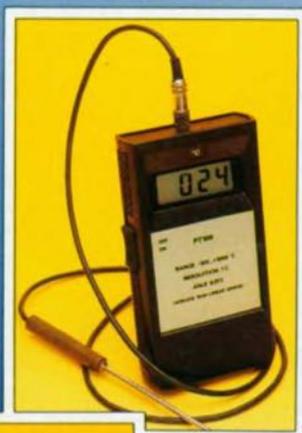


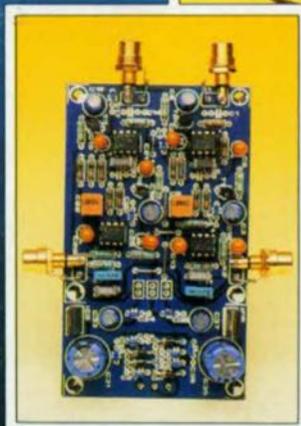
# ELEKTOR

## électronique



thermomètre  
Pt100

GRAND  
CONCOURS  
CHARLYROBOT  
+  
ELEKTOR



préampli MD

auxiliaire  
de test  
encartable  
pour PC



milli- $\Omega$ -mètre  
de 0,001 à 5  $\Omega$

M 1531 - 149 - 22,00 F



# SONMAIRE



n°149  
novembre 1990

Nous avons beau faire, il nous faut constater que, de plus en plus, la peau de chagrin de l'électronique des réalisations personnelles rétrécit, pour se limiter à 3 ou 4 domaines qui restent intéressants: la mesure, la micro-informatique, l'audio, le domestique.  
Nous avons le plaisir, dans ce numéro, de vous proposer un montage, au moins, dans chacune de ces catégories.

## Services

- 16 elektor software service (ESS)
- 16 liste des circuits imprimés (EPS)
- 43 circuits imprimés en libre service

## Informations

- 21 grand concours Charlyrobot-Elektor plus de 100 000 FF de prix!
- 30 le calcul d'une alimentation-secteur (II) pont de redressement et régulateur de tension
- 32 la platine des condensateurs pour The Discret
- 46 fort d'elektor: adaptateur cassette-D.A.N. - simEPROM - super-alim 400 W
- 55 le ba.ba de l'analogique (VIII) amplificateurs de tension alternative

## RÉALISATIONS

### Mesure et test

- 22 milli-Ω-mètre mesurez vos résistances au millième d'ohm
- 47 Pt100 un thermomètre pour hautes températures de -100 à +600°C, voire +1 000°C

### Domestique

- 27 limiteur de régime protégez vos moteurs contre les surcharges
- 61 énergiegraphe abaissez vos factures d'électricité!

### Audio

- 33 préampli MD haut de gamme pour le central de commutation audio
- 52 préampli pour lecteur de cassettes à base de TDA1522
- 68 The Discret (II) amplificateur High Tech 2 x 100 W/4 Ω

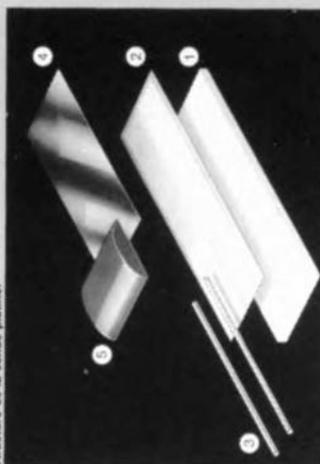
### Micro-informatique

- 38 adaptateur de mesure auxiliaire de test encartable pour PC & Compatibles

### capteurs 8

### elektor compocarte

Structure de la sonde platine:



- 1 = substrat céramique
- 2 = couche de platine
- 3 = fil de sonde incisé recouvert de platine
- 4 = protection de verre de la couche de platine
- 5 = protection verre de la fixation des fils de sortie

modèle nosd iciteur platine plat dans un tube en céramique

Depuis le temps que l'on a commencé à utiliser le platine en tant que matériau capteur, les sondes au platine ont subi tout un processus de miniaturisation. Grâce à la technologie "couche mince" il est devenu possible d'obtenir des sondes platine avec un rapport qualité/prix intéressant.

#### Avantages de la sonde platine:

- haute fiabilité,
- très grande stabilité à long terme sur toute la gamme de température,
- temps de réponse court,
- insensibilité aux vibrations et aux chocs thermiques,
- tolérances étroites.

#### Domaines d'applications:

- chauffage et climatisation,
- compteurs thermiques,
- technique automobile,
- thermomètres autonomes,
- mesure des températures de surface.

#### Littérature et sources:

Elektor n° 149, novembre 1990: thermomètre Pt100 (montage)  
Fiche de caractéristiques "Sonde platine pour mesure de température" (muRata)

D53

## elektor - infocartes

type	transistor double MAT03	maxima
Le MAT03 est un transistor monolithique qui intègre deux transistors PNP appariés. Son domaine d'application préférentiel est celui des étages d'amplificateurs audio à très faible bruit.	Caractéristiques techniques: (T <sub>A</sub> = 25°C)	36 V 36 V 36 V 36 V 20 mA <sup>1)</sup> 20 mA <sup>1)</sup> 1,8 W <sup>2)</sup> 0,5 W <sup>3)</sup> 150 °C
	$I_{CBO} \leq 400 \mu A$ , 50 pA typique ( $U_{CB} = U_{max}$ ) $I_{CEsat} \leq 0,1 V$ , 0,025 V typique ( $I_B = 100 \mu A$ , $I_C = 1 mA$ ) $f_T \geq 190 MHz$ typique ( $I_C = 10 mA$ , $U_{CE} = 1 mA$ ) $U_{OS} \leq 200 \mu V$ , 40 $\mu V$ typique ( $I_C = 100 \mu A$ , $U_{CE} = 10 V$ ) <sup>1)</sup> $ dh_{ie}  \leq 6\%$ , 0,5% typique ( $I_C = 100 \mu A$ ) <sup>2)</sup> $h_{FE} \geq 80$ , 165 typique ( $I_C = 1 mA$ ) $h_{FE} \geq 70$ , 150 typique ( $I_C = 100 \mu A$ ) $h_{FE} \geq 60$ , 120 typique ( $I_C = 10 \mu A$ )	$U_{CBO}$ $U_{CEO}$ $U_{CC}$ $U_{EE}$ $I_C$ $I_E$ $P_{tot}$ $P_{tot}$ $T_J$
	1) par transistor 2) T <sub>mb</sub> ≤ 40°C, avec radiateur 3) T <sub>a</sub> ≤ 70°C, sans radiateur	
	Bruit d'entrée en nV/√Hz: ≤ 2, 0,8 typique (f <sub>0</sub> = 10 Hz, I <sub>C</sub> = 1 mA, U <sub>CB</sub> = 0) ≤ 1, 0,7 typique (f <sub>0</sub> = 100 Hz, I <sub>C</sub> = 1 mA, U <sub>CB</sub> = 0) ≤ 1, 0,7 typique (f <sub>0</sub> = 1 kHz, I <sub>C</sub> = 1 mA, U <sub>CB</sub> = 0) ≤ 1, 0,7 typique (f <sub>0</sub> = 10 kHz, I <sub>C</sub> = 1 mA, U <sub>CB</sub> = 0)	
	1) tension de décalage d'entrée 2) $\Delta h_{ie} = \left( 1 - \frac{h_{FE1}}{h_{FE2}} \right) \times 100\%$	
	Les valeurs indiquées correspondent aux conditions données entre parenthèses	

D51

# GRAND CONCOURS 1990/1991

sans obligation d'achat

## BUT DU CONCOURS

Imaginer un (ou plusieurs) projet(s) d'utilisation, application(s) d'un système Charlyrobot, demandant, par exemple, un usinage par une machine Charlyrobot ou un robot cartésien. Cette application pourra être pratique ou théorique.

Chaque application fera l'objet d'un dossier particulier.

## REGLEMENT

### Article 1

Charlyrobot organise, avec Elektor comme support media, un concours à l'imagination créative.

### Durée du concours:

Début 1 Novembre 1990

Fin 30 Juin 1991,

le cachet de la poste faisant foi.

Le résultat sera annoncé dans le numéro d'Octobre 1991 d'Elektor.

### Article 2

Ce concours est ouvert à tous, à l'exclusion du personnel des sociétés Charlyrobot et Elektor ainsi que de leurs parents en ligne directe; il s'adresse plus particulièrement aux établissements scolaires et à ceux de l'enseignement technique.

### Article 3

Chaque participant, ou groupe de participants, pourra envoyer autant de projets qu'il le désire, mais pour chacun d'entre eux, participant ou groupe, seul sera retenu, dans le choix des lauréats, le meilleur envoi.

### Article 4

Le dossier se composera de 4 parties:

1. Descriptif du thème: dessin, cahier des charges, analyses
2. Mise en évidence de l'usinage par une machine Charlyrobot
3. Descriptif des processus d'usinage Phase d'usinage ou langage de programmation
4. Descriptif d'une machine et d'un langage idéal pour la réalisation des différents objets.

### Article 5

Les projets seront à adresser à:  
Concours Charlyrobot + Elektor  
Mr Michel Weinstoerffer  
Charlyrobot  
B.P. 22  
F 74350 Cruseilles

### Article 6

Le Jury sera composé d'une commission mixte CharlyRobot/Elektor qui jugera les différents projets envoyés à la lumière des trois critères suivants:

- originalité de l'application
- pertinence de la solution
- simplicité du dossier

Ce jury se réunira dans la deuxième quinzaine d'août 1991 pour désigner les lauréats du concours. Les décisions souveraines sont sans appel.

Annonce des résultats des délibérations du jury dans le numéro à paraître début octobre 1991.

### Article 7

Ni Charlyrobot, ni Elektor ne peuvent être tenus responsables des retards, pertes ou avaries à incriminer aux services postaux ou autres auxquels il aura été fait appel pour la transmission des dossiers.

En cas d'interruption du concours pour des raisons de force majeure, indépendantes de la volonté des organisateurs, leur responsabilité ne saurait être engagée.

### Article 8

Les dossiers ne seront pas renvoyés aux candidats et resteront la propriété de la société Charlyrobot.

### Article 9

Les lauréats seront avertis par courrier des résultats des délibérations du Jury et des conditions de remise de leur prix.

### Article 10

La participation à ce concours implique l'acceptation pleine et entière de son règlement. Tout problème pouvant survenir dans le cadre du présent concours sera soumis à la décision du jury, seul souverain en la matière.

### Article 11

Les décisions seront souveraines et sans appel.

### LES PRIX

**1<sup>er</sup> prix:** 1 Charlyrobot complet  
comprenant:

Fourni par la société Charlyrobot:

- 1 portique mobil 3 axes
  - 1 enceinte de protection
  - 1 rack de commande RS232, 3 axes, complet
  - 1 pack de logiciel de formation (15 logiciels) et ses travaux pratiques
- Fourni par la Société Microdur:
- 1 kit d'interface RS232
  - 1 logiciel de fabrication FAO-PC
- Valeur totale 50 000,-Fr TTC

**2<sup>ème</sup> prix:** 1 Charlyrobot complet  
comprenant:

Fourni par la société Charlyrobot:

- 1 table croisée 3 axes XYZ
- 1 rack de commande RS232, 3 axes, complet
- 1 pack de logiciel de formation (15 logiciels) et ses travaux pratiques

Fourni par la Société Microdur:

- 1 logiciel de conception d'usinage à l'écran
- Valeur totale 39 000,-Fr TTC

**3<sup>ème</sup> prix:** 1 Charlyrobot partie mécanique  
comprenant:

Fourni par la société Charlyrobot:  
1 table croisée XYZ

## L'intelligence dans le mouvement



# charlyrobot + ELEKTOR

Fourni par la Société Microdur:  
1 logiciel de conception NUM PC  
Valeur totale 23 700,-Fr TTC

### 4<sup>ème</sup> au 6<sup>ème</sup> prix:

Fourni par la société Charlyrobot:  
1 pack de formation de Charlyrobot  
Fourni par la Société Microdur:  
1 logiciel de conception NUM PC  
Valeur totale 3 500,-Fr TTC

**7<sup>ème</sup> au 10<sup>ème</sup> prix:** la collection complète des 30X circuits de Publitrion, 300, 301, 302 et 303 circuits

**11<sup>ème</sup> au 20<sup>ème</sup> prix:** un ouvrage de la collection 30X circuits de Publitrion

### Article 12

Le règlement du présent concours a été déposé le 31.10.90 chez Maître Mottet, Huissier de Justice à Saint Julien en Genevois. Il sera envoyé sur simple demande à toute personne qui le désire.

**Note:** Pour en savoir plus sur Charlyrobot, envoyez une demande de documentation à l'adresse indiquée ci-dessus, cette société se fera un plaisir de vous répondre.

\* Charlyrobot® est une marque déposée par la société française WEEQ

# RÉSULTATS DU CONCOURS charly-robot + ELEKTOR 1990/1991

Après une délibération animée d'un jury composé de Mrs Michel Weinstoerffer de la société Charlyrobot, Alain Régnier de la société Microdur et Guy Raedersdorf de la rédaction d'Elektor, le verdict est tombé.

En voici les résultats:

## Le 1<sup>er</sup> prix:

1 ensemble charlyrobot (R) complet comprenant:

- Fournis par la société charlyrobot:
  - 1 portique mobile 3 axes
  - 1 enceinte de protection
  - 1 rack de commande RS-232 3 axes, complet
  - 1 pack de logiciels de formation (15 logiciels) et ses travaux pratiques.

- Fournis par la société Microdur:
  - 1 kit d'interface RS-232
  - 1 logiciel de fabrication FAO-PC

D'une valeur totale de:  
**50 000,-Fr TTC**

a été décerné au:

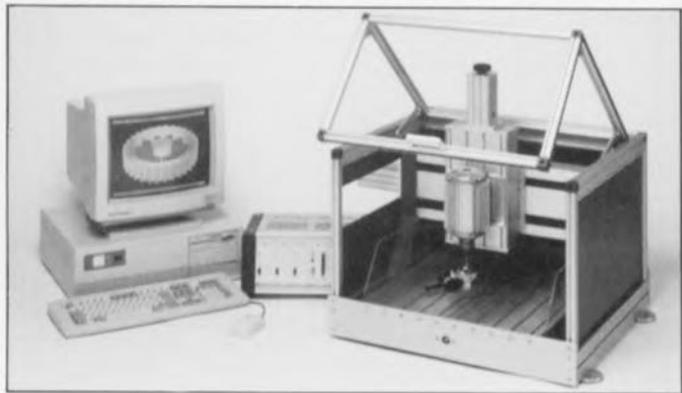
**LEGT Georges Cabanis**  
BP 409  
19311 Brive  
Monsieur Mouret Henry  
(Chef des Travaux)

## Le 2<sup>e</sup> prix:

1 ensemble charlyrobot (R) complet

## 1<sup>er</sup> prix

(L'ordinateur proprement dit n'en fait pas partie, qu'on se le dise).



comprenant:

- Fournis par la société charlyrobot:
  - 1 table croisée 3 axes XYZ
  - 1 rack de commande RS-232 3 axes complet
  - 1 pack de logiciels de formation (15 logiciels) et ses travaux pratiques.

- Fournis par la société Microdur:
  - 1 logiciel de conception d'usinage à l'écran

D'une valeur totale de:  
**39 000,-Fr TTC**

a été décerné au

**Lycée Jean Moulin**  
Avenue des Martyrs de la Résistance  
34321 Béziers  
Monsieur Barreau J. Guy.

## Le 3<sup>e</sup> prix:

1 charlyrobot (R) partie mécanique comprenant:

- Fournis par la société charlyrobot:
  - 1 table croisée XYZ

- Fournis par la société Microdur:
  - 1 logiciel de conception NUM PC

D'une valeur totale de:  
**23 700,-Fr TTC**

a été décerné au:

**Collège du Sacré Coeur**  
47, Avenue du Docteur Terier  
69130 Ecully

## 4<sup>e</sup> au 6<sup>e</sup> prix:

- Fournis par la société charlyrobot:
  - 1 Pack Formation charlyrobot

- Fournis par la société Microdur:
  - 1 logiciel de conception NUM PC

D'une valeur totale de:  
**3 500,- Fr TTC**

Décernés à:

**4<sup>e</sup> prix:**  
**Lycée Charles Poncet**  
1, Avenue Charles Poncet  
BP 109  
74302 Cluses Cedex

**5<sup>e</sup> prix:**  
**Lycée La Providence**  
146, Boulevard Saint Quentin  
80044 Amiens Cedex  
Messieurs Armand Lahoche & Laurent Mametz

**6<sup>e</sup> prix:**  
**Monsieur Regnier Franck**  
86, Avenue Saint Exupéry  
69400 Villefranche

**7<sup>e</sup> au 10<sup>e</sup> prix:**  
La collection complète des 30X  
Circuits de PUBLITRONIC, à savoir  
300, 301, 302 et 303 circuits.

Décernés à:

**7<sup>e</sup> prix:**  
**Lycée La Providence**  
146, Boulevard Saint Quentin  
80044 Amiens Cedex  
Messieurs David Comptdaer, Eric Le Mosquet & Patrick Ronez

## 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> prix



## 8<sup>e</sup> prix:

**Lycée Jean Jaures**  
79, Rue Jean Jaures  
71200 Le Creusot  
Madame Florence Marot  
Messieurs Joseph Numes & Romain Tissier

## 9<sup>e</sup> prix:

**Collège Notre-Dame**  
56, Rue des Martyrs  
59230 Nivelles  
Monsieur Jean-Marie Dubois

## 10<sup>e</sup> prix:

**Lycée Jean Zay**  
Rue de la Tuilerie

## 11<sup>e</sup> au 15<sup>e</sup> prix:

Un ouvrage de la collection 30X  
circuits de PUBLITRONIC

## 11<sup>e</sup> prix:

**Monsieur David Frédéric**  
18, Rue Pierre Brossolette  
30400 Villeneuve-les-Avignon

## 12<sup>e</sup> prix:

**Collège Alian Fournier**  
57800 Freyming Merlebach  
Monsieur Jean Nicolay

## 13<sup>e</sup> prix:

**Monsieur Joel Jolly**  
20, Clos des Cigales  
Lotissement Le Cheval Blanc  
31170 Tournefeuille

## 14<sup>e</sup> prix:

**Lycée d'Altitude**  
20, Route de Puy Saint Pierre  
La Guisane  
05100 Briançon

## 15<sup>e</sup> prix

**Collège privé du Sacré-Coeur**  
47, avenue du Docteur Terier  
69130 Ecully

La direction et la rédaction d'Elektor tiennent à remercier du fond du coeur les sociétés Charlyrobot et Microdur pour l'important support tant du point de vue financier que de celui de l'organisation que ces sociétés dynamiques ont apporté au succès de ce grand Concours charlyrobot + Elektor 1990/1991.

Nous souhaitons à tous les lauréats de tirer le meilleur profit des différents lots que leur ont été (ou leur seront très prochainement) remis en main propre (ou envoyé).

# milli- $\Omega$ -mètre

la mesure des résistances les plus faibles



Audiophiles exigeants, acharnés de la micro-informatique, nous connaissons tous et toutes les inconvénients que présente inévitablement la mesure de contacts et de résistances à l'aide d'un multimètre: résultats peu fidèles voire faux dans la plupart des cas. Le milli- $\Omega$ -mètre proposé dans cet article et fonctionnant selon le principe de la mesure impulsionnelle "à 4 points", mettra fin à ce problème une fois pour toutes; il constituera en outre un acquis intéressant et pratique pour votre parc d'instruments de mesure et de test. Grâce aux 6 calibres couvrant une plage de résistances allant de 100 m $\Omega$  à 5  $\Omega$  dont il est doté, ce milli- $\Omega$ -mètre présente une résolution élevée garante d'affichages réalistes en particulier lorsqu'il s'agira de vérifier des résistances de contact et de passage.

#### Caractéristiques techniques:

Calibres:	100 m $\Omega$ , 200 m $\Omega$ , 500 m $\Omega$ , 1 $\Omega$ , 2 $\Omega$ , 5 $\Omega$ , pas prévu pour la mesure de charges inductives/capacitives.
Résolution:	2 m $\Omega$ environ.
Principe de mesure:	mesure impulsionnelle à 4 points, courant d'impulsion: 1 A, largeur d'impulsion: 1 ms environ, temps de rétablissement: 100 ms environ.
Circuit de mesure:	échantillonneur/bloqueur, affichage analogique, amplificateur de mesure pour les calibres les plus faibles.
Détection d'erreurs:	avertissement lumineux si courant d'impulsion erroné.
Consommation de courant:	70 mA au maximum.

Avez-vous déjà essayé de franchir la frontière du dixième d'ohm (0,1  $\Omega$ ) en vous aidant d'un multimètre ordinaire? Si tel est le cas, il faut faire montre d'un certain "détachement" pour accepter sans plus les valeurs affichées!

Le dernier-né du laboratoire Elektor est un **vrai** milliohmètre qui, sur son calibre le plus sensible, fournira des valeurs de résistance reproductibles, à une tolérance de 0,002  $\Omega$  près. Pour obtenir, dans ce domaine, des valeurs fiables il est inévitable de faire appel à un processus de mesure par impulsions peu courant. Sachant que dans ce domaine des extrêmes il est plus facile d'effectuer des mesures erronées que bonnes - ne serait-ce qu'à la suite d'une connexion faite nonchalamment par

exemple - ce **milli- $\Omega$ -mètre** garde toutes vos mesures à l'oeil: il comporte en effet un système de détection d'erreur. À côté de ces caractéristiques, fort impressionnantes au demeurant, il faut admettre que l'utilisation de ce nouveau **milli- $\Omega$ -mètre** connaît une petite restriction: ce type de processus de mesure, mesuré par impulsions de courant, **ne convient pas aux résistances** présentant une **composante inductive** ou **capacitive importante**.

## Le synoptique

Pour arriver à comprendre rapidement un processus de mesure compliqué, rien de mieux que de se pencher sur le schéma synoptique correspondant (**figure 1**).

Les trois blocs les plus importants de cet instrument de mesure sont:

- le **générateur d'impulsions**,
- l'**échantillonneur/bloqueur** et
- la **source de courant**.

Nous avons fait de cet appareil un véritable instrument de mesure en le dotant en outre d'un sélecteur de calibre associé à un amplificateur de mesure pour les calibres les plus sensibles, d'une détection d'erreur, d'un affichage de la valeur mesurée et d'une LED de signalisation d'erreur.

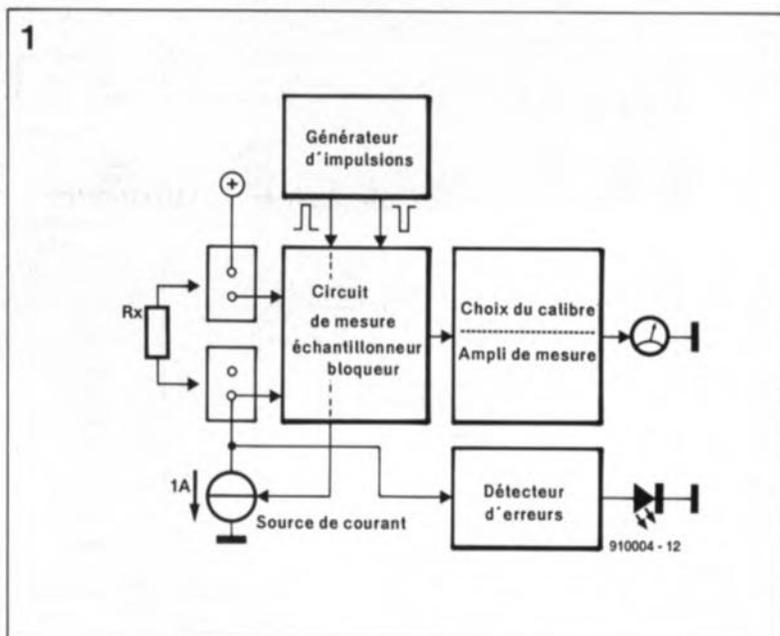
Le générateur d'impulsions constitue, pour ainsi dire, le coeur du **milli- $\Omega$ -mètre**. Les impulsions produites par cette partie du circuit, commandent:

- la mesure (de la chute de tension aux bornes de la résistance à mesurer),

- la source de courant (courant impulsionnel de mesure) et
- le processus d'échantillonnage et de blocage (prise en compte de la valeur mesurée).

Lors de la mesure, le circuit de détection d'erreur vérifie en permanence si le courant impulsionnel de mesure est correct. Une LED-témoin, prise dans la face-avant du **milli- $\Omega$ -mètre**, s'allume en cas d'erreur - due à un courant de mesure trop faible ou à un mauvais contact par exemple.

L'amplificateur de mesure se charge du transfert de la valeur mesurée et tamponnée vers le dispositif d'affichage. Pour les calibres inférieurs à  $1\ \Omega$ , cette grandeur subit un gain de 10; sur les autres calibres, le gain est unitaire.



**Figure 1.** Nous avons décomposé le schéma synoptique du **milli- $\Omega$ -mètre** en un nombre de sous-ensembles simples qui permettent de mieux en saisir le fonctionnement.

## L'électronique

Intéressons-nous maintenant à l'électronique (**figure 2**), constitutive des différents blocs du synoptique décrit plus haut. Commençons par le générateur d'impulsions.

L'amplificateur opérationnel IC2a fait office ici de trigger de Schmitt. À son entrée inverseuse, on découvre le condensateur C2 qui se charge, ou se décharge, à travers la résistance R5. La diode D1 et la résistance R4 facilitent la charge de C2. Les valeurs attribuées à ces composants entraînent de ce fait la production d'une impulsion d'une durée de 1 ms environ disponible à la sortie du circuit intégré IC2a. Le transistor T1 transforme ensuite cette impulsion positive en une impulsion négative. Puisqu'il s'agit dans le cas de notre **milli- $\Omega$ -mètre** d'une mesure relative, la longueur absolue de l'impulsion ne présente pas une grande importance.

Ces deux impulsions, produites par le générateur, sont appliquées ensuite au circuit de mesure à échantillonneur/bloqueur, basé sur le circuit intégré IC1 que l'on retrouve au centre de la figure 2. Hormis les interrupteurs électroniques (IC1a à IC1d), les condensateurs C3 et C4 méritent aussi que l'on s'intéresse à eux. En cas d'application d'une impulsion (d'horloge) aux broches 12 et 13 de IC1c et IC1a respectivement, ces deux interrupteurs électroniques se ferment; une chute de tension aux bornes de la résistance à mesurer ( $R_x$ ) est transmise, à travers les résistances de limitation R8 et R9, au condensateur C3 qui la bloque pour le moment (fonction d'échantillonnage, *Sample*). Simultanément l'impulsion inversée est arrivée aux

Comme illustre cette photo, il reste suffisamment de place dans le boîtier pour y mettre une alimentation conçue selon les règles de l'art, mais on peut également utiliser, comme le recommande l'article, un module d'alimentation-secteur fournissant une douzaine de volts.



**Figure 2.** Au premier coup d'oeil, l'électronique du milli-Ω-mètre pourra sembler quelque peu complexe. On y retrouve pourtant relativement vite les différentes parties mentionnées dans le texte.

Liste des composants

Résistances:

- R1, R2 = 39 kΩ
- R3 = 27 kΩ
- R4, R6, R7, R15, R16 = 10 kΩ
- R5, R10, R26 = 1 MΩ
- R8, R9, R12 = 1 kΩ
- R11 = 8 kΩ
- R13, R14 = 12 kΩ
- R17 à R20 = 10 kΩ 1%
- R21, R27 = 6 kΩ
- R22, R28 = 3 kΩ
- R23 = 150 kΩ
- R24 = 100 Ω
- R25 = 0Ω56
- R29 = 470 Ω
- R30 = 6Ω8
- R31 = 22 MΩ
- P1, P3 = 2kΩ5 ajustable
- P2 = 1 kΩ ajustable
- P4 = 100 kΩ ajustable

Condensateurs:

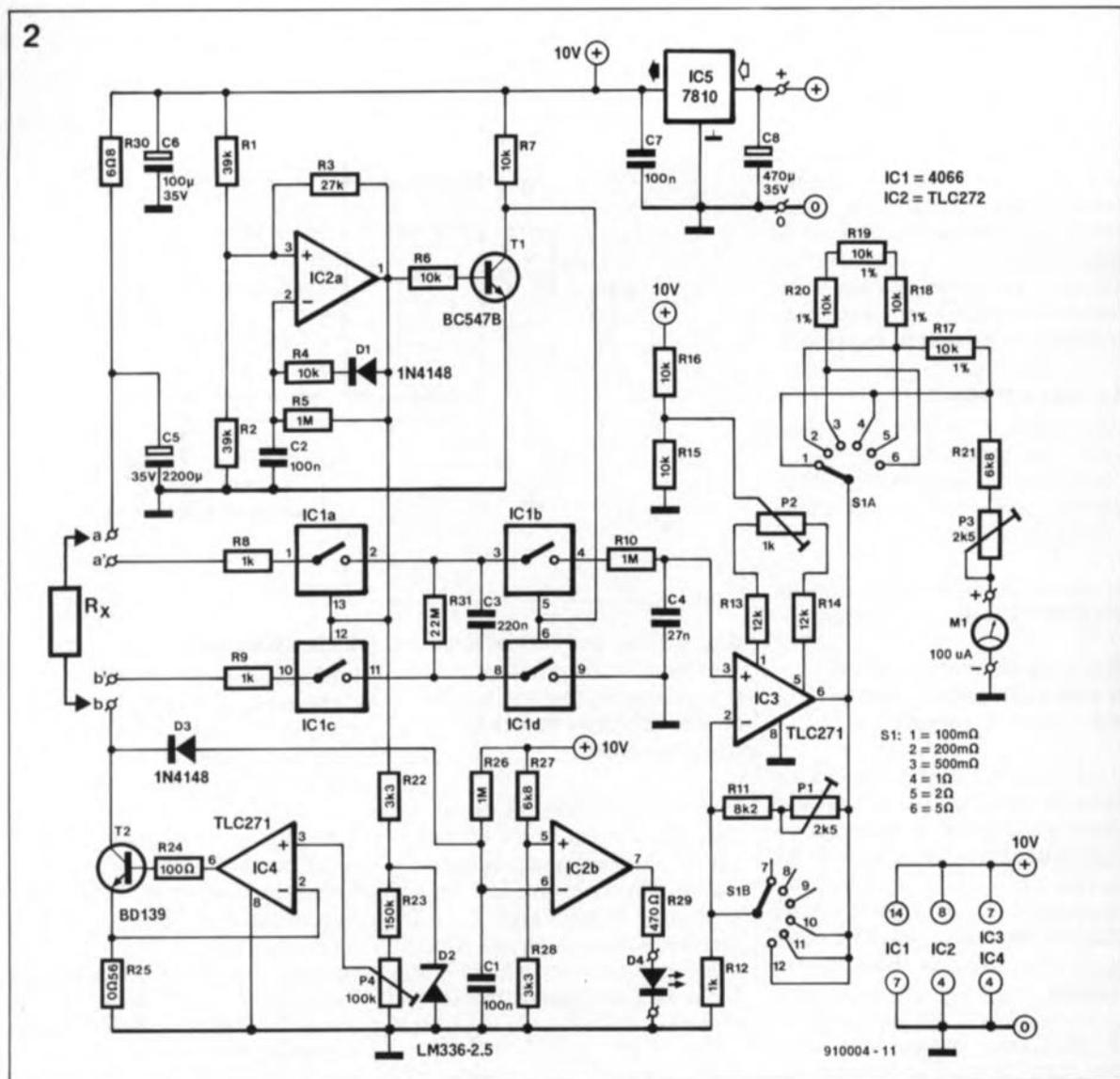
- C1, C2, C7 = 100 nF
- C3 = 220 nF
- C4 = 27 nF
- C5 = 2 200 μF/35 V axial
- C6 = 100 μF/35 V axial
- C8 = 470 μF/35 V axial

Semi-conducteurs:

- D1, D3 = 1N4148
- D2 = LM356-2.5 (National Semiconductor)
- D4 = LED rouge 3 mm
- T1 = BC547B
- T2 = BD139
- IC1 = 4066
- IC2 = TLC272
- IC3, IC4 = TLC271 (Texas Instruments)
- IC5 = 7810

Divers:

- M1 = galvanomètre à bobine mobile, 100 μA (tel que Monacor PM2 par exemple)
- S1 = commutateur rotatif 2 circuits à 6 contacts (tel que Monacor RSP-126 C/N par exemple)
- 1 bouton avec repère pour S1



broches 5 et 6, des interrupteurs IC1b et IC1d, produisant ainsi leur ouverture.

À la fin de l'impulsion, les interrupteurs IC1a et IC1c s'ouvrent alors que simultanément IC1b et IC1d se ferment. La charge, acquise et conservée par le condensateur C3 est transférée vers le condensateur C4 d'où elle gagne l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur de mesure, IC3. La résistance R10 sert à la compensation de variations faibles des durées de commutations qui peuvent se produire lors des phases d'ouverture et de fermeture des commutateurs électroniques.

Au début du cycle de mesure suivant (100 ms plus tard environ), les commutateurs électroniques isolent à nouveau le condensateur C4 (fonction de maintien d'où le terme de bloqueur, *Hold*) et le processus de mesure reprend.

Arrêtons-nous à l'amplificateur de mesure, construit autour du circuit intégré IC3. Le positionnement du commutateur S1 sur l'un des six cali-

bres définit le gain de cet amplificateur. Dans les positions 10, 11 et 12 (du commutateur S1B) la résistance R11 et l'ajustable P1 sont mises hors-jeu; le gain est de ce fait unitaire (égal à 1). Les autres calibres de mesure (de 100 mΩ à 500 mΩ) connaissent un gain de 10. La sortie de l'amplificateur est reliée au galvanomètre à bobine mobile M1 à travers le second étage de commutation (S1A), avec ses résistances d'atténuation R17 à R20. Pour s'assurer de disposer d'un instrument de mesure digne de ce nom, il est recommandé, en plus de l'emploi obligatoire de résistances de haute précision (tolérance de 1%), de faire appel également à un galvanomètre d'excellente qualité.

Tout comme le circuit échantillonneur/bloqueur, la source de courant est, elle aussi, commandée par le générateur d'impulsions. Appliquée à la résistance R23 et l'ajustable P4, l'impulsion d'horloge produit une tension de référence de 2,5 V. La source de référence, représentée sur le schéma par le symbole d'une diode zener, D2, est en fait un

composant qui intègre plusieurs dispositifs de compensation et se caractérise par une précision élevée; il s'agit de la fameuse LM336-2.5, une diode de référence dont s'enorgueillit, à juste titre, National Semiconductor. La figure 3 illustre le brochage de ce composant qui est vendu avec deux types de boîtiers différents.

Une partie de la tension de référence attaque directement l'entrée non-inverseuse du circuit intégré IC4. Cet amplificateur opérationnel compare la chute de tension qui se produit aux bornes de la résistance R25 (1 A) connectée à l'entrée inverseuse de IC4 à la tension de référence. Dès que la tension de référence est plus élevée que la tension mesurée à laquelle elle est comparée, ce circuit fait passer le transistor T2 à l'état conducteur. Il n'existe pourtant de tension de référence que tant que l'impulsion de tension produite par le générateur d'impulsion est appliquée à la source de référence! Lors de la période de rétablissement (de 100 ms environ) le transistor bloque

de ce fait automatiquement. Simultanément, le condensateur électrochimique C5 se charge à travers la résistance R30. De ce fait il sera possible, lors de l'impulsion de mesure suivante, de produire l'écoulement d'un courant de 1 A exactement à travers l'objet de la mesure quel qu'il soit (résistance, contact, etc).

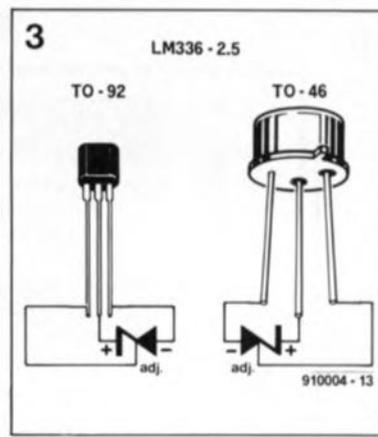
un digne représentant de la si fameuse série "bleue" d'instruments de mesure et de test d'Elektor dont l'éloge n'est plus à faire, du moins pas par nous.

Puisqu'il s'agit ici d'un instrument destiné à mesurer des résistances extrêmement faibles, il faut éviter, bien entendu, toute résistance parasite. De ce fait il est recommandé (voire obligatoire) de souder directement aux points a, a', b et b' de la platine des morceaux de fil de câblage de 1 mm de section (courant de 1 A !) pour relier les bornes universelles de la face avant au circuit.

Si l'on veut garantir le bon fonctionnement de cet instrument de mesure il est extrêmement important de bien choisir les points de mesure, choix qui fera l'objet du paragraphe ci-après.

### Étalonnage et test

Après une dernière vérification visuelle de la platine, on mettra les curseurs de tous les ajustables à leur position milieu.



4 bornes universelles femelles  
1 interrupteur simple éventuellement boîtier 200 x 180 x 80 (tel que Telet LC-850 par exemple)

Figure 3. Brochage de la LM336-2.5, une source de tension de référence baptisée D2 dans le schéma. Ce composant existe en deux versions de boîtier au brochage différent comme l'illustre nettement cette figure.

Le circuit de détection d'erreur, basé sur le circuit intégré IC2b, est activé, à travers la diode D3, dès que la tension au collecteur du transistor T2 tombe en-dessous de 4 V. Le point d'entrée en fonction de ce circuit est déterminé par le diviseur de tension que constituent les résistances R27 et R28, diviseur relié à l'entrée non-inverseuse de IC2b. En pratique, la diode électroluminescente (LED) D4 devrait se mettre à clignoter. La LED-témoin indique, sans équivoque possible, que le transistor T2 n'est pas capable de fournir un courant de 1 A ou encore que la résistance à mesurer possède une valeur supérieure à 5 Ω.

### La réalisation

Il faudra commencer, en se référant à la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la figure 4, par la mise en place des trois ponts de câblage. On poursuit ensuite par celle des picots de soudure auxquels on connectera ultérieurement la LED-témoin D4, le galvanomètre M1 et les lignes d'alimentation. Il faudra ensuite planter les supports pour les circuits intégrés, les résistances, les ajustables et les condensateurs. Avant de procéder à l'implantation des semi-conducteurs il est recommandé de vérifier les deux côtés de la platine, surtout celui des pistes, pour vérifier l'absence de court-circuit entre les pistes ou entre les ponts de câblage et les bornes des résistances proches. Après avoir implanté les semi-conducteurs en respectant leur polarité, on mettra en place, pour finir, le commutateur à deux circuits, S1.

Pour faciliter l'intégration de la platine dotée de ses composants dans le boîtier proposé dans la liste des composants, il sera nécessaire de découper un coin de la platine (celui à proximité de IC1) comme l'illustre nettement la photo de la figure 5. Si l'on fait appel à un autre type de coffret, cette "amputation" peut fort bien, selon le cas, ne pas être nécessaire.

La face avant au dessin bien ordonné (figure 6), disponible en version autocollante auprès des sources habituelles, fera de ce milli-Ω-mètre

La première étape consiste à procéder au réglage de la tension de compensation du décalage (offset) de l'amplificateur de mesure. Court-circuitez à cet effet la boucle de mesure en interconnectant l'un avec l'autre les points a, a', b et b'. Utilisez à cet effet un morceau de fil de cuivre qui fait ici office de substitution de la résistance à mesurer. Il est important de connecter les pinces crocodile des quatre cordons de test de façon aussi rapprochée que possible sur le morceau de fil de cuivre, en respec-

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du milli-Ω-mètre.

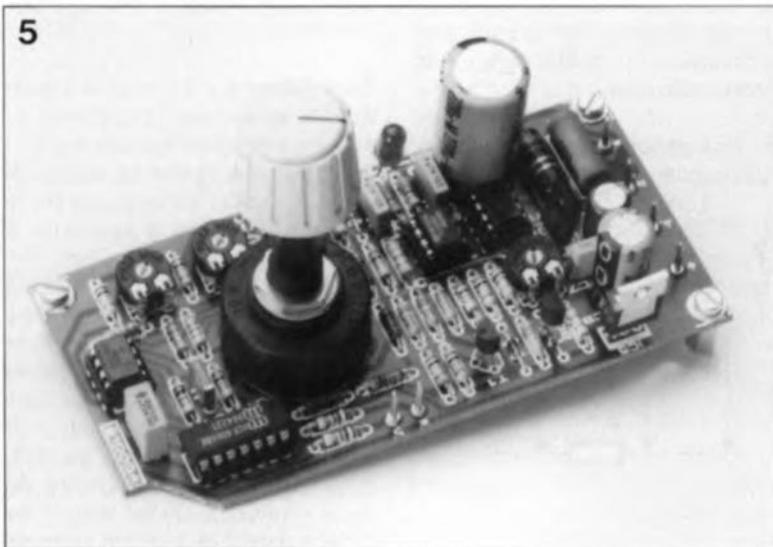
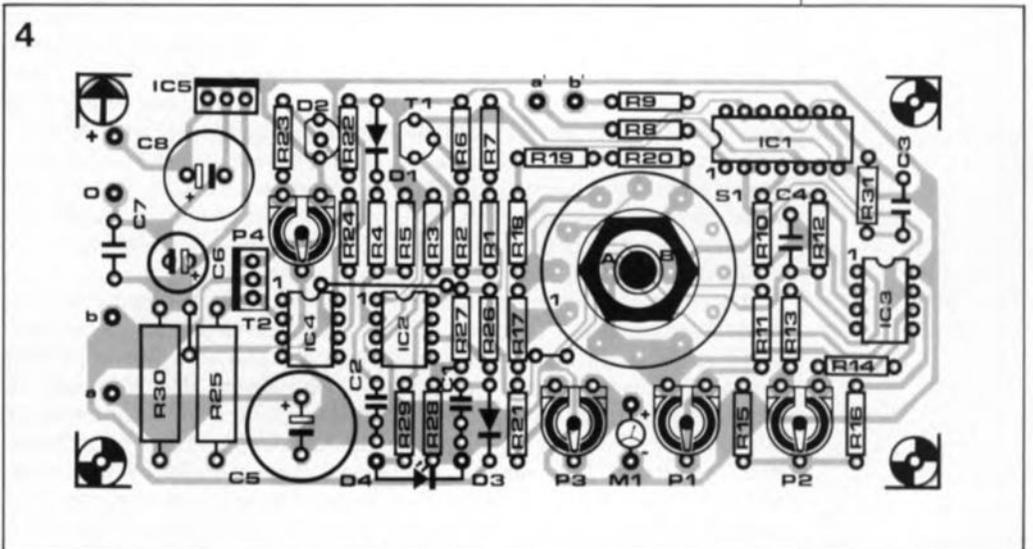
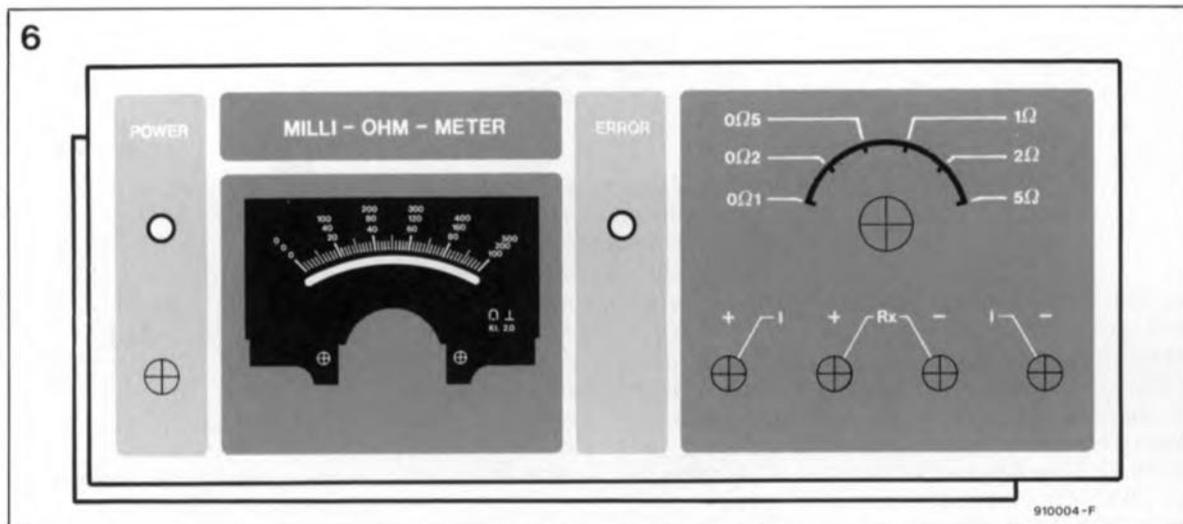


Figure 5. On voit nettement sur cette photo du prototype le coin enlevé au circuit imprimé. Cette modification est nécessaire lorsque l'on utilise le boîtier mentionné dans la liste des composants. Pour donner à ce montage l'aspect professionnel qu'il mérite on pourra le doter d'une face avant auto-collante disponible auprès des sources habituelles.

**Figure 6.** Représentation (à 70% de sa taille réelle) de la face avant auto-collante qui fera du milli- $\Omega$ -mètre un digne représentant de la série "bleue" des instruments de mesure et de test d'Elektor.



tant cependant l'ordre de branchement illustré en **figure 7**.

On choisit ensuite, à l'aide du commutateur de calibre SI, le calibre le plus sensible (100 m $\Omega$ ) et on déplace alors le curseur de l'ajustable P2 de façon à obtenir un certain débattement de l'aiguille du galvanomètre. On continue l'étalonnage en tournant le curseur de P2 dans l'autre sens jusqu'au point **exact** où l'aiguille du galvanomètre cesse de bouger (qui n'est pas nécessairement le point 0 de l'échelle). Le point que l'on a déterminé de cette façon constitue le point zéro de l'échelle du galvanomètre ce qui signifie qu'en cas d'écart entre la position de l'aiguille et le zéro de l'échelle il faudra l'annuler par action sur la vis de réglage du zéro de l'échelle. Il faudra éviter absolument de poursuivre la rotation de l'ajustable au-delà du point d'arrêt de l'aiguille: on risquerait sinon de se retrouver avec un décalage négatif!

Pour continuer l'étalonnage on mettra le commutateur de calibre SI en position 1  $\Omega$  et on connectera aux bornes de sortie une résistance de 1  $\Omega$  **très exactement**. Plus la valeur de cette résistance est précise, plus la précision du **milli- $\Omega$ -mètre** sera grande, elle aussi.

En règle générale il est très difficile, voire impossible, de se procurer une

résistance de haute précision, ayant une valeur de 1  $\Omega$ . Rien ne s'oppose pourtant à la fabrication-maison d'une telle résistance à l'aide de fil résistif (de 0,5  $\Omega$  par mètre de préférence pour se faciliter les calculs): on prendra alors un morceau de fil résistif d'une longueur nettement supérieure à 2 mètres et on connectera les pinces crocodile (ou grippe-fils) des bornes  $R_x$  (a' et b') en deux points distants l'un de l'autre de 200 centimètres très précisément, si tant est que l'on utilise du fil résistif de 0,5  $\Omega$ /m bien entendu. Les points de connexion des deux autres pinces n'est pas très critique, à condition qu'elle se fasse hors du domaine défini par les bornes a' et b'. Référez-vous à la figure 7 qui montre clairement la façon de réaliser les dites connexions.

Il faudra ensuite connecter un oscilloscope en parallèle sur la résistance de 1  $\Omega$  et jouer sur l'ajustable P4 pour obtenir une impulsion de 1 A très exactement. Bigre comment faire ça allez-vous dire? La visualisation d'une tension de 1 V sur l'écran de l'oscilloscope correspond à la circulation d'un courant de 1 A à travers une résistance de 1  $\Omega$ , n'est-ce pas; il s'agit là de la fameuse loi d'Ohm.

C'est maintenant au tour de l'ajustable P3: on s'en sert pour obtenir un débattement pleine échelle, qui correspond à une valeur de résistance de 1  $\Omega$  puisque l'on se trouve sur le calibre 1  $\Omega$  et que la résistance à mesurer présente cette valeur.

Après avoir substitué à la résistance de 1  $\Omega$  une résistance ayant une valeur de 0,333  $\Omega$ , on procède au réglage de l'ajustable P1. Il faudra à cet effet mettre le commutateur SI sur le calibre 0,05. (Si l'on a des difficultés à obtenir une résistance de haute précision d'une valeur de 0,333  $\Omega$ , il suffit de prendre en paral-

lèle 3 morceaux de fil résistif (de 0,5  $\Omega$ /mètre) de 2 m (résistance de 1  $\Omega$  chacun). Attention cependant: le fil résistif n'est pas isolé; il faudra donc veiller absolument à ne pas torsader les trois fils pour ne pas créer de court-circuit et fausser la valeur de la résistance. Une fois cette résistance connectée aux bornes du **milli- $\Omega$ -mètre** (voir figure 7), on joue sur P1 de façon à obtenir l'affichage d'une valeur de "333" (qui sur le calibre 0,05, soit 500 m $\Omega$ , correspond à 0,333  $\Omega$ ).

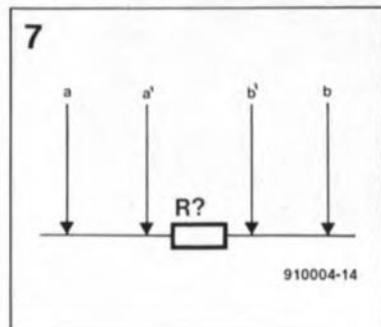
En ce qui concerne l'alimentation du **milli- $\Omega$ -mètre** quoi de plus facile que de faire appel à un petit module d'alimentation-secteur capable, par exemple, de fournir un courant de 300 mA, c'est bien plus qu'il ne nous en faut, à une tension de 12 V. L'intégration d'une embase mâle pour alimentation dans la face arrière du boîtier permet une connexion aisée du câble du module d'alimentation secteur au **milli- $\Omega$ -mètre**.

La face avant auto-collante destinée à ce montage présente une petite fenêtre derrière laquelle on pourra positionner une LED-témoin (avec sa résistance série) prise entre les lignes d'alimentation. (Cette LED et sa résistance-série ne figurent pas dans la liste des composants).

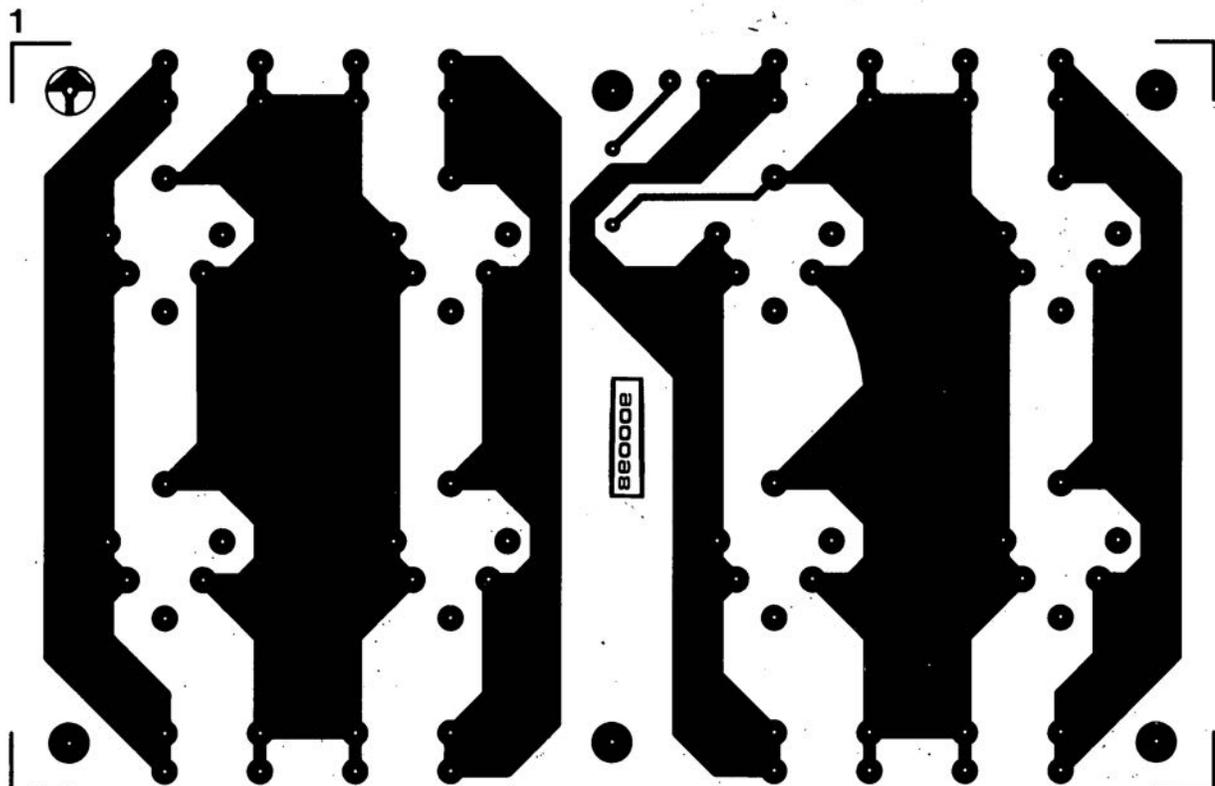
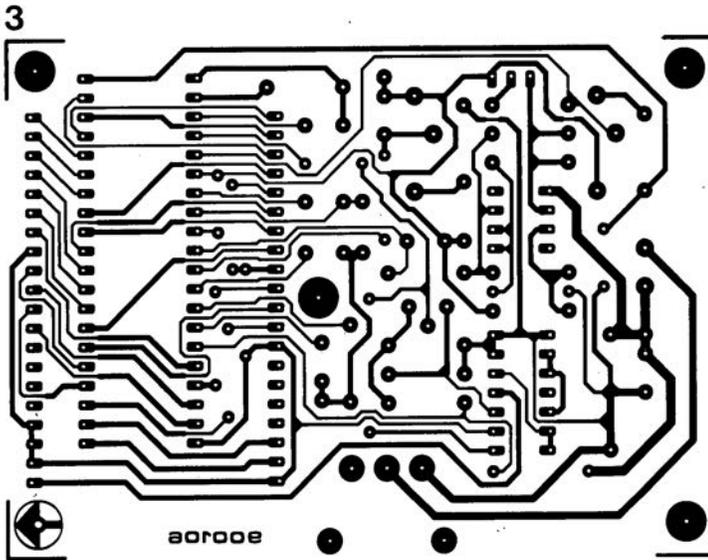
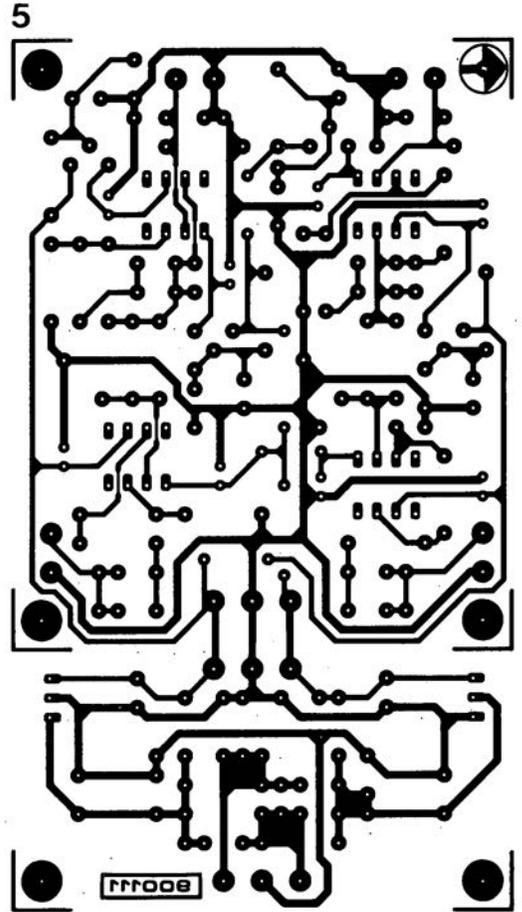
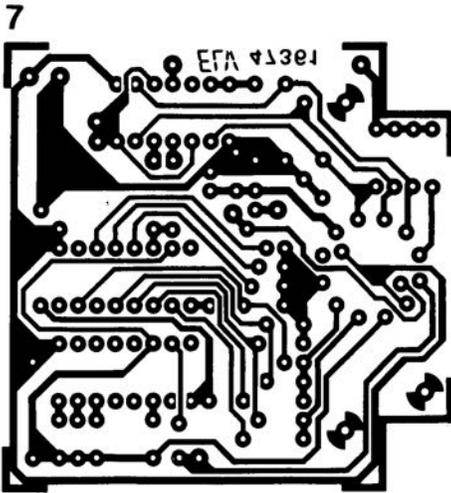
Et ceci termine la réalisation du **milli- $\Omega$ -mètre**, comme dirait le représentant du Jury Belge du Concours Eurovision de la Chanson 1991.

Vous voici pourvu d'un instrument fort précieux, complément indispensable de votre parc d'instruments de mesure et de test; il vous permettra de mesurer des résistances extrêmement faibles, celles que, jusqu'à présent, vous n'avez jamais pu afficher. Merci Elektor!

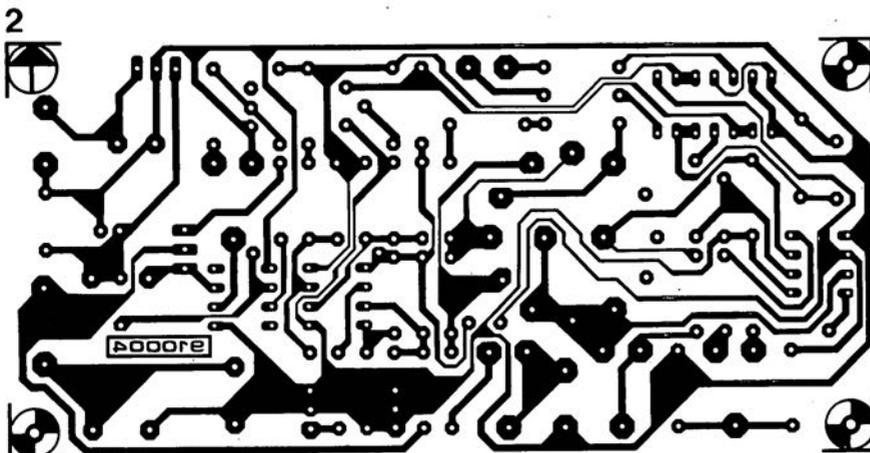
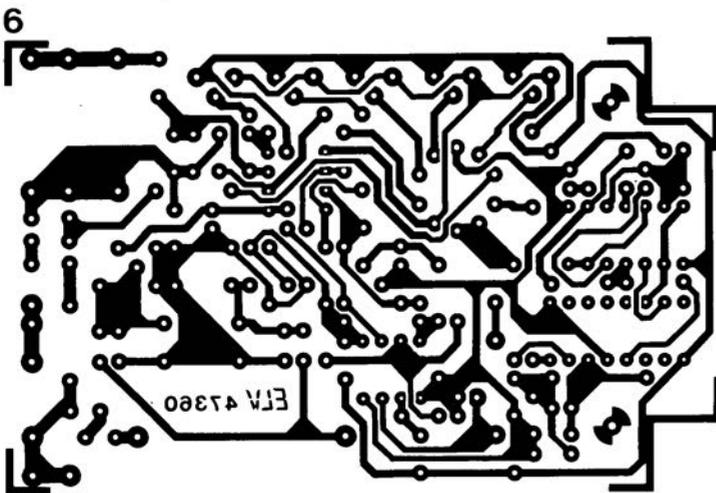
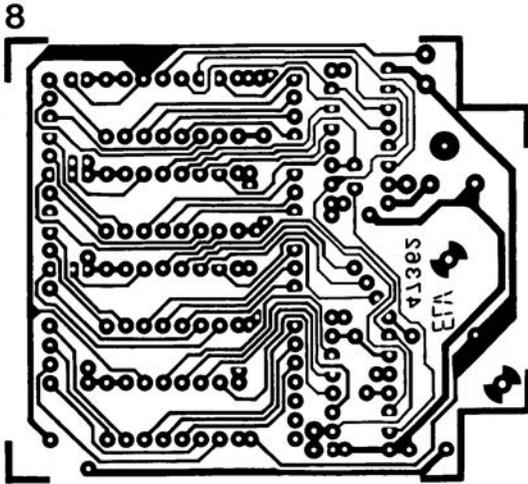
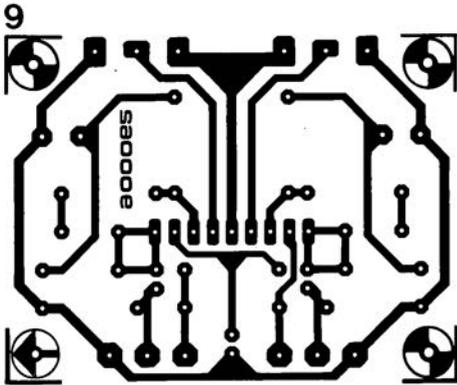
**Figure 7.** La connexion des quatre cordons de mesure à une résistance: les lignes a et b fournissent le courant impulsional de mesure et leur écartement par rapport à la résistance à mesurer n'est pas critique. Les deux lignes de mesure a' et b' sont elles à connecter impérativement le plus près possible de cette résistance pour éviter la prise en compte de résistances parasites. On travaille dans les m $\Omega$ s, ne l'oublions pas!



# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiegraphe: circuit principal
- 7 énergiegraphe: platine du commutateur
- 8 énergiegraphe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

# limiteur de régime

protection des moteurs électriques contre les surcharges

En cas de surcharge, un moteur électrique, tel celui utilisé dans une scie circulaire, une tondeuse à gazon et autres outils électriques, risque de chauffer au point de griller. Cependant, avant de s'élever en fumée, le moteur donne un dernier signal de détresse, qui se traduit par une diminution sensible de son régime. Un circuit de protection tenant le régime d'un tel moteur à l'oeil peut éviter qu'il ne périsse carbonisé.

Dans la pratique, un moteur électrique - de dimensions modestes - risque très rapidement d'avoir des problèmes. Nombreux sommes nous, après être revenus de nos vacances, à maltraiter notre malheureuse tondeuse à gazon sur une pelouse transformée, en ces quelque quatre semaines, en une véritable prairie pour troupeau de bisons. Il y a bien entendu aussi ceux qui oublient que la lame de leur petite scie circulaire doit être aiguisée de temps à autre, et non pas une fois tous les dix ans seulement.

On a tort pourtant de croire, qu'en poussant comme un fou sur la tondeuse ou la scie et qu'en faisant appel à quelques grossièretés, il est possible dans de telles conditions de finir son travail.

Dans la pratique, c'est malheureusement le moteur de l'outil concerné qui fait les frais de l'opération: le pauvre est surchargé et de ce fait chauffe trop. La protection thermique intégrée entre en action, et quoi que l'on fasse, on est bien forcé d'attendre que le moteur ait refroidi avant de pouvoir le remettre en marche. Dans la plupart des outils électro-mécaniques, la protection thermique, si tant est que l'appareil concerné soit doté d'un tel dispositif, n'est pas montée directement sur le moteur. Elle se trouve ailleurs dans l'outil et mesure le courant véhiculé par le moteur. Puisque le courant à travers le moteur devient beaucoup plus important lorsque celui est en charge, il est possible, de cette manière, de détecter une surcharge.

Sachant que le dispositif de protection d'origine fait appel au courant, la température du moteur n'est pas surveillée, elle. C'est alors que l'on s'aperçoit au bout de la troisième ou quatrième période de refroidissement - précédée d'un même nombre de surcharges critiques - que le moteur ne veut plus perdre sa température. Lors de redémarrage du moteur, l'isolation du fil de cuivre des enroulements du moteur grille de sorte que le moteur finit par rendre l'âme définitivement.

Avec un peu de chance, on trouvera peut-être une entreprise capable de ressusciter ce moteur, chirurgie nécessitant, dans le pire des cas, un rebobinage complet des enroulements. Si on n'en trouve pas, il ne reste plus d'autre solution que

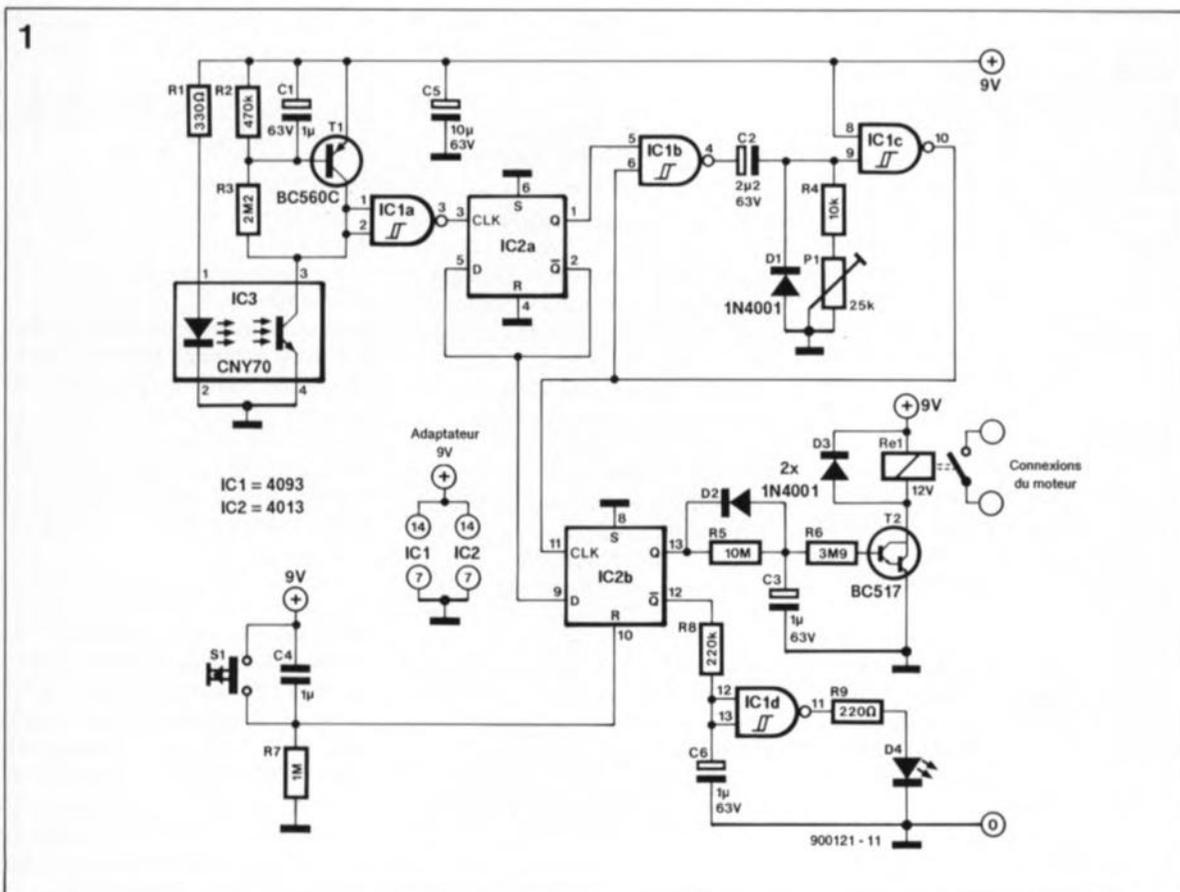


Figure 1. L'électronique complète du limiteur de régime. Il n'est pas difficile de réaliser ce circuit sur une petite platine d'expérimentation à pastilles.

d'acheter une nouvelle tondeuse à gazon ou une nouvelle scie circulaire.

Le circuit que nous proposons dans cet article peut vous éviter les affres d'une telle situation. Cette protection intervient en effet bien avant que le moteur ne puisse s'échauffer anormalement puisque le capteur électronique que comporte ce circuit surveille le régime du moteur. Si ce régime tombe à une valeur trop basse - à la suite d'une surcharge - ce circuit donne l'alarme, et par l'intermédiaire d'une LED indique qu'il est... temps d'aller boire une Kronenbourg, publicité gratuite, (ou une limonade...).

Si l'utilisateur n'aperçoit pas l'illumination de cette LED ou, pire encore, choisit de l'ignorer sciemment, le circuit prend la direction des affaires et arrête le moteur. Il est difficile d'imaginer une meilleure protection: une fois le circuit du limiteur de régime parfaitement mis au point, le moteur électrique ne court plus le moindre risque de surchauffe.

### La protection

Le schéma de la figure 1 montre l'électronique complète du limiteur de régime. Le circuit a été dessiné, en principe, pour des moteurs à induit à court-circuit (stator/rotor) ayant un régime nominal de 2 600 tours par minute environ. Si le moteur tourne hors-charge il est probable que ce régime atteigne jusqu'à 2 900 tr/mn. Dans le cas où le régime descend en-dessous de 2 500 tours, il y a surcharge du moteur et il se met à "chauffer". Il existe sans doute des moteurs à induit à court-circuit qui connaissent un régime nominal différent. Pour ces moteurs, il faudra adapter les caractéristiques du multivibrateur monostable que comporte le circuit. Il en va de même pour les petits moteurs-série qui animent la majorité des outils électriques. Le boîtier de l'outil comporte en règle générale une plaquette indiquant le régime nominal de son moteur. Il suffit alors d'adapter l'électronique du limiteur à ce régime spécifique.

Dans la partie gauche du schéma électronique on distingue nettement le capteur optique IC3. Ce capteur de réflexions intégré détecte le passage d'un point de repère blanc, dont l'utilisateur devra doter l'axe du moteur. Chaque fois que la lumière, émise par la diode électroluminescente (LED), est réfléchi par le point blanc positionné sur

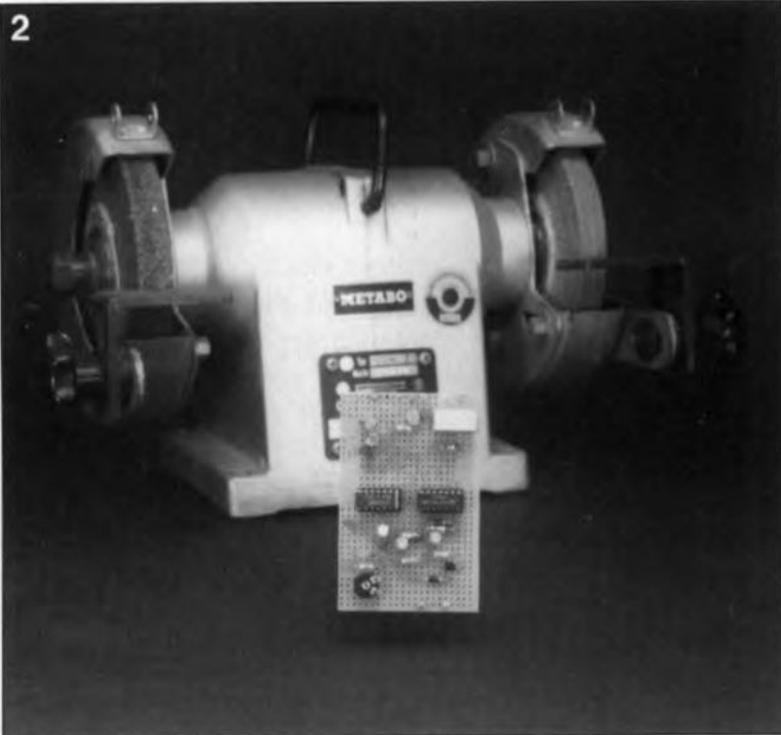


Figure 2. Le prototype du circuit, réalisé sur une telle platine, permet de surveiller le régime d'appareils tels que tondeuses à gazon, scies circulaires ou sauteuses, affûteuses et autres outillages électriques.

l'axe du moteur, celui-ci a effectué une rotation complète. Ces impulsions lumineuses font passer brièvement à l'état conducteur le transistor intégré dans le capteur de sorte que le potentiel disponible sur le collecteur de ce transistor diminue.

Le circuit des résistances R2 et R3, du condensateur C1, du transistor T1 et du circuit intégré IC1a transforme ensuite cette impulsion de tension en une impulsion numérique parfaite qui sert alors d'impulsion d'horloge au circuit intégré IC2a. À un régime nominal de 2 500 tours par minute (régime qui correspond à celui auquel tournent la plupart des moteurs à leur charge nominale) la fréquence des impulsions est de 42 Hz environ (durée de la période de 24 ms). Puisque le rapport impulsion/pause n'est pas fixe - il dépend en outre de la taille (largeur) du point blanc dont on aura doté l'axe - on procède à une division du signal par deux à l'aide de la bascule IC2a. Le signal de sortie de cette bascule est parfaitement rectangulaire et présente un rapport cyclique de 50% très exactement. Les portes IC1b et IC1c constituent un multivibrateur monostable dont la pseudo-période est déterminée par le condensateur C2, la résistance R4 et l'ajustable P1. Ce dernier permet de régler la durée de la période pendant laquelle la sortie présentera au niveau bas. Une valeur de 24 ms environ convient parfaitement dans le cas d'un circuit attaquant des moteurs avec un régime minimal (limite de surcharge) de 2 400 tours par minute.

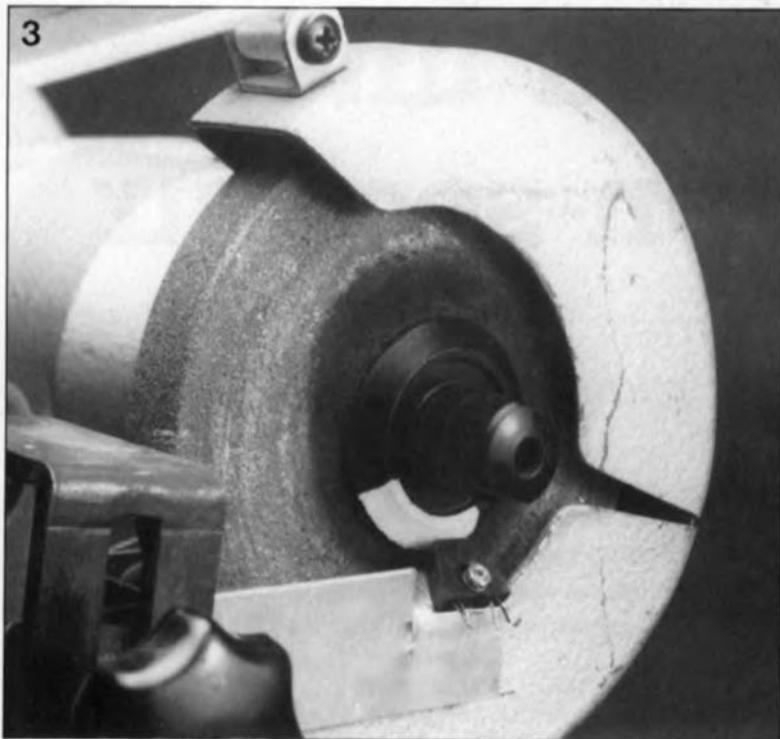
Le signal de sortie de la bascule

monostable IC2a est traité ensuite par le comparateur numérique IC2b. Ce dernier est déclenché par un flanc montant du signal de sortie de la bascule IC2a. Si, à ce moment, le signal du diviseur (par deux) est au niveau haut, la sortie Q de IC2b passera également au niveau haut.

Cela signifie que le régime du moteur est trop faible et que l'électronique du limiteur doit fournir un premier avertissement. L'ajustable P1 permet de régler très exactement le régime auquel devra se faire cet avertissement. Plus la pseudo-période est longue, plus le régime devra diminuer avant d'avoir déclenchement de l'alarme.

Après l'application de la tension d'alimentation au circuit, IC2b est remis à zéro et le moteur reçoit, par l'intermédiaire du relais, sa tension d'alimentation. Si la période du démarrage du moteur nécessite plus que les 8 secondes prévues, valeur par défaut, on a la possibilité de prolonger cette durée en actionnant le bouton de remise à zéro "RESET". Tant que dure l'action sur ce bouton il est impossible au circuit de protection de couper la tension d'alimentation du moteur.

Les réseaux RC R8/C6 et R5/C3 procèdent à une intégration du signal de sortie de la bascule faisant partie du comparateur. Si la durée de l'alarme dépasse 2 secondes la LED D4 s'illuminera, fournissant ainsi un premier avertissement. Au bout d'une durée d'alarme de 8 secondes au minimum, la ligne de tension qui alimente le moteur est coupée à l'aide du relais Rel.



Il devient pratiquement impossible de détruire un moteur doté du limiteur de régime d'Elektor, encore que ... nous ne voulions pas vous mettre au défi...

### La réalisation

Vu la faible complexité de l'électronique mise en jeu, la réalisation du limiteur de régime pourra se faire sur une petite platine d'expérimentation et ne devrait pas poser de problème. Il faudra fixer le capteur de reflets, IC3, à proximité (quelques millimètres au maximum) de l'axe du moteur sur lequel on aura appliqué un point de couleur blanche. Si l'axe du moteur possède à l'origine une couleur assez claire, on peut expérimenter avec un point noir ou encore noircir l'axe du moteur à l'aide du ruban isolant noir et le doter, après cette opération, d'un point blanc.

Afin d'éviter que des impulsions parasites en provenance du moteur n'aient d'influence sur le fonctionnement correct du limiteur il est recommandé de relier le capteur au circuit par l'intermédiaire d'un morceau de câble blindé.

L'utilisation d'un capteur fonctionnant selon le principe de la détection de **transmission** de lumière au lieu de celui de sa **réflexion** constitue une autre approche possible. Le TIL 137 de Texas Instruments est un capteur qui est prévu spécialement pour ce principe de détection. Il faudra à cet effet doter l'axe du moteur d'un disque percé d'un trou. À chaque passage de ce trou (entre la LED et le photo-transistor, intégrés tous deux dans le capteur) le photo-transistor devient passant et le reste du circuit fonctionne de la manière indiquée plus haut.

Les contacts du relais Rel sont pris

entre le moteur et le secteur. Soyez de ce fait extrêmement prudent lors de la réalisation des contacts nécessaires et respectez toutes les règles de sécurité.

Il ne reste alors qu'à incorporer le circuit dans un boîtier plastique convenable (étanche à la poussière par exemple). L'alimentation du circuit se fait à l'aide d'un petit module d'alimentation secteur.

Capteurs de reflets convenables	
Type	Fabricant
PP2S04	Sharp
TLP 903 TLP 904	Toshiba
OPB 125A OPB 253A OPB 703A OPB 708 OPB 709	TRW
TIL 139	Texas Instruments
CNY70	Telefunken

On remarquera l'absence d'interrupteur marche/arrêt sur ce circuit, et ceci pour une raison très simple. Le moteur tourne lorsque les contacts du relais sont fermés (relais au repos). Puisque le moteur fonctionne sans que le limiteur ne soit alimenté, il pourrait se faire que l'on oublie de mettre ce dispositif de protection en marche. La seule chose à laquelle il faut impérativement penser est l'alimentation du limiteur par son module-secteur. Il est de ce fait recommandé de connecter ce module d'alimentation (en permanence) et parallèlement sur le moteur à protéger. 

**Figure 3.** Cette photo montre qu'il faut placer le capteur de reflets à proximité immédiate de l'axe du moteur; celui-ci aura été doté de la zone blanche servant à réfléchir la lumière émise par la LED intégrée dans le capteur.

# CHIP SELECT

## MX574A, MX674A, MX174

On ne présente plus le standard "547", le champion indétrônable de toutes les implantations de conversion A/N 12 bits depuis plus de 10 ans.

MAXIM réussit cependant à bouleverser ce qui paraissait immuable avec sa nouvelle gamme en technologie BICMOS qui allie à la fois les avantages du bipolaire et ceux du CMOS. Les MAX174, MX574A, MX674A améliorent les performances de vitesse, de bruit et surtout de consommation et de flexibilité avec un nombre inégalé de versions.



Consommation réduite dans un rapport trois (150 mW typ, 265 mW max.)

Trois vitesses de conversion: 25, 15 et 8  $\mu$ s

62 versions disponibles différant par la vitesse, le grade, le boîtier et la gamme de température.

Test de toutes les pièces à 100%, à

la pleine échelle et en dérive dans toute la plage de température est la devise de MAXIM.

Les MAX574, 674 et 174 sont distribués par:

ASAP Composants  
2, av. des Chaumes  
78180 Montigny-le-Bretonneux  
tél.: (1).30.43.82.33

## HV518

Le HV518 de SUPERTEX Inc est un circuit de commande haute tension, 32 canaux, pour afficheurs et imprimantes.

Réalisé selon le procédé HVCMOS, le HV518 combine une logique CMOS à vitesse élevée et faible consommation avec 32 sorties CMOS, 90 volts push-pull sur une même puce monolithique.

Conçu à l'origine pour commander les afficheurs plats fluorescents, ce

circuit a trouvé d'autres applications telles que les écrans à plasma, les imprimantes, ...

Du point de vue fonctionnel, le HV518 est un convertisseur série/parallèle cascadable, recevant des données cascadables en série sous 5 ou 12 volts (haute immunité au bruit et les ressortant en parallèle jusqu'à 90 volts par canal à des vitesses supérieures à 6 MHz. Le HV518 à une consommation au repos qui n'est que de 50 nanoampères, du fait de sa réalisation intégralement CMOS. On peut noter que le HV518 est un remplacement broche à broches plus performant des SN75518 et UCN5818.

*SUPERTEX Inc est distribué en France par:*

*I.S.C.- FRANCE  
28, rue de la Procession  
92150 Suresnes  
tél.: (1).45.06.42.75*

# le calcul d'une alimentation-secteur

## 2<sup>ème</sup> partie: pont de redressement et régulateur de tension

Pour compléter notre diptyque sur les alimentations, nous allons nous intéresser dans cet article au dimensionnement d'un pont de redressement et vous proposer un curriculum-vitae des régulateurs de tension les plus communs avec leurs caractéristiques techniques et leur brochage.

Dans la plupart des descriptions d'une alimentation-secteur, le pont de redressement est traité en paria: on le retrouve sur le schéma électronique, la sérigraphie des composants et dans la liste des composants. Neuf fois sur dix, le texte ne comporte pas le moindre mot explicatif à son sujet. Pourtant, il vaut mieux choisir méticuleusement ce composant pour éviter qu'il ne parte en fumée dès le premier test.

Lors de ses premiers pas dans le monde de l'électronique, le pont de redressement était constitué de diodes au sélénium, qui avaient la spécialité "d'embaumer" l'air d'un parfum très désagréable dès la moindre surchauffe. Un pont de redressement moderne se compose de quatre diodes au silicium soit

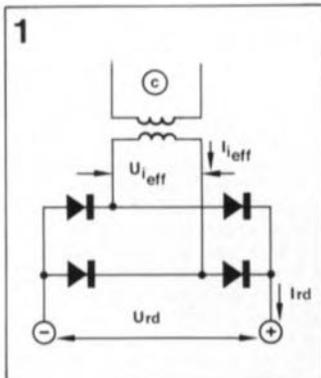
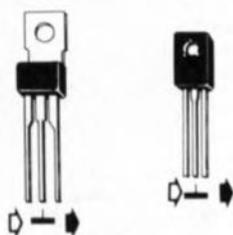
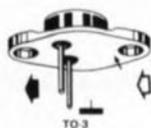
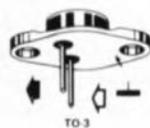
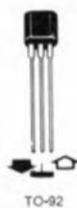
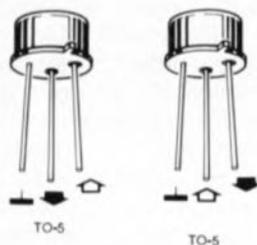


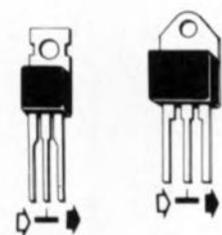
Figure 1. Le circuit de redressement classique: transformateur avec pont de redressement. Le texte en indique toutes les caractéristiques intéressantes.

Type	U <sub>stab</sub> [V]	I <sub>sortie</sub> [A]	U <sub>entrée</sub>		limitation de courant	protection thermique	plage de sécurité	boîtier
			min. [V]	max. [V]				
LM78L05	5	0,1	7	20	x	x	x	TO-5, TO-92
TBA 625 A	5	0,13	8	20	x	—	—	TO-5
LM342-05	5	0,2	7,5	20	x	x	x	TO-202 P
µA 78M05	5	0,2	7	20	x	x	x	TO-5
LM 341-5,0	5	0,5	7,5	20	x	x	x	TO-202 P
L 129	5	0,85	7,5	20	x	—	—	TO 126
LM 309 K	5	≈ 1	7	35	x	x	—	TO-3
LM340-05	5	1,5	7	35	x	x	x	TO-220
LM 323 K	5	3	7,5	20	x	x	x	TO-3
LM 5000	5	3	9	20	x	x	—	TO-3
LM 342-6	6	0,2	8	25	x	x	x	TO-202 P
LM 341-6,0	6	0,5	7,2	25	x	x	x	TO-202 P
µA 78M06	6	0,5	9	21	x	x	x	TO-5
LM 340-6	6	1,5	8	25	x	x	x	TO-220; TO-3
µA 7806	6	1,5	8	25	x	x	—	TO-3; TO-220
LM 78L08	8	0,1	10,5	23	x	x	x	TO-5, TO-92
LM 342-8	8	0,2	11	23	x	x	x	TO-202
µA 78M08	8	0,5	11,5	23	x	x	x	TO-5
LM 341-8,0	8	0,5	10,5	25	x	x	x	TO-202
µA 7808	8	1,5	10,5	25	x	x	—	TO-3; TO-220
LM 340-8	8	1,5	10,5	25	x	x	x	TO-3; TO-220
TBA 435	8,5	0,14	11,5	20	x	—	—	TO-5
LM342-10	10	0,2	13	25	x	x	x	TO-202
TBA 625 B	12	0,1	15	27	x	—	—	TO-5
LM 78L12	12	0,1	14,5	27	x	x	x	TO-5; TO-92
LM 342-12	12	0,2	15	30	x	x	x	TO-202
LM 341-12	12	0,5	14,5	30	x	x	x	TO-202
µA 78M12	12	0,5	14,5	30	x	x	x	TO-5
L 130	12	0,72	14,5	27	x	—	—	TO-126
LM 340-12	12	1,5	17,5	30	x	x	x	TO-3; TO-220
µA 7812	12	1,5	14,5	30	x	x	—	TO-3; TO-220
TBA 625 C	15	0,1	18	27	x	—	—	TO-5
LM 78L15	15	0,1	17,5	30	x	x	x	TO-5; TO-92
LM 342-15	15	0,2	18	30	x	x	x	TO-202
µA 78M15	15	0,2	17,5	30	x	x	x	TO-5
LM 341-15	15	0,5	17,5	30	x	x	x	TO-202
L 131	15	0,6	17,5	27	x	—	—	TO-126
LM 340-15	15	1,5	17,5	30	x	x	x	TO-3; TO-220
µA 7815 C	15	1,5	17,5	30	x	—	—	TO-3; TO-220
LM 78L18	18	0,1	21,4	33	x	x	x	TO-5; TO-92
LM 342-18	18	0,2	21	33	x	x	x	TO-202
LM 341-18	18	0,5	20,7	30	x	x	x	TO-202
LM 340-18	18	1	21	33	x	x	x	TO-3; TO-220
µA 7818	18	1,5	21	33	x	x	—	TO-3; TO-220
µA 78M20	20	0,5	23	36	x	x	x	TO-5
LM 78L24	24	0,1	27,5	38	x	x	x	TO-5; TO-92
LM 342-24	24	0,2	27,2	38	x	x	x	TO-202
LM 341-24	24	0,5	27	38	x	x	x	TO-202
LM 340-24	24	1	27	38	x	x	x	TO-3; TO-220
µA 7824	24	1,5	27	38	x	x	—	TO-3; TO-220

2



TO-202 TO-126



TO-220 TO-220

Tableau 2								
Type	U <sub>stab</sub> [V]	I <sub>sortie</sub> [A]	U <sub>entrée</sub>		limitation de courant	protection thermique	plage de sécurité	boîtier
			min. [V]	max. [V]				
LM320T5,0	-5	1,5	-7,5	-25	x	x	-	TO-220
LM345	-5	3,0	-7,8	-20	x	x	x	TO-3
LM320T6,0	-6	1,5	-8,5	-25	x	x	-	TO-220
LM320T8,0	-8	1,5	-10,5	-25	x	x	-	TO-220
LM320T12	-12	1,5	-14,5	-32	x	x	-	TO-220
LM320T15	-15	1,5	-17,5	-35	x	x	-	TO-220
LM320T18	-18	1,5	-21	-35	x	x	-	TO-220
LM320T24	-24	1,5	-27	-35	x	x	-	TO-220

distinctes, soit intégrées dans un même boîtier. Un pont de redressement à diodes au silicium est très robuste et associe compacité et capacité de charge élevée tout en étant capable de supporter des tensions inverses pouvant atteindre, pour certaines versions, 1 000 V.

Les paramètres les plus importants dont il faut tenir compte lors du dimensionnement d'une alimentation-sector sont:

- la tension inverse admissible,
- le courant maximal admissible,
- la chute de tension, se produisant aux courants importants

et, en fonction de ce dernier paramètre,

- la puissance dissipée maximale admissible.

La figure 1 représente le schéma classique du premier étage d'une alimentation: "transformateur avec pont de redressement" aurait dit V. Van Gogh. Ce schéma comporte les grandeurs de courant et de tension les plus importantes de par l'influence qu'elles exercent sur le pont de redressement:

$i_{eff}$  = valeur de crête de la tension au secondaire du transformateur,

$I_{rd}$  = valeur de crête du courant au secondaire du transformateur,

$I_{rd}$  = courant continu (valeur de crête du courant redressé) et

$U_{rd}$  = tension continue (valeur de crête de la tension redressée).

Figure 2. Brochages des régulateurs de tension mentionnés dans les tableaux 1 et 2. Le boîtier TO-126 est doté au dos, à l'image des types TO-202 et TO-220, d'une languette métallique qui permet une meilleure dissipation de la chaleur produite par le composant.

3

### Régulateurs

 7805 7806 7808 7812 7815 7818 7824 $I_{out} = 1 \text{ A}$	 7905 7906 7908 7912 7915 7918 7924 $I_{out} = -1 \text{ A}$
 78M05 78M06 78M08 78M12 78M15 78M18 78M24 $I_{out} = 500 \text{ mA}$	 79M05 79M06 79M08 79M12 79M15 79M18 79M24 $I_{out} = -500 \text{ mA}$
 78L05 78L06 78L08 78L12 78L15 78L18 78L24 $I_{out} = 100 \text{ mA}$	 79L05 79L06 79L08 79L12 79L15 79L18 79L24 $I_{out} = -100 \text{ mA}$
 $U_{out} = 5 \text{ V}$ LM309K $I_{out} = 1 \text{ A}$ LM323K $I_{out} = 3 \text{ A}$	 $U_{out} = -5 \text{ V}$ LM345K $I_{out} = -3 \text{ A}$
 $U_{out} = 1,2 \text{ V} \dots 37 \text{ V}$ LM317K $I_{out} = 1,5 \text{ A}$	 LM723 $I_{out} = 200 \text{ mA}$ $U_{out} = \dots 37 \text{ V}_{max.}$ (pas de $U_2$ ) $U_{ref} = 7,15 \text{ V}$ $U_Z = 6,2 \text{ V}$
 $U_{out} = 2,85 \text{ V} \dots 40 \text{ V}$ L200 $I_{out} = 2 \text{ A}$	 L200 $U_{ref} = 7,15 \text{ V}$ $U_Z = 6,2 \text{ V}$
Domaine des tensions d'entrée :	
7805 = 8 V ... 35 V 7806 = 9 V ... 35 V 7808 = 11 V ... 35 V 7812 = 15 V ... 35 V 7815 = 18 V ... 35 V 7818 = 21 V ... 35 V 7824 = 27 V ... 40 V	7905 = -8 V ... -35 V 7906 = -9 V ... -35 V 7908 = -11 V ... -35 V 7912 = -15 V ... -35 V 7915 = -18 V ... -35 V 7918 = -21 V ... -35 V 7924 = -27 V ... -40 V

Figure 3. Les régulateurs de tension les plus importants et les plus courants: d'un coup d'oeil vous englobez la forme du boîtier et le brochage d'un régulateur. Croyez-nous c'est une aide à laquelle on fait souvent appel si l'on n'a que peu de mémoire.

La tension inverse des diodes doit être supérieure à  $1,25 \times U_{rd}$ , ou encore à  $1,56 \times U_{i_{eff}}$ . Pour ces calculs, il faudra se baser sur la tension maximale (hors-charge) du transformateur. Les éventuelles variations ( $\pm 10\%$ ) de la tension secteur ont déjà été prises en compte elles.

Si l'on utilise un transformateur de 24 V dans le schéma de la figure 3 de l'article précédent, il faudra ainsi faire appel à des diodes ayant une tension inverse de 50 V au minimum.

## Charge de courant

Puisqu'il ne circule de courant à travers chacune des diodes que lors de chaque seconde demi-onde de la tension secteur, le courant nominal  $I_{moy}$  (valeur arithmétique moyenne du courant permanent maximal admissible) est égal à la moitié de la valeur du courant continu  $I_{rd}$ . Le courant de crête périodique

doit avoir lui au contraire, une valeur sensiblement plus élevée, en raison de la charge capacitive introduite par le condensateur électrolytique.

Voici les **valeurs typiques** les plus importantes pour le schéma du pont de redressement de la figure 1:

- la tension au secondaire du transformateur:  $U_{i_{eff}} = 0,8 U_{rd}$ ,
- le courant fourni par le transformateur:  $I_{i_{eff}} = 1,57 I_{rd}$ ,
- la puissance du transformateur:  $P_{tr} = > 1,24 P_{rd}$ ,
- la tension de ronflement:  $U_{rf} = 0,48 U_{rd}$  (sans condensateur électrolytique) et
- la fréquence de ronflement  $f_{rf} = 100$  Hz (à une tension alternative de 50 Hz bien entendu).

## Le régulateur de tension

Dans l'article précédent nous nous sommes intéressés de

près au dimensionnement d'une alimentation-secteur, faisant appel à un régulateur de tension. Dans ces exemples il s'agissait en principe d'une régulation de tension **positive** basée sur des régulateurs de la famille 78xxx. Le **tableau 1** du présent article récapitule les caractéristiques techniques d'un nombre beaucoup plus important de régulateurs de tension positive, disponibles partout.

La famille des régulateurs du type 79xxx est complémentaire de celle des régulateurs 78xxx, fournissant elle une tension négative en sortie. Exception faite de cette dernière caractéristique, ces deux types de régulateurs sont pratiquement identiques. Dans le **tableau 2** vous trouvez d'autres régulateurs de tension négative avec leurs caractéristiques spécifiques.

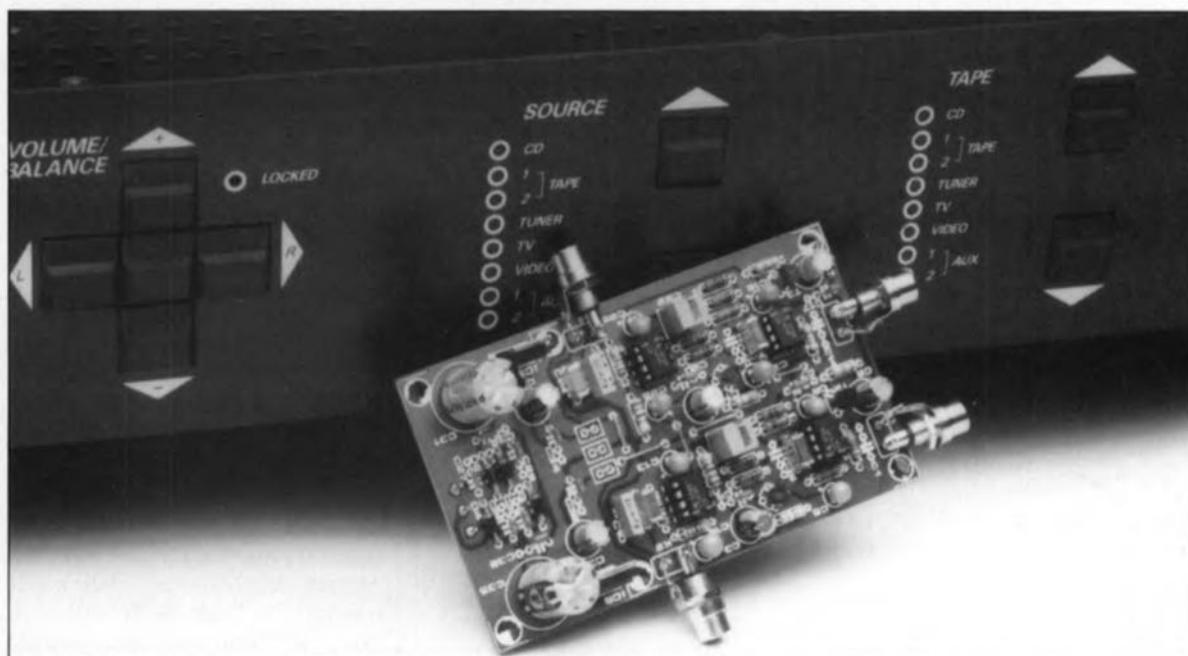
La **figure 2** donne le brochage de tous les régulateurs de tension mentionnés dans ces

tableaux. Attention cependant: comme c'est le cas avec certains transistors FET par exemple, il existe des régulateurs de tension dont le brochage diffère totalement d'un fabricant à l'autre. C'est beau la standardisation! Les données que l'on retrouve dans les tableaux de cet article concernent la plupart des régulateurs disponibles; nous ne pouvons cependant pas vous donner de garantie (S.G.D.G comme on dit si bien) qu'un fabricant ne mettra pas sur le marché un nouveau type de composant ne respectant pas ces informations!

Une fois photocopiée, la **figure 3** constituera l'aide instantanée à laquelle de nombreux amateurs de réalisations personnelles feront souvent appel: cette illustration ne comporte rien de plus que le brochage et la forme du boîtier des circuits les plus importants et les plus répandus. 

# préampli MD haut de gamme

pour le central de commutation audio ou tout autre préamplificateur



Ils sont passés les temps où il était possible, en faisant appel à des montages en technologie discrète ou à d'autres circuits peaufinés, d'améliorer très sensiblement, c'est-à-dire de manière audible, la qualité de la reproduction des disques analogiques, dans le cas de préamplis pour cellule MD de toute origine?

Le LT 1028, un amplificateur opérationnel à très faible bruit, permet d'une façon aussi simple qu'efficace, de réaliser le meilleur préampli MD (magnéto-dynamique) que nous ayons eu, jusqu'à présent, l'occasion de vous proposer dans les colonnes de ce magazine.

Lors de la fabrication des disques classiques (analogiques) on procède à une correction volontaire du signal audio. En effet, si l'on gardait un rapport linéaire entre la fréquence et la pente du sillon, le déplacement du porte-diamant d'une cellule serait beaucoup plus important aux fréquences graves qu'il ne le serait aux fréquences aiguës. La conséquence la plus grave de ceci serait une atteinte des limites mécaniques du système dans la partie inférieure du spectre de fréquences alors qu'à l'autre extrémité, dans les aigus, le rapport signal/bruit diminuerait rapidement.

Ces simples constatations expliquent que l'industrie phonographique ait développé des processus à effet double: atténuation des graves et amplification des aigus. Ces courbes de correction, puisqu'il

est difficile dans ce cas de parler de distorsion, ont bien entendu été normalisées et c'est, parmi le bon millier de normes différentes ayant vu le jour au cours des ans, la norme définie par la *Recording Industry Association of America*, la RIAA, qui est finalement devenue le standard.

## La norme RIAA

recommande une courbe ayant la forme du graphique de la **figure 1**. Les trois points caractéristiques se situent aux valeurs suivantes:

Fréquence	Constante de temps
50 Hz	3 180 $\mu$ s
500 Hz	318 $\mu$ s
2120 Hz	75 $\mu$ s
(Constante de temps = $1/[2 \times \pi \times \text{fréquence}]$ )	

Lors de la lecture des disques il faut bien évidemment procéder à une compensation de cette correction. Il ne suffit pas d'effectuer une désaccentuation sans plus pour pouvoir appliquer le signal de sortie d'une cellule phonocaptrice à un préamplificateur. Le niveau de ce signal est bien trop faible. Selon le type de la cellule concernée, la tension du signal se situe entre 1 et 10 mV,

### Caractéristiques techniques:

Gain (G) (f = 1 kHz):	37 dB
Atténuation du ronflement:	> 100 dBV
Rapport signal/bruit (f < 500 Hz):	> 80 dB
Rapport signal/bruit (f < 20 kHz):	> 90 dB
Séparation des canaux:	> 75 dB
Tension d'alimentation:	$\pm 7,5$ V à $\pm 15$ V typique $\pm 20$ V au maximum $\pm 22$ V valeur de crête
Consommation (à $U_b = \pm 15$ V):	20 mA
Distorsion harmonique:	< 0,001%

Figure 1. Courbes caractéristiques de gravure (1) et de désaccentuation (2) selon la norme RIAA.

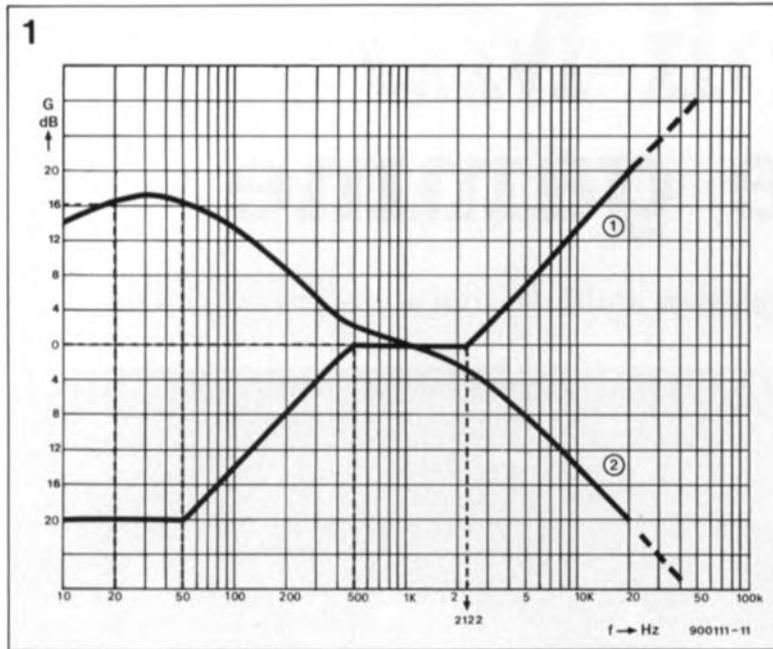
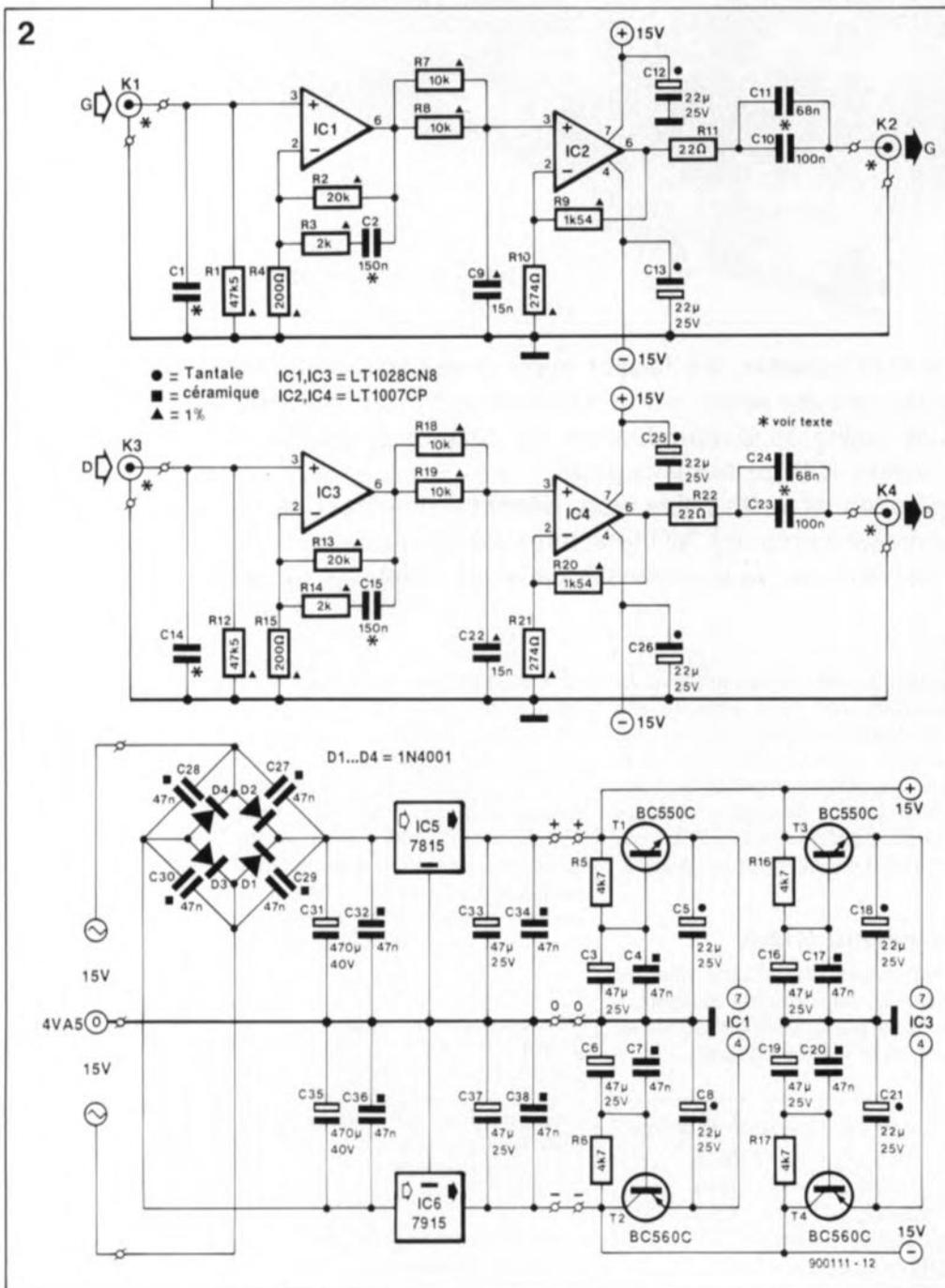


Figure 2. L'électronique du préamplificateur RIAA.



valeurs mesurées à une fréquence de 1 kHz.

Sachant d'autre part que le niveau d'entrée Ligne d'un préamplificateur se situe lui à 1 V, on comprend aisément qu'il faille procéder à une amplification linéaire importante du signal. La troisième fonction à remplir par un préamplificateur de correction RIAA est une adaptation optimale à l'impédance d'entrée du système. Bien souvent, la notice technique fournie par le fabricant du système constitue la seule source où recueillir les informations relatives à la cellule ou au préamplificateur, nécessaires à une éventuelle adaptation. Il faut en outre, quatrième exigence du cahier des charges, que l'on puisse connecter au système une certaine longueur de câble sans être confronté à une distorsion du signal audio.

### Le concept à la base de ce circuit

Il existe, du point de vue technique, plusieurs approches possibles pour réaliser un circuit qui remplisse toutes les conditions évoquées plus haut. Il faut bien entendu tenir compte de différents critères tels que la taille finale de la platine, le bruit, la distorsion, sans oublier l'aspect coût, est-il nécessaire d'insister sur ce point précis et sensible? La palette des solutions va ainsi des simples circuits de correction RIAA passifs à amplificateur linéaire et condensateur électrochimique en sortie (!) aux montages haut de gamme du type de celui que nous vous proposons en figure 2.

À l'entrée du circuit on trouve un réseau RC, R1/C1, (R12/C14) qui a pour fonction de définir l'impédance d'entrée. Les valeurs attribuées à ces composants dépendent des caractéristiques techniques fournies par le fabricant de la cellule phonocaptrice. Si la notice ne permet pas de trouver la valeur à donner à la résistance R1, on pourra opter pour une valeur de 47kΩ sans trop redouter de commettre d'erreur grave, la valeur du condensateur se situant elle dans les dizaines de picofarads.

Le réseau de correction RIAA comporte une partie passive et une partie active. On trouve tout d'abord le réseau R3/C2 qui définit les fréquences de coupure de 50 et de 500 Hz, réseau pris dans la ligne de contre-réaction du LT 1028, un amplificateur opérationnel au bruit intrinsèque très faible -il présente à notre connaissance la valeur de bruit la plus faible du marché. Il est facile

de calculer le gain de ce circuit de Linear Technology: le gain en continu est égal à:

$A = 1 + (R2/R4) = 101$ , ce qui correspond à 40 dB; le gain des aigus en alternatif est de:

$A = 1 + (R3//R2/R4) = 10$ , c'est-à-dire 20 dB. Les points -3 dB se situent entre ces deux limites à savoir à 50 Hz d'une part et à 500 Hz de l'autre.

En aval de l'amplificateur opérationnel on découvre un filtre passe-bas passif constitué par R7/R8/C9; on peut calculer sa fréquence de coupure,  $f_c$ , à l'aide de la formule:  $f_c = 1/(R7//R8 \times 2 \times \pi \times C9)$ ; elle est de 2 122 Hz.

IC2, un autre amplificateur opérationnel, du type LT 1007 cette fois, moins coûteux et présentant des caractéristiques proches de celle de l'OP 27, constitue un étage d'amplification linéaire qui fournit un gain additionnel de 16,4 dB au niveau du signal. On peut bien entendu opter pour un gain moindre ou plus important en fonction des caractéristiques du système et des exigences du préamplificateur.

Les condensateurs montés en parallèle à la sortie constituent, en association avec l'impédance d'entrée de l'étage suivant, un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure inférieure de 20 Hz; il est destiné non seulement à compenser une éventuelle dérive (*offset*) mais aussi à supprimer les parasites à fréquence très basse.

Nous voici arrivés à la fin de cet aperçu du mode de fonctionnement du circuit; vous vous posez peut-être la question de savoir pourquoi nous avons opté pour cette configuration et non pas pour une autre. Pour vous expliquer le pourquoi du comment, faisons une petite

### Excursion

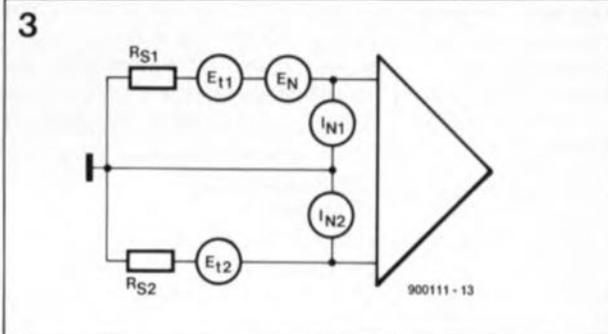
indispensable dans le monde des calculs du facteur de bruit.

Si l'examen de la fiche de caractéristiques du LT 1028 vous apprend que son facteur de bruit est de 0,85 nV/√Hz, cette valeur ne vous dira sans doute pas grand-chose sur le bruit que produira en pratique un montage basé sur un tel composant. La figure 3 représente un amplificateur opérationnel idéal et les différentes sources de bruit qui le caractérisent, sources en partie propres, en partie dues aux impédances de source.

Sans vouloir rechercher les causes donnant naissance au bruit, il est

assez facile de convertir les données fournies par la fiche de caractéristiques en une tension de bruit globale  $E_N$  et en un courant de bruit global  $I_N$ . Il faut en outre faire une distinction entre le bruit blanc de fréquence élevée et le bruit de scintillement que l'on ne rencontre qu'aux fréquences graves. Si le bruit blanc par hertz reste constant (les valeurs  $e_n = 0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ou  $i_n = 1,0 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  restent vraies tant à 1 kHz qu'à 10 kHz), il n'en va pas de même pour le bruit de scintillement où cette constance vaut par bande de fréquence. La valeur de 35 nV indiquée sur la fiche de caractéristiques vaut donc tant pour le domaine des fréquences comprises entre 0,1 et 10 Hz que pour celui s'étendant de 0,01 à 1 Hz ou encore de 10 à 1 000 Hz.

Sur les courbes de tension et de courant de bruit, cette situation se traduit par une croissance jusqu'aux fréquences faibles. La fréquence à laquelle la densité des deux types de bruit est exactement la même est appelée fréquence de coupure 1/f; on la trouve sur la fiche de caractéristiques de tout amplificateur opérationnel à faible bruit (figure 4). On notera que les fréquences de coupure 1/f ne sont pas les mêmes suivant qu'il s'agit de la tension ou du courant. Pour pouvoir convertir la densité de bruit de la fiche de caractéristiques en une tension de bruit  $E_N$  et en un courant de bruit  $I_N$ , il faut connaître, outre la fréquence 1/f, la bande passante de l'amplificateur opérationnel concerné. Les impédances d'entrée sont traversées par le courant  $I_N$  et constituent ainsi la source des tensions de bruit  $I_N \times R_S$ . Il faut de plus prendre en compte d'autres composantes de bruit, à savoir le bruit blanc thermique  $E_{t1}^2$  et  $E_{t2}^2$  propre aux impédances de source  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$ . On procède à l'addition, après conversion, de toutes les tensions de bruit et de tous les courants de bruit, l'ensemble



900111 - 13

constituant la densité de bruit spectrale globale,  $E_{NT}$ .

Figure 3. Le bruit d'entrée d'un amplificateur opérationnel comporte plusieurs composantes.

Pour connaître le bruit de sortie il suffit de multiplier le bruit d'entrée par le gain. Il est possible ainsi de limiter le bruit au strict minimum, à condition de respecter les quatre règles d'or suivantes:

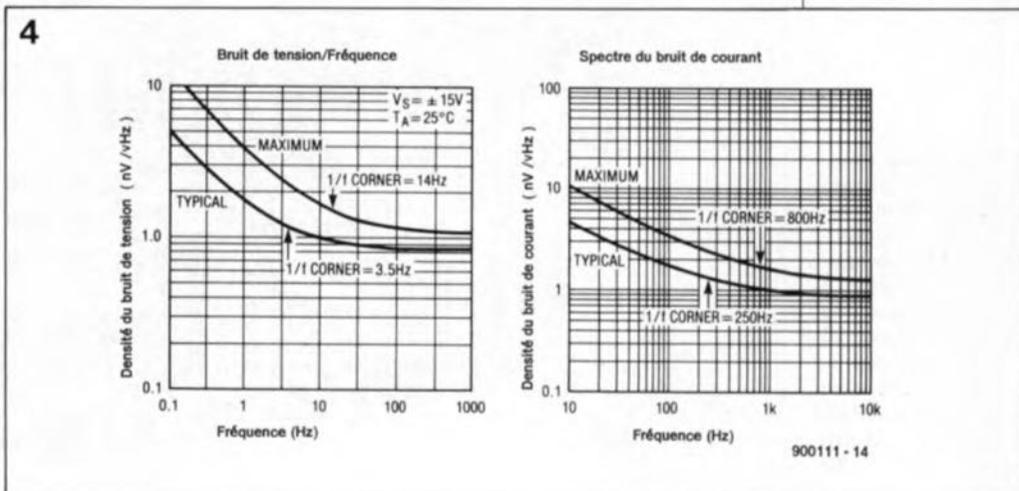
- opter pour un amplificateur opérationnel à fréquence de coupure 1/f faible,
- maintenir les impédances de source aux valeurs les plus faibles possibles,
- adapter la bande passante de l'amplificateur à celle du signal,
- n'amplifier que le strict nécessaire.

### Un dernier regard au concept

Le choix du LT 1028 répond au premier critère; il est difficile voire impossible d'influer de quelque manière que ce soit la taille de l'impédance d'entrée. Du point de vue du bruit, un système MC (*Moving Coil* = à bobine mobile) à niveau de sortie élevé présente, avec son impédance de quelque 200 Ω, des avantages notables par rapport à un système MD dont l'impédance est de l'ordre de 1 à 2 kΩ. Dans ces conditions, la troisième règle d'or n'a plus la moindre importance.

Ce dernier point appelle cependant quelques réflexions. Il faut trouver un compromis, entre les deux

Figure 4. Extraits du recueil de fiche de caractéristiques de LT: les bruits de tension et de courant et les fréquences 1/f.



900111 - 14

Liste des composants

Résistances:

- R1,R12 = 47kΩ5, 1%
- R2,R13 = 20 kΩ, 1%
- R3,R14 = 2 kΩ, 1%
- R4,R15 = 200 Ω, 1%
- R5,R6,R16,R17 = 4kΩ7
- R7,R8,R18,R19 = 10 kΩ, 1%
- R9,R20 = 1kΩ54, 1%
- R10,R21 = 274 Ω, 1%
- R11,R22 = 22 Ω

Condensateurs:

- C1,C14 = voir texte (dépendent du système MD utilisé)
- C2,C15 = 150 nF, MKT (à mesurer)
- C3,C6,C16,C19, C33,C37 = 47 μF/25 V radial
- C4,C7,C17,C20, C27 à C30,C32,C34, C36,C38 = 47 nF céramique
- C5,C8,C12,C13, C18,C21,C25, C26 = 22 μF/25 V tantale
- C9,C22 = 15 nF, 1% Styroflex
- C10,C23 = 100 nF, MKT
- C11,C24 = 68 nF, MKT
- C31,C35 = 470 μF/40 V radial

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4001
- T1,T3 = BC550C
- T2,T4 = BC560C
- IC1,IC3 = LT 1028CN8 (Linear Technology)
- IC2,IC4 = LT 1007CP (Linear Technology, Texas Instruments)
- IC5 = 7815
- IC6 = 7915

Divers:

- K1 à K4 = embase Cinch femelle dorée pour circuit imprimé
- 1 transformateur 2x15 V/4,5 VA

Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Les composants nécessaires à la réalisation d'une version stéréo et l'alimentation même, exception faite du transformateur, trouvent place sur cette platine.

extrêmes, c'est-à-dire entre d'une part un amplificateur linéaire avec réseau passif et d'autre part un amplificateur linéaire associé à une configuration de filtre actif dont les fonctions sont prises dans la ligne de contre-réaction; ce compromis doit se rapprocher autant que faire se peut de la seconde option, sachant qu'un amplificateur linéaire produit du bruit et qu'il l'amplifie bien plus que cela n'est strictement nécessaire. Cette situation se traduirait par une détérioration sensible du rapport signal/bruit. Il vaut mieux de ce fait intégrer un filtrage aussi efficace que possible dans la ligne de contre-réaction. Cette approche est impossible dans le cas du filtre passe-haut de 20 Hz, sachant qu'avec la valeur de 200 Ω attribuée à R15, la capacité-série devrait être de 40 μF. Il n'est pas question de toucher à la valeur de R15 puisque sa valeur devrait correspondre approximativement à l'impédance du système et qu'une augmentation de cette valeur se traduirait par un niveau de bruit plus important.

Il est impossible en outre d'intégrer le filtre de 2 122 Hz dans la contre-réaction puisque d'une part le gain de l'amplificateur opérationnel est toujours supérieur à 1 et que la courbe RIAA ne pourrait jamais être obtenue, et que d'autre part les filtres devraient respecter très fidèlement la valeur calculée parce que c'est très précisément dans le domaine du médium que les erreurs de phase entre les deux canaux sont les plus sensibles. Il ne reste plus que le réseau responsable des points 50 et 500 Hz. On le fait suivre successivement par le filtre passif de 2 122 Hz et l'amplificateur-tampon dont le niveau de bruit intrinsèque n'a plus une importance capitale, étant données les tensions d'entrée plus importantes mises en cause.

La grande majorité des préamplificateurs RIAA haut de gamme utilisant des amplificateurs opérationnels adopte cette approche.

Réalisation et mise en coffret

L'alimentation constitue, dès lors qu'il s'agit de l'amplification de signaux MD au niveau très faible, une source de parasites très souvent négligée. Cette constatation explique la relative complexité de l'électronique correspondante du schéma. Au point d'entrée même de la tension alternative on trouve le pont de redressement constitué par les diodes D1 à D4; le transformateur se trouve bien entendu à distance "respectueuse" du montage auquel il est relié par une liaison trifilaire. En parallèle sur chacune de ces diodes nous avons pris un condensateur céramique, C27 à C30, dont la fonction est d'éliminer les parasites HF produits par les diodes de redressement. À leur suite on trouve l'étage de régulation classique à condensateurs électrochimiques de lissage et condensateurs de découplage.

À la sortie des régulateurs intégrés IC5/IC6 on dispose d'une tension symétrique de ±15 V parfaitement régulée. Cette alimentation convient fort bien au second étage d'amplification linéaire, l'étage d'entrée à la sensibilité très élevée exigeant quant à lui un découplage additionnel qui prend la forme physique des transistors T1/T2 et T3/T4.

Sur la platine, la circuiterie de découplage, dont font également partie les condensateurs au tantale C5, C8, C18 et C21, a été disposée le plus près possible des deux amplificateurs opérationnels. Cette précaution permet d'obtenir

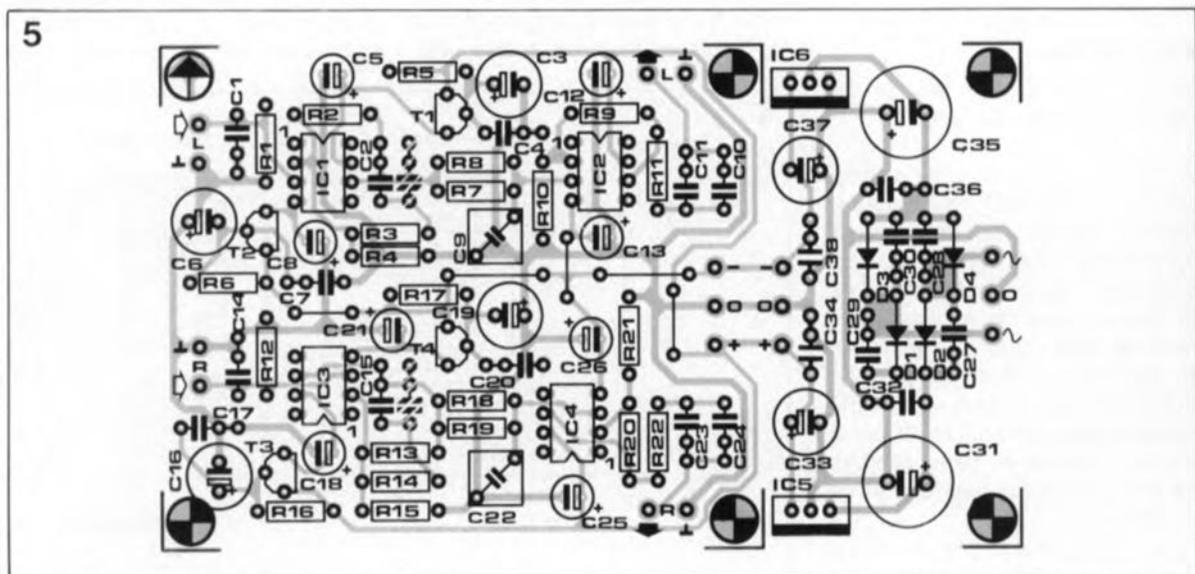
une réjection du ronflement supérieure à 100 dBV! Pour étouffer dans l'oeuf tout problème de masse, nous avons posé entre les deux canaux, pratiquement au centre de la platine, une ligne de masse commune un peu plus épaisse que d'habitude et que l'on pourra, qu'il faudra même, une fois l'implantation des composants terminée, recouvrir d'une couche de soudure additionnelle puisque les pistes sont déjà étamées.

Le dessin de la platine est tel que l'on peut, pour les condensateurs "stratégiques" que sont C9 et C22, utiliser soit des MKT classiques soit encore des styroflex aux tolérances plus sévères; si l'on choisit la première option, il faudra sélectionner soi-même les condensateurs MKT. Comme nous le faisons remarquer en début d'article, les valeurs des condensateurs C10/C11 et C23/C24 sont fonction de l'impédance d'entrée de l'amplificateur monté en aval et devront répondre à la solution de l'équation suivante:

$$C10 + C11 = C23 + C24 = \frac{1}{2 \times \pi \times 20\text{Hz} \times R}$$

Comme on se trouve en présence d'un montage de deux condensateurs en parallèle, rien n'interdit l'utilisation de valeurs "biscornues" – pour le central de commutation audio on aura par exemple 338nF2 = 330 nF//8nF2. En cas de problèmes de place on pourra toujours se résoudre à disposer l'un des condensateurs du côté des pistes.

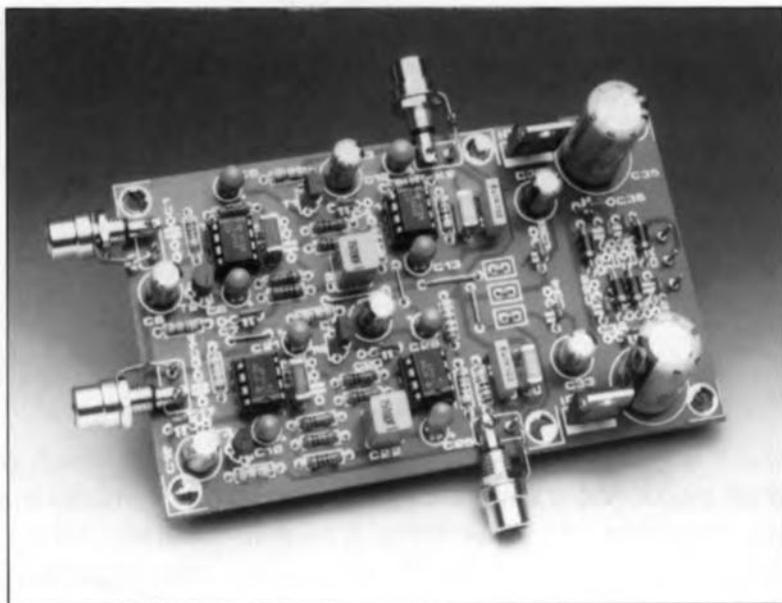
Si votre préamplificateur comporte un condensateur d'entrée, vous pourrez tout simplement ne pas planter de condensateurs sur la platine et les remplacer par un pont de câblage.



Un coup d'oeil au circuit imprimé vous aura permis de constater qu'il est relativement facile de procéder à une séparation physique des deux sous-ensembles y trouvant place, l'alimentation et le préamplificateur proprement dit, pour, si l'on dispose déjà d'une source d'alimentation adéquate, comme c'est le cas avec le central de commutation audio, n'utiliser que le préampli MD.

Il suffit pour ce faire d'effectuer un trait de scie à hauteur des repères de la platine du préampli MC. Ce sous-ensemble tirera alors son alimentation directement du préamplificateur, sachant que la plage des tensions d'alimentation qu'il accepte est relativement étendue, puisqu'il est tout aussi bien possible de l'alimenter sous  $\pm 15\text{ V}$  ( $\pm 20\text{ V}$  au maximum) que sous  $\pm 7\text{V5}$ . Si l'on veut en faire un sous-ensemble autonome, on implantera le préampli MD dans un coffret métallique. La liaison vers la table de lecture sera aussi courte que possible et fera, bien entendu (??), appel à des embases cinch dorées.

Il existe une troisième possibilité dont le choix présente de très importants avantages du point de vue de la reproduction sonore, celle d'implanter le préampli MD, vu ses faibles dimensions, directement dans la table de lecture. On pourra



envisager de le doter d'un blindage en tôle de fer blanc. Il est possible dans ce cas d'utiliser un petit morceau de câble BF d'excellente qualité (coûteux), les audiophiles amateurs de réalisations personnelles savent de quoi nous parlons, pour effectuer la courte liaison entre la connexion terminale du portecellule (là où se termine le câble de sortie du bras de la table de lecture) et l'entrée de notre préampli MD. Le signal de sortie du préampli, qui présente alors un niveau ligne, pourra être envoyé au préamplificateur à travers un câble audio stan-

dard. Quelle que soit l'approche choisie, il faudra veiller à mettre une certaine distance (respectueuse) entre le préampli et le transformateur de l'alimentation pour éviter tout risque de ronflement secteur.

L'un de nos prochains projets consacrés à l'audio sera un étage MC à faible niveau de sortie; il aura des caractéristiques techniques à la pointe de la technologie actuelle et sera, du point de vue électrique, adapté au préamplificateur MD dont nous venons de faire la description. **K**

# ELEKTURE

## Programmation en C

B. S. Gottfried

Le langage C a connu ces dernières années une grande vogue de popularité dans la communauté des programmeurs professionnels.

Ce ouvrage se veut un guide vers la programmation des ordinateurs en langage C. Il contient les explications complètes et accessibles des principales fonctionnalités du langage, ainsi que de la plupart de celles répondant aux recommandations du projet de norme ANSI, telles que le prototypage des fonctions. Il répond en outre aux préoccupations actuelles en matière de programmation, mettant en valeur l'importance de la clarté, de la validité, de la modularité et de l'efficacité dans la conception des programmes.

Le lecteur se verra proposer, en même temps que les règles propres au langage C, les principes d'une programmation de qualité. Dès le premier chapitre, et tout au long du texte, des programmes complets et opérationnels sont proposés, et un accent particulier est mis sur le caractère interactif des programmes développés.

L'ouvrage s'adresse à un public

très large, allant du débutant au programmeur professionnel chevronné. Il est tout particulièrement indiqué comme ouvrage de référence pour les étudiants suivant un cours de programmation.

McGraw-Hill  
28, rue Beaunier  
75014 Paris  
tél.: (1).45.40.94.38

## Récurtivité et Pointeurs

en Turbo Pascal 5.5

B. G. Ragot, A. Berriegts

Turbo Pascal est devenu le standard de fait, puisque même Microsoft est, dit-on, sur le point de s'y conformer. Si vous êtes l'un des utilisateurs de ce langage, c'est sans doute après avoir fait la balance de ses avantages et de ses inconvénients. Pourquoi plutôt Pascal que C, Prolog ou Basic, pourquoi le Turbo-Pascal de Borland plutôt que celui de Microsoft, autant de questions auxquelles vous avez déjà répondu.

Cet ouvrage, avec disquette S.V.P. s'est fixé comme objectif de vous

faire aller plus loin avec ce langage de Borland. Il faut reconnaître qu'il s'agit là d'un ouvrage destiné au programmeur déjà habitué à Pascal. Il traite de deux aspects peu connus de ce langage et que l'on ne retrouve pas en C, Fortran, Basic, la récursivité et les pointeurs. Des exemples de programmes bien choisis, des diagrammes précis et de nombreux schémas permettent au lecteur intéressé de tirer rapidement profit des idées nouvelles pour faciliter la mise au point de ses programmes.

Editions P.S.I.  
3-5, avenue Gallieni  
94257 Gentilly Cedex  
tél.: (1).47.40.66.66  
fax: (1).47.40.65.77

## Pratique de PC TOOLS 6

H. Lilien

Tout utilisateur de PC, XT, AT, PS/2 ou compatible, a nécessairement besoin d'utiliser, un jour ou l'autre, un utilitaire tel que PC Tools, "la boîte à outils" pour PC. Il faut en effet garantir sa sécurité, augmenter son efficacité et son confort.

PC TOOLS est en quelque sorte la Rolls des utilitaires de sauvegarde. Il regroupe en effet toute une série de programmes servant à gérer plus simplement et plus rapidement les

## PRATIQUE DE PC TOOLS

version 6 française

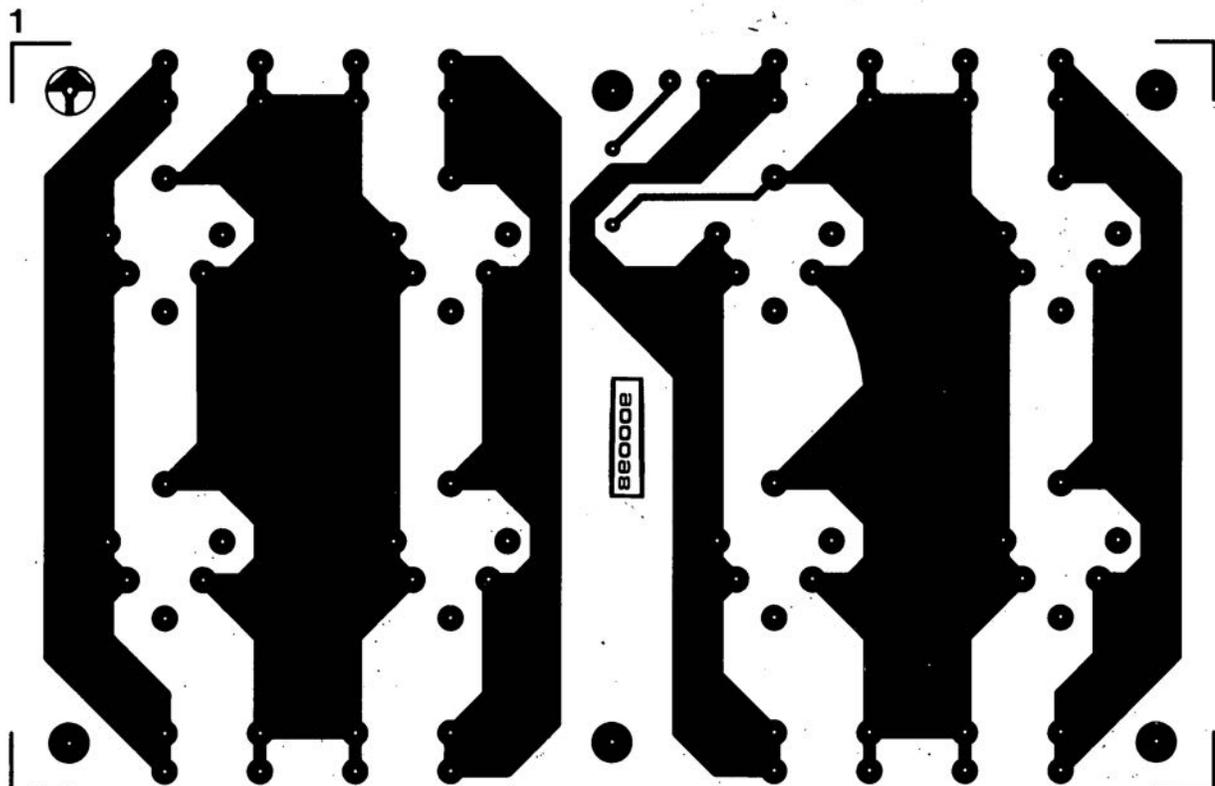
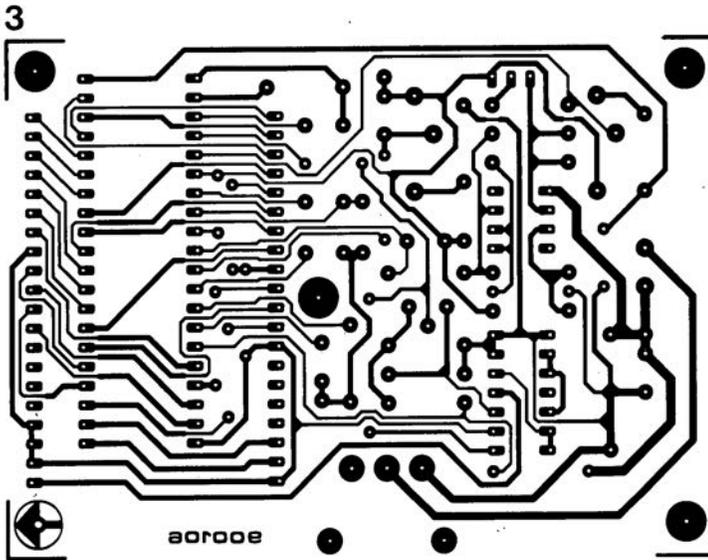
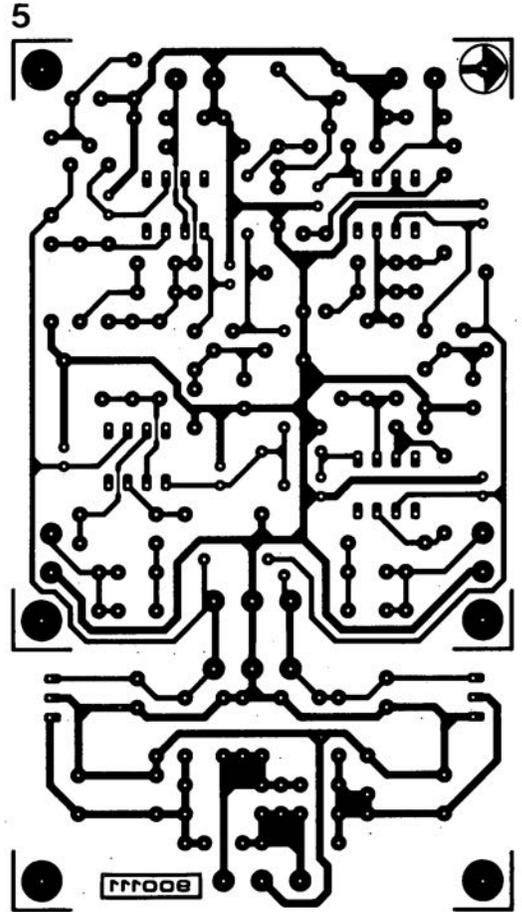
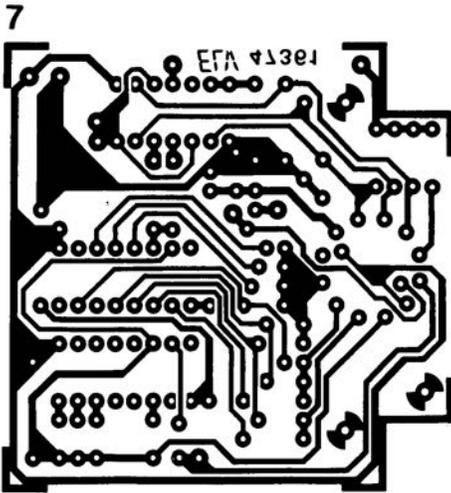
Henri LILLEN



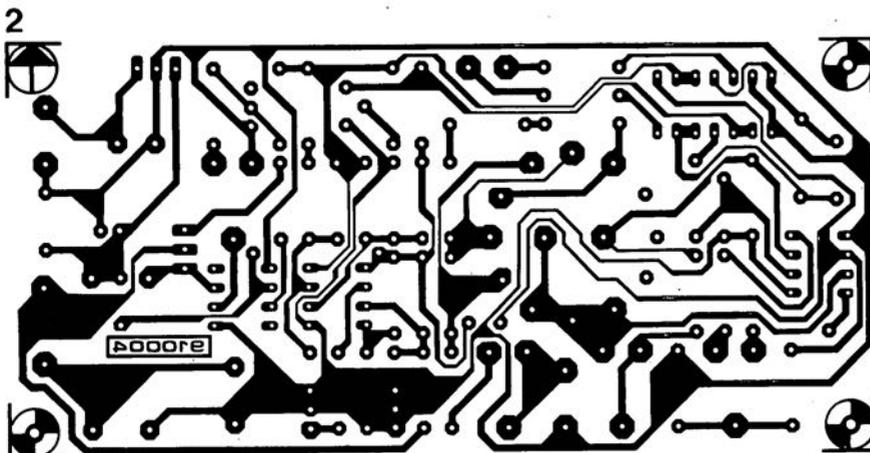
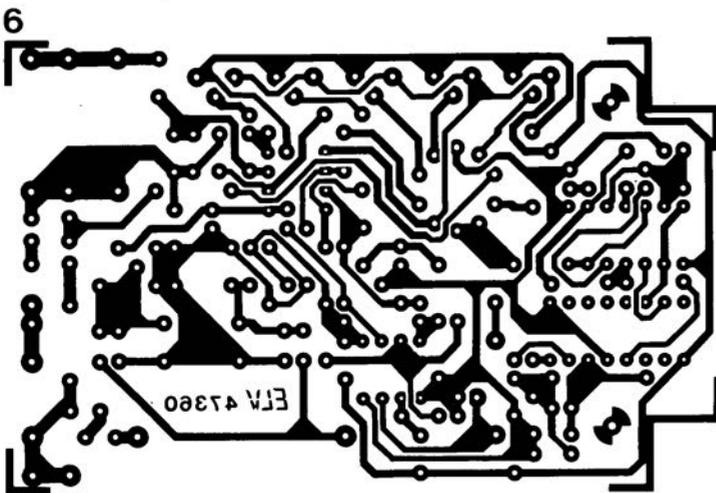
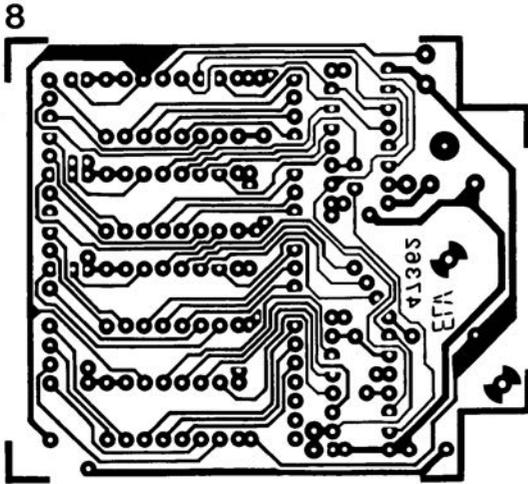
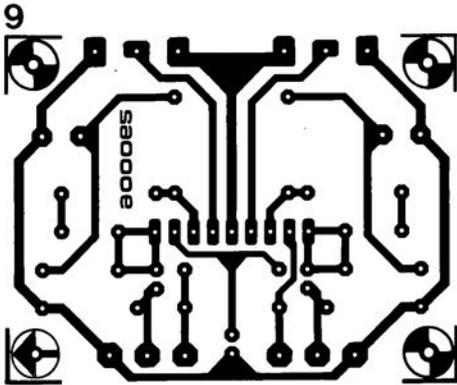
fichiers et les disques; ressusciter des fichiers, des répertoires voire des disques entiers accidentellement effacés ou même reformatés; sauvegarder et restituer le contenu des disques durs: créer une anté-mémoire; écrire, calculer, ranger, communiquer, compacter, sont quelques-uns des points forts de ce logiciel toujours plus performant. Qui donc encore se rappelle des versions 1.10, 2.06, 3.23, 4.22 et même 5.0 de PC TOOLS? Si vous oui, vous pourrez sans doute établir le chemin parcouru.

Editions Radio  
189, rue Saint-Jacques  
75005 Paris  
tél.: (1).43.29.63.70

# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiegraphe: circuit principal
- 7 énergiegraphe: platine du commutateur
- 8 énergiegraphe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

# adaptateur de mesure

auxiliaire de test encartable pour PC & Compatibles

Dans la plupart des cas, les connecteurs d'extension de l'ordinateur personnel (PC) d'un passionné d'électronique et de micro-informatique sont occupés jusqu'au dernier par des cartes de toute sorte, d'origines diverses, qu'il s'agisse d'extensions acquises au prix fort ou de réalisations-maison, peu importe. On est alors confronté à un problème (c'est le moins que l'on puisse dire) si, après l'insertion d'une nouvelle carte dans le dernier des connecteurs d'extension disponible et la mise sous tension de l'ordinateur, plus rien ne fonctionne.

C'est dans ces circonstances ô combien difficiles, au plus tard si ce n'est pas avant, que notre **adaptateur de mesure** pourra vous convaincre de son intérêt pratique.

La structure à bus ouvert d'un ordinateur comportant sur sa platine principale toute une série de connecteurs d'extension pour cartes périphériques constituait, et constitue aujourd'hui plus que jamais, voir la triste situation du PS/2, l'une des raisons majeures pour lesquelles le premier Apple,

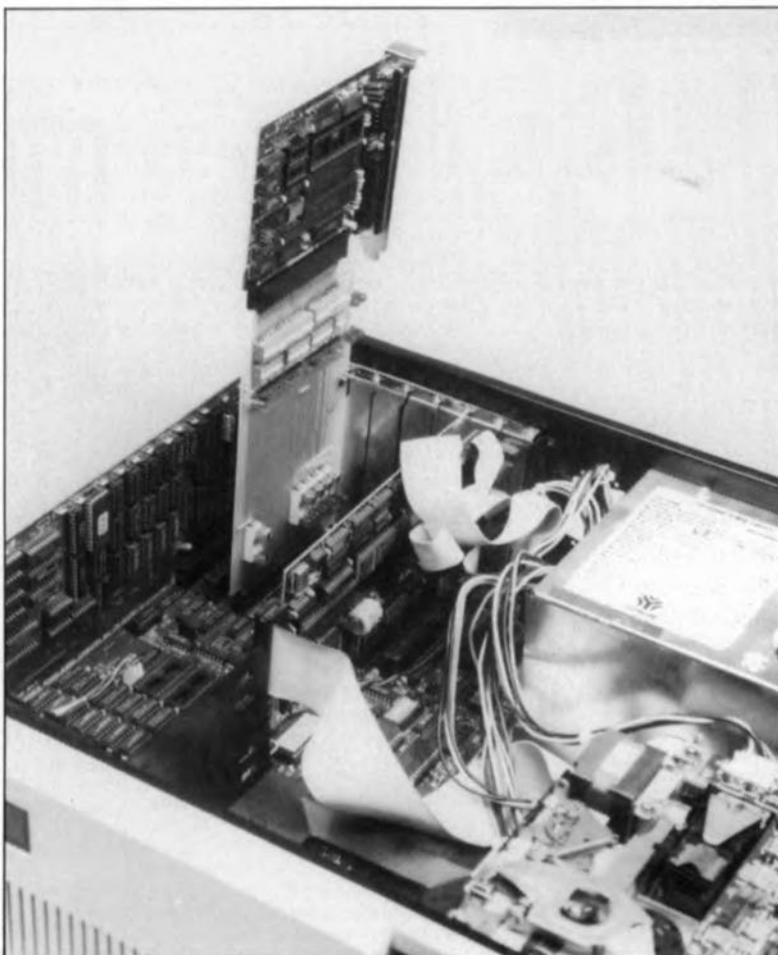
l'IBM-PC et ultérieurement tous les clones compatibles, ont eu et ont encore autant de succès. La possibilité de doter soi-même son ordinateur d'une extension quelconque constitue sans doute aucun une caractéristique extrêmement intéressante si ce n'est indispensable. La vie d'électronicien ou de "micro-

informaticien" devient un vrai calvaire lorsque, après l'insertion d'une carte périphérique, l'ordinateur refuse de se mettre en marche ou encore que l'écran du moniteur ne présente pas le moindre signe de vie et reste d'un noir d'ébène. Puisque les différents contacts d'un connecteur pour carte d'extension ne sont que très difficilement accessibles – les cartes sont serrées l'une contre l'autre – faire des mesures ou exécuter un test est plus vite dit que fait.

L'adaptateur de mesure, sujet de cet article, déplace d'une vingtaine de centimètres vers le haut les points de contact du connecteur d'extension. Un test à l'aide d'une sonde logique, ou encore une série de mesures à effectuer avec la pointe de touche d'un instrument quelconque (oscilloscope, multimètre) ne pose plus le moindre problème. Notre adaptateur encartable possède, sous la forme de deux barrettes autosécables à 31 broches droites, un point de mesure distinct pour chacune des lignes de signal du bus d'extension. Il est équipé en outre de toute une série d'interrupteurs DIL qui permettent d'interrompre indépendamment, si nécessaire, chaque ligne entre le bus d'extension et la carte périphérique elle-même y étant enfichée.

## Les signaux

Une carte périphérique nécessite, selon sa fonction et les tâches qu'elle a à remplir, divers signaux, pêchés par-ci par-là dans la grande diversité



de lignes de signal, disponibles sur un bus d'extension d'un IBM-PC ou compatible.

N'importe quelle carte périphérique pour IBM (ou compatible) encartable dans un bus à 8 bits, réclame, en plus de quelques lignes d'adresses et de commande, les 8 lignes de données, D0 à D7. Le nombre de lignes nécessaires dépend du type de carte concerné - carte de RAM, d'Entrées/Sorties, graphique, etc.

Toute carte périphérique occupe, dans l'ordinateur, une ou plusieurs adresses qui se trouvent soit dans la mémoire principale, soit dans le domaine des Entrées/Sorties. Puisqu'il est indispensable de pouvoir adresser des emplacements de mémoire bien définis, voire un registre, il est parfaitement clair que l'on a toujours besoin de quelques lignes d'adresses ainsi que des lignes de commande faisant la distinction entre la mémoire principale (**MEMR** et **MEMW**) et le domaine des Entrées/Sorties (**IOR** et **IOW**).

En plus des lignes mentionnées ci-dessus, on a inévitablement besoin de quelques lignes de commande qui assurent une chronologie correcte des processus prenant place entre la platine principale de l'ordinateur et la carte d'extension, telles que par exemple la ligne **I/O-CH-RDY** (*I/O CHannel ReaDY*) ou la ligne **ALE** (*Adress Latch Enable*).

Si l'échange de données entre l'ordinateur et la carte d'extension doit se faire très rapidement, il faudra faire appel à une commande par interruption à l'aide des lignes **IRQ2** à **IRQ7** (*Interrupt ReQuest*).

Le bon fonctionnement de l'ordinateur exige une synchronisation parfaite de tous les composants par rapport aux (et à l'aide des) impulsions d'horloge. La présence sur le bus d'extension des lignes **OSC** (*OSCillator*) et **CLK** (*CLocK*) garantit l'absence de problème de ce côté-là. La fréquence des impulsions d'horloge présentes sur le bus d'extension est, en règle générale, moins élevée que la fréquence de l'horloge principale à laquelle fonctionne l'ordinateur proprement dit.

Les cartes d'extension ne disposent jamais de leur propre module d'alimentation. C'est l'alimentation à découpage de l'ordinateur qui doit fournir, à travers le bus d'extension bien sûr, la (ou les) tension(s) d'alimentation nécessaire à la carte d'extension.

Tableau 1

Caractéristiques techniques d'une alimentation à découpage pour IBM-PC ou compatible.

Tension [DC] d'alimentation	Tension max.	Tension min.	Courant de sortie	Puissance de sortie	Courant typ. par connecteur
+5 V	5,25 V	4,8 V	7,0 A	35 W	0,7 A
-5 V	-5,5 V	-4,6 V	0,3 A	1,5 W	0,03 A
+12 V	12,6 V	11,52 V	2,0 A	24 W	0,1 A
-12 V	-13,2 V	-10,92 V	0,25 A	3 W	0,05 A

## Le circuit

pratique de notre adaptateur de mesure consiste en une liaison directe, une à une, de toutes les 62 lignes ou tout simplement contacts, dont se compose un bus d'extension respectant les normes définies par B.B. (non il ne s'agit pas de notre Brigitte nationale, mais de Big Blue, surnom donné à IBM). Le connecteur soudé sur la partie supérieure de l'adaptateur de mesure encartable est du même type que ceux présents sur la platine principale de l'ordinateur.

Les 5 lignes qui véhiculent une tension d'alimentation et qui risquent, en cas d'erreur, de faire des ravages catastrophiques, sont toutes protégées à l'aide de fusibles, ayant chacun les caractéristiques convenables: un fusible dans chacune des deux lignes +5 V et un autre dans chacune des lignes +12 V, -12 V et -5 V.

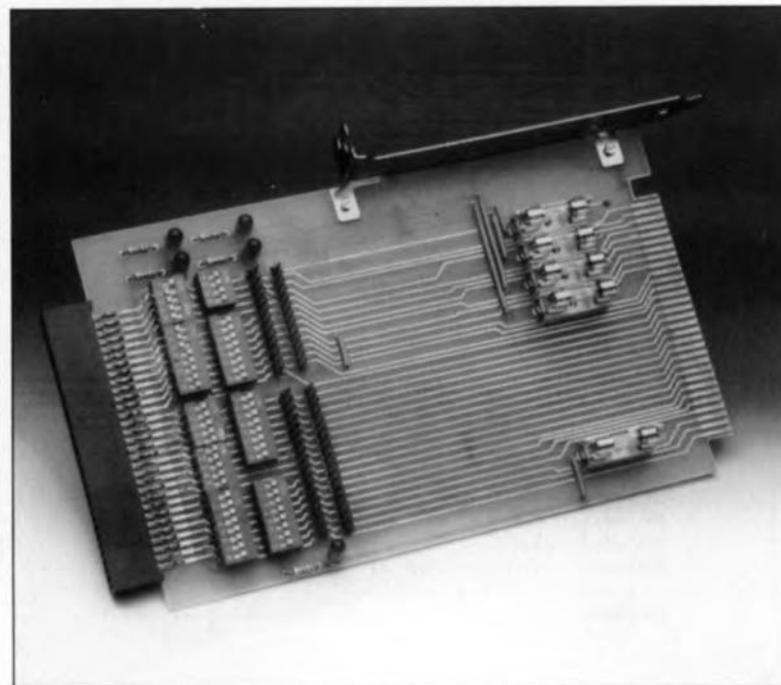
De manière à réaliser une meilleure distribution des courants, la seule ligne +5 V disponible à la sortie de l'alimentation d'un PC, est reliée à deux des contacts du bus d'extension. La présence sur l'adaptateur de mesure de 5 diodes électroluminescentes (LED) facilite un contrôle

visuel de la présence des différentes tensions d'alimentation.

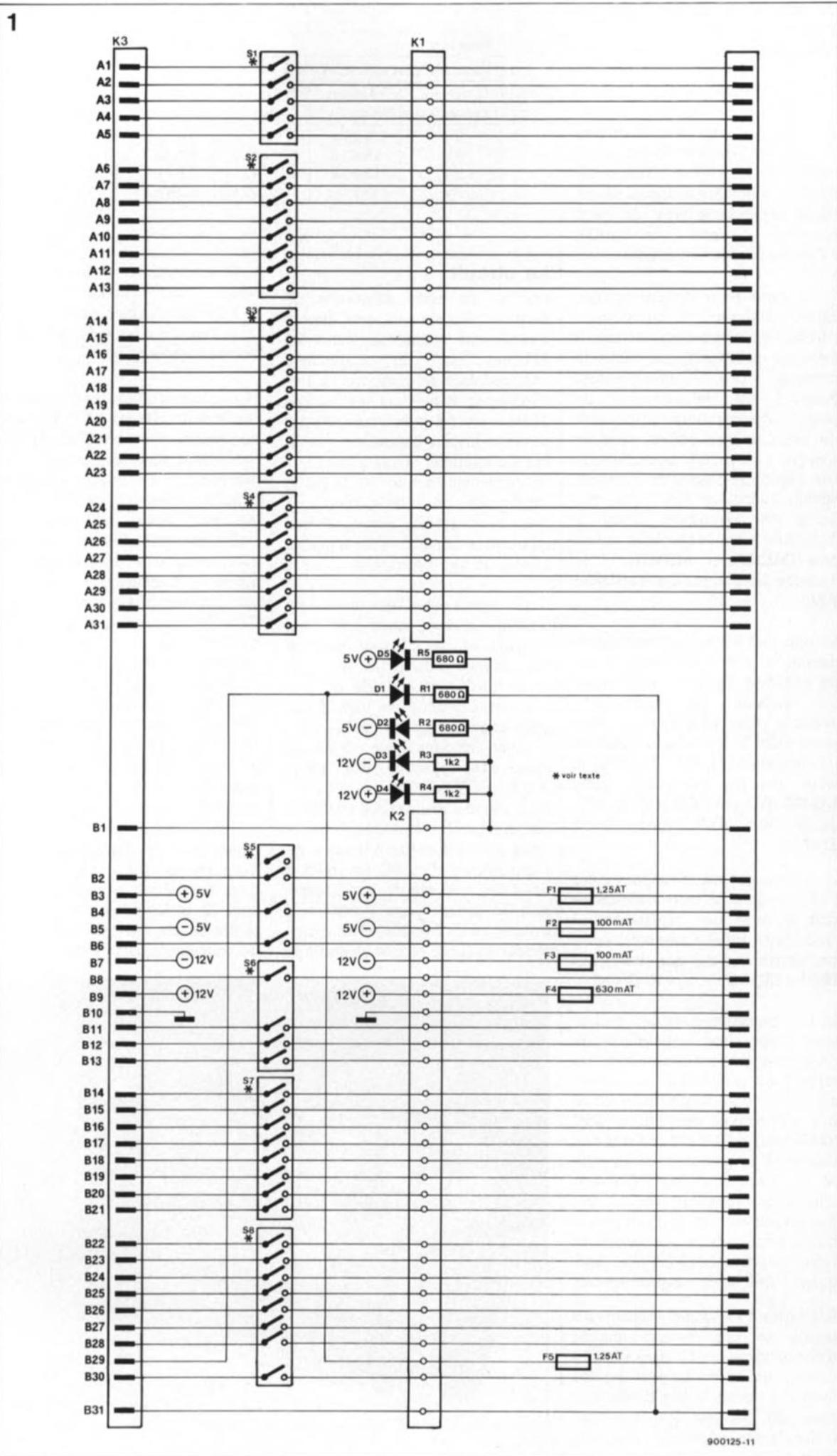
Si l'un des fusibles grille, la LED prise dans cette ligne d'alimentation s'éteint aussitôt.

54 des lignes reliant les contacts du connecteur inférieur de l'adaptateur de mesure aux contacts de son connecteur supérieur, peuvent être interrompues à l'aide de toute une batterie d'interrupteurs DIL. Seules les trois lignes de masse de l'alimentation (B1, B10, B31) sont interconnectées directement; les cinq lignes d'alimentation l'étant elles par l'intermédiaire de fusibles. C'est logique puisque le courant d'alimentation maximal peut atteindre une intensité que n'apprécient pas le moins du monde ces pauvres interrupteurs DIL. Sachant que toute carte d'extension ne saurait se passer d'une connexion de masse, sa coupure à l'aide d'un interrupteur DIL n'a pas d'utilité pratique.

Immédiatement en-dessous des interrupteurs DIL nous trouvons deux fois deux barrettes autosécables, K1 et K2; elles font office de points de mesure, permettant ainsi de connecter chacune des lignes à



**Figure 1. L'électronique (?) de l'auxiliaire de test pour carte périphérique.**



**Liste des composants**

**Résistances:**

R1,R2,R5 = 680 Ω  
R3,R4 = 1kΩ2

**Semi-conducteurs:**

D1 à D5 = LED rouge  
5 mm

**Divers:**

- F1,F5 = fusible  
1,25 A action  
temporisée
- F2,F3 = fusible  
100 mA action  
temporisée
- F4 = fusible 630 mA  
action temporisée
- K1, K2 = barrette  
autosécable  
encartable à  
31 broches droite  
simple
- K3 = embase femelle  
double face à  
62 contacts, picots  
droits (pour carte  
d'extension IBM)
- S1 = interrupteur DIL  
à 5 contacts  
(Siemens par  
exemple)
- S2,S4,S7,S8 =  
octuple interrupteur  
DIL
- S5,S6 = quadruple  
interrupteur DIL
- S3 = interrupteur DIL  
à 10 contacts  
(Siemens par  
exemple)
- 5 porte-fusibles pour  
circuit imprimé
- 1 plaquette de guidage  
pour carte  
d'extension IBM-PC  
(telle que Vero G99)

un oscilloscope ou un multimètre par exemple.

### La réalisation

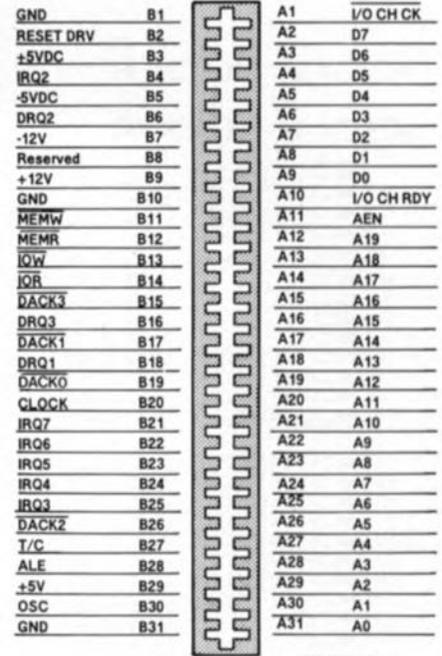
Avant de procéder à l'implantation des différents composants sur la belle platine double face à trous métallisés que nous avons dessinée à l'intention de ce montage, il faudra lui faire subir un rien de chirurgie plastique. Afin d'éviter que l'insertion de l'adaptateur de mesure dans le bus d'extension n'entraîne de dégâts sur ce dernier, il faudra arrondir d'un léger coup de lime les angles vifs présents sur le connecteur enfichable présent dans la partie inférieure (recto et verso) de la platine.

Les deux orifices dans la partie droite du circuit imprimé, servent à fixer une plaquette métallique de guidage -ou "guide-carte" tout simplement- utilisée pour la fixation de la carte dans l'ordinateur.

Les pistes passant en-dessous des endroits prévus pour l'insertion des interrupteurs DIL sont très fines, ce qui vous laisse le choix d'utiliser ou non des interrupteurs DIL. Si l'on a uniquement besoin d'un "prolongateur" pour cartes périphériques, permettant d'effectuer des mesures directement sur la dite carte, il est superflu de mettre en place les interrupteurs DIL. Si à l'inverse il vous faut un instrument vous aidant à vérifier le fonctionnement d'une carte périphérique il faudra interrompre (avec toutes les précautions nécessaires) les pistes à cet endroit et souder sur la platine les dits interrupteurs.

La mise en place des autres composants ne pose sans doute aucun problème, à condition pourtant que l'on fasse appel à des portes-fusibles prévus pour un montage sur circuit imprimé. Les LED seront implantées verticalement, comme d'habitude sur nos montages.

2



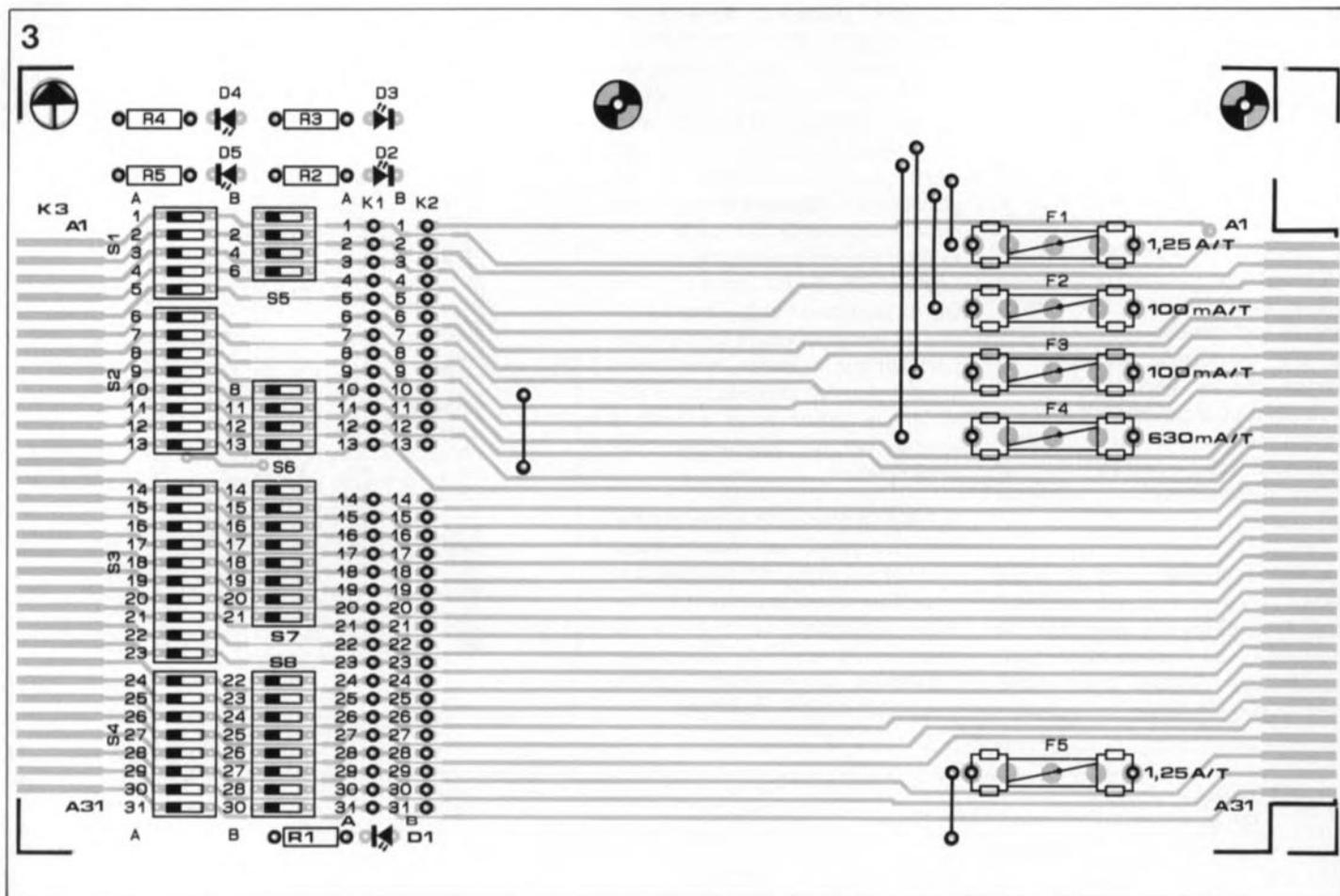
900125-12

Figure 2. Le brochage du connecteur d'extension du type IBM-PC. On retrouve les broches A1 et B1 du côté de la face latérale du boîtier du PC.

Tableau 2  
Les lignes de signaux des bus à 8 bits (type XT)

Ligne	Description
A0 à A19	20 lignes d'adresse système. Pendant les cycles d'Entrée/Sortie, seules les 10 lignes les plus basses sont effectivement utilisées.
D0 à D7	8 lignes de données bidirectionnelles.
ALE	activation du verrouillage d'adresse. Ce signal passe à l'état haut pour indiquer qu'une adresse valide est présente sur A0 à A19 pendant un accès mémoire.
IRQ2 à IRQ7	6 lignes de requête d'interruption masquable.
DRQ1 et DRQ2, DACK1 et DACK2	ligne d'accusé de réception et de requête DMA*. Pas de DRQ0 sur le bus; sur le PC et l'XT, le canal DMA0 est utilisé pour la régénération des DRAM.
IO CH RDY	signal utilisé par une mémoire ou une carte périphérique pour générer des états d'attente.
IOR, IOW	validation des lectures et écritures E/S.
MEMR, MEMW	validation des lectures et écritures mémoire
OSC	horloge de 14,31818 MHz utilisée par certaines cartes vidéo. Elle n'est pas synchronisée en fonction du reste du bus.
CLK	le signal d'horloge (4,77 MHz pour le PC et plus rapide sur les machines ultérieures). Cette horloge est synchronisée en fonction des validations de lecture et d'écriture.
AEN, TC	activation d'adresse et comptage connecteurs. Ces signaux de contrôle sont utilisés pendant les cycles DMA*.
IO CH CHK	préviens le processeur de la présence d'erreurs de parité ou d'autres types d'erreurs via une interruption non-masquable.
RESET DRV	indique la réinitialisation du système.
+5VDC, -5VDC, +12V, -12V, GND	lignes de l'alimentation électrique.

\* DMA = Direct Memory Acces, accès direct en mémoire, le processus par lequel l'information est transférée entre deux esclaves sur le bus (une carte mémoire et une carte d'entrées/sorties par exemple), sous la supervision du contrôleur DMA.



**Figure 3. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de l'auxiliaire de test.**

Les valeurs des fusibles indiquées dans la liste des composants sont des valeurs moyennes. Référez-vous au **tableau 1** pour connaître l'importance du courant que peut fournir un module d'alimentation à découpage standard d'un IBM-PC ou compatible.

### À la découverte... des erreurs

En faisant appel à l'adaptateur de mesure intercalé entre l'ordinateur et la carte périphérique à vérifier, on a de bonnes chances de trouver assez rapidement l'origine de l'un ou l'autre problème.

Si, après insertion de la carte à vérifier, l'ordinateur refuse tout service, il faudra commencer par mesurer la consommation de courant de la carte. Pour ce faire, on enlève un à un les fusibles et on connecte aux bornes du porte-fusible vide un multimètre en position "A(mpère-mètre)". Il est très facile de vérifier ainsi la consommation de chaque ligne d'alimentation. De cette manière on détectera immédiatement un court-circuit ou un circuit intégré monté à l'envers.

Si la mesure des différents courants circulant à travers la carte ne vous fait pas avancer dans vos recherches, il ne reste plus qu'à faire appel

aux interrupteurs DIL pour couper toutes les lignes. Ensuite on referme, un à un, les contacts des lignes coupées en respectant l'ordre suivant:

- 1: lignes d'adresse (A0 à A19),
- 2: lignes de données bidirectionnelles (D0 à D7) et
- 3: lignes de commande.

Cette technique de vérification devrait inmanquablement révéler la source de l'erreur sur la carte périphérique.

Il existe cependant des platines principales pour ordinateur qui sont nées avec une erreur: ces platines ne sont pas dotées d'un diviseur pour la fréquence du microprocesseur. De ce fait le contact CLK ne reçoit pas la fréquence de bus nécessaire, mais plutôt la fréquence, beaucoup plus élevée, à laquelle travaille le microprocesseur. Même dans ces conditions difficiles, l'adaptateur de mesure peut vous sortir de pétrin: il suffira de prendre en série sur la ligne CLK une bascule divisant par deux la fréquence du microprocesseur. Si la carte périphérique fonctionne alors correctement, vous avez trouvé l'origine de l'erreur. En faisant appel à un oscillateur de fréquence d'horloge synchronisé sur la fréquence du bus, il est également possible de déterminer la fréquence maximale à laquelle la carte péri-

phérique peut encore fonctionner normalement.

L'adaptateur de mesure convient à tous les ordinateurs IBM-PC ou compatibles de type XT ou AT à connecteurs (bus) d'extension à 8 bits.

Si l'on veut mettre à l'épreuve une carte périphérique à 16 bits (propre aux ordinateurs de type AT), il faudra se procurer un second circuit imprimé du même type; on en découpera et gardera la partie gauche comportant les interrupteurs DIL S3, S4, S7 et S8. Après l'avoir doté des interrupteurs DIL, de deux barrettes autosécables à 18 broches ainsi que d'une embase femelle double face à 2 x 18 contacts, on pourra fixer mécaniquement ce demi-adaptateur de mesure à l'autre. Cet ensemble hybride vous rendra d'excellents services lors du contrôle de cartes périphériques à connecteur 16 bits.

#### Le mois prochain:

- Indicateur de polarité (audio)
- Carte multi-fonction (fréquence/volt/etceteramètre) pour PC
- Filtre actif pour caisson de grave
- Chargeur d'accus universel de luxe
- MCV1 Interface MIDI-CV monovoie
- Etc..
- En janvier 91: un analyseur logique pour PC (I)

une mesure précise des températures

# thermomètre Pt100

grâce aux résistances au platine normées



“Mais il y a de la mesure en toutes choses, et savoir la saisir à propos est la première des sciences” a dit un jour le poète grec Pindare (521-456 av. J.-C.). Vous est-il jamais venu à l'idée de prendre la température de la flamme de votre Zippo (un briquet US garanti à vie, accessoire indispensable à tous les aventuriers). Comme le montre la photographie en début d'article, l'affaire est chaude. Après vous avoir proposé au cours de près de 3 lustres différentes versions de thermomètres, nous avons pensé qu'il serait intéressant de concevoir un thermomètre présentant une plage de mesure un peu plus grande, que dis-je, infiniment plus étendue puisqu'elle va de  $-100$  à  $+1\,000^{\circ}\text{C}$ .

Il existe aujourd'hui toutes sortes de capteurs de température sachant que les domaines de mesure où on peut les utiliser sont aussi nombreux que variés. L'*homo sapiens* tient à connaître le maximum de choses concernant son environnement. Pour ce faire il mesure, à qui mieux mieux, toutes les grandeurs physiques: temps, vitesse, température, etc.

Prenons quelques exemples d'application d'instruments de mesure de la température: vous connaissez tous le thermomètre médical analogique

qui indique la température à une résolution de 0,1% près, mais ceci sur une plage de quelques degrés seulement, et sans doute aussi le thermomètre de bureau quasi-numérique à pellicule pseudo-LCD dont la couleur varie en fonction de la température. Ces deux types d'instruments de mesure ont des plages très faibles. Il n'est pas question de mesurer des températures différentes de plus d'une dizaine de degrés.

Dès qu'il s'agit, par exemple, de mesurer la température régnant

dans le fond d'un congélateur, un peu plus tard celle existant à l'intérieur d'un stérilisateur utilisé pour faire des conserves, et plus tard encore la température dans un four où rôtit un dindonneau, il faut

**Caractéristiques techniques:**

Plage de mesure:  $-100$  à  $+1\,000^{\circ}\text{C}$   
 Résolution:  $\pm 1^{\circ}\text{C}$   
 Erreur de linéarité moyenne: 0,367%  
 Indication Low BAT à:  $U_b < 7,6\text{ V}$   
 Indication de dépassement: Pt100 non connectée  
 Alimentation: pile 9 V  
 Consommation de courant: 2 mA.

disposer de capteurs de température utilisables à une certaine distance de l'affichage, une sorte de "télé-thermomètres".

La grande majorité des principes physiques s'accompagne d'un effet sur la température ambiante (négatif ou positif, peu importe). Dans la plupart des cas ce phénomène constitue un inconvénient qu'il faut, d'une manière ou d'une autre, compenser le mieux possible. Un exemple: Plus la fréquence d'horloge d'un 80386 est élevée, plus ce microprocesseur chauffe. La technique de refroidissement la plus récente consiste à doter ce composant d'un élément Peltier.

Dans l'application présente nous allons, au contraire, mettre à profit cette caractéristique physique des matières. En technique de mesure on fait une différence entre les capteurs de température **actifs** et les capteurs **passifs**. Les sondes actives fournissent, soumises aux effets d'une température, une tension dont la valeur est fonction de cette température; les thermocouples peu coûteux sont les représentants-types de ces composants actifs. Ils ont pourtant un gros inconvénient: il leur faut un dispositif de comparaison de la température puisqu'ils ne peuvent mesurer qu'une **différence de température**.

Le matériau constituant les lignes de mesure doit correspondre au thermo-élément utilisé si l'on ne

veut pas être confronté à des erreurs de mesure. La non-linéarité est sensible et atteint, sur la plage comprise entre 0 et 100°C, jusqu'à 2°C. De par leurs caractéristiques spécifiques telles que compacité, nombre important de versions disponibles, domaine d'emploi allant jusqu'à 1500°C et coût faible, c'est l'industrie qui constitue le domaine d'application primaire des thermocouples.

Lorsque l'on exige une précision élevée on fait appel à un dispositif correcteur (à processeur ou non) qui se charge de convertir les informations fournies par, dans certains cas, des centaines de points de mesure, en des températures vraies, c'est-à-dire exactes.

### Résistances au platine

Les thermomètres à résistance sont dotés de capteurs passifs. L'effet physique que l'on met alors à profit est une variation de la résistance électrique des métaux, semi-conducteurs et autres électrolytes. À l'inverse de ce qui est le cas avec les capteurs actifs, il faut, lors d'une mesure, faire appel à une énergie auxiliaire. Les variations de résistance diffèrent d'un matériau à l'autre; dans le cas des métaux, elles sont pratiquement linéaires sur une plage importante. Le terme scientifique utilisé pour indiquer la variation relative de la résistance en fonction de la température est **coefficient de température** ( $dR/dt$ ). Cette valeur étant elle aussi fonction de la température, on a défini un coefficient de température moyen  $\alpha$  - qui est la valeur moyenne des variations entre 0 et 100°C. Dans le cas du platine (Pt) pur, cette grandeur  $\alpha_{Pt}$  est égale à:

$$\alpha_{Pt} = 3,908 \times 10^{-3} [^{\circ}C^{-1}].$$

Dans le monde des conducteurs métalliques, ce sont les métaux purs qui présentent les valeurs de  $\alpha$  les plus importantes; dans leur cas, le vieillissement et la reproductibilité absolue des valeurs définies une fois pour toutes sont respectivement moindre et meilleure que ceux de tous les alliages. Ces métaux présentent un autre avantage, celui de permettre une définition aisée de la relation mathématique entre la résistance et la température. Un exemple: dans le cas d'une spire de platine pur, cette relation s'exprime, dans la plage allant de 0 à 630°C, sous la forme d'une équation du second degré (quadratique). Les sondes platine n'étant pas faites de platine d'une pureté parfaite (1000/1000<sup>ème</sup>), le plus faible taux

d'impureté conduit à une diminution de la valeur  $\alpha$ , ce qui explique que l'on trouve la valeur de 3 850 dans l'infocarte consacrée à ces composants.

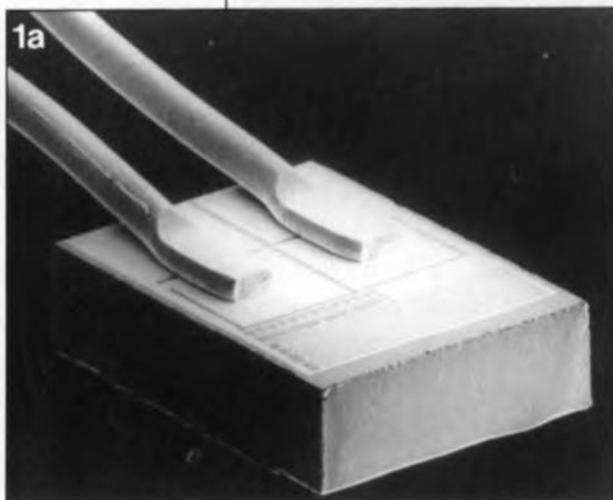
Il existe différentes techniques de fabrication des sondes platines: chez Murata on applique une couche de platine sur un substrat céramique, voir infocarte au début de ce magazine; d'autres fabricants font appel à des spires bobinées sur un corps neutre. Pour les plages de température (relativement) faibles on protège ces spires à l'aide de laque ou de fibre de verre de façon à réduire le plus possible les courants de fuite. Pour les températures plus élevées, jusqu'à 850°C, on coule l'élément thermosensible dans du verre ou de la céramique. L'ensemble est pris dans un tube de protection en métal pour le mettre à l'abri des agressions physiques ou chimiques. Attention: il faut bien être conscient du fait que les dimensions physiques de ces éléments peuvent introduire des erreurs de mesure importantes. Prenons un exemple: si l'on plonge la moitié seulement de la sonde de mesure dans de l'eau à 0°C et que l'autre moitié se trouve à la température de l'air ambiant de 25°C, on aura affichage d'une température de quelque 10°C. La photo en début d'article donne un bon exemple d'une mesure faussée par ce type de problème: la taille de la résistance de mesure à l'intérieur de la sonde dépasse la largeur de la flamme, de sorte que la température visualisée ne correspond pas à la réalité. Si l'on n'y fait pas attention, la résistance de mesure peut, à l'intérieur de son tube de protection, être détruite par une température de flamme ou de matériau trop élevée.

En raison de ces problèmes, certains fabricants ont développé de minuscules sondes à substrat céramique recouvert de platine (**figures 1a et 1b**). Il est possible dans ces conditions d'effectuer des mesures très ponctuelles, du type de celles permises avec des thermocouples. Il n'y a plus de risques d'erreur de mesure due à un mauvais positionnement.

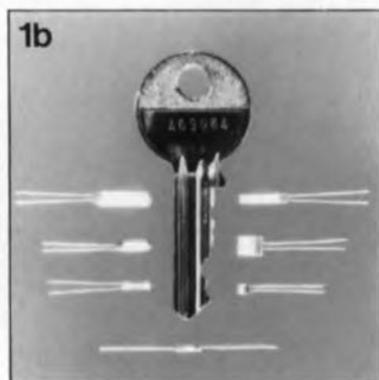
Les fabricants rencontrent de grosses difficultés techniques pour atteindre la valeur  $\alpha$  de quelque 98% de  $\alpha_{Pt}$  exigée par les normes de différentes instances gouvernementales.

### Les normes industrielles

De manière à obtenir des processus de fabrication similaires et à permettre une comparaison entre



**Figure 1. (a) Résistance platine ajustée au laser sur substrat céramique. (b) De par leur taille minuscule, ces sondes de mesure au platine permettent une mesure ponctuelle quasi-instantanée (Photo SENSYCON GmbH)**



les différents thermomètres à résistance et les résistances de mesure au platine industriels, on a défini des classes de tolérance pour ce type de composant. Ainsi, le coefficient de température moyen  $\alpha$  du platine utilisé doit être de  $3,85 \times 10^{-3} [^{\circ}\text{C}^{-1}]$ . Pour les résistances au platine dont la résistance est de  $100,00 \Omega$  très exactement à  $0^{\circ}\text{C}$  (Pt100), les fabricants donnent des formules qui permettent de déduire les équations de principe suivantes:  
Dans la plage des températures comprise entre  $-200$  et  $0^{\circ}\text{C}$  on a, pour Pt100,  $t$  étant exprimée en  $^{\circ}\text{C}$ :

$R_t = R_0(1 + A_t + B_t^2 + C(t - 100^{\circ}\text{C})t^3)$ ,  
pour les températures comprises entre  $0$  et  $850^{\circ}\text{C}$  vaut l'équation ci-après:

$$R_t = R_0(1 + A_t + B_t^2) [1]$$

Les constantes sont:

$$R_0 = 100 \Omega$$

$$A = 3,90802 \times 10^{-3} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$$

$$B = -5,80195 \times 10^{-7} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-2}$$

$$C = -4,2735 \times 10^{-12} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-4}$$

À partir des tableaux que permettent d'établir les équations précédentes, on peut déduire de chaque valeur de résistance la valeur de température correspondante.

On trouve également sur le marché des résistances (plus coûteuses) présentant à  $0^{\circ}\text{C}$  une résistance de  $500$ , voire  $1000 \Omega$ , (Pt500, Pt1000); pour leur utilisation éventuelle, il faudra refaire les calculs.

Les normes définissent très précisément les tolérances de fabrication; elles permettent la répartition des composants en quatre classes: La classe B est la classe standard.

Classe B:  
 $R_0 = 100,00 \pm 0,12 \Omega$   
 $K_0 = 3850 \pm 13 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

Classe A:  
 $1/2 \times$  classe B  
 $R_0 = 100,00 \pm 0,06 \Omega$   
 $K_0 = 3850 \pm 6 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

Classe C:  
 $2 \times$  classe B pour  $R_0$ , classe B pour  $K_0$   
 $R_0 = 100,00 \pm 0,24 \Omega$   
 $K_0 = 3850 \pm 13 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

Classe D:  
 $5 \times$  classe B pour  $R_0$ ,  $2 \times$  classe B pour  $K_0$   
 $R_0 = 100,00 \pm 0,60 \Omega$   
 $K_0 = 3850 \pm 26 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

On peut également exprimer ces formules de la manière suivante:

$$^{\circ}\text{C}_A = \pm(0,15 + 0,002 \times t)$$

$$^{\circ}\text{C}_B = \pm(0,3 + 0,005 \times t),$$

formules dans lesquelles  $t$  représente la température en  $^{\circ}\text{C}$ . À  $200^{\circ}\text{C}$ , deux résistances de mesure (classe B) distinctes peuvent théoriquement et légalement présenter une différence de température de plus de  $2,5^{\circ}\text{C}$ !

L'auto-échauffement constitue une autre source d'erreurs. Pour la mesure de résistance, un courant électrique doit traverser la sonde. Celui-ci produit un échauffement par effet Joule qui fausse le résultat de la mesure. Pour limiter le plus possible cette erreur d'auto-échauffement, il faut choisir un courant faible ( $1 \text{ mA}$  environ). L'indication du courant  $I$  permet le calcul de la puissance  $P$  ( $P = I^2 \times R$ ) et par suite, par la formule  $\Delta T = P \times S$  ( $S =$  coefficient d'auto-échauffement) l'erreur d'auto-échauffement peut être calculée.

Un exemple:

$$R = 500 \Omega, I = 1 \text{ mA}, S = 0,16^{\circ}\text{C}/\text{mW}$$

$$P = (1 \text{ mA})^2 \cdot 500 \Omega = 0,5 \text{ mW}$$

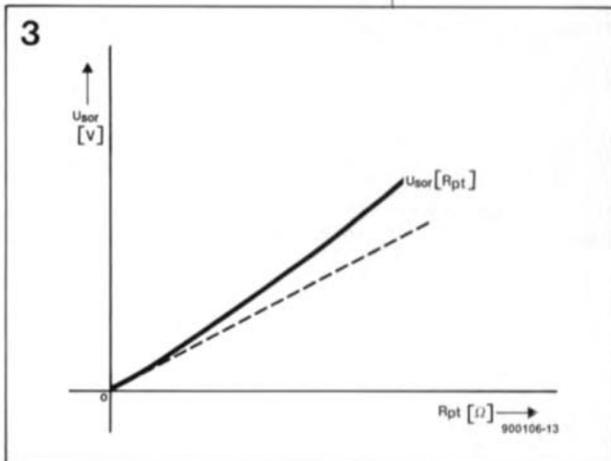
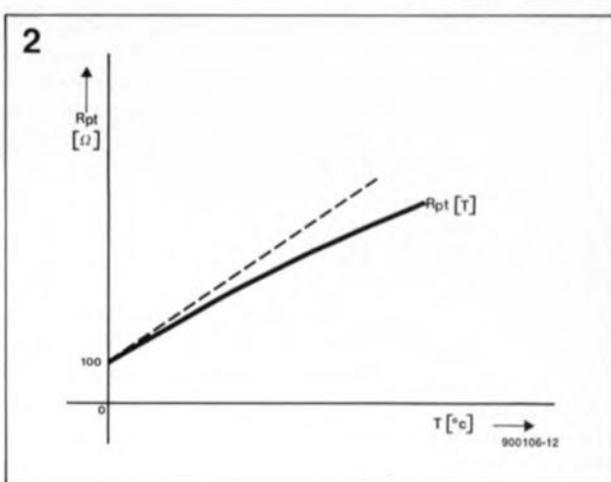
$$\Delta t = 0,5 \text{ mW} \cdot 0,16^{\circ}\text{C}/\text{mW} = 0,08^{\circ}\text{C}$$

Ceci explique que les normes limitent à une valeur de  $10 \text{ mA}$  au maximum le courant de mesure.

### Corrections électroniques

En gros, notre thermomètre Pt100 est composé d'un convertisseur de tension associé à une résistance de mesure d'une part et d'un dispositif de visualisation d'une tension à base de 7106 et d'affichage à LCD de l'autre.

Pour pouvoir afficher une température comprise dans un domaine allant de  $0$  à  $100^{\circ}\text{C}$ , il suffira à notre convertisseur résistance/tension de disposer d'une simple source de courant régulée. Dans la plage de température indiquée, la variation du coefficient de température  $\alpha$  est minimale, ce qui implique que le rapport entre la résistance et la température est pratiquement linéaire. Lorsque l'on travaille à une température de plusieurs centaines de degrés, les variations deviennent plus sensibles (figure 2). Il aurait été relativement facile de procéder à une linéarisation électronique à l'aide d'un ordinateur, dédié ou non, mais cela aurait entraîné une augmentation sensible du prix de revient du thermomètre Pt100, sans parler des problèmes de manipulation que poserait un tel système.



En faisant appel à une correction à base d'électronique analogique on peut résoudre ce problème de manière plus économique. Comme l'illustre la figure 2, la sensibilité (pente) du capteur Pt100 diminue lors d'une augmentation de la température. Dans un circuit de linéarisation utilisant la résistance comme grandeur d'entrée, il faut, pour compenser la dérive de résistance, une augmentation plus que directement proportionnelle (figure 3).

La fonction

$$U_{\text{sor}}(R_t) = R_t \times U_r / (D + R_t \times E) [2]$$

répond d'assez près aux exigences posées.

Le facteur  $R_t$  représente la résistance de la Pt100 à une température donnée, la variable  $U_r$  représente la tension de référence. Il faut que les égalités suivantes soient remplies.

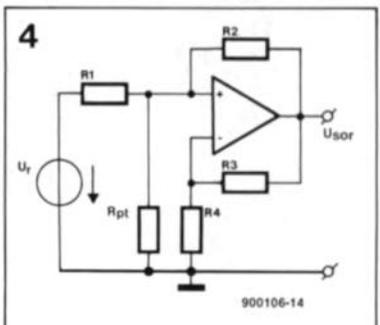


Figure 2. Dérive d'une Pt100 par rapport à une croissance de résistance linéaire en fonction de la température.

Figure 3. Si l'on veut obtenir une mesure de température précise, il faut, avant numérisation de la grandeur mesurée, procéder à une compensation de gain "en miroir".

Figure 4. Synoptique de l'électronique de correction de la température. On fait appel ici à un amplificateur opérationnel à réinjection de signal. On calculera la valeur des résistances R1 à R4 à l'aide des formules données dans l'article.

$$U_r = > 0, D = > 0 \text{ et } E = < 0.$$

Le remplacement de  $R_i$  dans la formule [2] par la formule [1] et le renversement de l'équation nous donnent:

$$U_{\text{sor}}(R_i) = U_{\text{sor}}(T) = U_r / (D / (R_0(1 + A_i + B_i^2)) + E).$$

Un amplificateur opérationnel doté d'une réinjection (figure 4) peut remplir la fonction définie plus haut. Les constantes D et E doivent répondre aux conditions suivantes:

$$D = R1 / (1 + R3/R4)$$

$$E = (R2 - R1 \times R3/R4) / (R2(1 + R3/R4)).$$

La seule difficulté réside dans l'adaptation l'une à l'autre des différentes variables du circuit (résistances  $R1$  à  $R4$  et tension de référence  $U_r$ ) de manière à ce que la tension de sortie  $U_{\text{sor}}(T)$  soit linéa-

risée du mieux possible. Avec quelques calculs et un logiciel adéquat on peut faire appel à la méthode dite à point d'inflexion. Il faut alors que  $U_{\text{sor}}(T)$  présente un point de flexion  $T_w$  à l'intérieur du domaine de mesure (figure 5). Avec quelques astuces mathématiques supplémentaires, et le logiciel évoqué plus haut, on arrive à dimensionner le circuit de façon à ce que les variations par rapport à la courbe idéale soient les plus faibles possibles. Si l'on prend des composants de la série E96 (résistances à couche métallique, tolérance 1%) on aura les valeurs suivantes:

$$R1 = 2\,800 \, \Omega,$$

$$R2 = 1\,690 \, \Omega,$$

$$R3 = 3\,740 \, \Omega \text{ et}$$

$$R4 = 2\,800 \, \Omega \text{ à } U_r = 2,8 \text{ V.}$$

Ces valeurs placent le point d'inflexion  $T_w$  à  $383,5^\circ\text{C}$ ; dans ces conditions la dérive calculée ne dépasse jamais, sur une plage de température comprise entre  $-100$  et  $+1\,000^\circ\text{C}$ ,  $0,6\%$ . On a ainsi sur l'ensemble du domaine une erreur moyennée de  $0,37\%$  seulement. La tension de sortie du circuit de linéarisation augmente à raison de  $1 \text{ mV}$  par degré Celsius.

### Le circuit du Pt100

La figure 6 représente le schéma du thermomètre Pt100. La tension de référence est fournie par le 7106. C'est la solution de facilité sachant que la broche COMM (32) du 7106 présente en permanence une tension inférieure de  $2,8 \text{ V}$  environ à la tension d'alimentation positive.

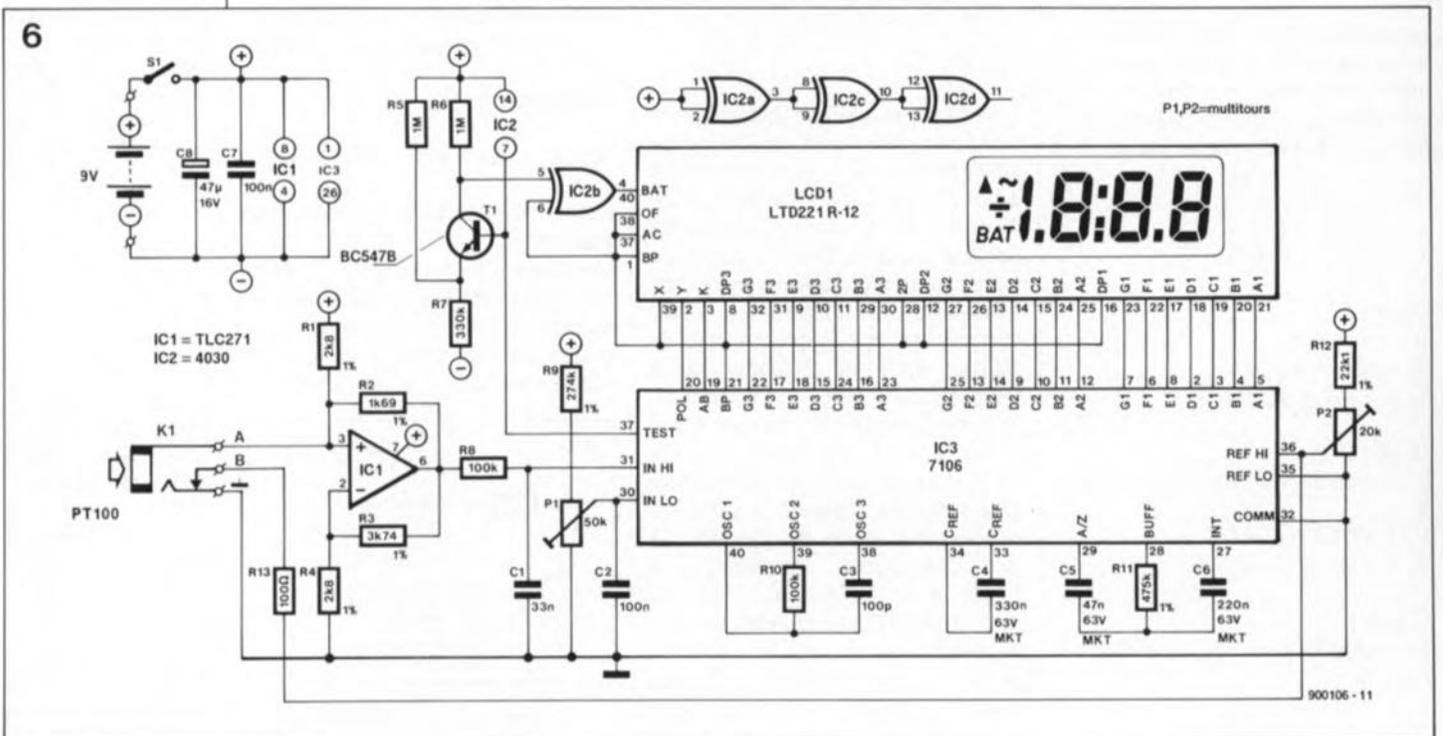
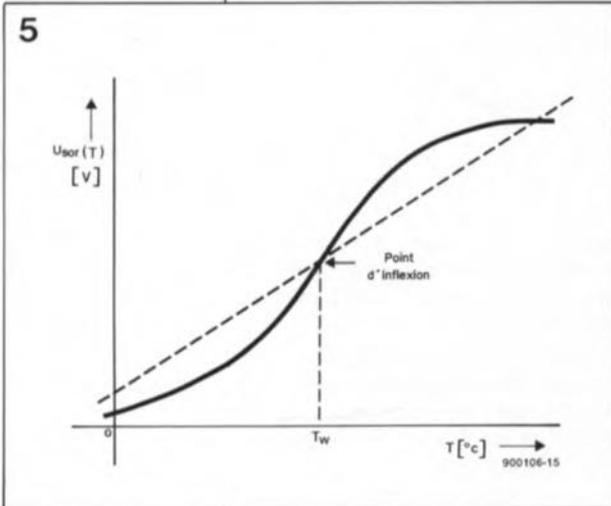
Cependant, comme la ligne COMM fait office de point de masse, on génère la tension de référence par l'intermédiaire de la résistance  $R1$ .

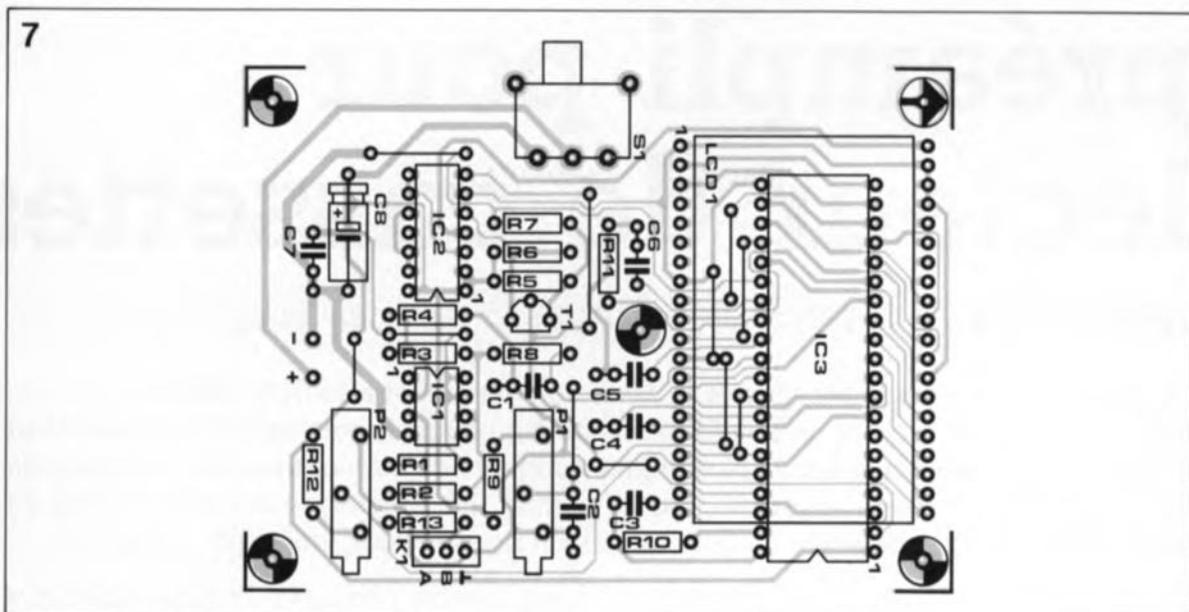
La tension de sortie du circuit de linéarisation est appliquée à l'entrée IN-HI du 7106 à travers un filtre passe-bas constitué par la résistance  $R8$  associée au condensateur  $C1$ . Ce filtre bloque d'éventuelles tensions parasites que pourraient véhiculer les lignes de mesure de la sonde Pt100. L'ajustable multivoir P1 pris à l'entrée IN-LOW du 7106 permet le réglage de la tension de compensation (de la dérive). À une température de  $0^\circ\text{C}$ , cette tension doit correspondre à la tension de sortie de IC1 et devrait être de  $0,24 \text{ V}$  environ. Si tel n'est pas le cas, on règle, par action sur l'ajustable P1, la tension à cette valeur, fixant ce faisant le point zéro du voltmètre numérique à LCD et ajustant du même coup automatiquement la tension de compensation de IC1.

Le second ajustable P2 sert uniquement à fixer le facteur de linéarité, opération qui se fera à une température de  $100^\circ\text{C}$ . Si l'on sort la sonde Pt100 du jack K1, le curseur de P2 se retrouve relié à la masse au travers de la résistance  $R13$ . Dans ce cas, l'afficheur LCD indique un dépassement sous la forme d'un 'I'. Le transistor T1 et l'une des portes EXOR de IC2 dotent ce montage d'une autre caractéristique en augmentant le confort d'utilisation: lorsque la tension fournie par la pile tombe en dessous de  $7,6 \text{ V}$ , ces composants produisent l'apparition de l'indication BAT(terie faible).

Figure 5. L'utilisation de la méthode dite à point de flexion permet une correction de la dérive en température de la sonde. Rassurez-vous, l'erreur de linéarité est ici fortement exagérée.

Figure 6. Schéma du thermomètre Pt100. Les composants rassemblés autour de IC1 constituent le circuit de linéarisation évoqué plus haut.





**Figure 7. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention du thermomètre Pt100. Le dessin des pistes est reproduit dans les pages "SERVICE" au centre de ce magazine.**

Liste des composants

- Résistances:  
 R1, R4 = 2kΩ8, 1%  
 R2 = 1kΩ69, 1%  
 R3 = 3kΩ74, 1%  
 R5, R6 = 1 MΩ  
 R7 = 330 kΩ  
 R8, R10 = 100 kΩ  
 R9 = 274 kΩ, 1%  
 R11 = 475 kΩ, 1%  
 R12 = 22kΩ1, 1%  
 R13 = 100 Ω  
 P1 = 50 kΩ ajust. multitour  
 P2 = 20 kΩ ajust. multitour

- Condensateurs:  
 C1 = 33 nF  
 C2, C7 = 100 nF  
 C3 = 100 pF  
 C4 = 330 nF/63 V, MKT  
 C5 = 47 nF/63 V, MKT  
 C6 = 220 nF/63 V, MKT  
 C8 = 47 μF/16 V

- Semi-conducteurs:  
 T1 = BC547B  
 IC1 = TLC271 (Texas Instruments)  
 IC2 = 4030  
 IC3 = 7106 (Intersil, Maxim)

- Divers:  
 LCD1 = afficheur LCD à 3 chiffres ½ (tel que Philips LTD221R-12 de préférence, indication Low BAT)  
 K1 = 3 picots de soudure à relier à un socle jack (à interrupteur intégré) de 3,5 mm  
 S1 = inverseur unipolaire miniature à glissière  
 1 sonde de mesure Pt100 telle que GOF 130 ou GTF 130 par exemple  
 1 connecteur pour pile 9V  
 éventuellement boîtier (tel que Bopla 705 avec fenêtre)

Le reste des composants fait partie de l'environnement classique du 7106.

La réalisation de ce montage n'appelle pas de remarque particulière si tant est que l'on respecte à la lettre le plan d'implantation des composants représenté en figure 7. L'ordre d'implantation sera de préférence le suivant: ponts de câblage, résistances, condensateurs, supports pour les circuits intégrés et l'affichage LCD; on terminera par l'implantation du transistor, du 7106 et de l'afficheur. On réduira au strict minimum la longueur de la liaison entre K1 et le jack destiné à la sonde Pt100 de manière à ne pas introduire de résistance parasite.

La figure 8 vous propose un exemple de face avant (en anglais, Elektor étant un magazine d'électronique international, le seul avec Elex d'ailleurs) pour ce thermomètre.

**Étalonnage**

Comme vous l'aura sans doute appris la lecture des paragraphes précédents, ce montage comporte deux résistances ajustables à utiliser pour son étalonnage. P1 est à régler à 0°C. Pour obtenir cette température, on prendra un récipient à développement vertical, un gobelet en plastique par exemple, que l'on remplit d'une mixture eau+glace pilée. On plonge la sonde Pt100 dans cette "soupe" et, après lui avoir laissé le temps de trouver sa température, on règle à "000" la valeur visualisée par l'affichage et l'affaire est réglée.

Le second point de mesure est ajusté à l'aide de P2 et d'une casserole d'eau bouillante. Comme vous le savez sans doute, l'eau pure arrive

à ébullition à 100°C très précisément, à condition que la pression atmosphérique soit de 1013 mb. Si l'on utilise de l'eau de pluie ou de l'eau distillée, l'influence des impuretés est négligeable, l'effet de la valeur réelle de la pression atmosphérique est, elle, plus importante. Une formule permet le calcul de la température d'ébullition de l'eau en fonction de la pression atmosphérique p dès que l'on en connaît la valeur en hPa (hectopascal ou mb):

$$t_p = 100 + 0,0277(p - 1013) [°C].$$

Pour connaître la pression atmosphérique instantanée on pourra s'adresser au service météorologique le plus proche (aéroport), un opticien local, voire un météorologue amateur de ses amis. Une remarque: la valeur de la pression indiquée est, en règle générale, ramenée au niveau de la mer (sauf à l'aéroport si on vous donne le QFE); il faudra soustraire à cette indication 1 mb par 8 mètres d'altitude de lieu. Un exemple: supposons que vous habitez dans un village de la plaine d'Alsace qui se trouve à 552 m d'altitude. Dans ces conditions la pression atmosphérique locale est inférieure de 552/8 soit 69 mb à la valeur indiquée par le service météorologique le plus proche (1008 - 69 = 939 mb par exemple).

On plonge la sonde de mesure avec précaution dans l'eau bouillante et, par action sur l'ajustable P2, on fait en sorte que l'affichage indique la température calculée à partir de la pression atmosphérique et après correction de l'altitude.

La précision de l'affichage dépend bien entendu du soin pris à effectuer cet étalonnage. Si vous en avez la possibilité, n'hésitez pas à faire une

comparaison avec l'un ou l'autre thermomètre de précision. Il est possible, avec ce thermomètre, dès lors que l'on dispose de la sonde convenable, de mesurer des températures comprises entre -100 et +1000°C.

Lors de l'achat d'une sonde du commerce il faudra en respecter le domaine d'utilisation sous peine d'introduire des erreurs de mesure dues aux coefficients de dilatation différents du verre et du fil de platine, et pire encore, de risquer la destruction de la sonde (erreur coûteuse).

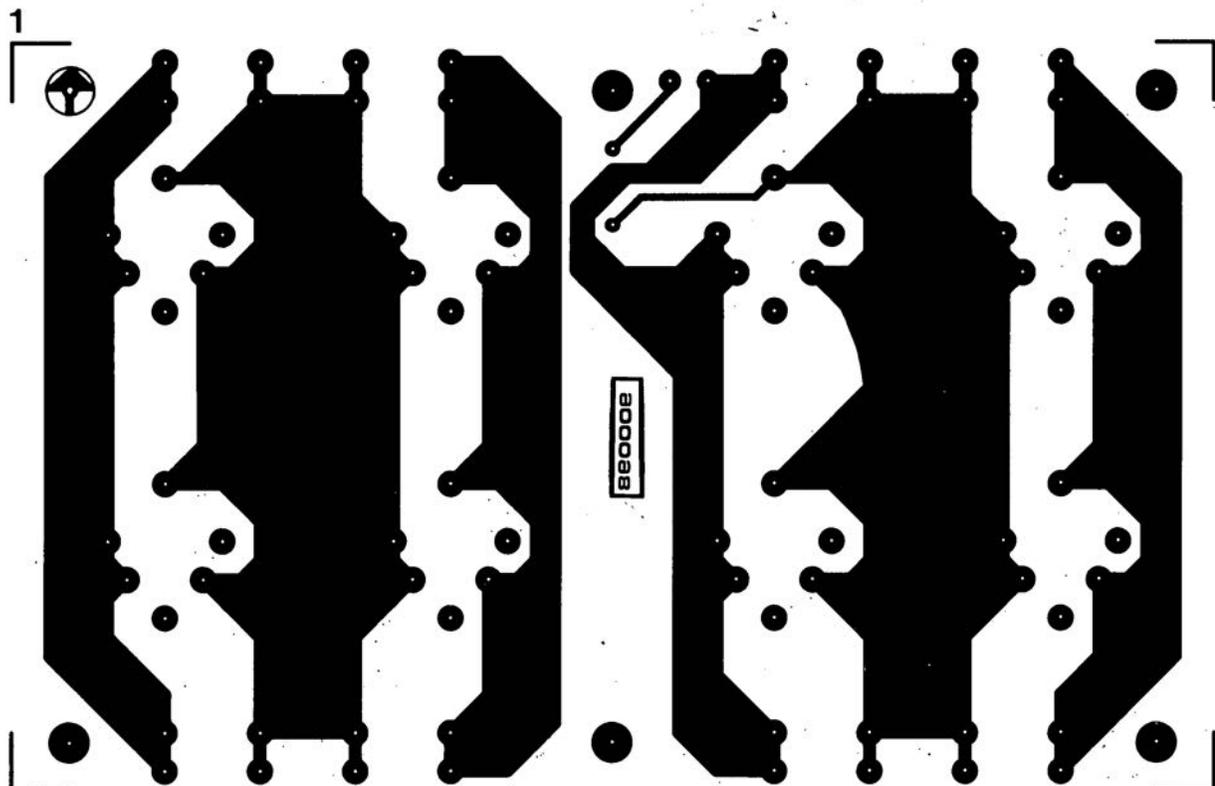
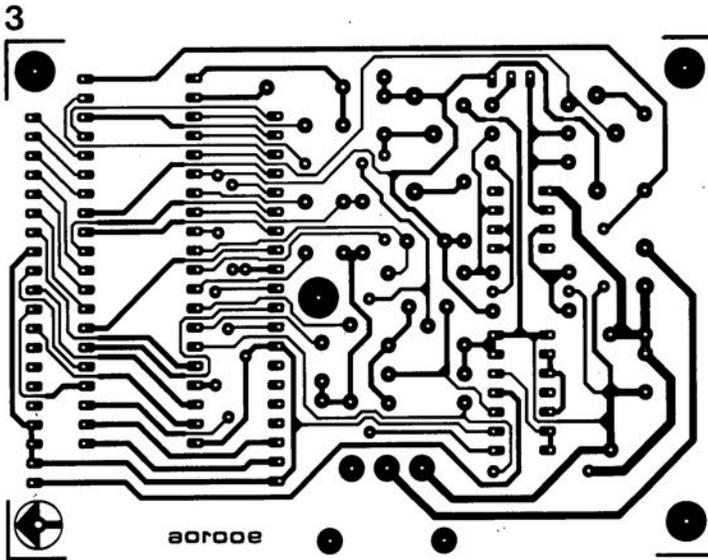
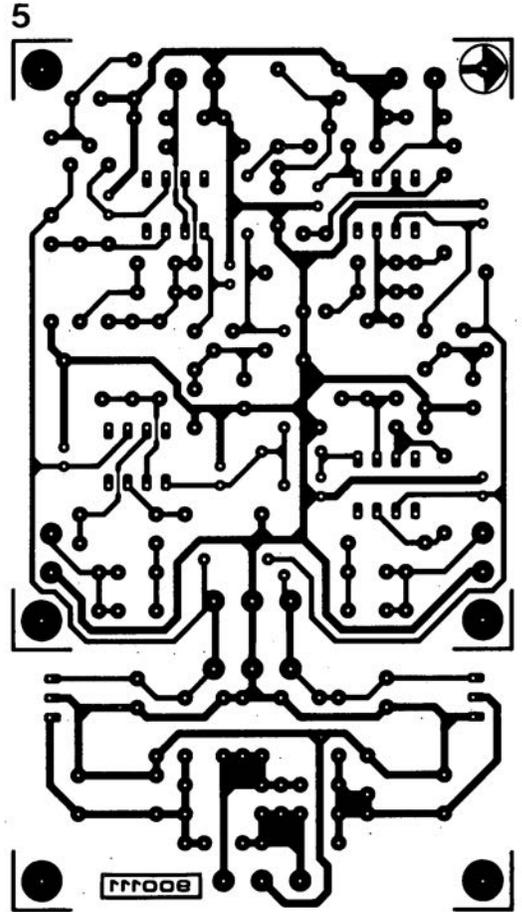
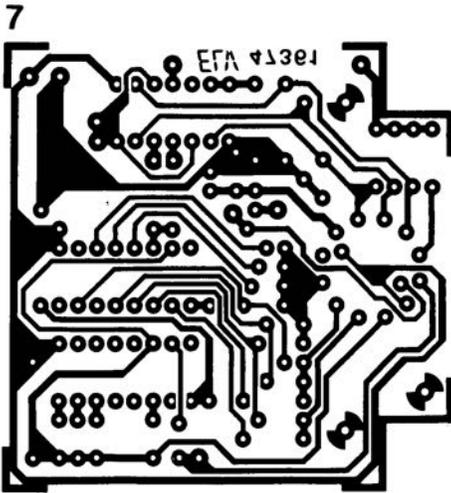
La GOF130 a, par exemple, une plage de températures allant de -65 à +850°C. Elle permet, connectée à notre Pt100, des mesures fiables entre -50 et +900°C.

P.S. Ceux d'entre nos lecteurs qui voudraient utiliser le thermomètre Pt100 pour une plage de mesure donnée, peuvent procéder à une adaptation de la linéarisation à ce domaine très spécifique. Ils peuvent obtenir ainsi des mesures plus précises encore. L'ingénieur responsable de ce projet a écrit un programme en Turbo-Pascal permettant le calcul de la valeur optimale à attribuer aux résistances R1 à R4. Ce programme est disponible en ESS sous le numéro ESS1484.

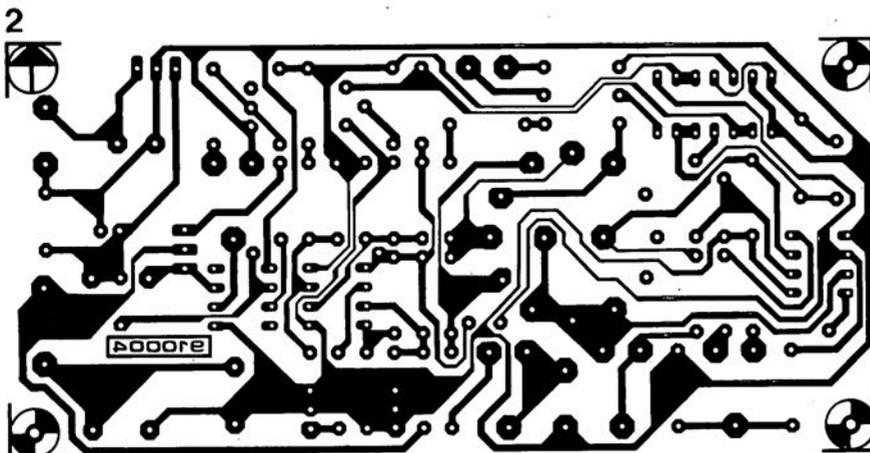
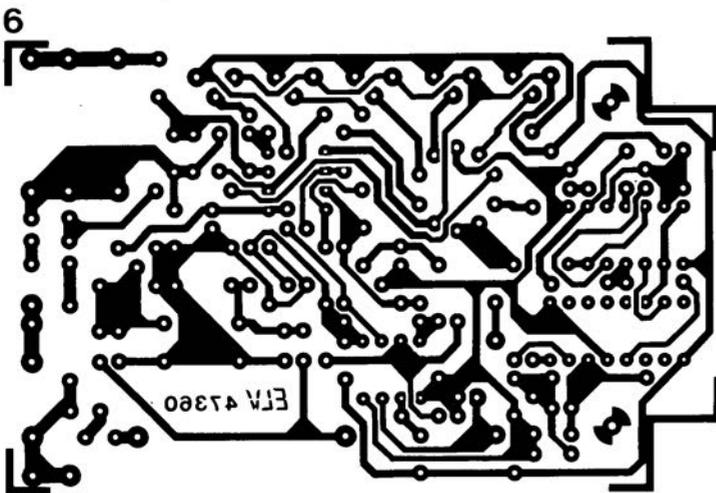
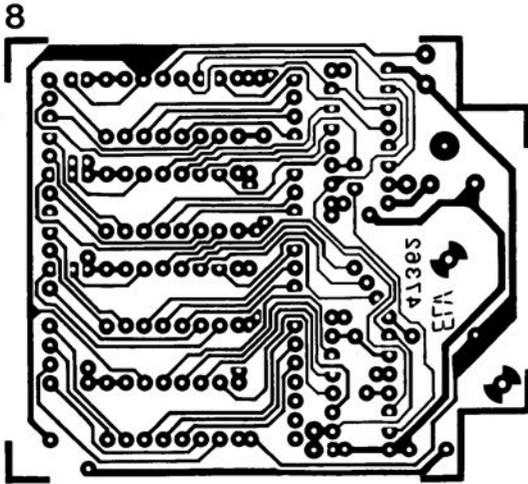
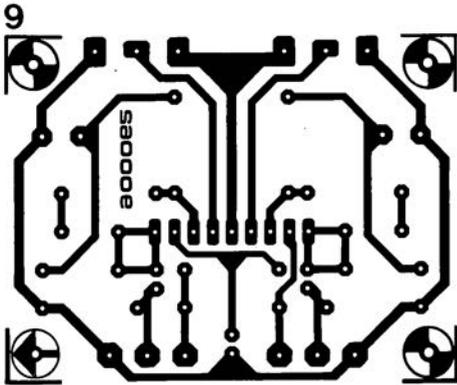


**Figure 8. Exemple de face avant qui "habillera" parfaitement le boîtier.**

# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiegraphe: circuit principal
- 7 énergiegraphe: platine du commutateur
- 8 énergiegraphe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

# préampli pour lecteur de cassettes

pour un meilleur rendu des bandes et des cassettes

Un simple circuit intégré SIL (*Single In Line*) bon marché et aisément disponible, il n'en faut pas plus pour réaliser un amplificateur de reproduction pour systèmes à bande et à cassette. La caractéristique la plus impressionnante de ce montage est un niveau de bruit intrinsèque faible; l'approche choisie permet une connexion directe à la tête de lecture; le montage comporte en outre un circuit de silencieux vraiment . . . silencieux.

## Caractéristiques techniques

Tension d'alimentation:	7,5 V à 23 V (8,5 V typique).
Consommation de courant:	5 mA typique.
Gain à vide:	90 dB
Tension de sortie:	1,5 V <sub>eff</sub> maximal 720 mV <sub>eff</sub> (sous une tension d'entrée de 0,3 mV et une fréquence de 315 Hz)
Taux de distorsion:	0,05% (720 mV <sub>eff</sub> , 1 kHz, R <sub>charge</sub> = 4kΩ7)
Impédance d'entrée:	> 200 kΩ
Impédance de sortie:	< 1 kΩ

Peu importe qu'il s'agisse d'équiper à posteriori un mécanisme de lecture sans électronique ou d'actualiser l'électronique de reproduction d'un appareil existant, l'utilisation du TDA1522 (Philips Composants) est une solution tout à la fois ultra-simple, avantageuse et économiquement viable, surtout lorsque l'on envisage de faire appel à des amplificateurs opérationnels classiques.

Le circuit intégré comprend deux blocs d'amplification à gain élevé et au niveau de bruit très faible. Il

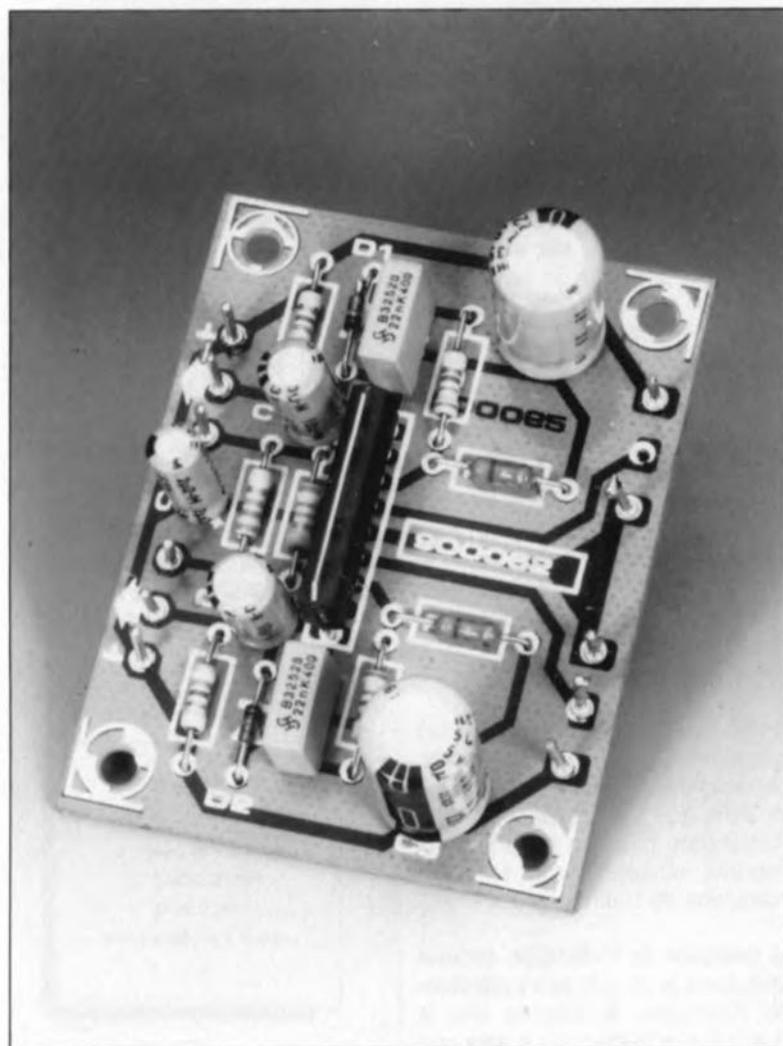
intègre également une régulation de tension dont on pourra se servir pour réaliser un circuit de silencieux ne produisant pas de bruit propre.

Pour fonctionner correctement, la régulation interne nécessite une tension d'alimentation de 7,5 V au minimum; elle peut cependant se passer de tout réglage en tension continue. Ceci explique que le filtrage de la tension d'alimentation n'ait pas à respecter d'exigences draconiennes; la réjection de la tension de ronflement de 100 Hz produite par le pont de redressement n'atteint pas moins de 95 dB.

Autre point intéressant: la possibilité de connexion directe de la tête de lecture sans avoir à passer par le condensateur de couplage classique. Ceci a l'immense avantage d'une absence de production de bruits en tous genres lors de la mise sous tension et donc une élimination du risque d'écriture de clics sur la bande, situation à laquelle on se trouve confronté de temps à autre dans le cas d'un couplage par condensateur, en raison du courant de charge du condensateur qui circule dans la tête de lecture.

## Un gain élevé

On retrouve en figure 1 l'électronique basée sur le TDA1522 telle qu'elle est matérialisée sur la platine proposée. On connecte directement les deux moitiés de la tête (canaux gauche et droit) aux deux broches d'entrée de l'IC1, à savoir ses broches 4 et 6. L'impédance d'une tête de lecture est, avec ses 300 Ω typiques, relativement basse; son inductivité se situe elle aux environs de 80 mH. Puisque la résistance (l'impédance) d'entrée des deux étages d'amplification est beaucoup plus élevée -elle est en fait supérieure à

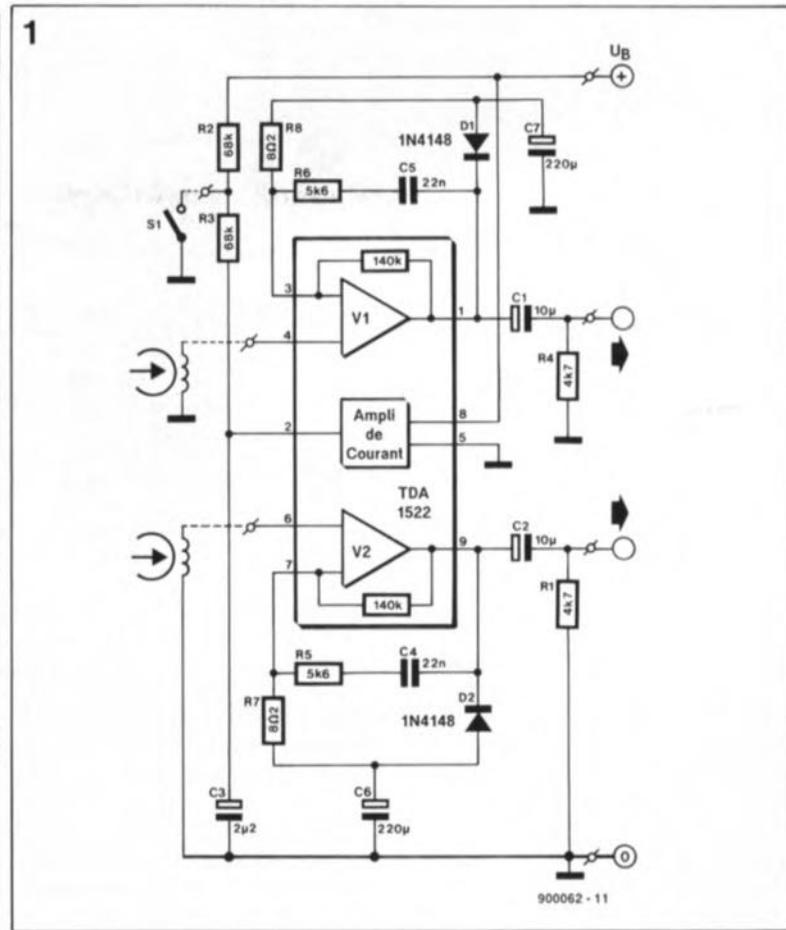


200 k $\Omega$  – elle ne constitue pratiquement pas de charge pour la tension du signal, générée par les enroulements de la tête. Puisque la tension du signal est très faible, il faut que la tension de bruit d'entrée soit également faible et que le gain soit très important. La tension de bruit d'entrée est de 5 nV/Hz (si  $R_{C(\text{contre r eaction})} = 0 \Omega$ ); le gain est quant à lui fixé par la contre-r eaction. Puisqu'il s'agit de deux amplificateurs non-inverseurs, c'est la résistance de contre-r eaction interne de 140 k $\Omega$ , associée à une résistance externe ( $R7/R8$ ), qui détermine le gain. Deux condensateurs électrochimiques ( $C6$  et  $C7$ ) se chargent du découplage des résistances externes  $R7$  et  $R8$  et par conséquent, se trouvent, dans le cas d'une tension alternative, à la masse. En attribuant à ces résistances une valeur de 802 seulement, le gain de base est –d'après les calculs– de 84,6 dB, compte non tenu cependant des deux réseaux de correction  $R5/C4$  et  $R6/C5$ .

### La réponse en fréquence

En parallèle sur chacune des résistances de contre-r eaction internes de 140 k $\Omega$  on trouve deux résistances externes de 5k $\Omega$  ( $R5$  et  $R6$ ), mises en série l'une et l'autre, avec un condensateur de 22 nF ( $C4$  et  $C5$ ). De ce fait la résistance de contre-r eaction réelle et le gain sont sensiblement plus faibles et, de plus, fonction de la réponse en fréquence:   une fréquence de 315 Hz le gain est de 68 dB environ. Plus la fréquence augmente, plus la résistance apparente  $X_C$  du condensateur diminue. Il en résulte que la contre-r eaction augmente: le gain diminue lors d'une augmentation de la fréquence.

La **figure 2** montre la courbe de réponse en fréquence du circuit du schéma de la figure 1, et ce à une constante de temps de correction de 120  $\mu$ s. La valeur de 120  $\mu$ s de la constante de temps de correction correspond à la valeur standard utilisée pour des bandes du type I (oxyde de fer: FeO). Le point de 0 dB est défini ici pour une fréquence de 314 Hz. Pour la reproduction d'autres types de bandes il est nécessaire de définir une autre constante en temps en fonction de l'indication portée sur l'étiquette de la cassette. Il suffit d'un rien pour changer ce paramètre: on obtient une constante de temps de 70  $\mu$ s en substituant aux résistances  $R5$  et  $R6$  des résistances de 3k $\Omega$ . Pour avoir une constante de temps de 90  $\mu$ s –valeur adoptée pour la plupart des bandes à



**Figure 1.** Le schéma électronique du préamplificateur stéréophonique pour lecteur de cassettes à circuit de correction intégré; il permet aussi une réponse en fréquence linéaire.

l'oxyde de chrome ( $CrO_2$ ) – la valeur à attribuer à ces résistances est de 4k $\Omega$  nous apprennent les calculs. Deux solutions: mettre la main sur une résistance à film m tallicque de 4k $\Omega$  de la série-E96 soit mettre en série une résistance de 3k $\Omega$  avec une résistance de 220  $\Omega$ .

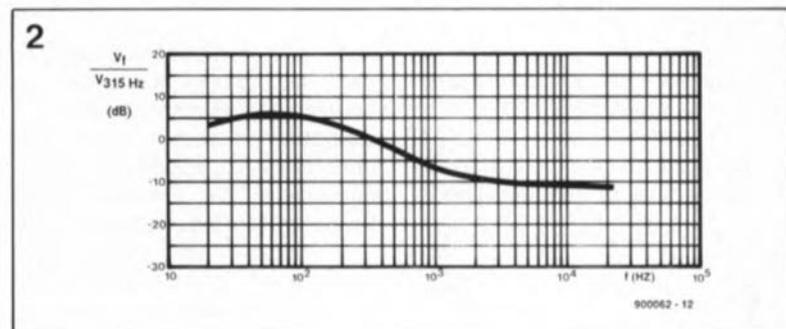
En l'absence de la contre-r eaction externe introduite par la paire  $R5/C4$  d'une part et  $R6/C5$  de l'autre, on

obtient une réponse en fréquence linéaire et un gain qui dépend uniquement de la valeur de la résistance  $R7$  (ou  $R8$ , selon le canal). Dans ce cas, le gain,  $V_{01}$ , du premier canal est de:

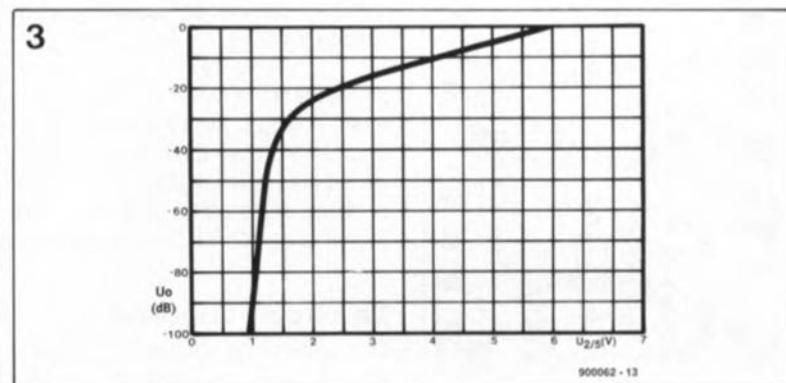
$$1 + 140 \text{ k}\Omega / R7$$

et celui du second de:

$$1 + 140 \text{ k}\Omega / R8.$$

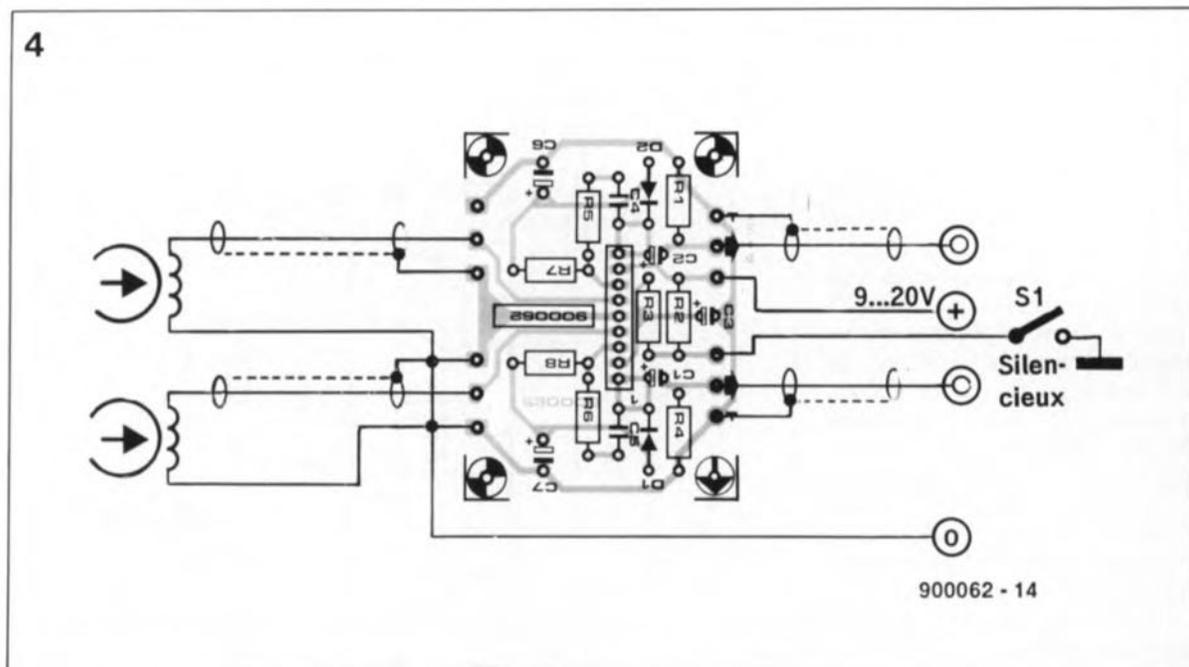


**Figure 2.** La courbe de la réponse en fréquence du circuit de la figure 1.



**Figure 3.** La courbe caractéristique du circuit du silencieux montre l'affaiblissement en fonction du niveau de la tension continue appliquée à la broche 2 du circuit intégré.

**Figure 4.** Le plan de câblage, illustrant la connexion du circuit imprimé aux différents composants et tensions externes.



**Liste des composants**

**Résistances:**

- R1, R4 = 4k $\Omega$ 7
- R2, R3 = 68 k $\Omega$
- R5, R6 = 5k $\Omega$ 6
- R7, R8 = 8 $\Omega$ 2

**Condensateurs:**

- C1, C2 = 10  $\mu$ F/10 V
- C3 = 2 $\mu$ F/25 V
- C4, C5 = 22 nF
- C6, C7 = 220  $\mu$ F/10 V

**Semi-conducteurs:**

- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = TDA 1522  
(Philips Components)

**Divers:**

- S1 = interrupteur miniature simple

De ce fait, le circuit intégré utilisé, ainsi que la platine d'ailleurs, convient parfaitement à un usage universel comme pré-amplificateur stéréophonique à faible bruit, capable d'attaquer des étages d'entrée de n'importe quel type, pourvu que ces étages soient dotés d'entrées à impédance relativement élevée et de sorties à impédance faible. L'une des applications typiques de ce circuit est celle de préampli pour microphone(s) dynamique(s).

**Le circuit de silencieux**

Le circuit de silencieux intégré qui mérite bien son nom et fonctionne ainsi dans le silence le plus total, peut être fort intéressant pour de nombreuses applications: on pourra le connecter à un bouton ou un commutateur "mute" par exemple, voire encore à un circuit du genre "VOX" ou "squelch".

La commande de ce circuit est fonction de la tension continue appli-

quée à la broche 2 du circuit intégré. La figure 3 montre la courbe caractéristique de commande du circuit de silencieux. On obtient un gain maximal lorsque l'entrée de commande (la broche 2) est flottante ou bien lors de l'application d'une tension positive supérieure à 6 V. Une tension de commande décroissante entraîne d'abord une diminution du niveau de sortie qui s'accroît brutalement lorsque la tension de commande franchit un seuil qui se trouve à 2 V environ. La connexion de la broche 2 à la masse (ou l'application d'un niveau logique bas, "0") entraîne un blocage quasi-total de la sortie.

L'important ici est que ce blocage se fait sans qu'il y ait production de bruit par le système.

Dans le schéma électronique de la figure 1 la broche 2 est reliée au condensateur électrochimique C3 et, à travers les résistances R2 et R3, connectée à la tension d'alimentation positive,  $U_B$ . Comme C3 se charge à travers les résistances R2 et R3, il entraîne ainsi une certaine temporisation de mise en fonction, de sorte que les bruits de commutations - même de provenance d'étages situés en amont - sont supprimés.

Pour obtenir ce mode de fonctionnement, il faudra prendre les contacts d'un bouton ou d'un commutateur de silencieux (mute) (voir S1 en figure 4) en série entre le point nodal des résistances R2/R3 et la masse.

**Le circuit imprimé**

On retrouve en figure 5 la reproduction de la sérigraphie de

l'implantation des composants sur un circuit imprimé dessiné à l'intention de ce montage. Le dessin des pistes est reproduit dans les pages centrales de ce magazine. Il vous faudra réaliser vous-même votre platine sur laquelle seront implantés tous les composants nécessaires en respectant la sérigraphie de la figure 5. Le câblage du montage sera effectué en se référant au plan de la figure 4.

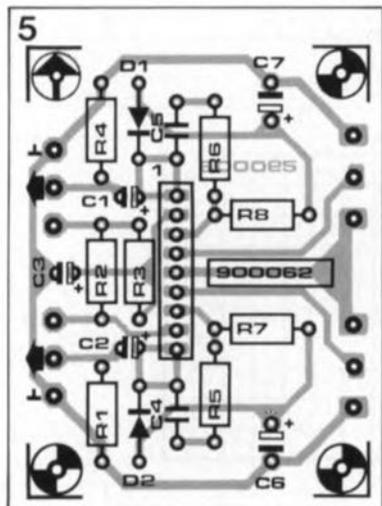
Puisque les deux points de connexion centraux pris entre les entrées de la platine (à proximité immédiate des résistances R7 et R8) constituent la connexion de masse du montage, il est indispensable de les connecter à la masse (le 0 V de la tension d'alimentation).

Lors du câblage, il faudra porter son attention à deux choses: primo: réduire au strict minimum la longueur des câbles blindés assurant la connexion de la platine aux têtes du lecteur et, secundo: veiller à ce que les enroulements des têtes soient connectés en phase.

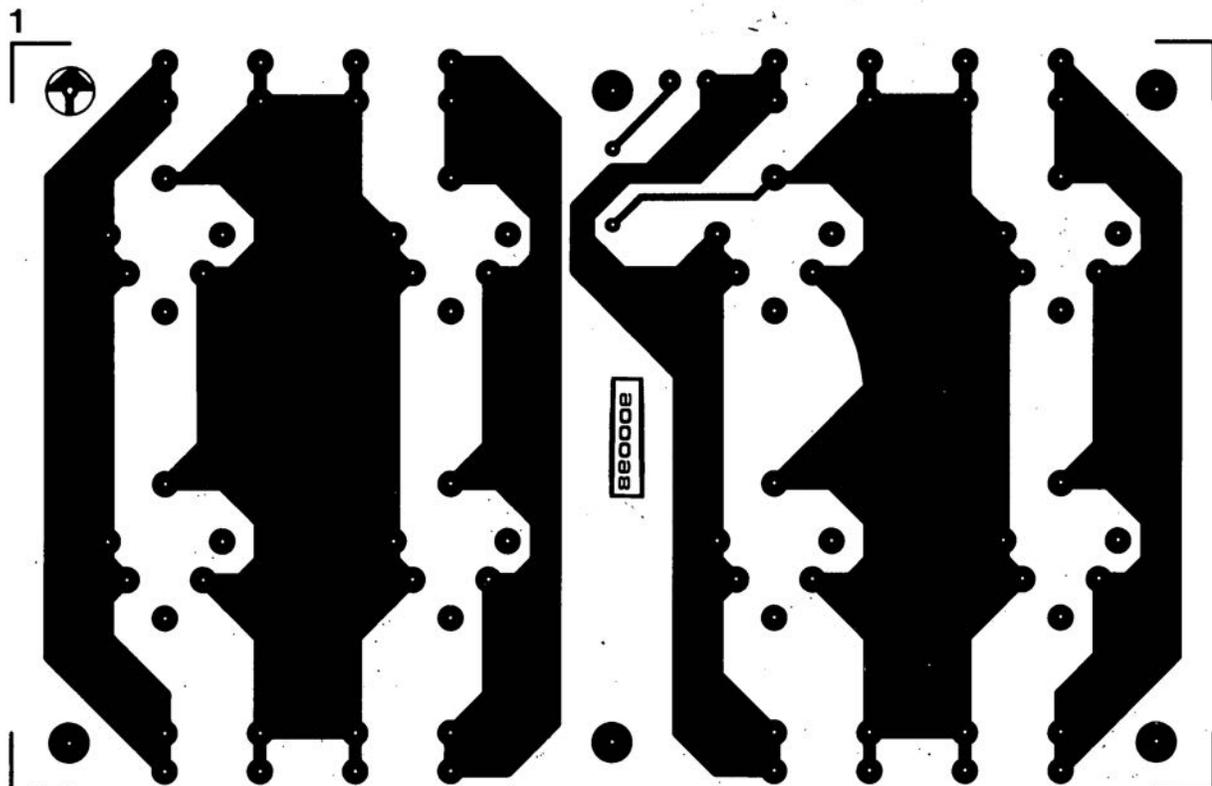
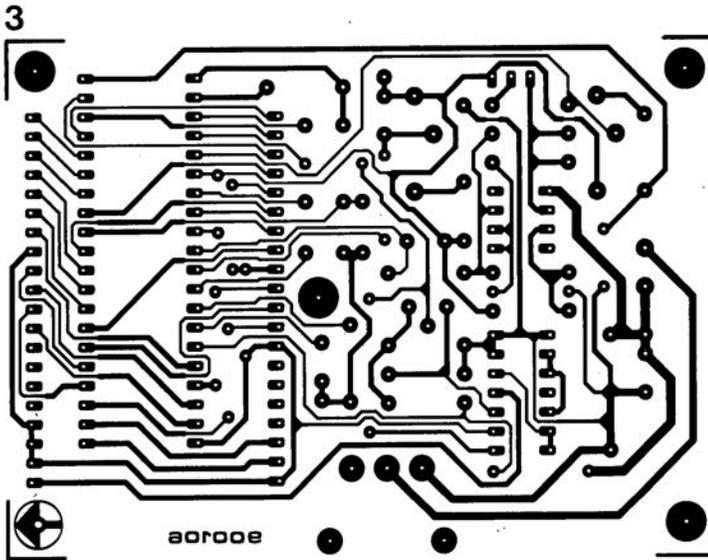
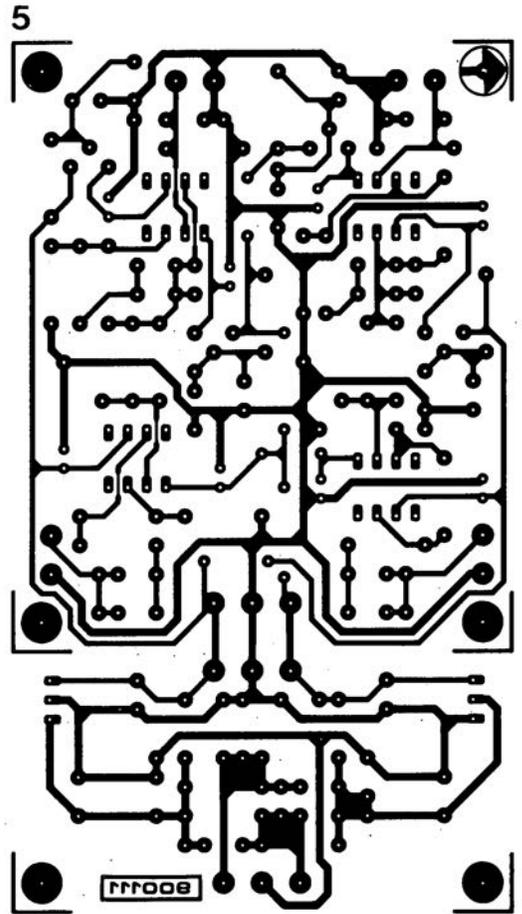
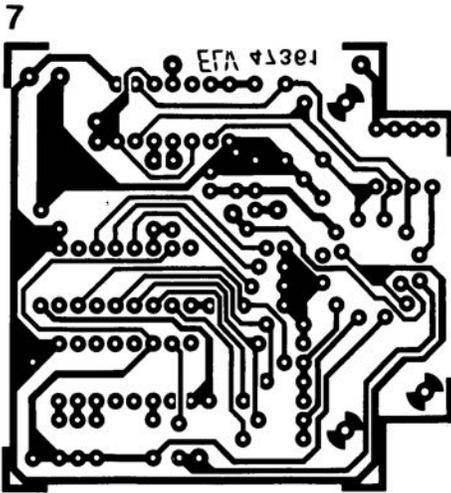
Les lignes connectées aux sorties à basse impédance, ne requièrent pas de précautions spéciales. Lorsque l'on est forcé d'utiliser des câbles relativement longs, il est recommandé cependant de faire appel à du câble blindé.

Le montage comporte trois points de mesure auxquels on pourra se référer lors d'une vérification du circuit: la broche 8 devrait être au niveau de la tension d'alimentation positive et les broches 1 et 9 où l'on devrait mesurer, circuit intégré en fonction, une tension continue de 3,7 V environ.

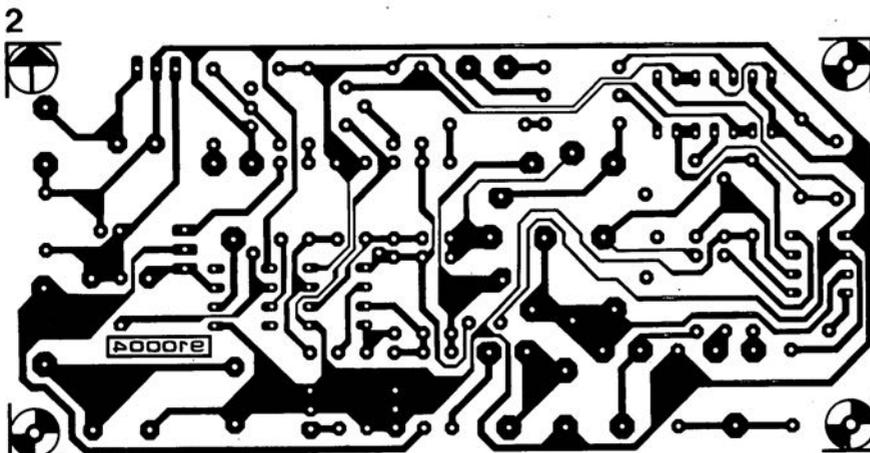
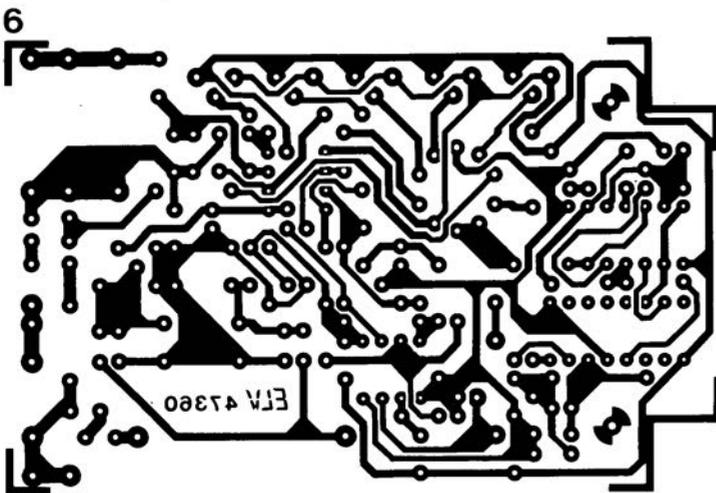
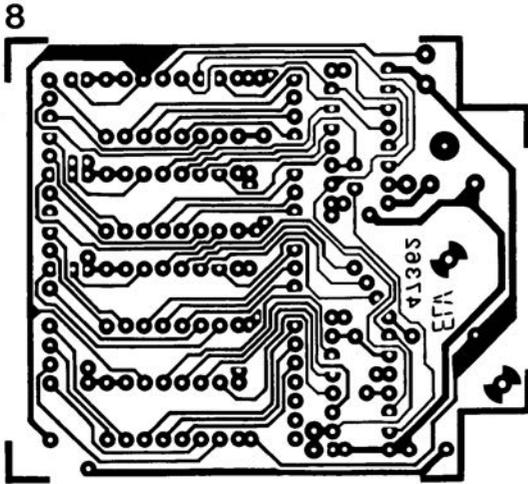
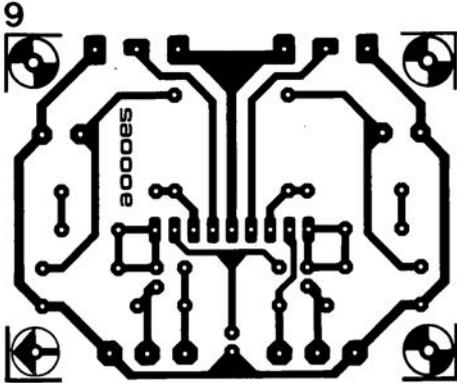
**Figure 5.** Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du préampli stéréo pour cassettes. Cette platine se caractérise par ses dimensions très modestes.



# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiegraphe: circuit principal
- 7 énergiegraphe: platine du commutateur
- 8 énergiegraphe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

# le b.a.-ba de l'analogique

8<sup>ème</sup> partie: amplificateurs de tension alternative:

## "La Mégère apprivoisée"

Si un circuit amplificateur à base d'amplificateurs opérationnels oscille, ceci prouve du moins que l'amplificateur opérationnel est (probablement) connecté correctement, qu'il reçoit sa tension d'alimentation et qu'il fonctionne. Il ne reste plus ensuite qu'à éliminer l'oscillation . . .

Comment s'y prendre ?

Et bien, c'est exactement le sujet de ce dernier article de la série intitulée "le b.a.-ba (au rhum) de l'analogique".

Avant de mettre la contre-réaction et la compensation en cause, il faudra examiner d'un oeil (auto)critique la **disposition des composants** et le tracé des **pistes** (fils de câblage) **de masse**.

La connexion de lignes ou de pistes trop longues aux entrées constitue un risque **inadmissible**: elles sont sources de ronflement et de réinjections parasites. Le seul et unique remède à ce genre de problèmes consiste à effectuer une connexion aussi courte que possible entre les composants du circuit d'entrée (condensateurs et résistances) et les broches correspondantes du circuit intégré. Il en va de même pour les condensateurs de découplage et les lignes et points d'application de la tension d'alimentation.

Au problème suivant: le couplage à travers les lignes de transmission de signal et les lignes de masse. Une **impédance commune** des lignes du signal d'entrée et de sortie par rapport à la ligne de la masse peut entraîner une **réinjection** du signal à l'entrée. Si par exemple l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel est reliée à la masse (circuit

d'amplificateur inverseur), un signal présent sur cette ligne (de masse) peut subir un certain gain (dont on se serait fort bien passé). Prenez garde à une bonne disposition des lignes de masse — il faudra, si nécessaire, faire appel à des lignes de masse distinctes, reliées aux contacts prévus des amplificateurs opérationnels — lignes quittant un point de masse à basse impédance correctement découplé. Avec un montage expérimental, on peut examiner l'effet d'un changement des connexions de masse sur la stabilité du circuit.

L'histoire se répète en ce qui concerne les connexions des lignes d'alimentation.

L'impédance interne présentée par un module d'alimentation-secteur ou par une pile, risque toujours d'entraîner un couplage (de la sortie vers l'entrée) par l'intermédiaire de la tension d'alimentation. Il est recommandé voire obligatoire, de **prendre en parallèle**, sur des piles de faibles dimensions — à commencer par la "pile 9 V compacte" en particulier — des **condensateurs électrolytiques** et de doter le circuit d'une **protec-**

**tion contre une inversion de polarité**, dispositif prenant la forme de quelques **diodes**, prises dans leur **sens bloquant** (inverse).

Il est important en outre de réaliser un **découplage** de la tension d'alimentation des circuits intégrés en faisant appel à des condensateurs reliant la masse le plus directement possible à la broche concernée du circuit intégré.

Une remarque cependant: les condensateurs-disques céramique de capacité comprise entre 10 et 100 nF constituent très souvent — lorsqu'ils sont reliés à des lignes de tension d'alimentation longues ou attaqués par des hautes fréquences (de quelques MHz) — des boucles de résonance parasites. Dans ces conditions il est possible, à l'aide de petits condensateurs au tantale, voire même des condensateurs électrolytiques de 1 à 10  $\mu\text{F}$ , "d'apprivoiser" des lignes trop longues. Une résistance de 1 à 10  $\Omega$ , prise en série avec le condensateur, atténue la résonance des condensateurs céramique. L'utilisation de condensateurs électrolytiques pourrait également rendre indispensable la mise en série d'une telle résistance.

## La recherche d'erreurs: idées et astuces

Si l'on a des soupçons quant à la stabilité de la contre-réaction, il faudra, de façon expérimentale, **augmenter sensiblement le gain**, le faire passer de 4 à 10 par exemple. Ce faisant on produit un accroissement de la stabilité (relire à ce sujet la 7<sup>ème</sup> partie du b.a.-ba de l'analogique) ce qui devrait mener à une diminution sensible de la fréquence de l'oscillation, voire à sa disparition totale. Si cela n'est pas le cas, la contre-réaction n'a rien à voir dans vos problèmes.

À l'inverse, une fréquence d'oscillation proche de la fréquence de transition,  $f_T$ , du gain à vide de l'amplificateur opérationnel, indique qu'il s'agit vraisemblablement d'un problème de contre-réaction.

Même si vous pouvez penser au premier abord qu'il s'agit d'une vérification superflue, il n'est pas inutile aussi de vous assurer que la fréquence de l'oscillation n'est pas de 50 ou 100 Hz ! Ce ne serait pas le premier et le dernier montage sur lequel un simple ronflement de la tension du

secteur est pris pour une oscillation incontrôlée. Il se pourrait aussi que l'oscillation soit due à des modulations parasites HF (haute fréquence) en provenance d'émetteurs radio ou télévision voire de bien d'autres sources beaucoup plus proches telles que calculatrice, ordinateur, alimentation à découpage, tube fluorescent ou encore gradateur de lumière. L'apparition et la disparition soudaine des oscillations est associée dans ce cas-là à la mise en et hors-fonction de l'une des sources mentionnées ci-dessus.

Une fréquence d'oscillation très élevée, de 50 à 200 MHz, indique qu'il s'agit probablement d'une oscillation de l'étage de sortie de l'amplificateur opérationnel, phénomène très souvent dû à la connexion d'une charge capacitive.

Une résistance série,  $R_S$ , de valeur comprise entre 3 et 10  $\Omega$ , prise dans la ligne de sortie de l'amplificateur opérationnel, se charge, non seulement de l'atténuation de cette boucle d'oscillations parasites à la sortie mais également d'une augmentation de la stabilité du circuit.

Les mesures de découplage des lignes de la tension d'alimentation, à l'aide de condensateurs électrolytiques, constituent un point d'intérêt additionnel. Outre un couplage des lignes de masse et de celles de l'alimentation à l'entrée, phénomène déjà évoqué quelques lignes plus haut, il est très probable qu'une réinjection capacitive ou même inductive soit à l'origine des oscillations. Les erreurs suivantes comptent parmi les plus fréquentes:

- Un couplage dû à une disposition trop serrée des lignes ou des pistes reliées aux sorties et aux entrées et une surmodulation due à une mise en parallèle de ces lignes.
- Une surmodulation entre des composants connectés à l'entrée du circuit et des composants reliés à sa sortie, lorsque ceux-ci sont eux trop rappro-

chés les uns des autres, ou encore à la suite d'une influence réciproque (dans le cas de composants inductifs).

Les remèdes:

- des pistes courtes,
- une séparation nette entre les lignes reliées à l'entrée et celles qui le sont à la sortie,
- la soudure directe (sans fils/pistes de connexion de longueur excessive) des composants à l'entrée et à la sortie et
- l'accroissement de l'écart entre les composants de l'étage d'entrée et ceux de l'étage de sortie. On peut également envisager une mise en place (à titre expérimental) d'une tôle de blindage entre ces deux ensembles de composants.

En résumé, on peut dire que les oscillations parasites naissent soit d'une intermodulation d'origine extérieure, soit d'une réinjection involontaire (à travers la tension d'alimentation, la masse, les lignes de signal ou des composants), soit encore d'une contre-

réaction instable. Si la fréquence des oscillations n'est pas de l'ordre de la fréquence  $f_T$ , cette dernière possibilité peut être exclue de la liste des causes probables. La raison la plus courante d'une instabilité de la contre-réaction est la caractéristique capacitive de la charge prise à la sortie de l'amplificateur opérationnel.

### Charge capacitive

Hormis les condensateurs proprement dits, il existe souvent des capacités cachées, constituant une charge pour la sortie de l'amplificateur opérationnel. Un câble coaxial attaqué par une fréquence basse constituée, par exemple, une capacité de valeur relativement élevée: 100 pF par mètre et ce à une fréquence de 10 kHz.

Une telle capacité, comme bien d'autres, représente - associée à la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel - un filtre passe-bas additionnel pris dans la boucle de la contre-réaction. Un tel filtre entraîne, comme

vous l'aura sans doute appris la 7<sup>ème</sup> partie de notre découverte de l'analogique, un déphasage (retard de phase) qui à son tour fait diminuer la réserve de phase et, par conséquent, la stabilité. Les conséquences sont évidentes: une réponse impulsionnelle de plus en plus importante qui ne tarde pas à se transformer en oscillation. En fonction de l'amplificateur opérationnel utilisé et du type du circuit, quelques 100 nF constituent déjà une valeur critique.

Lorsqu'il s'agit d'un gain unitaire dans un circuit inverseur, un amplificateur opérationnel très stable même, tel que le LF356 par exemple, ne supporte que 10 nF au maximum. Un remède simple consiste pourtant en la prise en parallèle sur la résistance de contre-réaction d'un petit condensateur  $C_K$ , et/ou en la connexion d'une résistance-série  $R_S$ , à la sortie. À des fréquences élevées, ce condensateur entraîne un **déphasage en avant** de la tension de contre-réaction pour compenser le retard de phase dû au filtre passe-bas de la sortie. La valeur à attribuer à la résistance  $R_S$  sera comprise entre 10 et 100  $\Omega$ , celle du condensateur  $C_K$  entre 10 et 100 pF. Pour obtenir une compensation optimale, il faudra contrebalancer ces valeurs en appliquant à l'entrée un signal rectangulaire (faible pour éviter la surmodulation) afin d'obtenir la réponse impulsionnelle la meilleure (sur-oscillation la plus faible possible).

À titre d'exemple, la figure 1 montre l'amplificateur opérationnel LF356 dans un circuit non-inverseur; en figure 2 on retrouve ce même composant dans un circuit inverseur. Les deux circuits ont été conçus pour un gain unitaire (gain de 1). La résistance  $R_S$  se trouve ici dans la boucle de la contre-réaction. À condition que le signal ne soit pas trop puissant, la contre-réaction est capable de compenser la chute de tension aux bornes de la résistance  $R_S$ . L'impédance de sortie reste, en pratique, faible et invariable. Le condensateur  $C_K$  produit une contre-réaction directe de

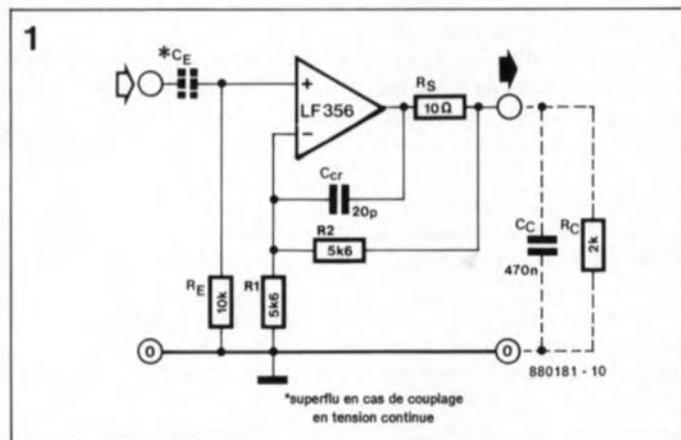


Figure 1. Le condensateur  $C_{cr}$  et la résistance  $R_S$  améliorent la stabilité du circuit lorsque la charge est capacitive.

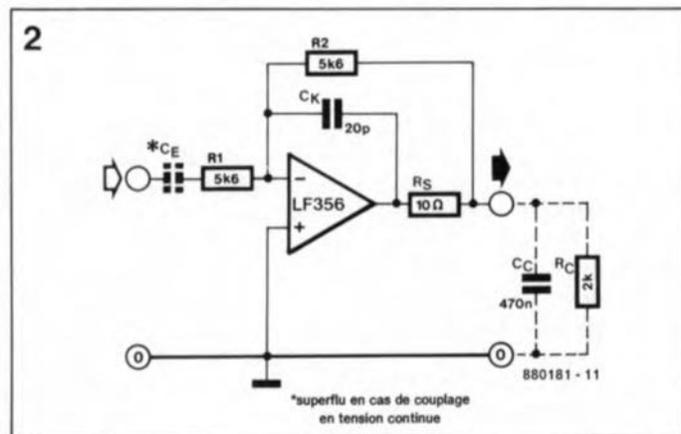


Figure 2. Un circuit inverseur dimensionné pour attaquer une charge capacitive.

la sortie vers l'entrée. L'astuce du petit condensateur de contre-réaction directe peut être appliquée à bien d'autres circuits. Il en va de même en ce qui concerne la prise en série de la faible résistance  $R_S$  à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Dans les figures 1 et 2 on peut admettre une charge capacitive ( $C_L$ ) de  $0\mu F5$  au maximum.

### Tensions alternatives

Les circuits de principe des amplificateurs inverseurs et non-inverseurs décrits dans les parties 3, 4 et 5 de cette série sur l'électronique analogique, peuvent être utilisés tant pour des tensions alternatives que pour des tensions continues. La plage des fréquences possibles est limitée par la fréquence de transition  $f_T$ , comme vous avez pu le lire dans le chapitre concernant la compensation (si vous avez lu cet article bien entendu...). On bute à une limite inférieure des fréquences lorsque des condensateurs sont pris, soit dans la ligne de signal, soit dans celle de la contre-réaction. Les figures 3 et 4 proposent des circuits-types à amplificateur opérationnel pour traitement de tensions alternatives dans le domaine audio.

Dans la figure 3 (un amplificateur non-inverseur) on retrouve trois condensateurs.  $C_E$  est le condensateur de couplage d'entrée; il est nécessaire lorsqu'il s'agit d'amplifier uniquement la composante de tension alternative de la tension d'entrée. Puisque ce condensateur bloque toute tension continue, on parle d'un *blocage* de ce type de tension. Pour cette raison l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel est toujours reliée, du point de vue de la tension continue au potentiel de masse (0 V) à travers la résistance  $R_E$ . On peut supprimer le condensateur  $C_1$  à condition que la tension d'entrée ne comporte aucune composante de tension continue. Dans ces conditions on parle d'un amplificateur couplé en tension continue, ou "amplificateur à CC".

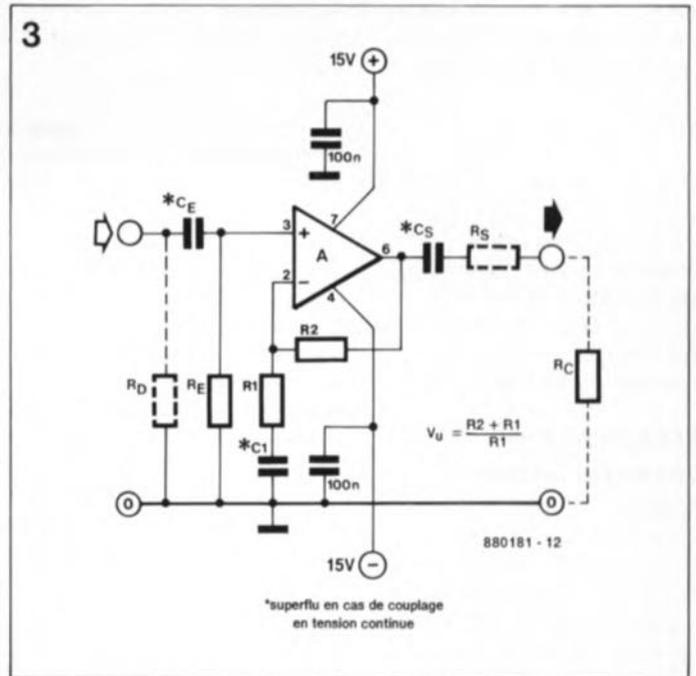
La résistance  $R_D$  (en pointillés) sert à la décharge du condensateur  $C_E$  au cas où une décharge à travers la source de signal est impossible. Du point de vue de la tension alternative, la résistance  $R_D$  est prise en parallèle sur la résistance  $R_E$ . C'est cette résistance ( $R_E$ ) qui, en absence de  $R_D$ , détermine pratiquement l'impédance d'entrée du circuit.

On trouve, à la sortie, le condensateur de couplage  $C_S$  pris en série. Il sert également au blocage de la tension continue et évite de plus qu'une tension de décalage (voir 5<sup>ème</sup> partie) ne puisse gagner les étages suivants. À l'inverse, c'est encore le condensateur  $C_S$  qui protège la sortie de l'amplificateur opérationnel contre des tensions continues en provenance des étages placés en aval.

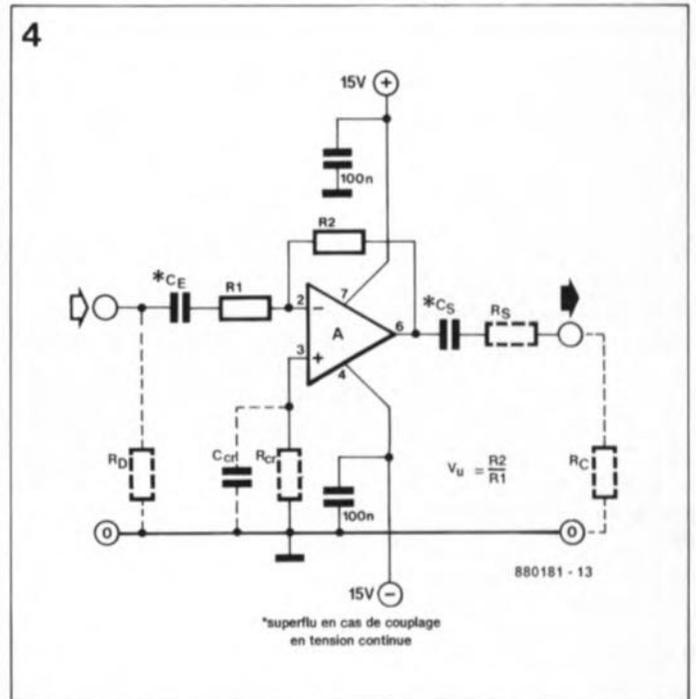
Le condensateur  $C_1$  de la figure 3 entraîne une diminution de la tension de décalage. Pour une tension alternative, la résistance  $R_1$  est reliée à la masse, à travers le condensateur  $C_1$ . La contre-réaction fonctionne sans problème. Puisque  $C_1$  bloque toute tension continue, celle-ci n'est pas sensible à la contre-réaction. De ce fait, la contre-réaction pour la tension continue s'effectue uniquement à travers la résistance  $R_2$  et une tension continue (de décalage) présente à l'entrée ne subit qu'un gain unitaire, indépendamment du gain fixé par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . De cette façon, et particulièrement à un gain très élevé ( $V_U$ ), on a la possibilité de maintenir à un niveau faible la tension de décalage à la sortie puisqu'elle n'est pas amplifiée, elle !

La résistance  $R_S$  (en pointillés) n'est nécessaire que pour des charges capacitives ou complexes (inductives/capacitives).

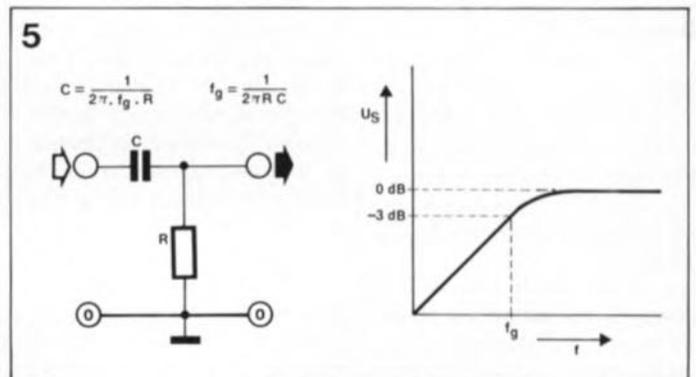
Dans le cas d'un amplificateur inverseur, tel celui de la figure 4, rien ne change en ce qui concerne les résistances  $R_D$  et  $R_S$  et les condensateurs  $C_E$  et  $C_S$ . Dans ce schéma le condensateur  $C_{cr}$  sert au découplage (en pratique de peu d'importance) de la résis-



**Figure 3. Amplificateur non-inverseur réservé à une tension alternative. Les condensateurs  $C_E$  et  $C_S$  bloquent la composante en tension continue.**



**Figure 4. Amplificateur inverseur à couplage en tension alternative.**



**Figure 5. Condensateur de couplage et résistance (entrée, charge) constituent un filtre passe-haut, qui limite la plage des fréquences dans sa partie basse.**

tance  $R_{cr}$ . L'utilisation d'amplificateurs opérationnels à FET rend parfaitement superflue la mise en place de cette résistance.

Si le condensateur  $C_S$  bloque toute tension de décalage se présentant à la sortie, l'utilisation de l'ensemble  $\overline{R}_{cr} C_{cr}$  est également sans effet réel de sorte que l'on peut relier directement l'entrée non-inverseuse (+) à la masse.

### Fréquence de coupure basse

Comme le montre la figure 5, le condensateur  $C$ , associé à la résistance  $R$  dont l'une des bornes est reliée à la masse, constitue un filtre passe-haut. En-dessous de la fréquence de coupure,  $f_g$ , ce filtre entraîne une atténuation des fréquences basses de 6 dB par octave. Le circuit de la figure 3 comporte quant à lui trois de ces filtres passe-haut:  $C_E/R_E$ ,  $C_S/R_C$  et  $C1/R1$ . Afin de disposer d'un gain satisfaisant aux fréquences basses il faut dimensionner les condensateurs d'un tel filtre de façon à obtenir une fréquence de coupure assez basse. Pour le calcul de la valeur de ces condensateurs il faudra se référer aux formules prises dans la figure 5.

À la fréquence  $f_g$ , l'atténuation (diminution de l'amplitude) atteint -3 dB par filtre passe-haut. Si l'on veut avoir une chute moins importante à cette fréquence, il faudra augmenter la valeur de ce condensateur selon les facteurs suivants:

- facteur 2 = chute de -1 dB,
- facteur 3 = chute de -0,5 dB,
- facteur 6 = chute de -0,1 dB environ, ou
- facteur 10 = chute  $< -0,1$  dB.

Dans ces conditions, la fréquence de coupure de -3 dB est déplacée vers le bas d'un facteur identique.

Un exemple (circuit de la figure 4):

Si l'on attribuait au condensateur  $C_E$  une valeur de  $10 \mu F$  (au lieu du  $1 \mu F$  d'origine), son association avec la résistance  $R1$  ( $10 k\Omega$ ) résulterait en une fréquence de coupure -3 dB de 1,6 Hz (au lieu de 16 Hz).

A l'inverse, si  $C_E = 100 nF$ , cette fréquence passerait à 160 Hz.

Une fréquence de coupure basse n'élargit pas seulement la réponse en fréquence (extension vers le bas bien entendu), elle peut également être très pratique pour des raisons de bruit, dans un préamplificateur pour cellule phonocaptrice (table de lecture) par exemple. À ce point-ci nous sommes confrontés à un nouveau problème: les valeurs élevées à attribuer aux condensateurs se traduisent inévitablement par l'utilisation de condensateurs électrolytiques.

### Problèmes de condensateur

Nombreux sont les puristes de l'audio à considérer comme sacrilège la prise de condensateurs électrolytiques dans la ligne du signal. Il faut reconnaître que l'avantage de leur capacité impressionnante est contrebalancé par quelques inconvénients dont il faut bien tenir compte.

Le courant de fuite de condensateurs stockés depuis longtemps pourrait, lors des premières mises sous tension, être relativement important et de ce fait entraîner des problèmes de fonctionnement du circuit. Dans des conditions normales, leur utilisation dans des circuits d'amplificateurs à basse impédance ne pose aucun problème.

Le fait qu'il soit impératif, dans le cas de l'utilisation d'un condensateur électrolytique, de veiller à disposer d'une tension de polarisation correcte et suffisamment élevée, est beaucoup plus important lui. En absence de cette tension de polarisation, il se produit inévitablement des distorsions dues à la non-linéarité. Le taux de distorsion peut atteindre 1% dans le cas de condensateurs au tantale. En faisant appel à des condensateurs électrolytiques "ordinaires" ou mieux encore à des condensateurs "secs" à l'aluminium, la distorsion tombe à une valeur comprise entre 0,1 et 0,01%. Dans le cas des condensateurs au tantale, une

6

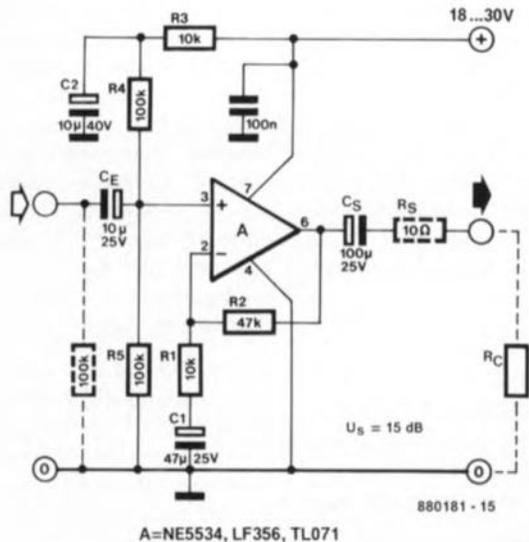


Figure 6. Un amplificateur non-inverseur à faible bruit à base d'amplificateur opérationnel du type NE5534A, alimenté asymétriquement.

7

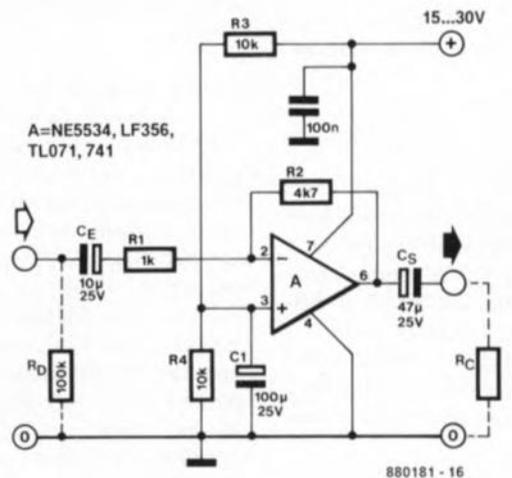


Figure 7. Un circuit inverseur avec alimentation non-symétrique.

8

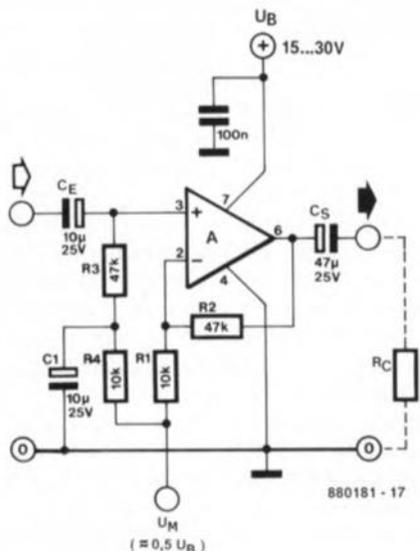


Figure 8. Amplificateur non-inverseur doté d'une source de tension auxiliaire externe pour fixer la tension continue.

erreur de polarité entraîne la destruction immédiate du composant - il y a même un risque non-négligeable d'explosion; dans le cas des condensateurs à l'aluminium une telle erreur ne produit qu'une réduction modérée de la durée de vie de ce composant. Des condensateurs électrochimiques aluminium à électrolyte sec sont même capables de résister à une erreur de polarité à une tension de  $0,3 \times$  leur tension nominale,  $U_{nom}$ .

Dans un circuit à amplificateur opérationnel à alimentation symétrique (voir figures 3 et 4), l'utilisation de condensateurs électrochimiques pose toujours des problèmes. Comme tension continue on ne dispose que de la tension de décalage qui n'est pas suffisamment élevée pour servir de tension de polarisation; sa polarité est en outre incertaine. Il est possible, voire probable, que l'on soit confronté à une erreur de polarité ! De ce fait on utilise, pour C1, dans des circuits tels que celui de la figure 3, des condensateurs bipolaires. Si l'on ne peut pas faire autrement que d'utiliser des condensateurs électrochimiques dans les lignes de signal d'un circuit à amplificateur opérationnel alimenté symétriquement, le moins que l'on puisse faire est de ne pas utiliser de condensateurs au tantale, mais plutôt de faire appel à des condensateurs à l'aluminium possédant une tension de service suffisamment élevée et à base d'électrolyte sec, de préférence.

Les condensateurs à film sont, des points de vue de la polarité et de la tension admissible (jusqu'à  $U_{nom}$  au maximum), utilisables sans restriction. Il existe cependant des différences en fonction du principe de fabrication et du diélectrique utilisé.

De l'avis général, les condensateurs qui conviennent le mieux à une utilisation dans les lignes de signal d'une application audio sont les condensateurs au téflon ou styroflex (polystyrol/styrène, KS/MKS). Les condensateurs au polypropylène (KP/MKP) sont également très bons, suivis de près par les types

très courants au polyéthylène (KT/MKT) ou au polycarbonate (KC/MKC). Puisque les condensateurs céramiques possèdent une non-linéarité élevée (jusqu'à 1% de distorsion), il est préférable de ne pas les utiliser dans des circuits de traitement de signaux audio.

### Tension d'alimentation asymétrique

Une alimentation asymétrique a l'avantage de faire appel à une alimentation-secteur beaucoup plus simple, voire de permettre d'alimenter le circuit à l'aide de piles ou d'une batterie de voiture.

Pour l'amplification d'une tension alternative il faudra fixer, en faisant appel à un diviseur de tension, à  $U_B/2$  environ le potentiel en tension continue à l'entrée et la sortie.

La figure 6 illustre ce principe à l'aide d'un circuit d'un amplificateur non-inverseur. Le diviseur de tension dans cet exemple présente une impédance relativement élevée, de manière à obtenir une résistance de  $50 \text{ k}\Omega$  environ à l'entrée (= résistances  $R4/R5$ ). Le découplage de la tension aux bornes des résistances diviseuses par l'intermédiaire de la résistance  $R3$  et du condensateur  $C2$ , évite que des signaux parasites de la tension d'alimentation ne gagnent l'entrée positive (+) de l'amplificateur opérationnel (très important: voir en début d'article).

Puisqu'une tension continue ( $U_B/2$ ) est maintenant présente à l'entrée comme à la sortie, la présence des trois condensateurs  $C_E$ ,  $C_S$  et  $C_1$  est primordiale. On a cependant l'avantage de disposer de ce fait d'une tension de polarisation suffisamment élevée qui permet d'utiliser sans le moindre problème des condensateurs électrolytiques.

Le condensateur  $C_1$  sert à éviter que le diviseur de tension ( $U_B/2$ ) n'amplifie la tension auxiliaire. Son absence se traduirait par une entrée rapide en écrêtage de l'amplificateur opérationnel.

Le circuit de la figure 6 convient également aux sources de signal à faible impédance et pour la réalisation d'un amplificateur Ligne. Si l'on fait appel à un amplificateur opérationnel du type NE5534A, le bruit propre de ce circuit est relativement faible. Son gain ne devrait pourtant pas être inférieur à 3 (voir 7<sup>ème</sup> partie).

La figure 7 montre la version inverseuse de l'amplificateur à alimentation asymétrique de la figure 6. Dans cet exemple-ci, le diviseur de tension génère la tension auxiliaire pour le réglage en tension continue, à travers l'entrée non-inverseuse, qui, par rapport à une tension

alternative, doit être reliée à la masse (à travers un condensateur  $C_1$  de valeur suffisamment élevée).

### Sources de tension auxiliaire

Si l'on a un circuit à alimentation asymétrique à plusieurs amplificateurs opérationnels, il est possible de substituer à tous les diviseurs de tension individuels une source de tension auxiliaire unique commune ('circuit de symétrisation de la tension de service').

Dans sa forme la plus simple, la tension de point milieu  $U_M$ , est dérivée d'un diviseur de tension commun, découpé à l'aide d'un condensateur

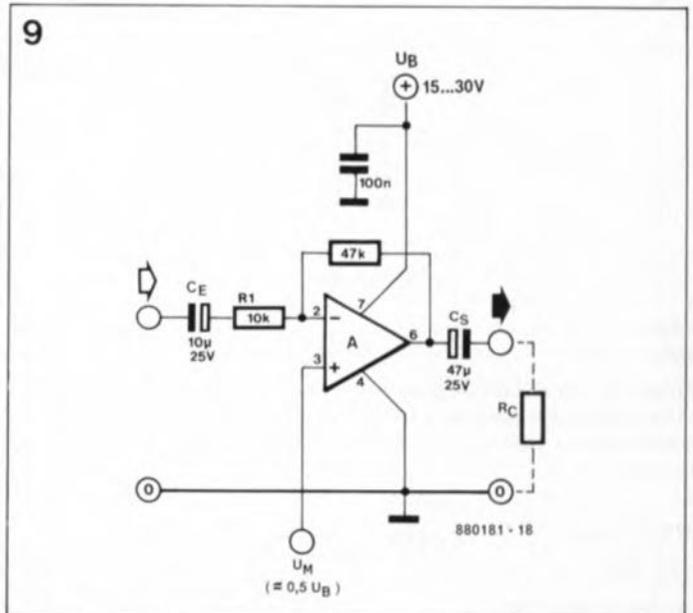


Figure 9. Simplification d'un circuit inverseur à l'aide d'une tension à point milieu externe  $U_M$ .

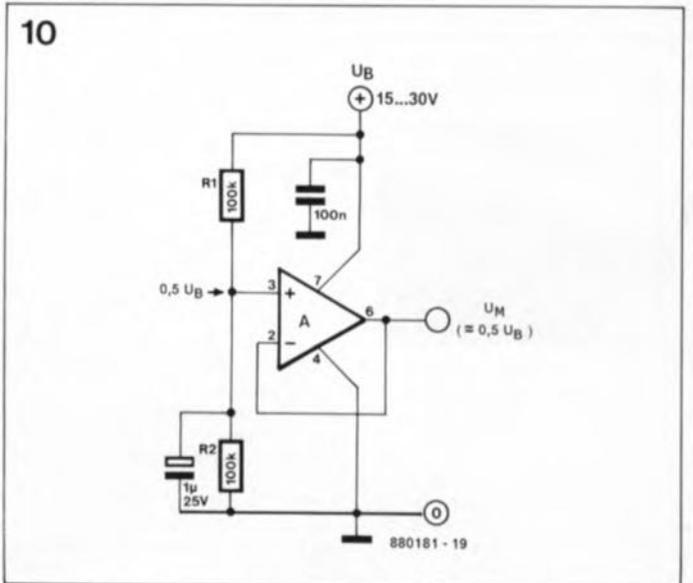


Figure 10. Un diviseur de tension actif, destiné à symétriser la tension d'alimentation.

11

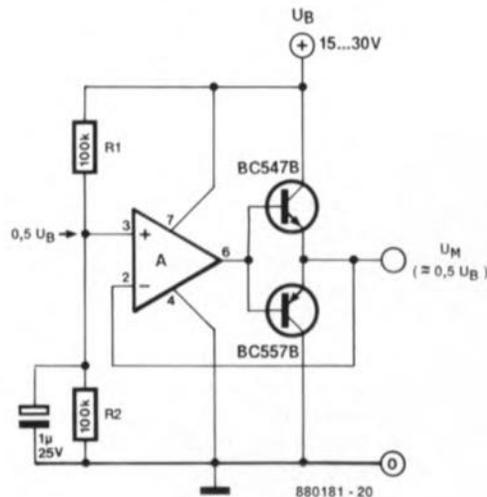


Figure 11. L'étage "push-pull" ajouté au circuit de la figure 10 augmente jusqu'à 100 mA le courant de sortie de ce circuit.

12

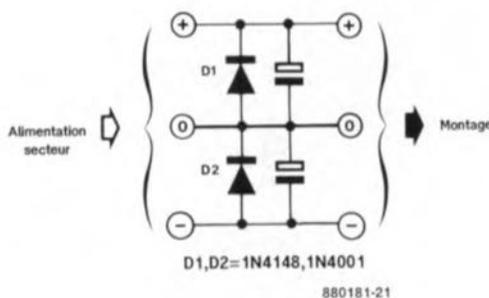


Figure 12. Ce circuit de protection contre des erreurs de polarité ultra-simple est réalisé à l'aide de deux diodes; tout circuit à amplificateur opérationnel à alimentation symétrique devrait en être pourvu.

## MULTIMEC: la touche qui allie le design et le fonctionnel

Il existe des milliers de sortes de touches et de boutons-poussoirs, des beaux, des jolis, des moins jolis et des franchement moches. Depuis que MEC produit des touches et des boutons-poussoirs, ils ont constitué l'un des standards en raison de leur esthétique et de leur efficacité.



MEC arrive sur le marché avec une nouvelle série de touches à pression au design typiquement danois, c'est-à-dire résolument moderne et fonctionnel.

Ce nouveau type de touche peut être combiné à une grande variété de capuchons, boutons et LED de visualisation. La touche peut être soudée directement sur un circuit imprimé ou être placée sur une face avant d'où elle sera câblée. Lors de son activation, la touche produit

une réponse tactile ce qui permet à l'opérateur d'être sûr que cet organe a bien rempli la fonction prévue.

MEC  
est représenté en France par:  
Euroind  
Z.I. Vichy Rhue  
B.P. 114  
03303 Cusset Cedex  
tél.: (70).59.15.19

## Touches spéciales

### Gravure rapide au laser

L'interface homme/machine la plus répandue est le panneau de commande ou le clavier. C'est par ce moyen que l'électronique reçoit les commandes indiquant les fonctions désirées. Le dispositif le plus usuel pour entrer des instructions est la touche, définie comme l'assemblage d'un commutateur et d'un cabochon.

Au fil des années, Siemens a vendu des millions de touches à ses milliers de clients sur les cinq continents. L'entreprise propose désormais un service particulier en exécutant rapidement des touches portant des inscriptions quelconques dans un délai de quelques jours. Quel que soit le caractère de fonction ou le pictogramme désiré par le client -il sera gravé avec

électrolytique. La solution que propose la figure 10 est plus élégante: il s'agit d'un diviseur de tension actif associé à un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension. Si l'on a besoin d'un courant plus important, il faudra faire appel à la version qu'illustre la figure 11: un étage "push-pull", réalisé à l'aide d'une paire de transistors complémentaires de moyenne puissance. Rien n'interdit de faire appel à cet "amplificateur opérationnel de puissance" pour toute autre application dans laquelle le courant n'est pas suffisamment important avant de lui avoir fait subir une quelconque amplification.

Les figures 8 et 9 illustrent nettement la technique de connexion de la source de tension auxiliaire à un circuit non-inverseur et inverseur. À l'image de toute ligne d'alimentation commune, il est très important d'éviter des couplages. À cet effet, la tension  $U_M$  de la figure 8 est dotée d'un découplage supplémentaire qui prend la forme de la résistance  $R_4$  et du condensateur  $C_1$ . De cette même manière, il est possible de découpler un étage inverseur, du type de celui de la fi-

gure 9, directement à l'amplificateur opérationnel, en faisant appel à un condensateur, associé éventuellement à une résistance de valeur faible (100  $\Omega$  à 1 k $\Omega$ ), prise dans la ligne de la tension  $U_M$ .

## L'astuce de la fin

Il existe des amplificateurs opérationnels qui, alimentés symétriquement, ont l'inconvénient désagréable de se bloquer à cause du déclenchement d'un thyristor parasite intégré dans le circuit, dans le cas d'un manque de simultanéité lors de l'application des tensions d'alimentation.

Une erreur de polarité peut également être néfaste, non seulement au circuit intégré, mais aussi à tous les condensateurs et spécialement aux condensateurs au tantale.

La figure 12 vous propose un dispositif de sécurité très simple qui protège tout circuit contre des erreurs de polarité. Ce circuit, qui ne comporte rien de plus que deux diodes, devrait équiper tout circuit à amplificateur opérationnel à condensateurs électrolytiques au tantale voire toute autre application faisant appel à des amplificateurs opérationnels à FET.



précision à l'aide d'un laser. Ce procédé permettant de reproduire sans difficulté les caractères japonais ou les lettres cyrilliques, il en résulte des perspectives intéressantes pour l'exportation vers l'Extrême-Orient.

Siemens SA  
39-47, bd Ornano  
93527 St-Denis Cedex 2  
tél.: (1).49.22.43.14

## Faites vos... touches

Rien de tel que la touche LC16 à cristaux liquides et fond lumineux pour personnaliser votre clavier. Cette touche, fabriquée par la société Hohe (RFA) existe en deux couleurs de fond, rouge ou vert; elle est entièrement programmable et possède une résolution de 32 x 16 points carrés de 0,4 x 0,5 mm.

## MARCHÉ

Outre les connexions standard que l'on suppose trouver sur une touche, un contact travail bien entendu, cette touche comporte 4 connexions additionnelles: le +5 V et la masse, ligne d'horloge pour le circuit de commande des LCD (fréquence comprise entre 38,4 kHz et 1 MHz) et une ligne de donnée. Chaque mot de donnée comporte 10 bits, 8 bits de données, 1 bit de parité et un bit d'arrêt. Un simple 8031 ou 8051 associé à quelques 74166, des registres à décalage, permet, par exemple, de réaliser un clavier additionnel pour doter un système de traitement de texte de fonctions spéciales. De nombreuses applications en perspective.

La société MGtronics met à la disposition des concepteurs d'un projet basé sur ce type de touche un kit de démonstration permettant de débiter l'application. Le prix de l'ensemble est de 2 500 FF HT.

MGtronics  
Place de la Gare  
78590 Noisy-le-Roi  
tél.: (1).34.62.11.05  
fax.: (1).34.62.02.32

description d'un montage d'ELV

# énergiégraphe numérique

sur la piste des gros consommateurs d'énergie

Avec une nouvelle crise énergétique à l'horizon, les prix de l'électricité ne peuvent manquer de repasser à la hausse. La protection de l'environnement devenant elle aussi un sujet d'actualité, il est plus que raisonnable de s'intéresser d'un peu plus près aux techniques permettant d'effectuer des économies d'énergie, aussi minimes soient-elles. "Les petits ruisseaux font les grandes rivières", dit un dicton. Le grand problème auquel est confronté tout ménage est qu'il ne dispose que d'un (voire deux) totalisateur de consommation d'énergie électrique, le fameux compteur de l'EDF. Il est extrêmement difficile de déterminer la consommation individuelle de chacun des nombreux appareils dont on ne saurait plus (?) se passer aujourd'hui.

L'énergiégraphe décrit dans cet article permet de déterminer rapidement et de façon très précise, la consommation énergétique de tout appareil électrique.



Avec la crise du Golfe, l'augmentation des prix des matières premières utilisées pour la production d'électricité et la charge que constituent les centrales électriques pour l'environnement sont revenues au premier plan de l'actualité. Il ne se passe guère de semaine que l'on ne parle dans les journaux de l'acidité de la pluie, de la disparition de races animales ou végétales. L'effet de serre dû à une émission trop importante de CO et de CO<sub>2</sub> devient un sujet de conversation presque quotidien. On ne sera donc guère étonné d'apprendre que nous sommes de plus en plus nombreux, lors de l'acquisition de nouveaux appareils, à examiner de plus près leur consommation d'énergie. En cas de choix possible entre deux appareils de caractéristiques similaires, nous serons tentés par l'achat du moins "énergie-vorace" des deux. Cette approche est marquée du bon sens et du souci de la conservation du milieu.

Si l'on dispose chez soi de différents appareils électriques et que l'on voit sa consommation électrique augmenter brusquement, il est extrêmement difficile de découvrir le responsable. Il peut s'agir d'une perte d'étanchéité du réfrigérateur ou du congélateur (porte mal fermée ou joint usé par exemple) qui

Liste des composants:

Résistances:

- R1,R2 = 0Ω1/4 W/0,5%
- R3,R17,R27 = 10 kΩ
- R4 à R6,R10,R18 = 100 kΩ
- R7 = 8kΩ2
- R8,R9 = 68 Ω
- R11,R19 = 1 kΩ
- R12,R20,R39,R40 = 1 MΩ
- R13 à R16,R21 = ajust. 100 kΩ vertical
- R22 = 8kΩ2
- R23 = ajust. 10 kΩ multitour
- R24 = 100 Ω
- R25 = 6kΩ8
- R26 = 5kΩ6
- R28 = 22 kΩ
- R29,R30 = 47 kΩ
- R31 à R34,R37,R38 = 100 kΩ
- R35 = 3kΩ3
- R36 = 20 MΩ

Condensateurs:

- C1 = 1 μF/630 V
- C2,C5 = 100 μF/25 V
- C3,C6 = 47 nF
- C4,C7,C8,C17 = 10 μF/16 V
- C9 = 4nF7
- C10 = 2nF2
- C11,C15 = 1 μF/16 V
- C12 = 47 pF
- C13,C14 = 15 pF
- C16 = 1 nF

Semi-conducteurs:

- D1,D2,D7 à D27 = 1N4148
- D3,D6 = 1N4001
- D4,D5 = diode zener 20 V
- IC1 = TL082
- IC2 = 78L15
- IC3 = 79L15
- IC4 = ICL8013 (Intersil)
- IC5 = RC4152
- IC6 = 4020
- IC7 = 4040
- IC8 = 4070
- IC9 à IC12 = 4056
- IC13 = 4060
- IC14,IC15 = 4518
- IC16 = 4001

Divers:

- S1 = commutateur rotatif 2 circuits 6 positions
- Quartz de 32,768 kHz
- afficheur LCD à 4 chiffres
- Si1 = fusible 10 A avec porte-fusible encartable
- boitier

entraîne une perte de frigories dans l'air ambiant.

Il peut également s'agir d'une pompe de chauffage central qui tourne en permanence. Ces deux exemples pris dans la vie de tous les jours suffisent à vous prouver qu'il existe toutes sortes d'appareils dont la consommation électrique peut augmenter brusquement sans raison apparente. Il est capital, si l'on tient à équilibrer son budget, de trouver rapidement le coupable. En cas de soupçons, on pourra utiliser l'**énergiographe** pour vérifier que les présomptions d'une consommation supérieure à la normale sont bien fondées.

L'énergiographe décrit ici rappelle beaucoup le puissance-mètre numérique ayant fait l'objet d'un article, voici plus d'un an, dans le n°136 (octobre 1989) de ce magazine. L'avantage majeur de l'énergiographe, qui indique la consommation en kWh comme le ferait un compteur classique, est qu'il est extrêmement facile à intercaler entre la prise du secteur et l'appareil suspect.

Cet appareil connaît deux modes de travail.

Il est possible de vérifier la consommation instantanée de toute charge dont la consommation ne dépasse pas 2 500 W.

On peut en outre procéder à une mesure de la consommation d'énergie sur une certaine période. Pour cette seconde technique de mesure, on dispose de 4 calibres: 10, 100, 1 000 et 10 000 kWh. Le commutateur rotatif servant à la sélection du calibre possède également une position permettant une remise à zéro (Reset).

### COS φ, un facteur important

Il est plus difficile de mesurer une puissance lorsqu'il s'agit d'une tension alternative que dans le cas d'une tension continue. Dans ce second cas, il suffit de mesurer le courant qui circule dans la charge et de multiplier le résultat de cette mesure par la valeur de la tension d'alimentation utilisée.

Au contraire, plusieurs facteurs entrent en ligne de compte lors du calcul d'une puissance alternative. Le point de départ est en effet la puissance "extraite" de la prise secteur, puissance exprimée sous le terme de VA (volt/ampère). Le VA est le produit du courant drainé par la tension concernée.

Cette puissance se subdivise, elle, en une puissance apparente (ou réactive) et en une puissance efficace.

La puissance efficace de calcul à l'aide de la formule suivante:

$$P_{\text{efficace}} = U \times I \times \cos \varphi = VA \times \cos \varphi.$$

La puissance réactive répond à la formule suivante:

$$P_{\text{réactive}} = U \times I \times \sin \varphi = VA \times \sin \varphi.$$

Le COS φ d'un appareil est, en règle générale, indiqué par le fabricant; il doit se situer à l'intérieur de limites définies par l'EDF. Les charges purement inductives ou capacitatives ont un COS φ de 0 et ne consomment pas, de ce fait, de puissance efficace. Les charges ohmiques ont un COS φ de 1 de sorte que la puissance efficace consommée est égale au produit de la tension par le courant (VA).

Bien que dans les deux cas le courant soit le même, à un COS φ égal à 0, l'utilisateur ne consomme pas de puissance efficace de sorte qu'on ne lui facture rien. L'EDF requiert que le COS φ reste à l'intérieur de certaines limites sachant que la puissance réactive, en pratique il s'agit de la composante du courant qui ne produit pas de puissance utilisable dans la charge, se traduit quand même par des pertes de puissance dans le générateur et les câbles de transport. La fourniture par l'EDF de courant réactif à un utilisateur lui coûte de l'argent alors qu'elle ne peut rien lui facturer pour ce courant.

### La mesure électronique, une affaire de calculs

Les totalisateurs pour tension alternative (compteurs de kilowatt-heure) doivent tenir compte en permanence de l'angle de phase entre le courant et la tension. En pratique il s'agit là d'une opération relativement simple qui consiste à multiplier la valeur instantanée du courant consommé par la valeur instantanée de la tension du secteur disponible à cet instant précis. Les déphasages sont ainsi pris en compte dans le résultat.

La figure 1 donne le schéma complet de l'énergiographe. Lors de la conception de ce montage, l'une des exigences du cahier des charges a été de permettre une connexion directe de cet instrument entre le secteur et l'appareil dont on désire connaître la consommation. Les 220 V servant à l'alimentation de la charge -l'appareil consommateur- sont appliqués aux

points "a" et "b" du schéma à travers le fusible Sil.

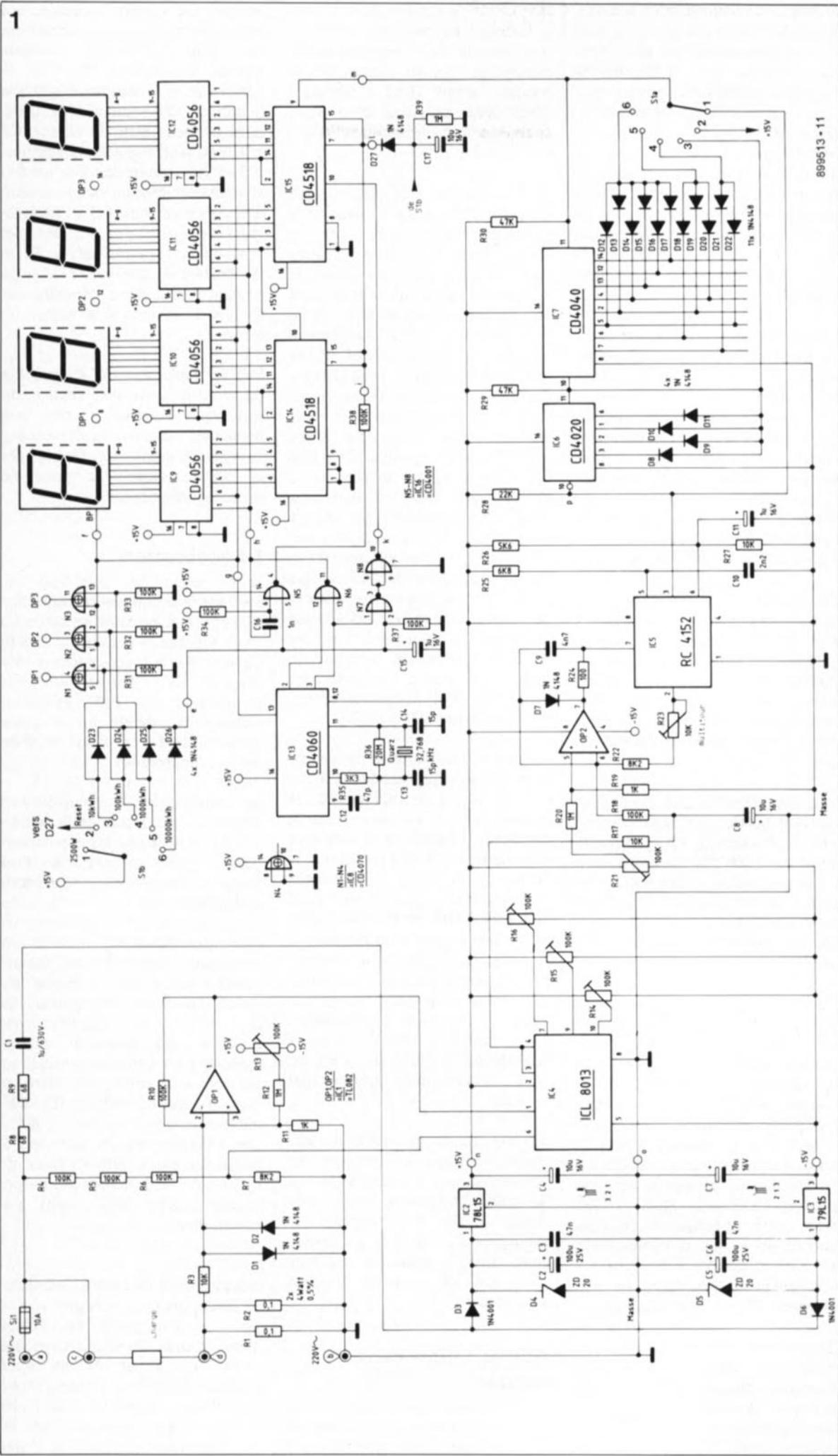
Le courant qui circule à travers l'appareil connecté à l'énergiographe produit une chute de tension aux bornes des deux résistances de shunt R1 et R2. Cette tension attaque l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel OP1 à travers un réseau de protection constitué par la résistance R3 associée aux diodes D1 et D2.

L'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel est reliée à un réseau de résistances à utiliser le cas échéant pour la compensation de la tension de dérive (offset). Après une amplification de 10 fois (R10/R3), le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel arrive à la broche 1 de IC4, un ICL 8013. Il s'agit d'un multiplieur quatre quadrants analogique; il multiplie entre eux les signaux présents aux broches 1 et 6. À la broche 6 on dispose de la tension du secteur ramenée à quelque 6 V par l'intermédiaire des résistances R4 à R7. Le signal de sortie disponible sur la broche 4 du multiplieur analogique est une tension analogique qui est le produit de la tension secteur disponible et du courant consommé par la charge.

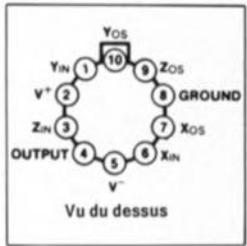
Trois des entrées du 8013 sont connectées à des ajustables, R14 à R16, composants auxquels nous reviendrons un peu plus loin. Le filtre RC que constitue la résistance R17 et le condensateur C8 intègre le signal de sortie de IC4 de manière à ce que de courtes impulsions parasites soient sans effet sur l'affichage.

Via la résistance R18, la tension de sortie de IC4 arrive à l'amplificateur opérationnel OP2 et à un convertisseur tension/fréquence, IC5, un RC4152. On dispose sur la broche 3 de IC5 d'une fréquence comprise entre 0 Hz et quelque 10 kHz. La fréquence de sortie est directement proportionnelle à la tension appliquée à l'entrée du convertisseur et de ce fait à la puissance consommée par la charge.

L'ajustable R23 sert à calibrer le convertisseur tension/fréquence à 4 Hz/watt de puissance consommée très exactement. Dans le cas d'une puissance de 2 500 W, la fréquence de sortie est donc de 10 000 Hz; elle sera de 400 Hz très précisément dans le cas d'une puissance de 100 W. Sachant qu'il est logique que l'affichage de l'énergiographe soit en relation directe avec une durée horaire (kWh) il va nous falloir procéder à une division par 3 600 de



899513-11



Brochage du ICL 8013.

Figure 1. L'électronique de l'énergie-graphe. L'ensemble du montage prend place sur 3 platines superposées.

la fréquence (comme vous le savez, il y a 3 600 s dans une heure). C'est là qu'entre en jeu IC6 qui procède à une division par 14 400 de la fréquence (3 600 x 4).

Dans ces conditions, on dispose de très exactement une impulsion par heure pour chaque watt consommé par la charge. Si donc la charge consomme une puissance de 2 500 W au cours d'une heure, on aura très exactement 2 500 impulsions par heure à la sortie (2 500 Wh).

Le commutateur rotatif S1 permet de choisir le facteur d'échelle adapté. En position 3, chaque impulsion arrive sur l'entrée du compteur (broche 9 de IC15); la valeur indiquée par l'affichage est incrémentée (augmentée de 1) pour chaque watt/heure additionnel; si la charge consomme 1 000 W par exemple, la valeur affichée augmente de 1 000 en une heure, c'est-à-dire de 1 toutes les 3,6 s.

En position 4, on a une division par 10 des impulsions avant qu'elles n'attaquent le compteur, alors qu'en position 5 on a une division par 100 et en position 6 par 1 000. Le second circuit de ce commutateur, S1b, associé aux portes EXOR N1 à N3 sert au positionnement correct du point décimal sur l'affichage.

Dans son calibre le plus élevé (position 6) et dans le cas d'une charge de 1 000 W l'affichage est incrémenté tous les 1 000 Wh de sorte que l'énergiegraphe n'atteindra sa valeur de dépassement qu'au bout de 10 000 h c'est-à-dire plus d'un an. On aura donc le "temps de voir venir".

Comme il faut pouvoir démarrer toute mesure de consommation avec un compteur à zéro, l'énergiegraphe comporte un organe de remise à zéro. Dès que l'on met le commutateur en position 2, le compteur reçoit une impulsion de remise à zéro qui permet de lancer la mesure dans de bonnes conditions. La fonction de remise à zéro, qui produit l'affichage d'un "0000", reste active pendant 1 seconde environ après que le commutateur ait quitté la position 2 de sorte que l'utilisateur dispose du temps suffisant pour choisir le calibre requis.

Il est important de savoir ce que l'on cherche à mesurer. Il faut bien être conscient du fait qu'il n'est pas possible de changer de calibre, passer de la position 100 kWh à la position 1 000 kWh par exemple,

sans perdre le contenu du compteur à l'instant du changement. Toute manipulation du commutateur doit commencer par un passage sur la position "Reset" (RAZ = Remise à Zéro) avant sélection d'un autre calibre ou lors de lancement d'une nouvelle mesure.

Si l'on opte pour la position 1 on aura un affichage permanent de la puissance consommée par la charge. Dans cette position aussi vaut la limite de puissance de 2 500 W. Le commutateur étant placé en position 1, le signal de sortie de IC5 (broche 3) attaque directement l'entrée du compteur IC15 (9). Le circuit b du commutateur S1 libère le compteur, les entrées des portes N7 (broche 2) et N5 (broche 5) sont mises au niveau logique bas. À son tour, IC13, un compteur associé à un oscillateur à quartz va pouvoir se charger de fournir les impulsions d'horloge au compteur. On dispose aux sorties 2 et 3 de ce compteur des trains d'impulsions présentant un niveau logique haut de 0,125 et 0,25 s respectivement. C'est à partir de ces deux signaux que l'on génère les impulsions de remise à zéro, les impulsions d'horloge et que l'on définit les durées de porte des compteurs (IC14, IC15) et des registres d'affichage (IC9 à IC12).

Sachant que le compteur ne compte à chaque fois que pendant 250 ms, on obtient automatiquement la division par 4 nécessaire de la fréquence d'entrée. La nécessité de cette division est due au fait que la fréquence de sortie du convertisseur tension/fréquence est 4 fois trop élevée. De ce fait, des 10 000 impulsions par seconde produites à la puissance maximale admissible, 2 500 seulement arrivent au compteur. Ce qui correspond très exactement avec la valeur de connexion d'une charge de 2 500 W. De par la brièveté de la durée de porte, on peut effectuer deux mesures par seconde.

Une fois que les registres de l'affichage ont pris en compte les données fournies par les compteurs, N5 produit une courte impulsion de remise à zéro à l'intention des compteurs (IC14 et IC15) qui reviennent ainsi à zéro. Un nouveau processus de comptage peut redémarrer.

### Alimentation sans transfo

Liélectronique reçoit sa tension d'alimentation sans qu'il ne soit fait appel au traditionnel transformateur

secteur. La solution adoptée, qui pourra servir à d'autres occasions, est compacte et peu coûteuse. Associé aux diodes D3 à D6, le condensateur C1 abaisse à  $\pm 20$  V la tension de 220 V du secteur. Quelques condensateurs de filtrage, C2 et C5 et deux régulateurs intégrés, IC2 et IC3, transforment la tension alternative redressée en une tension d'alimentation de  $\pm 15$  V parfaitement armée contre un éventuel court-circuit. Les résistances R8 et R9 limitent à une valeur sûre le courant appliqué au condensateur C1 lors de la mise sous tension du système.

Vu l'approche adoptée, l'ensemble du montage est relié au secteur, de sorte que l'utilisation d'un bon boîtier en plastique va de soi. Les montages alimentés directement par le secteur exigent la prise de certaines précautions.

### La réalisation

Pour garder sa compacité au montage la technique de réalisation fait appel à un montage en sandwich des 3 platines le constituant. Les figures 2, 3 et 4 représentent la sériographie de l'implantation des composants de ces différentes platines. L'ensemble trouve place dans un boîtier à fiche et prise secteur incorporées.

La chronologie de l'implantation des composants sera celle recommandée d'habitude: les composants passifs (ponts de câblage, résistances, condensateurs, picots), suivis des composants actifs. L'implantation des circuits de commande de l'affichage IC9 à IC12 appelle une remarque. Ces circuits devant prendre place sous le fragile afficheur, il ne saurait être question de les mettre sur support. C'est d'ailleurs une approche recommandée pour tous les montages en kit où seuls les composants extrêmement fragiles ou coûteux (EPROM, microprocesseur) justifient l'utilisation d'un support. On terminera la réalisation par la mise en place de l'affichage LCD. Attention à ne pas l'abîmer, c'est très fragile ces petites choses.

Il faudra, avant de mettre l'affichage en place, souder, par le dessous, un petit morceau de fil de câblage d'une dizaine de centimètres aux points "I", "I", et "h"; on replie ensuite à 90°, avec d'ultimes précautions S.V.P., les broches 8, 12, 16, 33, 38 et 39 de l'afficheur en les raccourcissant ensuite à 4 mm

2

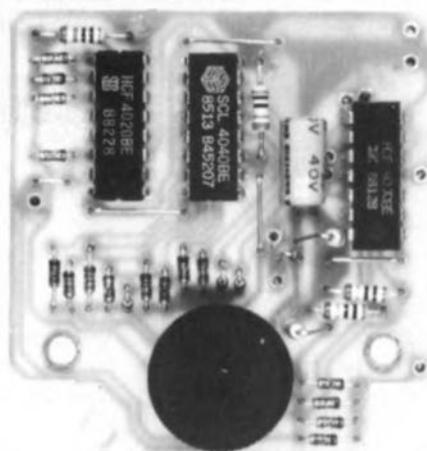
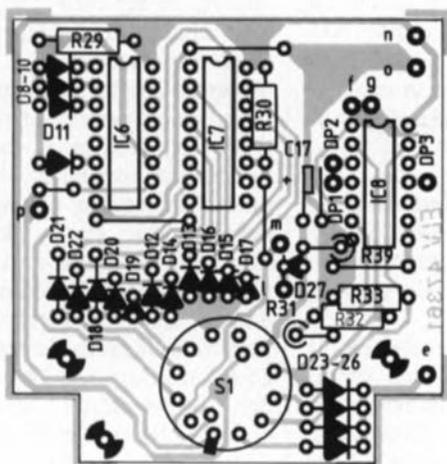


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du sélecteur de calibre. On évitera l'utilisation de support pour les circuits intégrés pour éviter des problèmes de place.

3

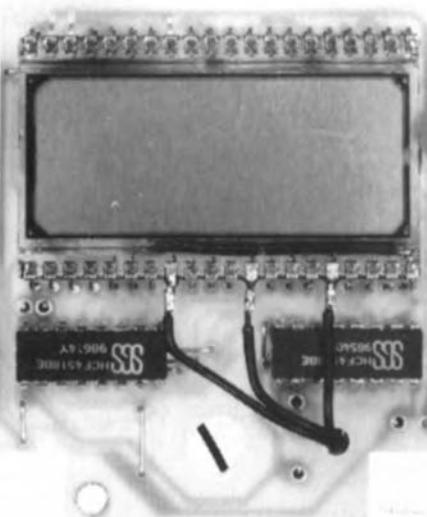
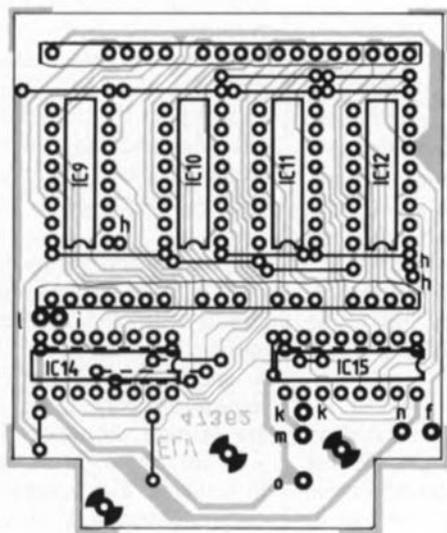


Figure 3. Sérigraphie de l'implantation des composants de l'affichage à LCD. On notera la présence de 4 circuits intégrés qu'il faudra positionner sous l'afficheur avant de mettre ce dernier en place.

4

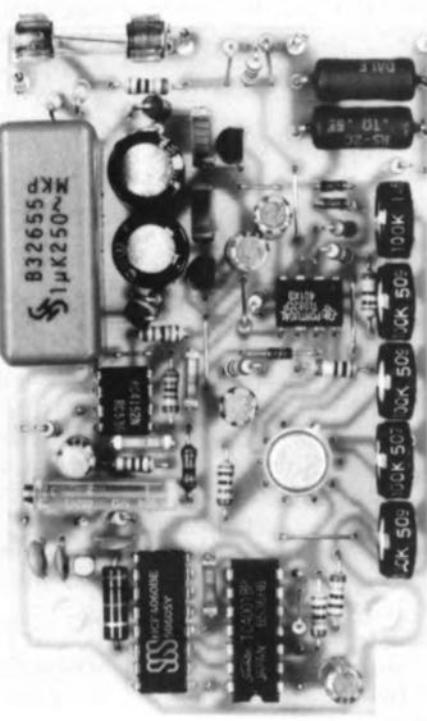
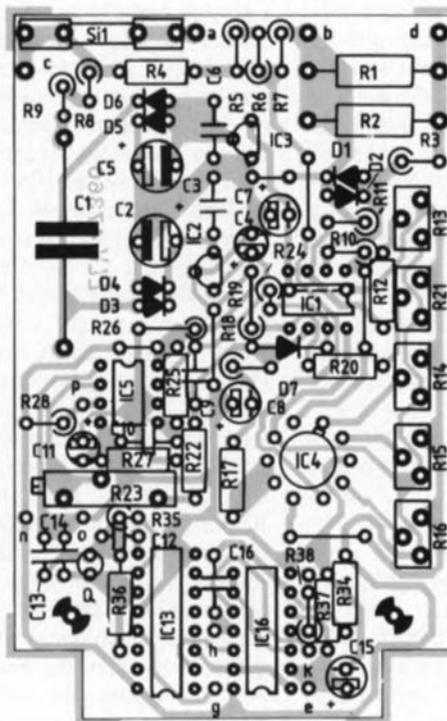


Figure 4. Implantation des composants de la platine principale. Le montage étant en liaison directe avec le secteur, il faudra prendre les précautions de circonstance.

environ; on procède alors à l'étamage des 3 premières broches mentionnées. Nous reviendrons un peu plus loin au pourquoi de ce processus.

Une fois terminée l'implantation des composants sur les différentes platines, on en interconnectera deux à deux les points de même dénomination allant de "e" à "p"; on utilisera pour ce faire du fil de câblage souple (0,25 mm). Attention: il existe trois points "n" et "o"; il faudra donc relier trois à trois les 3 points de même nom. Note: le point non-identifié se trouvant à proximité de la résistance R38 est le point "i". Il faudra le relier au point correspondant de la platine de l'affichage. Ne vous inquiétez pas de la présence d'un double k de part et d'autre du point "k" ni de celle d'un double "h".

Les 3 points "DP1", "DP2" et "DP3" de la platine du commutateur sont à relier directement aux broches 8, 12 et 16 respectivement de l'afficheur LCD à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage qui traverse l'orifice prévu à cet effet (voir figure 3.)

Les points "a" et "b" sont reliés aux broches de la fiche secteur incorporée, les points "c" et "d" l'étant à sa prise secteur (là où viendra s'enficher la prise de la charge). Pour ces 4 liaisons on utilisera du fil de câblage semi-rigide de 1,5 mm de section, épaisseur qui permet le passage des 10 A requis.

Facultatif :

Il reste, pour finir, à mettre en place, côté pistes, une résistance de 1 M $\Omega$  (R40) à placer en parallèle sur le condensateur C1. Cette résistance permet une décharge rapide de C1 lorsque l'on sort l'énergiegraphe de la prise secteur murale.

### L'aspect mécanique des choses

La fixation des 3 platines dans le boîtier se fait à l'aide de 2 vis M3x40 associées à 4 entretoises de 20 mm. Les deux vis introduites dans la platine du commutateur sont dotées de 2 entretoises raccourcies à 13 mm et de 2 entretoises de 20 mm, avant de venir s'implanter, à travers les orifices prévus à cette intention dans la platine principale, dans les trous correspondants présents dans le fond du boîtier. On a ainsi fixé solidement les 2 platines inférieures dans le boîtier. Normalement elles devraient être séparées l'une de l'autre de 33 mm.

Il reste à fixer la platine de l'affichage sur le montage en gigogne effectué précédemment. Comme

l'illustre la photographie en fin d'article, une vis M3x20 et son écrou associé à une entretoise raccourcie à 12 mm et l'affaire est réglée.

Pour éviter qu'un utilisateur potentiel n'entre en contact avec l'intérieur du montage et également protéger l'affichage contre les chocs, il faudra placer une fenêtre de plexiglas de 2 mm d'épaisseur devant l'affichage. Le boîtier comporte une fenêtre en face de laquelle apparaît l'affichage.

La figure 5 illustre clairement la construction adoptée. Est-il nécessaire de préciser qu'il est dangereux d'enficher le montage, boîtier non fermé, dans une prise secteur? Non? Faisons-le quand même vu les risques encourus.

### L'étalonnage

Pour pouvoir procéder à un réglage précis du montage, il faut l'alimenter, soit par l'intermédiaire d'une source de tension alternative de 25 V (transfo secteur), soit par l'intermédiaire d'une source de tension continue symétrique de  $\pm 15$  V. Cette approche a l'inconvénient de ne pas permettre le test de bon fonctionnement de l'alimentation elle-même construite à l'aide de R8, R9, C1, D3 à D6.

Le réglage du montage ne fait pas appel à un appareillage coûteux puisqu'il suffit de régler la tension de compensation des différents amplificateurs opérationnels et les facteurs d'échelle pour les mesures de puissance.

Le test de l'énergiegraphe se fait à l'aide d'une alimentation (de laboratoire) autonome, donc sans que cet appareil ne soit relié directement à la tension du secteur. On commence par appliquer la tension d'alimentation au montage. Si l'on utilise une tension alternative de 25 V, il faudra extraire C1 et souder, au point nodal de C1, D3 et D6, l'une des broches d'une résistance de limitation de 150  $\Omega$ . On applique ensuite la tension alternative entre la seconde broche de cette résistance et la masse (point "b"). On devrait alors mesurer aux sorties de IC2 et IC3 une tension symétrique de  $\pm 15$  V. On peut admettre une différence de quelque  $\pm 0,6$  V.

Si au contraire, on fait appel à une alimentation continue symétrique de deux fois 18 V, on pourra laisser C1 en place. Le pôle positif de la tension d'alimentation est appliquée à la borne positive du condensateur C2, la tension négative l'étant à la borne négative de C5, la masse

commune étant elle appliquée au point "b". Attention à bien ajuster les tensions de sortie de l'alimentation; elles doivent être comprises entre +17 et +18 V et -17 et -18 V respectivement. Une tension supérieure à 18 V risque d'entraîner une destruction de la diode zener, une tension moindre ne permettant pas le fonctionnement correct des régulateurs intégrés. Si votre alimentation dispose d'une limitation de courant, réglez-la à 50 mA. La tension positive est appliquée au pôle positif de C2, la tension négative devant l'être au pôle négatif de C5. La consommation du montage devrait être comprise entre 20 et 30 mA.

On peut maintenant compenser la tension de dérive (*offset*) de OPI à l'aide de l'ajustable R13. On relie la ligne COM (masse) d'un multimètre positionné en mode voltmètre au point "b" et sa ligne positive (rouge) à la broche 1 de OPI. On recherche ensuite pour l'ajustable R13 la position qui produit à la sortie de l'amplificateur opérationnel une tension de 0 V, à  $\pm 1$  mV près.

On peut ensuite compenser l'*offset* de IC4. Pour ce faire on ajuste la position de R15 de manière à mesurer une tension de 0 V  $\pm 1$  mV à la sortie de IC4 (broche 4). Ce réglage effectué, il faut appliquer une tension alternative de  $\pm 5$  V à  $\pm 7$  V de fréquence comprise entre 50 et 100 Hz à la broche 2 de OPI, ceci à travers une résistance de 100 k $\Omega$ . La seconde ligne de la source de tension alternative est à relier à la masse du montage (point "b"). On doit trouver à la sortie de l'amplificateur le signal appliqué à l'entrée, avec un certain déphasage cependant. Ce même signal est également disponible à la broche 1 de IC4. Par action sur l'ajustable R16, on recherche le minimum du signal de sortie de IC4 (broche 4), réglage qui pourra se faire soit à l'aide d'un multimètre (millivoltmètre) soit à l'aide d'un oscilloscope. Une fois effectué le réglage de R16, on pourra décrocher le signal alternatif de la broche 2 de l'amplificateur opérationnel.

On peut maintenant connecter la tension alternative (sans passer par une résistance additionnelle de 100 k $\Omega$ ) à la broche 6 de IC4. On joue cette fois-ci sur l'ajustable R14 pour réduire au minimum le signal de sortie de IC4. Une fois ces deux réglages faits, on pourra vérifier si la sortie est bien restée à 0 V. Il peut être nécessaire de devoir jouer quelque peu sur la position de R15. Sachant que les réglages de ces trois

ajustables influent l'un sur l'autre, il peut être nécessaire de devoir reprendre les réglages un certain nombre de fois avant d'avoir atteint le résultat optimal.

Si cette première étape du réglage se passe comme prévu, on pourra procéder au réglage de l'offset du convertisseur tension/fréquence. On recherche pour l'ajustable R21 la position produisant tout juste un basculement de la tension de sortie de +14 V à -0,6 V. Même après un intervalle de 10 minutes, l'amplificateur opérationnel ne doit pas avoir rebasculé.

Il existe une autre technique de réglage de R21; on donne à cet ajustable une position légèrement trop haute jusqu'à ce que l'amplificateur opérationnel se mette à osciller lentement. On joue ensuite progressivement sur la position de R21 jusqu'à ce que la fréquence soit de 0. Une fois ceci obtenu, le réglage est optimal. Si l'on poursuit très légèrement la rotation de R21, on force le convertisseur tension/fréquence non pas à travailler à partir de zéro, mais à partir d'une légère tension de polarisation (10 à 20 mV). Chaque pas de 10 mV de tension d'entrée introduit une erreur de mesure de 0,1% environ.

Le dernier réglage à effectuer est celui du convertisseur tension/fréquence; il s'effectue par l'intermédiaire de l'ajustable R23. Comme le multiplicateur analogique (IC4) utilisé peut multiplier non

seulement des tensions alternatives mais aussi des tensions continues, on pourra, lors de l'étalonnage, s'aider d'un courant et d'une tension continue. Pour ce réglage on branche aux bornes des résistances R1 et R2 une alimentation additionnelle capable de fournir un courant compris entre 2 et 10 A. On applique entre les extrémités des résistances R4 à R7 prises en série, une tension de l'ordre de 190-200 V. Si l'on n'a pas une telle tension à sa disposition, on peut également utiliser une tension de 50 V. L'inconvénient de cette seconde approche est que le réglage ne se fait pas à la valeur limite de sorte que la précision en souffrir. L'erreur de mesure de  $\pm 1$  chiffre est directement proportionnelle à l'importance de la consommation de puissance.

Lors du réglage il est important de s'assurer que les polarités de la tension et du courant utilisés soient les mêmes.

Une fois les deux alimentations connectées, il est facile, à l'aide de la formule  $P = U \times I$ , de calculer la valeur qui devrait apparaître sur l'afficheur LCD lorsque le commutateur se trouve en position 1. Il suffit maintenant de jouer sur la position de l'ajustable R23 de manière à obtenir l'affichage effectif de la valeur calculée.

Si cette procédure de réglage vous pose des problèmes pour des raisons de non-disponibilité des alimentations nécessaires, il existe

une seconde technique de réglage. Pour ce faire il faut enficher l'énergiegraphe dans une prise secteur et connecter à sa prise incorporée une charge ohmique telle qu'un radiateur ou une ampoule à incandescence.

**Attention**, l'ensemble du montage se trouve en liaison avec le secteur ! On multiplie la tension mesurée aux bornes de l'ampoule par la valeur du courant qui la traverse et on ajuste R23 de manière à ce que l'afficheur indique la valeur calculée lorsque le commutateur se trouve en position 1. S'il s'avère impossible de régler le montage par action sur R23, sa plage étant insuffisante, on pourra adapter la valeur de la résistance R22; sa valeur peut être comprise entre 4k $\Omega$ 7 et 15 k $\Omega$ .

Une fois le réglage terminé, on pourra refermer le boîtier. L'énergiegraphe est prêt à l'emploi.

À partir d'aujourd'hui, vous n'aurez plus d'excuse si vos factures d'électricité vous paraissent trop salées.

Note: En cas de problèmes de comptage en position 100 et/ou 10 000 kWh, on pourra procéder à la correction suivante: placer un condensateur de 100 pF entre la sortie 11 de IC6 et la masse; intercaler une résistance de 10 k $\Omega$  entre la sortie 11 de IC6 et le point nodal R29/broches 11 de IC6 et 10 de IC7; faire passer alors la valeur de R29 à 10 k $\Omega$ . Faire de même pour la sortie 11 de IC7. R30 passe alors elle aussi à 10 k $\Omega$ .

Minitel  
3615  
+  
ELEKTOR

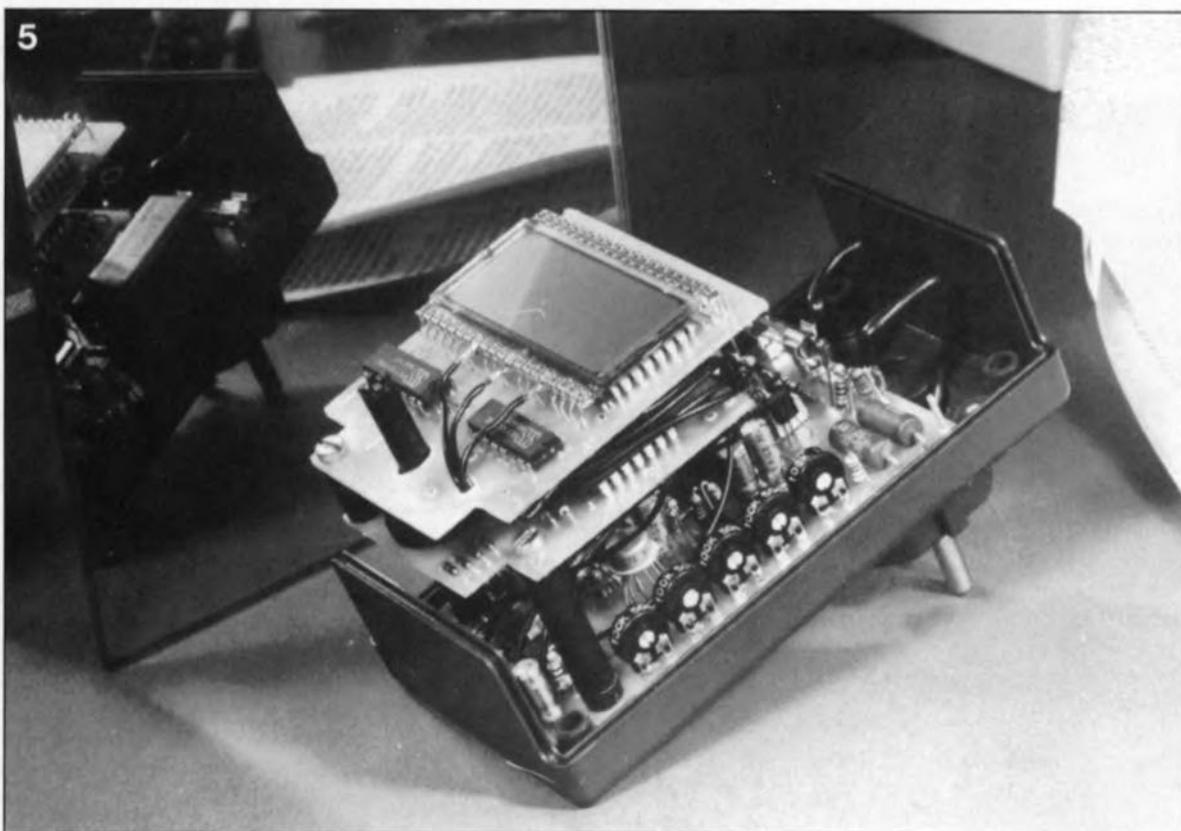
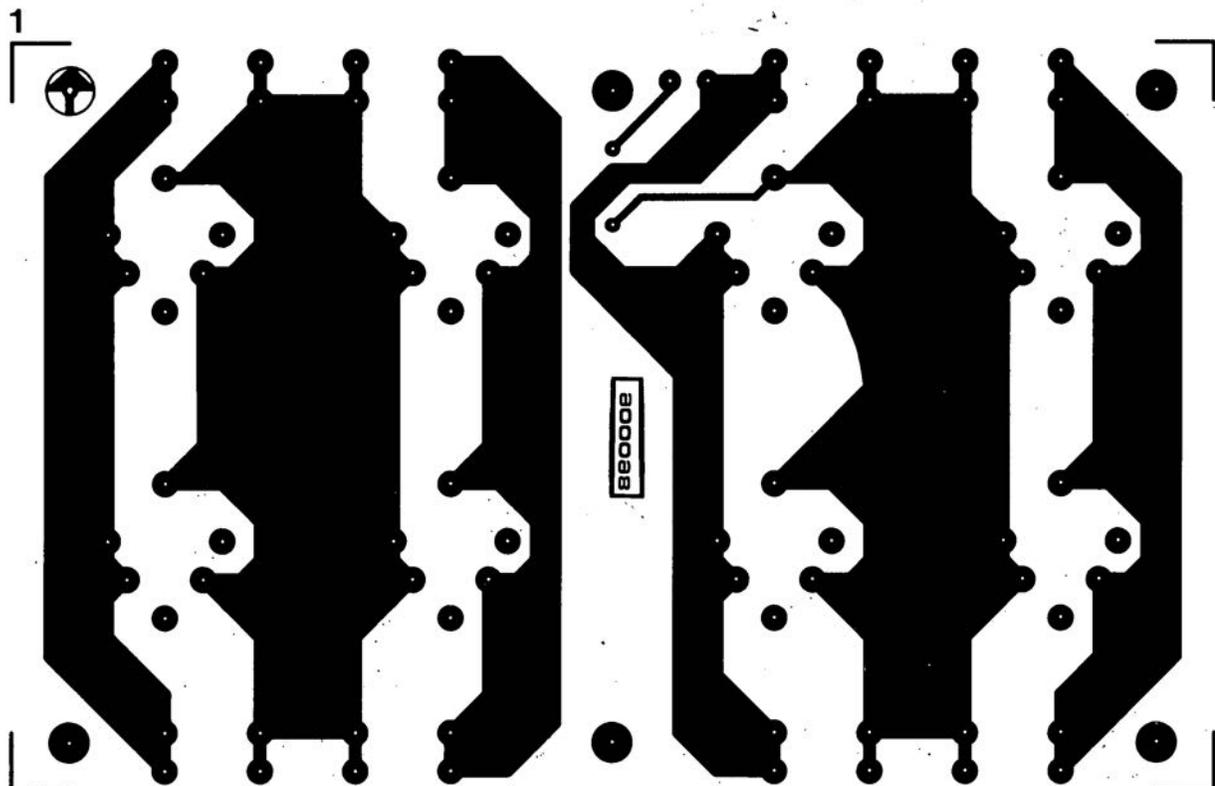
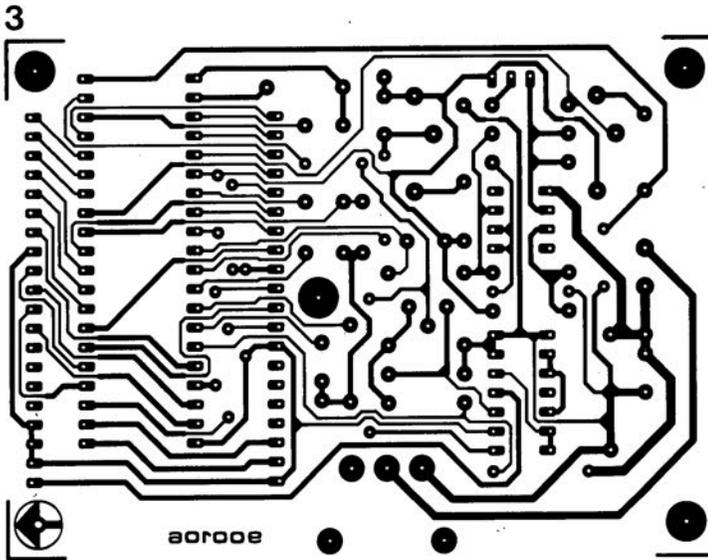
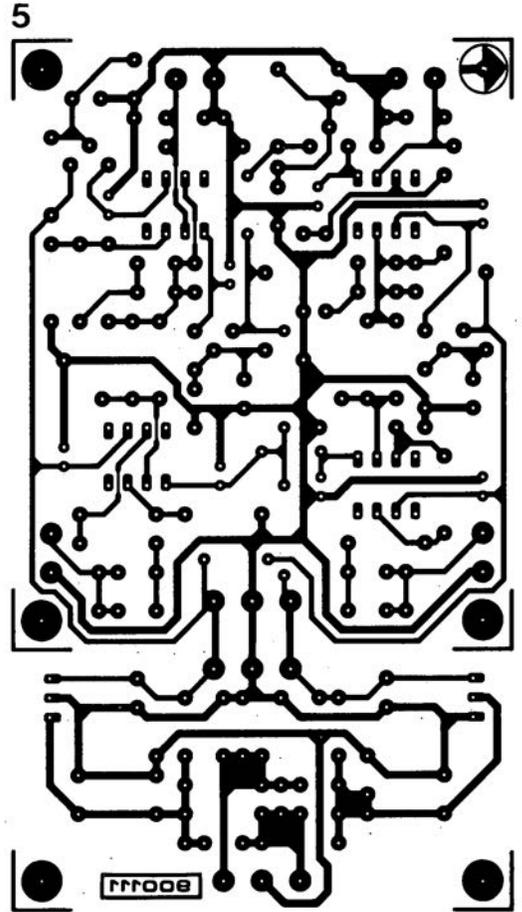
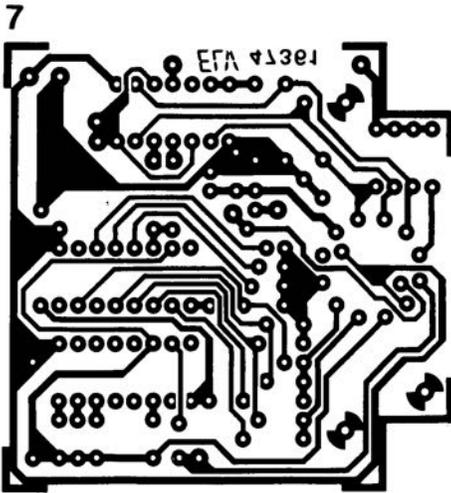
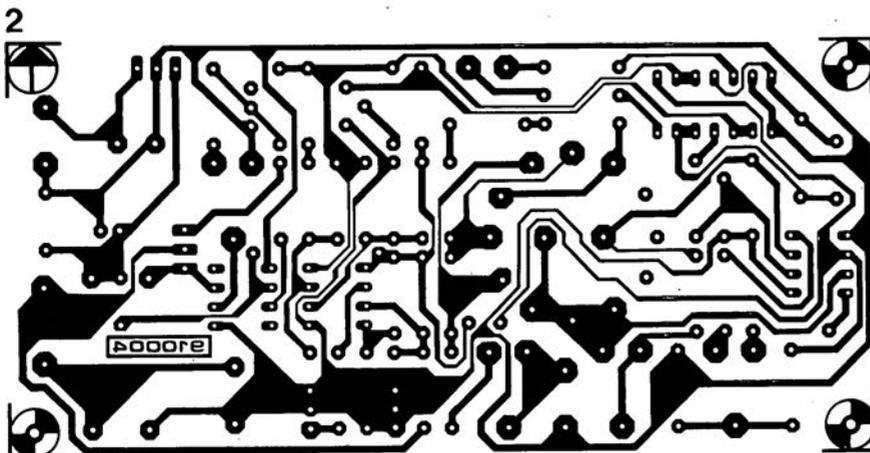
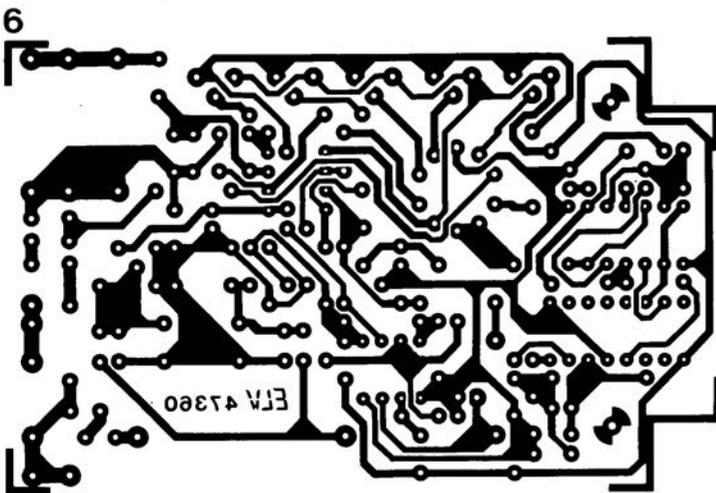
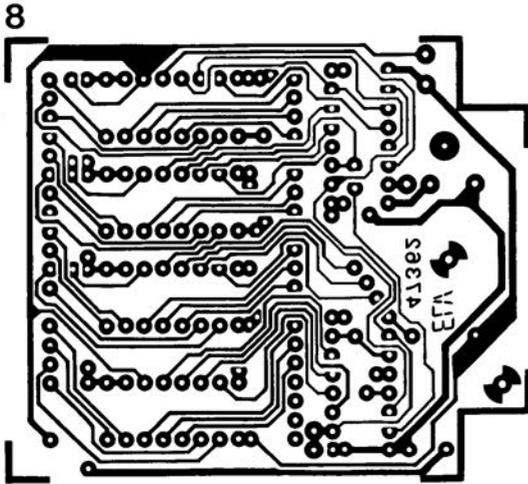
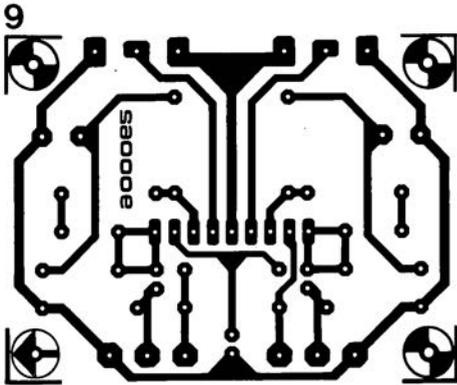


Figure 5. Photographie d'un exemple terminé de l'énergiegraphe; il ne faudra pas le relier au secteur avant d'en avoir fermé le boîtier.

# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiographe: circuit principal
- 7 énergiographe: platine du commutateur
- 8 énergiographe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

amplificateur High Tech 2 x 100 W/4 Ω

# The Discret

2<sup>ème</sup> partie

le côté pratique des choses

La réalisation d'un amplificateur de puissance haut de gamme n'est à la portée du commun des mortels qu'à deux conditions impératives: utiliser les composants prévus et travailler avec un soin et une précision dignes d'un diplôme de "meilleur ouvrier de France".

Dans ce second article nous allons voir ce à quoi il faudra faire attention lors de l'achat des différents composants, donner quelques conseils et astuces de réalisation et bien entendu vous proposer le plan de câblage pour que vous disposiez, en fin d'opération, d'un amplificateur stéréophonique.

Nous ne doutons pas le moins du monde qu'un bon nombre d'entre nos lecteurs a lu avec le plus grand intérêt le premier article consacré à "The Discret". Nous en arrivons maintenant à l'essence même d'Elektor, puisqu'il s'agit de la réalisation d'un montage; ce n'est pas sans raison que la couverture de chacun de nos numéros comporte un slogan auquel nous sommes très attachés: Elektor, le magazine de l'électronicien créatif. Nous allons,

de manière à vous éviter toute mauvaise surprise, faire de notre mieux pour effectuer une description aussi précise que possible de la construction de l'ensemble de l'amplificateur. Pour peu que vous fassiez partie des amateurs de réalisations personnelles de niveau supérieur à la sempiternelle roulette électronique ou balise nocturne, vous aurez sans doute déjà appris, par expérience, qu'il est plus facile de faire "tout faux" que "tout bien".

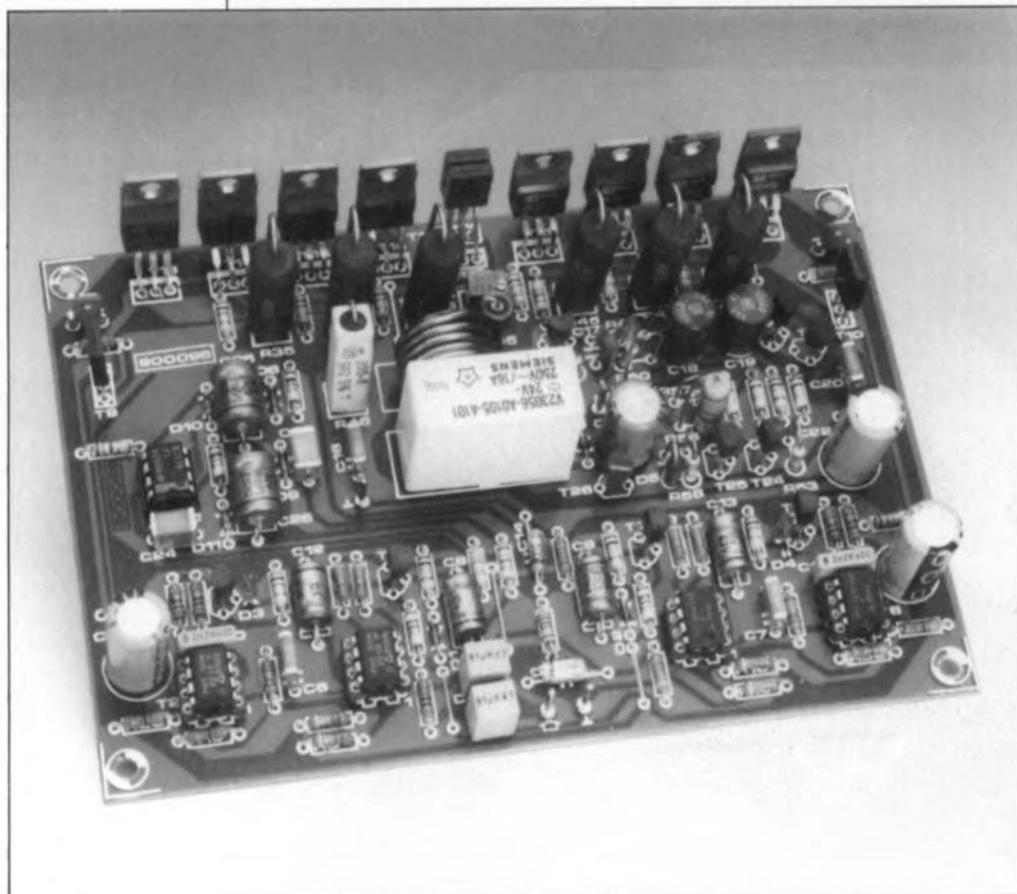
Une petite erreur dans le placement d'un simple câble de liaison, il n'en faut pas plus pour être confronté à de gros problèmes de ronflement, situation qu'auront sans doute connu de nombreux réalisateurs d'amplificateurs haut de gamme.

## L'implantation des composants

Le circuit imprimé représenté en figure 4 (1<sup>ère</sup> partie) reçoit tous les composants mentionnés dans le schéma de la figure 2 y compris le relais de sortie. Il ne restera plus ensuite à mettre dans le coffret que l'alimentation, les différents dispositifs de visualisation, l'interrupteur secteur et d'effectuer les connexions correspondantes.

Nous vous recommandons instamment de bien lire les deux articles consacrés à ce montage avant d'en entreprendre la réalisation. Vous serez alors en mesure de faire le bon choix quant aux composants à commander.

Les transistors doubles (T1, T2, T5 et T6) ne sont pas bon marché mais à notre avis, indispensables si l'on veut réaliser un amplificateur "haut de gamme" présentant une stabilité digne de ce qualificatif. On pourra faire appel, pour ces transistors, aux SSM2210 et SSM2220 (de PMI), composants dont le prix n'est pas trop élevé. PMI fait d'autres transistors doubles, les MAT02 et MAT03, meilleurs encore mais malheureusement plus chers aussi (si l'on y regarde de près on remarque que les SSM sont en fait des exemplaires de MAT qui n'atteignent pas les spécifications sévères définies pour



ces derniers composants; leur gain est, disent nos mesures, légèrement plus faible).

Si l'expérimentation est votre pain quotidien, vous pourrez tenter votre chance et essayer d'utiliser des BC550/BC560 classiques. Il vous faudra dans ce cas effectuer des appariements de transistors sévères et procéder à leur accouplement deux à deux de manière à garantir une stabilité thermique acceptable. Il nous faut cependant avouer que des expériences faites dans ce sens se sont soldées par des résultats auxquels nous devons, à notre grand regret, attribuer le qualificatif de peu satisfaisants.

Quoi qu'il en soit, notre circuit imprimé a été conçu de manière à permettre n'importe laquelle de ces trois approches. On pourra implanter, aux emplacements prévus pour les quatre transistors doubles, des supports pour circuit intégré de bonne qualité (qui pourront le cas échéant prendre la forme de barrettes autosécables). La soudure directe des composants aux emplacements prévus sur le circuit imprimé constitue bien évidemment la solution offrant les meilleures garanties. La **figure 5** donne le brochage des différents types de transistors doubles utilisables et montre l'implantation à respecter pour chacun d'entre eux en fonction du boîtier concerné.

L'ajustable multitour P1 sera du type horizontal de manière à pouvoir y accéder une fois que la platine aura pris place dans le coffret.

La **figure 6** montre la self L1. On la fabrique à l'aide d'un morceau de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section et de 1 m de long que l'on embobine sur un corps de 12 mm de diamètre. Cette bobine comporte trois couches: on commence par faire 7 spires dans un sens, suivies de 6 nouvelles spires dans l'autre, suivies à nouveau de 5 spires dans le même sens que les 7 premières. Cette opération terminée, on peut extraire le corps qui a servi de support pendant la confection de la self puisque le but de la manoeuvre est de fabriquer une bobine à... air.

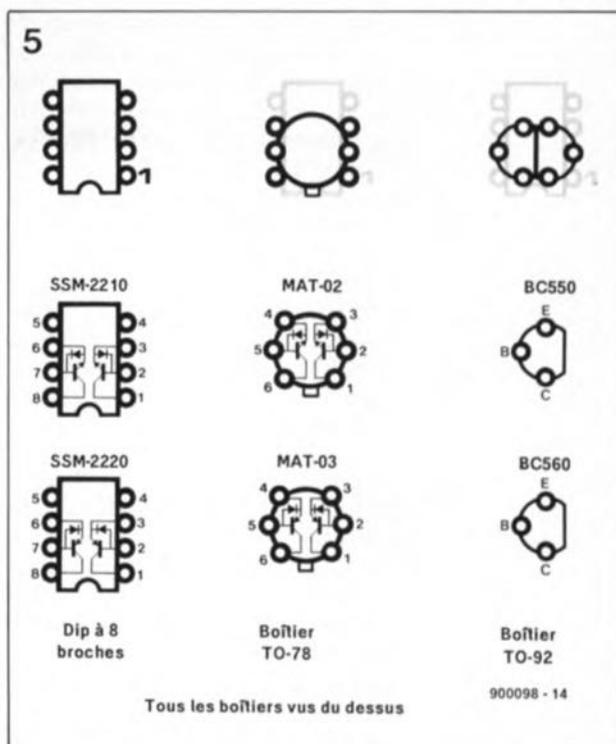
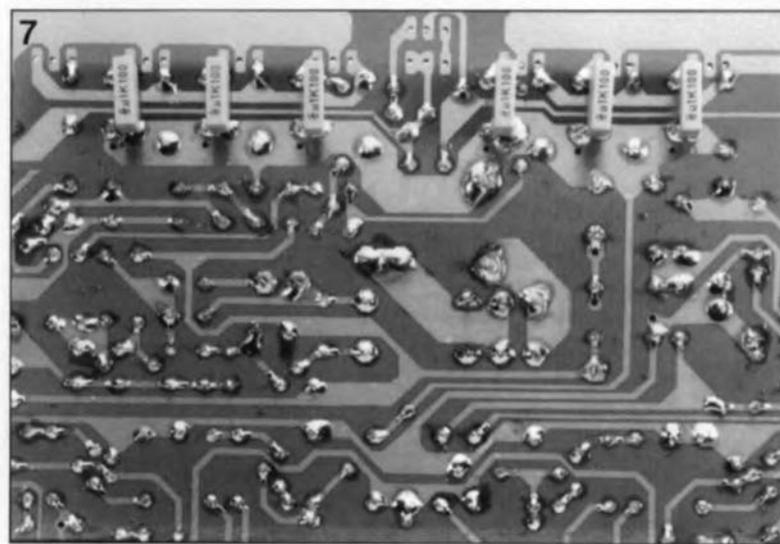
La LED de visualisation D7 prend place sur la face avant du coffret. La platine recevra donc, aux emplacements marqués D7, une paire de picots. Certaines des petites résistances et toutes les résistances 5 W sont implantées verticalement. Il peut se faire, dans le cas des résistances de 5 W, que l'une de leurs

connexions soit trop courte. On la prolongera à l'aide d'un morceau de connexion récupéré ailleurs.

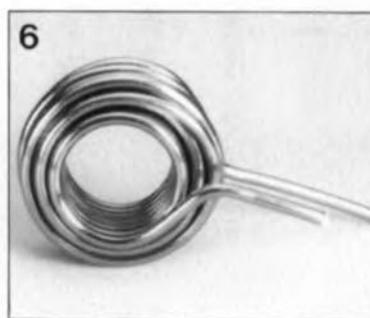
Les résistances d'émetteur des transistors de puissance, R35, R37, R39, R41, R43 et R45 doivent être des résistances à inductance très faible. Les Japonais utilisent des petits blocs blancs (voir le LFA 150 "VIRGIN" n°125 et 126, novembre et décembre 1988); l'expérience nous a malheureusement appris que l'approvisionnement de ce type de composant constituait un gros (euphémisme) problème. Il existe une autre source pour les résistances à inductance faible: Dale dont les types NS5 ont l'inconvénient de coûter relativement cher (et d'avoir des connexions trop épaisses pour entrer dans les orifices prévus sur la platine, orifices qu'il faudra donc agrandir).

L'amateur de Hi-Fi éclairé ne regarde pas à quelques francs près. Il existe heureusement une autre solution tout à la fois plus économique et de niveau de qualité équivalent. On pourra utiliser des résistances 5 W cimentées classiques associées à un condensateur de 100 nF monté en parallèle sur chacune d'entre elles et soudé côté pistes de la platine. Comme vous le prouvera l'examen du circuit imprimé, c'est aussi une solution à laquelle nous avons pensé. La **figure 7** montre l'implantation de ces condensateurs entre la résistance et le transistor concerné.

Les transistors de commande (*driver*) T9 et T10 sont dotés d'un radiateur que l'on pourra éventuellement soutenir mécaniquement et qu'il faudra impérativement isoler électriquement. On pourra doter les transistors T4 et T8 d'un radiateur en étoile pour en favoriser le refroidissement.



Les transistors T11 à T20 prennent place sur l'un des bords de la platine, disposition qui en permet une fixation plus aisée sur le radiateur de dimensions impressionnantes (160 x 75 mm). On pourra utiliser les broches centrales des transistors de la platine comme gabarit de perçage car leur espacement est le même que celui des orifices de fixation des transistors sur le radiateur. Cet orifice devrait se trouver à quelque 18 mm au-dessus



**Figure 5.** Brochage, structure interne et implantation des différents types de transistors doubles utilisables dans ce montage.

**Figure 6.** La self de sortie comporte 18 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section réalisées sur un corps de 12 mm de diamètre.

**Figure 7.** Si l'on ne veut pas utiliser des résistances à inductance faible coûteuses, on pourra faire appel à des 5 W ordinaires que l'on associera à des condensateurs de 100 nF implantés côté pistes. Nous avons prévu cette solution aussi.

de la platine. Il est sensé de ce fait de commencer par acheter un coffret et les radiateurs pour voir comment disposer ces différents composants l'un par rapport à l'autre. Si l'on utilise le boîtier et les radiateurs proposés dans la liste des composants, on dispose, après fixation des radiateurs sur la face arrière, d'un espace central de quelque 100 mm où trouveront place l'embase secteur, les embases cinch et les embases destinées à la connexion des haut-parleurs (enceintes).

Une fois trouvée une disposition satisfaisante, on procédera au perçage des orifices dans le radiateur (on notera que le corps du modèle de radiateur de la liste des composants fait 1 cm! d'épaisseur). La meilleure solution consiste à doter ces radiateurs d'un filetage pour vis M3, sachant qu'il est pratiquement impossible d'utiliser des écrous avec des radiateurs dotés d'ailettes de refroidissement de 30 mm de profondeur. Le montage des transistors se fera avec isolation. On préférera la combinaison plaquette de céramique + rondelle enfichable isolante à l'association plaquette de mica + rondelle, sachant que la résistance thermique de cette dernière est plus importante. On utilisera bien entendu (modérément est-il nécessaire de le préciser?) de la pâte thermoconductrice. Les transistors T11 et T12 appel-

lent quelques remarques. La mise en place de ces deux composants se fera de manière à ce qu'il soit possible de les fixer au radiateur à l'aide d'une unique vis (et rondelle d'isolation). Une fois trouvé le positionnement correct des différents sous-ensembles du montage, radiateur, platine, transistors, on replie légèrement les pattes des transistors de manière à ce que leur dos viennent se fixer parfaitement sur le radiateur, que la platine fasse alors un angle droit avec celui-ci et que les orifices de fixation soient à 18 mm de la platine. Lorsque ces différentes exigences sont satisfaites, on pourra souder les transistors en place.

La **figure 8** montre clairement de quoi il retourne. La pratique nous a appris que la meilleure solution consistait à vérifier de temps à autre en cours de progression que les différentes parties du montage sont compatibles les unes avec les autres pour terminer par l'ultime opération qui consiste à fixer les transistors sur le radiateur. La connexion des câbles d'alimentation et de ceux allant aux haut-parleurs se fait par l'intermédiaire de cosses isolées du type de celles utilisées en automobile car ils doivent véhiculer des courants importants.

Puisque nous avons passé en revue les points critiques de ce montage, il ne nous reste plus maintenant qu'à

aborder enfin la partie intéressante de ce montage, la réalisation de ses platines.

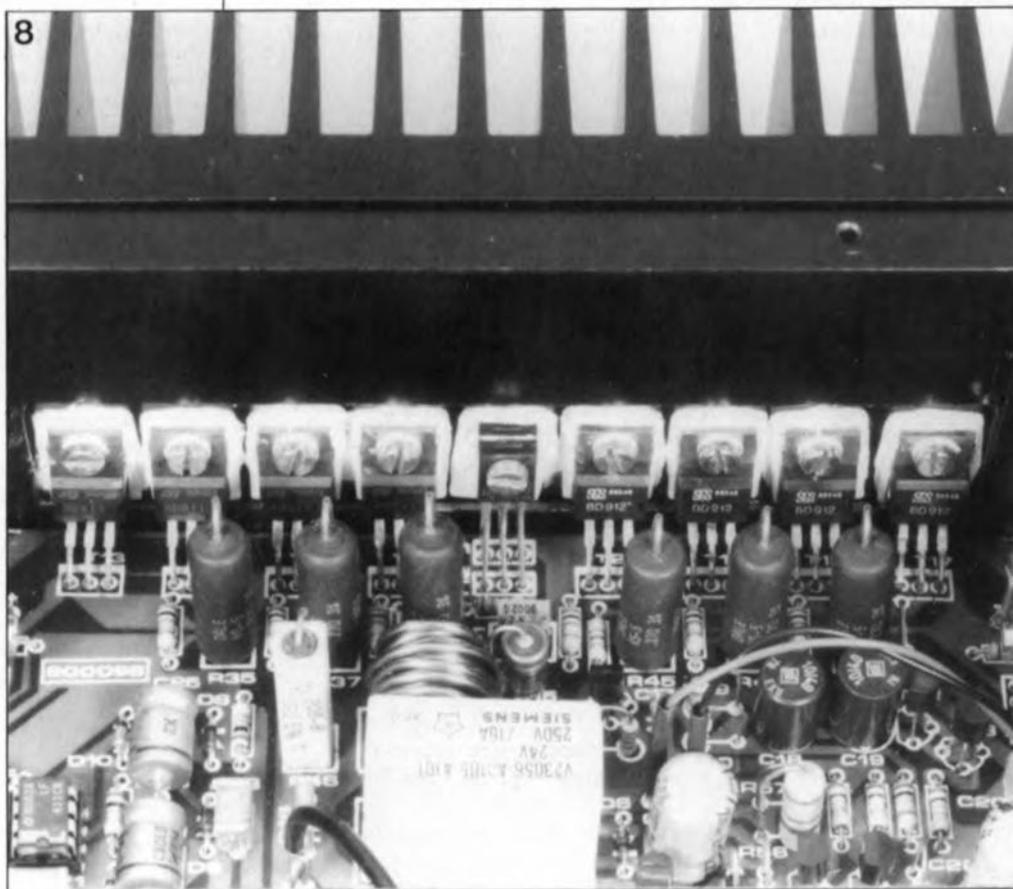
## Tout dans un boîtier et un boîtier pour tous

Comme l'illustre la photographie au début du premier article, la version stéréo (à deux alimentations mono-phoniques) prend place dans un boîtier 19" de 2 unités de haut (face avant de 48,3 x 8,8 cm). Il s'agit du même boîtier ESM que celui utilisé pour "The Preamp". La face arrière permet la mise en place des deux radiateurs tout en laissant suffisamment de place pour y fixer les prises de toute nature évoquées plus haut. Notons au passage qu'il existe des boîtiers dotés de radiateurs intégrés dans les faces latérales (Monacor) mais leur prix est au niveau de leur beauté.

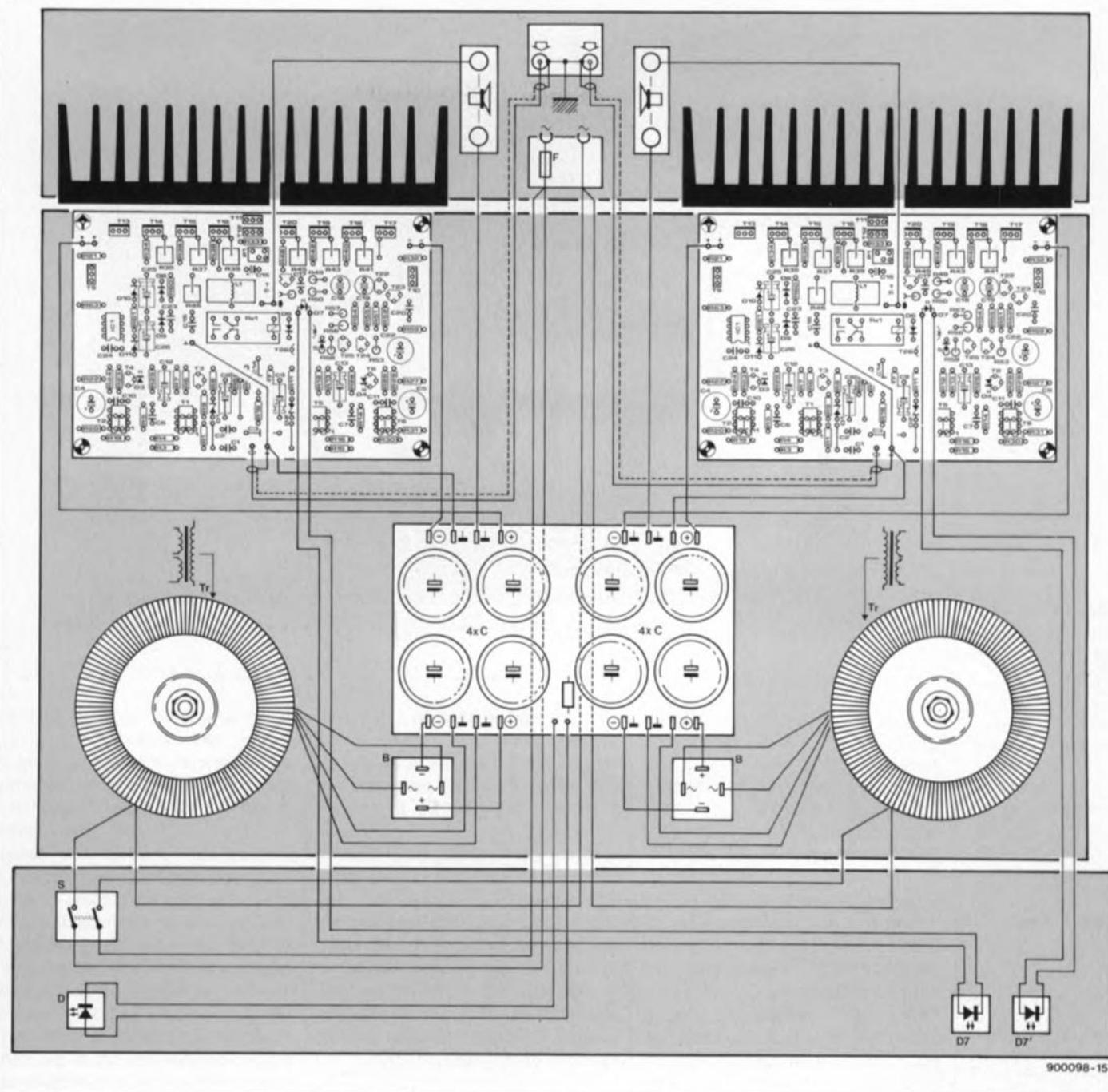
Nous supposons ici qu'il s'agit de la version à radiateurs arrières. L'interrupteur secteur est monté sur la gauche de la face avant. Il est surplombé par la LED de visualisation de la présence de la tension d'alimentation à laquelle elle est reliée directement par l'intermédiaire d'une résistance de 5k $\Omega$ . Sur la droite de la face avant nous trouvons les deux LED (vertes) signalant l'entrée en fonction du dispositif de protection. On implante une embase secteur à fusible incorporé dans le bas de l'espace libre entre les deux radiateurs. Au-dessus de cette embase on place les 4 embases destinées aux haut-parleurs (embase banane ou terminal isolé de bonne stature) entre lesquelles trouvent place les deux embases cinch (dorées ou non). On procédera, dans la face arrière, à la découpe de deux fenêtres destinées à permettre le passage des transistors lors de leur fixation au radiateur. Il vaut mieux, pour une fois, voir un peu trop large plutôt qu'un peu trop juste sous peine de risquer un contact entre les connexions des transistors et le boîtier.

Les transformateurs prennent place dans la partie avant du boîtier, devant les platines. Choisissez-en de bonne qualité pour éviter tout problème du point de vue de la sécurité. L'interrupteur secteur utilisé est bipolaire de manière à ce que chacun de ses circuits commande l'un des transformateurs, ce qui limite le courant circulant par chacun des contacts. Attention à effectuer une isolation correcte de toutes les parties du montage qui véhiculent la tension du secteur.

**Figure 8.** Les broches des drivers, des transistors de puissance et des "zener" sont repliées légèrement vers l'avant pour en permettre une implantation relativement aisée dans les orifices prévus à cette intention.



9



900098-15

Les ponts de redressement carrés prennent place entre les deux transformateurs; ils sont fixés à plat, broches en l'air, sur le fond du boîtier. Les condensateurs électrochimiques utilisés ont des connexions radiales; ceci facilite leur montage sur un circuit imprimé, qui prend ici la forme d'une platine d'expérimentation à pastilles. Les interconnexions nécessaires se feront sous la platine à l'aide de fil de cuivre de bonne section. Les cosses automobiles tomberont à point pour cette application aussi. Rien ne vous interdit bien entendu d'opter pour des condensateurs à écrous que l'on pourra coucher dans le fond du boîtier.

Le schéma de câblage de la **figure 9** montre les liaisons à effectuer entre

les différents sous-ensembles du montage. Si vous le respectez, vous réaliserez deux amplificateurs monophoniques parfaitement distincts montés dans le même boîtier. Le seul point où les masses de ces deux montages sont en contact se trouve aux embases cinch, point que l'on relie également au métal du coffret.

Si l'on veut réaliser une version monophonique de ce montage, il suffit de ne prendre que la moitié de la **figure 9**. Les lignes d'alimentation et celles allant aux haut-parleurs utiliseront des câbles de section suffisante, c'est-à-dire de 2,5mm<sup>2</sup>. Les entrées présentes sur les platines sont reliées aux embases cinch à l'aide d'un morceau de câble blindé (rien n'interdit de

souder les deux extrémités du blindage aux points correspondants). Il est important de veiller à la qualité du câble blindé si l'on veut éviter que sa capacité intrinsèque n'influe sur le réseau RC présent à l'entrée de l'amplificateur.

La photographie de la **figure 10** vous propose de plonger directement à l'intérieur de l'un de nos prototypes.

### Réglage et mode d'emploi

Avant de faire le grand saut dans l'inconnu que représente la mise sous tension de "The Discret", il est recommandé de procéder à certaines vérifications. Déconnectez les lignes d'alimentation aux points où elles sont connectées aux

**Figure 9. Plan de câblage pour la réalisation d'un amplificateur stéréophonique à alimentations distinctes pour les voies gauche et droite. Il est facile de déduire de ce plan de câblage les liaisons nécessaires à la réalisation d'une version monophonique.**

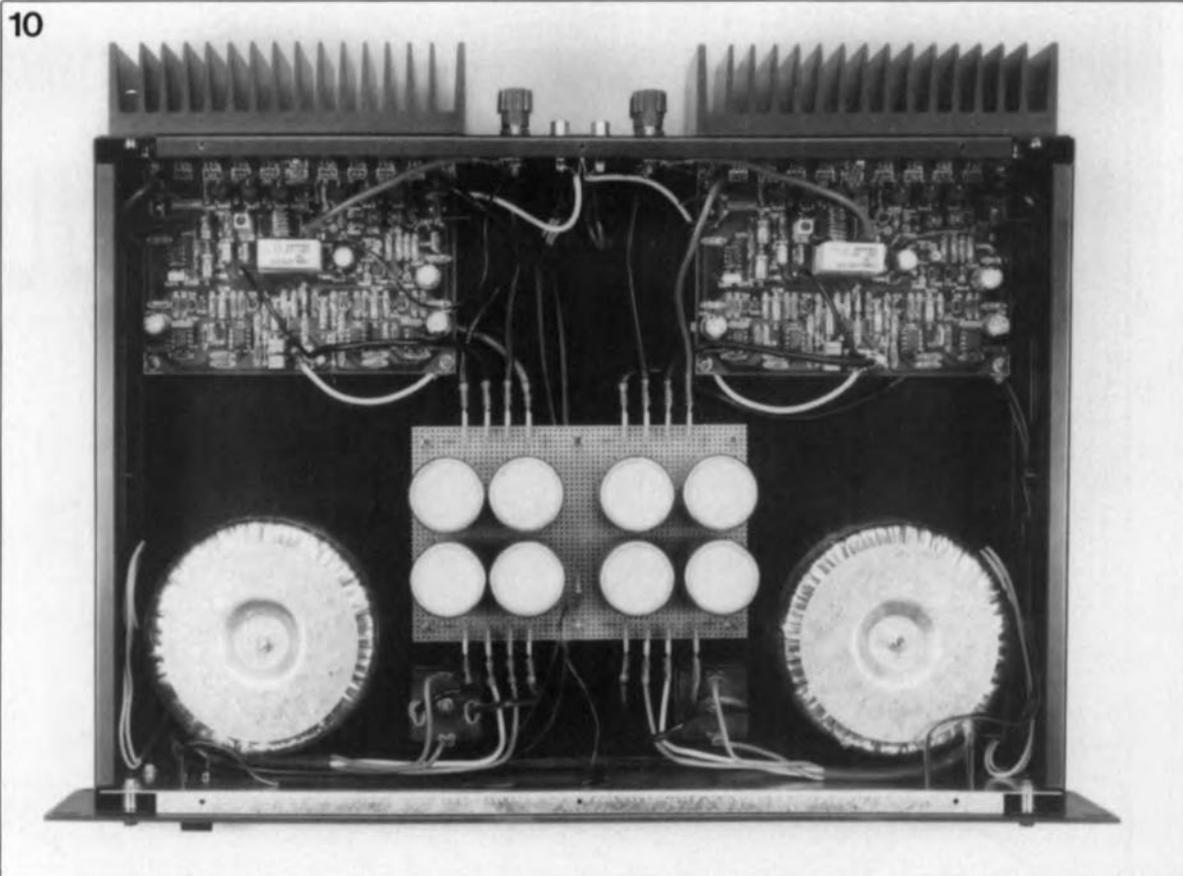


Figure 10. Un coup d'oeil plongeant dans l'un de nos prototypes.

platines de l'amplificateur et, en veillant à ne pas créer de court-circuit entre les lignes, mettez l'alimentation sous tension. La tension d'alimentation mesurée aux bornes de condensateurs électrochimiques devrait se situer entre  $\pm 32$  et  $\pm 38$  V.

Si la tension est bonne, on pourra décharger les condensateurs à l'aide d'une résistance avant de procéder à la reconnexion des lignes d'alimentation. On positionne l'ajustable P1 présent sur chacun des circuits imprimés à sa résistance maximale, position que l'on vérifiera à l'aide d'un ohmmètre! Si vous ne prenez pas cette précaution, il n'est pas exclu que lors de la première mise sous tension le courant de repos ait une valeur trop importante, situation qui présente sans doute certains inconvénients pour ne pas dire des risques certains. Ce positionnement effectué, vous pourrez basculer l'interrupteur marche/arrêt sur marche. Si vous préférez ne pas appliquer la totalité de la tension d'alimentation, vous pourrez prendre une résistance de  $15 \Omega/5$  W en série avec chaque ligne d'alimentation, tant la ligne positive que la ligne négative. Ce faisant le courant ne pourra jamais dépasser 2 A environ. Si les étages de sortie semblent se comporter correctement et qu'aucun composant ne chauffe inconsidérément, vous pourrez supprimer ces résistances de limitation du courant.

On peut ensuite, à l'aide d'un multimètre numérique, mesurer la tension aux bornes de la résistance d'émetteur. On ajuste, par action sur l'ajustable multitour P1, le courant de repos à 100 mA, valeur obtenue lorsque l'on mesure une tension continue de 9 mV aux bornes de la dite résistance. Si le calibre le plus faible de votre multimètre ne permet pas la mesure précise d'une valeur aussi faible, vous pourrez mesurer la tension qui règne aux bornes des résistances de  $15 \Omega/5$  W avant de les enlever. On devrait mesurer 2 V sur chacune de ces résistances.

Un examen, même superficiel, du schéma vous aura sans doute fait constater la présence d'un certain nombre de valeurs de mesure. Si vous voulez, pour vous assurer que tout fonctionne comme il faut, effectuer quelques vérifications, l'une des valeurs les plus intéressantes à contrôler est la tension présente à la base des transistors T9 et T10 (que l'on aura, de préférence, choisis appariés) ainsi que celles régnant aux bornes des résistances d'émetteur R21 et R32. Les valeurs relevées doivent être très proches de celles indiquées sur le schéma. Il faut en outre que la tension continue à la sortie de IC1 (broche 6) soit inférieure à 10 V. Si tel n'est pas le cas, il faudra diminuer la valeur de R62 à  $3k\Omega$ .

Le mode d'emploi de l'amplifica-

teur n'appelle pas de longues explications. Les valeurs attribuées aux composants sont telles que l'amplificateur est capable de fournir sa puissance nominale à une charge de 8 ou de  $4 \Omega$  et ceci continûment -c'est-à-dire pendant des heures sans interruption. Il faut éviter un mode de fonctionnement continu avec une charge nominale de  $2 \Omega$ ; vu la taille des radiateurs, il est préférable de ne pas dépasser quelques minutes; la taille de l'alimentation est en effet telle que la puissance musicale applicable à une telle charge dépasse les 170 W indiqués dans le tableau des caractéristiques techniques atteignant 200 W (mesurés à un signal sinusoïdal impulsional).

Nous n'avons pas l'habitude de faire l'éloge de nos réalisations; nous laissons ce plaisir à nos lecteurs. Écoutez par vous-même. Comme bien souvent, nos mesures sont conservatrices. Notre seul conseil: connectez de bonnes enceintes et un bon tuner et/ou préamplificateur à "The Discret" et savourez votre plaisir.

N'ayez pas crainte de nous faire part de vos observations et autres remarques, elles pourront nous servir lors de la mise au point de notre prochain amplificateur haut de gamme que nous baptiserons peut-être, au train où vont les choses, "The Haughty" (l'Orgueilleux). ■

# À la demande générale...

*Voici la platine des condensateurs de*

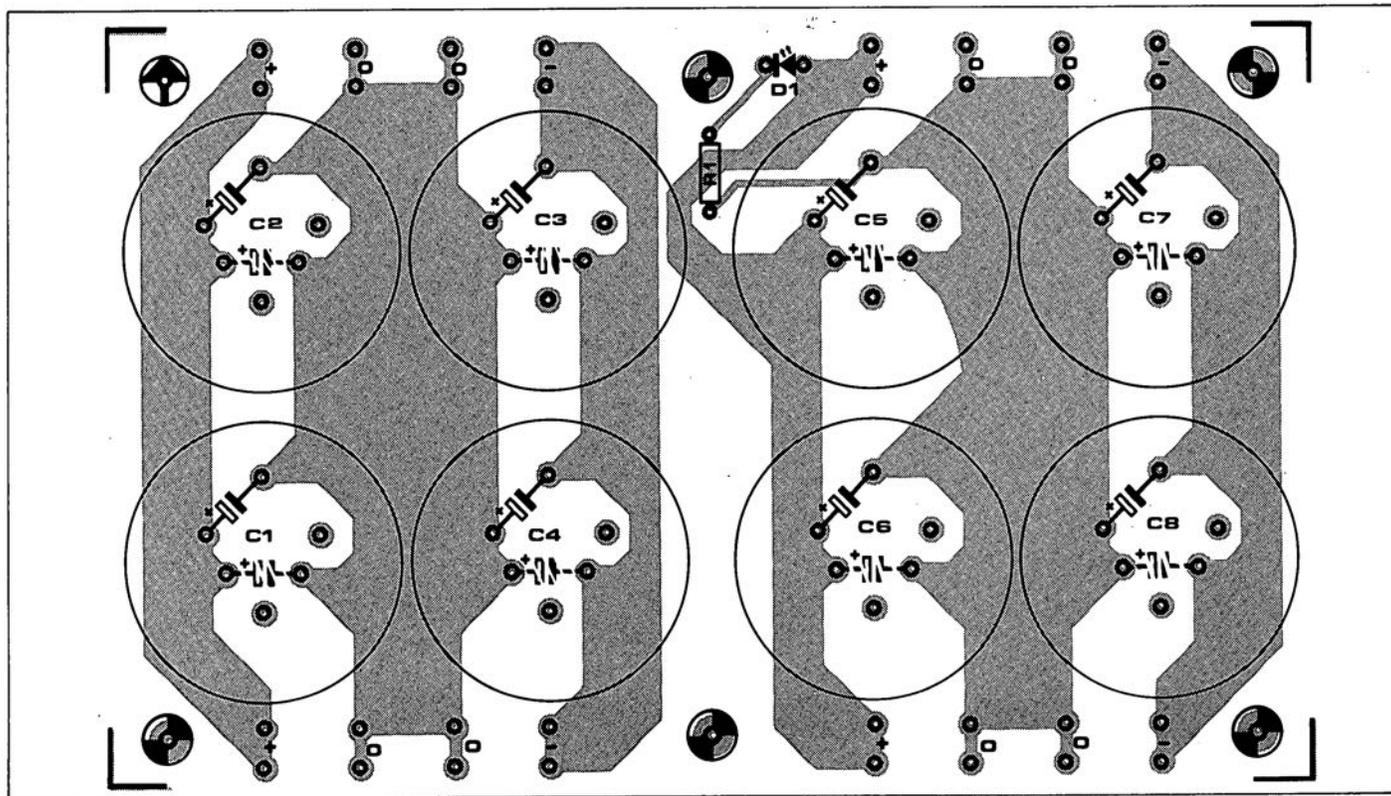
## The Discret

Une fois n'est pas coutume, la photographie de la couverture

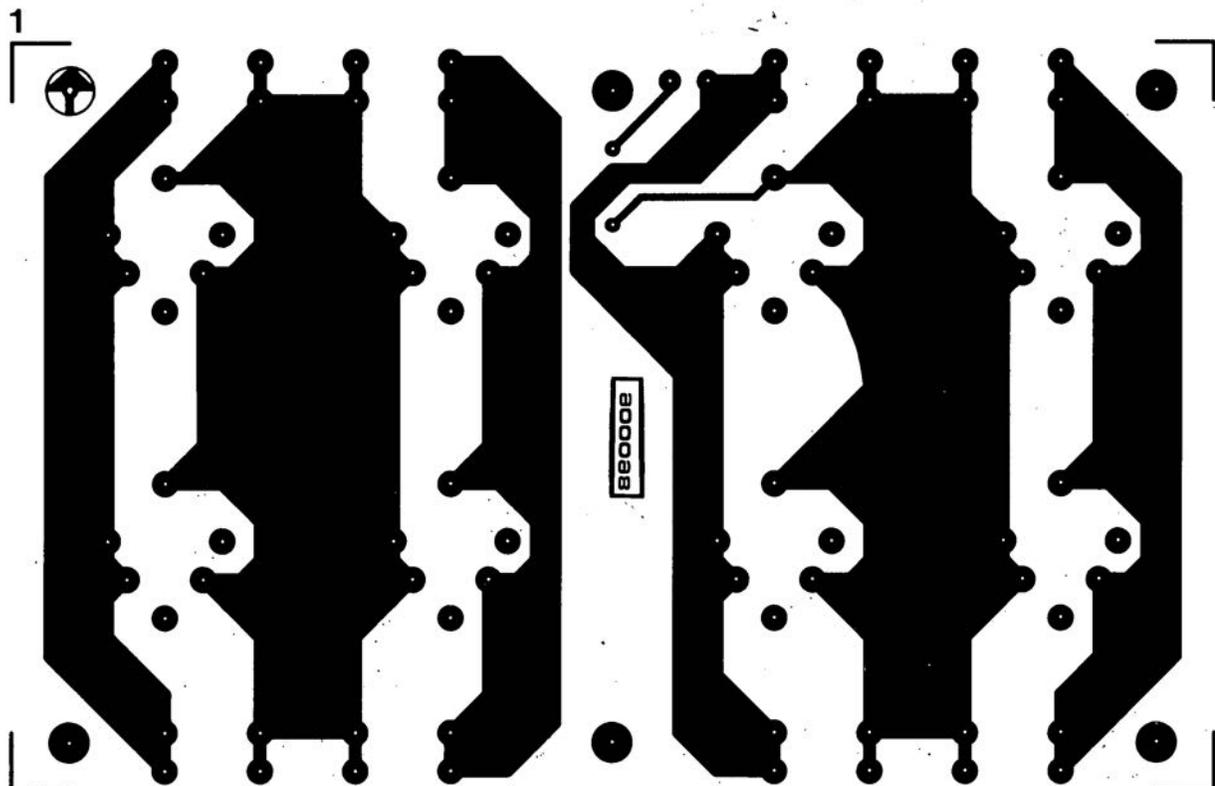
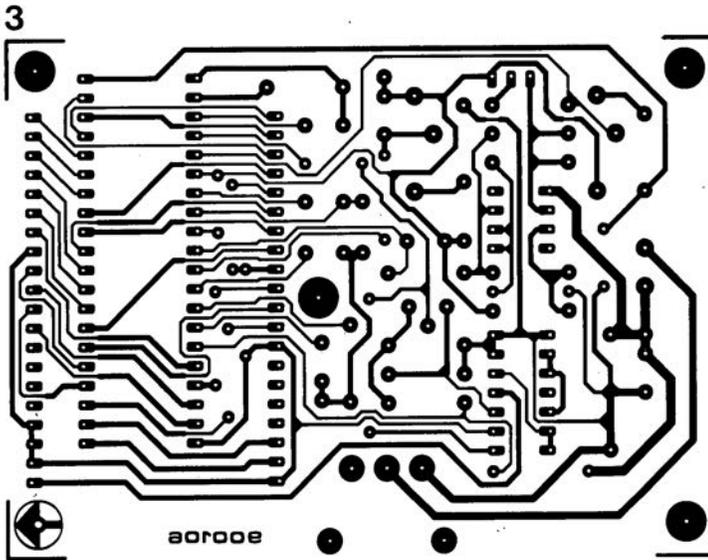
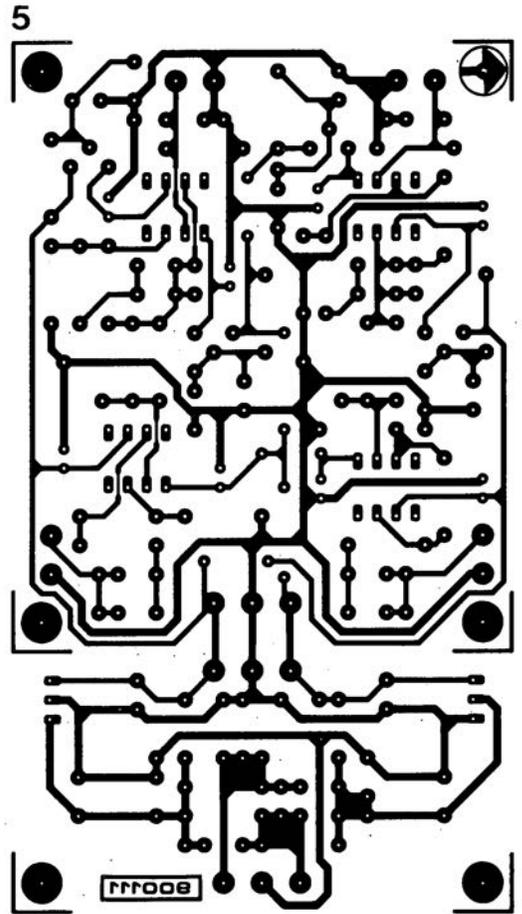
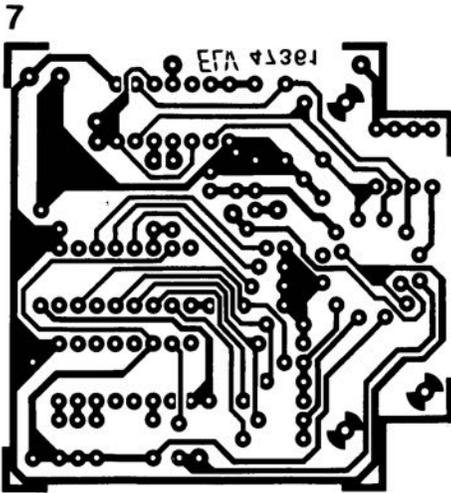
du numéro 148, octobre, nous a valu quelques remarques aigres-douces. Pourquoi ne pas avoir prévu de platine

pour les condensateurs de l'alimentation? Hé oui... Nous pensions qu'il s'agissait là d'une réalisation élémentaire. Vrai disent nos interlocuteurs, mais pour l'unité et la beauté de l'ensemble... Nous nous sommes faits à vos raisons: voici donc la sérigraphie de la

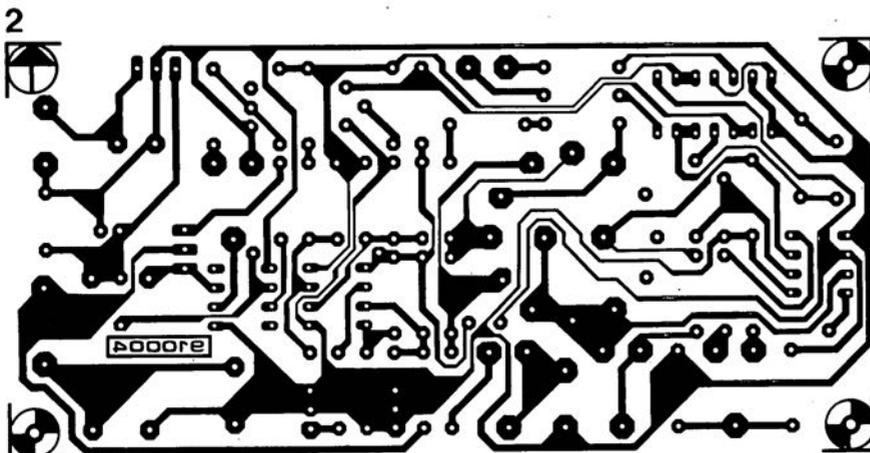
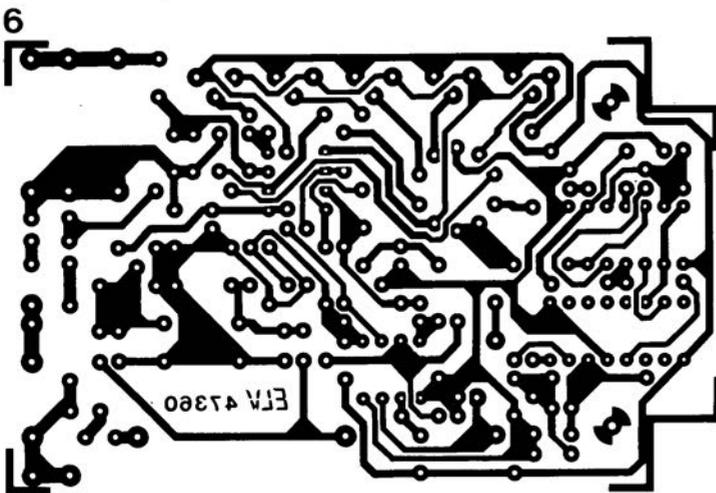
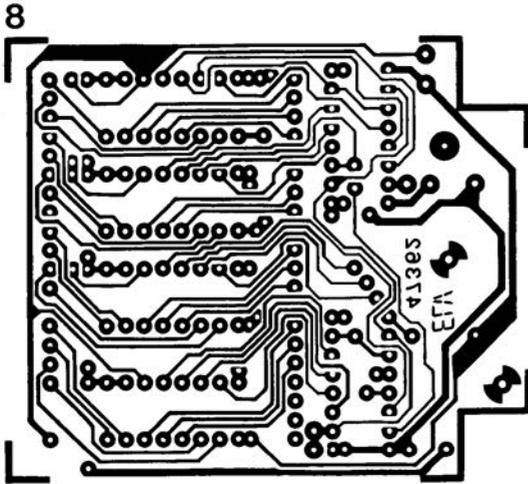
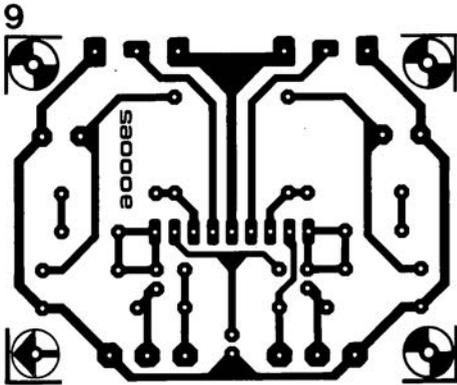
platine des condensateurs pour l'alimentation de The Discret, le côté pistes vous étant proposé dans les pages centrales.



# SERVICE



# SERVICE



- 1 The "Discret" : la platine des condensateurs
- 2 milli-Ω-mètre
- 3 thermomètre Pt100
- 5 préampli MD haut de gamme
- 6 énergiegraphe: circuit principal
- 7 énergiegraphe: platine du commutateur
- 8 énergiegraphe: platine de l'affichage
- 9 préampli pour lecteur de cassettes

En raison d'un manque de place et de la complexité du dessin des pistes, nous ne vous proposons pas ici les dessins des pistes de l'adaptateur de mesure encartable pour PC. Ceux d'entre vous qui se sont déjà tenté la réalisation-maison d'une carte encartable dans un PC et ont eu des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...