour un amplificateur stéréophonique.

Quatre tubes ECL86 assuraient un push-pull en stéréo. C'était la disposition adoptée par Studer Revox (dans le « G36 » en contrôle mono et le « Modell 40 » en stéréo). Vous trouverez en figure 1 son brochage.

Il convient ici de préciser que dans les années soixante, avec l'arrivée de





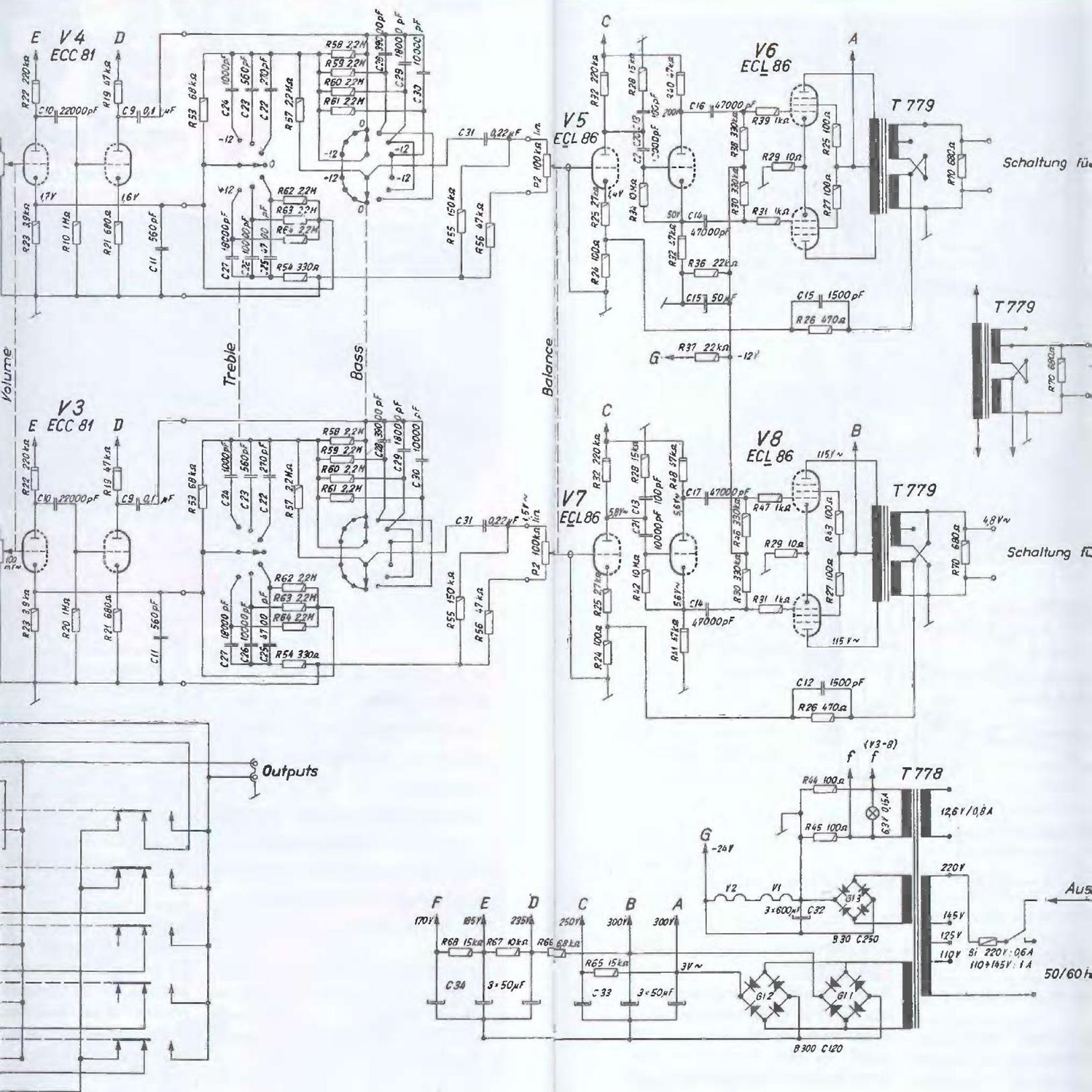
la stéréophonie, les fabricants s'ingénierent à fournir des tubes multiples afin de simplifier les câblages des appareils. En Europe, Lorenz créa l'ELL800 qui regroupait dans la

même enveloppe deux EL84 ! D'où un étage de puissance push-pull avec un seul tube. Grundig l'utilisera à outrance dans ses grands meubles combinés radio-phonos-magnétophone.

Étude du Modell 40

Le schéma fait l'objet de la figure 2 avec, de gauche à droite :

1) V1/V2. Étage préamplificateur, cor-



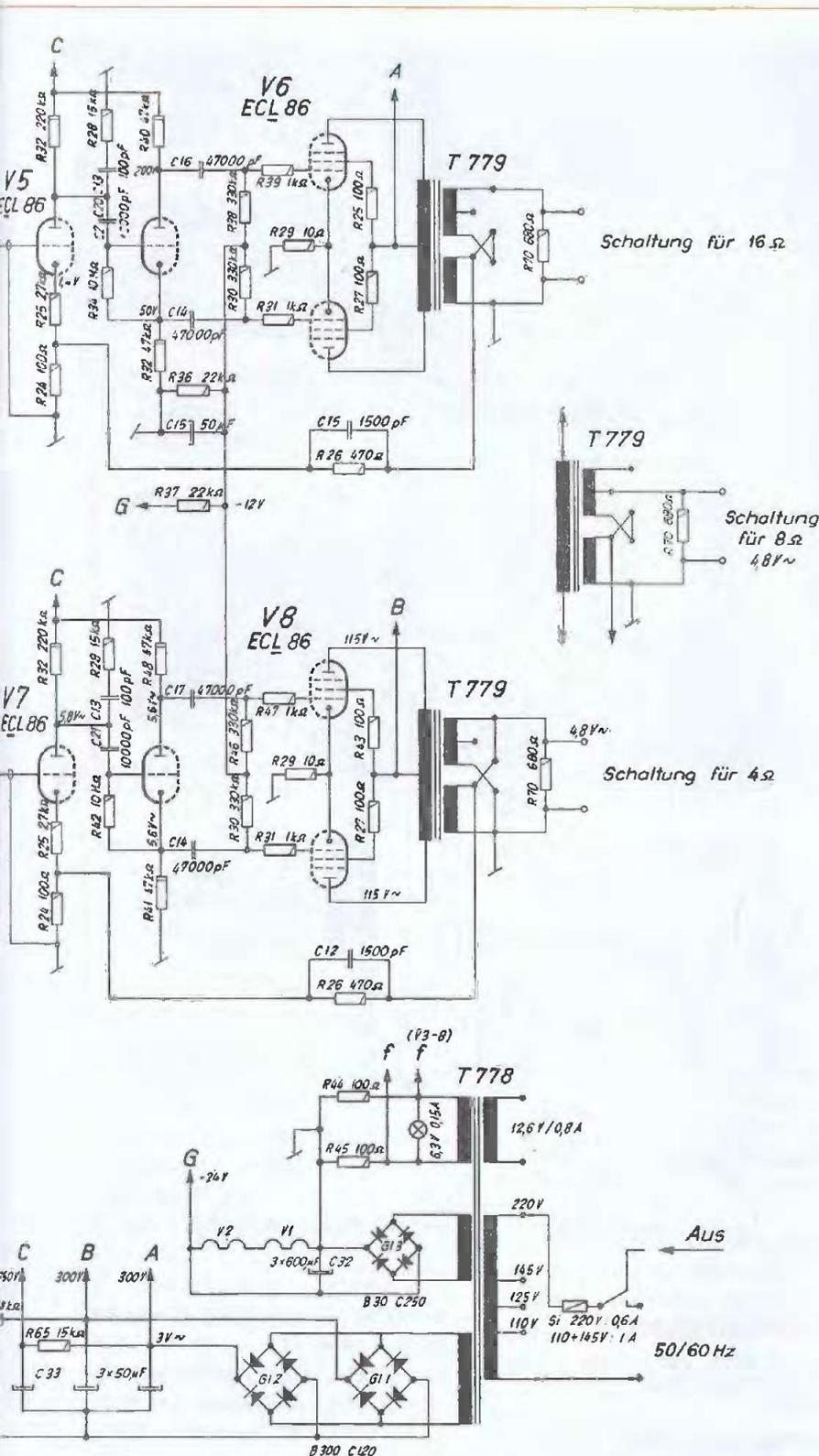
Étude du Modell 40

Le schéma fait l'objet de la figure 2 avec, de gauche à droite :

- 1) V1/V2. Étage préamplificateur, cor-

recteur RIAA pour cellule à aimant mobile ou reluctance variable et autres procédés. Sensibilité d'entrée de 5 mV. La correction RIAA s'effectue par contre-réaction entre V2 et V1 :

(canal gauche; R9, R10, C10, C11). Tube V1 : 12AX7. Tube V2 : 6X4. 2) Un commutateur à trois positions sélectionne les entrées phonographique et radio. Le commutateur est représenté



2

recteur RIAA pour cellule à aimant mobile ou reluctance variable et autres procédés. Sensibilité d'entrée de 5 mV. La correction RIAA s'effectue par contre-réaction entre V2 et V1 :

(canal gauche; R9, R10, C3, C4 et R3. Tube V1 : 12AX7. Tube V2 : 12AT7
 2) Un commutateur à touches sélectionne les entrées phono ou ligne (le commutateur est représenté sur le

schéma toutes entrées non commu-
 tées).

3) En sortie du commutateur, on trouve les deux prises (« outputs » sur le schéma) destinées à l'enregistrement direct des sources sans traverser l'amplificateur.

4) Le signal entre ensuite directement sur le potentiomètre double de volume avec P1 : 220 kΩ logarithmique

5) Le curseur du potentiomètre « attaque » V4 (ECC81/12AT7) dont l'impédance de sortie est faible. Cela permet de driver un double réglage de tonalité d'une efficacité redoutable (±12 dB de 30 Hz à 20 kHz). Dérivé du Baxendahl, ce correcteur ressemble énormément à celui utilisé par la firme McIntosh sur son C22.

6) En sortie du correcteur, on remarque le potentiomètre double de la balance P2 (2 x 100 kΩ linéaire).

7) En sortie de celui-ci, on arrive à l'amplificateur de puissance proprement dit où l'on trouve les deux ECL86.

Les triodes de V5 et V6 sont utilisées de la façon suivante :

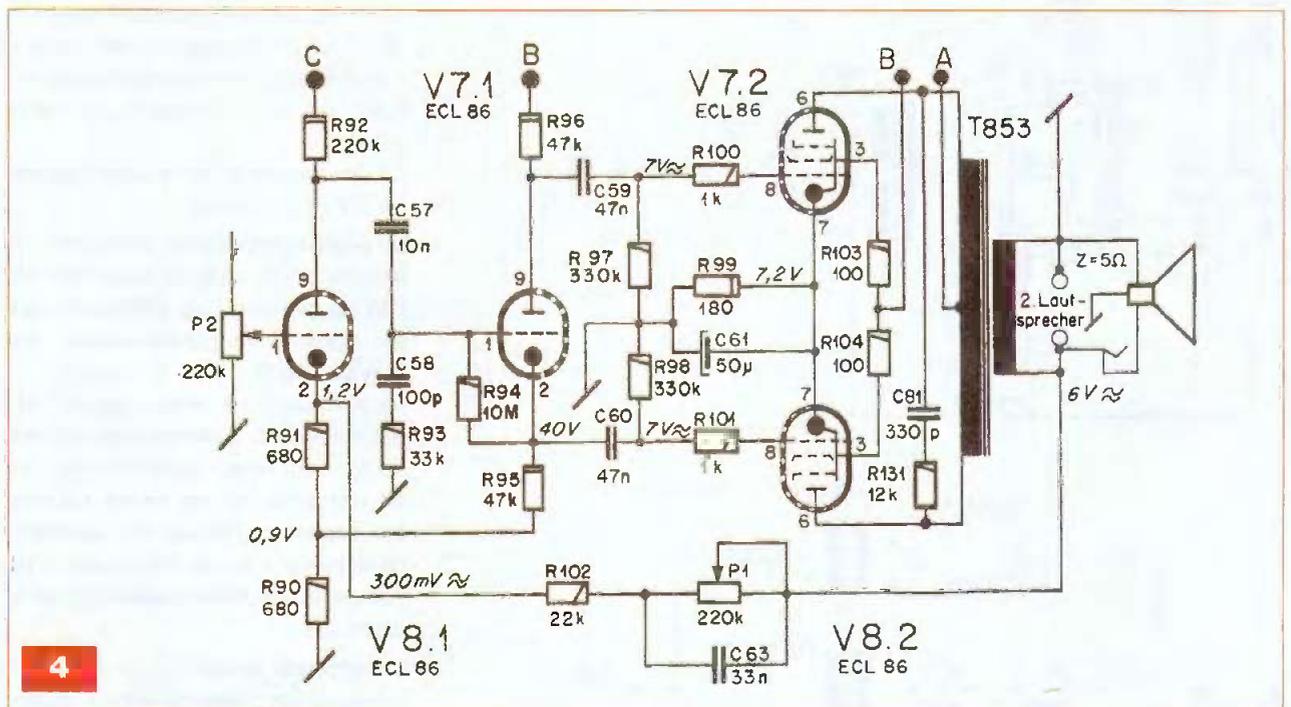
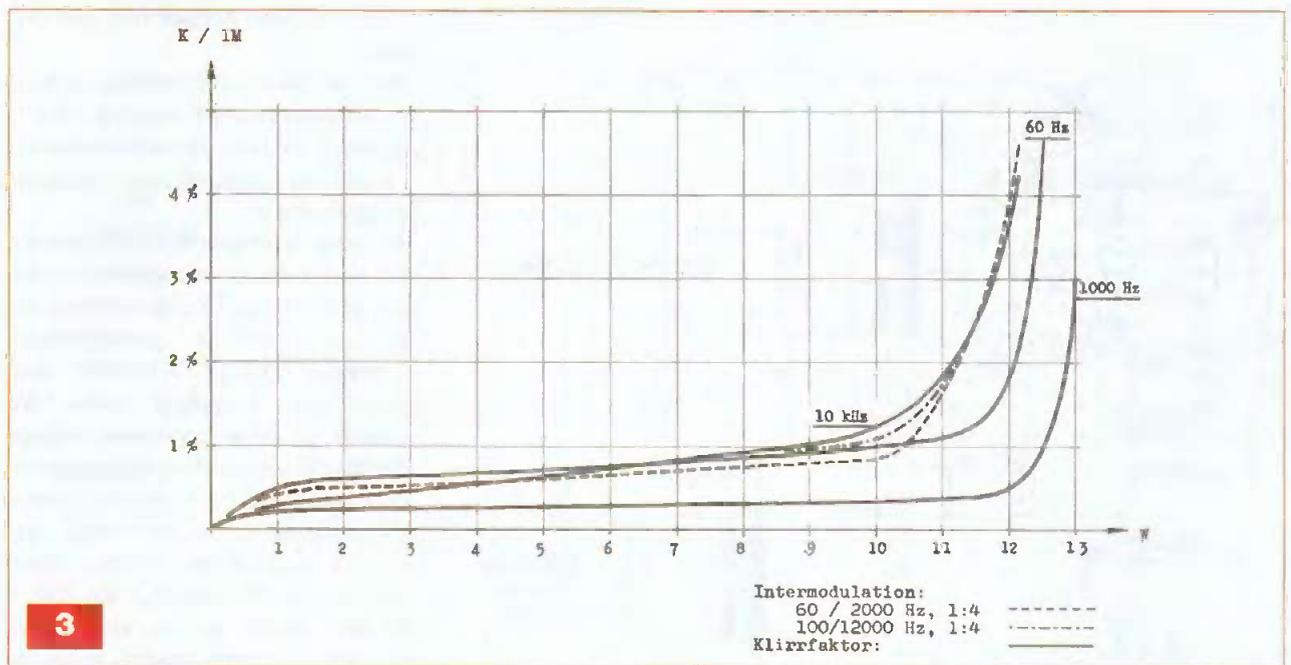
La première triode est une pure pré-amplificatrice chargée par R32 de 220 kΩ, polarisée par R25 de 2,7 kΩ. On applique la contre-réaction sur R24 de 100 Ω.

La résistance de charge de 220 kΩ est shuntée à la masse par un filtre haute fréquence constitué par C13 de 100 pF et R28 de 15 kΩ. Ce filtre est destiné à éliminer de possibles oscillations « haute fréquence » de l'étage final (système recommandé et classique).

La seconde triode est un classique inverseur de phase de type « cathodyne » (résistances identiques R32 et R40 de 47 kΩ). Remarque la présence d'une résistance de fuite de grille de 10 MΩ. C'est elle qui assure la polarisation correcte de la triode en utilisant le courant de fuite de grille.

Ce procédé est rarement utilisé dans un circuit inverseur de phase. On le trouve, en général, dans certains étages à grand gain (entrée micro, en particulier) afin de rendre plus favorable le rapport signal/bruit.

En sortie de l'inverseur de phase, « attaque » classiquement les pentodes de puissance avec C14 et C16 de 0,47 μF et les résistances anti-

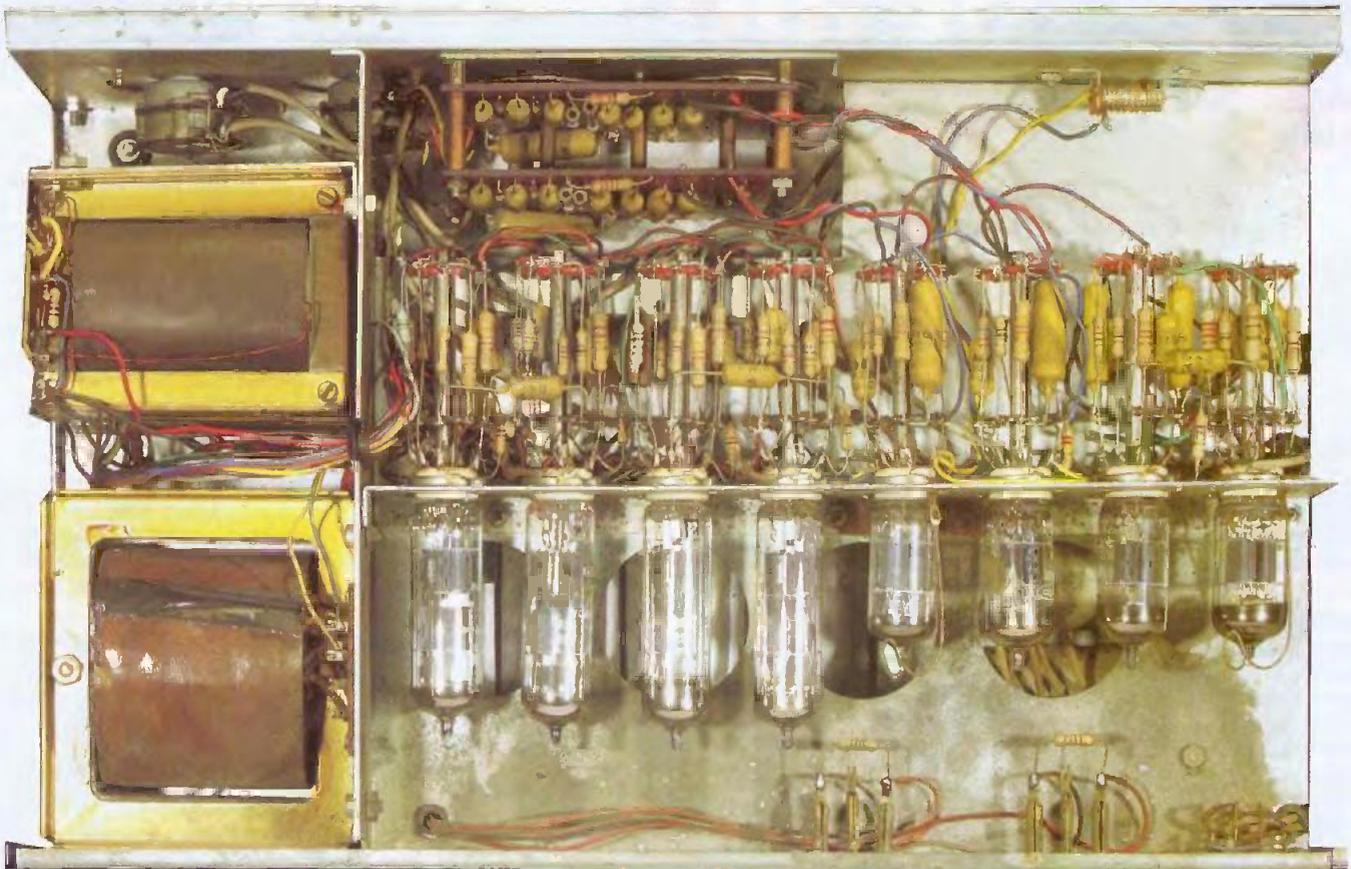


oscillation R31 et R39 de 1 kΩ. Il est intéressant de trouver une polarisation fixe des tubes de puissance (fonctionnement en classe AB proche de la classe B) sur cet appareil. Ceci permet de tirer une puissance de crête maximale de 18 watts, avec un minimum de distorsion (figure 3). La polarisation est prélevée au point G de l'alimentation avec une tension de - 24 V, ramenée à - 12 V par le diviseur de tension formé par R36 et R37 de 22 kΩ chacune, R36 étant découplée par un condensateur de 50 μF.

L'alimentation

Elle est le plat de choix de ce petit appareil. On trouve tout d'abord l'alimentation principale constituée par deux ponts redresseurs connectés en parallèle (G11 et G12). À l'époque, les diodes utilisées étaient en effet loin de pouvoir supporter ce que nous leur faisons subir de nos jours ! Chaque pont va ainsi alimenter un canal de puissance indépendant. G11 est chargé par un condensateur de 50 μF et alimente par « B » le point

milieu du transformateur de sortie du canal 2 (droit). G12 est chargé par l'autre condensateur de 50 μF et alimente par « A » le point milieu du transformateur du canal 1 (gauche). Cette astuce va permettre de ne pas employer des condensateurs de trop forte valeur en tête de filtrage afin de respecter une constante de temps de l'ordre de 10 ms par canal et sauvegarder ainsi la « courbe enveloppe » du signal audio. D'autre part, ce procédé permet de rendre les deux canaux pratiquement



indépendants l'un de l'autre.

GI2 alimente, par ailleurs, à travers R65 et C33, les étages préamplis et inverseurs du push-pull de puissance par « C » (250 V).

Quant à GI1, il alimente, à travers R66, R67 et R68, les étages phono et correcteur de tonalité (D, E, F).

Le filtrage est assuré par un condensateur triple de $3 \times 50 \mu\text{F}$.

Examinons maintenant le pont GI3.

Il alimente en continu les filaments des tubes V1 et V2.

Sa polarité négative n'est pas reliée à la masse.

On a relié la polarité positive à la masse, ce qui a pour conséquence de trouver en « G » une tension négative de - 24 V qui va servir à la polarisation des tubes de puissance.

Les filaments de tous les autres tubes sont alimentés en alternatif 6,3 V. Deux résistances R44 et R45 de 100Ω créent un point milieu relié à la masse afin de réduire les ronflements.

Le transformateur d'alimentation délivre :

Haute tension : 220 V/250 mA

Basse tension : 18 V/150 mA

: 6,3 V/2 A

Les transformateurs de sortie

Ils sont classiques avec une impédance primaire de 8000Ω plaque à plaque.

Comme vous pouvez le constater, il n'y a pas ici de montage en « ultralinéaire ». Les grilles « écran » des tubes de puissance sont directement alimentées par la haute tension à travers les résistances R25, R27 de 100Ω .

La contre-réaction (CR) est prise au point milieu du secondaire. La mise en parallèle du signal de CR entre, d'une part, le demi-enroulement et la masse et, d'autre part, le haut-parleur et la masse, rend plus favorable l'amortissement.

Ce procédé a été employé par Audio Research dans certains de ses amplificateurs à CR symétrique. Celle-ci est appliquée à R24, à travers R26 et C12.

Le même en classe A

Si vous voulez vous amuser, voici en figure 4 l'ampli de puissance du « G36 ». Vous « tirerez » moins de

puissance des ECL86 car elles fonctionnent en classe A, avec polarisation automatique des cathodes par R99 de 180Ω et C61 de $50 \mu\text{F}$.

Pour le reste, tout est à peu près identique, à l'exception de la contre-réaction appliquée sur R91 par R102, P1 et C63.

P1 permet de faire varier le taux de CR, donc le coefficient d'amortissement est compensé par R95 (réaction) qui revient sur R90.

Lorsque, à l'aide de P1, on diminue la CR, le gain de la première triode augmente, tout comme la tension à la jonction de R95 et R90 (réaction). Par conséquent, la réaction appliquée sur R90 par la deuxième triode augmente également, ce qui maintient le gain à peu près constant en manœuvrant P1. Autrement dit, seul le coefficient d'amortissement varie... et cela fonctionne ! Il fallait oser !

À l'écoute

Peu de commentaires tant les résultats obtenus, avec d'aussi faibles moyens, sont époustouffants.

Merci Monsieur Studer !

R. BASSI

Préamplificateur stéréophonique en AOP

5 entrées - sortie casque - 100 mW



Ce préamplificateur permet la sélection de cinq sources, dont une avec correction RIAA. Il dispose d'une sortie de 1 Veff sous 600 Ω et intègre un amplificateur de 100 mW pour écoute au casque. Sa distorsion propre est inférieure à 0,03 % et la bande passante s'étend de 10 Hz à 50 kHz à -1 dB. L'ensemble tient sur une carte unique et utilise exclusivement des circuits intégrés, ce qui rend sa réalisation à la portée de tous. La carte peut être insérée dans un coffret extra plat de 40 mm de haut.

Les deux canaux étant identiques, nous étudierons le canal droit dont la nomenclature des composants est impaire (figure 1). Le sélecteur d'entrée permet la commutation de cinq sources différentes. La première position met en service un correcteur RIAA, les quatre autres dites linéaires proposent une sensibilité « programmable » par le choix des résistances R17 à R23.

Le préamplificateur

La correction RIAA

Le correcteur RIAA met en œuvre un LM833. La correction RIAA est obtenue par contre-réaction.

Le palier à 3180 μs est réalisé par le dipôle R11/200kΩ et C9/15nF, le pôle à 75 μs par le dipôle R9/16 kΩ et C7/4,7 nF. Le gain de cet étage est de 35 dB à 1 kHz. Le bruit rapporté en entrée est spécifié à 330 nV, ce qui nous donne un rapport signal/bruit théorique de 60 dB, pour un signal de 3 mV à 1 kHz en entrée.

En pratique une cellule spécifiée à

3 mV/5 cm/s⁻¹ à 1 kHz sort un signal moyen de 30 mVac, le rapport signal/bruit est alors de 80 dB.

La mesure de la conformité à la norme est de ± 0,4 dB.

L'impédance d'entrée est fixée par la mise en parallèle de R1/100 kΩ et R3/91 kΩ, soit 47,6 kΩ.

La résistance R71 n'est qu'un pontage qui peut être remplacé par une résistance, afin d'éviter la saturation pouvant éventuellement survenir à la sortie de IC2 (gain = 15 dB) en utilisant une cellule particulièrement dynamique.

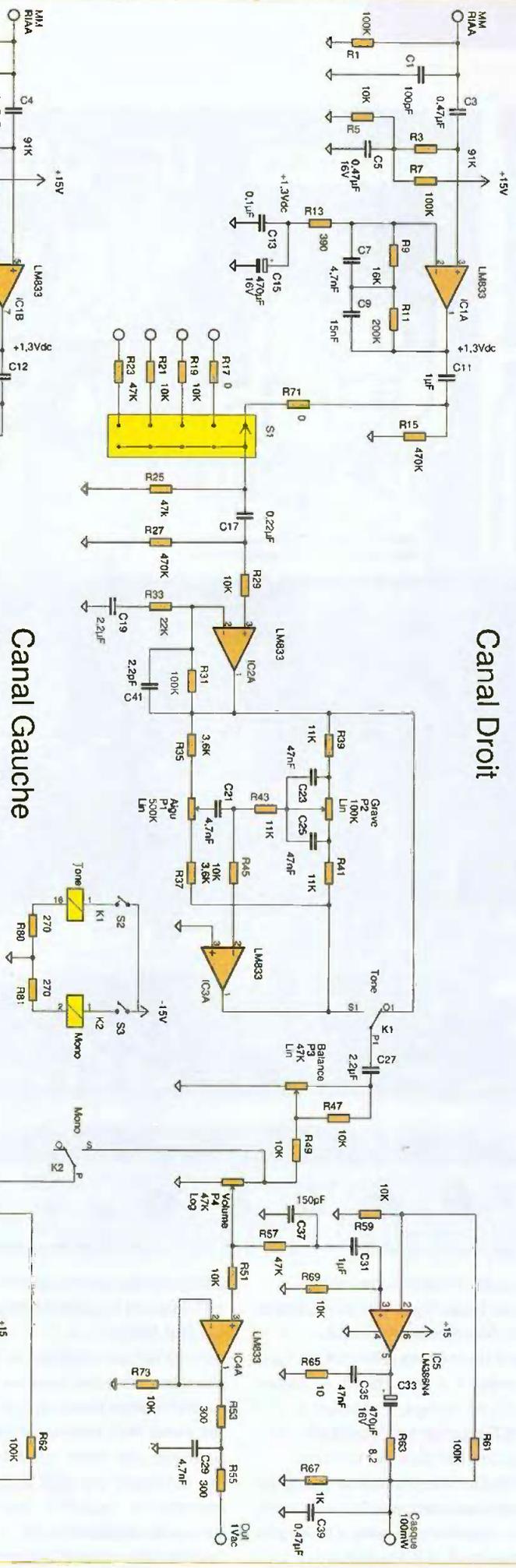
Une valeur de 47 kΩ réduira, si nécessaire, la sensibilité à 6 mV à 1 kHz. L'AOP est polarisé à +1,3 Vdc afin de maintenir le condensateur électrolytique C15 sous tension.

Le signal de sortie de l'AOP est aiguillé vers la position « 1 » du sélecteur de source.

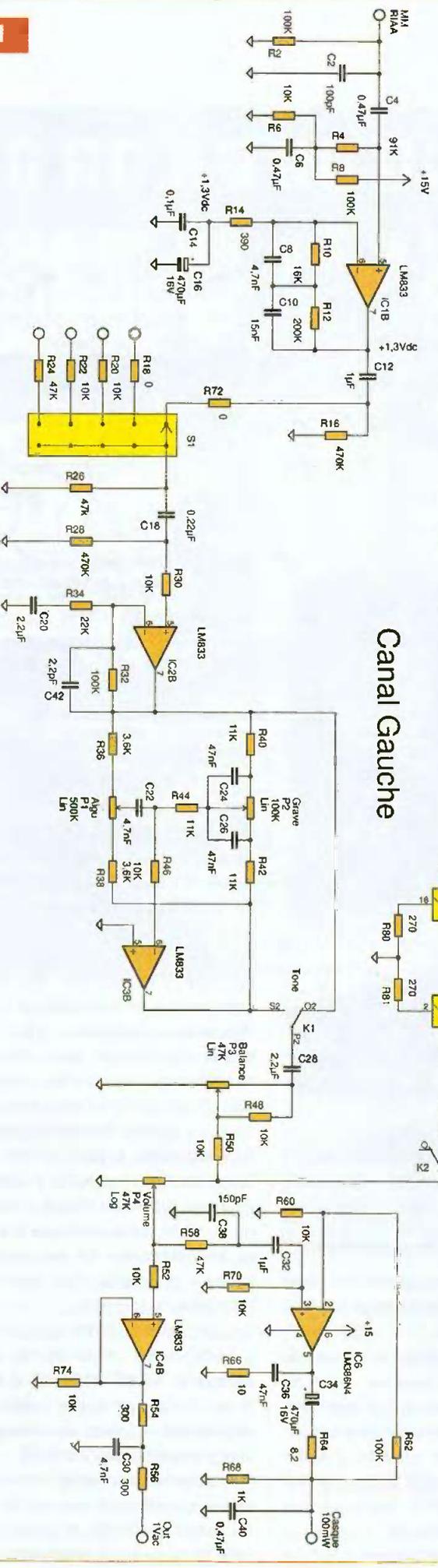
Préamplification et correction de la tonalité

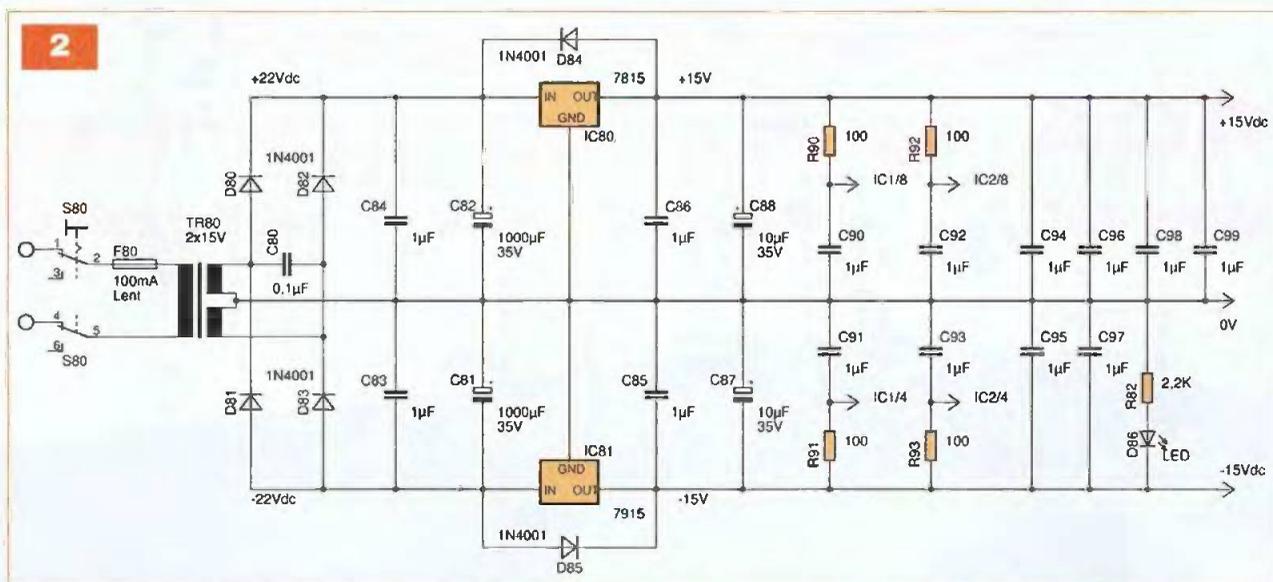
L'AOP/IC2 a un gain de 15 dB et « pilote » sous une impédance nulle le correcteur de tonalité. La correction

Canal Droit



Canal Gauche





est mise hors-service par défaut. Le relais K1 au repos prélève le signal directement en sortie de IC2. Le correcteur de tonalité est du type Baxendall. Il a été décrit en détail dans *Electronique Pratique* n°317 (juin 2007). Le gain à l'équilibre et à la fréquence charnière est unitaire. Cette fréquence charnière (*turnover frequency*) est située à 500 Hz, à une position physiologiquement plus centrale que les 1 000 Hz habituels.

L'amplification/atténuation à 30 Hz et à 10 kHz est indépendante et réglable jusqu'à 15 dB.

Le signal est ensuite appliqué au potentiomètre de balance, suivi du potentiomètre de volume. L'activation du relais K2 provoque la mise en parallèle des deux canaux. L'AOP4 est configuré en gain unitaire et les résistances R53/R55 fixent l'impédance de sortie à 600 Ω.

Les condensateurs C41 de 2,2 pF et

C29 de 4,7 nF limitent la bande passante à 100 kHz à -3 dB.

Les deux relais K1 et K2 ont une bobine de 1 kΩ environ. Les résistances R80 et R81 de 270 Ω sont placées en série afin de pouvoir les activer par la tension de 15 Vdc.

Amplificateur pour écoute au casque

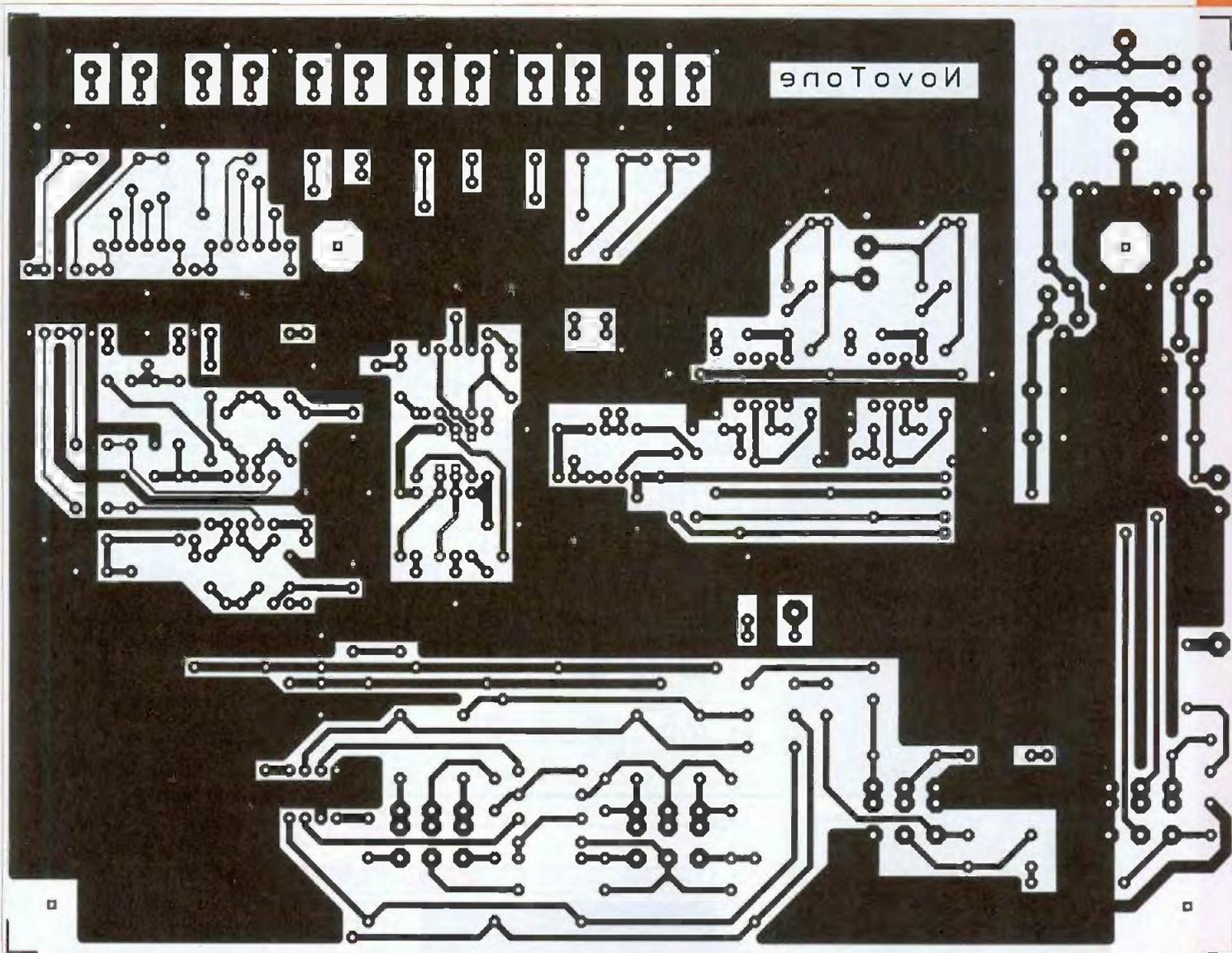
Le circuit utilisé est un LM386N4. Il développe une puissance maximale de 1 W_{eff}. La puissance est ici limitée à 100 mW dans une charge de 64 Ω. Le LM386 est configuré par défaut pour un gain de 20, ce qui est trop important pour notre usage.

La note d'application de National spécifie que le gain minimal ne peut descendre en dessous de 9 sans risque d'instabilité. Les résistances intégrées aux entrées (broches 2 et 3) font 50 kΩ et fixent l'impédance d'entrée. La contre-réaction réalisée par R61/R59 limite le gain à 9 (19 dB) en sortie de l'AOP et à 7 (17 dB) après R63 en présence d'une charge de 64 Ω. Le signal prélevé sur le curseur du potentiomètre P4 est appliqué à l'entrée directe via un atténuateur R57-R69 de 15,5 dB.

Le gain global entre le curseur du potentiomètre et la sortie casque s'élève à : 17 dB - 15,5 dB = 1,5 dB. Avec 1 Vac en sortie audio, nous appliquons 1,2 Vac au casque, soit une puissance de 22 mW_{eff}.

La puissance maximale avant écrêtage est de 100 mW dans 64 Ω.

Le circuit C35-R65, imposé dans la note d'application, assure la stabilité



du montage. Le condensateur C37 de 150 pF limite la bande passante à 90 kHz à -3 dB.

Alimentation

Le succès de cette réalisation est directement conditionné par la qualité de son alimentation (figure 2). Le choix du transformateur d'alimentation s'est porté sur un modèle torique de 15 VA. Sa puissance est largement surévaluée, mais comme les pertes magnétiques sont faibles, la consommation au primaire se stabilise à 2,5 VA et monte à 3,5 VA quand les deux relais K1 et K2 sont activés. La régulation utilise deux circuits intégrés 7815 et 7915. Ils ne nécessitent pas de dissipateur. La tension d'ondulation des ± 15 Vdc est inférieure à 200 μ Vac. De plus, les deux premiers AOP sont

isolés du bruit du souffle de l'alimentation par une cellule R/C 100 Ω - 1 μ F (ex. R90-C90). Quand on sait que le taux de réjection de l'alimentation pour ce type d'AOP est de l'ordre de 100 dB, on a de ce fait éliminé toute source de bruit pouvant venir de l'alimentation.

La mesure « Ronflement + Bruit » est faite avec le commutateur en position « 2 », entrée en court-circuit et potentiomètre de volume au maximum.

Le ronflement en sortie n'excède pas 3 μ Vac, et la mesure du « Ronflement + Bruit » (Hum & Noise), pour une bande de 20 kHz, donne 12 μ Vac ! Le rapport signal/bruit est alors de 98 dB.

La mécanique

Le module a été placé dans un coffret TEKO modèle DS3470, aux dimen-

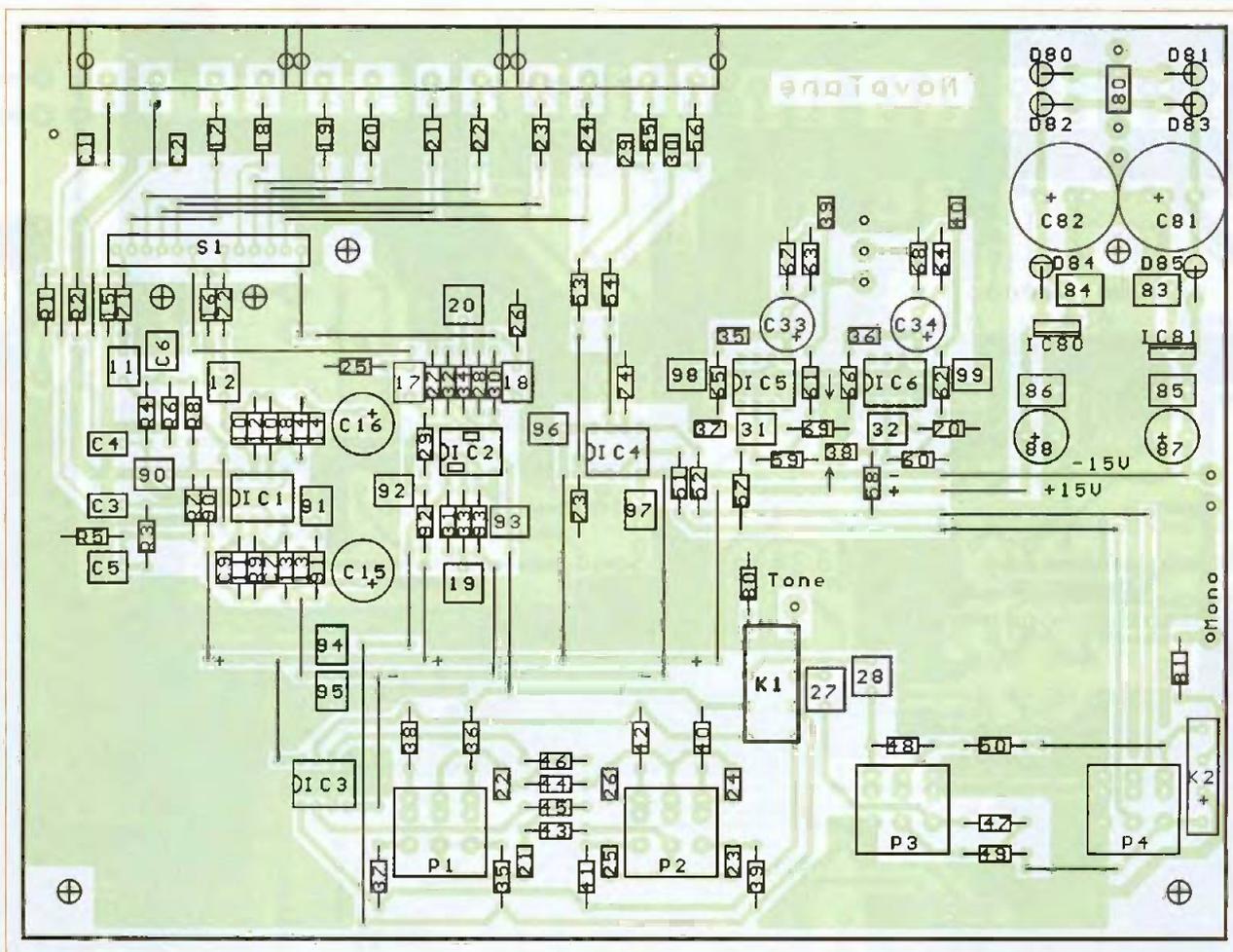
sions de 330 x 170mm x 43 mm. Les photos A, B et C montrent l'agencement réalisé.

La carte est fixée par quatre entretoises de 10 mm contre le couvercle du fond. Les divers perçages sont effectués *in situ* à l'aide du circuit imprimé non câblé. La carte reçoit tous les composants actifs, elle est alimentée en 2 x 15 Vac. Cette carte fonctionne de manière autonome. Elle peut s'intégrer facilement dans tout autre coffret, c'est pourquoi nous ne proposons pas de plan mécanique.

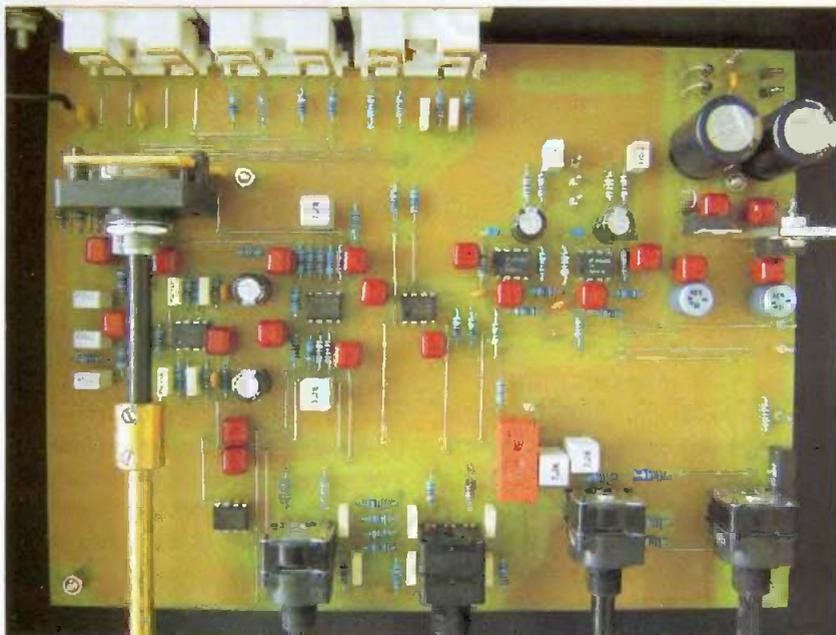
Le circuit imprimé

Le câblage de la carte ne présente pas de difficulté (figures 3, 4 et photo D).

Les dix picots de 1,3 mm sont sertis



4



en premier lieu, ensuite on soude les straps. Le reste est assemblé par ordre croissant de hauteur, en terminant par les quatre potentiomètres et,

enfin, le commutateur. Le raccordement de la masse au châssis est pris sur la carte, dans le coin arrière gauche (à côté de C1).

Mise sous tension et tests

Étant donné le nombre de composants mis en place, il vaut mieux vérifier plusieurs fois la pertinence du montage. Gare aux impatientes ! Pour autant que les circuits intégrés soient montés dans le bon sens, le non-fonctionnement de la carte ne doit pas avoir des conséquences catastrophiques.

Pour la mise en service, il suffit de raccorder le 2 x 15 Vac du transformateur à la carte qui fonctionne de manière autonome. Vérifier la présence des ± 15 Vdc. Raccorder une source, de préférence un signal sinusoïdal de 800 mVac à 1 kHz en entrée « 5 ». Positionner P1, P2 et P3 à mi-course et le potentiomètre de volume au maximum. Le signal montre alors une amplitude de 2 Vac aux bornes du potentiomètre P3 et une tension de 1 Vac aux bornes de P4.

La sortie casque indique 1,4 Vac sans charge. Ensuite, vérifier le bon fonctionnement du correcteur de tonalité.

Préamplificateur	Valeur	Volt/Puiss.	Tol/Type	Pas (mm)
2 C1,C2	100pF	100V	Radial	5
6 C3,C4,C5,C6,C39,C40	0,47µF	50V	Radial	5
6 C7,C8,C21,C22,C29,C30	4,7nF	100V	Radial	5
2 C9,C10	15nF	100V	Radial	5
4 C11,C12,C31,C32	1µF	50V	Radial	5
2 C13,C14	0,1µF	50V	Radial	5
4 C15,C16,C33,C34	470µF	16V	Radial	3,5
2 C17,C18	0,22µF	50V	Radial	5
4 C19,C20,C27,C28	2,2µF	50V	Radial	5
6 C23,C24,C25,C26,C35,C36	47nF	50V	Radial	5
2 C37,C38	150pF	100V	Radial	5
2 C41,C42	2,2pF	100V	Radial	5
4 IC1,IC2,IC3,IC4	LM833			
2 IC5,IC6	LM386			
1 K1	Relais	12V/12mA	RY12	DIL
1 K2	Relais	12V/12mA	Reed 1T	SIL
1 P1	2x500K		Lin	
1 P2	2x100K		Lin	
1 P3	2x47K		Lin	
1 P4	2x47K		Log	
8 R1,R2,R7,R8,R31,R32,R61,R62	100K	1/4W	1%	
2 R3,R4	91K	1/4W	1%	
22 R5,R6,R19,R20,R21,R22,R29,R30 R45,R46,R47,R48,R49,R50,R51 R52,R59,R60,R69,R70,R73,R74	10K	1/4W	1%	
2 R9,R10	16K	1/4W	1%	
2 R11,R12	200K	1/4W	1%	
2 R13,R14	390	1/4W	1%	
4 R15,R16,R27,R28	470K	1/4W	1%	
4 R17,R18,R71,R72	0			
6 R23,R24,R25,R26,R57,R58	47K	1/4W	1%	
2 R33,R34	22K	1/4W	1%	
4 R35,R36,R37,R38	3,6K	1/4W	1%	
6 R39,R40,R41,R42,R43,R44	11K	1/4W	1%	
4 R53,R54,R55,R56	300	1/4W	1%	
2 R63,R64	8,2	1/4W	1%	
2 R65,R66	10	1/4W	1%	
2 R67,R68	1K	1/4W	1%	
2 R80,R81 (*)	270	1/4W	1%	
1 S1	Combinateur	5pos - 2circ		
2 S2,S3	Switch		SPST	

Alimentation	Valeur	Volt/Puiss.	Tol/Type	Pas (mm)
1 C80	0,1µF	100V	Radial	5
2 C81,C82	1000µF	35V	Radial	5 (7,5)
14 C83,C84,C85,C86 C90 → C99	1µF	50V	Radial	5
2 C87,C88	10µF	35V	Radial	5
6 D80 → D85	1N4001			
1 D86	LED			
1 IC80	7815			
1 IC81	7915			
1 F80	100mA		Lent	
4 R90 → R94	100	1/4W	1%	
1 R82	2,2K	1/4W	1%	
1 S80	Switch		DPDT	
1 TR80	230/2x15Vac	15VA		

Autres Composants

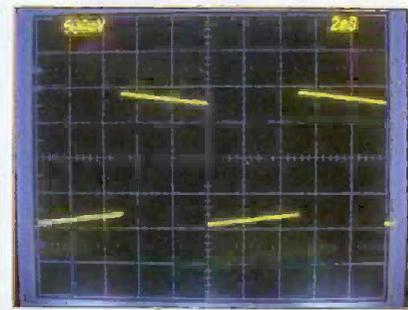
1 Transformateur torique 15VA - 2 x 15Vac
1 Coffret TEKO DS3470
4 Pied 5 mm
1 S1 Combinateur pour CI: 5 Pos. - 2 Cir.
10 Picot 1,3mm
10 Cosse 1,3mm
4 Entretoise 10m M-F/ M3
1 Porte fusible châssis
3 Socle RCA stéréo double pour PCB
1 Socle Ecouteur Stéréo 6,3mm
1 Socle 230V/1A pour châssis
1 Allonge d'axe - 6mm
5 Boutons 6 mm
1 Socle 8 mm pour LED

A la fréquence de 500 Hz, l'intervention sur les potentiomètres P1 et P2 ne doit pas modifier l'amplitude du signal.

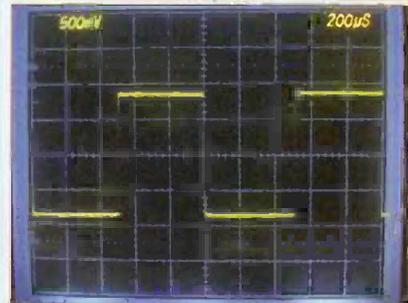
Positionner P1 et P2 au maximum et s'assurer qu'il y a bien accentuation des graves et des aigus aux fréquences de 20 Hz et 20 kHz.

Pour tester le fonctionnement du pré-amplificateur RIAA, injecter un signal sinusoïdal de 3 mVac à 1 kHz.

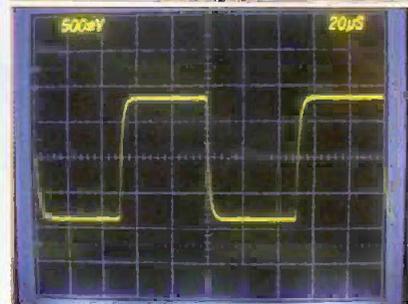
Il est restitué avec une amplitude de 500 mVac en sortie.



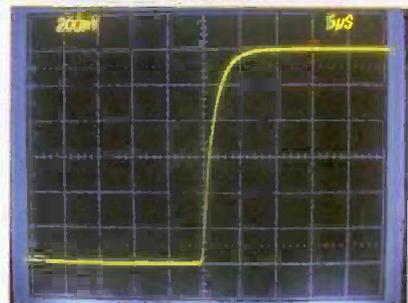
Carré 100 Hz



Carré 1 kHz



Carré 10 kHz



Temps de montée : < 4 µSec

5

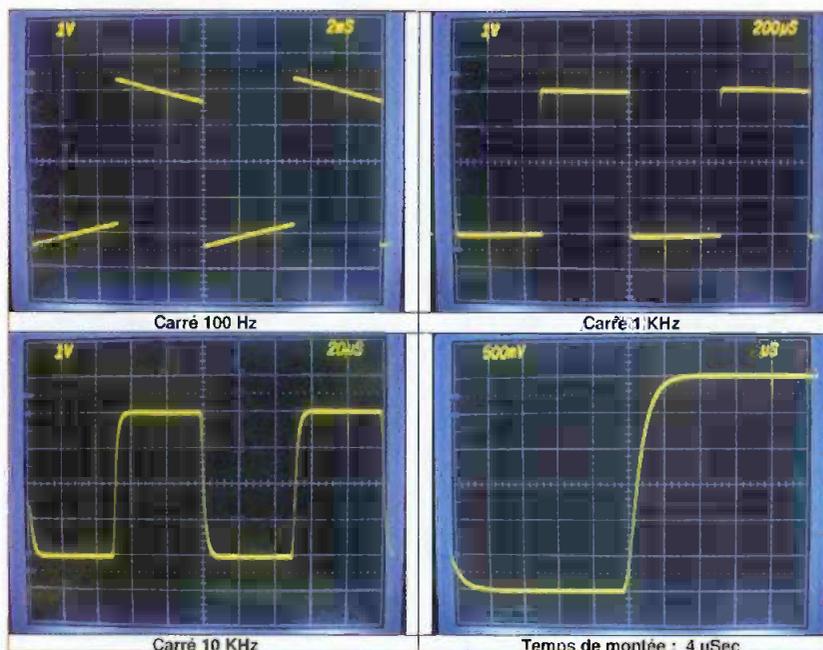
Les mesures

Nous présentons un ensemble de mesures qui mettent littéralement « à nu » cette réalisation.

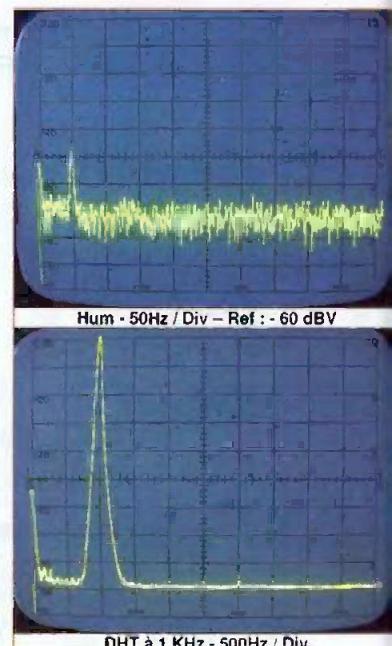
Outre les mesures relatives au pré-amplificateur et à son correcteur de tonalité, à l'amplificateur pour casque, une mesure sérieuse de conformité à la norme RIAA s'imposait.

Les figures 5 et 6 présentent respectivement la réponse au signal carré du préampli et de l'ampli pour casque.

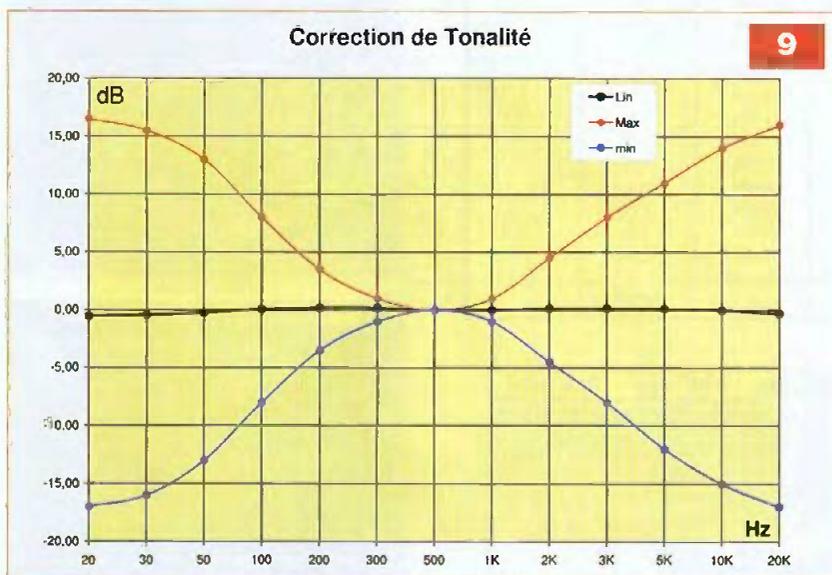
Bien que ces deux vues semblent curieusement semblables, elles sont



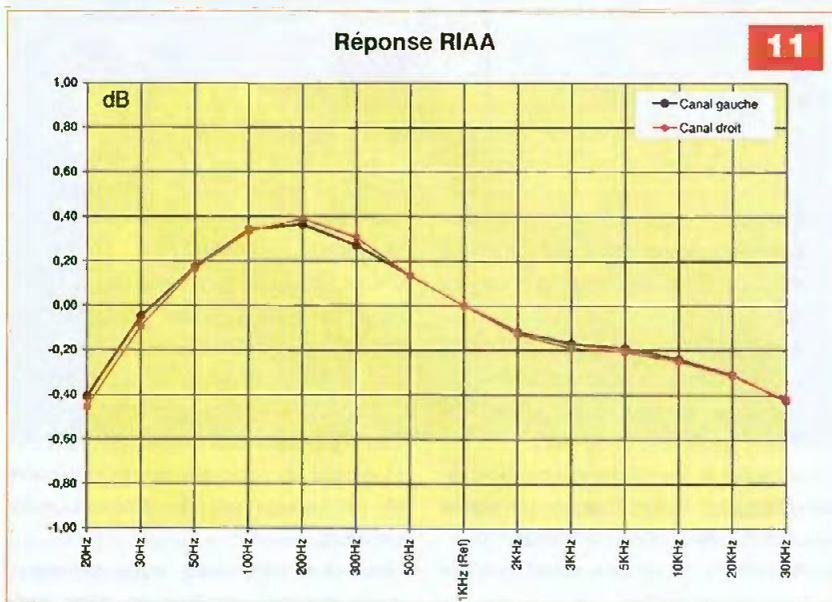
6



7



9



11

bien le résultat des deux mesures respectives.

Ceci démontre le comportement exceptionnel de l'ampli casque dont le temps de montée est de 4 µs.

La mesure de la distorsion harmonique et du bruit de la partie préampli est visualisée en figure 7. On note que le niveau de référence de la mesure du bruit est de -60 dBV et que seule la composante à 50 Hz est présente. De plus, elle résulte en partie du banc de tests.

Le taux de distorsion à 1 kHz pour 1 Veff en sortie « préampli » mesuré au distorsiomètre est de 0,01 %.

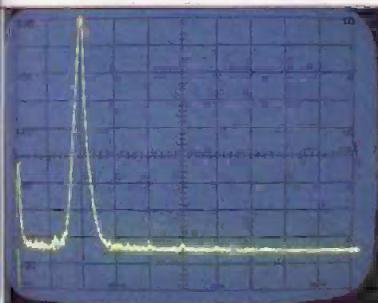
Aux fréquences de 100 Hz et 1 kHz, les harmoniques sont noyées dans le bruit sous les -80 dB.

La représentation spectrale montre la seule présence de H2 à -76 dB pour le seul test à 10 kHz.

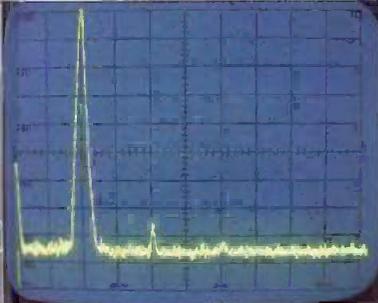
La figure 8 présente la mesure de la DHT et de la distorsion d'intermodulation de l'amplificateur pour casque. La DHT reste inférieure à 60 dB à -1 dB de la puissance nominale. La DIM est de -76 dB par rapport au signal à 60 Hz placé à 0 dB. On distingue les deux battements à 50 Hz de part et d'autre de la porteuse à 7 kHz. Il s'agit de l'influence parasite du banc de tests. Seuls les deux battements à 60 Hz doivent être pris en considération.

La courbe de réponse présentée en figure 9 montre l'effet des corrections de tonalités sur une échelle de 40 dB. La mesure en position neutre

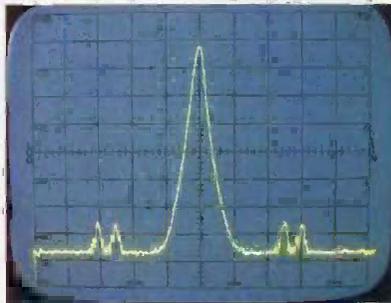
8



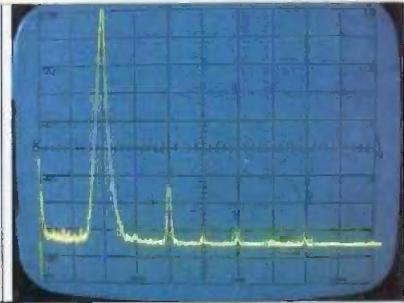
DHT à 100 Hz - 50Hz / Div



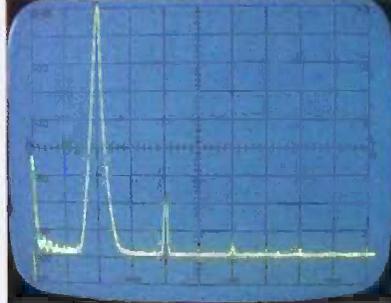
DHT à 10 KHz - 5KHz / Div



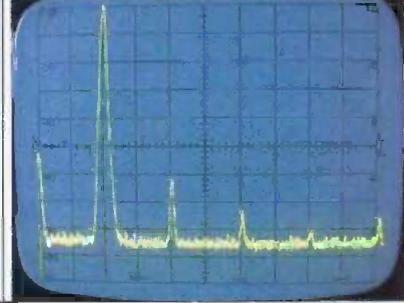
DIM (SMPTE) 7KHz - 20Hz / Div



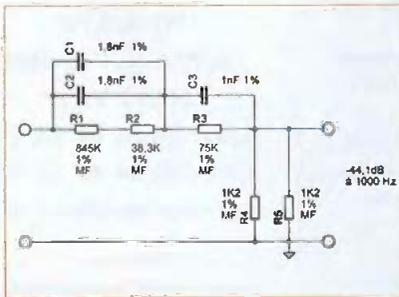
DHT à 100 Hz - 50Hz / Div



DHT à 1 KHz - 500Hz / Div



DHT à 10 KHz - 5KHz / Div



10

est légèrement affectée par l'influence résiduelle du Baxendall.

La variation de la réponse entre 20 Hz et 20 kHz reste inférieure à 1 dB.

Le test de conformité du préampli RIAA est plus délicat en raison de l'interaction fréquence-amplitude. Pour réaliser ce test, nous utilisons un auxiliaire de test « anti-RIIAA » (figure 10) qui normalise la mesure. Il suffit alors d'injecter un signal d'amplitude constante de 20 Hz à 20 kHz et de mesurer le signal en sortie.

Nous ne montrerons pas ici la courbe de réponse RIAA, car avec son amplitude de 40 dB sur l'axe Y, toutes les courbes de tous les préamplis RIAA sont identiques.

Le graphe en figure 11 montre l'écart en pas de 0,1 dB par rapport à ladite norme pour les canaux droit et gauche.

Cet écart de $\pm 0,4$ dB entre 20 Hz et 20 kHz n'est pas critique en regard de la linéarité des cellules MM qui est rarement inférieure à $\pm 1,5$ dB.

Caractéristiques Techniques

Bande passante	8 Hz \rightarrow 50 KHz à -1 dB 4 Hz \rightarrow 100 KHz à -3 dB
Temps de montée	3,5 μ Sec
Gain	0 \rightarrow +10dB - Paramétrable
Taux de distorsion 100 Hz \rightarrow 10 KHz	< 0,03% à 1 Vac / (Typ: 0,01%)
Conformité RIAA 20 Hz \rightarrow 20 KHz	+/- 0,5dB
Sensibilité RIAA	3 mV à 1 KHz pour 500mV en sortie
Correction de tonalité 20 Hz / 10 KHz	+/- 15 dB
Signal de sortie maximum	5 Vac à 2% de DHT
Ronflement & Bruit en sortie	< 20 μ Vac
Rapport Signal/Bruit Entrée linéaire	> 90 dB pour 1 Vac en sortie
Rapport Signal/Bruit Entrée RIAA	> 70 dB pour 1 Vac en sortie
Impédance d'entrée	47 K Ω (Entrée 5)
Impédance de sortie	600 Ω
Diaphonie 100 Hz \rightarrow 10 KHz	> 50 dB

Partie Casque

Puissance nominale	100mW - 64 Ω
Bande passante	10 Hz \rightarrow 50 KHz à -1 dB 6 Hz \rightarrow 90 KHz à -3dB
Temps de montée	< 5 μ Sec
Taux de distorsion à 100mW	< 0,1%
Distorsion d'intermodulation (SMPTE)	< 0,03%
Ronflement & Bruit en sortie	< 100 μ Vac
Rapport Signal/Bruit	> 80 dB
Impédance interne	3,2 Ω
Connecteurs entrées - sorties	RCA
Consommation	230Vac - 15mA - 3,5VA
Dimensions	330x170x45 mm
Poids	2 Kg

Conclusion

A l'usage, cette réalisation se révèle très complète et propose la plupart des fonctionnalités indispensables en audio. Au test d'écoute, le préamplificateur est simplement « transparent », il n'ajoute aucune coloration, tout en apportant un gain programmable de 10 dB. Les réglages de tonalités sont progressifs et en aucun

cas agressifs. L'écoute au casque restitue le message musical avec une excellente dynamique et une définition étonnante.

J-L VANDERSLEYEN

Pour les données de fabrication, des cartes imprimées ou quelque problème d'approvisionnement, n'hésitez pas à contacter l'auteur à l'adresse suivante jl.vandersleyen@skynet.be ou via son site www.novotone.be/fr