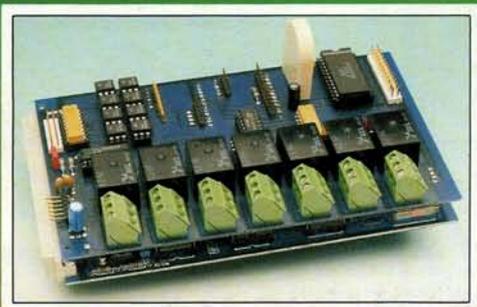


ELEKTOR

électronique

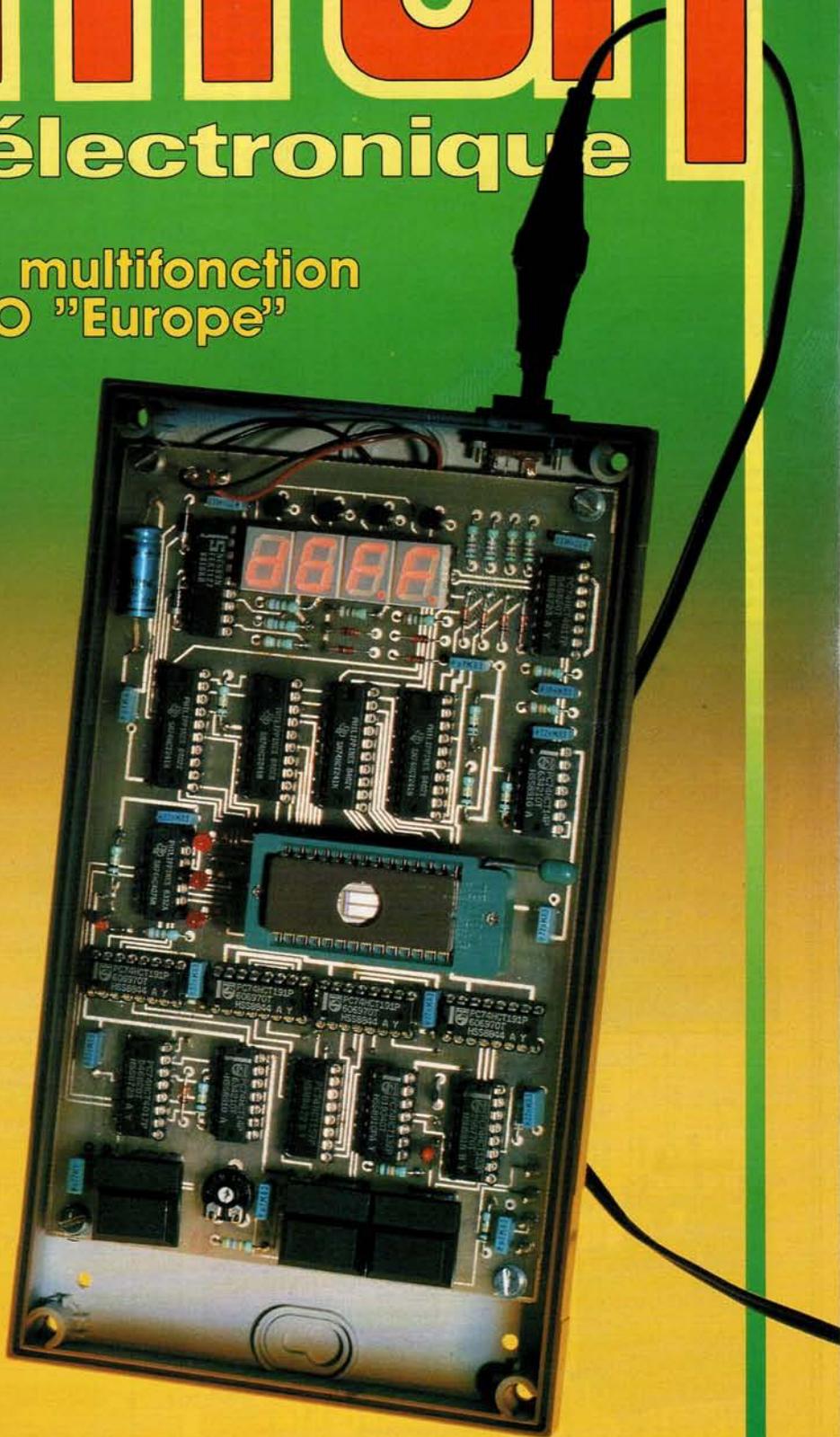
carte d'extension multifonction
pour la carte Z-80 "Europe"



alimentation de
puissance
10 A à l'arraché

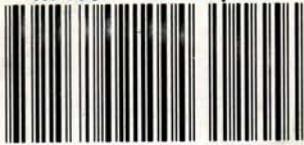


chenillard-
modulateur

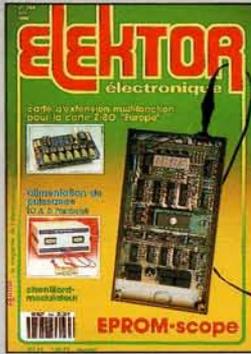


EPROM-scope

M 1531 - 144 - 21,00 F



SONMAIRE



n°144
juin 1990

Ce ne sont pas moins de **neuf réalisations**, dans six domaines différents, que nous vous proposons dans ce numéro; il précède de peu le **Hors-Cabrit '90**, un numéro double avec plus de 100 schémas au(x)quel(s) nous travaillons d'arrache-pied. Les vacances, pour vous et pour nous, approchant, il va de soi que nous ayons favorisé, un peu, le domaine des loisirs.

Services

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

Informations

- 26 **le ba-ba de l'analogique (V)**
- 35 **elekture**
- 39 **chip select: ALD 4701 - MS 8128**
- 42 **chip select: PBL 3772**
- 43 **tort d'elektor: carte de conversion A/N à 12-bits - simEPROM**
- 52 **le renouveau d'Audax**
- 56 **la succession du 741 est ouverte**

RÉALISATIONS

Alimentations

- 19 **alimentation de puissance 10 A**

Micro-informatique

- 30 **carte d'extension pour la carte Z-80 Europe**
H. Kolter

- 47 **EPROM-scope**

Domestique

- 36 **mini-central téléphonique**
G. Kleine

Loisirs

- 40 **fulgur**
- 60 **chenillard - modulateur**

Modélisme

- 53 **allumage assisté**
A. Peperkamp

Voiture, moto

- 66 **central automobile multifonctions**
C. Brown

Audio

- 69 **amplificateur stéréo en pont TDA7370**

elektor infocarte 173

information générale 48

elektor - infocartes

nom	symbole	unité	dimension	symbole	dimension	unité	définition
force	F	newton N	LMT^{-2}	F	LMT^{-2}	newton N	$1 \text{ N} = 1 \text{ m.kg.s}^{-2}$
constante de gravitation	$G(f)$	newton mètre carré par kilog. carré	$\text{L}^3\text{M}^{-1}\text{T}^{-2}$		$\text{L}^3\text{M}^{-1}\text{T}^{-2}$		$\text{N.m}^2/\text{kg}^2$
moment d'une force	M, T	newton mètre N.m	L^2MT^{-2}		L^2MT^{-2}		ATTENTION: mN = millinewton
pression	p	pascal Pa bar bar	$\text{L}^{-1}\text{MT}^{-2}$		$\text{L}^{-1}\text{MT}^{-2}$		$1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/m}^2$ $1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa}$
travail	$W(A)$	joule J wattheure Wh	L^2MT^{-2}		L^2MT^{-2}		$1 \text{ J} = 1 \text{ m}^2.\text{kg.s}^{-2}$ $1 \text{ Nm} = 1 \text{ W.s}$ $1 \text{ Wh} = 3.6.10^3 \text{ J}$
énergie	$E, (W)$	electronvolt eV					$1 \text{ eV} = 1.602.10^{-19} \text{ J}$
puissance	P	watt W	$\text{L}^{-1}\text{MT}^{-3}$		$\text{L}^{-1}\text{MT}^{-3}$		$1 \text{ W} = 1 \text{ J/s}$ $= 1 \text{ m}^2.\text{kg.s}^{-3}$
débit massique	$Q m$	kilogramme par seconde kg/s	MT^{-1}		MT^{-1}		
débit volumique	$Q v$	mètre cube par seconde m^3/s	L^3T^{-1}		L^3T^{-1}		

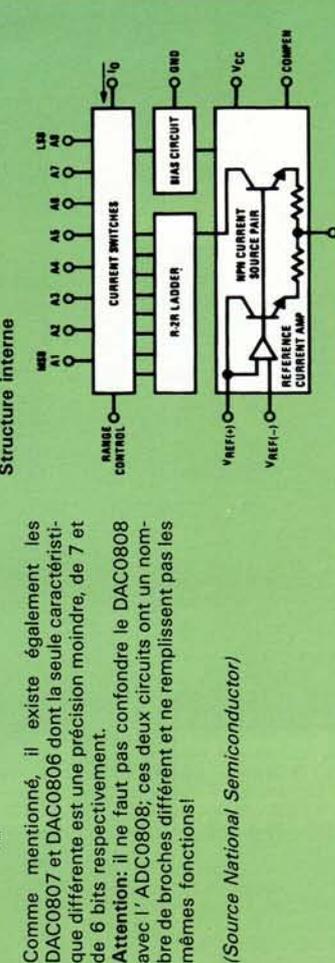
nom	symbole	unité	dimension	définition
masse	m	kilogramme kg	M	tonne $1 = 10^3 \text{ kg}$ carat métrique $= 2 \times 10^{-4} \text{ kg}$
masse volumique	ρ	kilogramme par mètre cube: kg/m^3	L^{-3}M	$1 \text{ t}/\text{m}^3 = 10^3 \text{ kg}/\text{m}^3$ $= 1 \text{ g}/\text{cm}^3$
densité	ρ			masse volumique / masse volumique de référence
volume massique	V	mètre cub. par kilog. m^3/kg	$\text{L}^{-3}\text{M}^{-1}$	volume / masse
masse linéique	ρ	kilogramme par mètre kg/m	L^{-1}M	masse / longueur
masse surfacique	$Q_s(\rho)$	kilogramme par mètre carré kg/m ²	L^{-2}	masse / aire
quantité de mouvement	Q	kilogramme mètre par seconde kg.m/s	LMT^{-1}	produit de la masse par la vitesse
moment cinétique	L	kilogramme mètre carré par seconde kg.m ² /s	L^2MT^{-1}	c'est aussi le moment de quantité de mouvement
moment d'inertie	I, J	kilogramme mètre carré kg.m ²	L^2M	

elektor infocarte 172

Circuits intégrés analogiques 3

DAC0808 convertisseur N/A à 8 bits

Le DAC0808 est un convertisseur numérique/analogique à 8 bits complet; il fait partie d'une famille qui, outre lui, comporte aussi le DAC0807 et le DAC0806. Le temps d'établissement du courant de sortie pour un débâtement à pleine échelle atteint 150 ns seulement; il ne dissipe pas plus de 33 mW à une tension d'alimentation de $\pm 5 \text{ V}$.
Pour la majorité des applications, il n'est pas nécessaire de prévoir un étalonnage du courant de référence (I_{REF}), puisque le courant de sortie à pleine échelle est de $\pm 1 \text{ LSB}$ (bit de poids faible) de 255 $I_{REF}/256$. La précision relative meilleure que $\pm 0,19\%$ garantit une monotonie sur 8 bits et une très bonne linéarité, tandis qu'un courant de sortie à niveau zéro inférieur à $4 \mu\text{A}$ permet une précision du zéro sur 8 bits pour un courant $I_{REF} \geq 2 \text{ mA}$.

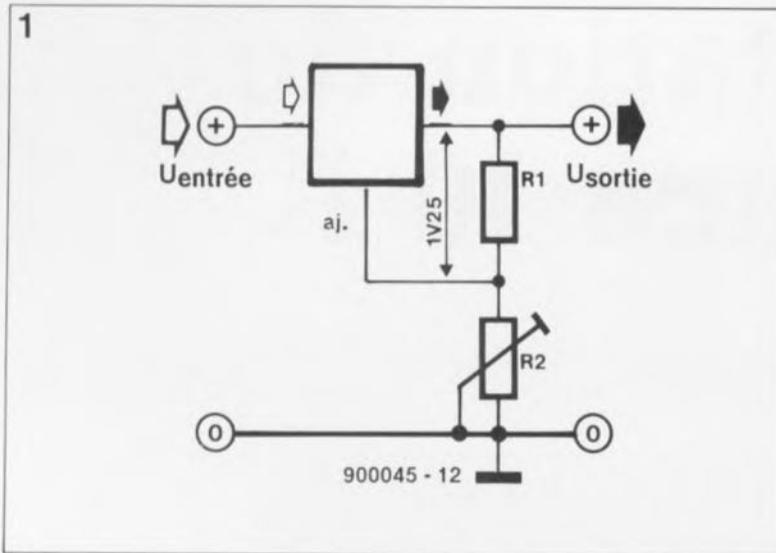


Structure interne

Comme mentionné, il existe également les DAC0807 et DAC0806 dont la seule caractéristique différente est une précision moindre, de 7 et de 6 bits respectivement.
Attention: il ne faut pas confondre le DAC0808 avec l'ADC0808; ces deux circuits ont un nombre de broches différent et ne remplissent pas les mêmes fonctions!

(Source National Semiconductor)

Figure 1. Le circuit de base d'une alimentation réalisée à l'aide d'un LM317. Ce régulateur tripode maintient une tension constante de 1,25 V entre la broche de sortie et la broche d'ajustage.



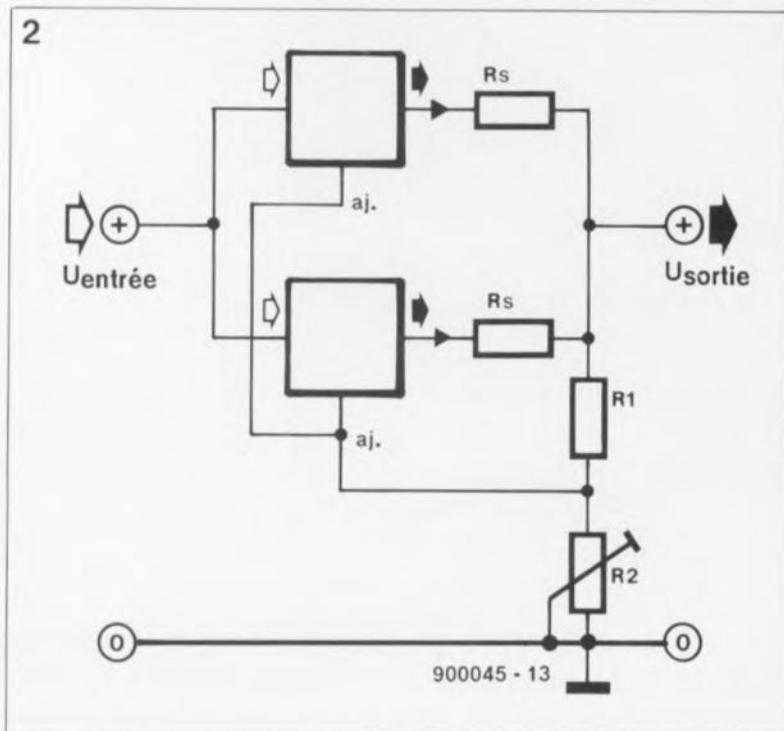
qui prennent à leur compte la fonction "régulation" du circuit. Pour pouvoir garantir la stabilité de la tension de sortie, il nous a fallu ajouter un circuit intégré à l'ensemble, ICI. Il s'agit d'une version "économique" du $\mu A741$. En raison du choix d'une mise en parallèle de plusieurs LM317 interconnectés à travers des résistances, ces composants seuls ne peuvent plus nous donner la stabilité requise. Avant de procéder à un examen du schéma il n'est pas inintéressant de s'intéresser au fonctionnement de base du LM317.

Le LM317 est un régulateur de tension intégré qui permet une utilisation en mode flottant et ceci tout en ne comptant que trois broches. La

figure 1 illustre le principe de fonctionnement de ce composant. Entre l'entrée d'ajustage et la sortie, il existe une différence de potentiel de 1,25 V. En faisant appel à son électronique intégrée, le LM317 nous garantit que cette tension reste constante, à deux conditions: il faut, primo, que le courant de sortie soit de 5 mA au minimum et, secundo, qu'il existe une tension d'entrée de niveau suffisant pour obtenir la tension de sortie requise. Si l'on dépasse sa capacité de charge maximale, qui se traduit par un échauffement excessif du composant, le LM317 se met lui-même hors-fonction et la tension de référence de 1,25 V disparaît. Puisque le LM317 permet une utilisation en mode flottant, il est possible de régler la tension de sortie en faisant passer à un niveau plus élevé l'entrée d'ajustage en la connectant à un diviseur de tension, relié d'une part à la masse et d'autre part à la sortie du LM317. Puisqu'il existe une tension constante de 1,25 V aux bornes de la résistance R1, il circule également un courant constant à travers R1 et, par conséquent, à travers R2 (pour ne pas trop embrouiller les choses nous allons négliger le courant très faible drainé hors de la broche d'ajustage). Dans ces conditions la tension de sortie est déterminée par le rapport que présentent les résistances R1 et R2. Si l'on augmente la valeur de R2, le niveau de la tension de sortie augmentera aussi. Si au contraire la résistance de R2 est portée à 0 Ω (remplacement par un pont de câblage), la tension de sortie sera égale à la tension de référence, soit 1,25 V. La formule suivante illustre le rapport entre la tension de référence, les valeurs des résistances et la tension de sortie:

$$1,25 = U_{\text{sortie}} \cdot (R1 / (R1 + R2))$$

Figure 2. En faisant appel à une résistance série supplémentaire, il est possible de répartir le courant de sortie sur plusieurs régulateurs. On peut augmenter ainsi le courant de sortie maximal dans d'incroyables proportions.



réaliser une alimentation à régulation complète, dotée d'un dispositif de sécurité thermique et de limitation de courant (ajustable). La plupart des circuits modernes comportent également un dispositif de réglage de la tension de sortie qui prend la forme d'un simple potentiomètre. Pour la réalisation de la partie "régulation" d'un circuit moderne on utilise, en général, des régulateurs de tension intégrés.

L'alimentation de puissance objet de cet article fait également appel aux régulateurs de tension intégrés. Il s'agit en l'occurrence d'un certain nombre de LM317, un régulateur intégré souvent utilisé dans nos montages et par conséquent forcément très connu pour nombre de nos lecteurs. Nous avons bien entendu dû faire appel à certaines astuces afin de pouvoir disposer d'une puissance qui dépasse très largement la puissance maximale,

assez faible, à savoir 1,5 A, qu'est capable de fournir le LM317. L'une de ces astuces consiste à mettre en parallèle plusieurs de ces régulateurs. On obtient ainsi une alimentation compacte, dotée de caractéristiques intéressantes, fournissant un courant très important. Ce montage peut aussi bien servir à charger la batterie d'une voiture, qu'à réaliser des expériences nécessitant un courant très important, voire encore à alimenter les étages de sortie, fort gourmands en courant, d'un émetteur.

Le concept du "prêt-à-étendre"

Compte tenu du nombre de composants mis en parallèle, le schéma de ce circuit est plutôt compact. Il est en outre très facile d'adapter le circuit à ses besoins personnels, tout en portant son courant de sortie à l'intensité requise. Ce sont nos fameux LM317, évoqués plus haut,

ou, autrement dit:

$$U_{\text{sortie}} = ((R1 + R2) / R1) \cdot 1,25.$$

La mise en parallèle de plusieurs régulateurs – pour des raisons d’augmentation du courant maximal de sortie – nécessite une répartition équitable du courant sur tous les régulateurs. Ceci s’obtient, comme l’illustre la figure 2, par la prise en série d’une résistance dans la ligne de sortie de chacun des régulateurs. Les deux formules suivantes rendent le processus de régulation du circuit de la figure 2:

$$1,25 = (R1 / (R1 + R2)) \cdot U_{\text{sortie}} + I_0 \cdot R_s$$

$$1,25 = (R1 / (R1 + R2)) \cdot U_{\text{sortie}} + I_1 \cdot R_s$$

(en supposant que la valeur de R_s soit négligeable par rapport à celle de $R1$). Puisque les deux formules sont identiques, exception faite des facteurs I_0 et I_1 , il va sans dire que ces deux courants sont égaux eux aussi. Il est possible de ce fait de prendre un nombre plus important encore de régulateurs en parallèle. La proportionnalité de la répartition du courant n’est déterminée, en principe, que par la tolérance de la tension de référence fournie par le LM317 et par les résistances R_s mises en oeuvre.

En pratique il existe pourtant un certain nombre de problèmes. Puisque la chute de tension aux bornes des résistances R_s dépend du courant de sortie, les régulateurs

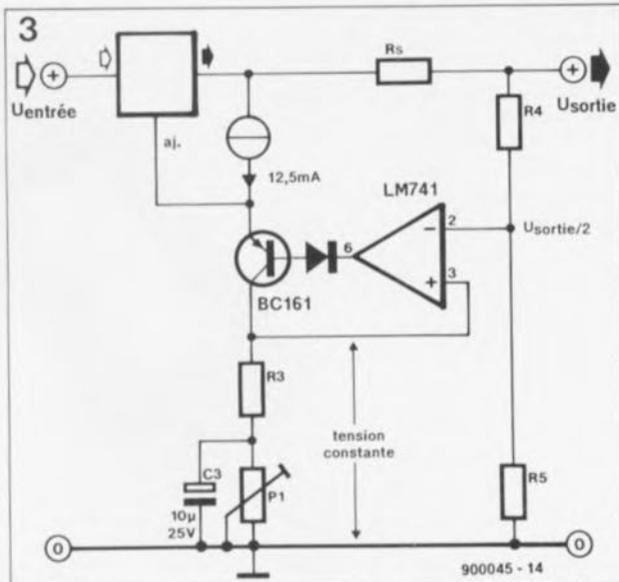


Figure 3. Dans notre alimentation de puissance un amplificateur opérationnel du type 741 sert à maintenir la tension de sortie à un niveau très stable. La résistance, prise entre la broche de sortie et la broche d’ajustage du LM317, fait office de source de courant, fournissant un courant de référence de 12,5 mA.

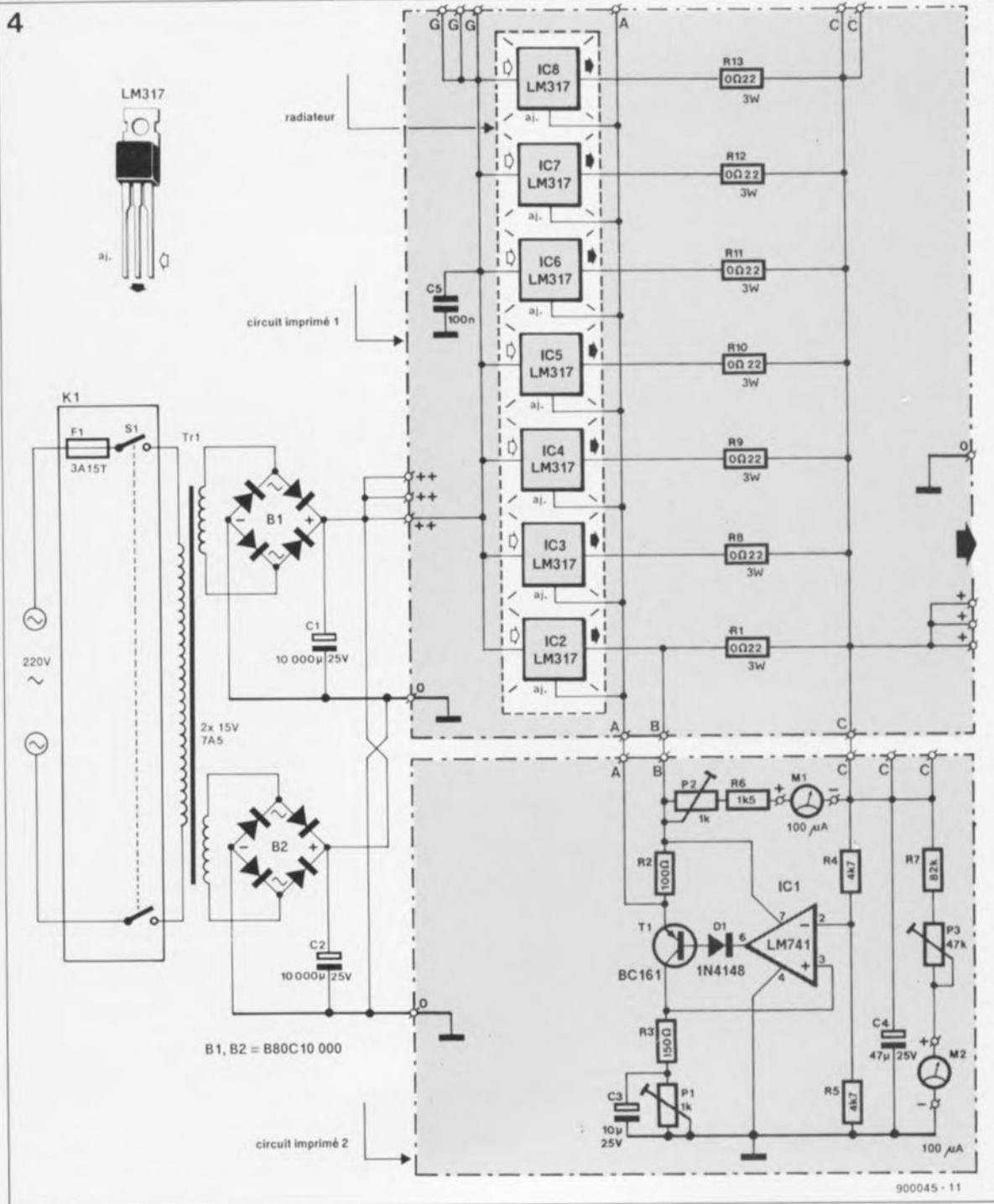
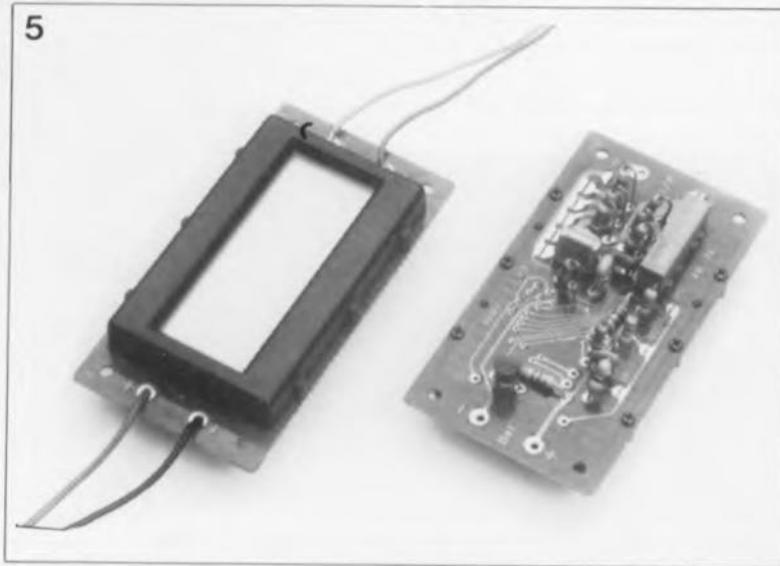


Figure 4. L’électronique complète de l’alimentation de puissance. La conception modulaire de ce montage permet une adaptation extrêmement simple à toutes les situations et permet ainsi de satisfaire tous les besoins.

Figure 5. Il est possible de remplacer les galvanomètres par des modules d'affichage numérique, disponibles tels quels dans le commerce.



sont incapables de maintenir la tension de sortie à un niveau constant. Ils s'acharnent de leur mieux, n'est-ce pas, à conserver à une valeur de 1,25 V la tension aux bornes des résistances R_s et R_l prises en série. La tension de la sortie commune, mesurée en aval des résistances R_s , diminuera alors légèrement lors d'un accroissement du courant de sortie, entraînant une chute de tension aux bornes de la résistance R_s . Comme les tensions de référence des LM317 utilisés diffèrent inévitablement, il naît inmanquablement de faibles divergences de régulation.

Régulation de tension additionnelle

L'examen du schéma complet de la figure 4 permet de voir que nous faisons appel à un processus de régulation plus complexe que celui illustré en figure 1. La figure 3 représente le circuit de base de cette régulation. Pour vous simplifier la vie nous nous sommes bornés à un circuit limité à un régulateur seulement.

À travers les résistances R_4 et R_5 , la moitié de la tension de sortie est appliquée à l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel, un 741. À son entrée non-inverseuse est appliquée une tension constante, obtenue en faisant circuler un courant constant à travers la résistance R_3 et l'ajustable P_1 . Ce courant constant est dérivé d'une résistance prise entre la broche d'ajustage et la sortie du régulateur. Puisque la tension entre ces deux points est maintenue très exactement à 1,25 V par le régulateur, le courant qui circule à travers R_3 et P_1 (par l'intermédiaire d'un transistor) est constant lui aussi. Puisque l'amplificateur opérationnel s'efforce d'obtenir une tension parfaitement identique à ses deux entrées, il fera passer le tran-

sistor à l'état conducteur, de façon à ce que la moitié de la tension de sortie du circuit soit égale à la tension appliquée à son entrée non-inverseuse (à travers R_3 et P_1). Le changement de la résistance du transistor – dans ce circuit le transistor fait office de résistance à commande électronique – entraîne un accroissement de la tension de l'entrée d'ajustage du régulateur et, par conséquent, du niveau de tension de sortie de l'alimentation. Maintenant la boucle de régulation est refermée. L'ajustable P_1 permet de modifier la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. De ce fait, ce potentiomètre permet d'ajuster très précisément le niveau de la tension de sortie de notre circuit.

L'alimentation complète

Après toutes ces explications concernant le principe de fonctionnement de cette alimentation, il ne reste pas grand chose à dire sur le reste du circuit. Dans la partie gauche de la figure 4 on voit le transformateur, un poids lourd, destiné à assouvir la faim, même celle des consommateurs les plus gourmands. Comme on le voit nettement sur le schéma, nous avons utilisé un transformateur à deux bobinages secondaires, capable de fournir, chacun, plus de 7 A. Lequel des deux transformateurs proposés dans la liste des composants il vous faudra utiliser dépend en fait de la charge à connecter à l'alimentation. Quoi qu'il en soit, on fera appel à un transformateur, capable de fournir un courant qui soit 1,4 fois plus important que celui consommé par la charge.

En pratique, les transformateurs de puissance élevée comportent deux bobinages au secondaire. Il est techniquement possible de connecter directement ces deux bobinages en

parallèle; il est plus judicieux cependant de doter chacun d'entre eux de son propre pont de redressement et de son propre condensateur-tampon. En raison des courants très importants qui circulent dans ce circuit il est primordial de doter les ponts de redressement d'un radiateur adéquat.

Ceci nous amène aux condensateurs-tampons. Leur valeur minimale est de $10\,000\ \mu\text{F}$ pour un courant de sortie de 10 A. Si les dimensions du boîtier le permettent, nous vous conseillons d'utiliser, pour C_1 et C_2 , des condensateurs d'une capacité double. Si l'on respecte toutes ces exigences, on pourra utiliser, pour la génération d'une tension continue de 12 V, un transformateur fournissant une tension de 15 V au secondaire. Une tension de 18 V au secondaire permet même d'atteindre une tension continue de 15 V en sortie. On pourra également utiliser ce circuit pour obtenir une tension de sortie de 28 V. Dans ce cas-là il nous faut un transformateur fournissant une tension de 27 ou 28 V au secondaire, valeur non-standard malheureusement. En règle générale, il faut se contenter d'une tension de 24 V au secondaire qui se traduit par une tension de sortie inférieure à 28 V. Dans ces conditions les condensateurs tampons devraient avoir une tension de service de 63 V. On notera qu'un transformateur disposant de 33 V au secondaire fournit une tension trop élevée pour notre circuit et, que par conséquent on ne pourra pas l'utiliser pour cette application.

Le schéma comporte en outre deux galvanomètres de $100\ \mu\text{A}$. Ces deux galvanomètres servent à la visualisation (suivi) de la tension et du courant de sortie. Les plus entreprenants d'entre nos lecteurs peuvent très facilement remplacer les galvanomètres par deux modules à affichage numérique. Ces modules étant disponibles dans le commerce, vouloir les fabriquer soi-même ne permet pas de faire la moindre économie, bien au contraire. Dans notre prototype nous avons utilisé, comme l'illustre la photo, deux de ces modules. La mise en oeuvre d'un tel afficheur présente cependant un petit inconvénient: il leur faut leur propre alimentation (en mode flottant). Dans le cas de notre circuit on pourra très bien faire appel à deux batteries 9 V et deux optocoupleurs pour fournir à chacun des modules d'affichage la tension d'alimentation requise. Pourquoi donc des optocoupleurs direz-vous. Ces deux composants servent à appliquer la tension de 9 V de

chacune des batteries aux modules d'affichage, au moment de la mise en fonction de notre alimentation (voir figure 6). Il suffit de connecter, à travers une résistance, la diode électroluminescente (LED) de l'optocoupleur à la tension non-régulée du transformateur. Dès que l'on met en fonction l'alimentation, la LED s'illumine et le photo-transistor, intégré dans l'optocoupleur, devient conducteur. Le module d'affichage reçoit sa tension d'alimentation. Si l'utilisation de piles ne vous convient pas, vous pouvez fort bien faire appel à un transformateur supplémentaire à deux enroulements secondaires associé à deux ponts de redressement et à deux condensateurs-tampons. On veillera pourtant à utiliser un transformateur protégé contre les courts-circuits et à respecter les mesures de sécurité habituelles.

La réalisation

La figure 7 illustre les deux circuits imprimés dessinés pour vous (et nous) faciliter la réalisation de ce montage. A l'exception du transformateur, des ponts de redressement et des condensateurs-tampons, tous les autres composants viennent prendre place sur ces deux platines.

Il faudra fixer les régulateurs IC2 à IC8 contre le radiateur de manière à ce qu'ils puissent être ensuite soudés directement sur la platine prévue à cet effet. Nous avons fait appel à des plaquettes céramiques pour effectuer l'isolation des régulateurs. Ces plaquettes sont bien plus robustes (et malheureusement plus chères aussi) que leurs homologues en plastique ou en mica.

Outre les connexions entre les ponts de redressement et les condensateurs-tampons, il reste encore 3 connexions à réaliser avec du fil de câblage souple, de section aussi forte que possible: la connexion du pôle négatif des condensateurs électrochimiques C1 et C2 à l'embase de la sortie négative, la connexion

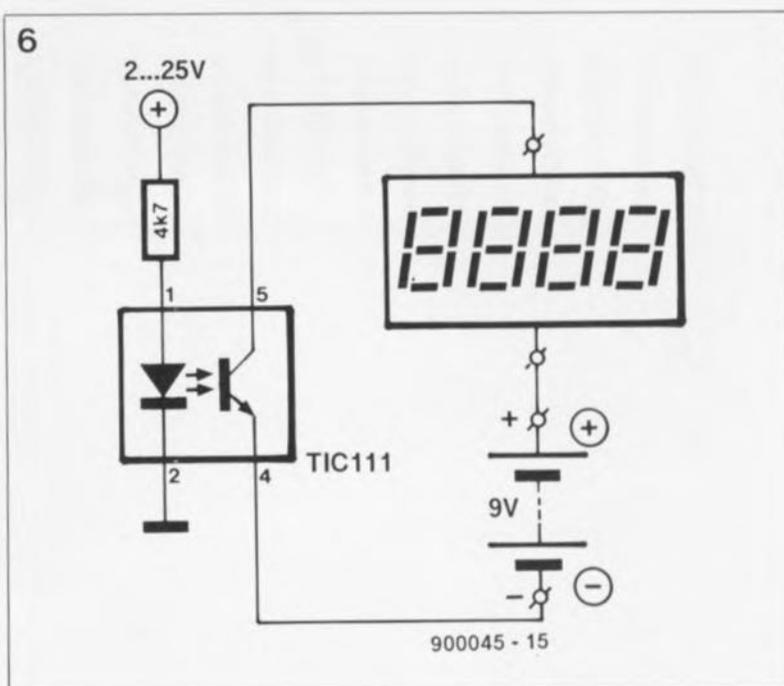


Figure 6. Afin de réaliser une mise sous tension automatique des modules d'affichage numérique on fait appel à deux optocoupleurs courants peu onéreux.

des points "++" sur la platine 1 à l'embase de la sortie positive et celle du pôle positif de C1 et C2 aux contacts "C" du second circuit imprimé (le petit). Toutes les autres connexions pourront se faire avec du fil de câblage standard. N'oubliez pas d'établir une connexion de masse entre l'embase de sortie négative et les contacts "0" des deux platines. Il est recommandé d'utiliser des cosses à languette coudées (type automobile) et des cosses à sertir convenables pour relier les câbles de section importante aux platines. Le respect de toutes ces précautions garantit la réalisation d'une alimentation qui,

même connectée à des charges "pachydermiques", fournit une tension de sortie constante. Lors des tests intensifs de notre prototype, au cours desquels nous faisons monter abruptement le courant de sortie de 0 à 10 A, la tension de sortie n'accusait qu'une très faible variation (chute) de quelque 60 mV.

La partie la plus contraignante de cette réalisation est la partie ajustage mécanique. Il faudra commencer par trouver un boîtier convenable (nous vous en proposons deux exemples dans la liste des composants) percer les trous de fixation des LM317 dans le radiateur et ceci à la bonne hauteur pour que l'alimen-

Liste des composants

Résistances:

- R1, R8 à R13 = 0,22Ω/3 W
- R2 = 100 Ω
- R3 = 150 Ω
- R4, R5 = 4kΩ7
- R6 = 1kΩ5
- R7 = 82kΩ
- P1*, P2 = 1 kΩ ajust.
- P3 = 47 kΩ ajust.

Condensateurs:

- C1, C2 = 10 000 μF/ 25 V
- C3 = 10 μF/25 V
- C4 = 47 μF/25 V
- C5 = 100 nF

Semi-conducteurs:

- B1, B2 = B80C 10 000
- D1 = 1N4148
- T1 = BC161
- IC1 = LM741
- IC2 à IC8 = LM317 (boîtier TO-220)

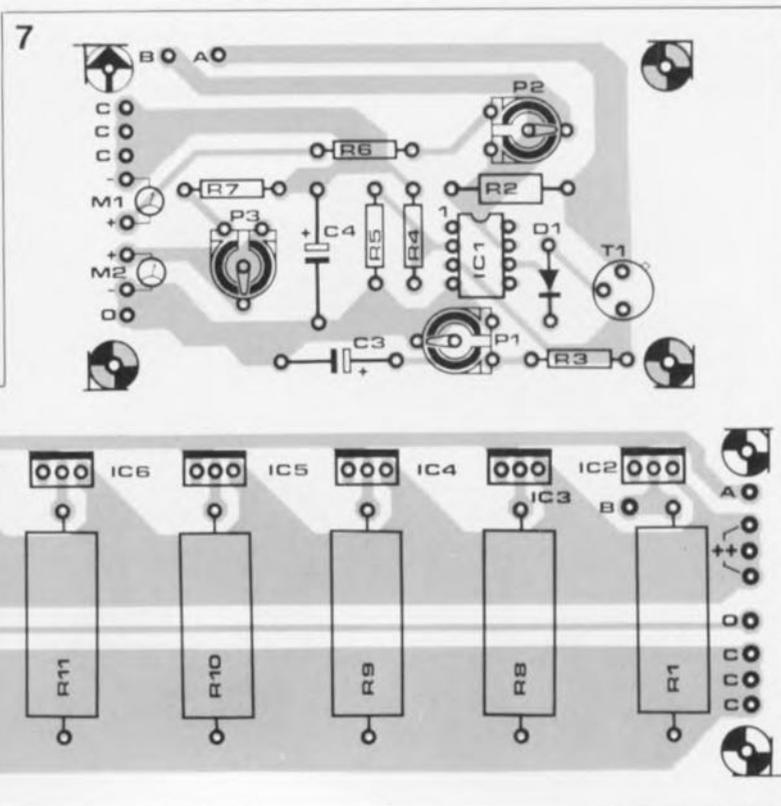


Figure 7. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants des deux circuits imprimés que comporte l'alimentation de puissance 10 A.

Figure 8. Il faudra relier les platines, le transformateur, les condensateurs-tampons et les embases de sortie à l'aide de câble de forte section et de bonne qualité, doté de cosses à sertir du type de celles que l'on utilise sur le réseau électrique d'une voiture.

Divers:

M1, M2 = galvanomètre 100 μ A (ou module d'affichage numérique 200 mV à LCD tel que Conrad 13 59 33-33)

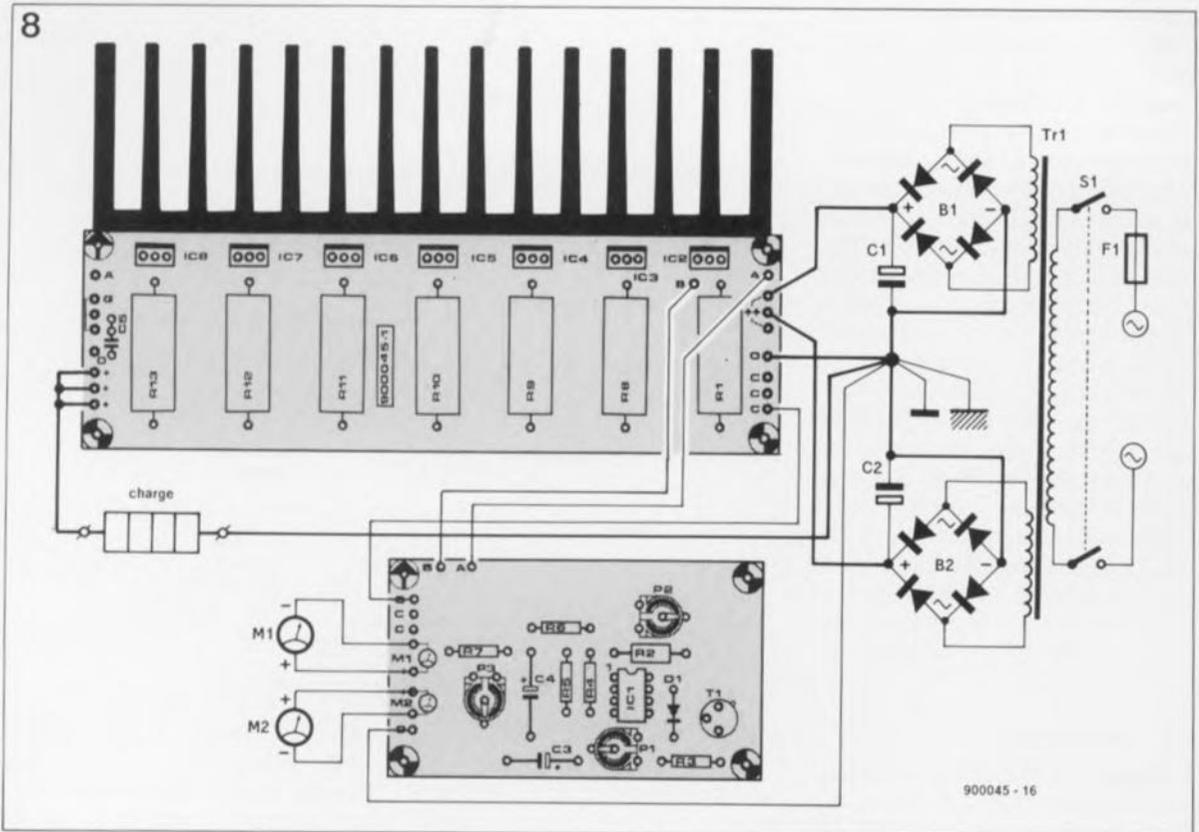
K1 = embase secteur 220 V "CEE" tripolaire avec interrupteur et porte-fusible

Tr1 = transformateur 2 x 15 V/7,5 A au secondaire (tel que ILP 61013 pour la version 10 A) ou 2 x 15 V/16,7 A au secondaire (tel que ILP 81013 pour la version 20 A)*

F1 = 3,15 A retardé radiateur 1 K/W pour IC2 à IC8 (tel que SK120SA100 de Fisher)

2 embases isolées pour fiches bananes 4 mm (10 A au minimum) éventuellement boîtier métallique tel que Elbomec LC1050 ou EMS EC 26/10-260

* voir texte



tation ne repose pas sur le radiateur, etc... Faites un dessin d'implantation des différents composants et vérifiez que tout se passe bien.

Adaptations

Si la puissance de 10 A du circuit de base vous paraît insuffisante, il ne vous reste pas d'autre solution que de fabriquer ou d'acheter un ou plusieurs circuits imprimés (celui destiné aux LM317, le grand) **supplémentaires**. Après l'implantation de tous les composants nécessaires il restera à relier tous les points de contact référencés de la platine additionnelle aux points cor-

respondants du premier circuit imprimé des régulateurs. A une exception près pourtant: il **ne faudra pas relier** le contact B de la platine supplémentaire au circuit imprimé n°2 (celui qui comporte le 741).

Chaque platine de régulateurs additionnelle connectée au circuit de base ajoute une dizaine d'ampères à la puissance de sortie maximale disponible.

Au cas où une puissance de 20 A vous semblerait quelque peu trop élevée cependant, il vous suffira de n'implanter que quelques-uns des régulateurs (sur la platine des LM317 additionnelle). Pris individuelle-

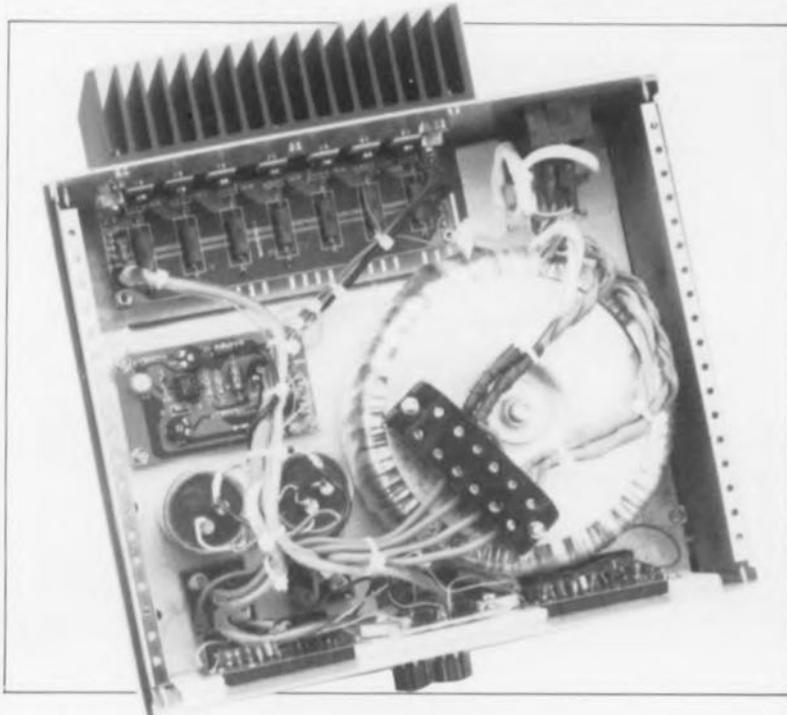
ment, chaque régulateur se porte garant pour une puissance de 1,4 A, ce qui permet d'adapter la puissance de sortie de l'alimentation à ses propres besoins.

L'ensemble des platines, du transformateur, des condensateurs-tampons, des ponts de redressement et des afficheurs, est incorporé dans un boîtier métallique. Ne nous en voulez pas si nous nous répétons: prenez toutes les mesures de sécurité afin de garantir une utilisation ultérieure sans danger de cette alimentation. La liste des composants vous propose deux types de transformateurs. Il s'agit de transformateurs toriques de classe de protection II, qui se caractérisent par des dimensions (relativement) faibles, un très bon rendement et un échauffement négligeable.

Les galvanomètres, ou les modules d'affichage à cristaux liquides selon le cas, ainsi que deux embases isolées femelles pour fiches bananes de 4 mm viennent s'encasturer dans la face avant.

Le fait que nous ayons utilisé un volt-mètre numérique de 200 mV de débattement à pleine échelle comme ampèremètre de 100 μ A pourra peut-être vous sembler bizarre. Il suffit pourtant d'une modification de trois fois rien pour l'adapter à nos besoins: une tension de 100 mV doit entraîner un courant de 100 μ A. Ceci correspond à une résistance de 1 k Ω . Il suffit alors de prendre en parallèle sur les contacts

Vue plongeante à l'intérieur du prototype de l'alimentation 10 A. Pour les tests de fiabilité, nous avons implanté un transformateur de 2 x 15 V/16,7 A, un modèle bien trop puissant puisqu'il peut fournir 20 A.



de l'afficheur cette résistance de $1\text{ k}\Omega$.

Bien que la tension de sortie d'une alimentation de puissance soit, en règle générale, fixe, il est possible d'en faire une alimentation réglable. Il suffira de substituer à l'ajustable P1 un potentiomètre (de valeur identique bien sûr) et de monter celui-ci dans la face-avant.

Il ne reste plus maintenant que deux étalonnages à exécuter. Il s'agit ici de l'ajustage des plages de mesure des deux galvanomètres (afficheurs numériques). En utilisant comme référence un multimètre de qualité, cet étalonnage ne posera aucun

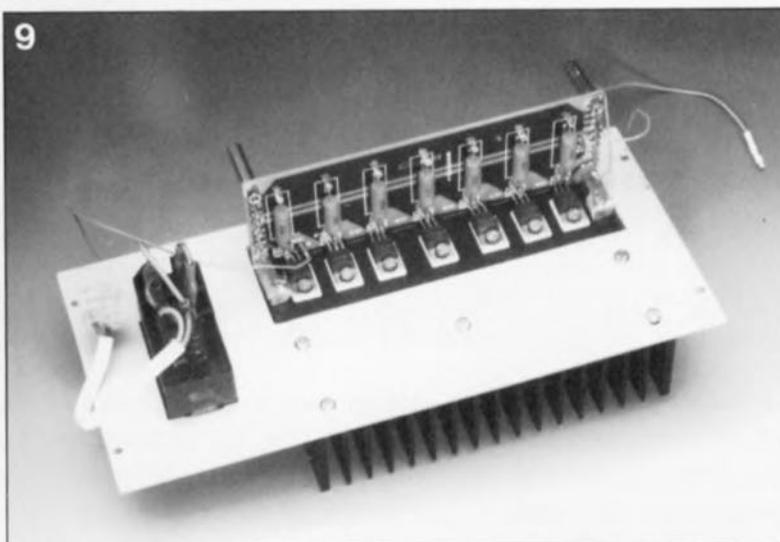
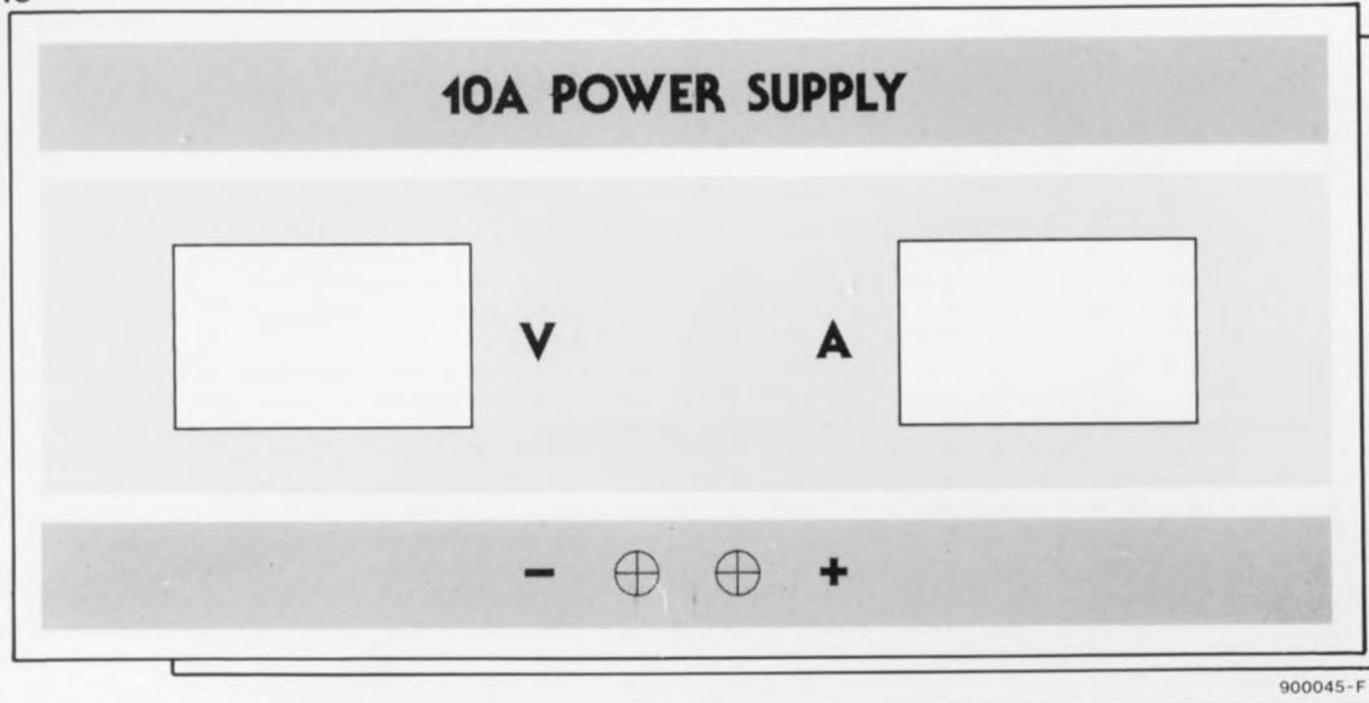


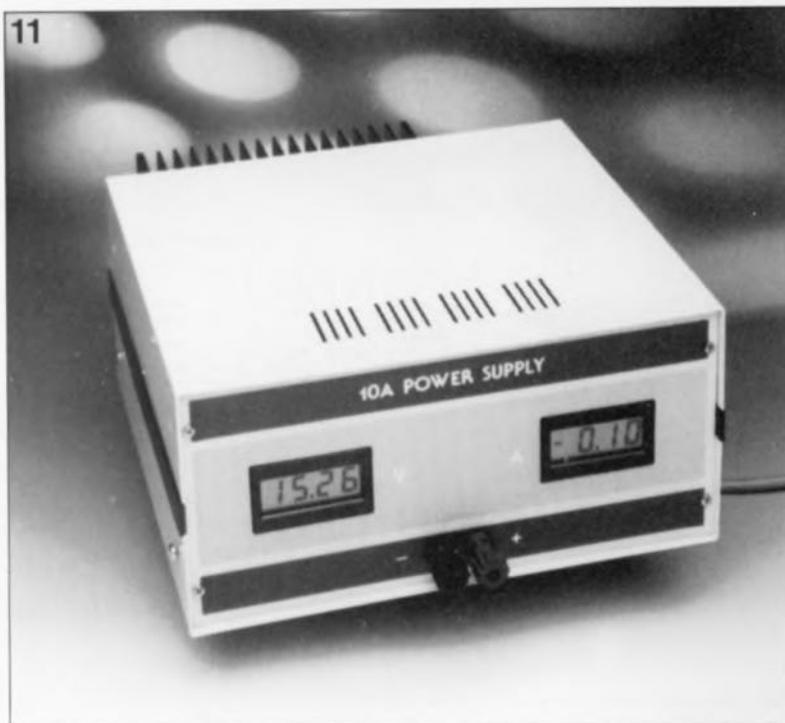
Figure 9. Afin d'obtenir un circuit qui fonctionne sans le moindre problème, il est indispensable d'assurer une fixation solide de la platine des régulateurs au radiateur.

10



900045-F

11



problème. L'ajustable P3 sert à ajuster l'affichage de la tension de sortie, tandis que l'ajustable P2 permet de régler la visualisation du courant de sortie.

Si l'alimentation est hors-charge, seul le régulateur dont la tension de référence interne est la plus faible fournira la tension de sortie. Dans cette situation il peut se faire qu'un courant se distribue **dans** les sorties des autres régulateurs, entraînant l'affichage d'un courant de sortie **négalif**. Il n'y a pourtant aucun risque à cela et il est donc inutile de s'inquiéter.

Nous sommes convaincus que cette alimentation, que l'on peut, sans exagérer, qualifier de "très gros calibre" mettra fin, une fois pour toutes, à tous vos problèmes d'alimentation à puissance élevée.



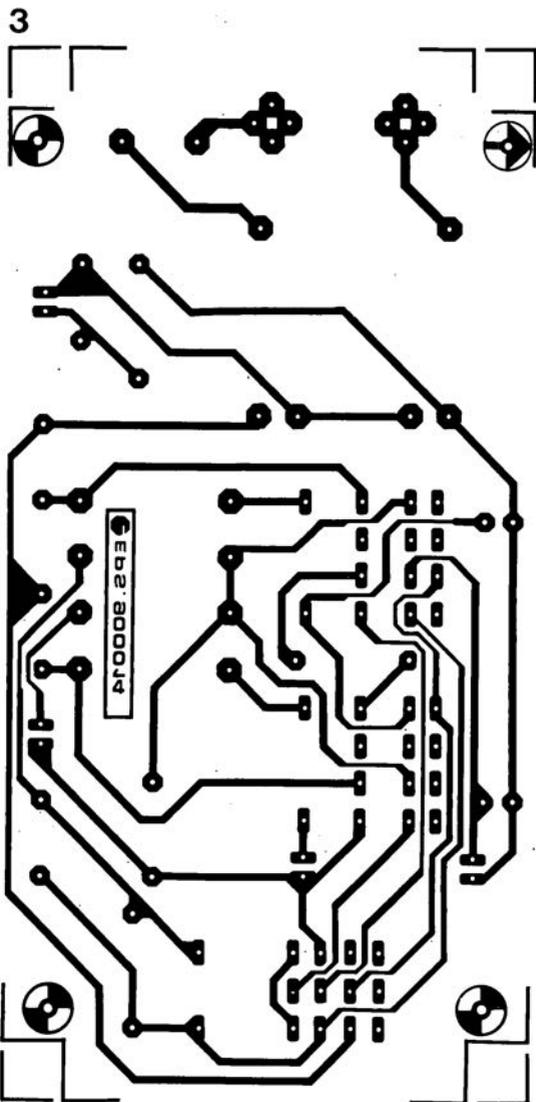
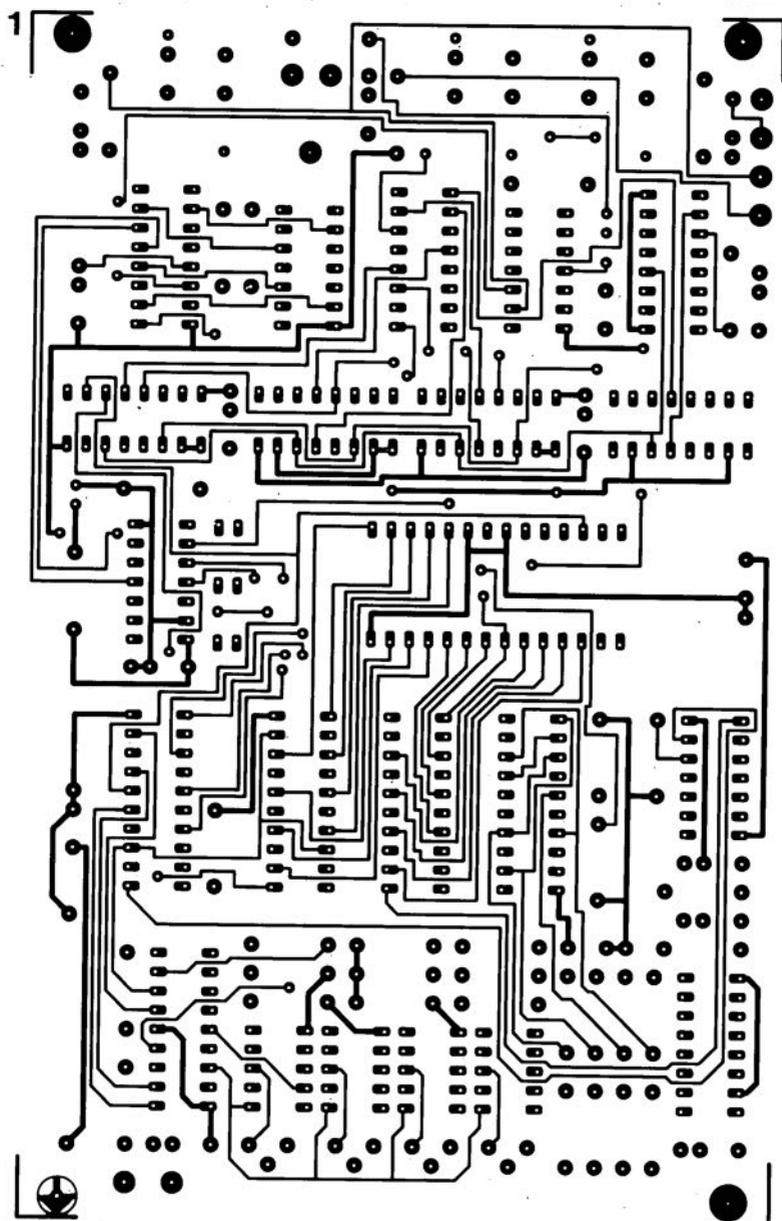
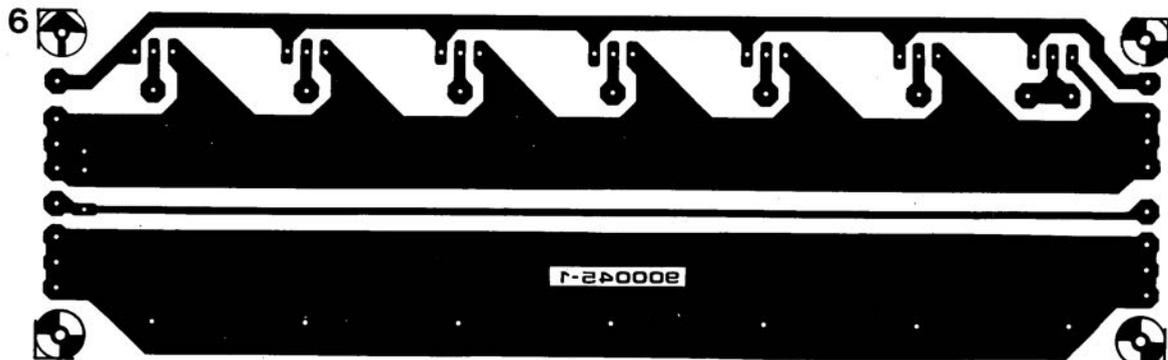
Figure 10. Exemple de face avant pour l'alimentation de puissance 10 A. Pour des raisons d'espace disponible, le dessin est réduit ici à 72% de sa taille originelle.

Figure 11. Le prototype de la version 10 A de l'alimentation de puissance, doté d'afficheurs numériques.

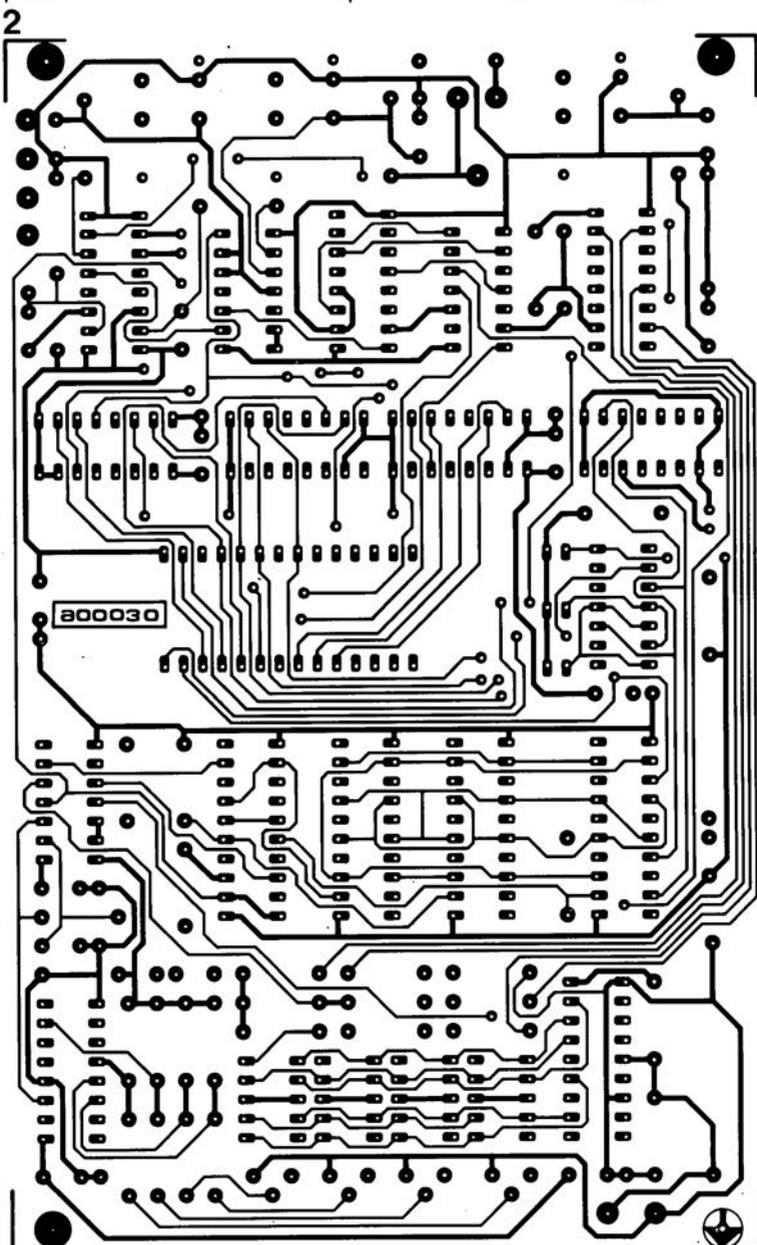
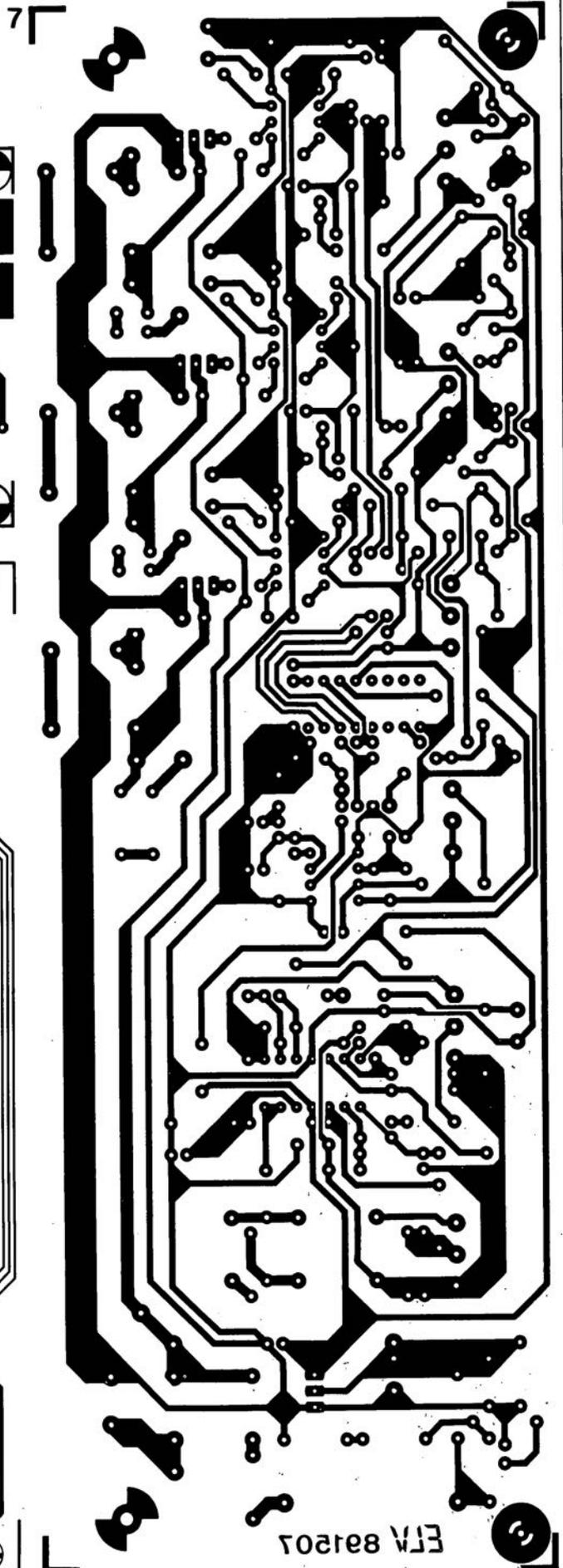
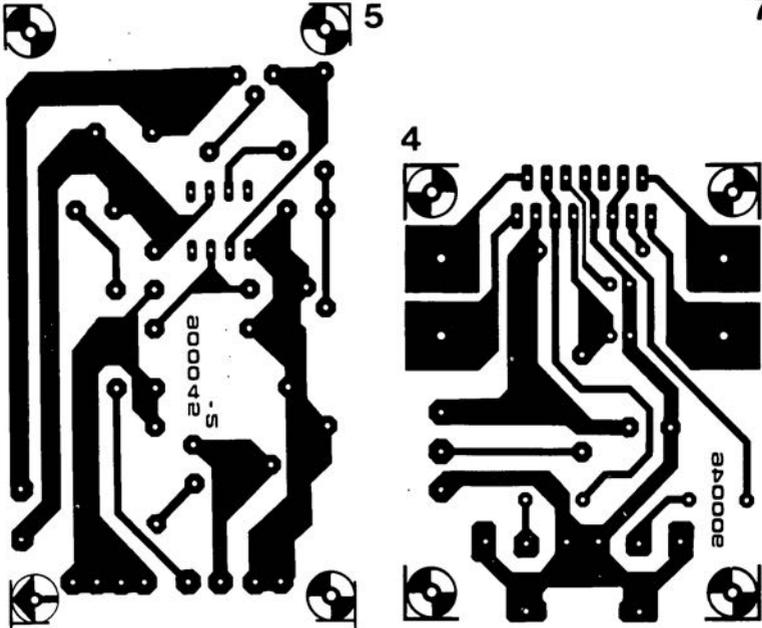
SERVICE

L'absence de place nous empêche de vous proposer le dessin de la platine double-face de la carte d'extension pour la carte Z80 Europe. Comme elle possède des trous métallisés, ce n'est qu'un demi-mal, car cette technique est si coûteuse qu'elle ne se justifie que dans le cas d'un prototype... et encore...

1. EPROM-scope: côté composants.
2. EPROM-scope: côté pistes
3. mini-central téléphonique
4. amplificateur stéréo en pont à TDA 7370
5. alimentation de puissance 10 A: circuit de commande
6. alimentation de puissance 10 A: circuit de puissance
7. chenillard-modulateur



SERVICE



ELV 84207

LE TORT

alimentation de puissance 10 A

Elektor n°144, juin 1990, page 19

Le paragraphe consacré à la réalisation comporte une double erreur. À la fin de la 1ère colonne il faut lire: . . . de la sortie négative, la connexion des points "+" sur la platine 1 à l'embase de la sortie positive et celle du pôle positif de C1 et C2 aux contacts "+ +" du 1er circuit imprimé (le grand).

Le plan de câblage de la figure 8 est bon. Il faut mettre du câble de section importante entre:

- le (-) de C1 et C2 et la borne négative de la face avant,
- le (+) de C1 et C2 et la borne "+ +" du circuit imprimé,
- le (+) du circuit imprimé et la borne positive de la face avant.

Le dessin de la figure 6 comporte une petite erreur que la plupart d'entre vous aurons rapidement corrigée: l'opto-coupleur n'est pas un TIC111, mais un TIL111.

commutateur d'entrées audio à commande logique

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 84

Le transistor T3 et les résistances associées, R4 à R6 sont superflus. On omettra de les implanter. Il faudra poser un pont de câblage sur la platine entre le collecteur de T3 et l'extrémité de R4 la plus éloignée de ce transistor. On relie ainsi directement l'entrée de remise à zéro des bascules à la sortie OUT8. La combinaison D11/R17 associée au relais Re8

remplit la fonction de résistance de forçage.

Il faudra en outre faire passer la valeur de C1 à 220 nF.

testeur de pile

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 83

Une simple précision.

Il semblerait que certains multimètres soient capables de réagir à des tension continues même s'ils se trouvent sur un calibre de tension alternative. Si tel est le cas chez vous, il faudra prendre un petit condensateur en série avec le multimètre.

ohmmètre pour PC

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 95

Le programme de Pascal RGAME, le listing de droite de la page 95,

comporte une petite erreur:

La dernière instruction "WRITE" doit se terminer par les caractères suivants:

3,'K ');

On l'aura compris, il manque tout simplement 5 espaces.

l'espion II

Elektor n°138, décembre 1989, page 26

L'entrée CLR (Clear) de IC3A a été mise à la masse; cette approche peut, dans certains cas, poser des problèmes de remise à zéro correcte du montage. Il suffit, pour supprimer cette connexion, d'interrompre la piste de masse allant vers la broche 3 de IC3. Cette broche sera ensuite (après avoir été libérée !!!) reliée à la broche 16 (+5 V) de ce même circuit intégré.

le b.a. - ba de l'analogique

5^{ème} partie: les tracas de la tension de décalage

La perfection n'est pas de ce monde. Même les amplificateurs opérationnels ont leurs petits défauts et, si l'on néglige d'en tenir compte, les conséquences sont bien souvent désastreuses. Les courants et les tensions de décalage (*offset* disent les anglais et de nombreux français qui ne veulent pas se tracasser) jouent un rôle majeur dans toutes les applications faisant appel à un couplage en tension continue. Dans le cas d'étages à gain élevé traitant des signaux faibles, la dérive en température transforme ces paramètres spécifiques en véritable fléau.

Au cours de la seconde partie de ce petit "cours" sur l'analogique nous recommandons déjà de doter un amplificateur opérationnel d'une circuiterie externe à impédance faible. La raison de cet avertissement précoce est à rechercher du côté des problèmes qu'entraînent les circuits à haute impédance: niveau de bruit élevé, tension de décalage produite par des courants d'entrée et l'influence de capacités parasites (erreurs de réponse en fréquence et de phase), pour n'en citer que quelques-uns. Quelle est, cependant, l'ultime limite basse de la valeur que l'on peut donner aux résistances ?

Résistance de contre-réaction

Le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel est

limité; dans le cas d'un 741, il ne dépasse pas 25 mA en court-circuit. L'application d'une charge inférieure à 2 kΩ se traduit inévitablement par une chute importante de la tension de sortie. Pour une tension d'alimentation U_B de 15 V et une charge de 10 kΩ, la tension de sortie du 741 est de $\pm 13,5$ V. La diminution de la charge à 2 kΩ entraîne une chute immédiate de 2 V de la tension de sortie, qui, de ce fait, passe à $\pm 11,5$ V. Ce phénomène a uniquement lieu à condition que la totalité du courant de sortie soit appliquée à la charge, comme c'est le cas avec l'amplificateur non-inverseur à gain unitaire de la figure 1. On peut négliger impunément le courant, d'une valeur typique de 0,1 μA, présent à l'entrée inverseuse. Tout change pour-

tant lorsque le gain est fixé à l'aide de résistances de contre-réaction (figure 1b et 1c). Dans le cas de l'amplificateur non-inverseur de la figure 1b, la mise en série des résistances de contre-réaction constitue une charge supplémentaire, prise en parallèle sur la charge initiale. La résistance de contre-réaction, R2, dans le schéma de l'amplificateur inverseur de la figure 1c, se trouve (virtuellement) en parallèle sur la charge. Dans les deux cas, le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel se répartit entre la charge et la résistance de contre-réaction. Il en résulte qu'il faudra ajouter le courant de contre-réaction I_{CR} au courant de charge. Pour faire le calcul du courant de contre-réaction de l'amplificateur non-inverseur on se sert de la formule

suivante:

$$I_{CRmax} = \frac{U_{Smax}}{R1 + R2}$$

et dans le cas d'un amplificateur inverseur, celle-ci:

$$I_{CRmax} = \frac{U_{Smax}}{R2}$$

La valeur minimale des résistances de contre-réaction est fonction de la valeur minimale de la charge de sortie totale. Pour éviter un affaiblissement de la tension de sortie à une charge d'impédance élevée ($R_C \geq 50$ kΩ), la charge de sortie ne devrait pas être inférieure à 2 kΩ; il en résulte que la valeur minimale de $R1 + R2$ (figure 1b) ou de R2 (figure 1c) est de 2kΩ2 environ. A condition, par exemple, que $R_C = 5$ kΩ et que la charge totale de sortie soit limitée à un minimum de 2 kΩ, il ne

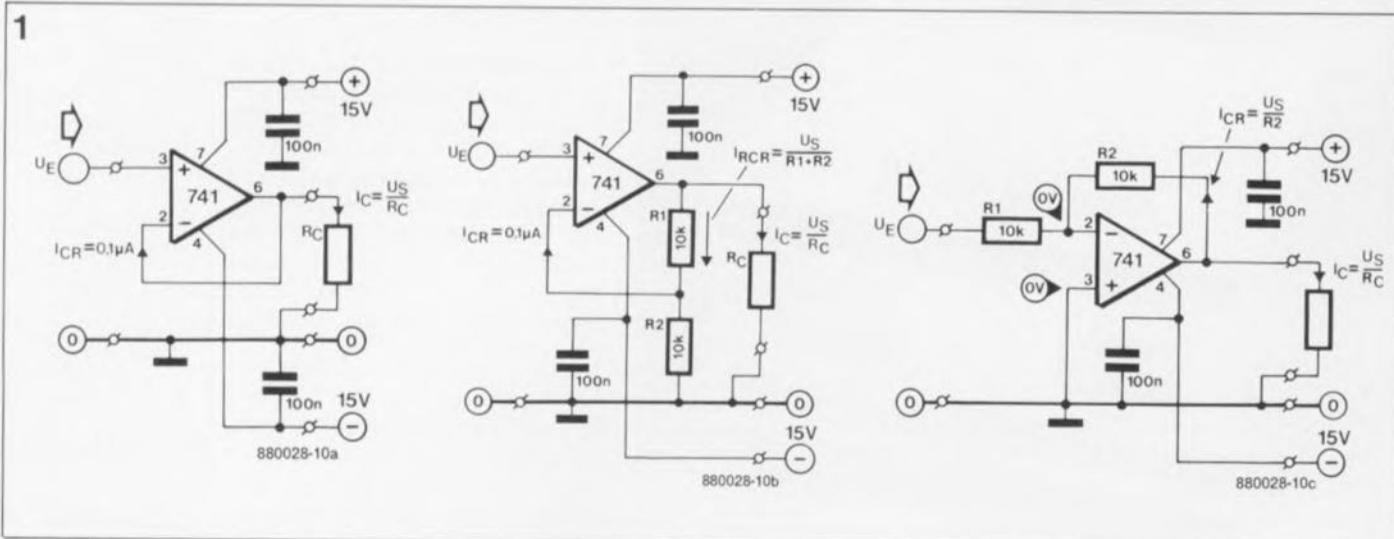


Figure 1. La charge de la sortie de l'amplificateur opérationnel par les résistances de contre-réaction. 1a: Suiveur de tension; 1b: Amplificateur non-inverseur et 1c: Amplificateur inverseur.

reste que $3k\Omega$ comme valeur minimale pour les résistances de contre-réaction ($R1 + R2$, ou $R2$ dans le second exemple).

Voici une astuce pratique à laquelle on pourra faire appel lorsque la valeur de la résistance de contre-réaction risque d'être trop importante: Supposons que veuille que le gain d'un amplificateur inverseur soit égal à 50 à une résistance d'entrée de 100 k Ω . Dans ces conditions, la valeur de la résistance de contre-réaction atteindrait 5 M Ω , une valeur "bigrement" élevée, source de bruit et de problèmes de décalage. La solution simple à ce problème consiste à faire appel à un diviseur de tension qui diminue la tension de sortie avant qu'elle ne soit réinjectée, à travers la résistance de contre-réaction, dans l'entrée inverseuse. Il faudra que le diviseur de tension présente une valeur d'impédance faible, comparée à la celle de la résistance de contre-réaction. Dans ce cas-là, on peut ramener la valeur de la résistance de contre-réaction à celle obtenue par sa division par la valeur du rapport du diviseur de tension. Dans notre exemple de la **figure 2** le rapport du diviseur de tension est fixé à 1 : 10 ($=0,1$) à l'aide de l'ajustable P1. La valeur de la résistance de contre-réaction est alors de $0,1 \cdot 5 \text{ M}\Omega$; cela nous donne une valeur beaucoup plus acceptable de 500 k Ω tout en gardant à l'entrée une résistance ($R1$) de 100 k Ω .

Les résistances d'entrée

L'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel prend la forme d'un différentiateur à 2 transistors. Il en résulte que les deux entrées de l'amplificateur opérationnel sont les bases des transistors; de ce fait il existe aussi un courant de base, source de chutes de tension aux bornes de résistances externes. Si les résistances, connectées aux entrées, sont de valeurs différentes, il se produit bien entendu des chutes de tension différentes qui, pour leur part, donnent inévitable-

ment l'impression à l'amplificateur opérationnel d'une différence de tension d'entrée. A la sortie de l'amplificateur opérationnel on retrouve, faut-il le préciser, une tension d'erreur, qui est en fait cette tension différentielle erronée, après amplification. Afin d'éviter d'être confronté à ce problème il est recommandé de connecter aux entrées de l'amplificateur opérationnel des résistances de valeur identique.

Dans le cas de l'amplificateur inverseur de la **figure 3a**, cela implique la mise en place d'une résistance supplémentaire à l'entrée non-inverseuse. La valeur de cette résistance devrait être égale à celle des deux résistances de contre-réaction, prises en parallèle (voir la formule donnée en figure 3a). Dans le cas d'un gain dépassant 10, la valeur de $R2$ peut être négligée et la valeur de la résistance supplémentaire ($R3$) sera égale à celle de $R1$. L'histoire se répète pour l'amplificateur non-inverseur de la figure 3b où l'on retrouve la résistance supplémentaire $R3$ à l'entrée non-inverseuse. Comme dans le cas de l'amplificateur inverseur, le choix d'un gain élevé permet de donner à la résistance additionnelle la valeur de la résistance $R1$.

Si l'on veut minimiser une éventuelle chute de tension qui pourrait se produire lors de l'application d'une source de signal à haute impédance, il faudra additionner la valeur de la résistance interne de cette source de signal à celle de $R1$ (figure 3a), voire à celle de $R3$ (figure 3b).

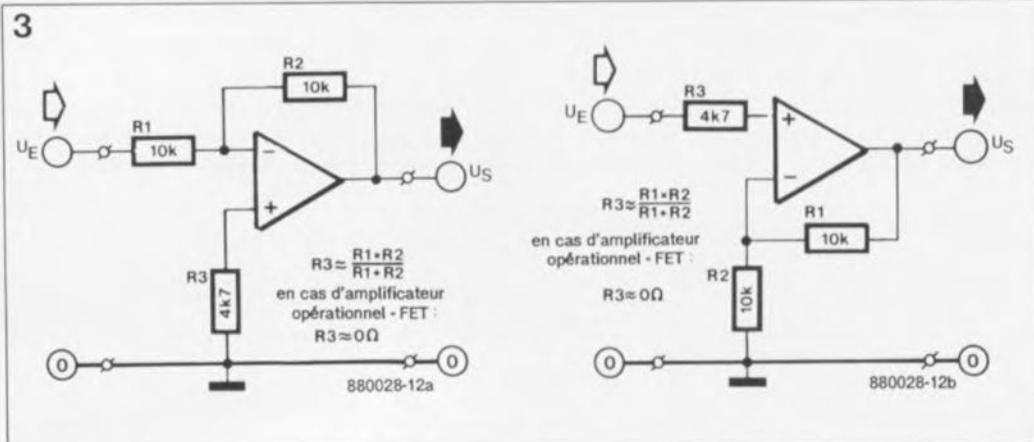


Figure 3. La résistance supplémentaire R3 sert à la compensation de la chute de tension, entraînée par le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel aux bornes des résistances de contre-réaction.

La tension de décalage

Dans le cas d'un amplificateur opérationnel idéal, une différence de 0 V entre les deux tensions d'entrée produirait également une tension de 0 V à la sortie. Hélas, dans la pratique, un amplificateur opérationnel présente toujours une tension d'erreur à sa sortie, si faible soit-elle, même en cas de connexion de ses deux entrées à la masse. La **figure 4** montre un petit circuit de test à utiliser pour mesurer la tension de décalage d'un amplificateur opérationnel. La tension de décalage est présente entre les deux entrées; elle peut être positive ou négative. A la sortie de ce circuit de test on retrouve cette tension de décalage, amplifiée quelque 1 000 fois. Le **tableau 1** vous propose les valeurs typiques pour quelques amplificateurs opérationnels courants.

D'après ce tableau, la tension de décalage typique pour un 741 est de 1 V. Attention cependant: la tension de décalage maximale potentielle est 2 à 5 fois plus élevée, en fonction du type d'amplificateur opérationnel. Ceci explique qu'un gain élevé entraîne inévitablement une tension de décalage plus élevée.

La cause de cette erreur de décalage est à rechercher dans les asymétries de l'étage d'entrée. Les deux transistors que comporte l'étage d'entrée simplifié de la figure 5 se distinguent invariablement, l'un de l'autre, par une faible différence qui existe entre leur tension base/émetteur (U_{BE}). A cette différence initiale s'ajoutent encore des tolérances des résistances et des courants de collecteur, le tout produisant ces quelques mV de valeur typique de la tension de décalage.

A cause de cette tension de décalage, incontournable, de nombreux amplificateurs opérationnels courants sont dotés de contacts externes (broches), permettant un réglage parfait de la symétrie de l'étage d'entrée. La figure 6, qui illustre la structure interne du 741, montre nettement que l'ajustable entraîne, en pratique, la mise en parallèle, aux résistances R1 et R3 de l'étage d'entrée, de deux résistances de réglage permettant de jouer sur les courants de collecteur de l'étage différentiateur.

Par manque de broches disponibles, les amplificateurs opérationnels doubles et quadruples intégrés dans un même boîtier, ne disposent pas de cette possibilité d'ajustage de la tension de décalage. Dans ces cas-là, la suppression de la tension de décalage s'effectue en appli-

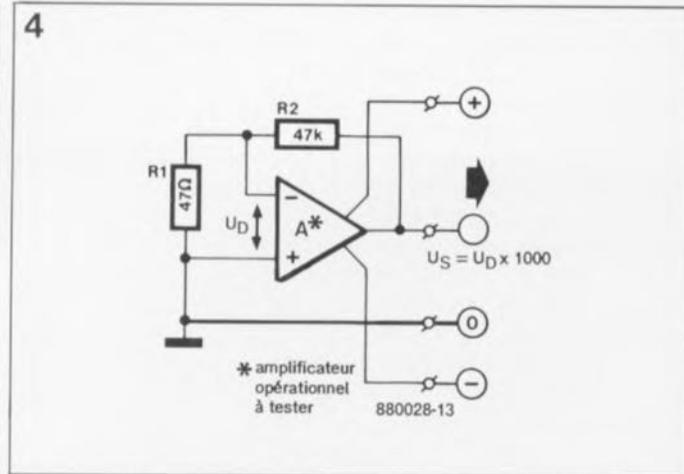


Figure 4. Petit circuit de test qui vous permettra de déterminer la tension de décalage d'un amplificateur opérationnel.

quant à l'entrée une tension de la même valeur, mais de polarité inverse, destinée à compenser ainsi la tension de décalage. Un diviseur de tension permet normalement de dériver cette tension de compensation de la tension d'alimentation. En règle générale une plage d'ajustage de ± 25 mV suffira amplement. La figure 7 vous propose la "circuiterie" de compensation dont il faut doter un amplificateur inverseur (figure 7a) ainsi que pour son

homologue non-inverseur (figure 7b). L'amplificateur inverseur permet également d'appliquer la tension de compensation, à travers une résistance de sommation, au point de masse virtuel. On retrouve cette variante, en pointillés, dans la figure 7a.

La dérive en température

de la tension de décalage est malheureusement moins facile à corriger. A cet effet il

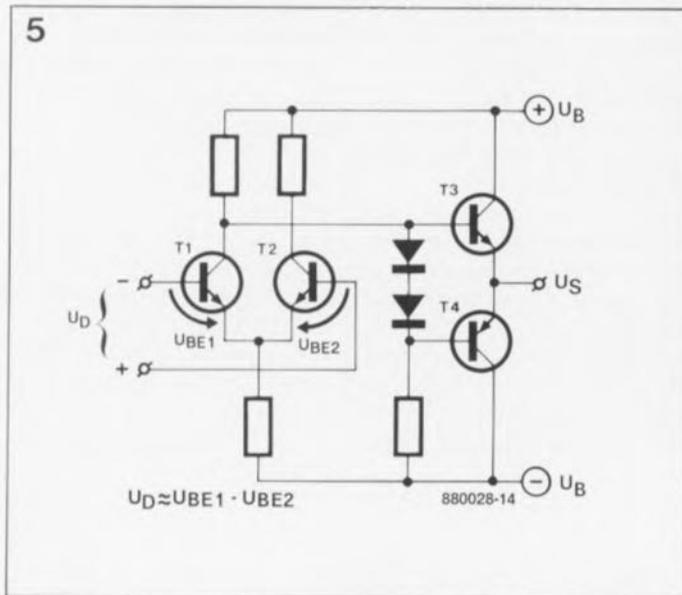


Figure 5. L'inévitable asymétrie de l'étage différentiateur d'entrée est la source primaire de la tension de décalage.

faudra générer une tension de correction qui est exactement équivalente à la dérive de la tension de décalage, mais présentant la polarité inverse. Ce processus est beaucoup trop compliqué pour être mis en oeuvre dans le cas d'un unique amplificateur opérationnel. Dans la pratique, on effectue une compensation de température pour la totalité d'un circuit, tel qu'un baromètre par exemple, par l'addition d'une tension de compensation ajustable, fournie par une NTC (Negative Temperature Coefficient, résistance à coefficient de température négatif) ou encore une PTC (Positive Temperature Coefficient, résistance à coefficient de température positif).

L'étalonnage d'un tel circuit est très laborieux (un doux euphémisme), puisqu'il faut reproduire à plusieurs reprises un cycle de changement de température en effectuant tous les réglages nécessaires. Il est plus facile sans doute, de choisir un amplificateur opérationnel possédant, par construction, une valeur de dérive en température faible. On consultera à cet effet le tableau 1 qui comporte également cette valeur typique pour un nombre d'amplificateurs opérationnels courants.

Les amplificateurs opérationnels à faible dérive en température sont malheureusement beaucoup plus chers que leurs congénères "d'usage courant", surtout dans le cas de valeurs maximales très faibles garanties. Pour éviter d'épuiser votre trésor de guerre privé pour de simples expériences, il est possible de rechercher, à l'aide du petit circuit de test de la figure 4, un exemplaire d'amplificateur opérationnel "plébéien", présentant une tension de décalage très faible. Un ampli-

Tableau 1. Comparaison des tensions de décalage

Amplificateur Opérationnel	741	LM324	NE5534A	μ A 741	OP-07E	LF351	TL080	TL070	CA3130	CA3140	TLC271
Entrée	bipolaire	bipolaire	bipolaire	bipolaire	bipolaire	FET	FET	FET	FETMOS	FETMOS	FETMOS
Tension (mV) de décalage typ.	1	3	0,5	1	0,03	5	3	3	8	5	1,1
Dérive typ. de la tension de décalage (μ V/°C)	10	7	*	0,3	0,3	10	8	8	10	8	2

* non-indiqué

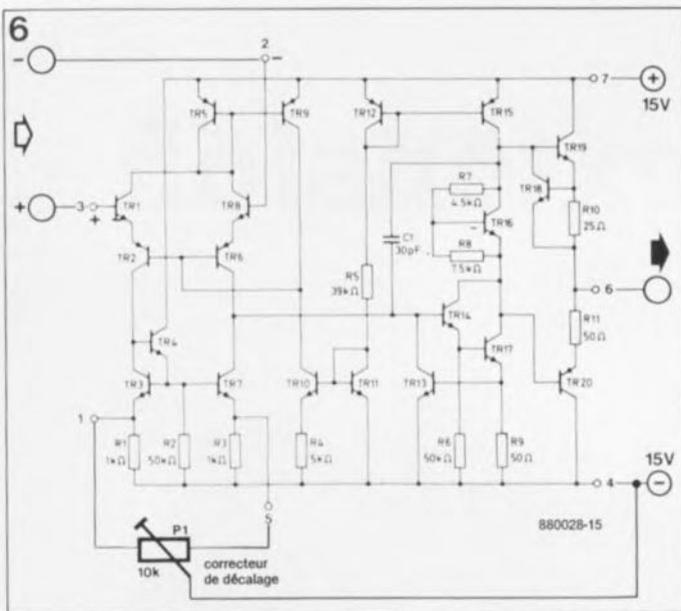


Figure 6. Correction de la tension de décalage à l'aide d'un potentiomètre ajustable, connecté aux broches 1, 4 et 5 d'un amplificateur opérationnel du type 741.

ficateur opérationnel à tension de décalage faible possède, en règle générale, une dérive en température assez faible.

Dans le cas d'un amplificateur opérationnel doté d'une possibilité d'ajustage externe, il est recommandé d'utiliser le circuit d'ajustage de la fiche de caractéristiques fournie par le fabricant, puisque ce circuit de compensation a été conçu de manière à ce que l'ajustage n'ait pas d'influence négative sur la dérive en température. Il faut signaler à ce sujet qu'il est préférable

d'utiliser un LF356 plutôt qu'un 741. Le réglage externe du 741 effectué à l'aide d'un ajustable possède une influence néfaste sur sa dérive en température. Cette possibilité d'ajustage externe, qui influence directement la symétrie de l'étage d'entrée, est strictement réservée à la compensation d'erreurs de décalage et non pas à la correction de tensions d'erreur dues aux chutes de tension différentes naissant aux bornes de résistances externes (voir le chapitre "La tension de décalage"). Une "adaptation artificielle et

forcée" de la symétrie peut fort bien avoir une influence négative sur la dérive en température.

La seule solution, tout à la fois finale et convenable, aux problèmes de décalage et de dérive se trouve du côté des fabricants de ce type de composants; elle consiste à obtenir une meilleure précision lors de "l'ajustage" des composants sur la puce - ce qui se traduira inévitablement par un prix (proportionnellement?) plus élevé.

Quant à l'amplification de tensions continues dans le domaine des micro-volts, tous les problèmes ne sont pas encore et toujours résolus. Un nombre important de facteurs sources de parasites tels que le bruit et la tension de thermo-couple, un phénomène qui naît à l'endroit de contact de deux métaux différents lorsque ceux-ci ne se trouvent pas à la même température, continuent d'exister. Il est parfaitement normal qu'à l'endroit où l'une des broches du circuit intégré est soudée à une pastille du circuit imprimé, la moindre différence de température (entre la broche de métal nickelé et la pastille de cuivre) entraîne des tensions pouvant atteindre jusqu'à 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. La simple utilisation de soudure à l'étain peut

déjà faire naître de telles tensions. Il est possible toutefois de diminuer sensiblement la valeur de ces tensions en se servant de soudure à l'étain au cadmium - qui a le gros inconvénient d'être très, très toxique. Il ne faut absolument pas se laisser décourager par cette accumulation de problèmes et d'ennuis dont l'existence est éventuelle. La plupart des applications se trouvent dans le domaine des millivolts et des volts. Dans la pratique, il suffit de tenir compte des tensions de décalage, seulement dans le cas d'un couplage en tension continue associé à un gain élevé, et ceci tout particulièrement lors de la mise en série de plusieurs étages. L'effet de quelques millivolts de plus ou de moins à la sortie d'un amplificateur de tension alternative, doté de sorties et d'entrées découplées à l'aide de condensateurs est pratiquement négligeable. Ils n'entraînent qu'une faible limitation de la plage de modulation.

A l'inverse de ce cinquième article de la série "le b.a.-ba de l'analogique", dédié entièrement à la théorie lui, nous vous proposerons, dans la prochaine partie de notre (petit) cours, plusieurs circuits pratiques, tel qu'un thermostat, un thermomètre et un baromètre. ■

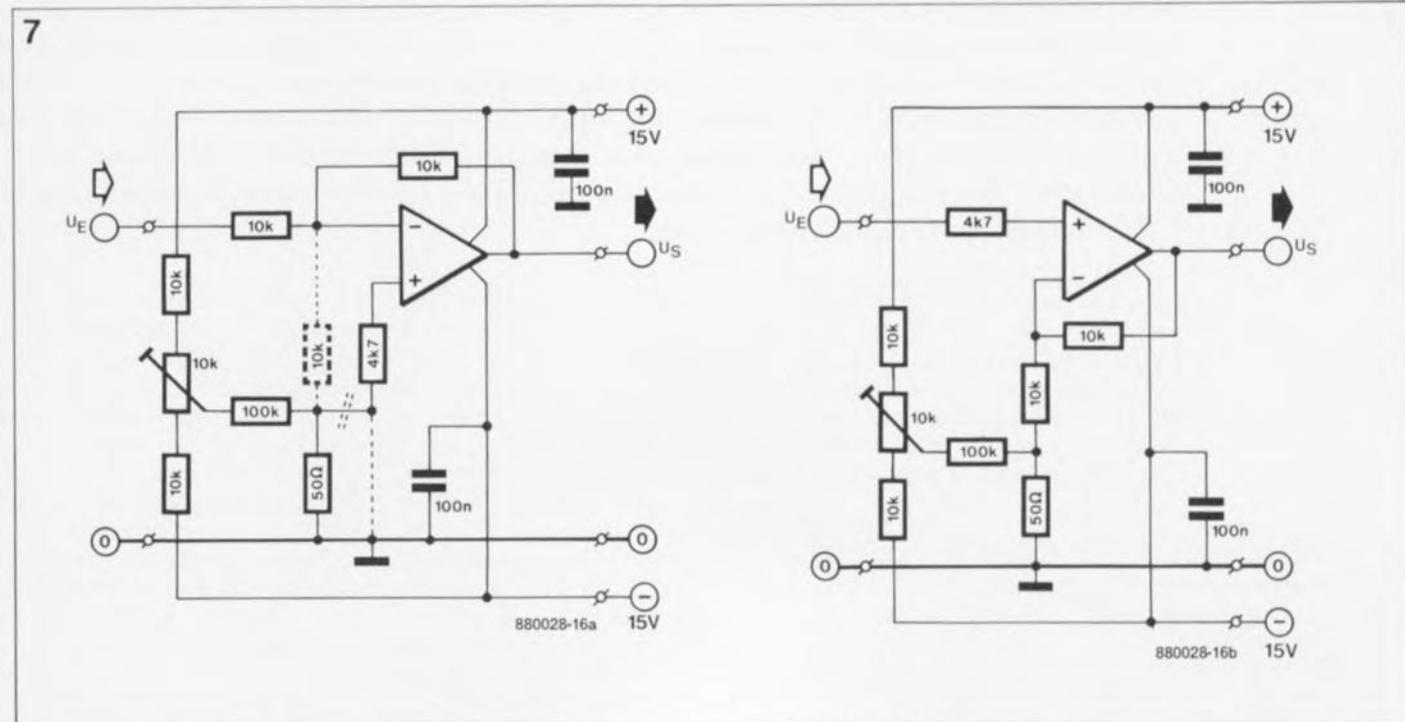
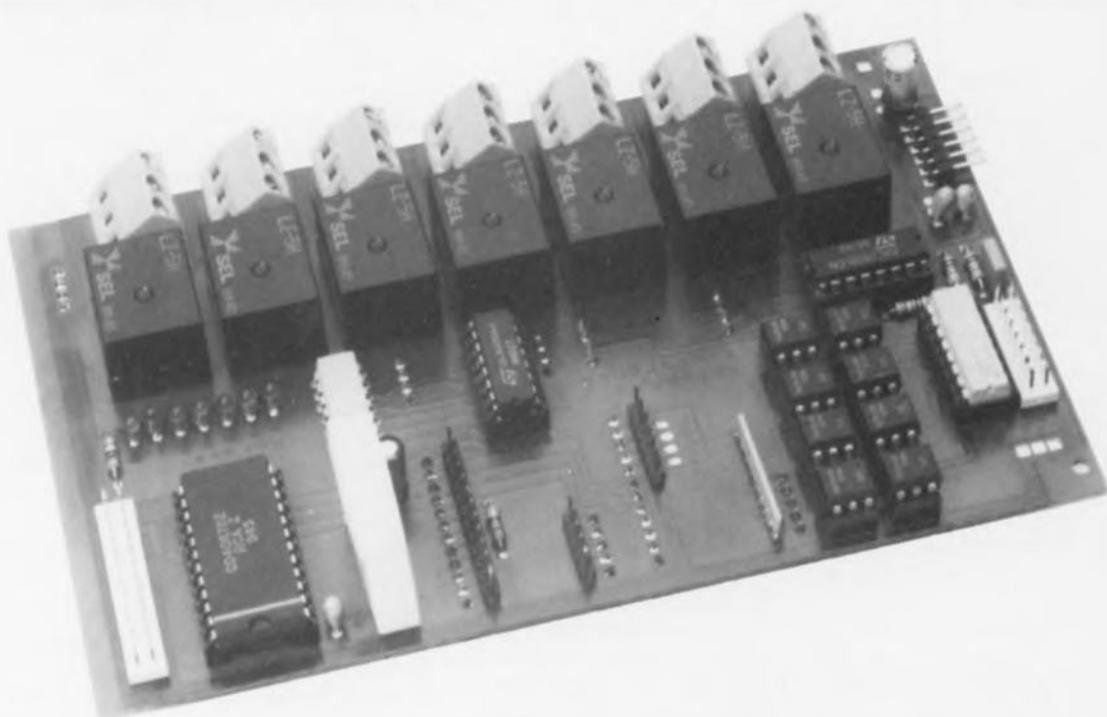


Figure 7. En l'absence de broches qui permettent une correction de la tension de décalage (amplificateur opérationnel double ou quadruple), il est possible de générer une tension de compensation de ± 20 mV environ, à l'aide d'un diviseur de tension.

la puissance des ports

carte d'extension

pour la carte Z-80 Europe



Comme nous l'espérions au moment de la publication de l'article consacré à la carte Z-80 Europe (n°141, mars 1990), cette réalisation a connu un grand retentissement auprès de nos lecteurs, puisque plusieurs centaines de cartes ont été réalisées dans toute l'Europe. Avec ses nombreux ports, son convertisseur A/N, son interface sérielle, cette carte répond très exactement aux exigences posées par de nombreuses applications faisant appel à la gestion d'automatismes. A elle seule, cette carte était pourtant, dans ces contacts avec le monde extérieur, limitée aux niveaux TTL. Grâce à la carte d'extension dotée d'entrées à opto-coupleurs et de sorties à relais de forte puissance, spécialement développée pour la carte Z-80 Europe qui fait l'objet de cet article, vous pourrez maintenant vous aventurer dans de nouveaux domaines d'application restés jusqu'alors "hors-limites".

La platine de l'unité centrale (CPU) proprement dite, dont la fonction première est la gestion d'automatismes, comporte, outre les indispensables circuits de RAM et de ROM (Basic), deux circuits périphériques (des 8255) qui mettent à disposition

de l'utilisateur rien moins que 48 lignes d'Entrées/Sorties (E/S). Ce nombre est sans aucun doute largement suffisant pour la majorité des applications; le seul problème que puisse encore rencontrer l'utilisateur est celui de la forme des signaux. Les signaux d'entrée qu'exigent les PPI 8255, des interfaces périphériques programmables, doivent en effet respecter impérativement les niveaux TTL, et donc être de l'ordre de 5 V, les signaux de sortie étant eux aussi limités à cette valeur de tension.

La platine d'extension ajoute huit entrées dotées d'opto-coupleurs qui permettent la connexion de signaux

de niveau notablement plus élevé, autorisée par l'isolation galvanique qu'assurent ces composants. Aux sorties ont été placés des relais capables de supporter des courants directs d'intensité pouvant allant jusqu'à 5, voire 8 A.

Le convertisseur A/N de la carte Z-80 Europe se voit renforcé par un multiplexeur, monté en amont, de sorte que l'on dispose de 16 entrées analogiques. La platine d'extension ajoute également des possibilités de traitement dans le sens inverse: on dispose maintenant d'un convertisseur N/A qui permet de produire des tensions analogiques.

Cette nouvelle carte comporte en

Caractéristiques techniques:

- 8 entrées à opto-coupleurs
- 7 sorties à relais (5 A)
- Visualisation par LED de l'état des relais
- Multiplexeur à 16 canaux pour le convertisseur A/N
- Convertisseur N/A à 8 bits
- 4 Entrées/Sorties numériques
- Indicateur acoustique par résonateur piézo

Figure 1. L'électronique de la carte d'extension du système (mono-)carte à Z-80 Europe.

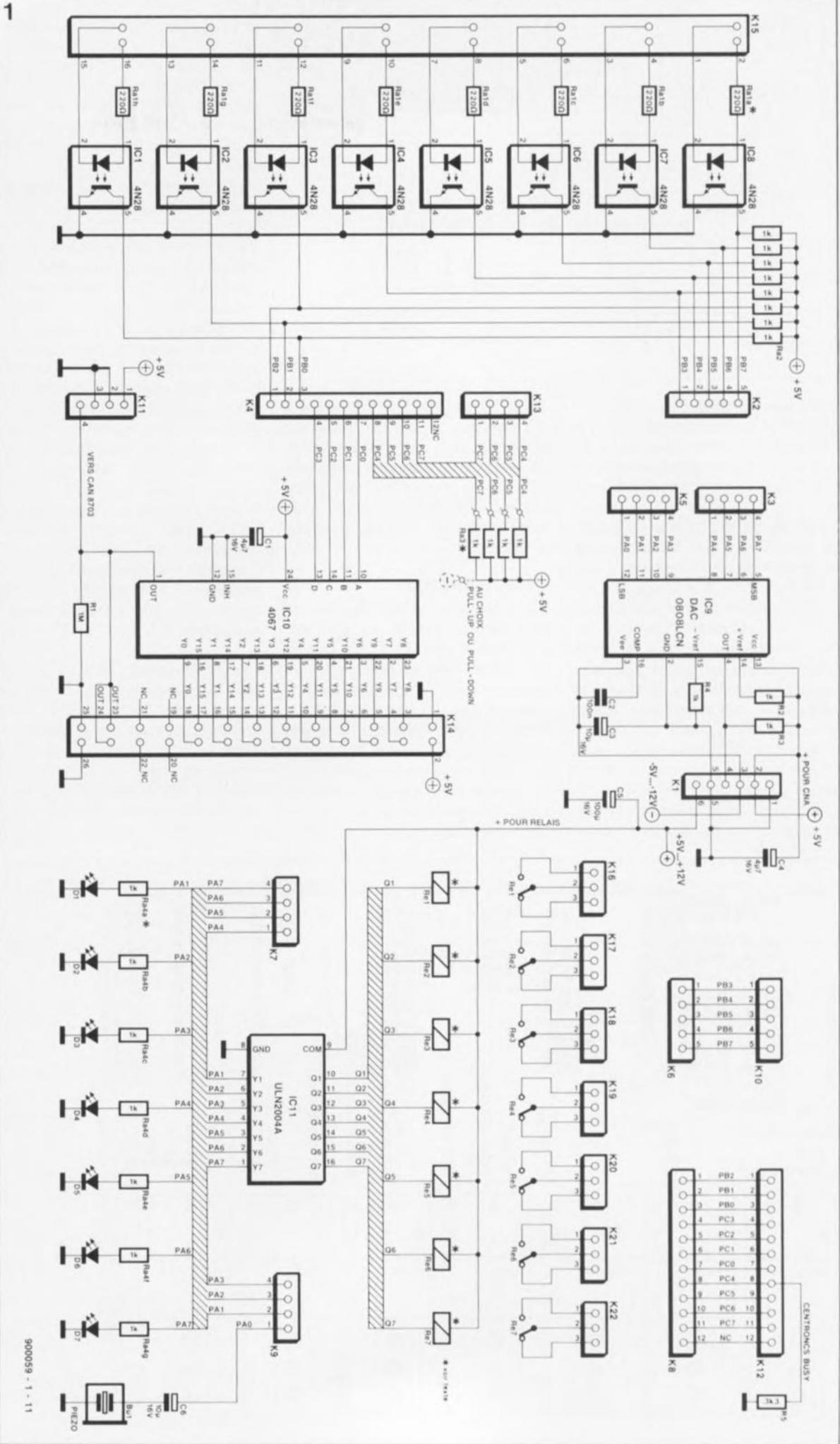
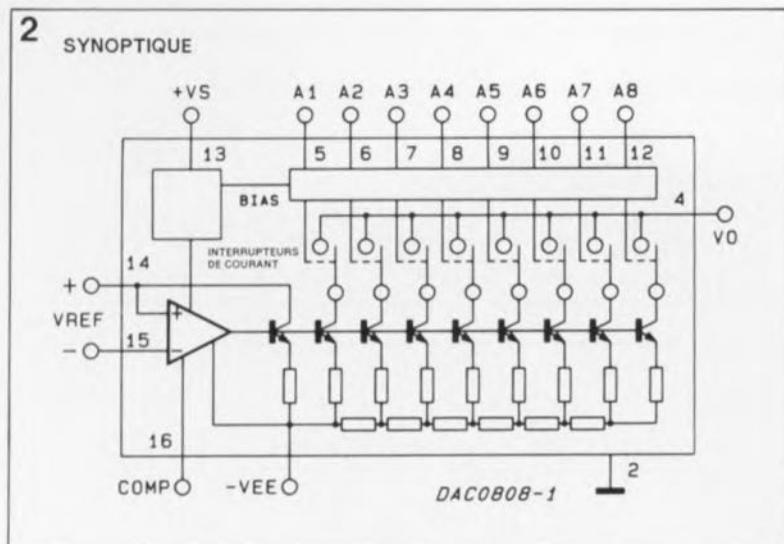


Figure 2. La structure interne du convertisseur Numérique/Analogique DAC 0808.



outre une interface Centronics, qui permet, vous vous en seriez douté, la connexion d'une imprimante, et un résonateur piézo-électrique, pour la génération de signaux acoustiques.

Le dessin de la platine a été étudié de manière à ce qu'il soit possible de monter les deux cartes en sandwich sans avoir à faire appel à du câble multibrin: comme disait l'ami Fritz: "les (blagues) connexions les plus courtes sont toujours les meilleures". L'interconnexion des deux circuits imprimés se fait à travers les embases autosécables mâles présentes sur la carte CPU et qui viennent s'enficher dans leurs homologues femelles disposées en divers points de la carte d'extension. On réalise ainsi, un mini-système (quasi-monocarte) programmable en Basic

ou en langage machine qui, grâce à son interface RS232, est aisément accessible (et donc programmable) à l'aide d'un ordinateur compatible IBM ou de n'importe quelle autre "variété", dès lors que l'ordinateur en question comporte une interface sérielle.

L'électronique

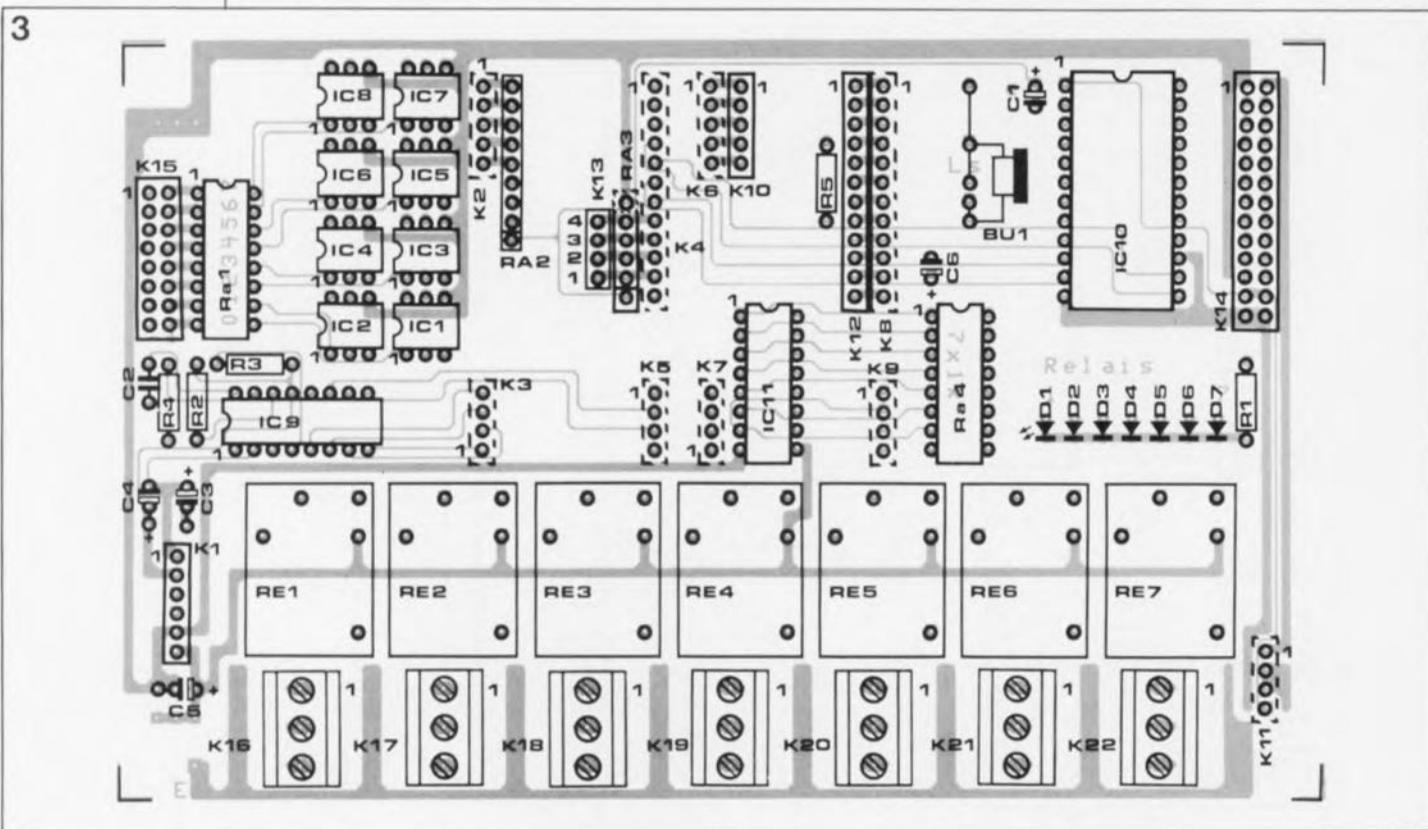
Il faut déjà une certaine expérience en la matière, acquise par la lecture à la lumière des bougies d'articles du même acabit, pour voir du premier coup d'oeil de quoi il retourne. Ce qui saute immédiatement aux yeux - attention à ne pas regarder de trop près - ce sont les nombreux connecteurs (pas moins de 26) et le faible nombre de composants actifs présents sur la carte. La moitié des dits connecteurs

assure l'interconnexion entre les deux platines, les autres se subdivisent en nouveaux points d'entrée ou de sortie. La commande de l'ensemble des fonctions de la platine d'extension se fait au travers des deux PPI 8255 présents sur la platine de l'unité centrale à Z-80. Les tableaux 1 et 2 donnent la correspondance entre les ports et les fonctions de la platine.

Commençons par le début. Sur la gauche du schéma de la figure 1 on découvre les huit opto-coupleurs. Les cathodes des diodes électroluminescentes (LED ou DEL) sont reliées directement au connecteur K15, l'anode des LED l'étant à travers une résistance chutrice (de limitation). Les huit résistances de limitation nécessaires font partie d'un réseau DIL (*Dual In Line*), Ra1, composant qu'il est facile de remplacer dès lors qu'il faut en adapter la valeur parce que les LED sont soumises à une tension externe différente de celle prévue à l'origine. Les résistances de 220 Ω prévues ici, conviennent pour des tensions d'entrée comprises entre 5 et quelque 12 V.

Les opto-coupleurs 4N28 supportent sans broncher une différence de potentiel de 500 V (0,5 kV) entre leurs broches (entrée et sortie). Si cette valeur ne répond pas à vos exigences, rien ne vous interdit d'utiliser des opto-coupleurs ayant les caractéristiques requises (4N27 = 1,5 kV, 4N25 = 2,5 kV). Les sorties

Figure 3. Représentation de la séri-graphie de l'implantation des composants de la carte d'extension. Les connecteurs représentés en pointillés sont à implanter sur le dessous de la platine, à l'opposé du côté composants donc.



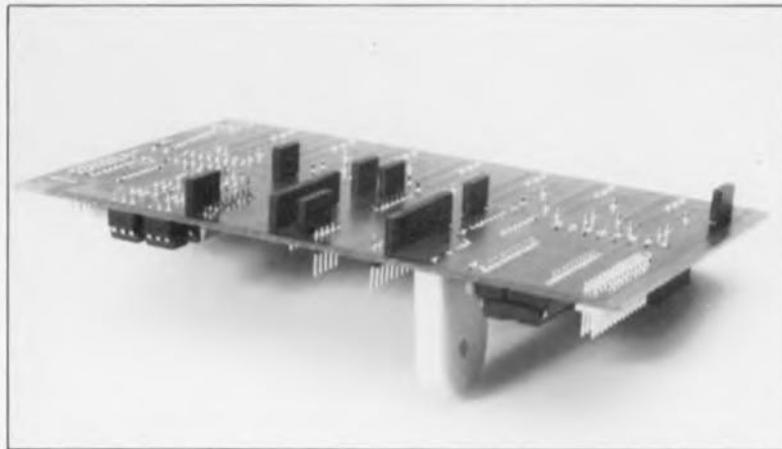
à collecteur ouvert des optocoupleurs se trouvent au +5 V de l'alimentation à travers le réseau de résistance Ra2. Les lignes de collecteur des photo-transistors intégrés dans les opto-coupleurs IC1 à IC8 sont reliées, par l'intermédiaire des connecteurs d'interconnexion K2 et K4 (en partie), au port B du premier 8255 de la platine centrale.

Les huit connexions du port A de ce circuit périphérique attaquent directement, à travers les connecteurs d'interconnexion K3 et K5, les entrées du convertisseur N/A IC9. Ce convertisseur fournit à sa sortie (broche 4) une tension comprise entre 0 et 5 V. Pour remplir sa fonction, IC9 nécessite, outre une tension d'alimentation "classique" de +5 V, une tension auxiliaire régulée de valeur comprise entre -12 et -15 V (véhiculée par le connecteur K1). On pourrait envisager d'alimenter le convertisseur à partir de l'alimentation de la carte centrale, nous avons cependant choisi de ne pas le faire et ceci pour diverses raisons: il faut primo disposer de toutes façons d'une tension auxiliaire négative et, secundo, le risque d'être confronté sur la ligne +5 V de l'alimentation de l'unité centrale (CPU) à des crêtes de tension ou autres impulsions parasites n'est pas uniquement imaginaire.

Les quatre bits de poids faible (LSB = *Least Significant Bit*) du troisième port de IC11 (de la carte CPU) permettent la sélection du canal d'entrée du multiplexeur requis. Le signal de sortie arrive tel quel, en passant par le connecteur d'interconnexion K11, à l'entrée du convertisseur A/N 8703 implanté lui aussi sur la carte CPU.

Les quatre bits de poids fort (PC4 à PC7) servent eux de lignes d'E/S numériques (K13). Nous avons prévu 6 orifices pour le réseau de résistances SIL (*Single In Line*) Ra3 qui ne possède pourtant que 5 bornes; ceci permet deux possibilités d'implantation. Les deux orifices extrêmes de Ra3 sont reliés l'un au plus de l'alimentation, l'autre à la masse. Selon la position donnée au réseau, on forcera donc 4 lignes soit au plus (*pull-up*), soit à la masse (*pull-down*).

Le second circuit périphérique 8255 de la platine CPU est chargé de la gestion de l'interface Centronics, de la commande des relais et de celle du résonateur piézo-électrique. La ligne de port PA0 est reliée directement (par l'intermédiaire de l'interconnecteur K9) au résonateur Bul à travers le condensateur C6. Quelques octets de langage



machine ou de Basic suffisent pour obtenir toute une variété de sons de hauteur différente.

Les lignes PA1 à PA7 attaquent, d'une part les LED D1 à D7 à travers des résistances chutrices de 1 k Ω et d'autre part les entrées Y du réseau de transistors IC11, un ULN 2004A. Ce composant est un tampon de puissance doté de sorties à collecteur ouvert. Le circuit intègre des diodes de protection qui garantissent une activation sans risque des relais.

Le sandwich

Les embases femelles d'interconnexion K2 à K9 doivent être soudées sur le **dessous** de la platine (répétons-le, à l'opposé du côté composants). Lors de la conception de la carte CPU à Z-80, il avait été tenu compte de cette extension ultérieure, de sorte que la platine CPU comporte déjà tous les connecteurs mâles nécessaires à l'interconnexion des deux cartes. Ce type d'embase existe en différentes hauteurs: si l'on choisit des embases femelles de petite taille (8,5 mm), il faut savoir que l'on risque de rencontrer des problèmes dus à la hauteur (± 13 mm) des deux quartz (normalement) montés verticalement sur la carte CPU. Deux solutions: soit utiliser des quartz à développement vertical faible (5 mm), soit implanter les quartz du côté "pistes" de la carte CPU (à l'opposé des autres composants).

Le multiplexeur IC10 et les optocoupleurs reçoivent leur tension d'alimentation directement de la platine CPU à travers l'interconnecteur K11. Il faudra appliquer au connecteur K11 les tensions nécessaires au convertisseur N/A et aux relais. La broche 6 de K1 constitue le point de connexion de la ligne positive d'alimentation des relais et du tampon IC11. En cas d'utilisation de relais de 5 V, on pourra implanter directement un pont de câblage

entre ce point et la broche 1 du connecteur K11: cette connexion permet l'alimentation des relais à partir de l'alimentation de la CPU. La présence d'un point de connexion distinct a l'avantage important de permettre d'utiliser des relais de 5, 12 voire de 24 V.

Les essais

Nous voici arrivés au moment crucial de cette réalisation: le test de son bon fonctionnement. Une fois terminée l'implantation des composants et effectuée une vérification minutieuse de l'absence de toute erreur, qu'elle soit de polarité, due à une confusion de valeur, etc, on pourra superposer les deux platines et, après avoir vérifié que les embases femelles se trouvent bien en face des embases autosécables mâles, on pourra comprimer avec précaution les deux pièces du sandwich ainsi constitué. L'interconnexion des deux platines étant satisfaisante, on vérifiera l'absence de court-circuit, produit par exemple par le boîtier métallique de l'un des quartz; on pourra ensuite connecter l'ensemble à l'interface sérielle d'un PC que l'on aura mis en mode "terminal" à l'aide d'un logiciel adéquat tel que Procomm, Kermit ou autre émulateur de terminal. A l'aide du programme d'émulation, on envoie un court programme de test vers le sandwich à Z-80 et on en démarre l'exécution. Le programme donné en exemple ci-après produit l'apparition de quatre valeurs différentes à l'adresse d'E/S concernée, c'est-à-dire 4, où ils produiront l'activation successive des différents relais.

```
10 a=2
20 Print a
30 OUT 4,a
40 FOR K=1 TO 1000:NEXT
50 a=a+2
60 goto 20
```

Liste des composants

Résistances:
R1 = 1 M Ω
R2 à R4 = 1 k Ω , 1%
R5 = 3k Ω
Ra1 = réseau résistif
DIL 8 x 220 Ω
Ra2 = réseau résistif
SIL 8 x 1 k Ω
Ra3 = réseau résistif
SIL 4 x 1 k Ω
Ra4 = réseau résistif
DIL 8 x 1 k Ω

Condensateurs:
C1 = 4 μ F/10 V
tantale
C2 = 100 nF
C3, C4 = 10 μ F/10 V
tantale
C5 = 100 μ F/16 V
C6 = 10 μ F/10 V

Semi-conducteurs:
D1 à D7 = LED rouge
3 mm
IC1 à IC8 = 4N28
(Optec)
IC9 = DAC0808LCN
(SGS-Thomson,
National-Semi-
conductor)
IC10 = 74HCT4067
(Philips)
IC11 = ULN2004A
(Sprague)

Divers:
Re1 à Re7 = relais
encartable à
1 contact inverseur
K1 à K15 inclus sont
des barrettes
autosécables
K1 = mâle en équerre
1x6 contacts
K2, K6 = femelle
1x5 contacts
K3, K5, K7, K9, K11 =
femelle 1x4 contacts
K4, K8 = femelle
1x12 contacts
K10 = mâle
1x5 contacts
K12 = mâle
1x12 contacts
K13 = mâle
1x4 contacts
K14 = mâle
2x13 contacts
K15 = 2x8 contacts
K16 à K22 = bornier à
3 contacts encartable
(45° de préférence)
Bu1 = résonateur
piézo

Tableau 2.

Adresse d'E/S	Bit	PPI 1	Fonction
00 ₁₆	0	PA 0	LSB Conv. N/A
	1	PA 1	:
	2	PA 2	:
	3	PA 3	:
	4	PA 4	:
	5	PA 5	:
	6	PA 6	:
	7	PA 7	MSB Conv. N/A
Adresse d'E/S	Bit	PPI 1	Fonction
01 ₁₆	0	PB 0	Opto-coupleur 1
	1	PB 1	Opto-coupleur 2
	2	PB 2	Opto-coupleur 3
	3	PB 3	Opto-coupleur 4
	4	PB 4	Opto-coupleur 5
	5	PB 5	Opto-coupleur 6
	6	PB 6	Opto-coupleur 7
	7	PB 7	Opto-coupleur 8
Adresse d'E/S	Bit	PPI 1	Fonction
02 ₁₆	0	PC 0	Multiplexeur A
	1	PC 1	Multiplexeur B
	2	PC 2	Multiplexeur C
	3	PC 3	Multiplexeur D
	4	PC 4	E/S TTL
	5	PC 5	E/S TTL
	6	PC 6	E/S TTL
	7	PC 7	E/S TTL
03 ₁₆	Registre d'état PPI 1		
Adresse d'E/S	Bit	PPI 2	Fonction
04 ₁₆	0	PA 0	Résonateur piézo
	1	PA 1	Relais/LED 1
	2	PA 2	Relais/LED 2
	3	PA 3	Relais/LED 3
	4	PA 4	Relais/LED 4
	5	PA 5	Relais/LED 5
	6	PA 6	Relais/LED 6
	7	PA 7	Relais/LED 7
Adresse d'E/S	Bit	PPI 2	Fonction
05 ₁₆	0	PB 0	Interface D0
	1	PB 1	Centronics D1
	2	PB 2	D2
	3	PB 3	D3
	4	PB 4	D4
	5	PB 5	D5
	6	PB 6	D6
	7	PB 7	D7
Adresse d'E/S	Bit	PPI 1	Fonction
06 ₁₆	0	PC 0	Sortie Strobe Centronics
	1	PC 1	E/S TTL
	2	PC 2	E/S TTL
	3	PC 3	E/S TTL
	4	PC 4	Entrée Busy Centronics
	5	PC 5	Entrée PE Centronics
	6	PC 6	Entrée ACK Centronics
	7	PC 7	E/S TTL
07 ₁₆	Registre d'état PPI 2		

Tableau 2. Chaque bit possède sa fonction propre. La répartition se fait principalement par octet.

Il est à noter que l'instruction Out 4,2 produit l'activation du **premier** relais, l'instruction Out 4,4 celle du second et ainsi de suite. Si l'on veut activer simultanément plusieurs relais, disons 1, 3, 4 et 7 par exemple, il faudra additionner les valeurs décimales correspondantes et écrire le résultat correspondant à l'adresse d'E/S 4.

Tableau 1.

Adresse d'E/S	IC	Dénomination
00 ₁₆	PPI 1	Port A
01 ₁₆	PPI 1	Port B
02 ₁₆	PPI 1	Port C
03 ₁₆	PPI 1	Registre d'état
04 ₁₆	PPI 2	Port A
05 ₁₆	PPI 2	Port B
06 ₁₆	PPI 2	Port C
07 ₁₆	PPI 2	Registre d'état
:		
:		
0C ₁₆	Convertisseur A/N	

Tableau 1. La carte Z-80 et la carte d'extension connaissent la cartographie des adresses de mémoire suivante. Toutes les adresses se trouvent dans le domaine d'E/S de l'unité centrale.

Relais	Valeur
1	2
3	8
4	16
7	128
	154

Remarquons en passant que si l'on active simultanément les sept relais, la consommation de courant des deux cartes sera de l'ordre de 780 mA (si l'on a utilisé des relais 5 V alimentés par la platine CPU). L'instruction Out 4,1 active le résonateur piézo-électrique. Attention il existe deux cas de fonctionnement, selon le type de résonateur utilisé. Si l'on prend un résonateur passif (un micro-haut-parleur en quelque sorte) il faudra basculer en permanence le bit 0 de l'adresse 4 entre les niveaux haut et bas pour obtenir un signal sonore. Dans le cas d'un résonateur actif, il suffira de mettre de bit à zéro pour obtenir le même résultat.

Lors de l'interrogation des entrées à opto-coupleurs, il ne faudra pas oublier qu'une entrée qui se trouve en l'air ou qui présente un niveau bas entraîné par la présence des résistances de forçage au niveau haut à l'entrée du port, produit, lors de son interrogation, un bit de niveau haut ("1"). Comme bien souvent, il est facile de remédier à cette situation à l'aide d'un "zeste" de logiciel:

```
10 LET A = INP(1)
15 LET B = A XOR 255
20 PRINT B
30 GOTO 10
```

Cet exemple de programme visualise sur l'écran du terminal les valeurs décimales de l'ensemble de bits présent sur le port. On pourra vérifier le fonctionnement du convertisseur N/A et du multiplexeur comme indiqué lors du premier exemple. L'application d'un chiffre compris entre 0 et 255 à l'adresse d'E/S 0 produit à la sortie du convertisseur une tension comprise entre 0 et +5 V. Il n'y a rien à régler de ce côté-là! Pour peu que l'on ait utilisé pour les résistances R2, R3 et R4 des résistances à film métallique de tolérance de 1%, le domaine de tension de sortie est automatiquement bien délimité. On pourra vérifier le fonctionnement du multiplexeur en connectant un multimètre numérique entre les broches 23/24 de K14 (+) et la masse.

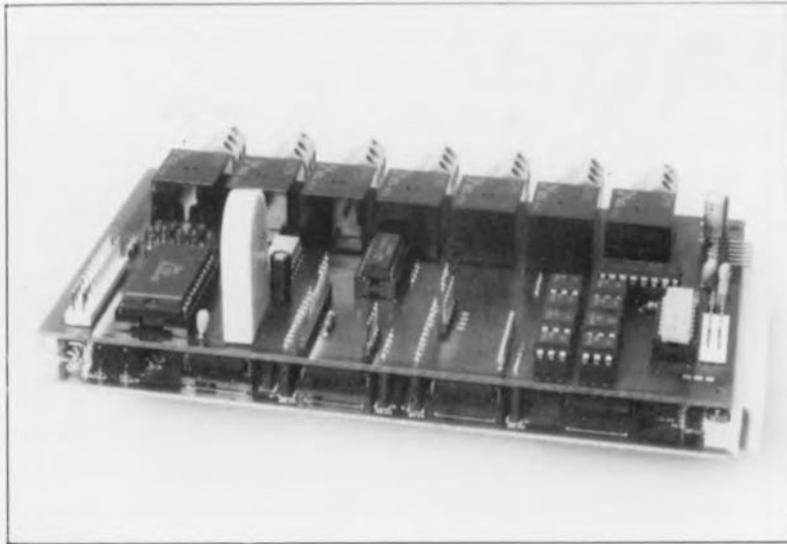
Tableau 3.

Interface Centronics (K10/K12):		
Broche		Fonction
7	K12	Strobe
3	"	D0
2	"	D1
1	"	D2
1	K10	D3
2	"	D4
3	"	D5
4	"	D6
5	"	D7
8	K12	Busy
10	"	ACK

Entrées analogiques (K14):		
Broche	Signal	
18	0	
16	1	
14	2	
12	3	
10	4	
8	5	
6	6	
4	7	
3	8	
5	9	
7	10	
9	11	
11	12	
13	13	
15	14	
17	15	

Tableau 3. Brochage des connecteurs

A l'aide de quelques ajustables, on applique aux entrées différentes tensions comprises entre 0 et +5 V. L'instruction Out 2,X (0 < X < 15) permet la sélection d'une entrée quelconque, le multimètre visualisant la tension d'entrée. Le **tableau 4** donne la correspondance entre le quartet et la sortie sélectionnée. Les tableaux 1 et 2 montrent les adresses d'E/S utilisées et la fonction des différents bits.



Vous voici en possession d'un nouveau système quasi-autonome qui vous permettra de vous lancer dans de nombreuses réalisations, telles que celle d'automatismes de gestion de processus, d'outils de développement multi-fonctions, etc.

Nous vous avons donné l'outil, indiqué quelques directions intéressantes, il ne vous reste plus qu'à vous aventurer dans ce monde passionnant, Vous pourrez y faire toutes sortes de découvertes.

Tableau 4.

Entrée					
PC 0	1	2	3	Inhibit	Sortie
A	B	C	D		
X	X	X	X	1	aucune
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	2
1	1	0	0	0	3
0	0	1	0	0	4
1	0	1	0	0	5
0	1	1	0	0	6
1	1	1	0	0	7
0	0	0	1	0	8
1	0	0	1	0	9
0	1	0	1	0	10
1	1	0	1	0	11
0	0	1	1	0	12
1	0	1	1	0	13
0	1	1	1	0	14
1	1	1	1	0	15

1 = niveau haut
0 = niveau bas
X = indifférent entre 0 et 1

Tableau 4. Table de vérité du multiplexeur 4067. La connexion Inhibit est reliée à la masse, la sortie du multiplexeur est ainsi toujours active.

ELEKTURE

L'électronique à la portée de tous

G. Isabel



Le sous-titre de cet ouvrage, 34 modules pour comprendre et réaliser, résume très exactement de quoi il s'agit. Ce livre s'adresse à tous ceux qui souhaitent acquérir et assimiler rapidement les principes fondamentaux des montages électroniques. Il constitue un véritable manuel d'apprentissage. L'auteur a effectué un classement progressif centré sur des thèmes importants et complémentaires: alimentation, bascules, comptage, affichage, amplificateurs opérationnels, capteurs, puissance, son, applications, idées... Les schémas proposés font l'objet

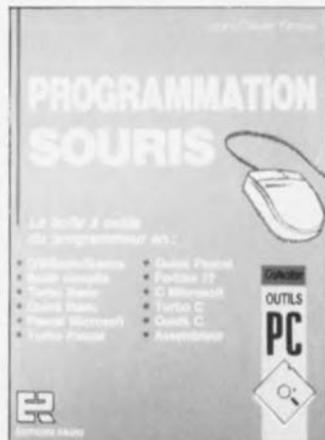
d'une réalisation pratique destinée à bien visualiser le fonctionnement décrit par ailleurs dans le texte. Une nouvelle source de schémas simples auxquels le lecteur intéressé pourra faire appel lorsque le besoin s'en fera sentir; il pourra à sa guise, faire ses premières expériences, modifier les circuits, juxtaposer plusieurs modules pour réaliser un montage plus complexe.

Editions Techniques et Scientifiques Françaises
2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19
tél.: (1).42.00.33.05

PROGRAMMATION SOURIS

J.C. Fantou

Dans la collection OUTILS PC, ce nouvel ouvrage est consacré à l'un des organes de commande d'un PC les plus "conviviaux": la souris. La souris est, pour l'utilisateur, synonyme de facilité, de confort d'utilisation, d'agrément. Cependant, à moins d'être un virtuose de l'assembleur, il est impossible de programmer la souris à partir d'un langage compilé, si l'on ne dispose pas de l'interface logicielle appropriée. Cet ouvrage vous propose ces interfaces pour les langages de programmation les plus courants: le Basic compilé, Turbo Basic, Quick Basic, le Pascal, Turbo Pascal, Quick Pascal, le C, Turbo C, Quick C, le Fortran 77.



Mais ce n'est pas tout!... Il vous faut également un programme de test de la souris, un guide de programmation détaillé et un manuel de référence des fonctions du pilote. C'est tout cela que vous offre, dans ses 120 pages, "PROGRAMMATION SOURIS".

Editions Radio
189, rue Saint-Jacques
75005 Paris

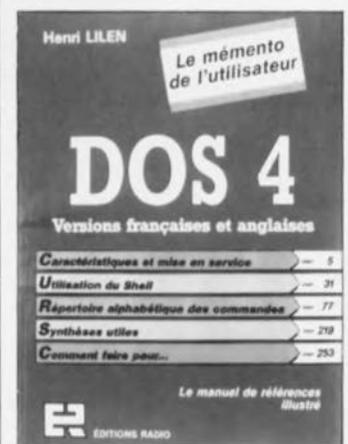
DOS 4

H. Lilien

Les AT286 et 386 se généralisant, la dernière version du MS-DOS, dite 4.01, devient courante. Si vous lancez dans l'installation du DOS 4.01 sur votre machine, il est recommandé de disposer, en plus du manuel d'origine, d'un ouvrage "indépendant". Il vous permettra de vérifier que vous avez bien saisi la procédure d'installation du DOS sur votre disque dur.

Ce mémento de l'utilisateur du DOS 4 met à la disposition de celui-ci tout ce qu'il faut pour: la mise en oeuvre de ses commandes, démonstrations à l'appui; - l'utilisation du Shell; - l'usage de ses fonctions les plus avancées; - la résolution sur le terrain et sur le champ des problèmes d'utilisation du logiciel; - trouver, en fonction de l'application concernée, la meilleure exploitation des possibilités du DOS-4.

En un mot, comme en mille, un outil irremplaçable donnant immédiatement la solution sans interrompre l'utilisateur dans son travail.



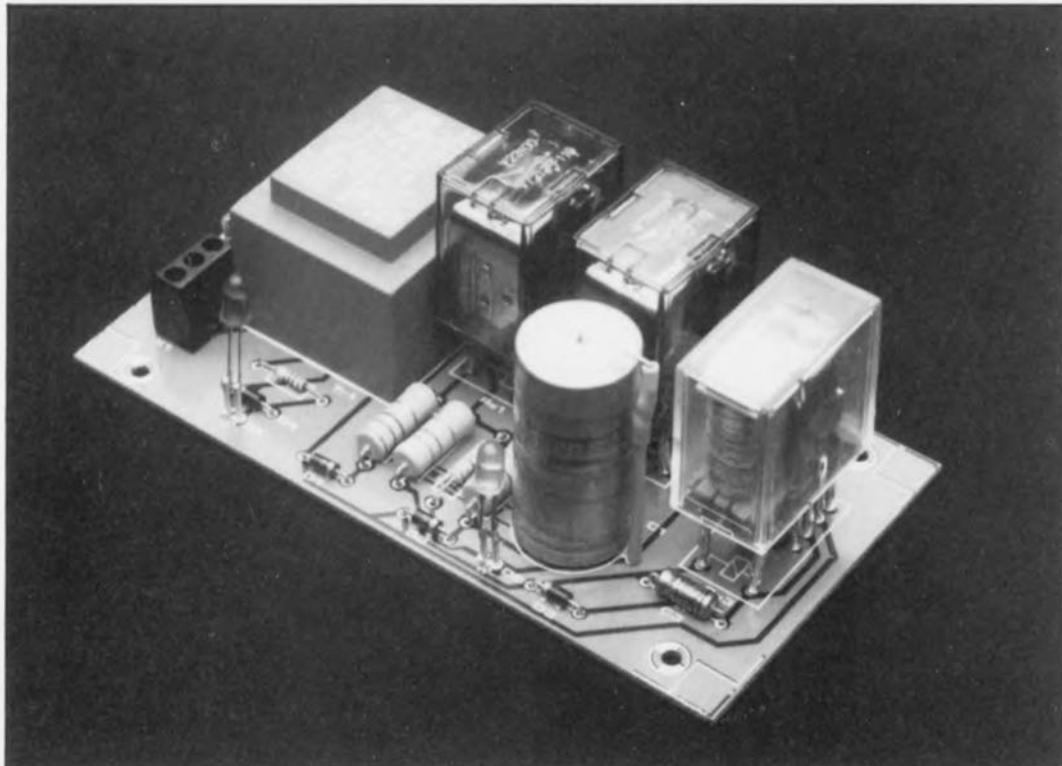
Editions Radio
189, rue Saint Jacques
75005 Paris
tél.: (1).42.29.63.70

mini-central téléphonique

G. Kleine

réseau interphone à trois relais

Ceux d'entre nos lecteurs ayant la chance de disposer de leur propre "laboratoire d'électronique", réfugié soit au grenier soit dans la cave, apprécieront sans aucun doute le confort apporté par un réseau téléphonique interne. Les appareils "made in Hong-Kong" ou les appareils d'origine PTT vendus par les domaines et disponibles à des prix-chocs, peuvent très bien servir comme terminaux d'une installation d'interphone domestique. Le circuit proposé dans cet article se charge de l'établissement de la liaison, quelle qu'elle soit, nécessaire au fonctionnement correct du réseau téléphonique interne.



Les composants les plus importants du circuit du mini-central téléphonique sont trois relais chargés de la commande des cinq états différents que peut prendre le mini-central. Puisqu'il s'agit d'établir une simple liaison unique du point A au point B, il n'est pas nécessaire de réaliser un circuit qui se charge de la composition de numéros différents et de l'adressage des appareils connectés.

Le seul but de ce montage est de faire produire un signal sonore (sonnette ou buzzer, en fonction de l'appareil utilisé) à l'un des appareils connectés, lorsqu'on décroche l'autre. Il est évident que le décrochage (du combiné, le cas échéant,

sur certains téléphones, le combiné c'est le téléphone lui-même) de ce deuxième téléphone devra entraîner l'arrêt du signal sonore ainsi que l'établissement de la communication. Ensuite, la communication terminée, il est nécessaire qu'après remise en place du combiné, ou raccrochage – comme disait Sheila, l'une de nos vedettes des années 70 dans sa chanson "Ne raccroche pas" – de l'un des appareils, l'autre ne produise plus de signal sonore. Le raccrochage du second appareil entraînera la remise à zéro du circuit, permettant ainsi à nouveau la génération de signaux sonores lors d'un décrochage de l'un des téléphones.

Une extension du réseau d'inter-

phone est à la portée de n'importe qui d'entre nous: elle se résume en la simple adjonction, à chacune des extrémités de la ligne téléphonique "principale", d'un second, voire un troisième appareil, monté en parallèle sur l'appareil d'origine. On peut réaliser ainsi une liaison entre deux chambres au premier étage et deux chambres au rez-de-chaussée par exemple.

L'anatomie d'une communication

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'ensemble des neuf contacts que comptent nos trois relais, nous allons nous intéresser de plus près aux différentes phases

d'une communication par interphonique.

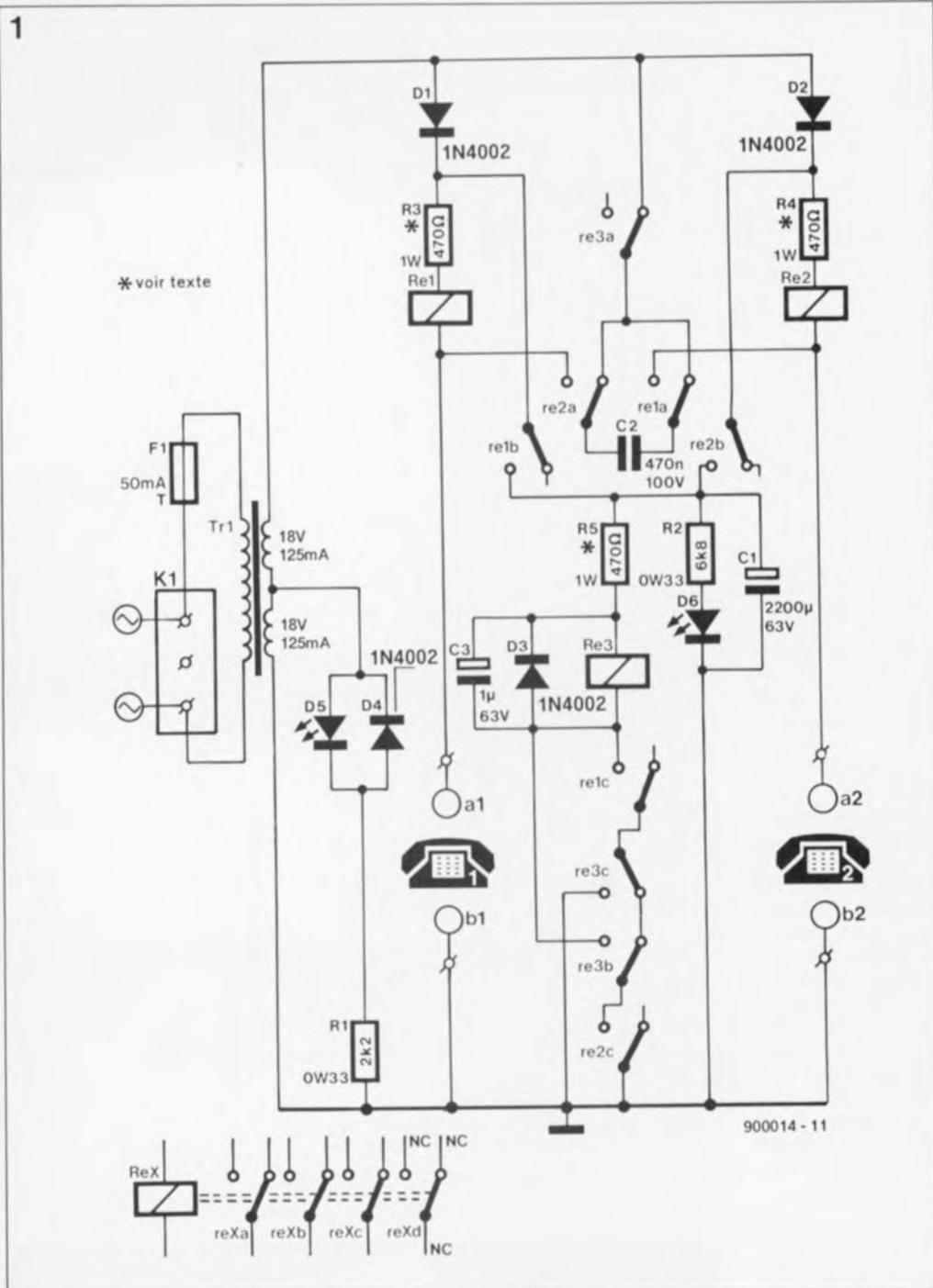
Au repos, seules les sonneries (sonnette ou résonateur piézo) des appareils connectés à un réseau à deux téléphones (voire plus éventuellement), sont mises en parallèle. Lorsque l'un des appareils est décroché, manoeuvre qui entraîne une fermeture des contacts de la fourche du combiné, cet appareil devient actif tandis que l'autre reste au repos (contacts de la fourche du combiné ouverts).

■ Dans la situation de départ, les deux appareils sont au repos (combinés raccrochés) ce qui se traduit par un état de repos des trois relais du mini-central téléphonique.

■ A l'instant du décrochage de l'un des appareils, il s'établit une liaison par l'intermédiaire d'une résistance de $100\ \Omega$ (figure 2) prise entre les contacts a1 et b1 du mini-central téléphonique (figure 1). Puisqu'il existe une boucle de tension alternative établie par les contacts re3a, re2a et rela et le condensateur C2, ce décrochage entraîne la mise en action du relais Re1, qui interconnecte la tension de sonnerie vers l'autre appareil. Un signal sonore se produit alors et il persistera jusqu'à ce que le premier téléphone soit raccroché ou que le second soit décroché.

■ Le décrochage du second appareil entraîne l'activation (le collage) du relais Re2. Le condensateur C2 relie alors les deux points "chauds" des deux appareils, établissant ainsi une ligne de communication. Dans cette situation, les bobines des relais et les résistances ballast ne constituent que des résistances de travail des deux boucles de communication. Le relais Re3, dont la bobine est reliée à la masse par la fermeture des contacts relc et re2c, entre en action et entraîne l'arrêt de la sonnerie à l'aide du contact re3a qui coupe la boucle de tension alternative. De par la fermeture des contacts relb et re2b, le condensateur de filtrage C1 interconnecte la cathode des diodes D1 et D2 à la masse, limitant ainsi à un niveau acceptable le bruit lors des communications.

■ La commutation des contacts re3b et re3c transforme la connexion en série des contacts relc, re3c, re3b et re2c existant à l'origine en une connexion en parallèle. Dans ces conditions, le relais Re3 n'est désactivé (décollé) que par le raccrochage du combiné des deux appa-



reils, évitant ainsi toute sonnerie gênante lorsque le combiné d'un seul téléphone est raccroché. Le condensateur C3 évite un décollage du relais Re3 au moment de la commutation.

■ Ce relais reste enclenché jusqu'à ce que les deux appareils soient raccrochés. A ce moment-là, le central téléphonique revient à son état de repos: tous les relais sont décollés.

Dans le schéma électrique de la figure 1 tous les contacts des trois relais sont dessinés à l'état de repos et de manière à ce qu'ils se déplacent de droite à gauche en cas de commutation.

En plus des caractéristiques rudimentaires que nous venons de

passer en revue, le mini-central téléphonique possède un atout qui en augmente sensiblement le confort d'utilisation: une visualisation d'état qui prend la forme de deux diodes électroluminescentes. La LED D5 indique la présence de la tension d'alimentation alors que la LED D6 s'illumine au moment du décrochage de l'un des appareils connectés. La communication terminée et les appareils raccrochés, il faut un certain temps à cette LED pour s'éteindre puisqu'elle sert aussi à la décharge du condensateur C1.

La réalisation

Rien ne vous force à utiliser les relais mentionnés dans la liste des composants. A l'image des téléphones que vous envisagez de connecter (des

Figure 1. Schéma du mini-central téléphonique. On dispose ainsi d'un réseau de deux appareils, voire de quatre appareils, mis en parallèle, deux par deux.

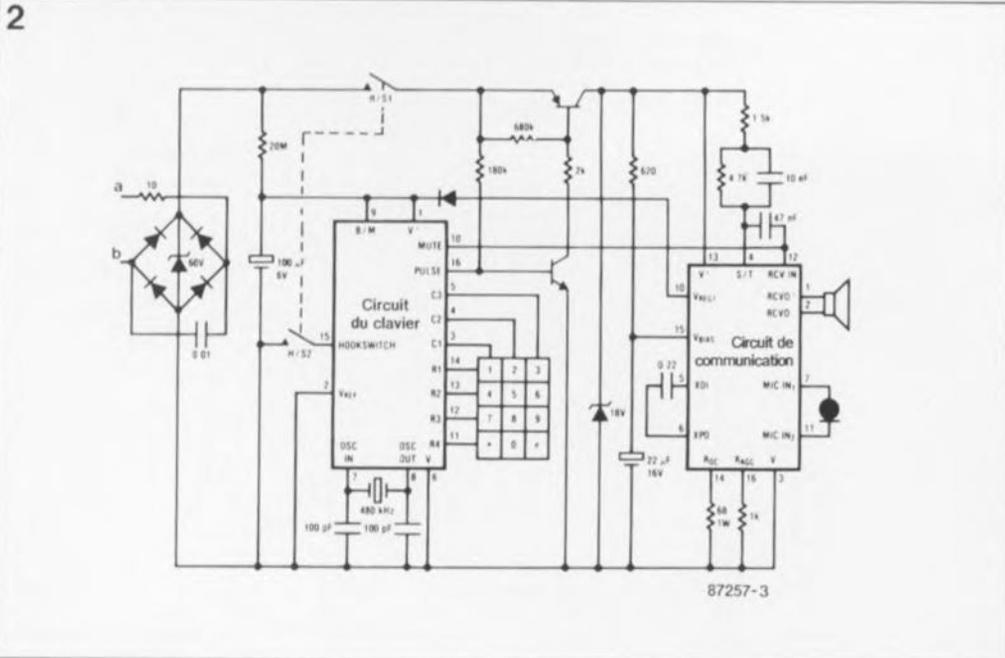
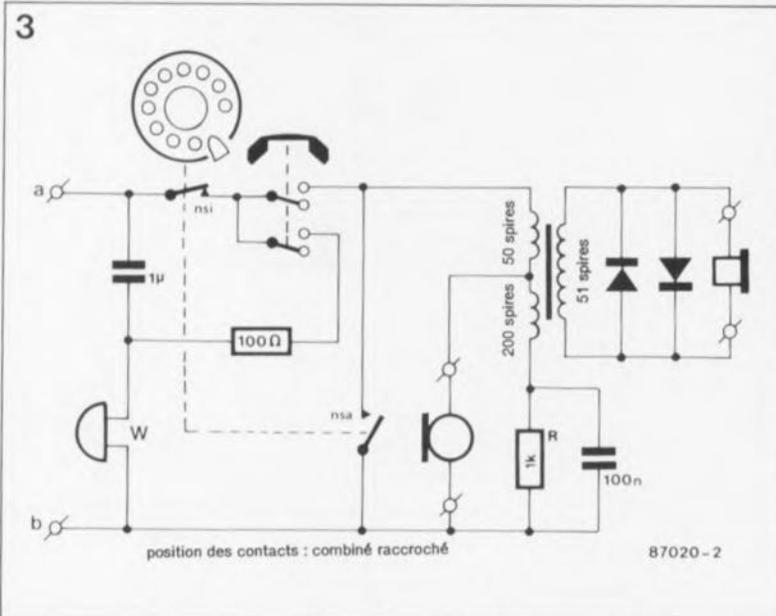


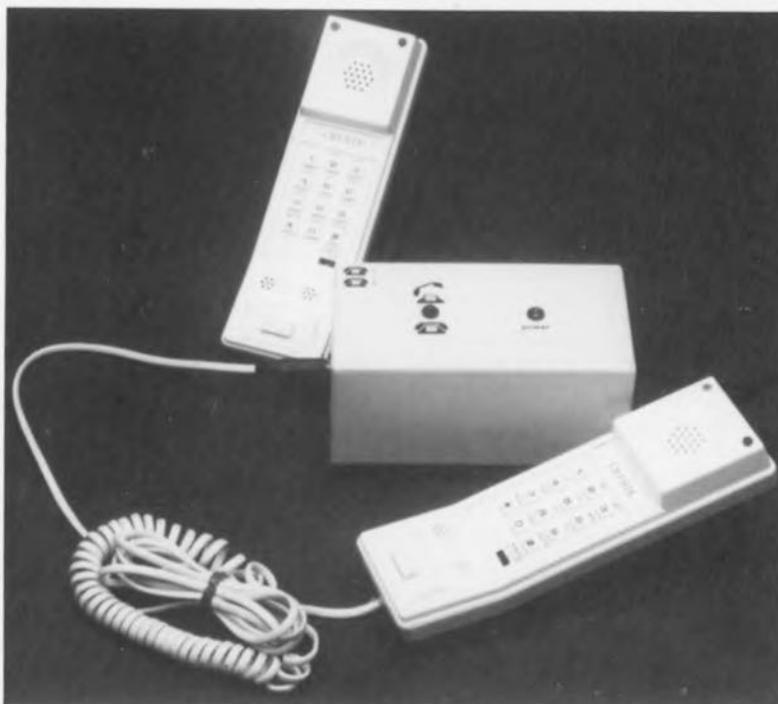
Figure 2. Depuis Bell, les choses ont peu changé. L'électronique d'un téléphone "classique" se résume bien souvent à très peu de choses.

Figure 3. Le mini-central téléphonique est compatible avec les téléphones presque gratuits fabriqués à Hong-Kong. Nous trouvons ici l'électronique d'un appareil de cette provenance; il ne comporte guère plus que les deux circuits intégrés.



Liste des composants

- Résistances:
 R1 = 2kΩ/0,3 W
 R2 = 6kΩ/0,3 W
 R3 à R5 =
 470 Ω/1 W*
- Condensateurs:
 C1 = 2 200 µF/63 V
 C2 = 470 nF/100 V
 C3 = 1 µF/63 V
- Semi-conducteurs:
 D1 à D4 = 1N4002
 D5 = LED 5 mm rouge
 D6 = LED 5 mm verte
- Divers:
 Re1, Re2 = relais, 12 à 36 V, 1 contact inverseur, 2 contacts travail



appareils d'"occase" par exemple), rien ne s'oppose à l'utilisation, enfin!, de ces relais d'occasion qui traînent depuis si longtemps dans le tiroir où vous "rangez" vos "surplus". Il est toutefois primordial que la tension (continue) nominale des bobines soit comprise entre 12 et 36 V. Il faut en outre que les relais Re1 et Re2 possèdent au moins un contact inverseur et deux contacts travail, et que le relais Re3 soit doté de deux contacts inverseurs et d'un contact repos. Si les caractéristiques physiques des relais que vous envisagez d'utiliser n'en permettent pas la mise en place directe sur le circuit imprimé il faudra se résoudre, rien de plus simple, à utiliser quelques longueurs de fil de câblage souple pour connecter les relais au circuit. Il faudra déterminer la valeur des résistances ballast R3, R4 et R5 en fonction des caractéristiques de la bobine des relais utilisés. La valeur de 470 Ω/1 W que nous proposons d'utiliser, convient dans le cas d'une tension de bobine nominale de 24 V pour une bobine ayant une résistance de 600 Ω.

Il existe bien entendu une formule qui permet de calculer les valeurs nécessaires si vous envisagez l'utilisation de l'un ou l'autre relais d'occasion ou celle d'un transformateur qui fournit une tension de 33 à 40 V au secondaire.

À titre d'exemple nous vous proposons les calculs effectués pour déterminer les valeurs de notre circuit:

Dans le cas d'un transformateur fournissant 36 V, le condensateur C1 peut être chargé jusqu'à:

$$U_b = \sqrt{2} \cdot U_{sec} - U_D = \sqrt{2} \cdot 36 V - 0,7 V = 50 V.$$

Puisque le transformateur utilisé (voir la liste des composants) ne fournit que 2 · 2,25 VA, la tension redressée au secondaire tombe à 45 V lors d'une charge atteignant un tiers environ de puissance nominale (activation simultanée des trois relais). L'utilisation d'un autre transformateur entraîne inévitablement une valeur différente, qu'il faudra déterminer (mesurer) correctement en lui appliquant une charge.

Le courant qui circule à travers la bobine d'un relais peut être déterminé à l'aide de la tension nominale de la bobine (U_R) et de sa résistance (R_R). Le courant I_R dans le cas d'un relais de 24 V/600 Ω est de:

$$I_R = \frac{U_R}{R_R} = \frac{24 V}{600 \Omega} = 40 \text{ mA.}$$

De ce fait il devrait y avoir, aux bornes de la résistance ballast R_V , une chute de tension égale à la différence entre la tension nominale de la bobine du relais et la tension aux bornes du condensateur C1 (U_b). Dans ce cas-ci:

$$R_V = \frac{(U_b - U_R)}{I_R} = \frac{(45 \text{ V} - 24 \text{ V})}{40 \text{ mA}}$$

$$= 525 \Omega.$$

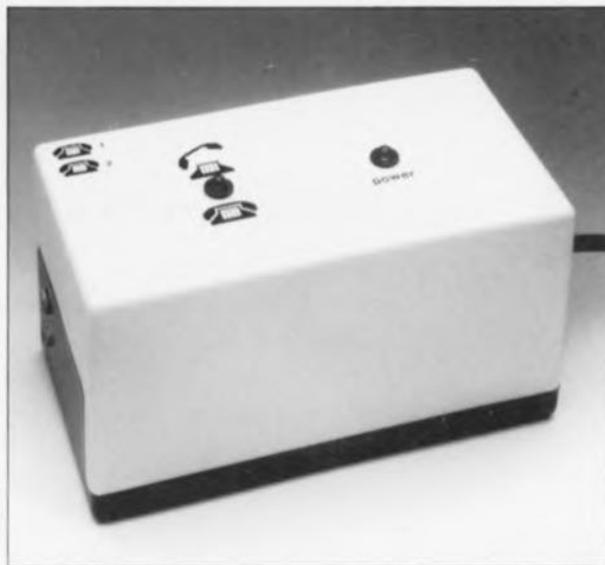
La puissance dissipée par la résistance-ballast atteint:

$$P_{RV} = I_R^2 \cdot R_V = (0,04 \text{ A})^2 \cdot 525 \Omega = 0,84 \text{ W}.$$

Afin d'assurer un enclenchement fiable des relais il est recommandé de choisir pour cette résistance la valeur immédiatement inférieure à la valeur plus proche dans la série E12 de la valeur calculée. Si vous utilisez les composants proposés, cette valeur sera de 470Ω .

Puisque la tension au secondaire du transformateur constitue également la tension de sonnerie du mini-central téléphonique, il est important de veiller à ce que la modification de la valeur des résistances-ballast (R_V) ne se traduise pas par une tension de sonnerie trop faible ou trop forte. On veillera à ce qu'elle soit de 36 V, avec une tolérance admissible de $\pm 10\%$.

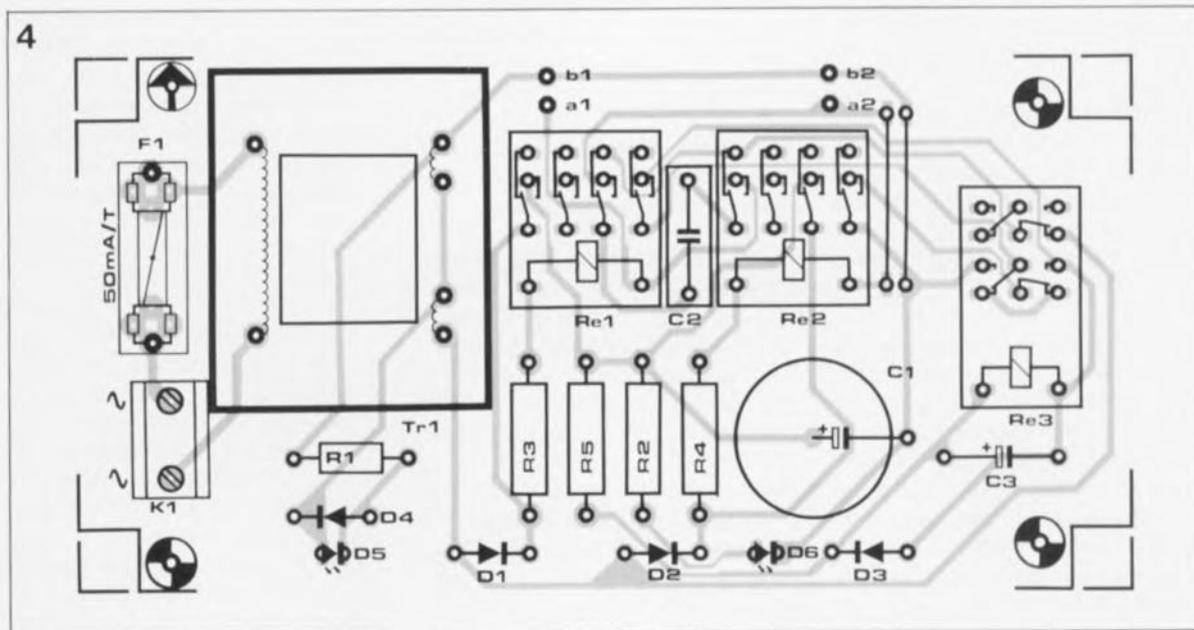
Après l'implantation de tous les composants, la platine pourra être mise dans un boîtier en plastique. Si l'on prévoit de l'utiliser en permanence, il n'est pas nécessaire de doter ce montage d'un interrupteur secteur. Pour votre sécurité personnelle il est recommandé, comme d'habitude, d'équiper le cordon secteur d'une bride anti-arrachement. En ce qui concerne la connexion des téléphones au circuit, vous pouvez utiliser n'importe quel bornier, embase ou



autre connecteur.

Ne vous y trompez pas, cher monsieur Selac, ce mini-central domestique n'est pas destiné à être relié au réseau PTT.

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du central "interphonique" miniature.



Re3 = relais, 12 à 36 V, 2 contacts inverseurs, 1 contact repos (tel que Siemens V23100 V7213-F110 par exemple: convient également pour Re1 et Re2)

K1 = bornier encartable à trois contacts

F1 = fusible 50 mA retardé, avec porte-fusible encartable

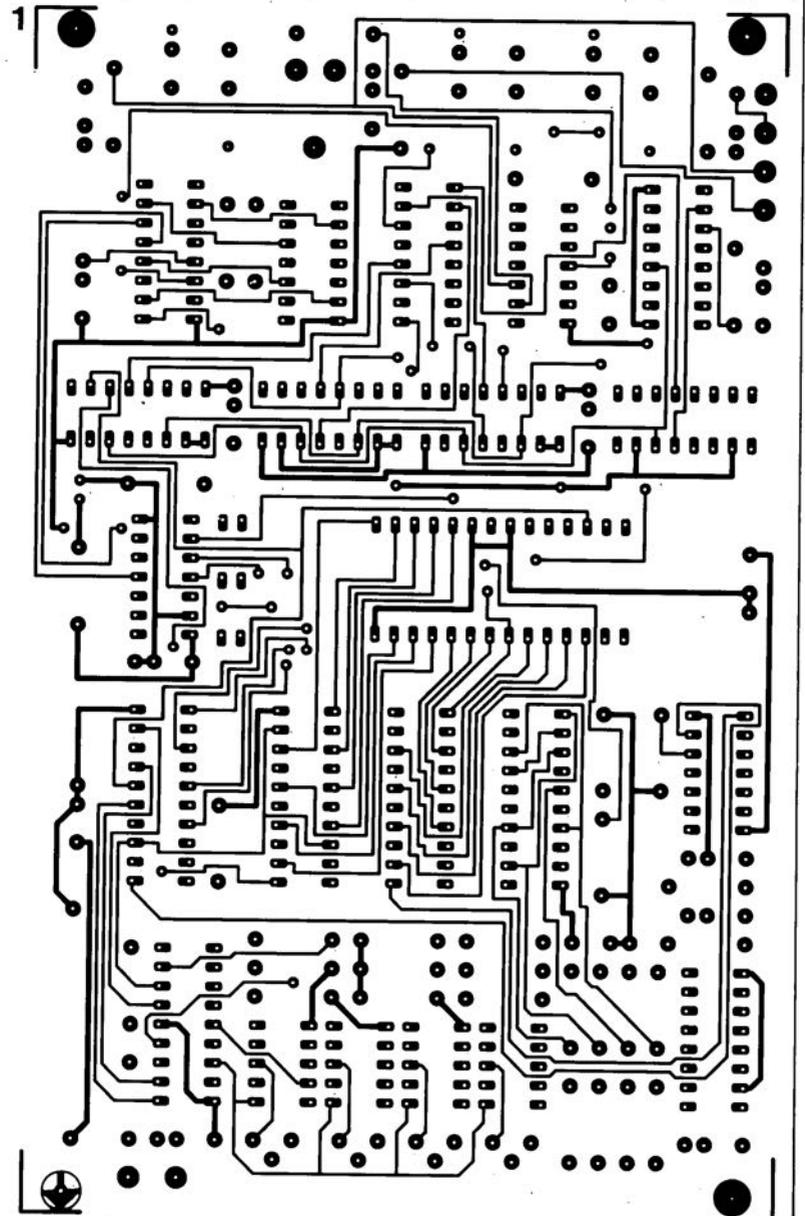
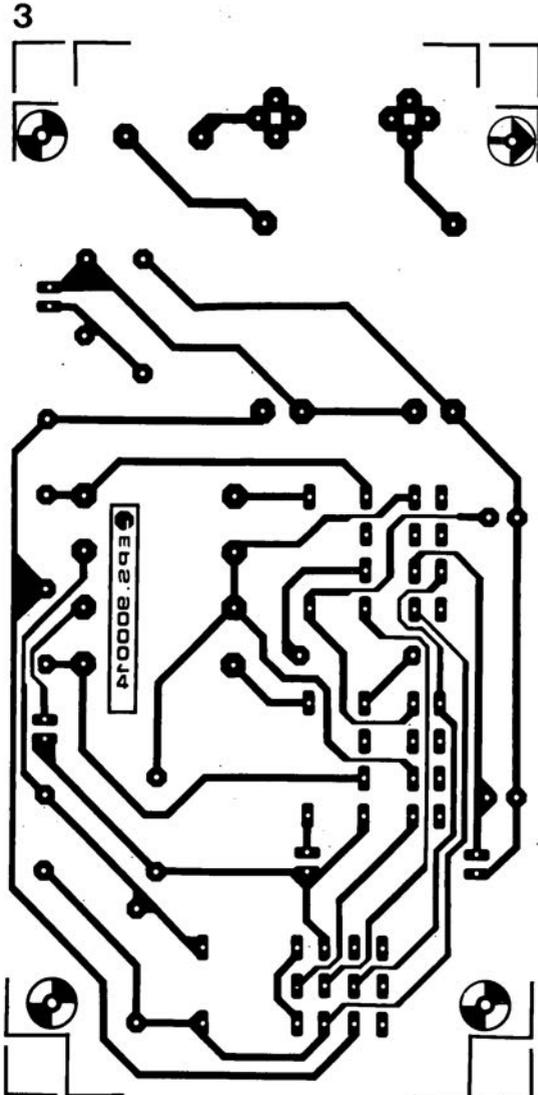
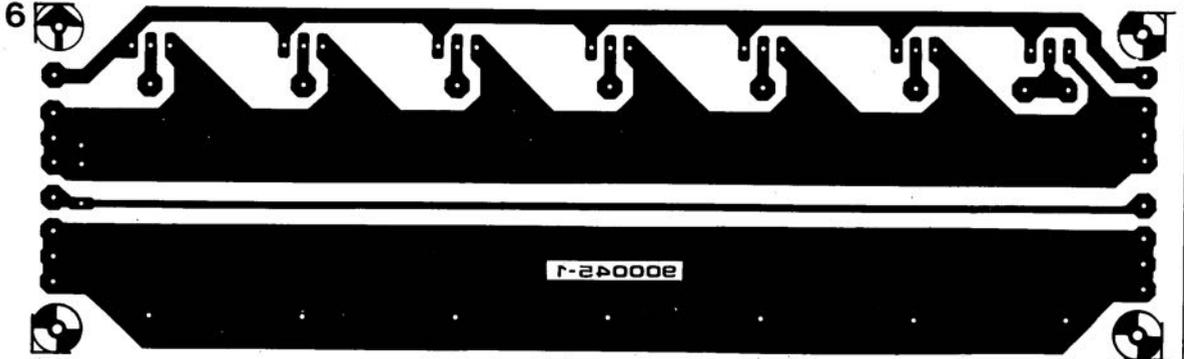
Tr1 = transformateur encartable, 2 x 18 V, 2 x 125 mA (tel que Block VR 4,5/2/18 par exemple)

Boîtier plastique (tel que Bopla E445)

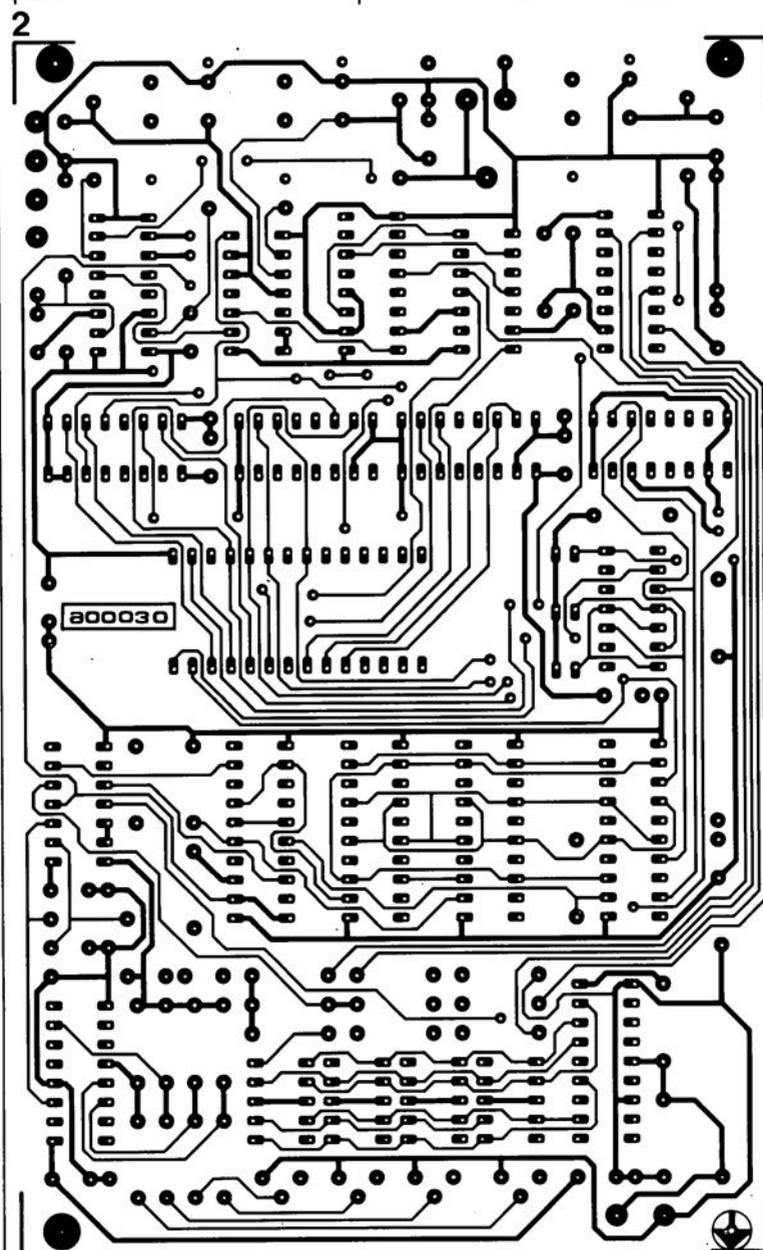
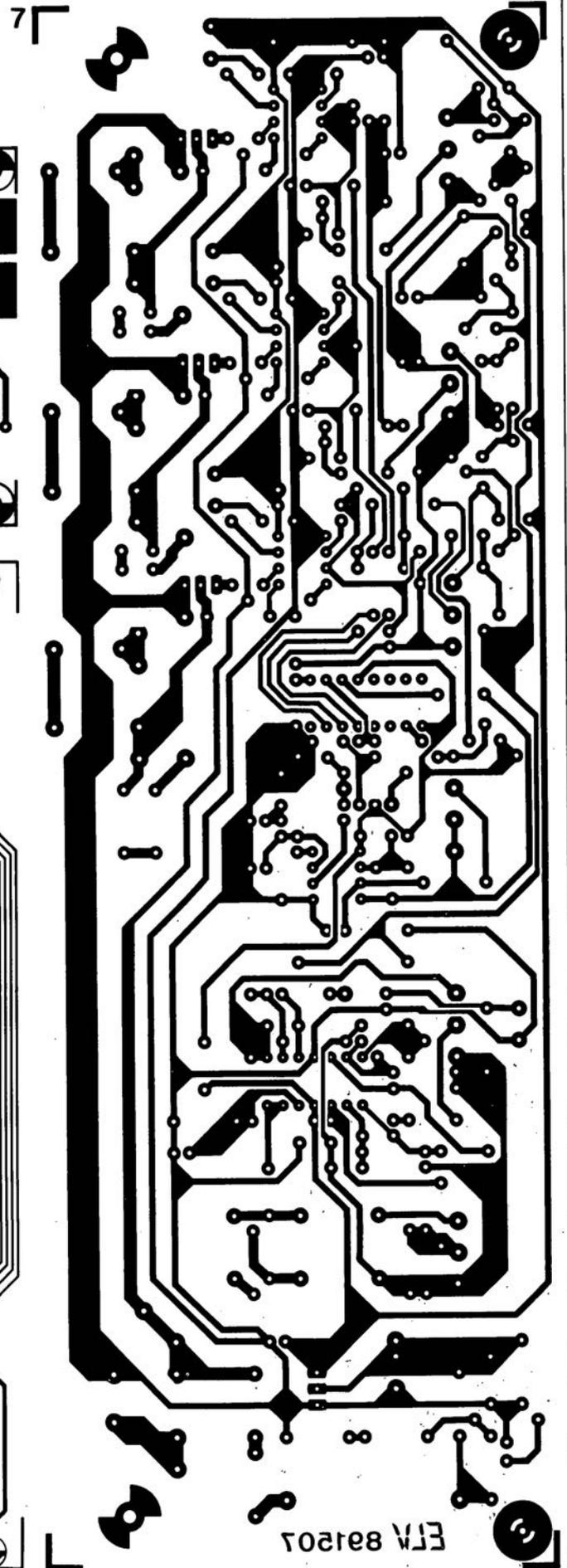
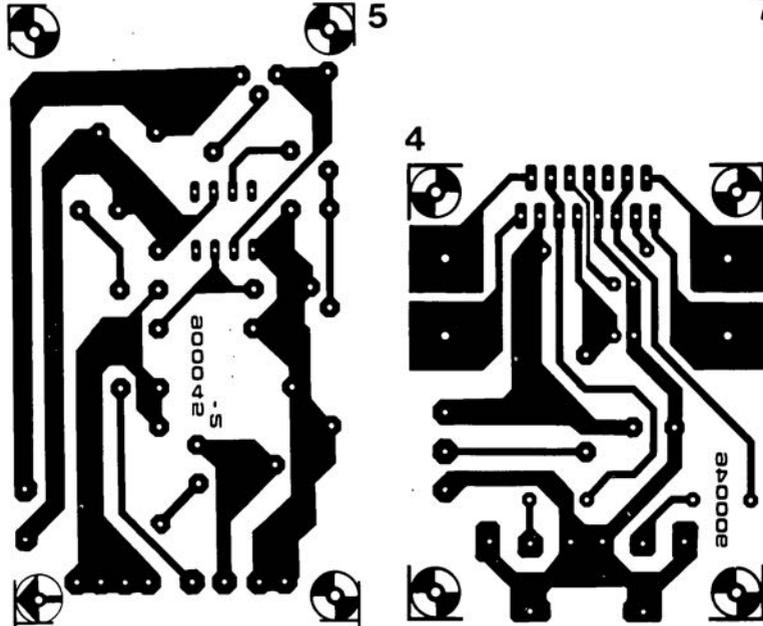
SERVICE

L'absence de place nous empêche de vous proposer le dessin de la platine double-face de la carte d'extension pour la carte Z80 Europe. Comme elle possède des trous métallisés, ce n'est qu'un demi-mal, car cette technique est si coûteuse qu'elle ne se justifie que dans le cas d'un prototype... et encore...

1. EPROM-scope: côté composants
2. EPROM-scope: côté pistes
3. mini-central téléphonique
4. amplificateur stéréo en pont à TDA 7370
5. alimentation de puissance 10 A: circuit de commande
6. alimentation de puissance 10 A: circuit de puissance
7. chenillard-modulateur



SERVICE



CHIP SELECT

ALD 4701: quadruple amplificateur opérationnel.

L'ALD 4701 de Advanced Linear Devices est un quadruple amplificateur opérationnel CMOS à consommation très faible: 1 mA pour les quatre amplificateurs. Il fonctionne, soit sous une alimentation double de ± 2 à ± 6 V, soit à une tension d'alimentation unique comprise entre +2 et +12 V.

Chaque circuit fonctionne avec quatre entrées et quatre sorties "rail to rail" en tension de signal. L'étage de sortie symétrique

"push-pull" peut commander des charges allant jusqu'à 50 pF et 10 k Ω .

De mise en application très souple, l'ALD 4701 a un courant de polarisation d'entrée de 30 pA au maximum, possède une largeur de bande de 0,7 MHz, une vitesse d'établissement de 0,7 V/ μ s et présente une impédance d'entrée de 1 G Ω (gigohm). La séparation entre les canaux est de 120 dB. Le gain typique est de 100 V/mV. Présenté en boîtier DIL à 14 broches, le ALD 4701 possède des sorties compatibles broche à broche avec le LM324, un quadruple amplificateur archi-connu.

Advanced Linear Devices est distribué en France par:

I.S.C. - France

28, rue de la Procession

92150 Suresnes

tél.: (1).45.06.42.75

MS 8128: mémoire statique de 1 Mb

HYBRID MEMORY PRODUCTS met sur le marché ce qui est, pour le moment, la mémoire statique de 1 Mbit la plus rapide au monde. Comme le laisse présager son nom, la MS8128 est configurée en 128 Kx8; elle possède un temps d'accès de 55 ns et connaît également des versions plus lentes allant jusqu'à 150 ns.

Réalisée en technologie modulaire, cette mémoire est constituée par quatre mémoires 32Kx8 montées sur un même substrat avec le déco-

leur et les condensateurs de découplage.

La MS8128 ne consomme que 150 mW à 1 MHz en fonctionnement et 2 mW seulement en attente. Il existe une version à consommation ultra-réduite, de 40 μ W seulement en *stand by*.

Son fonctionnement est intégralement statique, elle est compatible TTL, ses temps d'accès et de cycle sont identiques et les entrées et sorties de données sont communes. Elle fonctionne sous une seule tension d'alimentation, +5 V, et possède un boîtier DIL à 32 broches.

HYBRID MEMORY PRODUCTS est distribué en France par:

I.S.C. - France

28, rue de la Procession

92150 Suresnes

tél.: (1).45.06.42.75

"fulgur"

vu-mètre rythmique ou broche disco

Faire le tour des discothèques, avec leur ambiance décontractée mais plutôt bruyante, constitue, avec l'électronique (?), le passe-temps favori de nombreux jeunes. Tout en "savourant" les effets lumineux, les boissons et des doses excessives de basses et de percussions, ils adorent bavarder et s'adonnent sur la piste de danse à une sorte de gymnastique exotique. "Fulgur", la broche-disco objet de cet article, pourrait bien constituer l'objet-phare, le pivot d'une prochaine soirée-disco.

Un trait commun à toutes les discothèques est une ambiance très spéciale (agréable?), déchainée à coups d'effets lumineux, de machines à produire de la fumée ou des bulles de savon et surtout à base de musique excitante et à fort niveau "décibélique". Les jeunes, amateurs fanatiques de ce genre de boîtes, font tout pour se faire remarquer et sortir de la grise masse qui les entoure. L'une des choses auxquelles le public habitué des "discos" attache une très grande importance est l'association d'une tenue aussi exotique (on pourrait presque dire excentrique) que possible à des accessoires du dernier cri.

"Fulgur", notre broche-disco, est un circuit électronique, facile à intégrer dans un vêtement et réalisé de manière à s'accorder parfaitement à l'ambiance spéciale des discothèques. Le rythme de la musique est transformé en effets lumineux qui ne peuvent pas ne pas attirer l'attention et faire de son possesseur un pôle d'attraction irrésistible.

Vous pouvez, bien entendu, envisager d'autres utilisations pour ce montage, puisqu'en réalité "fulgur" est un vu-mètre portatif, capable de "mesurer" des niveaux sonores et de les visualiser. Pourquoi donc ne mettrait-on pas ce montage dans une voiture ou un salon; non seulement vous entendrez les différents sons avec leurs rythmes, mais de plus vous en aurez une restitution visuelle.

Vous êtes incommodés par la pollution sonore: le voisin avec sa perceuse, des avions à basse altitude, une circulation tumultueuse et bruyante dans votre rue? Faites appel à "fulgur", qui, sous la forme d'un témoin luminescent, vous fournit une indication (ne n'allez pas nous dire que vous vous attendiez à une échelle calibrée pour cette application) du niveau sonore régnant.

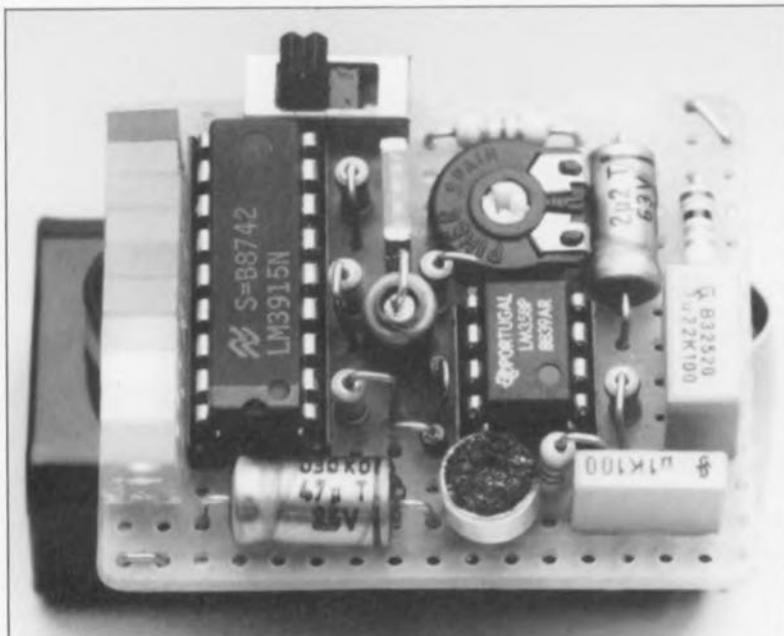
Nos lecteurs qui ne manquent pas d'imagination créative découvriront certainement d'innombrables utilisations imprévues pour ce petit circuit.

Le LM3915: pour spectacle son & lumière

La **figure 1** donne le schéma de notre circuit. Le nombre de composants est limité au strict minimum de façon à permettre la réalisation d'un circuit miniature facile à cacher dans l'une ou l'autre poche d'un vêtement. Il ne comporte que 2 circuits intégrés, une dizaine de diodes électroluminescentes (des DEL, plus communément appelées LED) et quelques composants divers; pour peu que l'on dispose d'une pile quelconque pour l'alimentation de ce minuscule circuit, ces composants sont parfaitement à leur affaire dans une ambiance de fête.

Le point névralgique et le composant le plus important est bien évidemment, un coup d'oeil rapide au schéma aura suffi pour vous l'apprendre, le circuit intégré monolithique LM3915 de National Semiconductor. Ce circuit intégré auquel qui nécessite l'adjonction d'un composant externe (une résistance) pour pouvoir fonctionner, intègre la circuiterie de commande complète permettant un affichage logarithmique soit point par point (*dot*), soit sous forme de barre (*bargraph*).

Dix comparateurs intégrés passent leur temps à allumer ou à éteindre dix LED. Les entrées négatives de tous les comparateurs sont interconnectées à la sortie d'un amplificateur/tampon intégré; l'entrée positive de chacun des comparateurs est connectée à un diviseur de tension qui fournit des niveaux de référence différents. Règle générale pour chaque comparateur: dès l'instant où la tension à l'entrée inverseuse dépasse le niveau de la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse, la sortie présente un niveau bas et la LED prise à la sortie s'illumine. Le diviseur de tension est conçu de manière à ce que l'on ait une progression logarithmique de



fulgur: mot latin désignant la foudre. Dans la pénombre d'une discothèque, ce montage lance des mini-flashes lumineuses, d'où le choix de ce terme poétique.

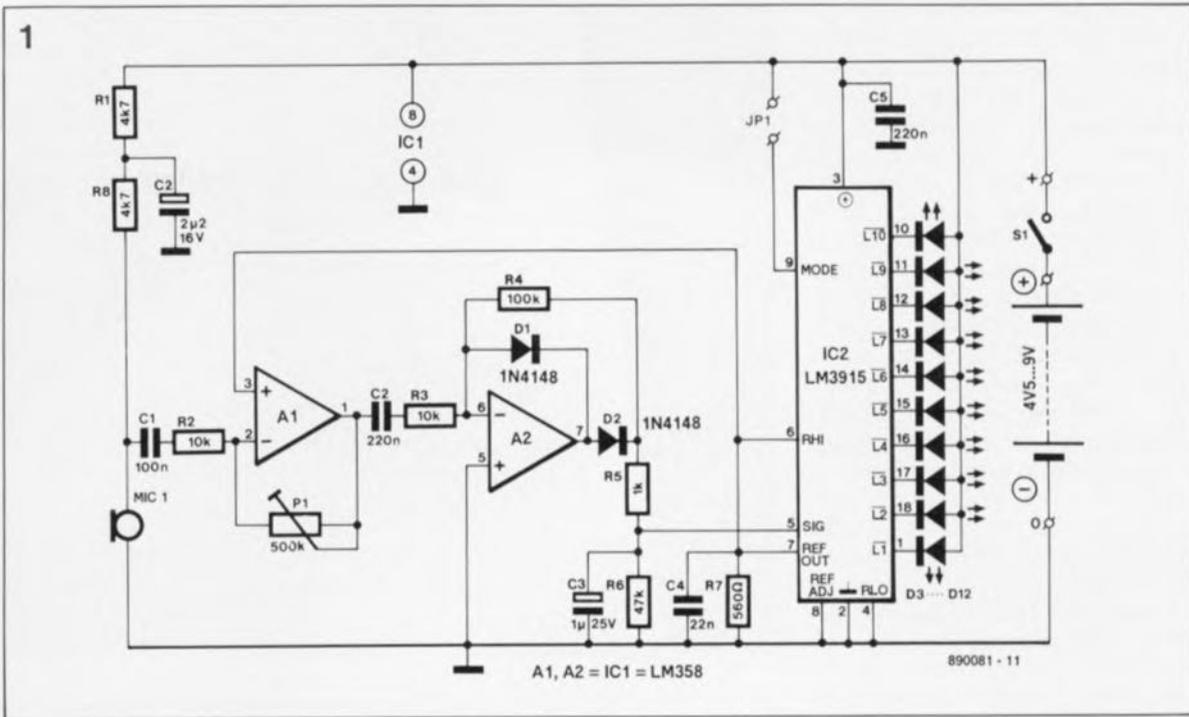


Figure 1. Le schéma de "fulgur", la broche disco, atteste d'une miniaturisation réussie grâce au choix d'une conception astucieuse.

l'illumination des LED par pas de 3 dB. La première LED s'allume à -27 dB et la dernière à 0 dB.

Dans la situation qui nous intéresse, une valeur absolue est sans importance, ce qui explique l'absence de calibrage. La plage d'illumination des LED choisie permet l'utilisation de ce circuit pratiquement n'importe où.

Le courant à travers les LED peut être ajusté à l'aide de la résistance R7. Le courant est ici égal à $10 \cdot V_{ref} / R7$, autrement dit $12,5 \text{ V} / 560 \Omega$ soit 25 mA environ. Vous êtes libres, bien entendu de modifier la valeur de la résistance R7 pour adapter ainsi l'intensité lumineuse des LED au niveau qui convient le mieux à l'application envisagée.

Pour conclure ce petit discours sur le fonctionnement du LM3915 il ne reste qu'à voir comment adapter le mode d'illumination de l'affichage. Comme nous le disions, il existe un mode d'affichage point par point et un second sous forme de barre. La mise en place du pont de câblage JP1 fait passer en mode barre-graphe, tandis que son absence se traduit par un affichage point par point. Si vous prévoyez d'alimenter votre réalisation par pile, il est préférable d'opter pour un affichage point par point parce que le courant nécessaire pour obtenir l'illumination d'une dizaine de LED pourrait bien excéder les 200 mA. Une pile ordinaire de 9 V serait vite à bout de souffle. S'il vous faut absolument un affichage en barre-graphe, vous pourriez envisager d'utiliser une pile de 4,5 V, plus encombrante sans

doute, mais possédant néanmoins une capacité nettement plus importante. Si l'alimentation se fait à l'aide d'un adaptateur secteur on pourra utiliser des tensions comprises entre 3,5 V et 25 V (une tension de 3 V n'est pas suffisante).

Affinage du bruit ambiant

La structure du reste du circuit est relativement simple. Le circuit intégré IC1 comporte deux amplificateurs opérationnels qui amplifient

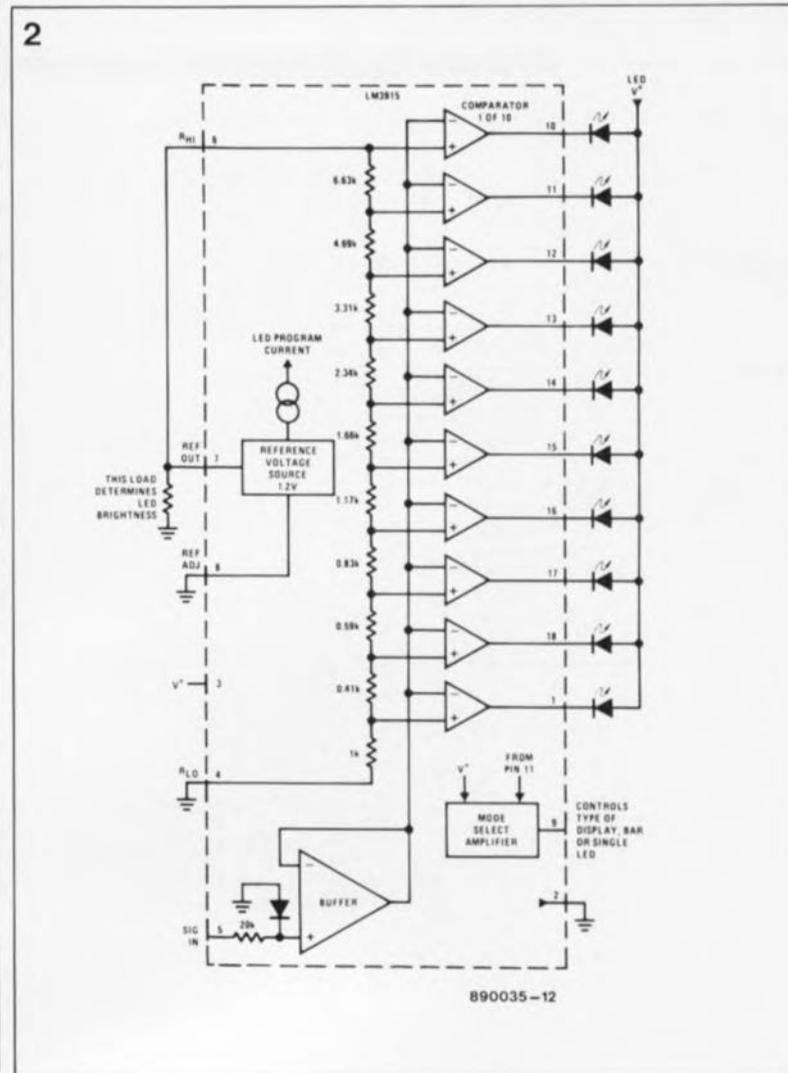


Figure 2. Le LM3915 est un circuit intégré complexe implanté dans un boîtier DIL à 18 broches. Il suffit de lui ajouter une résistance pour en faire le central de commande d'un affichage à DEL (diodes électroluminescentes).

et redressent le signal en provenance du microphone à électret. Celui-ci reçoit sa tension d'alimentation à travers un réseau RC (résistance/capacité) constitué par les résistances R1 et R8 associées au condensateur C6. Ce microphone fait parvenir son signal à l'étage d'amplification inverseur A1, à travers le condensateur C1. Le gain maximal atteint 50; on peut cependant choisir un facteur d'amplification moindre en jouant sur la position de l'ajustable P1. L'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel se trouve au même potentiel (de tension continue) que celui défini par la tension de référence produite par le circuit intégré IC2; dans ces conditions, l'amplificateur opérationnel A1 pourra se passer d'une tension d'alimentation vraiment symétrique.

Le second amplificateur-opérationnel, A2, constitue le cœur d'un redresseur mono-alternance. Le condensateur C3 et la résistance R5 lissent le signal redressé de façon à stabiliser l'affichage et à le rendre moins sensible aux parasites extérieurs de courte durée. L'entrée du tampon d'affichage (IC2) se voit ainsi appliquer une tension continue variable dont la valeur instantanée est



fonction du signal d'entrée du microphone, c'est-à-dire du bruit ambiant.

La réalisation

En ce qui concerne la réalisation de ce petit circuit nous vous laissons une liberté totale. On pourra, par exemple, souder la totalité des composants sur un petit morceau de circuit d'expérimentation à pastilles

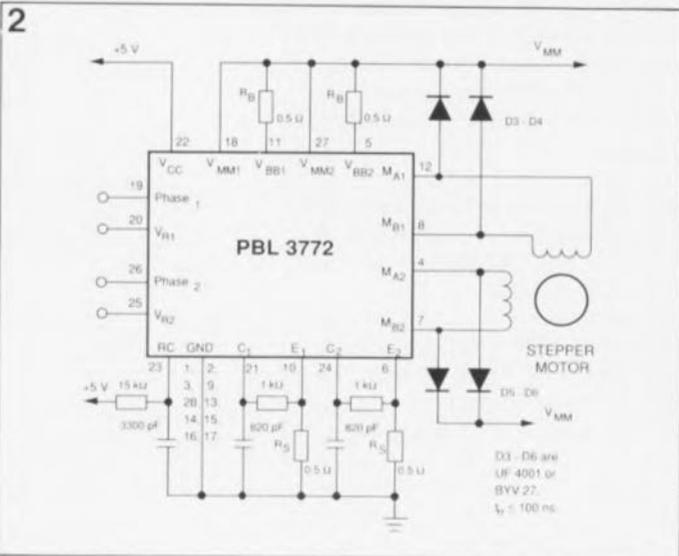
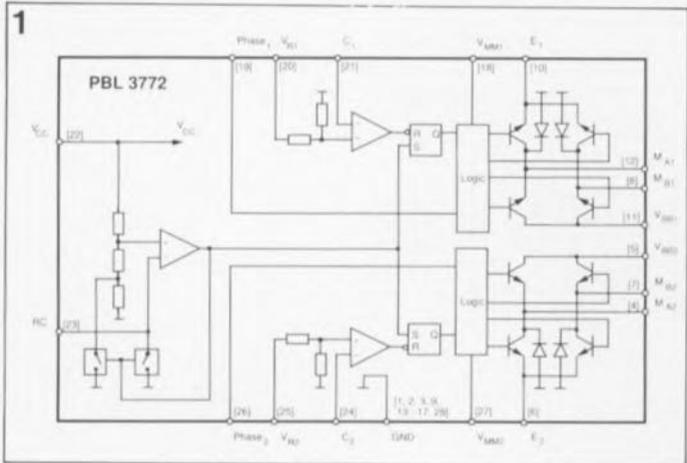
pour en faire une broche. Une autre possibilité consiste à donner au LED et au circuit intégré IC2 la forme d'une barrette constituée par un morceau allongé de circuit imprimé et à connecter le "bijou" ainsi réalisé au reste du circuit que vous aurez caché sous vos vêtements, à l'aide d'un morceau de câble souple à 4 conducteurs. ■

CHIP SELECT

PBL 3772: double circuit de commande de moteur pas à pas

Ericsson propose un nouveau circuit de commande de moteur pas à pas à deux canaux, fonctionnant à courant constant et en mode à découpage (*chopper*). Chacun des canaux attaque bien entendu l'un des enroulements d'un moteur pas à pas bi-phasé. Similaire au

PBL 3771, il dissipe notablement moins que celui-ci et peut fournir jusqu'à 1 A par canal, en mode permanent. A un courant de sortie de 2×750 mA, la puissance dissipée atteint 1,8 W seulement. Comme ne l'illustre pas le synoptique de la structure interne (figure 1), le PBL 3772 comporte un oscillateur d'horloge intégré commun aux deux canaux, une paire de comparateurs et de bascules attaquant la logique de commutation et deux sorties de puissance montées en pont H.



La figure 2 montre une application-type du PBL 3772. Le PBL 7332 est proposé en boîtier PLCC à 28 broches.

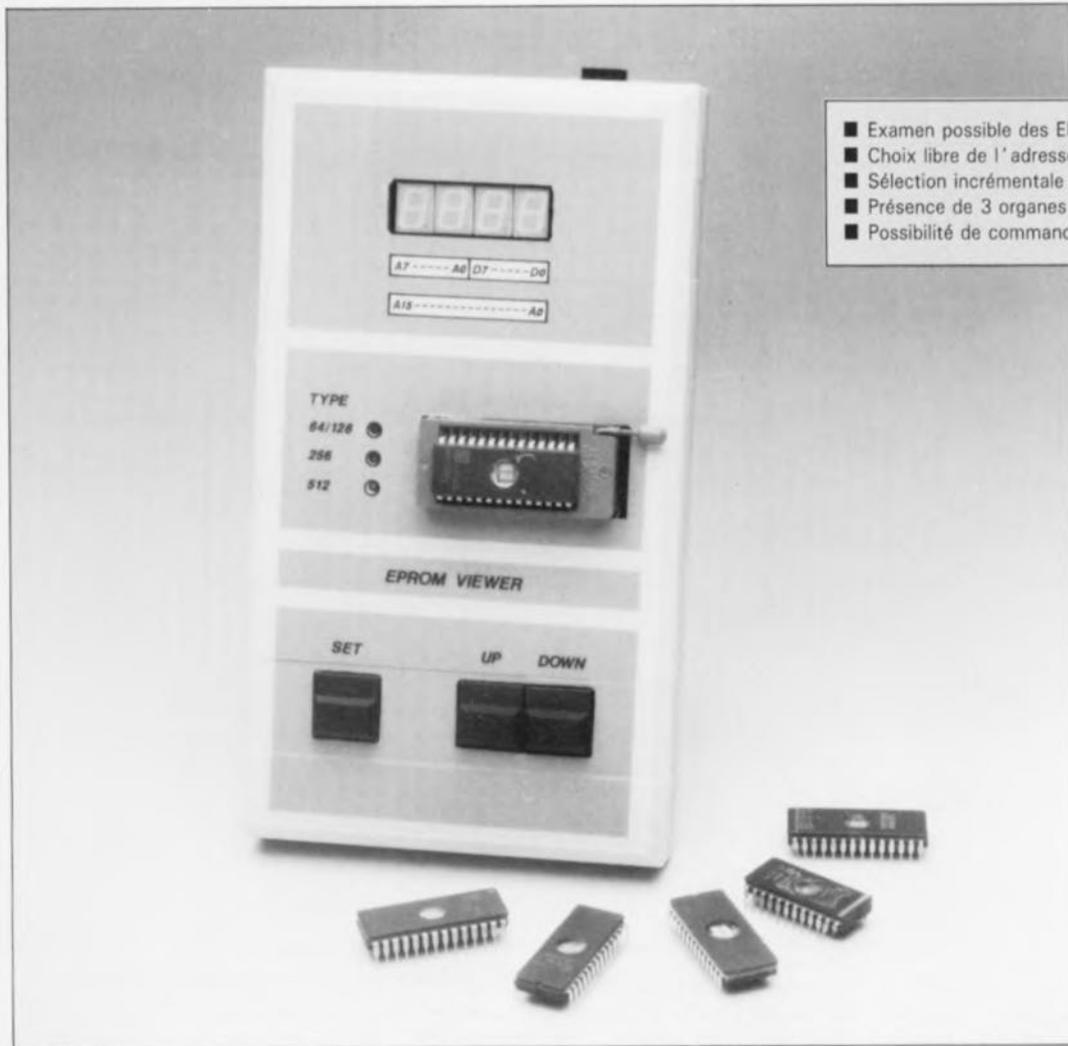
Ericsson Components AB
S 164 81 Kista-Stockholm
Suède
tél.: (08).757.50.00

ELEKTOR VIENT
DE DEMENAGER
NOUVELLE ADRESSE:
Les Trois Tilleuls
BP 59
59850 NIEPPE

EPROM-scope

ouvrez la fenêtre sur les données en EPROM

Lorsqu'il s'agit de vérifier le contenu d'une EPROM, se servir d'un programmeur (qu'il soit autonome ou relié à un ordinateur) ressemble un peu à une chasse aux grives au canon de 155 mm. L'**EPROM-scope** proposé dans cet article permet de visualiser, à l'aide de quatre afficheurs à 7 segments à LED seulement, le contenu de n'importe quel emplacement de mémoire d'une EPROM. Le montage combine un très grand confort de manipulation à des caractéristiques techniques intéressantes, dont voici les plus marquantes:



- Examen possible des EPROM de 8, 16, 32 ou 64 kilo-octets,
- Choix libre de l'adresse de l'EPROM,
- Sélection incrémentale de l'adresse,
- Présence de 3 organes de commande seulement, et
- Possibilité de commande par ordinateur.

Dans le cas d'une EPROM programmée, la technique de vérification la plus simple et la plus commode consiste à utiliser les grands moyens et à faire appel à un programmeur d'EPROM. Que faire pourtant lorsque l'on vient d'effectuer une programmation "manuelle" (ô combien pénible pour les yeux et les phalanges) de toute une EPROM pour la simple et bonne raison que l'on ne dispose pas d'un tel outil de travail et que l'on aimerait tant en

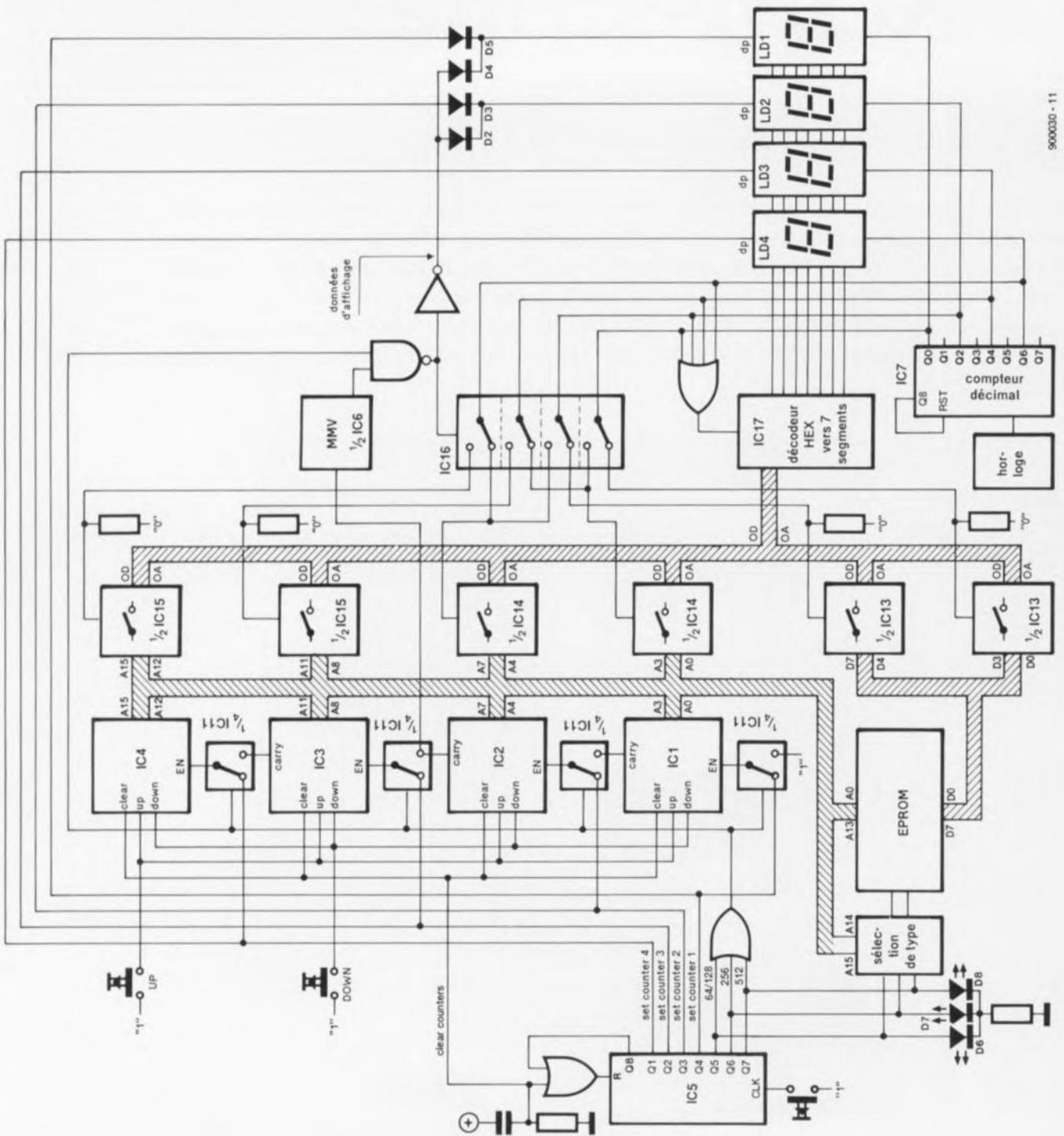
vérifier le contenu? L'EPROM-scope, objet de cet article, permet une vérification rapide et aisée de tout ou partie (douteuse?) de l'EPROM en question. On peut commencer le processus de vérification à n'importe quelle adresse. Ceci évite d'avoir à passer en revue toutes les adresses, une opération bien longue s'il faut aller de \$0000 à \$FFFF pour trouver ce que l'on cherche. En dépit du (ou plutôt grâce au) nombre restreint

d'organes de commande disponibles — puisqu'il n'y a que 3 simples boutons-poussoirs — la manipulation de l'EPROM-scope est des plus confortables. Ces 3 touches permettent d'entrer et le type de l'EPROM examinée et l'adresse à vérifier.

Simplifions le schéma

Nous avons tout d'abord l'intention de vous proposer ici le synoptique du circuit, mais réflexion faite, le schéma est, à notre avis, trop simple

1



900030-11

Figure 1. Il est beaucoup plus facile de comprendre le fonctionnement de l'EPROM-scope à partir de ce schéma "déshabillé" qu'à partir du schéma de l'électronique complète de la figure 2.

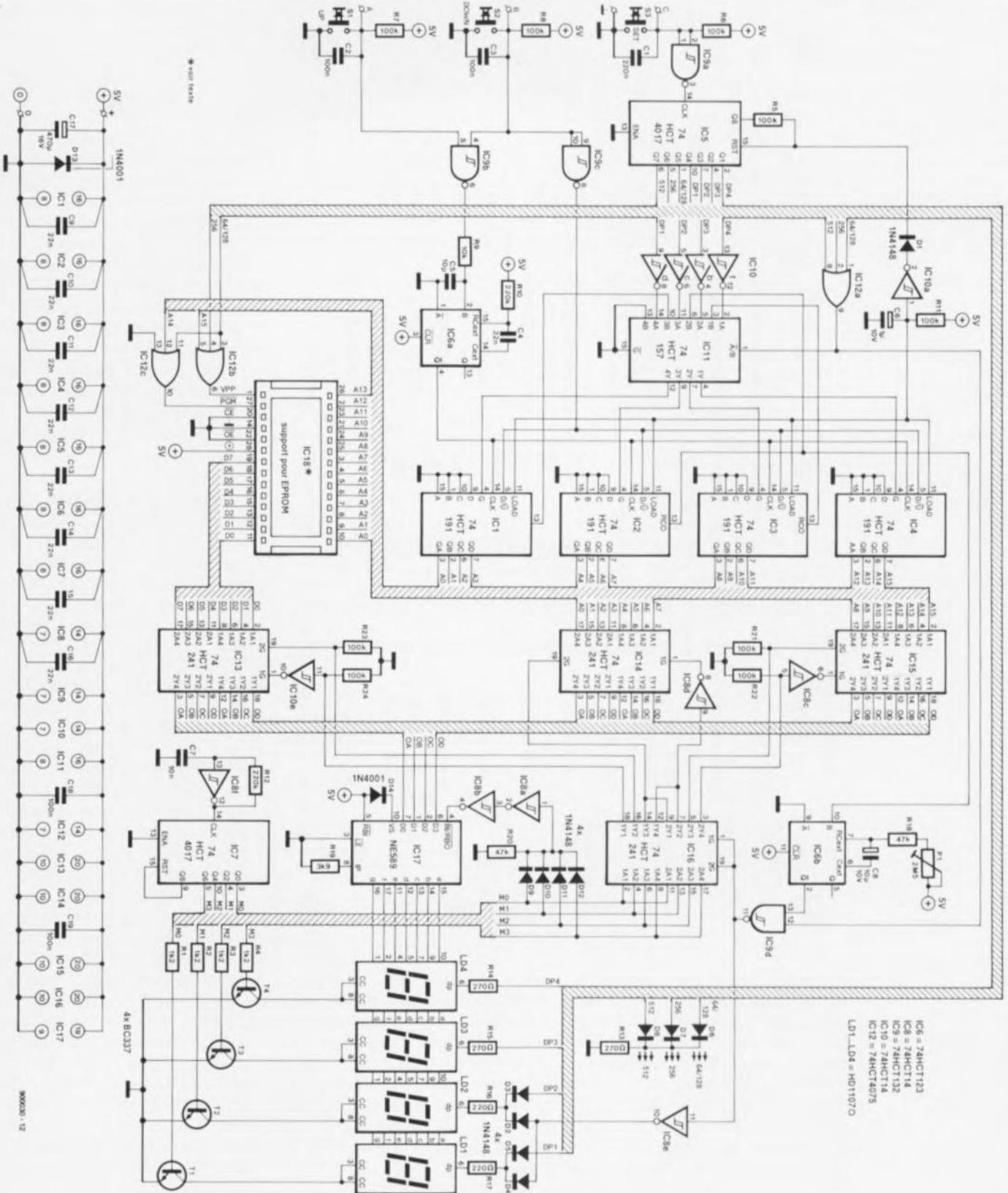
pour valoir un synoptique. Ce schéma comporte pourtant un nombre si important de détails pratiques, que vous proposer le schéma complet sans autre forme de procès, nous paraissait risquer d'embrouiller trop les choses. Ceci explique que nous ayons "déshabillé" l'électronique de ce circuit afin qu'il ne reste qu'un schéma assez rudimentaire (figure 1) qui rend pourtant tous les traits caractéristiques du circuit réel et permet cependant d'en bien comprendre le fonctionnement. Vous ne serez pas étonnés dès lors de l'absence des circuits intégrés IC8, IC9, IC10 et IC12.

L'ensemble de ce montage ne fait appel qu'à de la logique positive. Les interrupteurs, commutateurs et entrées ne réagissent tous qu'à des niveaux logiques hauts. Le circuit intégré pour débiter l'exploration du schéma simplifié puisqu'il concentre en lui la majorité des capacités actives du circuit. Dès l'application de la tension d'alimentation, un réseau RC remet à zéro IC5, un compteur décimal à 10 sorties décodées. Ce réseau remet également à zéro les compteurs IC1 à IC4. On reconnaît facilement cet état de remise à zéro

puisque ni les LED (D6 à D8), ni les points décimaux des afficheurs (LD1 à LD4) ne sont allumés. Le circuit intégré IC5 permet à l'utilisateur de définir tous les éléments nécessaires au fonctionnement de l'EPROM-scope. Une action sur la touche SET produit une impulsion d'horloge qui met ainsi IC4 en service à travers un commutateur électronique constitué par IC11: ce commutateur multiplexeur est validé. Les trois autres compteurs (IC1 à IC3) restent, pour l'instant, hors-fonction.

Dans les conditions présentes, les actions sur les touches UP et DOWN,

2



IC6 = 74HCT123
 IC8 = 74HCT14
 IC9 = 74HCT132
 IC10 = 74HCT14
 IC11 = 74HCT14
 IC12 = 74HCT147/5
 LD1...LD4 = HD11070

qui produisent les impulsions d'horloge, mènent à la programmation de IC4 et de lui seul. Une action répétée sur la touche SET permet la programmation de IC3, puis celle de IC2 et pour finir celle de IC1. Il est possible, de cette façon, de choisir les 4 quartets (demi-octet) représentant l'adresse de l'emplacement de mémoire de l'EPROM dont on veut vérifier le contenu. L'illumination

des points décimaux des afficheurs à 7 segments à LED indique lequel des quartets est en cours d'examen. S'il n'y a qu'un seul point décimal à s'allumer - l'illumination simultanée de deux points indique un second mode de fonctionnement - ce point désigne le chiffre que l'on peut modifier à cet instant (4 bits ?? 1 quartet ?? 1 chiffre hexadécimal). Les trois états suivants d'IC5 permet-

tent de choisir l'un des 4 types d'EPROM autorisés. L'EPROMscope fait la distinction entre une xx512, une xx256 et une xx128 ou une xx64.

Dès que IC5 prend l'un de ces 4 états, les compteurs individuels IC1 à IC4 sont accouplés au système pour constituer, de quatre compteurs distincts qu'ils étaient, un

Figure 2. Le schéma de la totalité de l'électronique constituant l'EPROMscope.

Figure 3. Un circuit imprimé à double face et à trous métallisés garantit une réalisation sans problème; ses dimensions compactes permettent de l'implanter dans un boîtier en plastique au confort d'utilisation remarquable.

Liste des composants

Résistances:

- R1 à R4 = 1kΩ
- R5 à R8, R11, R21 à R24 = 100 kΩ
- R9 = 10 kΩ
- R10, R12 = 220 kΩ
- R13 à R15 = 270 Ω
- R16, R17 = 220 Ω
- R18, R20 = 47 kΩ
- R19 = 3kΩ9
- P1 = 2MΩ5 ajust.

Condensateurs:

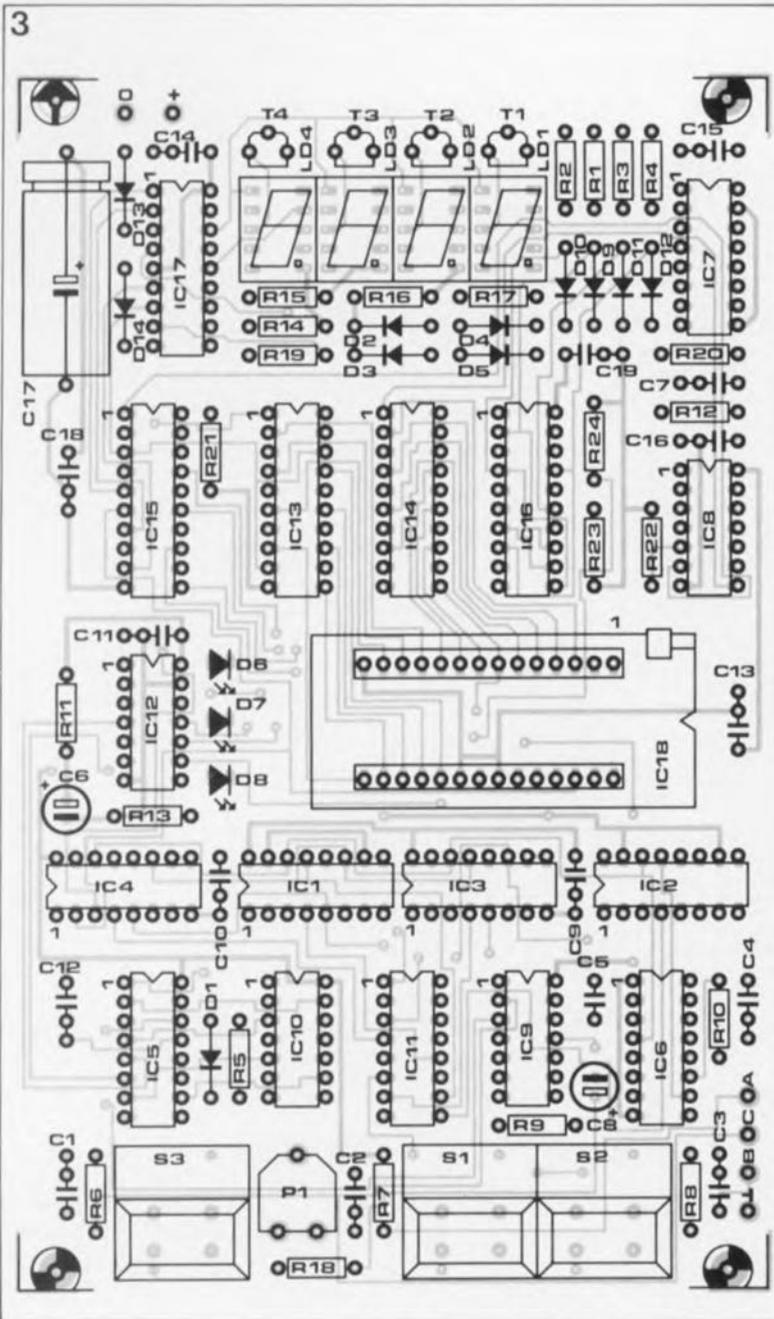
- C1 = 220 nF
- C2, C3, C18, C19 = 100 nF
- C4, C9 à C16 = 22 nF
- C5 = 10 pF
- C6 = 1µF/10 V radial
- C7 = 10 nF
- C8 = 10 µF/10 V radial
- C17 = 470 µF/16 V axial

Semi-conducteurs:

- D1 à D5, D9 à D12 = 1N4148
- D6 à D8 = LED rouge 3 mm
- D13, D14 = 1N4001
- LD1 à LD4 = HD11070 (cathode commune) (Siemens)
- T1 à T4 = BC337
- IC1 à IC4 = 74HCT191
- IC5, IC7 = 74HCT4017
- IC6 = 74HCT123
- IC8, IC10 = 74HCT14
- IC9 = 74HCT132
- IC11 = 74HCT157
- IC12 = 74HCT4075
- IC13 à IC16 = 74HCT241
- IC17 = NE589N (Philips)

Divers:

- IC18 = support FIN DIP à 28 contacts (3M Textool)
- S1 à S3 = poussoir (contact travail) tel que ITW dataswitch à capuchon large (61-10204000)
- éventuellement un boîtier 200x110x30 mm tel que, par exemple, le Bopla EG2030



compteur synchrone unique à 16 bits. Il se produit en outre une commutation qui entraîne, primo, l'affichage par les deux afficheurs à LED de poids faible du contenu de l'adresse choisie et, secundo, l'affichage de l'octet de l'adresse de poids faible par les deux autres. L'illumination des points décimaux des afficheurs LD1 et LD2 (qui visualisent les données) indique dans quel état d'affichage des données se trouve le circuit. Une action sur la touche UP ou DOWN permet une augmentation, ou une diminution, incrémentale, de l'adresse de l'emplacement mémoire de l'EPROM dont on désire visualiser le contenu. Si ce passage à une autre adresse entraîne en outre un changement de l'octet de poids fort de l'adresse à afficher (non visualisé à l'affichage), la sortie de retenue (carry) de IC2 assure, non seulement une validation de IC3, mais aussi une

commutation de IC16, à travers un multivibrateur monostable, ceci pour que la nouvelle adresse soit affichée un court instant il est vrai, mais dans sa totalité. A la fin de la pseudo-période, l'affichage retrouve son état habituel et visualise d'une part les données et d'autre part la partie de poids faible de l'adresse.

Une nouvelle action sur la touche SET provoque la remise à zéro automatique de IC5 et permet de reprendre à son début la procédure de sélection de la fonction.

La visualisation des données et de l'adresse par les 4 afficheurs à 7 segments fait appel à la partie du circuit qui se trouve à gauche du bus d'adresse. Nous nous trouvons ici en présence d'un affichage à LED multiplexé à 4 chiffres. Le compteur IC7 est chargé du processus de multi-

plexage. Puisque les sorties de ce circuit intégré passent l'une après l'autre au niveau logique haut, il en va de même pour l'activation des afficheurs. A travers les commutateurs de données IC13 à IC15, des tampons non-inverseurs, les données correspondantes sont appliquées simultanément au décodeur d'afficheur à 7 segments. Comme les sorties de IC7 sont alternativement connectées et non, il naît une courte pause pendant laquelle les tampons IC13 à IC15 ont le temps nécessaire pour effectuer la commutation. Si cette pause n'existait pas, on risquerait de voir apparaître des chiffres "fantômes" sur les afficheurs, pour la bonne et simple raison que les commutateurs électroniques (et aussi les transistors T1 à T4) ont besoin d'un certain temps pour remplir leur fonction de commutation.

A l'aide du circuit intégré IC16, les signaux multiplexés peuvent être distribués de deux façons sur les commutateurs. Dans l'une des positions, celle que représente le schéma, on a transfert vers l'affichage des quartets de l'emplacement mémoire adressé dans l'EPROM et des deux quartets de poids faible de l'adresse. Dans la seconde position, on aura affichage de l'adresse entière.

L'ensemble

Comparé au schéma "sobriquet" de la figure 1, l'électronique complète de notre circuit (figure 2) peut sembler compliquée à l'excès. Hélas, on a beau concevoir un circuit simple en théorie, dans la pratique sa réalisation se heurte à la disponibilité, voire à l'existence même, de certains composants: pour obtenir le fonctionnement envisagé, on a inévitablement besoin de bien plus de circuits logiques et de composants discrets que l'on ne pensait à l'origine. Les multiples inverseurs que l'on retrouve un peu partout dans le schéma constituent un exemple très parlant de cette loi incontournable de l'électronique. Examinons d'un peu plus près les différences les plus importantes entre ce second schéma et celui de la figure 1.

Commençons ici également par le circuit intégré IC5. La porte OU de la figure 1 chargée d'assurer sa remise à zéro est réalisée de façon discrète à l'aide de la résistance R5 et la diode D1. Le signal de remise à zéro à la mise en fonction du circuit arrive à cette porte à travers l'inverseur à trigger de Schmitt IC10a. Cette inversion s'explique par la nécessité de remettre à zéro les compteurs IC1 à IC4 à l'aide d'un niveau logique bas.

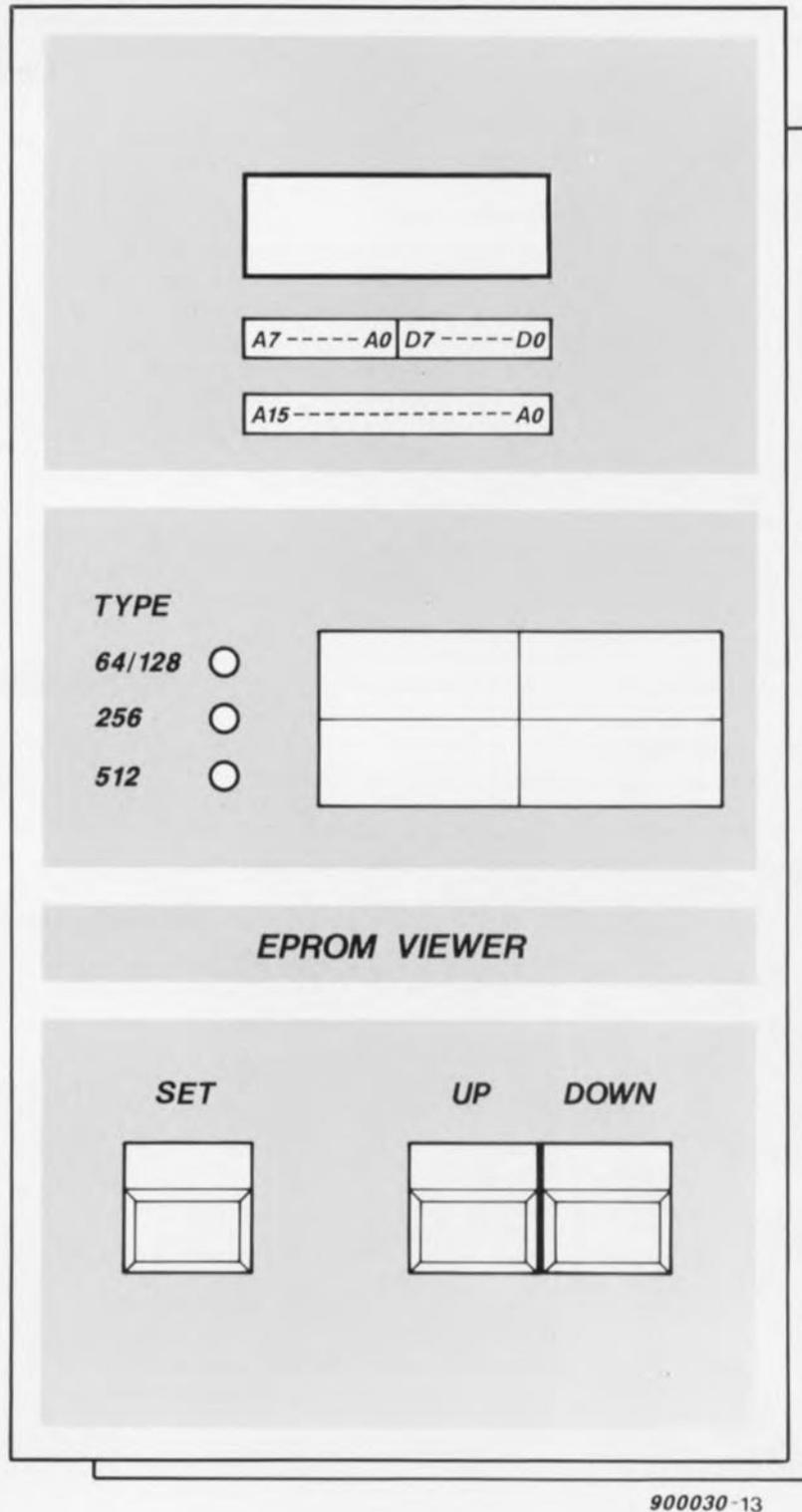
Les circuits intégrés utilisés ne possèdent pas d'entrée spécifique de remise à zéro. Pour cette raison on fait appel à la possibilité de pouvoir mettre les compteurs à un état "quelconque"; la valeur "quelconque" que l'on charge dans les compteurs sera, est-il utile de le préciser, de zéro.

Les entrées d'horloge UP et DOWN dont étaient dotés les compteurs de la figure 1 ont disparu de la figure 2. Ces circuits intégrés comportent une entrée de comptage/décomptage (UP/DOWN) et une entrée HORLOGE distincte. Une commande directe à l'aide de commutateurs UP/DOWN est de ce fait impossible. Pour résoudre ce petit problème nous avons fait appel aux portes NAND à trigger de Schmitt IC9b et IC9c et à la bascule monostable IC6a: à l'aide de la porte IC9c on fait en sorte que l'entrée U/D se voit appliquer le niveau logique associé au sens de comptage choisi, tandis que la porte IC9b produit simultanément une impulsion d'horloge. Cette impulsion est appliquée à la bascule monostable, après avoir subi un certain retard introduit par la résistance R9 et le condensateur C5. On est assuré ainsi que l'entrée UP/DOWN s'est stabilisée au niveau requis. Le circuit intégré IC6a se charge de la génération de l'impulsion d'horloge proprement dite, destinée aux compteurs. La pseudo-période de ce multivibrateur monostable redéclenchable possède une longueur approximative de 2 ms. Cela permet au circuit de suivre toutes les commandes, même celles produites par des experts-du-clavier-qui-pianotent-plus-vite-que-leur-ombre. Ce n'est que dans le cas d'une connexion de ce montage à votre ordinateur à travers les contacts A à C, qu'il faudra impérativement tenir compte de ces 2 ms.

Nous ne nous sommes pas encore intéressés à la circuiterie logique qui assure la commutation des signaux en fonction des différents types d'EPROM. Il s'agit des signaux présents aux broches 1, 26 et 27. Dans le cas d'une EPROM du type XX64, la broche 26 n'est pas connectée. Pour tous les autres types elle est reliée à la ligne d'adresse A13. De ce fait, il n'y a aucun risque à connecter cette broche à la ligne A13.

En ce qui concerne la broche 1, les choses sont plus compliquées. Il suffit pourtant d'une simple porte OR à 3 entrées (IC12b) pour résoudre ce problème. Si l'on a choisi une EPROM du type XX512,

4



cette porte laisse passer le signal A15. Dans tous les autres cas la broche 1 se trouve au niveau haut. La broche 27 est connectée de manière similaire. En présence d'une XX256 ou d'une XX512, le circuit intégré transmet le signal A14 à la broche 27. Dans le cas de l'examen d'une XX64 ou d'une XX128, la broche 27 se trouve au niveau haut.

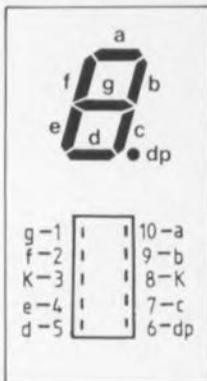
Le circuit se contente d'une seule tension d'alimentation: une tension

régulée de +5 V. Puisque les afficheurs à LED sont assez gourmands, il faudra veiller à ce que le module d'alimentation utilisé puisse bien fournir un minimum de 500 mA.

Afin d'éviter tout malentendu il faut remarquer que les données visualisées ne sont valables que pour une adresse située à l'intérieur du domaine d'adresses, propre au type d'EPROM placée dans le support (voir tableau 1 ci-après).

Figure 4. Il suffit de quelques caractères transférables (autocollants) pour réaliser une face avant dont la finition n'a rien à envier aux réalisations professionnelles.

Tableau 1. Selon leur type, les EPROM possèdent un domaine d'adresses de plus en plus étendu.



Brochage de l'afficheur à 7 segments à LED à cathode commune HD11070 (Siemens).

Tableau 1.

EPROM	PLAGE DES ADRESSES
XX64	\$0000 - \$1FFF
XX128	\$0000 - \$3FFF
XX256	\$0000 - \$7FFF
XX512	\$0000 - \$FFFF

Une réalisation aisée

Grâce au circuit imprimé à double face et trous métallisés disponible pour ce montage, la réalisation de l'EPROM-scope ne devrait pas poser de problème. Afin de faciliter l'implantation de l'EPROM pour sa vérification, il est recommandé d'utiliser, pour IC18, un support de test à force d'insertion nulle (FIN), permettant à l'EPROM d'être montée sans risque d'en endommager les broches à la mise en place et à l'extraction.

Le circuit imprimé permet le montage direct de tous les composants. Il est possible néanmoins que les caractéristiques physiques (type et dimensions) du boîtier utilisé nécessitent un montage "sur échafaudage" des LED, des boutons-poussoirs, des afficheurs et du support de test. Pour un montage "en hauteur" des afficheurs et du support de test on peut très bien se servir d'un ou de plusieurs supports pour circuit intégré empilés l'un sur l'autre (technique que nous avons déjà utilisée à plusieurs reprises). On pourra également faire appel à des supports à wrapper (solution plus élégante, mais malheureusement aussi plus coûteuse).

Un petit module d'alimentation secteur à régulateur intégré peut fournir au circuit la tension d'alimentation nécessaire, +5 V. Attention, le montage ne comporte pas de régula-

teur; il faudra donc impérativement vérifier que le module fournit bien la tension requise. Les HCT et le NE589 n'apprécient guère d'être mis à 12 V!!! Pour se mettre à l'abri de toute mauvaise surprise, on pourra également monter un régulateur de 5 V en amont des picots d'alimentation prévus sur la platine.

Une fois la réalisation terminée, il restera à effectuer quelques réglages. L'ajustable P1 permet de fixer la durée (de 0,5 à 5 s) pendant laquelle l'adresse entière est affichée lors d'un changement de l'octet de poids fort de l'adresse.

Dernière recommandation en guise de conclusion de cet article: il est instamment conseillé de toujours couper la tension d'alimentation du montage avant l'insertion ou l'extraction de l'EPROM à examiner.

le renouveau d'Audax

ou un petit cours d'économie européenne sur canapé d'aimants et de membranes pour hauts-parleurs

Photo 1. Une belle "brochette" de rédacteurs (en chef) sur fond de hauts-parleurs.



Une fois n'est pas coutume! En dépit d'un programme de production très chargé, le numéro double "Hors-Gabarit" de Juillet/Août approche à grandes enjambées, la rédaction d'Elektor a répondu par l'affirmative à une proposition faite par Audax de visiter de son usine restructurée de Château-du-Loir.

Sous le moto de "Ils sont venus, ils sont sous là" (cf. La Mama de Charles Aznavour), l'un des rédacteurs d'Elektor eût vite fait de se rendre compte qu'il n'était pas le seul à s'être déplacé, puisque parmi les rédacteurs (en chef ou non) ayant répondu à l'invitation d'Audax, se trouvaient, prenons-les

dans l'ordre alphabétique pour ne vexer personne, Mrs Cousin (Son Magazine), Duval (LED), Hiraga (L'Audiophile), Joly (Le Haut-Parleur), Marzio (Hi-Fi Vidéo), Pannel (Audiotech), Queneau (Compact/Audio Vidéo), Raedersdorf (Elektor), Roche (Auto Stéréo), Schnebelen (Radio-Plans) et Vercher (Nouvelle Revue Du Son). Du côté d'Audax, l'équipe (encore un journal!!!) se composait de Mme Carminati (Secrétariat de Direction) et Mrs Dumas (PDG), Glemarec (Produits), Milot (Labo), Pujole (Commercial), Stenfort (Boutique), Turbier (Production) et Yetta (Marketing). Les présentations étant faites, venons-en aux choses sérieuses.

Quels sont en fait les enseignements à tirer d'une telle rencontre? L'oeil fixé sur l'horizon de fin 1992/début 1993, nous nous rendons compte, ici à la rédaction d'Elektor, le seul magazine d'électronique d'ailleurs qui puisse se targuer du qualificatif d'international, que très peu de sociétés de l'Hexagone paraissent conscientes de ce qui les attend à l'aube de ce qui sera sans doute une nouvelle époque pour l'Europe.

Le leitmotiv d'Audax pourrait être, en un raccourci osé, la révolution du renouveau dans la continuité. Cette société semble avoir compris de quoi il retourne, de sorte que, forte de l'appui de capitaux

d'outre-Atlantique (Harman International), elle s'est fixée comme objectif de se trouver à la place de leader au moment de l'éclosion de l'Europe de 1992, en se dotant des moyens nécessaires à son développement tout en conservant son identité française et en préservant son savoir-faire.

Quelle voie suivre pour atteindre un tel objectif: restructurer une gamme trop étendue (passer de 1 600 à 500 références), créer de nouveaux centres de distribution, standardiser, ne sont que les pas les plus importants.

Pour tenir il faut également disposer d'une sorte de pied-à-terre; il est important en outre de diversifier sa production. Audax Industries peut se féliciter de placer ses produits sur:

- le marché de la Hi-Fi, Audio-Prestige, Elipson, JM Reynaud en France, Carl Jager et Willy Studer en RFA, Musical Fidelity en Angleterre, sans parler d'autres pays d'exportation, les USA, le Benelux, l'Italie;
- le marché de l'automobile: Citroën (XM), Peugeot (605), Ford, Chrysler,
- le marché Industries couvert par de grands installateurs,
- le marché Grand Public assuré par le biais d'un réseau bien étoffé.

Il faut également se situer à la pointe de la technologie, ce que fait Audax avec ses membranes qui font appel à la fibre de verre, au TPX, au titane, au kevlar et bien d'autres matériaux, avec ses suspensions à la mousse expansée, au Norsorex, ses saladiers à ABS, au zamak, ses bobines au support aluminium, kevlar, nomex.

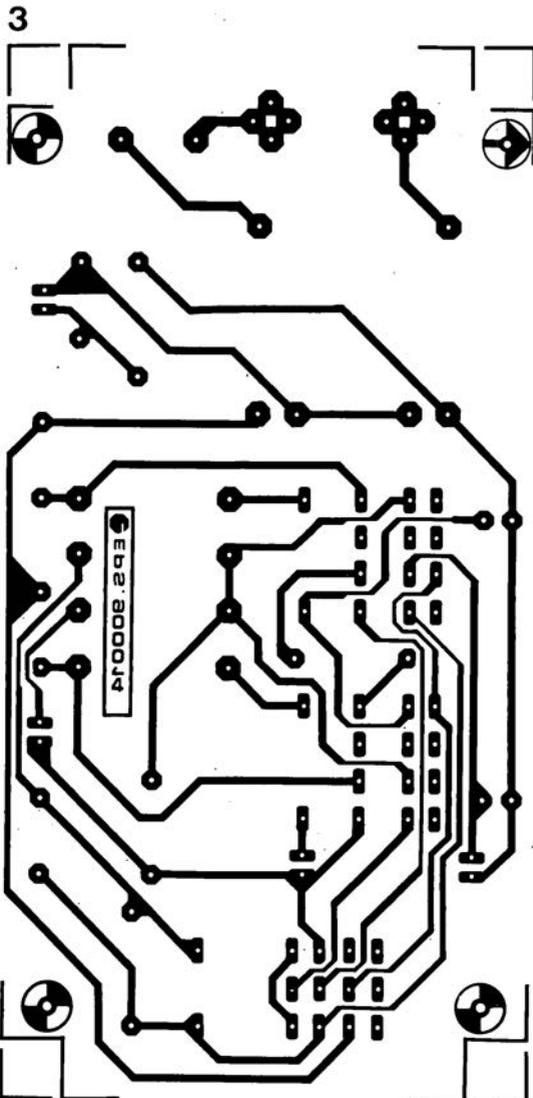
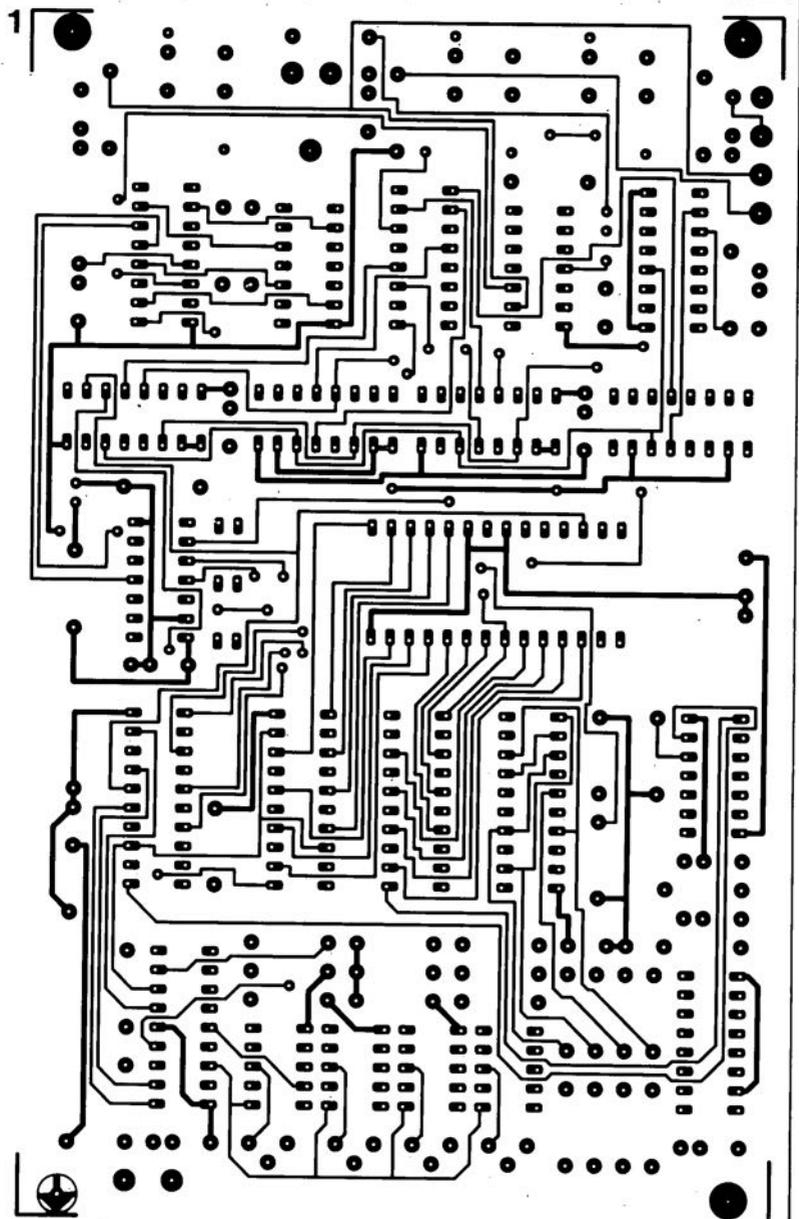
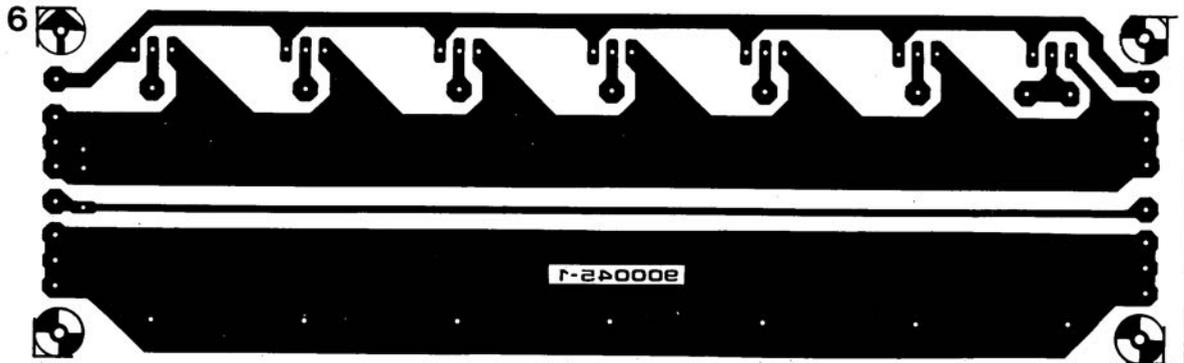
(Suite page 68)

MARCHÉ

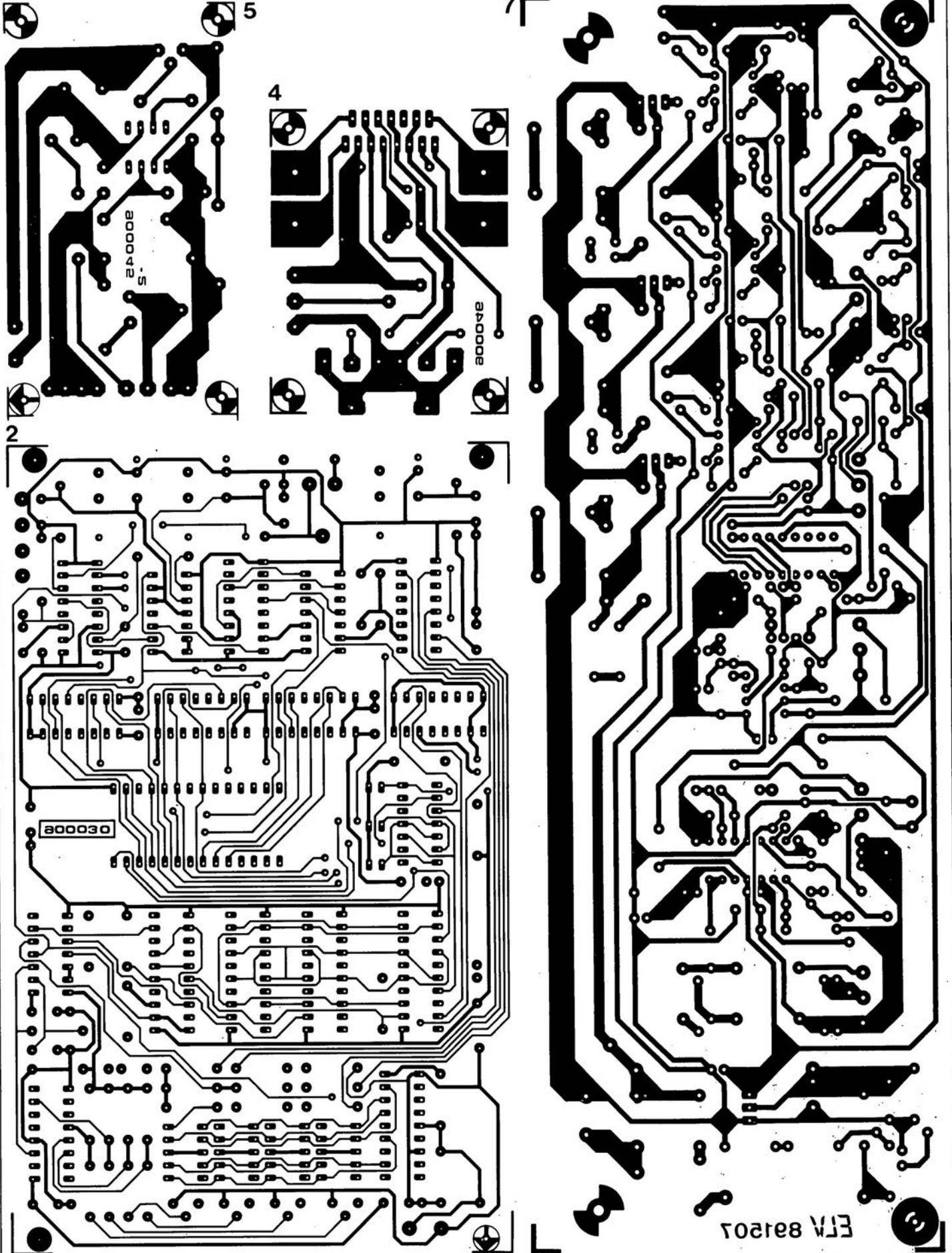
SERVICE

L'absence de place nous empêche de vous proposer le dessin de la platine double-face de la carte d'extension pour la carte Z80 Europe. Comme elle possède des trous métallisés, ce n'est qu'un demi-mal, car cette technique est si coûteuse qu'elle ne se justifie que dans le cas d'un prototype... et encore...

1. EPROM-scope: côté composants
2. EPROM-scope: côté pistes
3. mini-central téléphonique
4. amplificateur stéréo en pont à TDA 7370
5. alimentation de puissance 10 A: circuit de commande
6. alimentation de puissance 10 A: circuit de puissance
7. chenillard-modulateur



SERVICE



allumage assisté

A. Peperkamp

pour bougie de moteur de modèle réduit



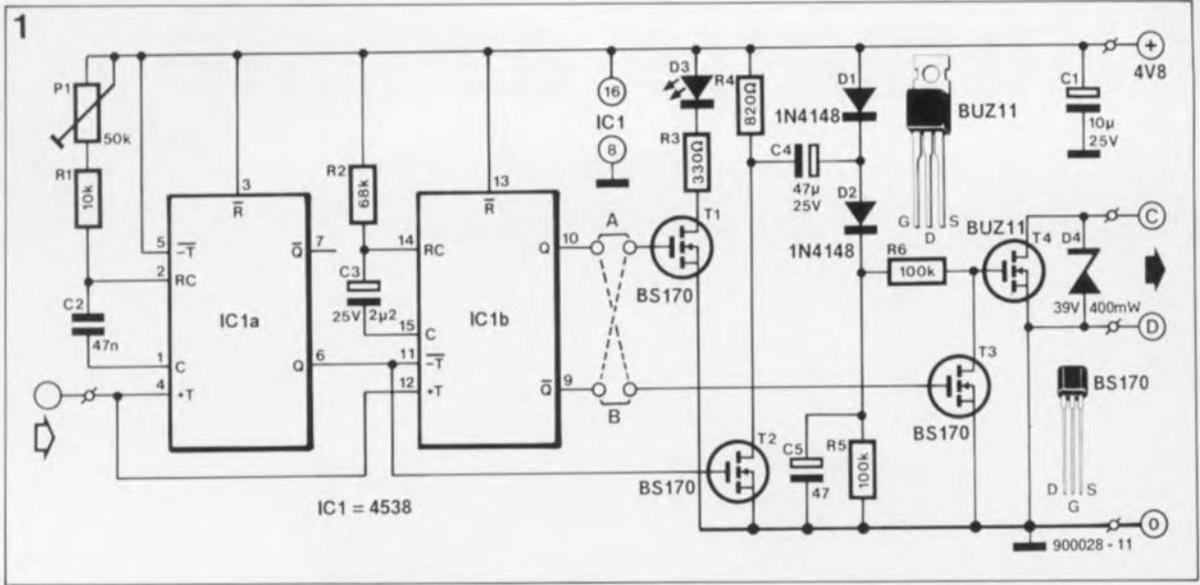
Le circuit décrit ici permet de faire face à l'un des plus grands dangers auxquels est confronté tout modéliste, les pilotes d'engins volants en particulier: l'arrêt impromptu du moteur. Son entrée en fonction automatique, qui a lieu lorsque le régime du moteur est proche du ralenti, est garante d'un fonctionnement fiable d'un moteur à combustion interne. Son domaine d'application privilégié est sans aucun doute celui de l'aéromodélisme, avions, moto-planeurs, hélicoptères et autres sorcières et "soucoupes" volantes... Ce montage augmente le sentiment de tranquillité du modéliste/pilote, puisque celui-ci ne risque plus, au cours d'un vol, de se retrouver avec un moteur bêtement arrêté; sans parler que la sécurité sur les aérodromes miniatures y gagnera elle aussi.

Un fonctionnement fiable d'un moteur miniature à combustion interne dépend, entre autres, du réglage parfait de la vis de richesse du carburateur qui l'alimente, du réglage du ralenti, ainsi que de l'utilisation d'un carburant adéquat, sans parler du bon état de la bougie à condition bien entendu qu'elle soit de caractéristiques convenables. Une bougie sert, faut-il le préciser, à allumer le mélange de carburant et d'air présent dans le(s) cylindre(s) du moteur. Pour obtenir le démarrage du moteur il est impératif de

mettre la bougie en fonction. Une fois que le moteur tourne, on peut couper la tension d'alimentation de la bougie, l'auto-allumage du mélange dans le cylindre continuant de se produire automatiquement. Pour des raisons d'écologie bien réfléchies, c'est-à-dire diminuer le bruit produit par les moteurs, on fait de plus en plus souvent appel, dans le monde du modélisme, aux moteurs à quatre temps. Ces moteurs ont pourtant l'inconvénient de ne garantir l'auto-allumage qu'aux régimes élevés. Un régime

faible entraîne un refroidissement rapide du moteur, d'où ratés et, au pire, arrêt du moteur. Si l'on veut faire tourner le moteur à bas régime pendant une période assez longue (planés, démonstration de vrille ou de voltige moteur au ralenti, approche pour atterrissage, etc), pouvoir réactiver la bougie contribuerait certainement à la "sécurité des vols". La solution à ce problème consiste tout simplement en un dispositif qui permet, pendant le vol du modèle, de fournir une tension à la bougie au moment critique.

Figure 1. L'électronique de l'allumage assisté; ce circuit est commandé par les impulsions destinées à la servo-commande des gaz. Ces impulsions servent à la fois de signal de synchronisation pour le doubleur de tension et, indirectement, de signal de commande pour le transistor T4.



Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 kΩ
- R2 = 68 kΩ
- R3 = 330 Ω
- R4 = 820 Ω
- R5, R6 = 100 kΩ
- P1 = 50 kΩ ajust.

Condensateurs:

- C1 = 10 μF/25 V
- C2 = 47 nF
- C3 = 2 μF/25 V
- C4, C5 = 47 μF/25 V

Semi-conducteurs:

- D1, D2 = 1N4148
- D3 = LED
- D4 = diode zener 39 V/400 mW
- T1 à T3 = BS170
- T4 = BUZ11 (Siemens)
- IC1 = 4538

Une solution mécanique

Elektor ne prétend pas avoir réinventé la roue. Il existe une solution très simple à ce problème: le couplage d'un interrupteur à levier à la servo-commande de l'alimentation en carburant (le carburateur) du moteur. À l'aide d'une came disposée sur -ou d'une encoche effectuée dans le profil de- le disque de transmission de la servo-commande il est possible d'actionner l'interrupteur au moment voulu; cette activation produit une application permanente de la tension d'allumage à la bougie.

Cette solution présente toutefois un certain nombre d'inconvénients dont nous ne mentionnons que le plus gênant: il faudra déterminer le moment de son activation en jouant sur les gaz, moteur tournant. Si l'on imagine les dimensions restreintes du fuselage, inévitablement encombré par le récepteur, une, voire plusieurs batteries, le réservoir et les servo-commands, sans parler des câbles des gouvernes et de fils en tous genres, électriques pour certains, il est évident qu'un tel réglage est pénible et délicat. On comprend fort bien qu'au cours d'une opération aussi difficile il soit probable que l'on grille plusieurs bougies et que l'on ait à changer de batterie (elle est épuisée, la pauvre) avant d'avoir, enfin, trouvé le moment de commutation adéquat.

Il est préférable de faire appel à l'électronique pour trouver une solution adéquate. Au lieu de l'interrupteur à levier mentionné plus haut, on pourra utiliser un relais ou bien encore un transistor de puissance.

Le transistor de puissance constitue la meilleure solution puisque la fiabilité d'un relais ne peut pas être garantie en raison des vibrations importantes subies au cours d'un vol. De ce fait nous avons préféré utiliser un transistor-FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) de puissance pour la réalisation de ce circuit.

Source de courant pour bougie

Les bougies utilisées dans le modélisme nécessitent une tension de service de 1,5 V. La consommation de courant, qui peut varier de 2 à 4 A, dépend du type de la bougie mise en oeuvre. A condition que notre interrupteur électronique fonctionne sans pertes, il est possible d'utiliser un accumulateur CdNi de 1,2 V ayant une capacité comprise entre 1,2 et 1,8 Ah. Puisque la bougie ne sera activée que lors de périodes assez brèves, celles pendant lesquelles le moteur tourne à faible régime, la capacité d'un tel accumulateur suffit amplement à plusieurs vols.

Circuit à FET

La figure 1 montre le schéma électronique de l'allumage assisté pour bougie. D'après sa fiche de caractéristiques, la résistance du FET de puissance à l'état passant est de 0,04 Ω. On n'atteint pourtant cette résistance très faible que dans le cas d'une tension de commande assez importante. La plupart des récepteurs, utilisés dans le modélisme, présentent une tension de service

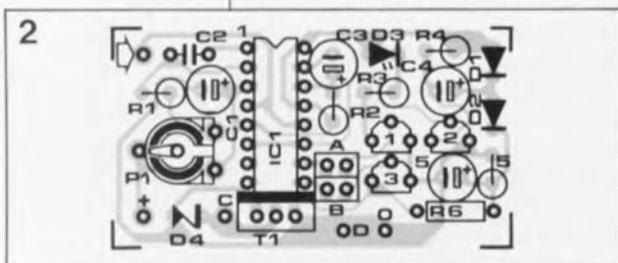
de 4,8 V. Cette tension est trop faible pour pousser le transistor-FET de puissance, T4, dans ses derniers retranchements (la pleine modulation). Pour cette raison nous faisons appel à un circuit doubleur de tension réalisé à l'aide du transistor T2, des diodes D1 et D2, du condensateur C4 et de la résistance R4. De ce fait on dispose, aux bornes du condensateur C5, d'une tension de 9 V pour commander le transistor T4. L'impulsion de synchronisation requise pour obtenir le fonctionnement correct du montage est dérivée du signal fourni par le récepteur de télécommande destiné à la servo-commande des gaz. Cette astuce permet de se passer d'un oscillateur supplémentaire, caractéristique très intéressante, compte tenu de l'espace restreint dont on dispose dans le fuselage d'un aéronef.

Après la mise hors-fonction du récepteur, le condensateur C5 se décharge à travers la résistance R5, assurant ainsi un blocage du transistor T4 au bout de 3 s environ.

La valeur de la résistance R5 (100 kΩ) constitue un compromis: il s'agit d'une part, d'assurer un blocage du transistor T4 aussi rapidement que possible après la mise hors-fonction du récepteur -pour ce faire, il faudrait donner à R5 une valeur très faible; l'attribution d'une valeur faible à cette résistance entraîne d'autre part une diminution problématique de la tension fournie par le doubleur de tension mentionné plus haut.

Le signal de commande destiné au transistor de puissance T4 est généré à l'aide des deux bascules monostables, IC1a et IC1b. IC1a produit à sa sortie une impulsion lors d'un flanc ascendant du signal

Figure 2. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants du module très compact de l'auto-allumage assisté.



d'entrée (l'impulsion en provenance du récepteur). L'ajustable P1 permet de jouer sur la largeur de cette impulsion; on pourra en fixer la durée entre 0,5 et 3 ms. IC1b est déclenché par un flanc descendant à la sortie de IC1a, qui apparaît lorsque le signal de synchronisation en provenance du récepteur présente un niveau bas. Le signal de commande du transistor-FET de puissance T4 apparaît alors à la sortie inverseuse de IC1b. La diode électroluminescente (LED) D3, visualise, par son illumination, le fonctionnement de la bougie. Si l'on préfère être averti par un signal sonore, on pourra remplacer la LED D3 par un résonateur piézo-électrique.

Le seuil de déclenchement du circuit se laisse fixer à l'aide de l'ajustable P1.

La réalisation

Le circuit imprimé de la **figure 2**, conçu pour ce module d'allumage assisté de bougie, permet une réalisation compacte, qui facilite l'incorporation du circuit dans l'espace toujours restreint disponible dans le fuselage d'un modèle réduit d'avion.

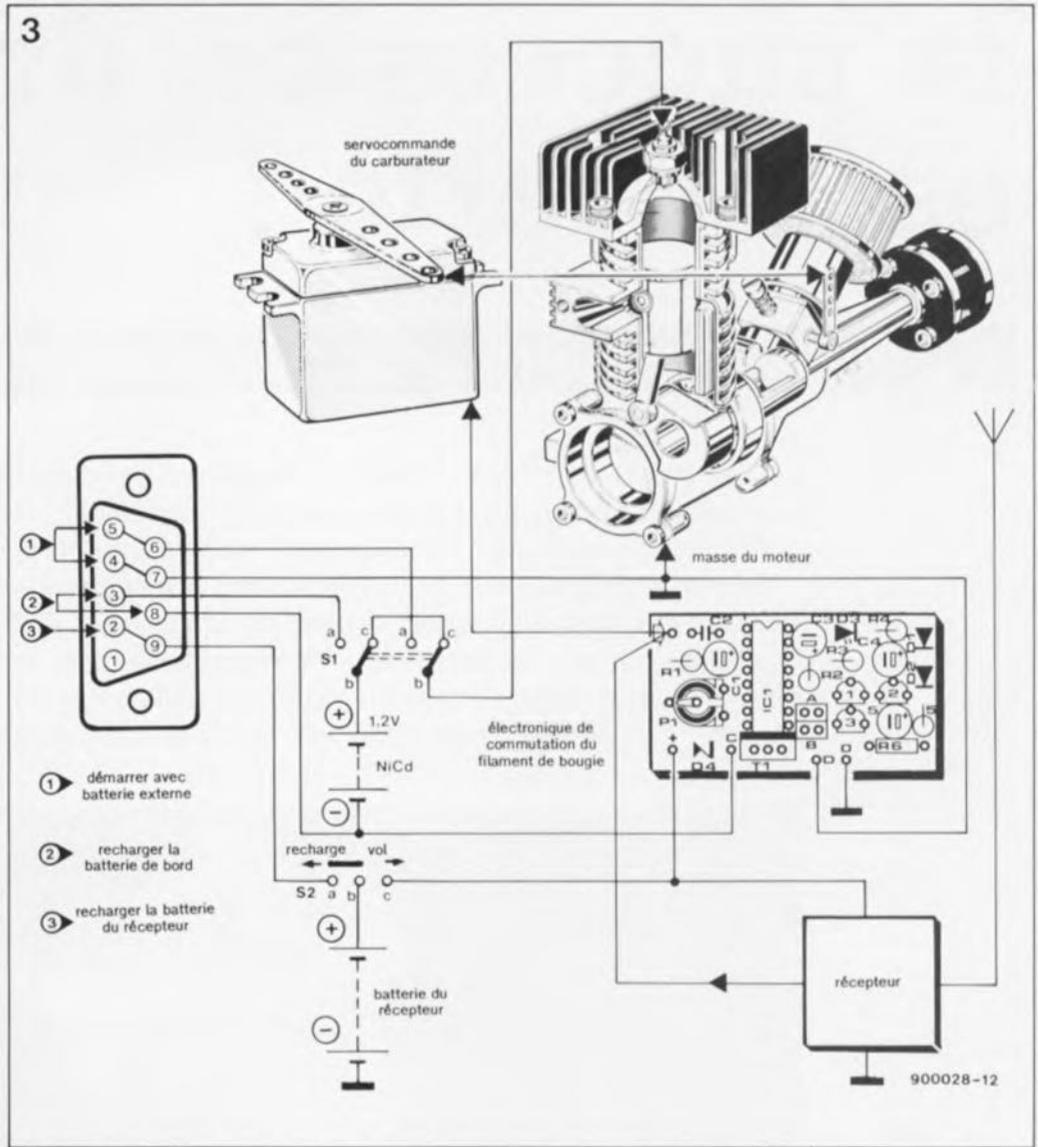
Les deux ponts de câblage, **A** et **B**, permettent d'inverser le processus de fonctionnement de l'allumage assisté pour bougie. Cette possibilité peut être très utile lorsque le récepteur fournit des impulsions négatives. Si l'on opte pour ce fonctionnement "à inversion de niveaux" il faudra substituer aux deux ponts "directs" A et B, les deux ponts de câblage "croisés" représentés en pointillés. Les ponts de câblage pointillés se croisant il est nécessaire, faut-il le préciser, d'utiliser du fil de câblage isolé.

La consommation du circuit est négligeable: 1 mA en état d'attente et 12 mA lors de l'illumination de la LED.

L'insertion

La **figure 3** vous propose un "plan de câblage" qui indique l'endroit où implanter électriquement ce circuit; il devrait vous faciliter l'insertion du module d'auto-allumage assisté dans le système de télécommande d'un modèle réduit d'avion.

On retrouve notre petit module électronique pris en parallèle sur la liaison électrique qui relie le récepteur à la servocommande du carburateur. Ce câble, trifilaire en règle générale, permet d'une part de fournir au module sa tension de service de 4,8 V (il faudra donc relier les lignes d'alimentation aux points



+ et 0, sans se tromper dans leur polarité) et d'autre part de dériver les impulsions de commande destinées à la servocommande des gaz pour activer notre montage. Le conducteur du câble multibrin qui véhicule ces impulsions est à connecter au point identifié par la **flèche**.

Le point **D** de notre circuit est à relier, d'une part, à la masse du moteur (à l'un des boulons de fixation par exemple) et d'autre part aux broches 2 et 7 d'une embase sub-D à 9 contacts à laquelle nous reviendrons un peu plus loin. Il ne reste plus qu'à établir le contact **C**. On connectera à ce point-là le pôle négatif de l'accumulateur CdNi ainsi que la broche 8 de l'embase sub-D. Pour fermer la boucle de courant constituée par notre circuit, l'accumulateur CdNi et la bougie, il faudra connecter de façon permanente et à travers un interrupteur double, S1, le pôle positif de l'accumulateur à la bougie. Avant de décoller, l'interrupteur S1 doit se trouver dans la position illustrée par le schéma de la figure 3, permettant

au module d'auto-allumage assisté de faire "cracher" la bougie. Lorsque l'on veut démarrer le moteur à l'aide d'une batterie externe puissante ou encore si l'on veut recharger la batterie de bord, il faudra mettre l'interrupteur S1 dans la position inverse.

Une embase sub-D à 9 contacts est un excellent moyen pour réaliser très facilement et sans risque d'erreur (de polarité par exemple) toutes les connexions nécessaires pour:

- démarrer le moteur à l'aide d'une batterie externe,
- recharger l'accumulateur CdNi (la batterie de bord) et
- recharger l'accumulateur du récepteur.

Bien qu'elle facilite énormément les connexions nécessaires à l'intégration du module d'auto-allumage assisté dans l'avion, la technique faisant appel à une embase sub D illustrée en figure 3, ne constitue en fait qu'une suggestion destinée à faire travailler l'imagination de nos lecteurs (aéro-)modélistes.

Figure 3. Ce "plan de câblage" permet de voir où vient s'implanter le module d'allumage assisté. Un système de télécommande "aéroporté" est bien plus complexe qu'il n'y paraît à première vue. Bien que ce circuit soit conçu pour un moteur à 4 temps, rien n'interdit d'en envisager l'utilisation avec un moteur 2 temps, tel celui "croqué" ici.

la succession du 741 est ouverte !

ampli-ops en tous genres et de tout format

Les fabricants de circuits intégrés ne cessent de lancer sur le marché de nouveaux amplificateurs opérationnels "améliorés". Nous avons déjà utilisé certaines de ces "nouveauautés" dans plusieurs circuits récents décrits dans Elektor. Quelles sont donc les différences entre ces amplificateurs opérationnels dernier cri et ce vieux 741 si familier ? Nous allons tenter, par cet article, de répondre à cette question et ainsi peut-être vous aider à choisir le type d'amplificateur opérationnel qui convient le mieux à telle ou telle application.



La conception d'un circuit électronique basé sur un amplificateur opérationnel idéal est, théoriquement du moins, d'une simplicité enfantine. Cependant, il n'est pas exceptionnel que le concepteur d'un tel circuit avoue, à un stade ou un autre du développement, que son "produit" ne fonctionne que

sur le papier. La cause de l'échec est évidente: **l'amplificateur opérationnel idéal n'existe pas !**

Ce modèle idéalisé a toutefois un droit à l'existence certain pour la bonne raison qu'il simplifie énormément l'analyse des circuits les plus complexes. L'amplificateur

opérationnel supposé quasi-idéal ne peut servir en fait, si l'on passe outre la conception de circuits aux performances limitées, qu'à la réalisation d'analyses de fonctions. Toute autre application oblige à tenir compte de ses caractéristiques de "non-idéalité" les plus importantes. Le qualificatif d'important ou de

négligeable à attribuer à chacun des paramètres caractéristiques d'un amplificateur opérationnel dépend en fait du genre de circuit dans lequel celui-ci doit être utilisé. Dans le cas d'un circuit d'amplification d'une tension alternative par exemple, la dérive (*drift*) de l'amplificateur opérationnel

est sans importance, ce qui n'est certainement pas le cas de son taux de montée (*slew rate*). A l'inverse, les performances d'un amplificateur de tension continue sont beaucoup plus sensibles à cette fameuse dérive qu'au taux de montée. Faire une distinction entre les caractéristiques importantes et celles qui le sont moins, permet également de ne pas faire de calculs inutiles.

Il est évident qu'un choix bien réfléchi demande une certaine expérience en la matière et une connaissance étendue du sujet. Gain infini, impédance d'entrée infinie et impédance de sortie nulle, sont des expressions que connaît la majorité des lecteurs d'Elektor. L'apparition de termes comme tension de décalage, dérive, polarisation de l'entrée, taux de montée et bien d'autres encore, laisse cependant prévoir des difficultés de toutes sortes.

Technologies

Les fabricants d'amplificateurs intégrés font ce qu'ils peuvent, les "pôvres", pour s'approcher le plus possible de l'amplificateur opérationnel idéal. La raison pour laquelle ils n'y sont pas encore arrivés, jusqu'à présent, est que l'amélioration de l'un des paramètres va très souvent de pair avec la dégradation de l'une ou de l'autre, voire de plusieurs des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Le fait que l'accroissement du taux de montée entraîne inévitablement une augmentation de la consommation de courant en est un bel exemple. Bien qu'elle ne soit pas en mesure d'optimiser simultanément toutes les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel, la technologie moderne permet des améliorations très sensibles.

Puisque tout fabricant d'amplificateur opérationnel a mis en oeuvre son processus d'intégration "favori" pour produire les meilleurs produits possibles, il n'est pas surprenant que, finalement, l'on se retrouve devant une diversité incroyable de composants dans la famille des amplifica-

teurs opérationnels. Il existe en gros quatre technologies de fabrication aujourd'hui: les technologies bipolaire, BIFET, BIMOS et LinCMOS (nous avons déjà consacré un article à cette dernière, voir "les LinCMOS" dans le n°135, septembre 1989).

Bipolaire: pas si mal que ça !

Les amplificateurs opérationnels bipolaires font appel, par définition, à des transistors NPN et PNP. Le 741 est sans aucun doute le type de composant le plus connu de cette famille. Les amplificateurs opérationnels bipolaires

ont les meilleures caractéristiques en ce qui concerne la stabilité de la tension de décalage d'entrée. Dans la littérature professionnelle, cette caractéristique est connue sous le nom de "dérive en tension". Elle indique tout simplement le coefficient de température de

1a

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	± 10				± 15			± 15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA μA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω M Ω
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$ $V_S = \pm 20\text{V}$		0.5								M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							± 12	± 13		V V
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$					± 12	± 13				V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$		50			50	200		20	200	V/mV V/mV
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$		32			25			15		V/mV V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$		10								V/mV

890151 - 11

b

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15\text{V}, -55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	25	60	—	60	200	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	Note 2	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_F = 20\text{ k}\Omega$ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	Note 2	—	5	25	—	8	50	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	I_B		—	± 1	± 4	—	± 2	± 6	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	Note 2	—	8	25	—	13	50	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 13.5	—	± 13	± 13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{V}$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	—	5	20	—	5	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega, V_O = \pm 10\text{V}$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 12	± 12.6	—	± 12	± 12.6	—	V

NOTES:

- OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.

Figure 1. Deux extraits des fiches de caractéristiques des amplificateurs opérationnels 741 (figure 1a) et OP-07 (figure 1b).

la tension de décalage d'entrée, c'est-à-dire sa variation en fonction de l'évolution de la température ($\Delta U_{os} / \Delta T$).

Puisque l'appariement de transistors FET est beaucoup plus difficile que celui de transistors bipolaires, les amplificateurs opérationnels à entrées FET (qu'elles soient de technologie BIMOS ou BIFET) sont incommodés davantage par des dérives en tension. Les amplificateurs opérationnels bipolaires modernes, tel que l'OP-07 par exemple, présentent une dérive de la tension de décalage de $1,3 \mu V/^\circ C$ au maximum seulement. Mieux encore, des valeurs moyennées de $0,2 \mu V/^\circ C$ ne constituent plus une exception de nos jours. Par rapport au "vieux" 741, les performances du OP-07 sont 15 fois meilleures en ce qui concerne cette caractéristique précise. Vous vous demandez peut-être comment les "concepteurs" de l'OP-07 ont fait pour obtenir une telle amélioration. A la comparaison des feuilles de caractéristiques de ces deux amplificateurs opérationnels (figure 1), il est évident, qu'outre la dérive, la valeur absolue de la tension de décalage de l'OP-07 est, elle aussi, sensiblement plus faible. Cette découverte fait supposer que la dérive en tension est liée de façon indissociable à l'importance de la tension (absolue) de décalage, en d'autres termes, la réduction de U_{os} entraîne une réduction parallèle de la dérive en tension.

Ajustage par destruction de diodes zener

Dans le cas d'un OP-07 on utilise cette technique (dite de *zener-zap trimming* outre-Manche) afin de réduire la tension absolue de décalage, U_{os} , à une valeur inférieure à $200 \mu V$, et ceci sans devoir faire appel à une compensation externe. L'amplificateur opérationnel OP-77, le successeur désigné de l'OP-07, utilise également cette technique d'ajustage par destruction de diodes zener. Pour bien comprendre le principe de cette méthode, il est bon de commencer par

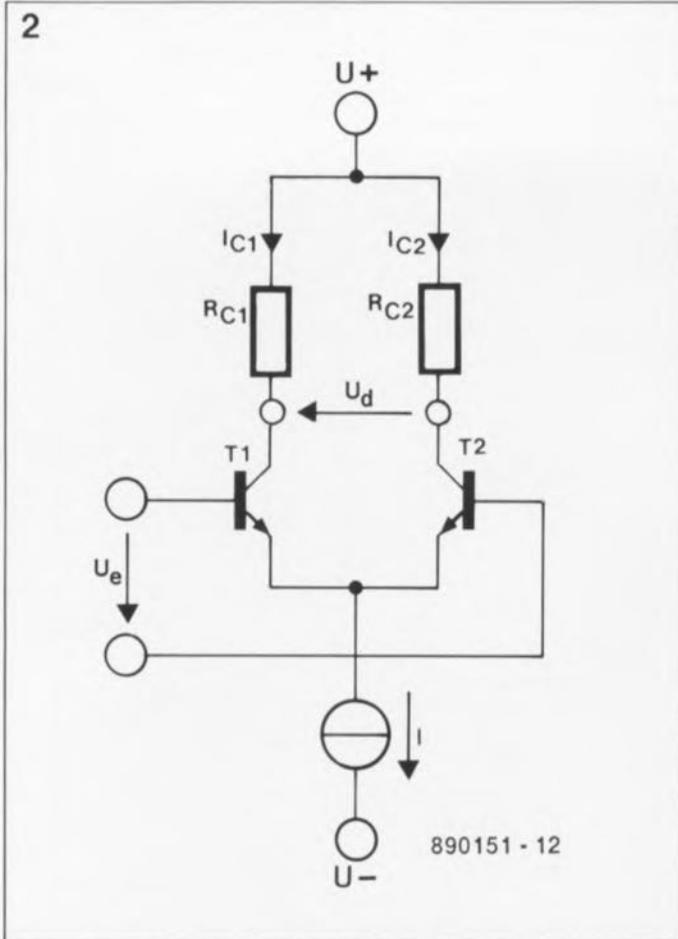


Figure 2. Schéma simplifié de l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel bipolaire.

l'examen de la "fiche d'état civil" donnant les informations sur l'origine de la tension de décalage. La figure 2 montre, la circuiterie, simplifiée, de l'étage d'entrée d'un amplificateur bipolaire standard. La tension de sortie (U_d) est égale à la différence des potentiels entre les deux collecteurs; elle est calculée de manière suivante:

$$U_d = I_{C1} \cdot R_{C1} - I_{C2} \cdot R_{C2}$$

En raison de ceci, la tension de sortie serait nulle si les deux résistances prises en série dans les lignes des collecteurs avaient la même valeur. Un parfait appariement des deux transistors T1 et T2 associé à des courants de collecteur identiques, entraînerait deux tensions de seuil, U_{be1} et U_{be2} , égales. Cela signifie que la tension de sortie U_d n'est nulle que dans le cas d'une tension d'entrée U_e ($= U_{be1} - U_{be2}$) nulle elle aussi. En pratique, il est impossible que les deux transistors T1 et T2 soient jumeaux à ce point. Par conséquent il y aura toujours une différence (aussi minime soit-elle) entre les deux tensions de seuil, même si les courants appliqués aux collecteurs, I_{C1} et I_{C2} , sont parfaitement égaux. Il est évident maintenant que la tension d'entrée U_e doit avoir la même valeur que la tension de décalage U_{os} si l'on veut obtenir une tension de sortie U_d égale à zéro.

Dans la pratique, la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel est réglée à zéro en appliquant à ses entrées une tension de polarisation convenable. Il existe pourtant des amplificateurs opérationnels que l'on a dotés de broches supplémentaires, reliés à l'électronique interne de ce composant. Ceci permet une compensation de la tension de décalage d'entrée à l'aide d'un potentiomètre ajustable, externe, sans qu'il faille coller un "circuit de mise à zéro" aux entrées si sensibles de l'amplificateur. La figure 3 montre le circuit de base d'une telle configuration.

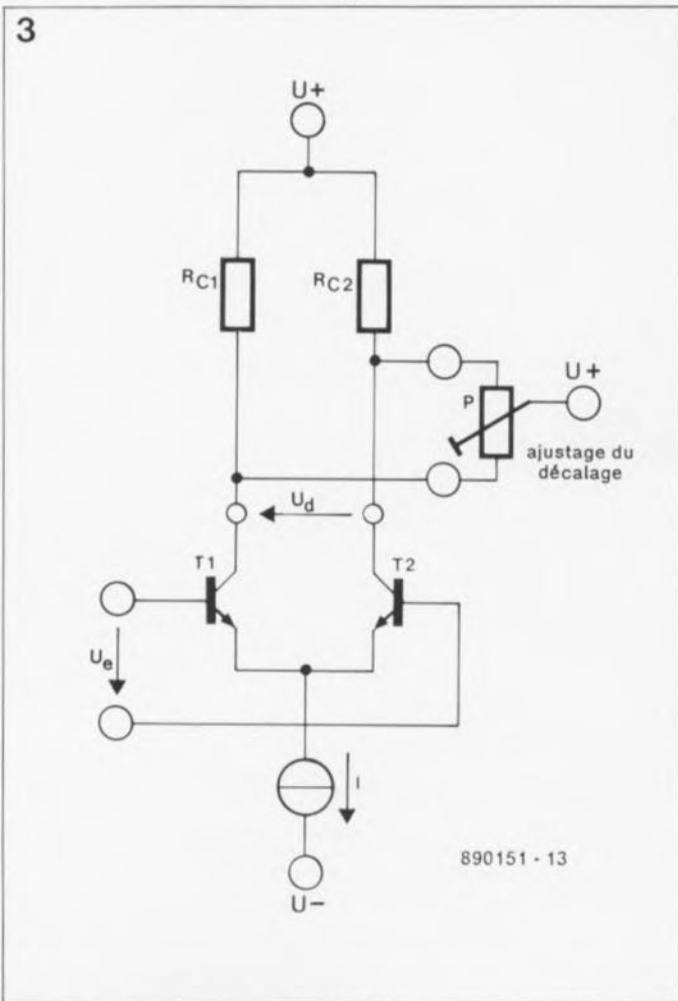


Figure 3. Compensation de la tension de décalage à l'aide d'un potentiomètre ajustable externe (P).

Les concepteurs des amplificateurs opérationnels bipo-

lares mentionnés ci-dessus, sont pourtant allés plus loin encore, comme l'illustre la figure 4. La résistance totale, prise en série dans chaque ligne de collecteur, se compose de plusieurs résistances: R1 à R4 pour le transistor T1, et R5 à R8 pour le transistor T2. Le circuit comporte en outre des diodes zener prises en parallèle sur quelques-unes des résistances. Une fois terminés les premiers processus de fabrication du circuit intégré, le fabricant réduit la tension de décalage au minimum en appliquant aux diodes zener appropriées de fortes impulsions de courant; on les "zappe", ah le joli bruit ! Est-il nécessaire de préciser que les diodes en question grillent et que dans ces conditions, elles court-circuitent la résistance prise en parallèle. A l'aide de cette technique de *zener-zap-trimming* on obtient des amplificateurs opérationnels présentant une tension de décalage de 25 μ V environ. Il est bien entendu possible d'annuler cette faible tension de décalage à l'aide d'un potentiomètre d'ajustage, selon la technique décrite plus haut. On remarquera que ce potentiomètre d'ajustage fait alors partie d'un pont de résistances. Afin d'éviter une influence trop importante des coefficients de température différents présentés par les résistances intégrées et celle du potentiomètre externe sur la dérive en tension, la configuration de la figure 4 est préférable au circuit standard de la figure 3.

Toutes ces caractéristiques sont extrêmement séduisantes et il n'est pas exclu qu'elles vous donnent envie de remplacer immédiatement chaque 741 prévu dans un montage par un OP-07 "up to date". Soyez bien conscient des conséquences pourtant ! Cette substitution pourrait fort bien vous revenir très cher: un OP-07 coûte le prix de dix 741, si ce n'est plus !

Courant d'entrée

A la température ambiante, les transistors bipolaires ont des courants d'entrées plus élevés, par définition, que ceux que connaissent les transistors JFET. A l'inverse

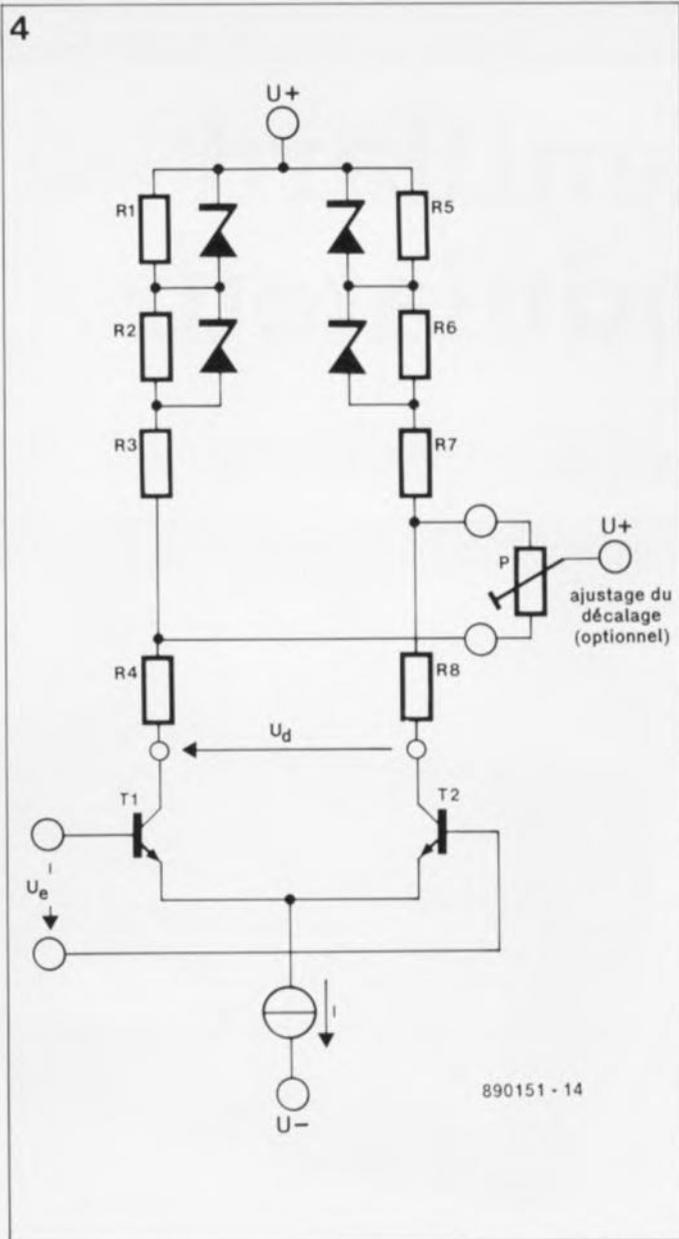


Figure 4. La tension de décalage de l'OP-07/OP-77 est réduite au minimum par un processus de destruction de diodes zener.

des transistors JFET, le courant d'entrée des bipolaires reste pratiquement constant sur toute la plage des températures de service.

Le courant d'entrée, aussi appelé courant de polarisation d'entrée (*input bias current*) dans le cas des amplificateurs opérationnels

Tableau 1

Catégorie	Caractéristiques principales	Type
Usage universel	faible coût	LM741, OP-02 (741 amélioré)
Puissance faible	faible courant de service < 1 mA	TLC271, OP-21
Puissance micro	très faible courant de service < 100 μ A	TLC271, OP-20
Vitesse élevée	Bande passante gain élevé Taux de montée élevé	LF356, CA3140, OP-15, OP-16
Précision élevée	Faible décalage d'entrée Gain en alternatif élevé Taux élevée de la réjection en mode commun	OP-07, OP-77 (OP-07 amélioré) OP-27 (faible bruit)

BIFET (bipolaires à entrées JFET), double à chaque fois que la température augmente de 10 degrés. Lorsqu'un amplificateur opérationnel BIFET, tel que le TL074 par exemple, atteint sa température de fonctionnement, son courant d'entrée est souvent plus élevé que celui que connaît un circuit bipolaire de bonne qualité. En raison de la présence de diodes de protection intégrées, le courant d'entrée d'un amplificateur opérationnel BIMOS (entrées MOSFET et sortie bipolaire), tel que le CA3140, dépend également de sa température de fonctionnement. Ceci n'implique en rien que l'utilisation de ce type d'amplificateurs opérationnels ne comporte pas certains avantages. Outre un courant d'entrée très faible aux températures peu élevées, ces amplificateurs opérationnels présentent un taux de montée beaucoup plus important. L'amplificateur opérationnel BIFET OP-16 possède un taux de montée typique de 25 V/ μ s, il est donc 75 fois plus rapide que l'OP-07 ou le 741. L'utilisation de miroirs de courant a mené enfin à une réduction très importante du courant d'entrée de l'OP-07 par rapport au 741. En cas d'utilisation d'un amplificateur opérationnel du type 741, il faut tenir compte d'un courant de polarisation d'entrée de 500 nA au maximum, alors que cette valeur n'est que de 5 nA pour un OP-07.

Sélection

Il devrait être clair maintenant que ce sont les coûts et les caractéristiques techniques du circuit à réaliser qui déterminent quel amplificateur opérationnel choisir. Actuellement on pourrait distinguer 5 catégories d'applications. Les amplificateurs opérationnels qui figurent dans l'une ou l'autre de ces catégories possèdent chacun des caractéristiques optimisées très spécifiques. Pour vous faciliter le premier pas vers un bon choix, nous vous proposons, dans le tableau 1, les différentes catégories avec quelques exemples de types d'amplificateurs opérationnels convenables.

chenillard- modulateur

CM 2000

à changement de mode automatique



Bien que de conception conventionnelle, le chenillard-modulateur décrit dans cet article présente un confort d'utilisation qui le classent parmi les meilleurs modulateurs et chenillards du marché de la réalisation personnelle.

Caractéristiques techniques du CM 2000:

- 3 sorties de commande 220 V avec une capacité de charge de 400 VA chacune, soit 1 200 VA de capacité de charge totale;
- Commande des sorties par découpage de phase avec prise des mesures d'antiparasitage adéquates pour garantir un allumage et une extinction progressive des lampes ou ampoules;
- présence d'un filtre actif qui assure une distinction nette entre les composantes graves (canal 1), médium (canal 2) et aiguës (canal 3), du spectre des fréquences.
- présence de deux possibilités de commande par signal audio, à la fois distinctes et associables:
 - a) à l'aide du microphone incorporé
 - b) par l'intermédiaire d'une entrée de signaux BF externe universelle en face avant;
- dispositif d'adaptation de niveau distinct pour chacun des trois canaux de sortie;
- possibilité de passer d'un fonctionnement en modulateur audio commandé en fréquence à celui de chenillard; les trois sorties de commande de dispositifs d'éclairage sont commandés successivement pour former un chenillard présentant une fréquence de variation ajustable (la commande audio reste efficace même en mode chenillard);
- mode automatique; en présence d'un signal BF, le CM 2000 fonctionne en modulateur commandé en fréquence, alors que pendant les pauses il se transforme en chenillard pour retrouver instantanément le fonctionnement en modulateur dès que réapparaît le signal audio.

Si vous êtes un électronicien amateur compétent, vous savez sans doute combien il est simple de réaliser un modulateur standard. Cependant, on se lasse vite des variations lumineuses brutales, en particulier lors d'utilisations prolongées, de ce type de système, surtout si l'on est conscient de l'existence de la commande par **découpage de phase** qui permet une modulation bien plus souple. L'adjonction de cette simple caractéristique se traduit cependant par une augmentation sensible de la complexité de l'électronique, en raison en particulier de la nécessité de prévoir un antiparasitage efficace. Toutes ces considérations ont donné naissance au CM 2000, un chenillard-modulateur aux caractéristiques semi-professionnelles récapitulées par le **tableau 1** (ci-contre).

Venons-en au circuit

Le coeur du montage prend la forme d'un circuit intégré spécialisé dans ce genre de traitements: un TEA 1007 de Telefunken. Ce composant intègre tous les sous-ensembles fonctionnels nécessaires à l'obtention d'un découpage de phase.

La figure 1 en donne la structure interne. On y reconnaît deux sources de courant constant, des interrupteurs électroniques, des portes ET et quelques bascules et autre amplificateur opérationnel. On y découvre aussi quatre blocs de fonction: un commutateur de seuil, un détecteur de passage par zéro, une alimentation et un détecteur de courant.

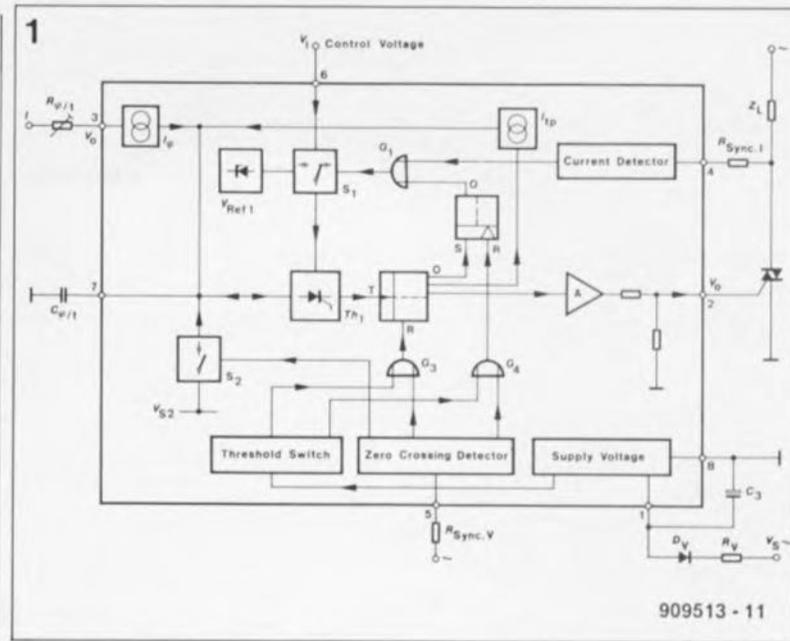
Passons au circuit proprement dit dont on retrouve le schéma en figure 2. La tension nécessaire à l'alimentation du montage est extraite directement de la demi-période négative de la tension alternative du secteur 220 V, par l'intermédiaire des résistances R20 et R21, du condensateur C10, de la diode D6 et de la diode zener D6 qui assure ici une fonction de limitation de la tension.

La demi-période positive circule à travers la diode D4, les résistances R17 à R19 et la LED de visualisation D3. Les condensateurs C11 et C12 servent au filtrage des parasites; ils font en outre office de tampon. On trouve ensuite un régulateur intégré négatif du type 7915, IC2, associé à un condensateur-tampon, C13. On peut dire, en résumé, que cette tension d'alimentation de 15 V "flotte" à l'un des points d'application de la tension du secteur; plus exactement, la tension d'alimentation du montage se situe 15 V en-dessous (masse et -15 V). Après fermeture de l'interrupteur secteur S1, la masse du montage, c'est-à-dire le point de référence, se trouve au même potentiel que le point de connexion de la tension d'alimentation référencé sur le schéma de la figure 2 par la lettre "F".

La circuiterie de découpage de phase des sorties proprement dite existe en trois exemplaires; elle est donc distincte pour chacune des sorties. Nous allons nous intéresser au canal des aigus, parfaitement représentatif pour chacun des trois canaux.

La tension d'alimentation est appliquée entre la broche 8 (tension positive, c'est-à-dire dans le cas présent, la masse) et la broche 1 (tension négative, nos -15 V).

Par l'intermédiaire de la résistance R46, IC5 reçoit sur sa broche 5 la tension nécessaire à la synchronisa-



tion de phase, la résistance R48 alimentant quant à elle l'entrée de post-amorçage que constitue en fait la broche de détection de courant (broche 4). Si, en raison de déphasages dus aux caractéristiques inductives de la charge connectée à la sortie, l'amorçage du triac Tril se faisait incorrectement, cet état de fait serait détecté par la broche 4 et de nouvelles impulsions d'amorçage assureraient une mise en conduction correcte du triac.

La broche 2 constitue la sortie d'amorçage qui permet une attaque directe du triac à travers la résistance R47.

Le condensateur C22 (présent à la broche 7), associé aux résistances R44 et R45, définit la constante de temps de l'oscillateur à rampe intégré. La résistance ajustable R45 permet de jouer sur la pente de la rampe et ainsi sur la relation de la tension de commande de l'entrée par rapport à l'instant d'amorçage. La tension de commande de l'entrée à proprement parler est appliquée à la broche 6 de IC5. Au repos, on applique à ce point, à travers les résistances R40, R41, la diode D9 et la jonction base-émetteur du transistor T4, une tension de quelque -9 V (référéncée par rapport à la masse). R42 constitue la résistance de charge (par rapport à -15 V) et C21 est un condensateur-tampon. Tant que la tension appliquée à la broche 6 d'IC5 présente la valeur indiquée quelques lignes plus haut, la sortie (broche 2) ne produira pas d'impulsion d'amorçage pour le triac Tril.

Si au contraire la tension de commande prend une valeur moins négative (et que donc elle se rapproche, avec ses -8, -7 ou -6 V, de la masse) on verra apparaître

à la sortie d'IC5 des impulsions d'amorçage dont la phase se décale de 180° vers 0°, si la tension de commande est positive. Plus le déphasage est faible, plus la durée d'allumage des lampes connectées au système sera importante: à un déphasage de 0° correspond une intensité lumineuse maximale.

La technique de commande des dispositifs lumineux connaît deux modes:

1. Le chenillard

Pour obtenir ce mode de fonctionnement, on applique à l'entrée de IC5, à travers la diode D10 et la résistance R43, une impulsion de commande présentant une tension de quelque -2 V. Le condensateur C21 se décharge rapidement jusqu'à cette tension pour ensuite être rechargé via la résistance R42 jusqu'à avoir atteint sa tension d'origine, à savoir -9 V environ. Pendant la durée de l'application de la tension d'entrée positive et de celle où elle présente un niveau moins négatif, le triac Tril est amorcé par IC5, de sorte que la lampe que commande ce composant s'allume pour ensuite s'éteindre progressivement après une certaine durée, ajustable.

De la même manière, les autres sorties du montage sont commandées par les circuits intégrés IC6 et IC7, de sorte que l'on obtient un fonctionnement en mode chenillard, c'est-à-dire un allumage successif des ampoules.

L'oscillateur proprement dit prend la forme de l'amplificateur opérationnel OP5 associé aux composants connexes et au compteur qu'il attaque, un 4017. IC4, puisque c'est de lui qu'il s'agit, est monté en compteur à trois étages; ses sorties commandent successivement les

Figure 1. Structure interne du TEA 1007 (source Telefunken).

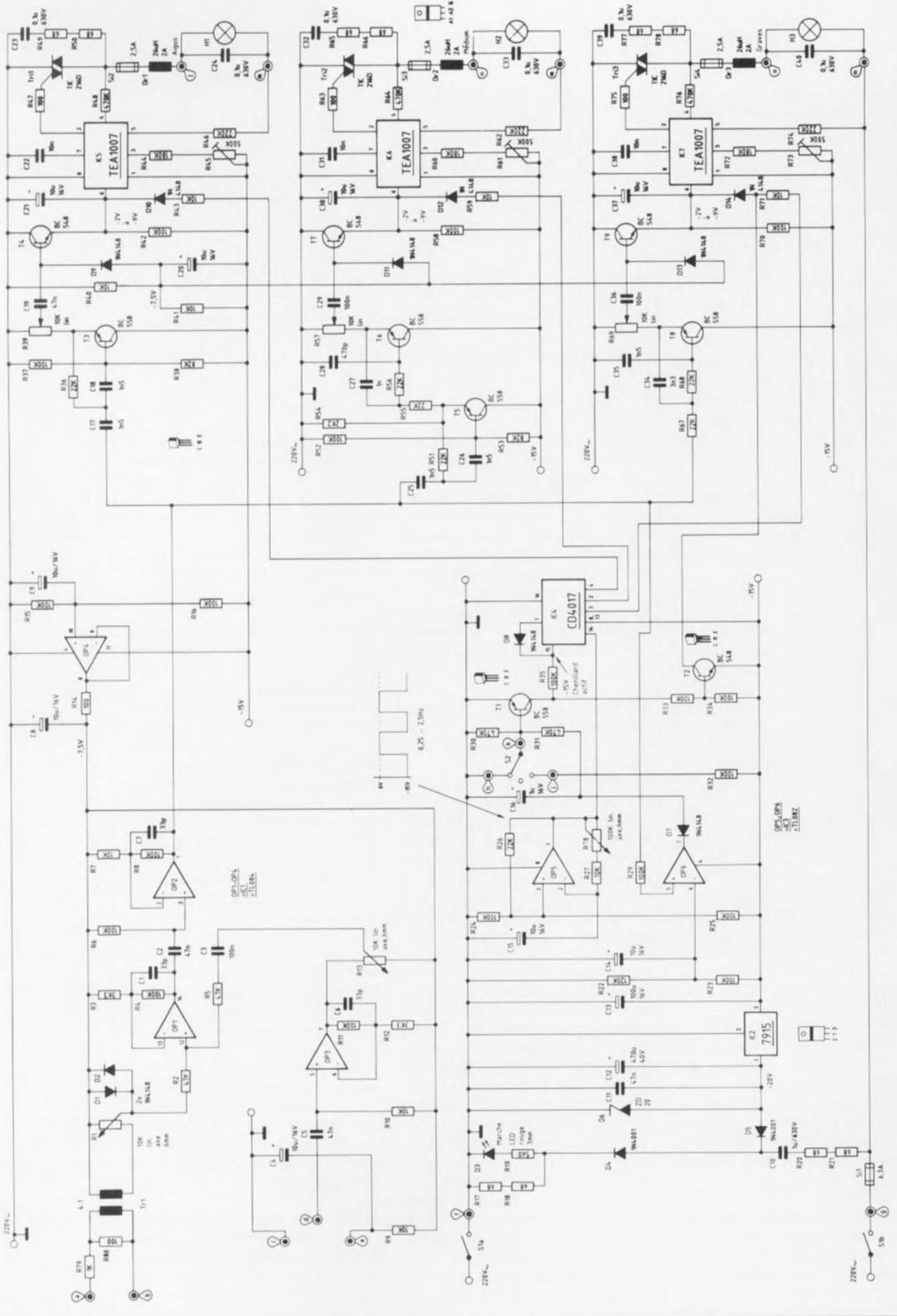


Figure 2. Schéma de l'électronique du CM 2000. On y reconnaît facilement les trois canaux.

circuits de découpage de phase, IC5, IC6 et IC7. L'entrée (broche 14) reçoit son signal de la sortie (broche 1 de OP5) de l'oscillateur que constitue cet amplificateur opérationnel associé aux composants environnants. Le potentiomètre R28 positionné sur la face avant de l'appareil permet de jouer sur la fréquence de l'oscillateur et de lui donner n'importe quelle valeur comprise entre 0,2 et 2,5 Hz.

À l'origine, IC4 est un diviseur décimal à 10 sorties. Pour en limiter le fonctionnement à 3 étages, on procède à sa remise à zéro anticipée, par connexion de sa broche 7 à l'entrée de remise à zéro (broche 15) via la diode D8.

Si l'inverseur S2 se trouve dans la position du schéma, le transistor T1 bloque et la broche 15 de IC4 se trouve à -15 V à travers les résistances R35, R33 et R34; dans ces conditions, cette partie du montage est libérée et le circuit fonctionne en chenillard.

Si cet inverseur se trouve en position basse ("Arrêt"), le transistor T1 est passant et la broche 15 de IC4 se trouve, à travers T1, à un potentiel proche de 0 V, provoquant l'inhibition du dit circuit. Simultanément, le transistor T2 est amené en conduction, via la résistance R33, faisant ainsi perdre toute influence à la sortie "0" de IC4 qui se trouve elle aussi à 0 V (la résistance R71 est amenée à -15 V).

Si l'inverseur S2 se trouve en position médiane ("Auto"(matique)), il est hors-fonction et la base de T1 est commandée par la sortie de l'amplificateur opérationnel OP6 à travers la diode D7 et la résistance R31. OP6 est monté en comparateur et compare, bien entendu, la tension audio appliquée à l'entrée, une fois celle-ci mise en forme, à une tension de référence présente à la broche 6. S'il existe un signal BF de niveau suffisant, la sortie de OP6 bascule à près de -15 V, le transistor T1 bloque et la broche 15 de IC4 se trouve à quelque -15 V, de sorte que la fonction de chenillard est activée.

2. Fonction de modulateur

Nous allons nous intéresser à la commande par signal BF, puisqu'il s'agit là de l'essence du fonctionnement en mode modulateur.

Le signal BF d'entrée arrive, à travers un diviseur de tension constitué par les résistances R79 et R80, sur le primaire du transducteur BF, Tr1, dont le rapport de conversion est de 4:1. Le secondaire de ce transformateur transmet le signal au potentiomètre de volume, R1, dont le curseur est protégé par deux diodes, D1 et

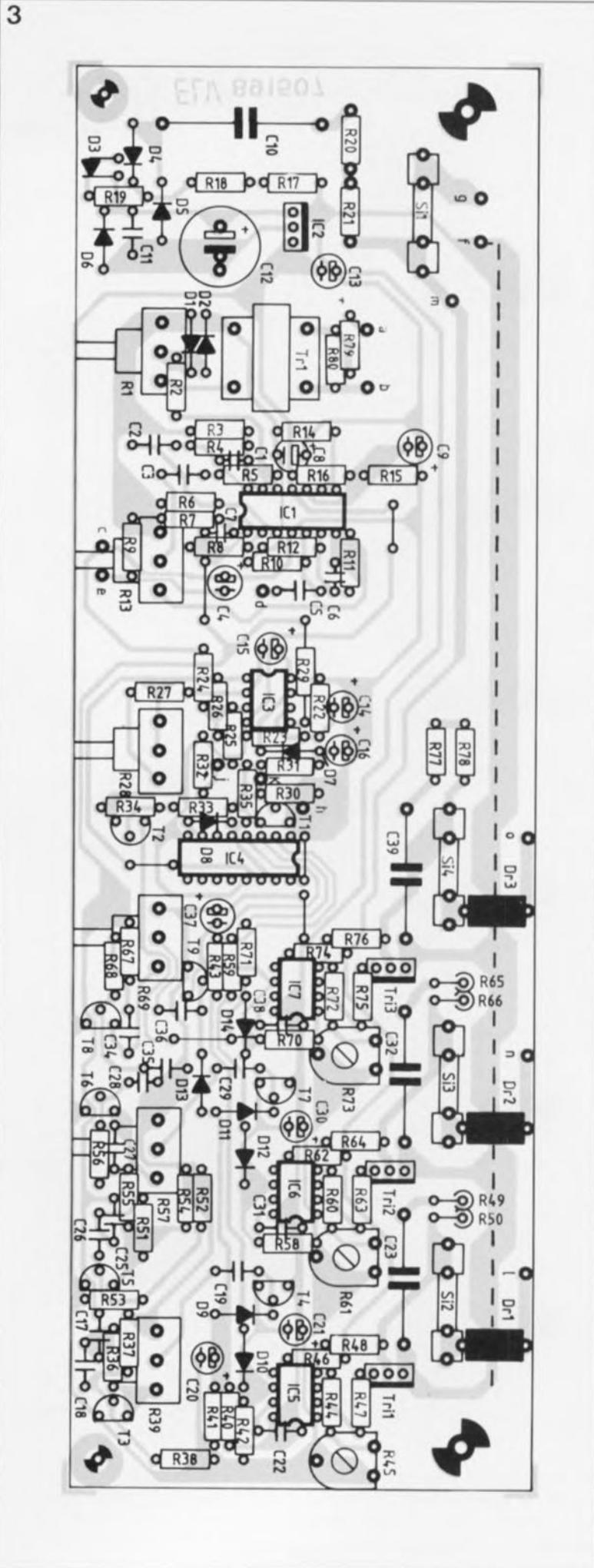


Figure 3. Sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le chenillard-modulateur.

Liste des composants

Résistances:

- R1, R13, R39, R57, R69 = 10 kΩ lin à axe de 6 mm
- R2, R5 = 47 kΩ
- R3, R12 = 3kΩ3
- R4, R6, R8, R11, R15, R16, R23 à R25, R29, R32 à R35, R37, R42, R52, R58, R70 = 100 kΩ
- R7, R9, R10, R27, R40, R41, R43, R59, R71 = 10 kΩ
- R14, R47, R63, R75, R80 = 100 Ω
- R17, R18, R20, R21, R49, R50, R65, R66, R77, R78 = 68 Ω
- R19 = 560 Ω
- R22 = 120 kΩ
- R26, R36, R51, R55, R56, R67, R68 = 22 kΩ
- R28 = 100 kΩ lin à axe de 6 mm
- R30, R31, R48, R64, R76 = 470 kΩ
- R38, R53 = 82 kΩ
- R44, R60, R72 = 180 kΩ
- R45, R61, R73 = 500 kΩ ajust.
- R54 = 2kΩ2
- R79 = 1 kΩ

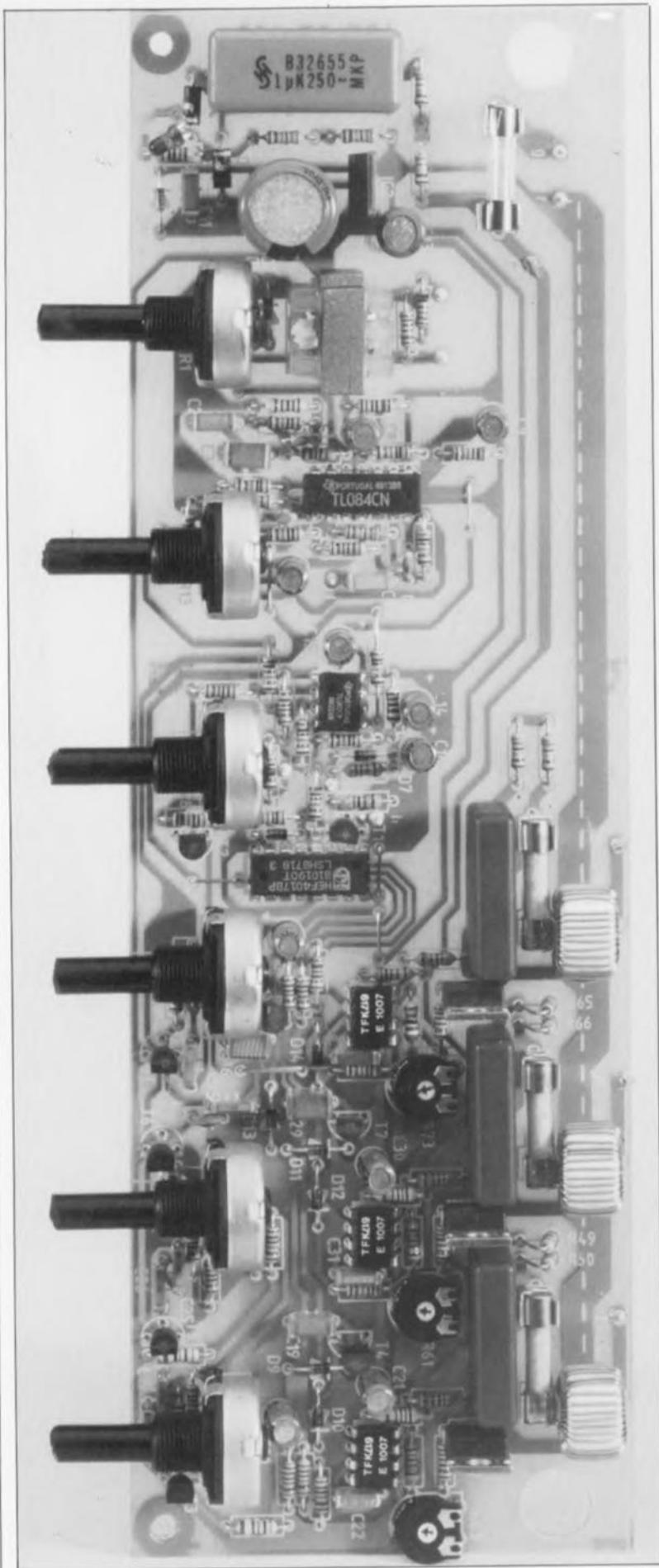
Condensateurs:

- C1, C6, C7 = 33 pF
- C2, C5, C11, C19 = 47 nF
- C3, C29, C36 = 100 nF
- C4, C8, C9, C14, C15, C20, C21, C30, C37 = 10 μF/16 V
- C12 = 470 μF/40 V
- C16 = 1 μF/16 V
- C17, C18, C25, C26, C35 = 1nF5
- C22, C31, C38 = 10 nF
- C23, C24, C32, C33, C39, C40 = 100 nF/630 V
- C27 = 1 nF
- C28 = 470 pF
- C34 = 3nF3

Semi-conducteurs:

- D1, D2, D7 à D14 = 1N4148
- D3 = LED 3 mm rouge
- D4, D5 = 1N4001
- D6 = ZD20 = diode zener 20 V/400 mW

Exemplaire terminé du CM 2000. Il ne reste plus qu'à effectuer les différentes interconnexions avec les organes de commande et à connecter le câble reliant le montage au secteur. Attention, l'ensemble se trouve relié directement au secteur.



- Tr1 à Tr3 = TIC 216D
- T1, T3, T5, T6, T8 = BC 558
- T2, T4, T7, T9 = BC 548
- IC1 = TL 084
- IC2 = 7915
- IC3 = TL 082
- IC4 = CD 4017
- IC5 à IC7 = TEA 1007 (Telefunken)

- Divers:
- Dr1 à Dr3 = self de choc 26 μ H/2A
- Tr1 = transfo BF
- Si1 = fusible 6A3
- Si2 à Si4 = fusible 2A5
- S1 = interrupteur secteur double
- S2 = inverseur bipolaire à position centrale
- 4 porte-fusibles encartables
- 16 picots
- 50 cm de fil de cuivre argenté
- 4 oeillets 3,2 mm
- 2 oeillets 6,5 mm
- 2 vis M3x10 mm
- 2 écrous M3
- 1 m de fil de câblage à 2 conducteurs de 1,5 mm²
- 40 cm de fil de câblage souple

D2. Le signal BF ainsi traité arrive, à travers la résistance R12, à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel OP1 monté en additionneur (sommateur). En ce même point

est injecté un signal BF arrivant via la résistance R5 et traité en amont de la manière indiquée ci-après: la face avant du chenillard-modulateur CM2000 comporte un micro-

phone à électret qui capte tous les phénomènes acoustiques se produisant dans la pièce où il se trouve. Ce micro est connecté aux points "c", "d" et "e". Les phénomènes acoustiques convertis en signaux électriques sont transmis, via le condensateur C5, du point "d" du circuit imprimé, vers l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel OP3 dont le gain est fixé à 30 dB environ. La sortie d'OP3 attaque l'organe de commande de volume, le potentiomètre R13. Les signaux BF ainsi traités arrivent, via le condensateur C3 et la résistance R5 évoquée précédemment, au sommateur OP1.

Le gain de cette partie du montage, fixé à l'aide des résistances R3 et R4, est de 30 dB également. Les condensateurs C1 et C6 servent à éliminer les oscillations et à définir la limite supérieure du domaine des fréquences.

Depuis la sortie de OP1, les signaux BF arrivent à un nouvel étage d'amplification basé sur l'amplificateur opérationnel OP2 et les composants qui l'entourent. La sortie attaque trois unités de filtrage destinées respectivement aux aigus (C17, C18, R36 à R39 et T1), au médium (C25 à C28, R51 à R57, T5 et T6) et aux graves (R67 à R69, C34, C35 et T8).

Les transistors placés en aval, T4, T7 et T9, auxquels arrivent les signaux à travers les condensateurs C19, C29 et C36, servent tout à la fois de tampons et de redresseurs de valeur de crête; le point d'entrée en fonction de ces derniers est défini à l'aide des diviseurs de tension constitués par les résistances R40 et R41 associées aux diodes D9, D11 et D13.

Remarquons au passage que les préamplificateurs BF OP1 à OP3 travaillent avec une masse virtuelle fixée à la moitié de la tension d'alimentation. La tension nécessaire (-7,5 V) est produite à l'aide de l'amplificateur opérationnel OP4 et des composants connexes.

La réalisation

On débutera l'implantation des composants par les six ponts de câblage. On passe ensuite à celle des petits composants pour finir par la mise en place des composants encombrants. Est-il nécessaire de préciser que pendant toute cette opération il faudra veiller à respecter la sérigraphie de l'implantation des composants gravée sur la platine. Il est intéressant de savoir que certaines des pistes véhiculent un courant qui peut atteindre jusqu'à 10 A. Pour éviter tout problème, les pistes concer-

nées doivent être plus épaisses, ce à quoi il a été veillé lors du dessin de la platine. Il faudra en outre doter la piste identifiée par un trait pointillé - qui va du point "f" à un point situé légèrement au-delà de la self Dr1 - d'un morceau de fil de cuivre argenté rigide que l'on soudera proprement, côté pistes, sur la piste concernée; il ne faudra pas être trop chic sur la quantité de soudure (sans exagérer cependant) tout en veillant à ne pas surchauffer la piste au cours de cette opération (ce qui pourrait en provoquer le décollement du support en fibre de verre).

La mise en place de ce renfort de piste est important si l'on veut éviter de voir fondre certains endroits de la piste lorsque l'appareil travaille à pleine puissance.

Après avoir terminé la mise en place des composants et avoir pris le temps de s'assurer de l'absence d'erreur d'implantation ou de polarité, vérifié la qualité des soudures, on pourra disposer la platine dans la coquille inférieure du boîtier, la face avant prenant elle aussi place dans les rails prévus à son intention.

Avant de procéder à cette mise en place, il faudra avoir doté la face avant des éléments suivants:

l'interrupteur secteur, doté d'un oeillet de soudage de 6,5 mm, est passé, par l'arrière, dans l'orifice prévu à son intention dans la face avant où il est ensuite fixé à l'aide du contre-écrou convenable.

Il en va de même pour l'inverseur simple situé au centre inférieur de la face avant. Il ne faut pas oublier, ici également, de mettre en place un oeillet de soudage avant de faire passer l'extrémité de l'inverseur par l'orifice prévu.

On implante ensuite l'embase pour haut-parleur dans la face avant où elle est fixée à l'aide de deux vis M3x10 et des écrous correspondants. Ici encore, il faudra penser à doter les vis d'un oeillet de soudage de 3,2 mm (placé côté intérieur du boîtier).

Le microphone est fixé sur le dos de la face avant à l'aide de quelques gouttes de colle rapide, en veillant à ce qu'il soit bien en face de l'orifice prévu et en évitant toutefois de l'obstruer par un excès de colle.

Après avoir fait passer les six axes des potentiomètres par les trous correspondants percés dans la face avant, on pourra se lancer dans le câblage des composants implantés dans la face avant, l'embase pour HP, le micro et l'inverseur, aux points correspondants de la platine. A l'endroit convenable aux coins gauche et droit sur l'avant de la

coquille inférieure du boîtier, on perce un orifice de 3,5 mm très précisément à l'aplomb des orifices percés dans la platine. Chacun de ces trous reçoit une vis M3x40 qui est ensuite dotée d'un oeillet de soudage puis fixée à l'aide d'un écrou M3. On met en place un second écrou M3 de manière à ce que sa surface supérieure se trouve à 29 mm très exactement du fond du boîtier, ce qui est d'ailleurs aussi la longueur des deux entretoises de plastique gris que l'on enfle sur les deux entretoises de plastique à disposer aux centres gauche et droite du boîtier.

Le passe-fil du câble secteur, doté de son dispositif anti-arrachement et de sa protection anti-pliage est introduit dans l'orifice prévu à cet effet dans la face arrière et fixé à l'aide de l'écrou adéquat à l'intérieur du boîtier. On tire le câble secteur trifilaire à prise moulée sur une longueur de quelque 180 mm à travers le passe-fil, avant de serrer définitivement celui-ci. Les deux fils de phase et de neutre, bleu et brun, sont soudés aux picots inférieurs de l'interrupteur secteur. Les deux picots centraux de cet interrupteur sont ensuite reliés aux points "f" et "g" de la platine à l'aide de fil de câblage de section de 1,5 mm².

Le conducteur de terre, jaune/vert, est relié à tous les points métalliques accessibles de l'extérieur. On utilisera pour effectuer ces connexions les oeillets enfilés sur les différents organes de commande (interrupteur secteur, sélecteur de fonction, embase du HP) et les deux vis de fixation montées dans la coquille inférieure du boîtier. A nouveau, on fera appel à du fil de câblage dont la section sera de 1,5 mm² au minimum.

Les trois embases destinées aux prises secteurs sont mises en place de l'extérieur dans la face arrière du boîtier. On les fixe correctement à l'aide de deux bagues de blocage spécialement prévues à cet effet.

La broche supérieure de chacune des trois embases est reliée au picot correspondant à chaque fusible, picots dénommés respectivement "l", "n" et "o".

Les broches inférieures de ces embases sont reliées au point "m" présent sur la platine. Toute cette opération de câblage fera appel à du fil souple de 0,75 mm² de section au minimum. Les condensateurs C24, C33 et C40 seront soudés directement aux broches des embases destinées à recevoir les cordons secteur des lampes à commander. Ceci fait, on pourra glisser la platine associée à la face avant dans la demi-

coquille inférieure du boîtier. La fixation de la platine se fait à l'aide de deux vis M3 correctement serrées. Il ne reste plus ensuite qu'à mettre en place la face arrière avant de positionner la coquille supérieure et de la fixer par le dessous du boîtier.

Utilisation et réglages

Il est vital d'être bien conscient des dangers inhérents à toute intervention à l'intérieur d'un boîtier ouvert, tant que le montage est relié au secteur. Il est recommandé de faire appel à un transformateur d'isolation galvanique de puissance suffisante (300 VA au minimum en cas de connexion d'une ampoule de 60 W à chacune des sorties) surtout si l'on n'est pas parfaitement au courant des risques encourus lors d'un réglage de cet appareil tant qu'il reste relié directement au secteur.

La première étape du réglage consiste à vérifier, à l'aide d'un multimètre, la correction de la tension d'alimentation d'entrée présente entre les broches 1 et 2 du régulateur de tension IC2: on devrait mesurer entre 18 et 22 V. On vérifie ensuite la valeur de la tension de sortie, disponible entre les broches 2 et 3 de ce même composant: on devrait lire entre 14,5 et 15,5 V.

A l'aide des ajustables R45, R61 et R73 on pourra jouer sur le rapport entre la tension d'entrée et la tension de commande à l'instant de l'amorçage du circuit de découpage en phase, le TEA 1007. On commencera par mettre ces ajustables en position médiane pour ensuite rechercher la position dans laquelle, CM 2000 en fonction, les lampes sont, en l'absence de signal BF, parfaitement éteintes, et, lors d'une pleine modulation, à leur luminosité maximale.

On peut fort bien réaliser ce réglage en plusieurs étapes, en modifiant progressivement la position des ajustables, opération effectuée hors-tension bien entendu, avant de remettre le montage sous tension et d'en vérifier le comportement. Il ne faut pas oublier cependant dans ce cas-là, qu'il faut laisser une minute environ au montage pour obtenir la décharge des condensateurs haute-tension.

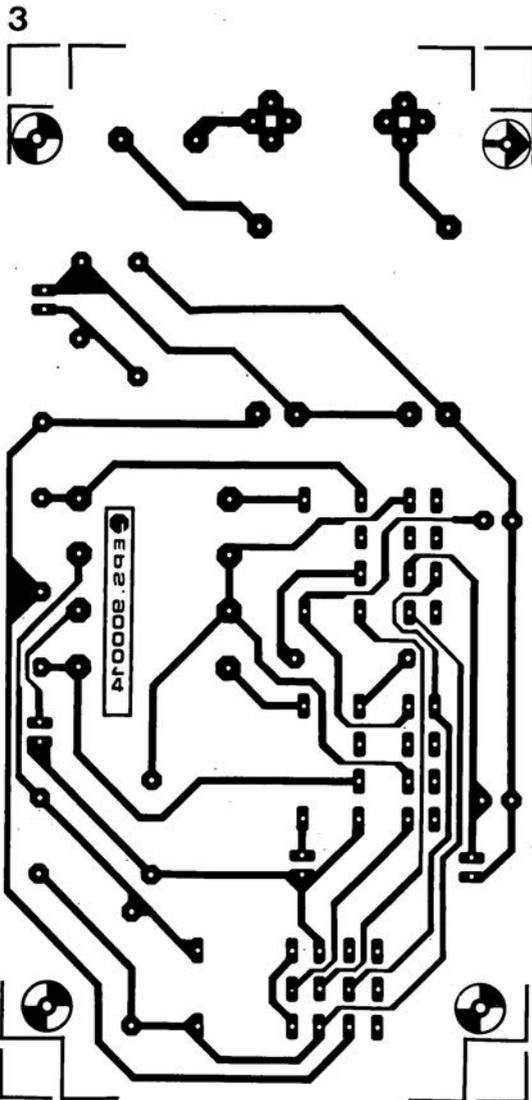
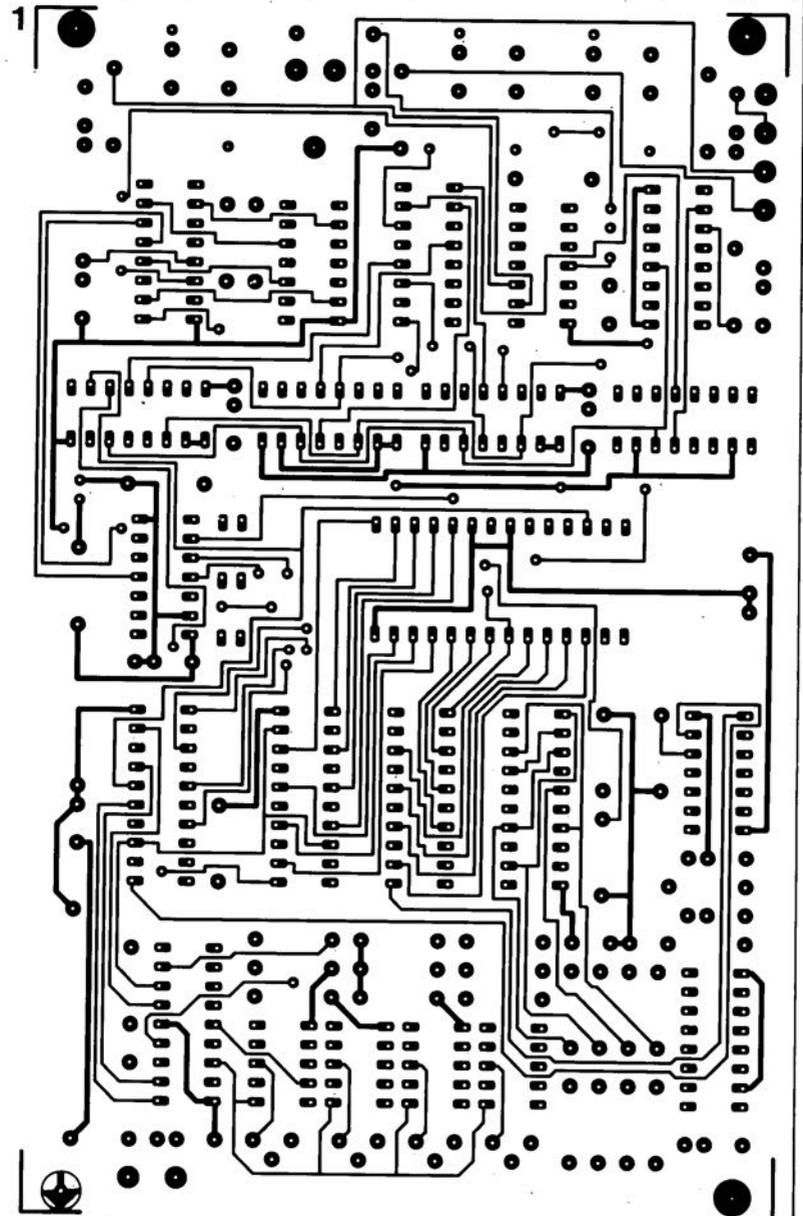
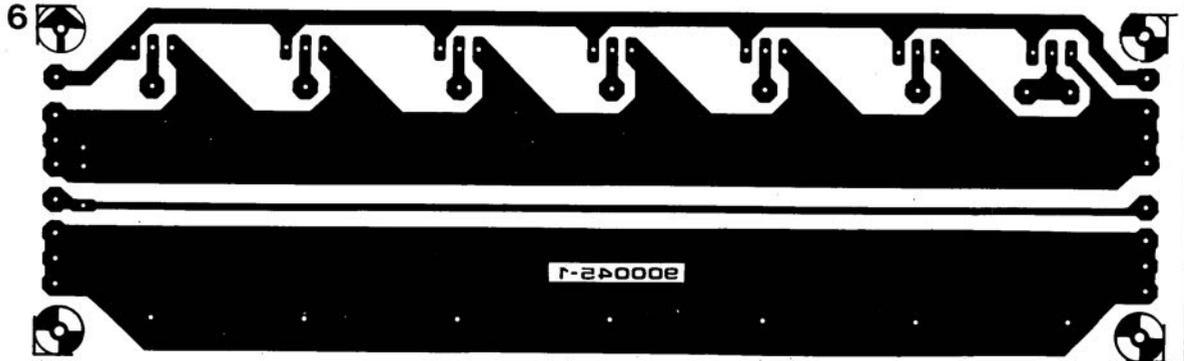
Attention

Ce montage doit impérativement être placé dans un boîtier plastique parfaitement fermé. L'ensemble du montage véhicule les 220 V du secteur; il faudra confier son réglage à des personnes parfaitement au courant des risques encourus et des précautions à prendre pour les éliminer. ■

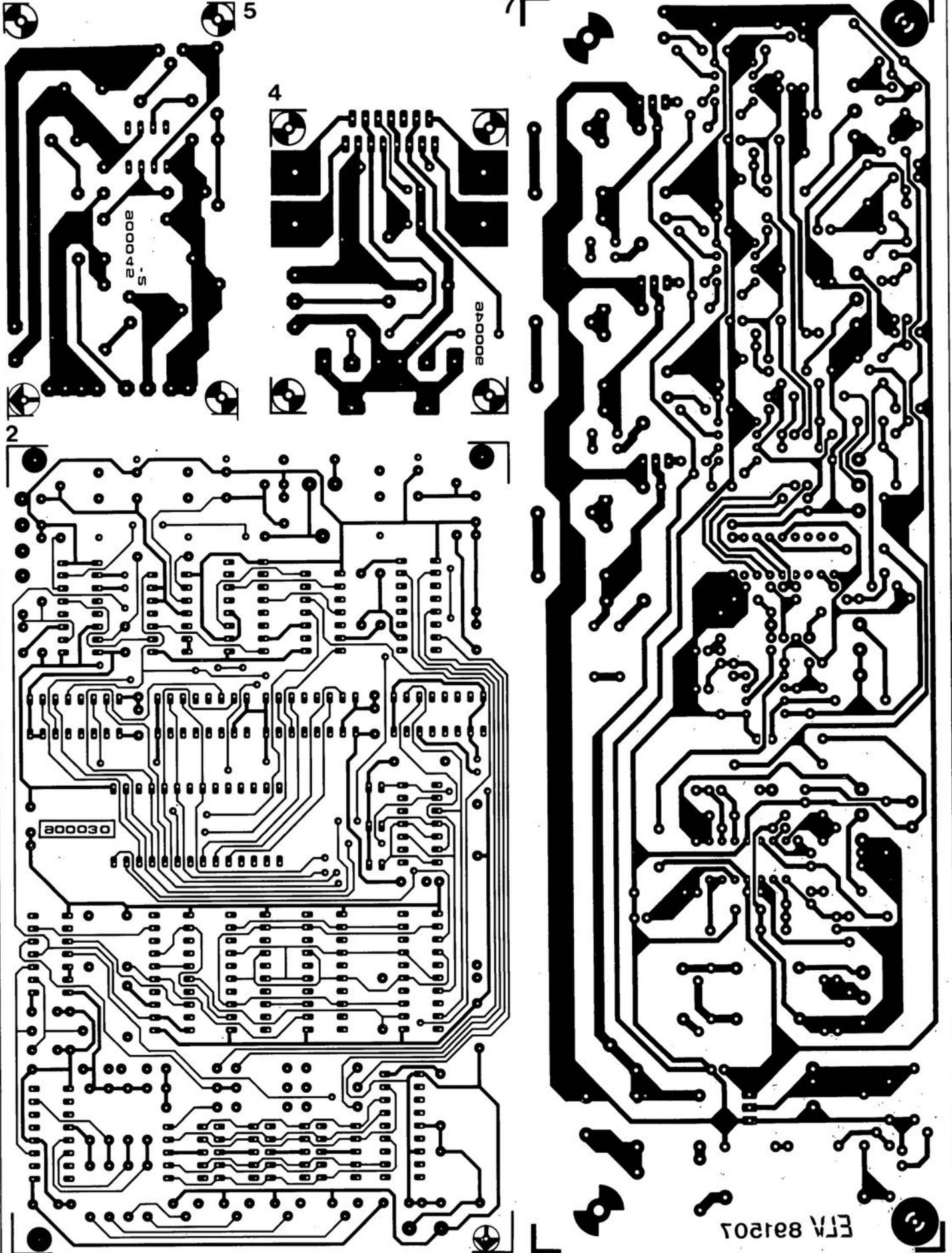
SERVICE

L'absence de place nous empêche de vous proposer le dessin de la platine double-face de la carte d'extension pour la carte Z80 Europe. Comme elle possède des trous métallisés, ce n'est qu'un demi-mal, car cette technique est si coûteuse qu'elle ne se justifie que dans le cas d'un prototype... et encore...

1. EPROM-scope: côté composants
2. EPROM-scope: côté pistes
3. mini-central téléphonique
4. amplificateur stéréo en pont à TDA 7370
5. alimentation de puissance 10 A: circuit de commande
6. alimentation de puissance 10 A: circuit de puissance
7. chenillard-modulateur



SERVICE



central auto multifonctions

C. Brown

avertisseur de marche arrière, simulateur d'alarme, central de clignotement, que voulez-vous de plus?

La sécurité routière ne cessant de voir son importance grandir, il n'est pas étonnant de voir de plus en plus de camionnettes et de poids lourds équipés de systèmes acoustiques de toute sorte pour avertir les piétons et autres cyclistes qu'ils ont débuté une manoeuvre de marche arrière. Il nous semble qu'il serait peut-être temps que l'Hexagone rattrape son retard sur certains pays dits sous-développés et fasse doter ses véhicules quels qu'ils soient, d'un dispositif de ce type, car entre se faire écraser par une Mercedes de 1 000 kg, une camionnette Peugeot de 3 tonnes ou un RVI (Renault Véhicule Industriel) de 28 tonnes, quelle est la différence?*

Évoquons maintenant une autre des fonctions de ce montage.

Bien que les véhicules dotés d'une alarme quelconque soient de plus en plus nombreux, leur proportion reste ridiculement faible. Une simple LED clignotant de façon aléatoire suffit déjà à faire réfléchir un pourcentage non négligeable de petits voleurs à la tire. Ce montage-ci comporte également un dispositif à balayage à 8 diodes électroluminescentes (LED), constituant un simulateur d'alarme fort convenable.

Une troisième fonction de ce circuit, la dernière rassurez-vous, est la possibilité d'activation d'un relais de commande des clignotants à une fréquence proche de 1 Hz (1 fois par seconde). Ce signal permet d'avertir les autres usagers de la route que votre véhicule se trouve à l'arrêt, suite à une panne ou pour vous permettre d'effectuer un chargement/déchargement rapide.

L'électronique du montage ne comporte que trois circuits intégrés des plus connus: IC1 et IC3 sont des 555, le temporisateur le plus utilisé sans doute dans notre galaxie. IC1 produit les impulsions d'horloge, IC3 génère les signaux acoustiques.

Le troisième circuit, IC2, est un peu moins connu: il s'agit d'un 4022, un compteur/diviseur octal; les huit sorties de ce circuit passent l'une après l'autre au niveau haut au rythme des impulsions appliquées à son entrée d'horloge. Chaque sortie commande une LED et fournit un courant faible à l'une des trois résistances ajustables P2, P3 ou P4. On donne à ces ajustables une position telle que l'on ait une série de séquences ascendante et descendante de trois sons séparées l'une de l'autre par de courtes pauses.

Le signal CO (*Carry Out* = Retenue) du compteur attaque un transistor, T1, qui à son tour commande un

*Non la rédaction ne possède pas d'action de l'une ou l'autre des sociétés mentionnées ici!!!

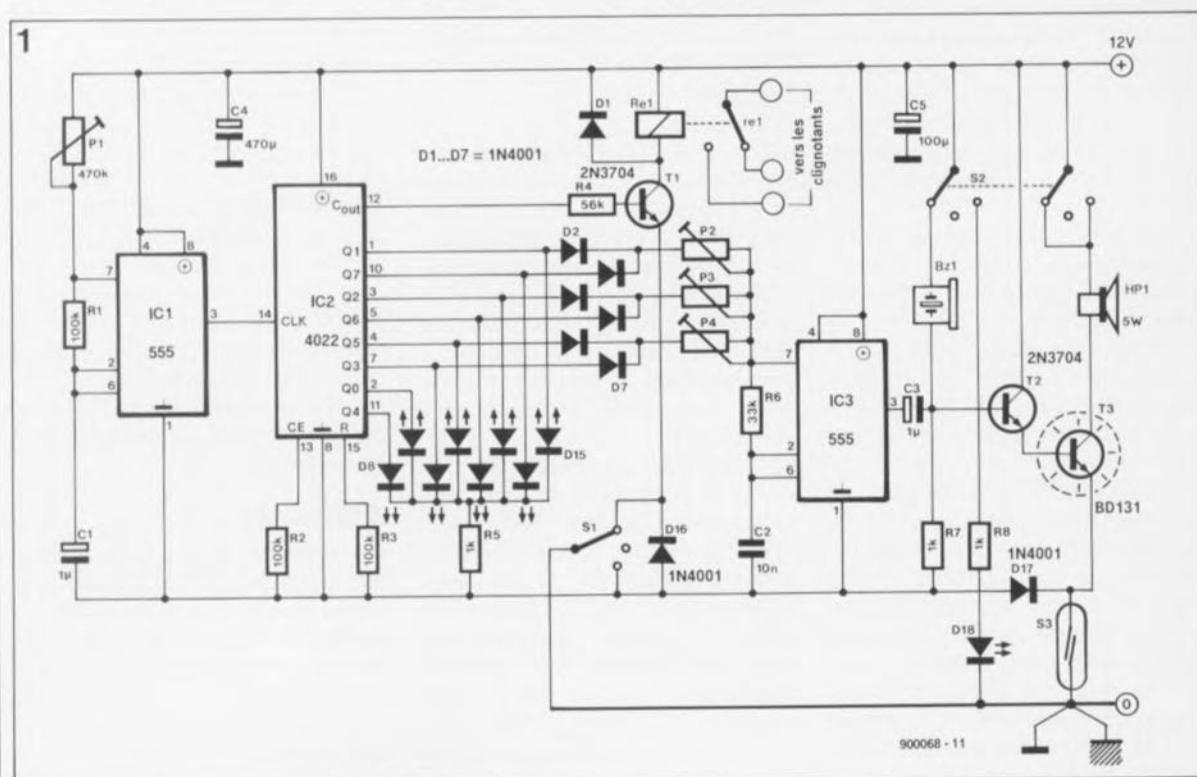


Figure 1. Schéma de l'électronique de notre central automobile multifonction.

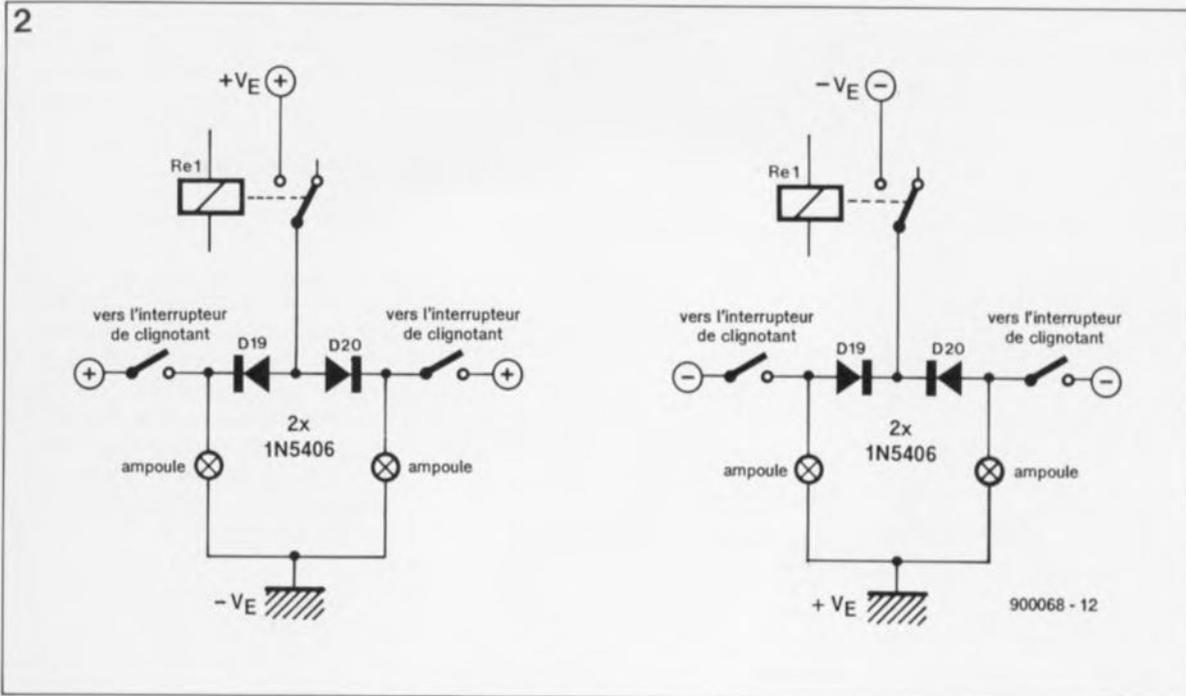


Figure 2. Selon que l'on a affaire à une voiture à châssis négatif (ce qui est le cas le plus fréquent pour les voitures modernes) ou positif (voitures anglaises plus particulièrement), il faudra prévoir soit la solution (a) soit la solution (b).

relais, Rel. La sortie CO est active (au niveau logique haut) pendant "4 temps" pour passer ensuite au niveau logique bas pendant les "4 temps suivants. Le rapport cyclique du fonctionnement des clignotants est ainsi de 50% (les durées de mise en fonction et de coupure sont égales).

Ces signaux disponibles à la sortie de IC3 attaquent, dans l'ordre d'importance du bruit qu'ils produisent, d'une part un haut-parleur "tout temps" de 5 W monté à l'arrière du véhicule et d'autre part un résonateur piézo-électrique implanté tout près du (ou sur le) montage lui-même.

Le déclenchement du résonateur indique au conducteur l'entrée en fonction du relais de commande des clignotants en mode détresse. Si vous vous trouvez bloqué sur les bords de l'autoroute de l'Est avec un embrayage grillé, vous préférez sans doute ne pas avoir à subir le signal strident du résonateur jusqu'à l'arrivée de la dépanneuse. Nous avons prévu un remède à cette situation: il vous suffit de basculer l'inverseur double à contact central S2 pour faire taire le résonateur piézo et mettre en fonction une LED, D18.

Par la mise en place d'un aimant sur le levier de vitesses, aimant qui active un interrupteur reed placé à un endroit adéquat, l'avertisseur de marche arrière se met automatiquement en fonction dès que l'on passe en marche arrière. Il serait agréable d'éviter cependant de réveiller vos voisins lors d'une entrée à reculons dans le garage, à une heure incongrue: il vous suffira de basculer

l'inverseur S2 en position centrale pour mettre hors-fonction le signal acoustique externe tout en conservant le balayage des LED.

L'inverseur S1 permet de passer de la fonction signalisation de danger à une fonction anti-cambriole.

Lorsque le contact de S1 se trouve à la masse (position opposée de celle illustrée par le schéma) le relais et le système acoustique sont mis hors-fonction, de sorte que seules les LED donnent signe de vie. Ces LED mises côte-à-côte s'illuminent successivement, avec un balayage latéral (de gauche à droite ou inversement) qui ne manquera pas de vous rappeler celui des guerriers de "La Guerre des Étoiles", si tant est que vous ayez vu ce film ou quelque chose d'équivalent. Si l'on ne dispose que cinq des huit LED sur le panneau avant, on peut simuler une courte pause avant que le balayage ne reprenne dans le sens inverse. Il ne faut pas oublier cependant d'implanter les trois LED "factices" ailleurs sur le montage car un tel oubli se traduirait par la circulation d'un courant plus important vers le système acoustique d'où risque de génération de signaux sonores additionnels dont on se serait fort bien passé. A l'image de S2, S1 possède une position centrale, de sorte qu'il est possible de mettre l'ensemble du montage hors-fonction.

Les ampoules des clignotants doivent être alimentées à travers des diodes de puissance de caractéristiques convenables. Si l'on omettait d'implanter un tel composant, voir à ce sujet les schémas électriques de la figure 2, on aurait, lors de l'utilisation normale de l'un des clignotants,

fermeture d'une boucle électrique qui produirait le clignotement simultané des deux clignotants, et ce n'est pas là ce que l'on recherche, n'est-ce pas? Il faudrait savoir si l'on veut tourner à gauche ou à droite.

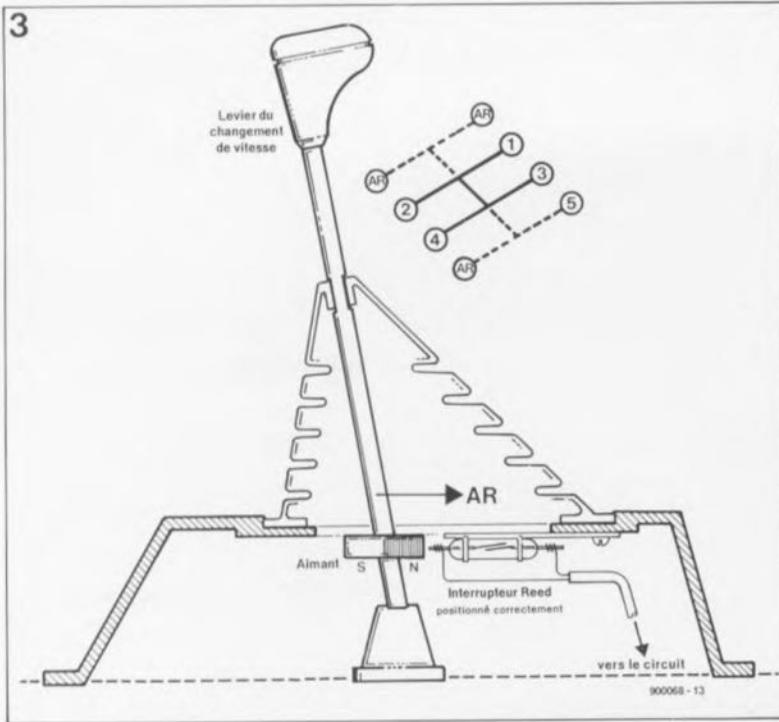
Le transistor T3 peut avoir à dissiper une puissance relativement importante; il est judicieux de le positionner sur un radiateur ou encore de le fixer à même le châssis du véhicule. Quelle que soit la solution adoptée, il faudra procéder à l'isolation galvanique du transistor par rapport au véhicule à l'aide d'une plaquette de mica prévue pour cela.

Vérification du bon fonctionnement

On commencera par positionner S1 en mode "antivol". La résistance ajustable P1 sert à régler la vitesse de balayage du dispositif à LED. A cette étape du réglage, la fréquence la meilleure est, à notre humble avis, celle obtenue par la génération d'une impulsion d'horloge toutes les 3 à 5 secondes.

Positionner l'inverseur S2 en mode "résonateur piézo". Lors de l'illumination de la LED la plus à gauche, on jouera sur la position de l'ajustable P2 jusqu'à être satisfait du signal sonore obtenu. Lorsque la seconde LED s'illumine, on ajuste la position de P3 pour obtenir un signal sonore de hauteur plus élevée. On fait de même, par action sur l'ajustable P4 lorsque s'illumine la troisième LED. On vient de définir les échelles sonores ascendante et descendantes à trois notes. On rejoue ensuite sur la position de P1 jusqu'à ce qu'un cycle complet dure 2 secondes environ. Il

Figure 3. Croquis d'implantation de l'ILS, S3, à l'intérieur du capot du boîtier de changement de vitesse. Les positions des vitesses 1, 2, 3, 4 voire 5 sont relativement classiques, alors que celle de la marche arrière est bien plus "discutée", d'où les différentes positions en pointillés.



ne reste plus ensuite qu'à passer l'inverseur S2 en mode "avertisseur de danger". On devrait entendre le battement du relais et le haut-parleur extérieur devrait produire des signaux stridents.

Mettez S1 en position centrale (hors-service). Toutes les fonctions devraient être désactivées. Interconnecter les bornes de l'interrupteur Reed (on dit aussi ILS = interrupteur à lame souple) pour vérifier que le circuit est bien activé. Si le haut-parleur reste muet, il faudra vérifier que S2 ne se trouve pas en position d'inactivité (centrale) avant d'aller plus avant dans la recherche de la cause de panne. ■

le renouveau d'Audax

(suite)

Quoi de neuf

La gamme PRESTIGE

Voici qui ne manquera pas d'intéresser les amateurs-créateurs d'enceintes acoustiques du type "Audiophile" pour lesquels le souci de musicalité est le prolongement naturel des performances techniques.



Photo 2. Le tweeter TWA100.

Cette gamme comporte:

- un tweeter, le TWA100, à structure sandwich composite titane/supranyl/titane (photo 2). La version TWA200 est une version à haut rendement du précédent.
- un haut-parleur de médium, MDA100, à membrane TPX et à support de bobine en titane: une "première" (photo 3).
- un boomer, le LFA100. De forme carrée et à membrane plane (photo 4), ce haut-parleur de graves est le fruit d'une technologie très avancée. Son moteur, du type "SUPRA" constitue une amélioration fondamentale et "définitive" (sic) dans le domaine de la reproduction sonore.



Photo 3. Le haut-parleur de médium MDA100.

La MTX100

Nombreux sont nos lecteurs en Europe à apprécier les qualités de la MTX50. Audax travaille dur pour que très bientôt ceux d'entre eux qui le désiraient puissent passer au modèle au-dessus, c'est-à-dire à la MTX100. Si tout se passe comme prévu, nous aurons peut-être l'occasion d'en faire un banc d'essai dans les mois qui viennent.



Photo 4. Le haut-parleur de graves LFA100.

MARCHÉ

En guise de conclusion: l'auteur de ce bref "rapport de visite" ne pense pas trahir le sentiment général en disant: un exemple à suivre.

AUDAX INDUSTRIES
SERVICE COMMERCIAL
30, avenue du Dr Arnold Neutter
75012 Paris
tél.: (1) 43.07.71.92
fax.: (1) 46.28.08.46

NOUVEAUX CIRCUITS

TLE 4258/60: régulateur de tension pour automobile

Afin d'assurer l'alimentation des systèmes ABS et de commande du moteur même en cas de forte réduction de la tension fournie par la batterie, Siemens a mis au point deux régulateurs à faible chute de tension: la tension de saturation des étages de sortie est si faible que la tension de la batterie à l'entrée du composant peut se rapprocher beaucoup de la tension de sortie (exigée par les circuits électroniques du véhicule) que ce n'était le cas jusqu'à présent. Les deux composants TLE 4258/60, destinés à réaliser des alimentations sophistiquées pour microcontrôleurs installés dans les véhicules, fournissent une tension de 5 V et, selon les indications du fabricant,

peuvent encore fonctionner avec des tensions de batterie de 6 V. Le TLE 4258 fournit une tension de 5 V régulée à $\pm 2,5\%$, le TLE 4260 à $\pm 5\%$.

Même lorsque la clef de contact est retirée, la sauvegarde de certaines données utilisées pour assurer le confort de l'utilisateur et la sécurité du véhicule doit être assurée.

Le TLE 4260 convient tout particulièrement à l'alimentation de systèmes microcontrôleurs CMOS, qui en mode de veille, sont très peu gourmands en électricité. En mode de veille, le TLE 4260 ne consomme que 0,5 mA, afin de solliciter aussi peu que possible la batterie lorsque le système électronique est en mode d'attente.

Ces deux nouveaux régulateurs de tension sont équipés d'une temporisation réglable. Le microcontrôleur n'est mis en service que lorsque le régulateur s'est stabilisé, après un intervalle choisi par l'utilisateur. Ces régulateurs de tension à faible chute peuvent fonctionner de -40 à $+150^\circ\text{C}$ et comportent un détrompeur pour éviter une inversion de polarité lors de leur mise en

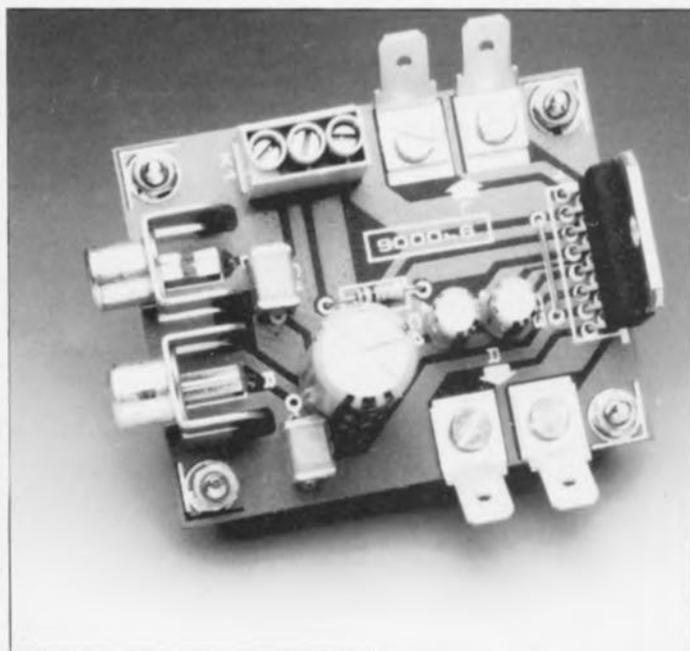
LE FORUM
DES LECTEURS
D'ELEKTOR
3615
+
ELEKTOR

TDA 7370: amplificateur stéréo en pont

2 x 17 W de Hi-Fi auto dans une boîte d'allumettes

La puissance fournie par les circuits intégrés classiques utilisés pour la réalisation d'étages de sortie, alimentés à partir des 12 V fournis par une batterie de voiture, ne dépasse qu'exceptionnellement les 10 à 13 W. Cet inconvénient devient grave si on ne veut pas, ou ne peut pas, faire appel à un module d'alimentation-secteur. Grâce à un processus de fabrication inédit, le nouveau circuit intégré TDA 7370 de SGS-Thomson s'approche de la limite théorique de puissance de sortie que connaissent les circuits intégrés similaires, à savoir 22,5 W. Il va sans dire que la qualité sonore de ce nouveau circuit intégré est digne de sa puissance de sortie.

La liste des exigences posées aux circuits intégrés à utiliser dans des montages de haute-fidélité pour voitures est très longue et très différente des standards concernant la Hi-Fi domestique. La consommation de courant au repos se doit d'être très faible afin d'éviter une charge excessive de la batterie. Il va sans dire que la mise en ou hors fonction doit s'effectuer sans bruit (audible). L'utilisation d'un circuit, quel qu'il soit, dans un véhicule exige la présence d'un sous-ensemble de protection qui réagit à une surchauffe, un court-circuit, une surcharge ou une température ambiante trop élevée. Est-il nécessaire de préciser qu'il y a en outre des précau-



qu'il soit réalisé à l'aide de composants discrets ou de circuits intégrés hybrides, est la tension de saturation des transistors de sortie. Plus la chute de tension aux bornes de ceux-ci, lorsqu'ils sont passants, est faible, plus leur puissance maximale, appliquée à la résistance de charge, est élevée.

Dans le cas d'une tension d'alimentation de 14 V — qui est la tension d'une batterie bien chargée — l'utilisation d'un étage de sortie classique permet d'atteindre une puissance maximale de 5,6 W seulement dans une charge de 4 Ω. Les étages de sorties en pont permettent eux d'espérer une puissance en sortie de 22,5 W, dans cette même charge de 4 Ω. La chute de tension aux bornes des transistors de sortie, qui ne devrait pas dépasser les 0,3 V, valeur typique dans le cas du TDA 7370, est un nouveau critère très important. En cas d'utilisation de circuits intégrés de la "vieux garde", comme le TDA 2003, le TDA 2004, le TDA 2005 . . . , il est important de tenir compte du fait que la tension de saturation est de 1 V. Cette valeur a pour résultat incontournable une puissance de sortie inférieure à 4,5 W (TDA 2003) ou à 18 W (TDA 2005).

Caractéristiques techniques

- 4 étages de sortie dans un seul circuit intégré,
- circuiterie externe réduite au strict minimum,
- absence de "bootstrap"*,
- mode d'attente,
- absence de bruit de commutation,
- protection intégrée contre:
 - les charges inductives,
 - les erreurs de polarité,
 - l'échauffement hors-limite,
 - les courts-circuits,
- tension d'alimentation maximale de 18 V,
- courant de sortie maximal de 3,5 A.



tions spéciales à prendre quant à la tenue en court-circuit (personne n'aime voir sa jolie "titine" partir en fumée).

L'une des caractéristiques les plus importantes d'un étage de sortie pour voiture,

* Le terme anglais "bootstrap" a plusieurs significations. Ce mot est utilisé fréquemment dans le jargon informatique pour indiquer un paramétrage qui sert à la préparation du chargement d'un programme. Dans un circuit électronique il s'agit "tout simplement" d'une élévation artificielle de l'impédance par réinjection d'un signal.

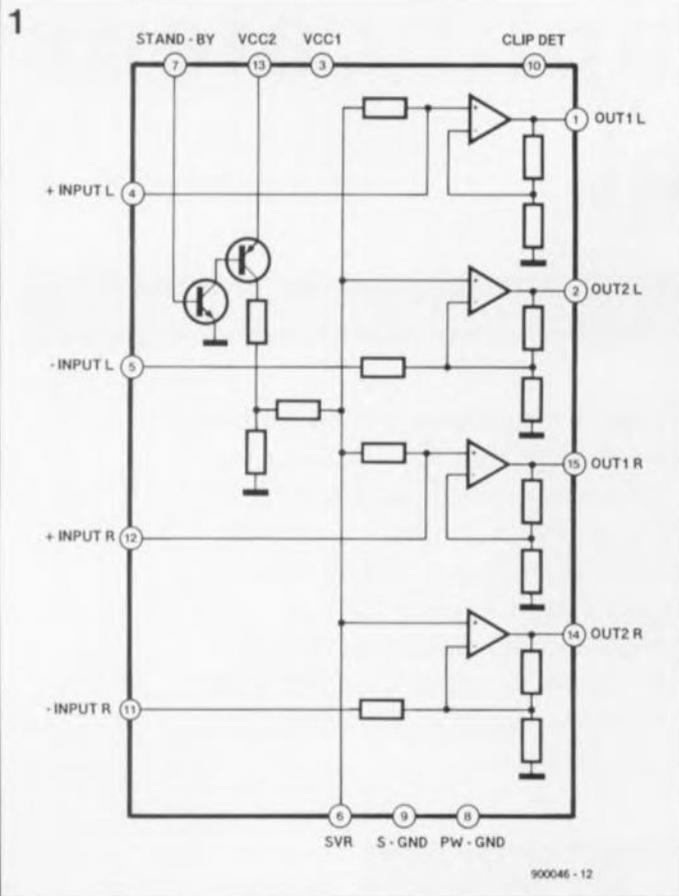


Figure 1. Synoptique d'une partie de la circuiterie interne du circuit intégré TDA 7370.

La circuiterie interne

A l'intérieur du TDA 7370 (voir figure 1) nous retrouvons 4 étages de sortie indépendants, un circuit d'attente, une détection d'écrtage et des circuits de protection divers. Chacun des étages de sortie est doté d'un couplage à réaction comprenant deux résistances intégrées qui fixent le gain à 26 dB (facteur d'amplification de vingt fois). Pour avoir une modulation maximale, il suffit alors d'une tension d'entrée de 720 mV. La différence éventuelle entre les gains des étages de sortie ne dépasse pas 1 dB au pire.

D'après la fiche de caractéristiques, la puissance maximale de sortie est de 17 W. Apparemment, cette valeur-ci représente la puissance standard à un taux de distorsion de 10%. En prenant les choses à rebours, on tombe sur une valeur beaucoup plus intéressante: un taux de distorsion de 0,03% seulement à une puissance de sortie de 10 W, valeur excellente dans le cas d'un étage de sortie pour voiture.

Le circuit d'attente permet la mise en ou hors-fonction "télécommandée" du circuit intégré complet. A cet effet, il suffit de connecter la broche en question (broche 7), dotée d'un réseau RC définissant une constante de temps (un condensateur de 10 μ F associé à une résistance de 10 k Ω par exemple), soit à la tension positive de la batterie (+U_B), soit à la masse. La connexion de la broche 7 à la tension +U_B résultera, après une temporisation de quelques secondes, à l'enclenchement, silencieux, des 4 étages de sortie. Lorsque la broche 7 est reliée à la masse, l'ensemble du circuit est en attente et sa consommation se limite à celle du courant de repos, à savoir 80 mA. Une surmodulation de l'un des 4 étages de sortie se traduit par l'apparition d'un signal à la broche de sortie prévue à cette intention, la broche 10, l'indicateur d'écrtage. Que cet écrtage se produise dans la demonde positive ou négative est sans la moindre importance.

A la sortie de la détection d'écrtage apparaît une impulsion positive dont la largeur correspond à la durée de la surmodulation.

A la sortie de la détection d'écrtage apparaît une impulsion positive dont la largeur correspond à la durée de la surmodulation.

Pour éviter de trop embrouiller les choses, nous n'avons pas reproduit, sur le schéma synoptique de la figure 1, tous les circuits de protection intégrés dans le TDA 7370. La figure 2 vous propose le brochage de ce circuit intégré.

Le circuit pratique

Le schéma électronique de la figure 3 est à peine plus grand que le schéma synoptique. Deux paires d'amplificateurs font office d'étage de sortie en pont. En service (en l'absence de signal) le niveau des 4 sorties (broches 1/2 et 11/12) est celui de U_B / 2. Par conséquent la tension continue entre ces broches est nulle et l'utilisation de condensateurs électrochimiques de sortie, dont ne peuvent se passer les étages de sorties standard, est, ici, inutile.

Les condensateurs de couplage C1 et C2 empêchent l'arrivée de toute composante de tension continue aux entrées du circuit intégré. Le condensateur C5 sert à découpler la tension d'alimentation. Le réseau RC constitué par la résistance R1 et le condensateur C4 et connecté à l'entrée d'attente (stand by), définit la constante de temps, évoquée plus haut. Lorsque cette broche est reliée à la masse (ou qu'elle reste en l'air) toutes les sorties sont muettes. L'application de la tension d'alimentation +U_B à cette broche entraîne la mise en fonction des étages de

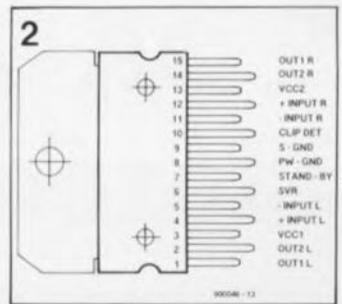


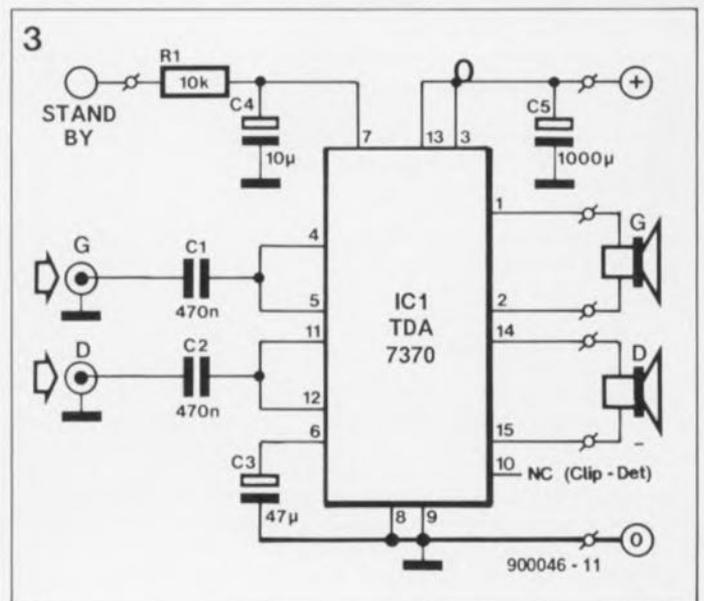
Figure 2. Le brochage du TDA 7370, un circuit intégré à quadruple étage de sortie.

sortie et la puissance de sortie augmente progressivement. Si par hasard un signal était appliqué au circuit avant sa mise en fonction, on pourrait nettement entendre l'augmentation progressive de son niveau dans les hauts-parleurs.

Le montage

Le circuit imprimé de la figure 4 a été conçu de manière à ce que la face arrière métallique du TDA 7370 puisse être vissée directement contre un radiateur. Il n'est pas sorcier de fabriquer un boîtier tout simple, en tôle d'aluminium par exemple, dont l'un des cotés constituera le radiateur en question. Puisque la température à l'intérieur d'une voiture, en particulier pour les habitants de la Côte d'Azur, atteint très souvent des valeurs tropicales, il est primordial

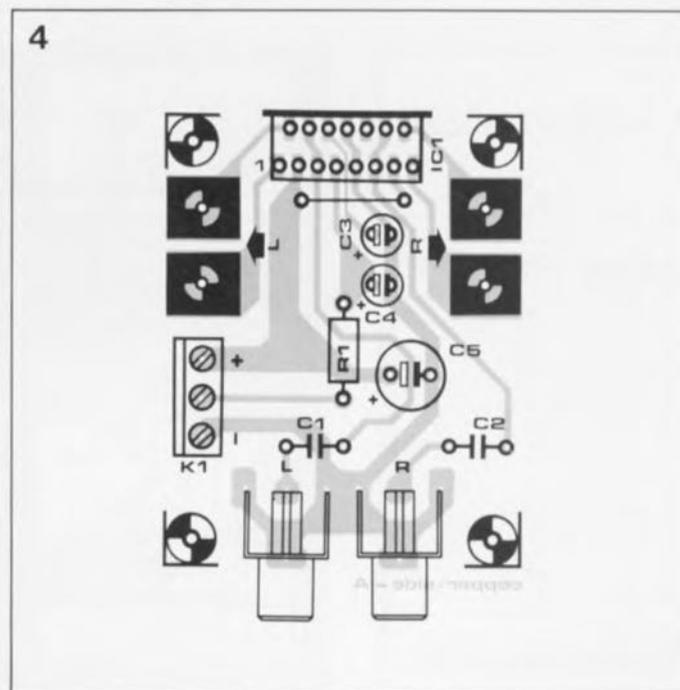
Figure 3. Le schéma électronique de l'amplificateur de sortie. Outre le circuit intégré du type TDA 7370 on n'y trouve que 6 composants discrets: il s'agit là de toute la circuiterie externe requise.



d'utiliser un radiateur de "bonnes" dimensions. On peut doter le boîtier de deux embases Cinch qui font office d'entrée, permettant l'application des signaux droite et gauche. Outre ces deux embases, il faut au circuit sept autres contacts d'entrée ou de sortie: pour la "télécommande" (mode d'attente), les sorties pour les hauts-parleurs (signal et masse G et D) et la tension d'alimentation. L'utilisation de la "télécommande" n'a rien de nécessaire. Si vous n'avez que faire d'une telle fonction, il vous suffira de connecter la broche 7 (mode d'attente) à la tension positive de l'alimentation à l'aide d'un pont de câblage.

Modifications

Pourquoi donc se limiter à un seul amplificateur stéréo dans sa voiture ? Les dimensions du circuit imprimé sont si... modestes que l'installation de deux, trois... voire quatre amplificateurs, peut se réaliser facilement, même dans une voiture "de poche". Transformez votre voiture en auditorium (auto)mobile: un filtre d'aiguillage électronique connecté à deux ou trois de



nos amplificateurs, permet de réaliser un système d'enceintes actives sur roues. La connexion du contact de "télécommande" à la prise de l'autoradio destinée à la commande d'une antenne électrique, permet une mise en fonction automatique du circuit.

Un petit mot de consolation à l'intention de tous ceux

d'entre nos lecteurs qui ne sont pas les (heureux ?) possesseurs d'un domicile roulant: les caractéristiques techniques du TDA 7370 permettent aussi d'envisager toutes sortes d'applications domestiques telles qu'un système d'enceintes actives miniatures ou des hauts-parleurs moniteurs (ceci à l'intention des musiciens en particulier).

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'amplificateur de sortie.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 10 kΩ*

Condensateurs:

C1, C2 = 470 nF

C3 = 47 μF/25 V, radial

C4 = 10 μF/63 V, radial*

C5 = 1 000 μF/35 V, radial

Semi-conducteurs:

IC1 = TDA 7370

Divers:

K1 = bornier

encartable à 3 contacts

2 embases Cinch

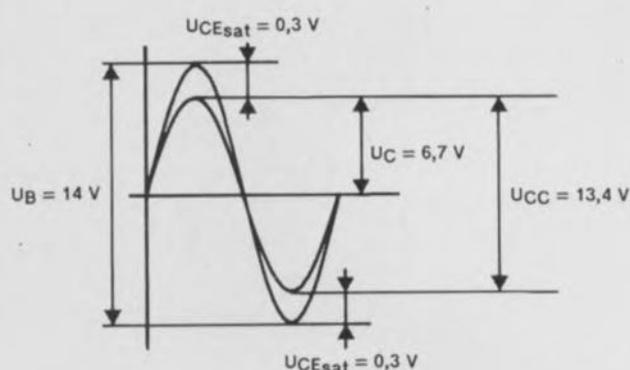
coudées encartables

4 cosses automobiles

6,3 mm mâles à fixation par vis

radiateur 1 K/W

* voir texte



900046 15

La puissance de sortie théorique d'un étage de sortie classique d'un amplificateur pour voiture est simple à déterminer.

Voici quelques formules.

Commençons par le calcul de la tension de crête aux bornes du haut-parleur, U_{HPc} :

$$U_{HPc} = \frac{1}{2} U_B - U_{CEsat} = 7 \text{ V} - 0,3 \text{ V} = 6,7 \text{ V}$$

La valeur efficace dans le cas d'un signal sinusoïdal est de:

$$U_{HPeff} = U_{HPc} / \sqrt{2} = 6,7 / 1,414 = 4,7 \text{ V}$$

La puissance maximale de sortie à une charge de 4 Ω est alors de:

$$P_{max} = U_{HPeff}^2 / R_{ch} = 4,7^2 / 4 = 5,6 \text{ W}$$

Dans le cas d'un étage de sortie en pont, la première formule change et, par conséquent, les résultats des formules suivantes:

$$U_{HPc} = U_B - 2 \cdot U_{CEsat} = 14 \text{ V} - 2 \cdot 0,3 \text{ V} = 13,4 \text{ V}$$

$$U_{HPeff} = U_{HPc} / \sqrt{2} = 13,4 / 1,414 = 9,5 \text{ V}$$

$$P_{max} = U_{HPeff}^2 / R_{ch} = 9,5^2 / 4 = 22,5 \text{ W}$$

Même si la tension de batterie atteint 14,4 V et que la valeur de la tension collecteur/émetteur de saturation (U_{CEsat}) est de 1 V par transistor, un étage de sortie en pont atteint tout juste 20 W dans une charge de 4 Ω. Une charge de 2 Ω permettrait d'arriver à une puissance de près de 40 W. La plupart des étages de sortie à circuits intégrés automobiles sont incapables de frôler cette limite théorique pour la simple raison qu'ils ne peuvent pas fournir le courant maximal nécessaire.

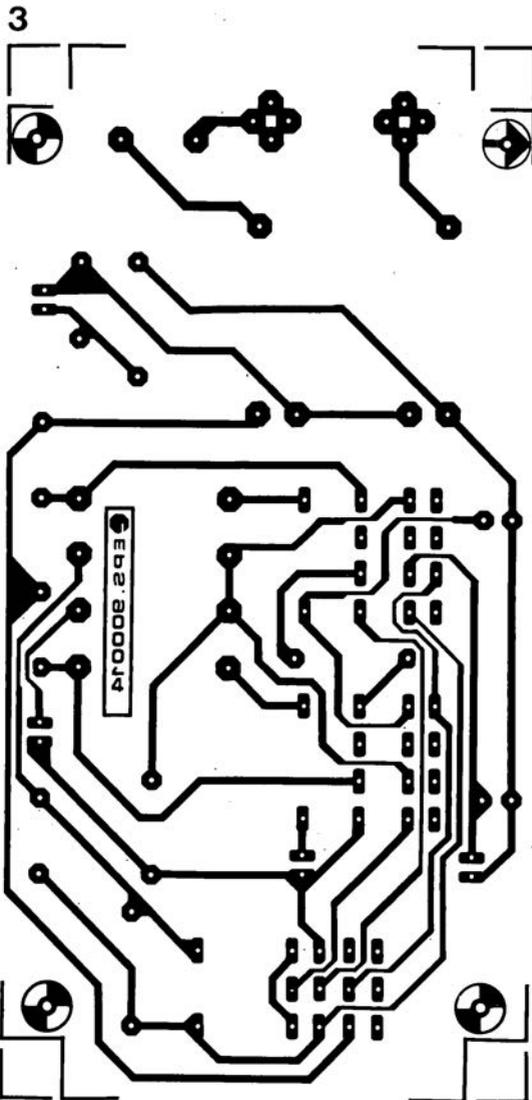
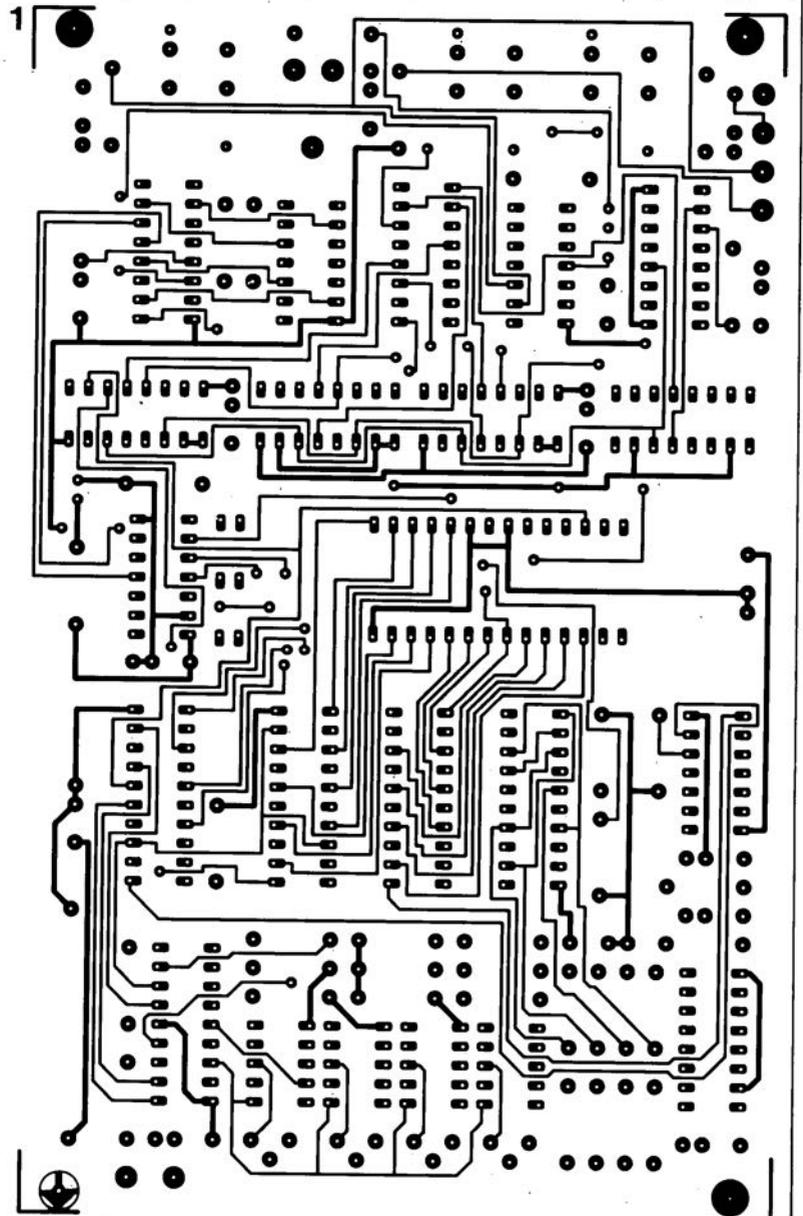
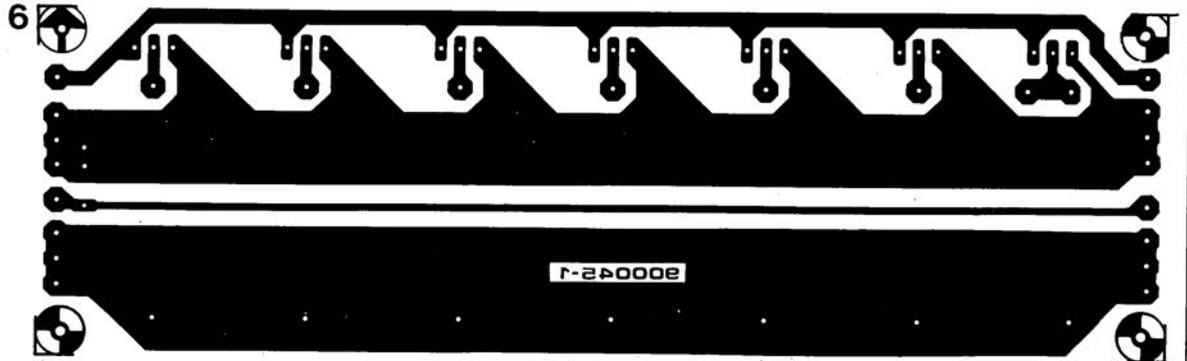
Pour calculer rapidement la valeur de la puissance maximale de sortie (P_{max}) à des tensions d'alimentation (U_B) différentes, vous pouvez vous servir de la formule suivante: elle permet de se passer des formules mentionnées plus haut:

$$P_{max} = U_B^2 / 8 \cdot R_{ch}$$

SERVICE

L'absence de place nous empêche de vous proposer le dessin de la platine double-face de la carte d'extension pour la carte Z80 Europe. Comme elle possède des trous métallisés, ce n'est qu'un demi-mal, car cette technique est si coûteuse qu'elle ne se justifie que dans le cas d'un prototype... et encore...

1. EPROM-scope: côté composants
2. EPROM-scope: côté pistes
3. mini-central téléphonique
4. amplificateur stéréo en pont à TDA 7370
5. alimentation de puissance 10 A: circuit de commande
6. alimentation de puissance 10 A: circuit de puissance
7. chenillard-modulateur



SERVICE

