

n° 156  
juin  
1991

# ELEKTOR

## électronique



carte d'E/S ATF



convertisseur/  
symétriseur

phasemètre  
numérique



analyseur logique pour  
IBM PC & Atari-ST (IV)  
alimentation & interfaces

M 1531 - 156 - 22,00 F



le magazine de l'électronicien créatif

# SONMAIRE



n°156  
juin 1991

Ce dernier numéro, avant le "gras double" de Juillet/Août, se caractérise à nouveau par son éclecticisme: de la mesure à la micro-informatique, en passant par l'audio, la HF et l'expérimentation. Le phase-mètre numérique est bien évidemment le montage-phare (route) de ce numéro, la 4<sup>e</sup> partie de l'analyseur logique en constituant le montage-phare (codes)...

## Services

- 6 répertoire des annonceurs
- 18 elektor software service (ESS)
- 18 liste des circuits imprimés (EPS)
- 44 circuits imprimés en libre service

## Informations

- 28 l'a.b.c. de la mesure (VII)  
F.-P. Zantis
- 31 **elekture**
- 35 **nouveaux composants**
- 43 **torç d'Elektor:** SIMCAD - décodeur R.D.S. autonome - posemètre d'agrandissement multi-points
- 60 **des transformateurs**  
informations et conseils pratiques  
G. Peltz

## RÉALISATIONS

### Micro-informatique

- 21 **analyseur logique modulaire (IV)**  
alimentation & interfaces pour IBM et Atari  
K. Nischalke & H.-J. Schulz
- 64 **carte d'E/S "A Tout Faire"**  
16 relais, 8 opto-coupleurs etc...

### Audio

- 32 **convertisseur/symétriseur**  
ou comment se débarrasser des boucles de ronflement  
M. Eller

### Mesure

- 36 **traceur de signal à  $\mu$ P (IV)**  
réalisation des 3 dernières platines et mise au point
- 52 **phasemètre numérique**  
pour tout savoir du déphasage entre 2 signaux  
R. Lucassen

### HF et Radio-amateurs

- 47 **antenne-fouet active**  
5/8  $\lambda$  à large bande  
J. Becker, DJ8IL

### Expérimentations

- 70 **convertisseur CC/CC**  
Application SGS/Thomson Microelectronics

## elektor infocarte 188

### Information spécifique 9

### Interfaces graphiques pour IBM PC

Standard graphique	Résolution H x V [pixels]	Fréquence verticale [Hz]	Entrelacé	TTL ou analogique	Nombre de couleurs	Fréquence horizontale [kHz]	Bande passante [MHz]
CGA	320 x 200	60	non	TTL	16	15,75	7
EGA	640 x 350	60	non	TTL	16/64	21,8	17
EGA+	640 x 480	60	non	TTL	16/64	30,3	23
VGA	640 x 480	60	non	analogique	256	31,5	26
SuperVGA	800 x 600	56	non	analogique	256	35	32
8514/A	1024 x 768	86	oui	analogique	256	35	38
Semi-DAO	$\approx$ 1024 x 768	$\geq$ 60	non	analogique	$\geq$ 256	$\geq$ 48	$\geq$ 52
DAO prof.	$\approx$ 1280 x 1024	$\geq$ 60	non	analogique	$\geq$ 256	$\geq$ 64	$\geq$ 90

## elektor infocarte 187

### circuits intégrés linéaires 10

TDA 7053

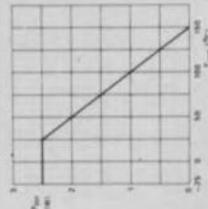
**Description générale**  
Le TDA7053 est un amplificateur de puissance stéréo travaillant en classe B et fournissant un gain interne de 39 dB. Les étages de puissance sont montés en pont de manière à disposer d'une puissance suffisante même en cas de tensions d'alimentation relativement faibles. De ce fait, ce circuit convient non seulement pour une alimentation secteur mais encore pour des appareils portatifs. Les sorties des étages de puissance sont protégées contre les courts-circuits. Ce circuit intégré a l'avantage supplémentaire de ne pas nécessiter de composants externes et d'être pratiquement exempt de bruits de commutation.

### Caractéristiques techniques:

$V_p = 6$  V,  $R_L = 8 \Omega$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ; sauf spécifications contraires; mesurées sur le circuit de test reproduit en figure 2.

Paramètre	Conditions	Symbole	Min	Typ.	Max.	Unité
Plage des tensions d'alimentation	$R_L = \infty$	$V_p$	3	6	15	[V]
Courant de repos total		$I_{tot}$	—	9	16	[mA]
Courant de polarisation d'entrée		$I_{bias}$	—	100	300	[mA]
Réjection du ronflement de la tension d'alimentation		SVRR	40	50	—	[dB]
Impédance d'entrée	$R_S = 5$ k $\Omega$	$Z_i$	—	100	—	[k $\Omega$ ]
Tension de dérive CC de sortie		$V_{13-16}$	—	—	100	[mV]
Tension de bruit en sortie (valeur RMS)		$V_{12-9}$	—	150	300	[ $\mu$ V]
		$V_{nois(m)}$	—	60	300	[ $\mu$ V]
Puissance de sortie	DHT = 10%	$P_o$	—	1,2	1,0	[W]
Distorsion harmonique totale	$P_o = 0,1$ W	DHT	—	0,2	—	[%]
Gain de tension interne		AG <sub>v</sub>	38	39	40	[dB]
Balancede entre canaux		AG <sub>v</sub>	—	—	1	[dB]
Diaphonie		$\rho$	—	—	—	[dB]
Réponse en fréquence	$R_S = 5$ k $\Omega$	f	—	0,02 à 20	—	[kHz]

Figure 1



### Maxima

Tension d'alimentation: 18 V  
Courant de sortie crête occasionnel: 1,5 A  
Dissipation de puissance totale: voir figure 1  
Température de la puce: 150°C  
 $R_{\theta ja}$ : 50°C/W

# analyseur logique

alimentation et interfaces

4<sup>e</sup> partie

Nous approchons à pas feutrés de la fin de la description du matériel nécessaire à la réalisation de l'analyseur logique. Après avoir décrit la carte de bus, la carte de RAM et la sonde d'entrée, la carte du contrôleur, il ne nous reste plus maintenant qu'à nous intéresser à l'alimentation et aux 2 cartes d'interfaces, destinées chacune à un type d'ordinateur donné, soit Atari, soit (IBM-)PC.

La réalisation de ces dernières cartes terminée on pourra, enfin, se lancer dans la mise en coffret de tout ce beau monde. Il ne vous restera plus ensuite qu'à prendre patience jusqu'au retour des vacances pour pouvoir vous plonger dans les délices d'un logiciel pluriforme.

L'objet de cet article est donc de décrire, tant du point de vue théorique que pratique, les dernières composantes du matériel exigé par l'analyseur logique. Nous verrons ensuite comme s'y prendre pour faire, de toutes ces pièces apparemment disparates, un ensemble harmonieux prenant place dans un boîtier solide. Fin de digressions, examinons...

## ... L'alimentation

Bien que le concept de l'alimentation ne puisse pas être qualifié de révolutionnaire, nous nous trouvons confrontés à un schéma peu usuel (figure 16). La consommation de l'ensemble des cartes constituant l'analyseur logique est loin d'être négligeable, gourmandise justifiée par la présence d'un nombre impressionnant de circuits de logique rapide. Pour éviter de donner à l'alimentation des dimensions monstrueuses, nous avons préféré appliquer la maxime grande-bretonne "Diviser pour mieux régner" et avons opté donc pour 5 régulateurs de tension ordinaires plutôt que pour un unique régulateur à l'embonpoint marqué.

Ainsi, chacune des cartes constituant l'analyseur logique s'est vue dotée de son propre régulateur. Outre une séparation entre les différentes cartes, cette approche présente d'autres avantages. Elle vous permet en effet de ne réaliser que le nombre de sections d'alimentation nécessaires en fonction de la structure que vous aurez donnée à votre analyseur logique. Rien ne vous oblige à alimenter des cartes-fantôme, n'est-ce pas? Grâce à la multiplicité des régulateurs, le refroidissement de l'ensemble est devenu plus simple lui aussi.

Chaque régulateur est doté d'un radiateur qui, comme le reste de l'alimentation d'ailleurs, prend place sur le circuit imprimé de l'alimentation.

Si l'on avait opté pour une alimentation mono-régulateur, toute la puissance à dissiper aurait dû passer du régulateur au gros radiateur à travers une seule et unique surface de montage. Maintenant cette même puissance se transmet aux radiateurs via 5 surfaces de montage. Cette solution est synonyme de meilleure transmission de la chaleur de sorte

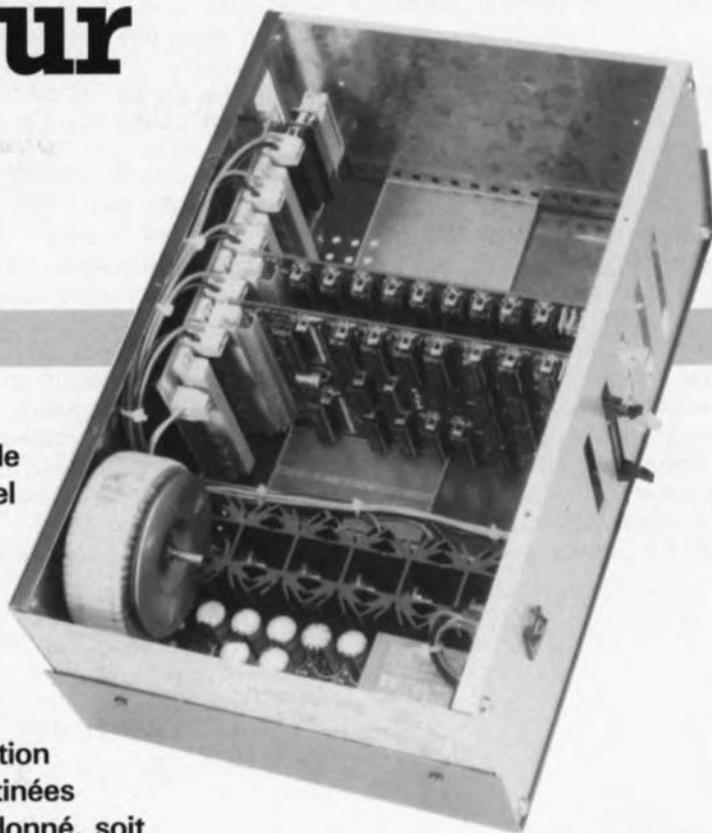
que la taille conjuguée des 5 petits radiateurs peut être inférieure à celle que devrait prendre le radiateur unique équivalent.

Bien que le schéma soit d'une clarté limpide, donnons-nous quelques lignes pour en examiner les particularités.

La tension du secteur arrive par l'intermédiaire d'une embase secteur CEE à interrupteur et fusible incorporés. Cette approche élimine tous les problèmes potentiels tant du point de vue de la connexion que de celui de la sécurité.

En aval de l'embase secteur, le trajet de la tension se subdivise. Si l'on regarde en direction du bornier K22 on voit qu'il transmet la tension du secteur à un transformateur, Tr1, source de la tension de quelque 20 V dont est dérivée la tension de 12 V disponible sur le connecteur K29.

**Important:** dans l'état actuel des choses, l'analyseur logique ne fait pas appel à cette tension particulière. La seule raison de la présence de cette tension est le désir de pouvoir, le cas échéant, connecter au système une sonde de  $\pm 12$  V. On



K. Nischalke &  
H.-J. Schulz

pour IBM PC,  
Compatibles  
et Atari-ST  
monochrome

peut donc, pour le moment, ne pas réaliser cette partie du montage.

La seconde branche de la tension du secteur l'amène aux bornes d'entrée du transformateur principal, Tr2, indispensable lui. Les caractéristiques de ce transformateur dépendent de la taille que vous envisagez de donner à votre analyseur logique, c'est-à-dire en fait du nombre de cartes de RAM dont vous prévoyez de le doter.

Si vous voulez réaliser un analyseur logique complet il faudra utiliser un transformateur fournissant 5 A. Pour chaque carte de RAM que vous n'envisagez pas d'implanter, vous pourrez diminuer de 1 A la valeur de ce courant. Le courant de base est de 2 A sachant que la version de

base de l'analyseur logique comporte au minimum la carte du contrôleur et une carte de RAM.

Le secondaire de Tr2 est relié à la platine de l'alimentation par l'intermédiaire du bornier K23.

4 diodes en boîtier TO-220 -elles ont de ce fait l'aspect d'un régulateur intégré, mais bipode seulement- se chargent du redressement de cette tension alternative. En aval du pont de redressement, la tension redressée suit 5 trajets identiques comportant chacun un régulateur plus haut, vous pourrez vous contenter de ne réaliser que les seules sections de régulation de tension nécessaires.

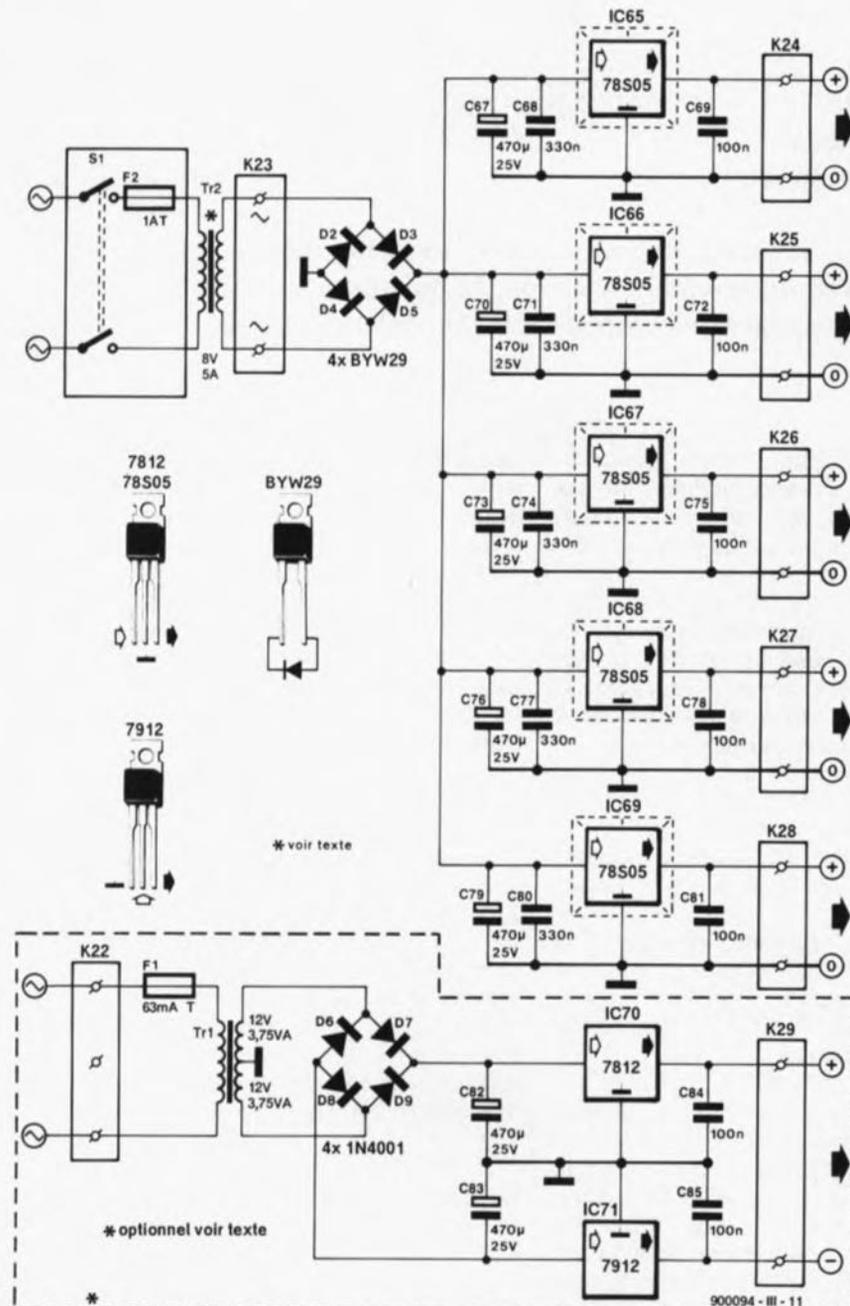
Nous avons, cette fois, fait appel à la

version S des régulateurs archi-connus de la famille 78(X)XX, c'est-à-dire la version de ces régulateurs intégrés tripodes capable de fournir un courant de 2 A.

Sachant que la consommation d'une carte est de 1 A, la version 1 A des régulateurs aurait travaillé aux limites de ses possibilités, avec toutes les incertitudes qu'une telle situation peut impliquer. Vous admettez sans doute aucun qu'une entrée en fonction de la limitation de courant aux moments les plus importants ne constitue pas le moins du monde une perspective réjouissante. Chaque régulateur est doté d'un condensateur électrochimique de lissage de 470 µF et de 2 condensateurs de découplage de capacité plus faible implantés à proximité immédiate.

Figure 16. La modularité de cette alimentation permet de n'en réaliser que les composants nécessaires, en fonction des caractéristiques propres de l'analyseur logique concerné.

16



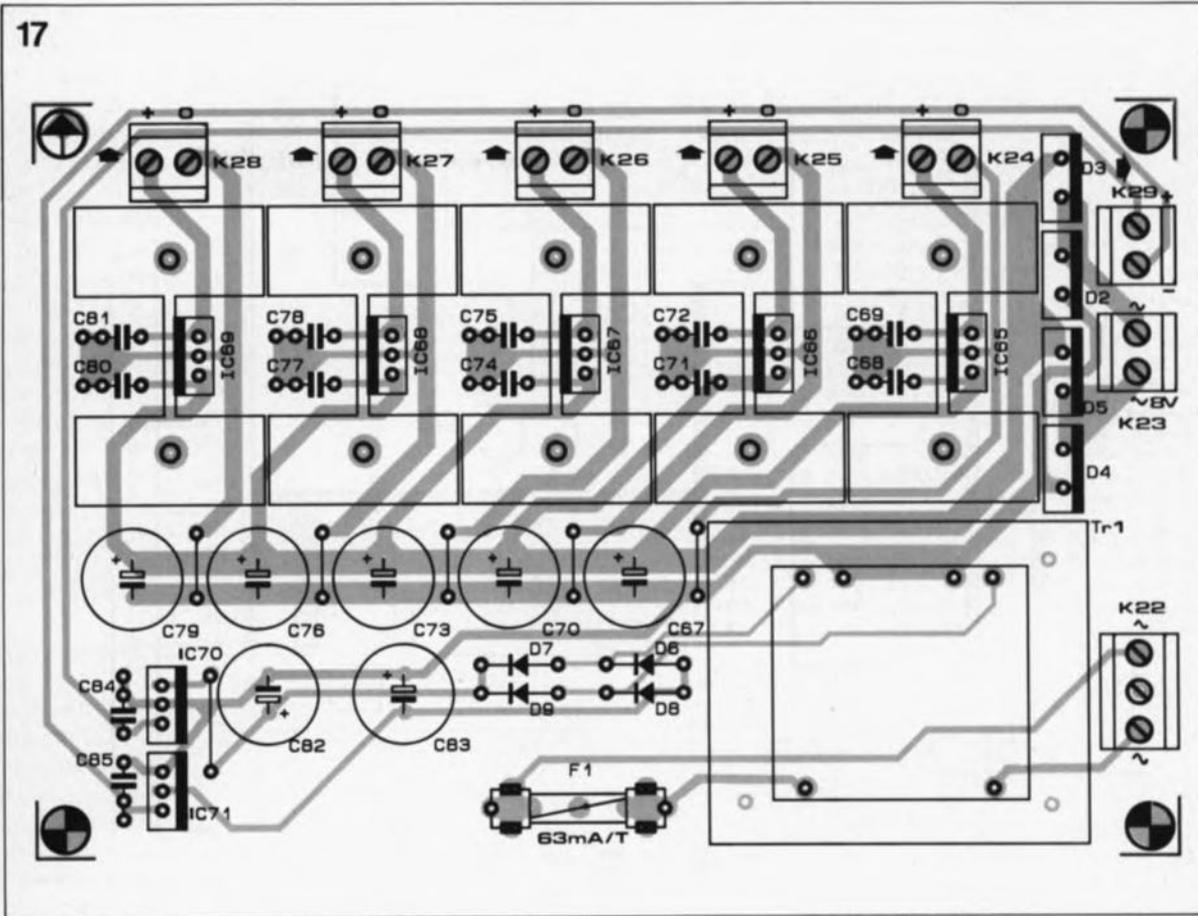
La figure 17 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de l'alimentation. Les dimensions de ce circuit imprimé sont identiques à celles de la carte de bus, de sorte que, si la taille du coffret le permet, vous pourrez envisager de monter ces deux cartes -en les séparant à l'aide d'entretoises bien évidemment. Cette approche met en regard les différents borniers des tensions de (+12 et de) +5 V de sorte que quelques courtes longueurs de câble de liaison suffisent pour réaliser l'interconnexion des tensions d'alimentation aux borniers de la carte de bus et aux différents picots d'alimentation des autres cartes.

### L'interface pour Atari

La communication entre l'Atari et l'analyseur logique se fait par l'intermédiaire du port pour disque dur dont est pourvu cet ordinateur. Ce port sort sur l'arrière de l'Atari via un connecteur D. Il n'est donc pas nécessaire, et cela rassurera sans aucun doute un certain nombre d'entre vous, d'intervenir sur l'ordinateur lui-même. On enfiche le connecteur de l'interface dans celui de l'ordinateur, un point c'est tout.

En fait, l'interface que nous vous proposons n'est pas une version spéciale d'interface pour disque dur, mais une interface DMA (*Direct Memory Access* = Accès direct à la mémoire) à laquelle on peut connecter jusqu'à 8 périphériques. Ces différents périphériques sont tout simplement connectés en parallèle à cette interface. La possibilité d'un adressage spécifique pour chacun d'entre eux permet d'éviter

17



**Figure 17. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'alimentation. Cette platine possède les mêmes dimensions que la carte de bus.**

Liste des composants de l'alimentation de base (+5 V)

Condensateurs:  
C67, C70, C73, C76, C79 = 470  $\mu$ F/25 V  
C68, C71, C74, C77, C80 = 330 nF  
C69, C72, C75, C78, C81 = 100 nF

Semi-conducteurs:  
D2 à D5 = BYW29 (Philips)  
IC65 à IC69 = 78S05 (version 2 A)

Divers:  
K23 à K28 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm  
Tr2 = transformateur, 1 x 8 V/5 A (voir texte)  
S1/F2 = embase secteur CEE avec interrupteur et porte-fusible intégrés  
1 fusible, 1 A, action temporisée  
5 radiateurs pour IC65 à IC69 (tel que Fisher SK 129 par exemple, hauteur 40 mm)

Liste des composants de la partie optionnelle de l'alimentation (+12 V)

Condensateurs:  
C82, C83 = 470  $\mu$ F/25 V  
C84, C85 = 100 nF

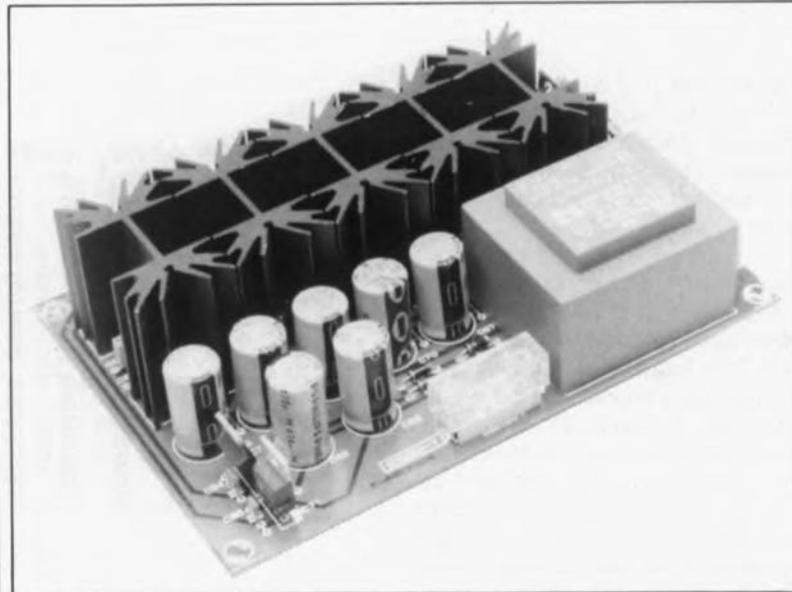
Semi-conducteurs:  
D6 à D9 = 1N4001  
IC70 = 7812  
IC71 = 7912

Divers:  
Tr1 = transformateur, 2 x 12 V/3,75 VA (tel que Block VR7,5/2/12 par exemple)  
F1 = porte-fusible encartable avec fusible, 63 mA, action temporisée  
K22 = bornier encartable, 3 contacts au pas de 5 mm  
K29 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm

tout risque de conflit entre les différents périphériques. La conclusion de tout ceci est que l'on peut fort bien continuer de connecter au système un éventuel disque dur déjà présent auparavant.

On retrouve, en **figure 18**, le schéma de l'interface sur laquelle l'interface DMA peut, grâce à la ligne d'adresse A1, commander 2 adresses. À l'une de ces adresses (A1 = "0") se trouve le registre de commande de l'interface (IC59). Dans les 3 bits de poids fort de ce registre, Q5 à Q7, il faut écrire l'adresse du périphérique concerné, l'analyseur logique en l'occurrence, pour en obtenir l'activation. Nous avons attribué l'adresse-périphérique 4 à l'analyseur logique.

Les portes IC61c et IC62c sont chargées de vérifier la présence, ou non, de cette adresse dans le registre de commande. Le signal de sortie de IC61c sert, selon le cas, à valider ou à inhiber (bloquer) les différentes entrées et sorties de l'interface. Les bits disponibles dans le registre de commande servent à l'adressage des différents registres propres de l'analyseur logique. Q0 et Q1 fournissent les 2 lignes d'adresses de registre, les lignes Q2 à Q4 servant à la commande d'un décodeur d'adresses, IC60, chargé de fournir les 5 signaux de sélection de carte.



Si l'interface est activée par les 3 bits de poids fort du registre, il devient possible, via un tampon bidirectionnel, IC64, soit d'envoyer des données vers l'analyseur logique soit encore d'en recevoir. Le tampon est adressé lorsque la ligne d'adresse A1 se trouve au niveau logique haut. La ligne de lecture/écriture  $\overline{R/W}$  (Read/Write) détermine le sens du transfert des données. Les portes NAND IC63c et IC63d produisent, à partir des signaux de validation G1 du tampon du bus de données IC64 et  $\overline{WR}$ , un signal "pas à pas" (SNGL STEP = single step).

### Le circuit imprimé

Nous avons donné à l'interface pour Atari la forme d'une sorte d'adaptateur enfichable (voir **figure 19**) qui vient se fixer dans le connecteur prévu à cet effet sur l'arrière de l'ordinateur. Seul petit problème: le connecteur sub-D mâle à 19 broches encartable n'est pas d'un type très courant. Nous avons, pour cette raison, prévu la possibilité d'utiliser pour K20 une embase HE10 de 2 x 10 broches dans lequel viendra s'enficher un connecteur femelle dont 19 connexions seulement sont utilisées. Comme les connecteurs 19 broches auto-dénudants ou à contacts à

18

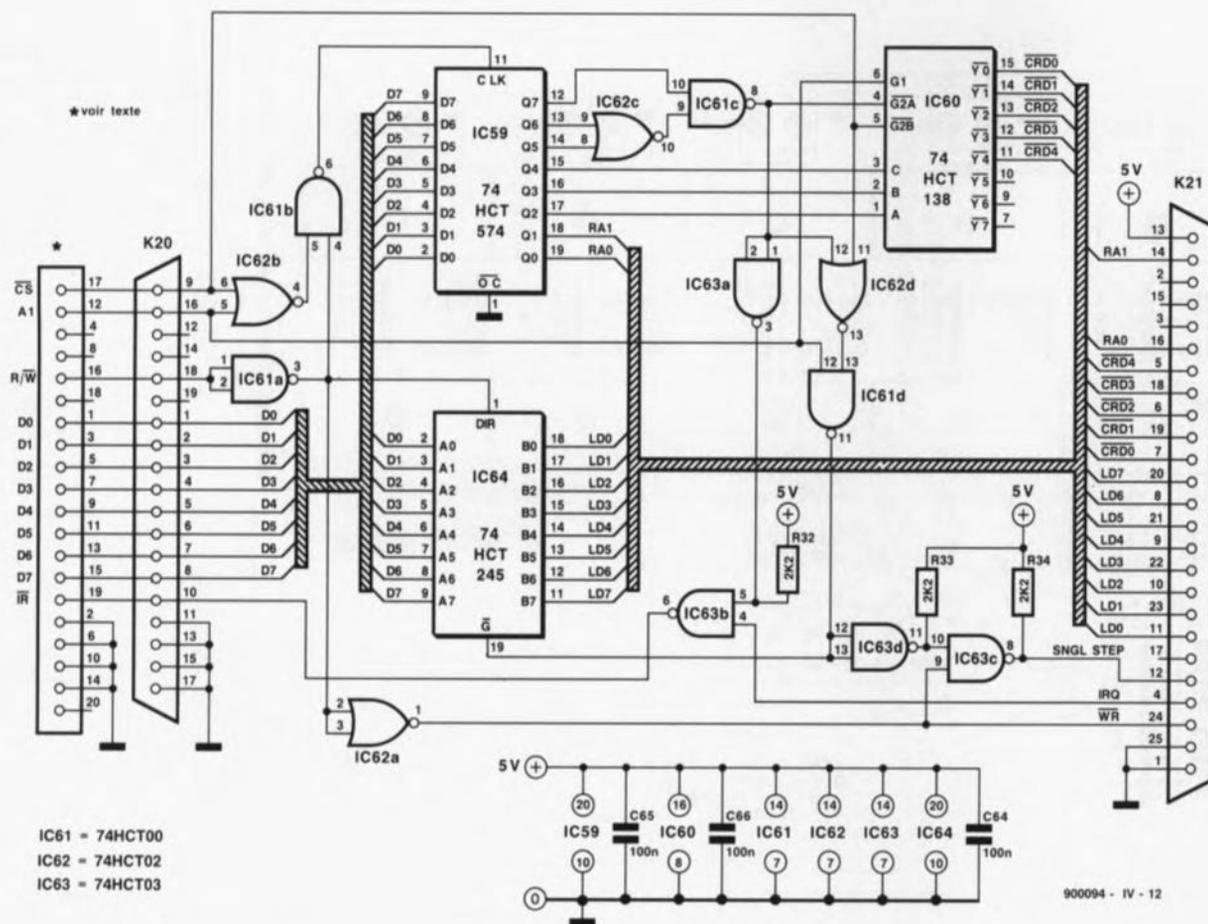


Figure 18. L'interface pour l'Atari.

Figure 19. La platine de l'interface a pris la forme d'un adaptateur enfichable dans le connecteur de l'interface DMA de l'Atari.

Liste des composants de l'interface Atari

Résistances:

R32 à R34 = 2kΩ

Condensateurs:

C64 à C66 = 100 nF

Semi-conducteurs:

IC59 = 74HCT574

IC60 = 74HCT138

IC61 = 74HCT00

IC62 = 74HCT02

IC63 = 74HCT03

IC64 = 74HCT245

Divers:

K20 = connecteur sub-D mâle, 19 contacts (ou connecteur mâle HE-10, 20 contacts)

K21 = connecteur sub-D femelle encartable, 25 contacts soudés

souder sont plus faciles à dénicher - visitez les magasins spécialisés en matériel Atari - il sera facile de réaliser un câble de liaison entre l'ordinateur et l'interface pour Atari.

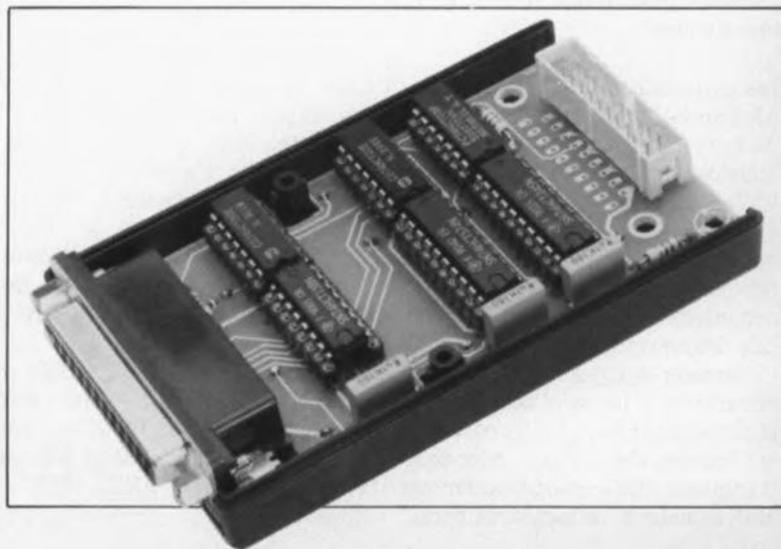
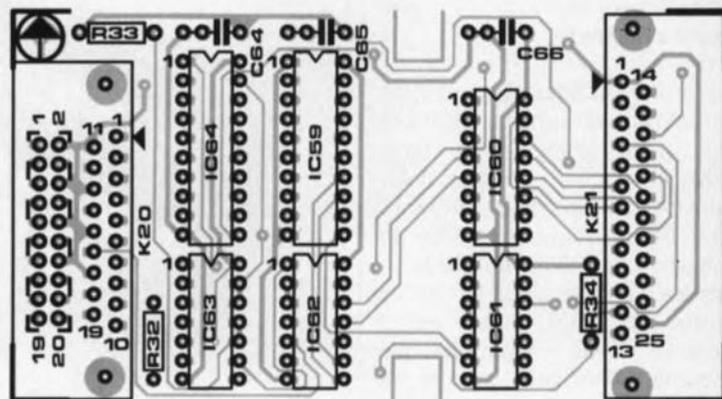
En partant de la broche 1, les conducteurs sont reliés alternativement aux contacts du connecteur sub-D: la broche 1 à la broche 1, la broche 2 à la broche 11, 3 à 2, 4 à 12, etc. Seule la broche 20 du connecteur multipoints reste inutilisée. Le connecteur K21 présent de l'autre côté de la platine ne devrait pas poser de problème lui. On fera appel, pour la liaison entre l'interface et l'analyseur logique, à un câble à 25 conducteurs doté de connecteurs à 25 broches (mâle/femelle), composants standard dans le monde de la micro-informatique. Ce câble de liaison ne devra pas dépasser une longueur de 1 m.

### L'interface pour PC

L'interface pour PC (XT/AT) n'est en fait guère plus qu'un certain nombre d'entrées et de sorties numériques, ce qu'illustre fort éloquemment le schéma de la figure 20.

ICI tamponne le bus de données de l'ordinateur, précaution que se doit

19



20

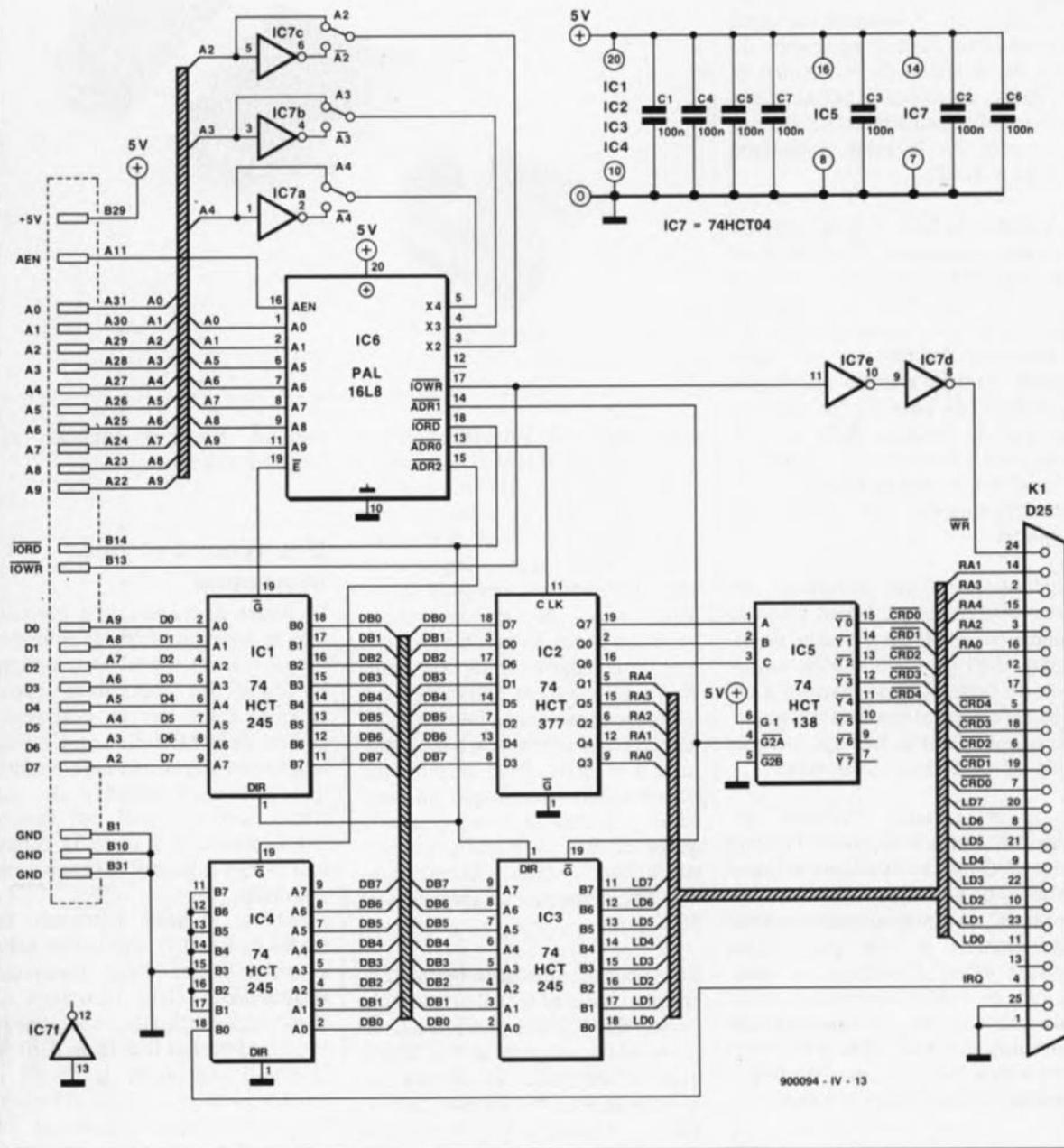


Figure 20. L'interface pour les ordinateurs de la famille (IBM-)PC et Compatibles.

Liste des composants de l'interface IBM

Condensateurs:  
C1 à C7 = 100 nF

Semi-conducteurs:  
IC1, IC3, IC4 = 74HCT245  
IC2 = 74HCT377  
IC5 = 74HCT138  
IC6 = PAL16L8 (ESS 5974)  
IC7 = 74HCT04

Divers:  
K1 = connecteur sub-D femelle encartable, 25 contacts soudés  
1 rail-guide pour fixation de carte d'extension

de prévoir toute carte d'extension digne de ce nom. Les lignes d'adresses n'exigent pas cette approche sachant que la plupart des lignes ne sont reliées qu'à une seule entrée. Trois des lignes d'adresses peuvent, en fonction de la position des cavaliers de court-circuit présents à proximité de IC6, se voir connectées à 2 entrées au maximum, cette double charge restant cependant dans les limites des exigences que l'on peut poser à une "bonne" carte d'extension pour PC.

IC6 est le décodeur d'adresses de l'interface. À l'aide de cavaliers de court-circuit et d'inverseurs pris dans les lignes d'adresses A2 à A4, il est possible d'attribuer à la carte n'importe quelle adresse comprise entre 300 et 31C<sub>HEX</sub>, et ce par

21

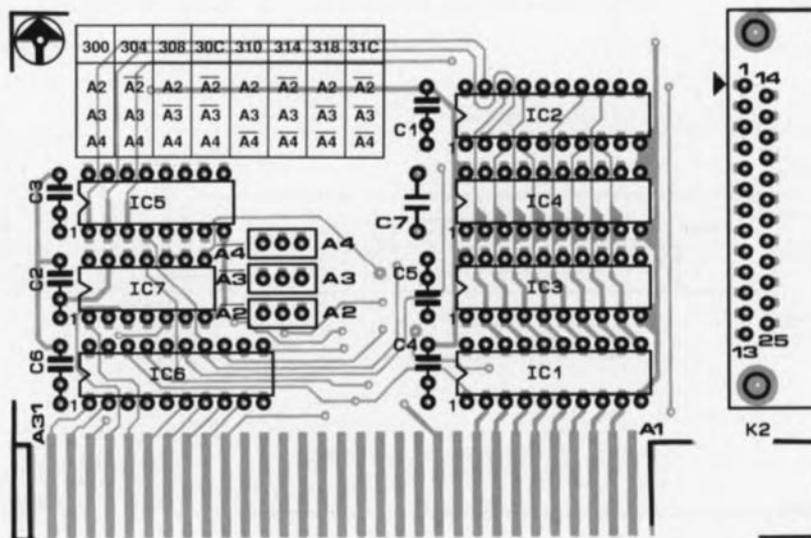


Figure 21. Ici, c'est l'option platine encartable qui a prévalu.

groupe de 4 adresses.  
Le décodeur d'adresses, qui est en fait une PAL (*Programmable Array Logic* = réseau logique programmable), fournit 4 signaux: un signal de validation destiné au tampon du bus de données ( $\bar{E}$  = *Enable*) et 3 signaux de sélection permettant la commande des 3 adresses distinctes présentes sur la carte d'interface (ADR0 à ADR2).

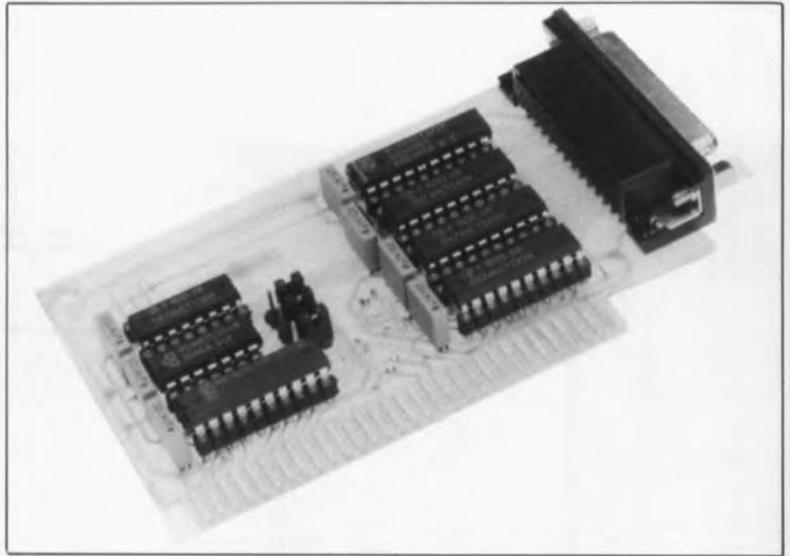
L'adresse de base (+0) est celle du registre d'adresses. C'est dans ce registre que l'on met l'adresse grâce à laquelle il est possible d'adresser une carte donnée de l'analyseur logique et, sur cette même carte, un registre spécifique. L'adresse de base +1 est celle du registre de données. C'est par son intermédiaire que se fait le transfert bidirectionnel des données, vers, et en provenance, de l'analyseur logique.

Simultanément au processus de lecture et d'écriture prend place la validation, obtenue à l'aide de la ligne ADRI du décodeur de sélection de carte, IC5, de manière à ce que les cartes de l'analyseur logique ne soient reliées au bus que lorsque cela est réellement nécessaire.

À la 3<sup>e</sup> adresse, l'adresse de base +2, arrive le signal IRQ (*Interrupt ReQuest* = demande d'interruption) de l'analyseur logique. Sur le PC, ce signal est traité comme une donnée et non pas utilisé comme signal d'interruption. Dans le cas de l'Atari cependant, nous faisons bien appel à une interruption de façon à pouvoir utiliser une interface accessible de l'extérieur, argument qui disparaît dans le cas du PC.

### Le circuit imprimé

Nous avons donné à la platine de l'interface pour PC, dont on retrouve



la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 21**, les dimensions minimales déterminées en particulier par la présence de 2 connecteurs et bien moins par l'électronique dont l'implantation aurait fort bien pu être plus dense. Nous avons de ce fait utilisé l'espace resté disponible pour y placer un tableau indiquant quels étaient les cavaliers de court-circuit (plots de connexion) à implanter, en fonction de l'adresse de base à attribuer à la carte. Pour garantir une bonne fixation mécanique de cette carte, il faudra la doter d'un rail-guide (on dit aussi équerre) permettant la fixation vissée de la carte dans l'un des connecteurs d'extension du PC.

Nous vous proposons en **figure 22** le croquis coté d'un tel rail de guidage, percé de l'orifice permettant le passage du connecteur. La liaison entre l'ordinateur et l'analyseur logique se fera, tout comme dans le cas de l'Atari, à l'aide d'un morceau de câble multibrins à 25 conducteurs doté à chacune de ses extrémités d'un connecteur sub-D, mâle ou femelle, selon les

besoins. Ne pas excéder une longueur de 1 m.

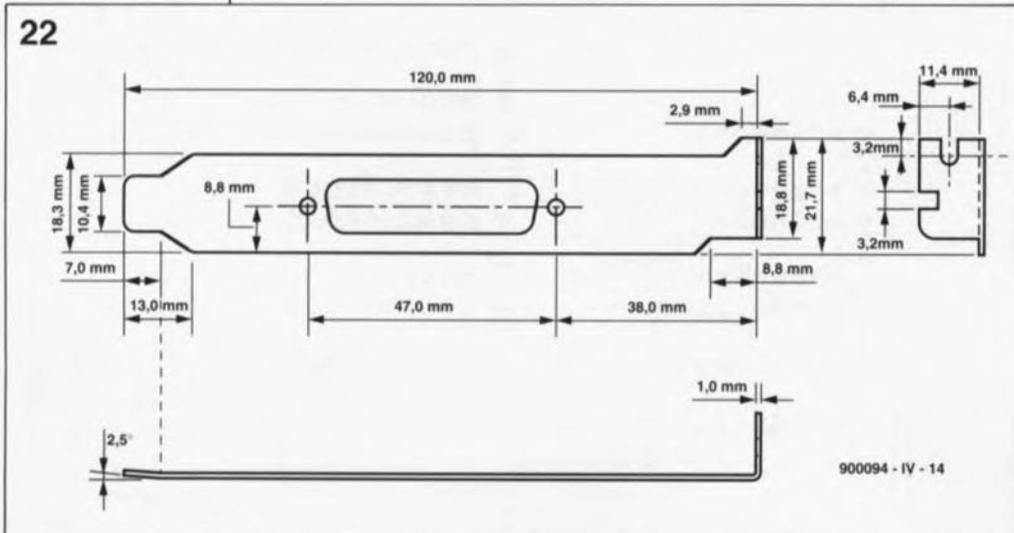
### Des pièces et des morceaux

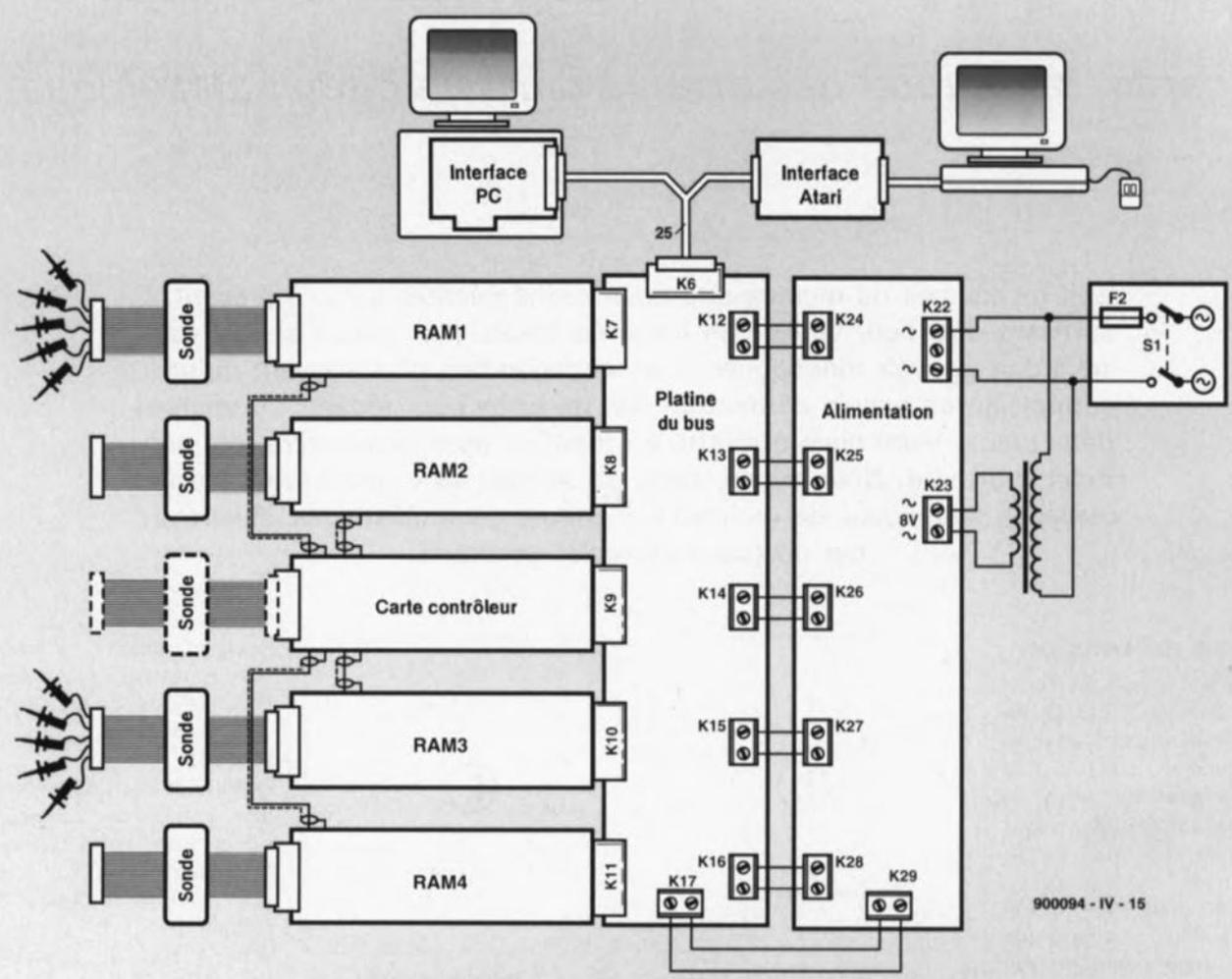
La **figure 23** montre, une dernière fois, le synoptique des sous-ensembles constituant l'analyseur logique. La carte du contrôleur prend toujours place sur le connecteur central de la carte du bus. Ce positionnement permet de faire en sorte que, lors de l'utilisation de plus d'une carte de RAM, les liaisons entre celles-ci et la carte du contrôleur restent toujours les plus courtes possibles.

Avant de pouvoir implanter les **cartes de RAM**, il vous faudra doter chacune d'elles d'une **résistance additionnelle**. Cette résistance de 10 k $\Omega$  sera implantée, côté pistes, entre les broches 11 et 16 de IC29. La broche 11 représente la fin de la ligne véhiculant le signal d'horloge pour les registres à décalage. Par l'adjonction de cette résistance nous éliminons à la source d'éventuelles réflexions pouvant avoir tendance à naître à cet endroit. Il est donc impératif de positionner cette résistance à cet endroit précis.

Le câblage de l'analyseur logique est réduit à sa plus simple expression sachant que la grande majorité des interconnexions entre les différentes platines se fait par l'intermédiaire de la platine du bus. Il restera en particulier à établir les connexions de l'alimentation et les liaisons de transfert de l'horloge. Les positions attribuées aux borniers encartables présents sur le bus et l'alimentation sont telles que le câblage restera toujours relativement simple, quel que soit le positionnement relatif des 2 platines. Les cartes de bus et d'alimentation peuvent être montées "dos à dos"

Figure 22. On utilisera, pour obtenir une fixation correcte de la carte dans l'ordinateur, une équerre pour carte pour PC.





(les côtés pistes se faisant face), séparés bien évidemment par des entretoises de taille convenable.

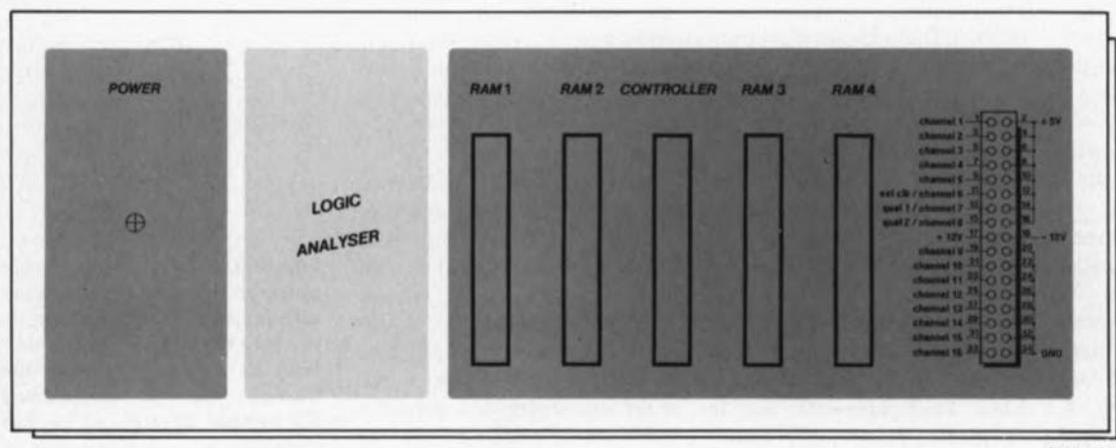
On réalise de cette façon un ensemble très compact dont la compacité a pourtant l'inconvénient d'exiger une certaine profondeur du coffret.

La **figure 24** vous propose, à échelle réduite il est vrai, une face avant dessinée pour cet instrument et permettant de lui donner une finition (semi-)professionnelle.

Après les vacances, il nous restera à nous intéresser à l'aspect logiciel de cette réalisation, aspect dont il ne

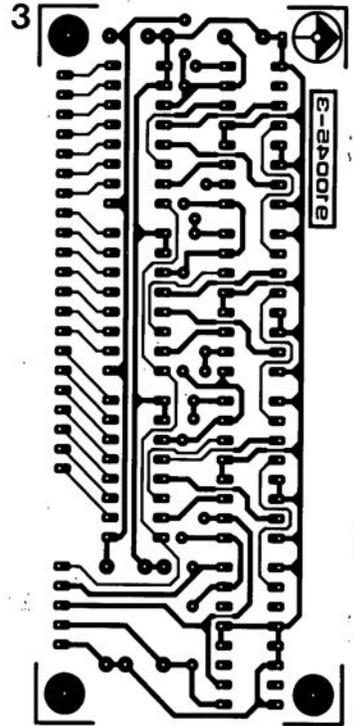
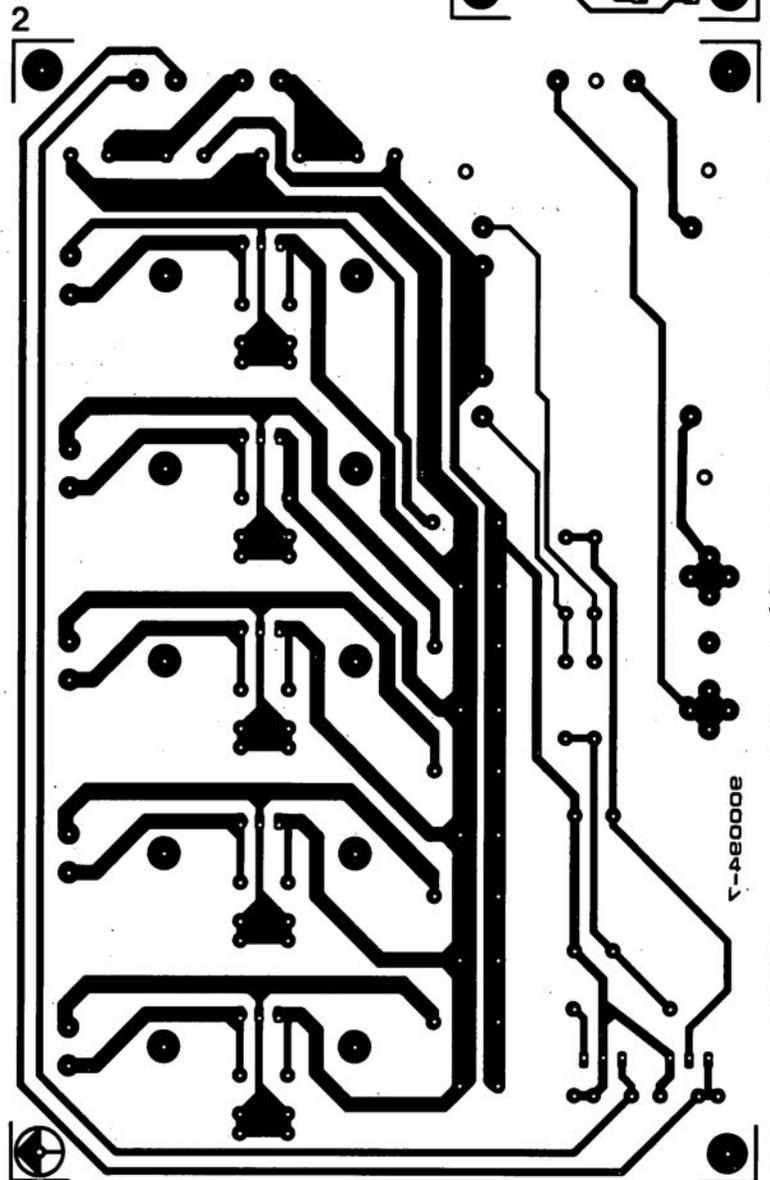
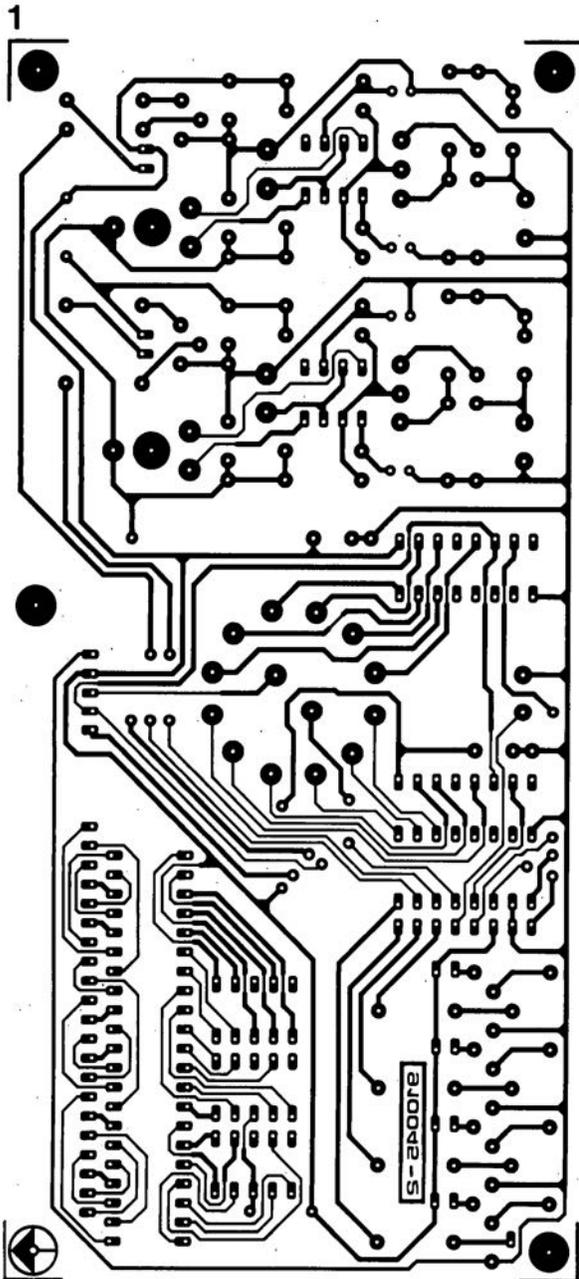
faut pas mésestimer l'importance, d'autant plus que c'est sans doute la première fois qu'est conçu un analyseur logique à connecter tant à un PC qu'à un Atari.

**Figure 23.** Ce synoptique remplit une double fonction: d'une part il détaille les différents sous-ensembles constituant l'analyseur logique et de l'autre visualise le câblage à effectuer pour réaliser un analyseur logique fonctionnel.

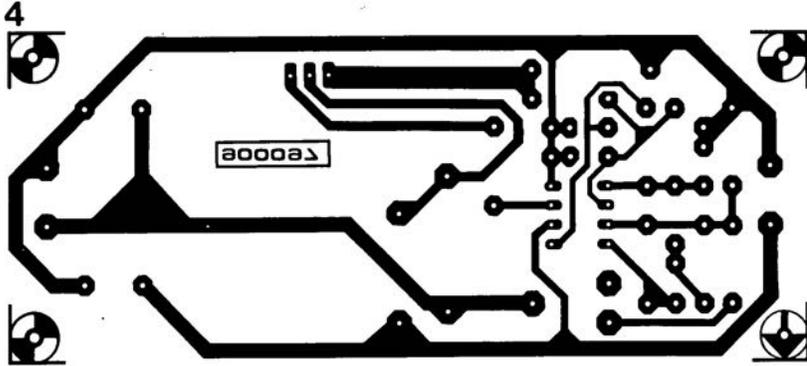


**Figure 24.** Représentation, à l'échelle de 48%, du graphisme de la face avant en film plastique autocollant spécialement pour cette réalisation.

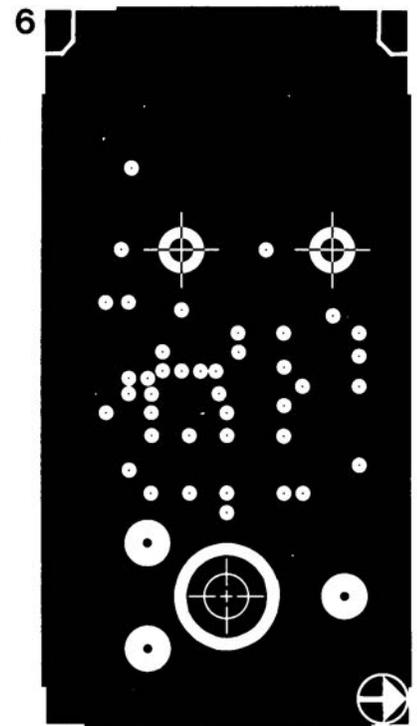
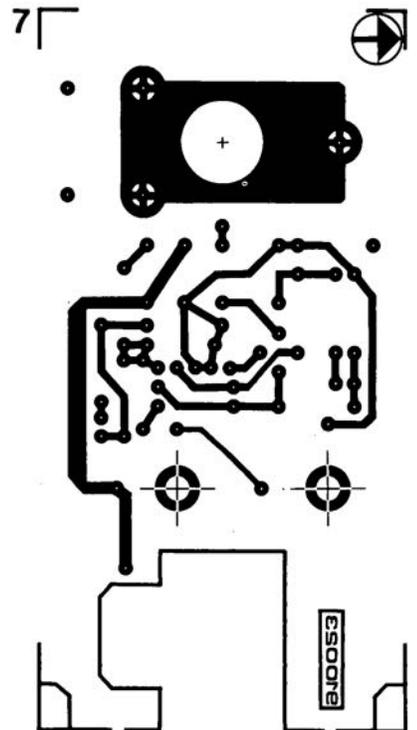
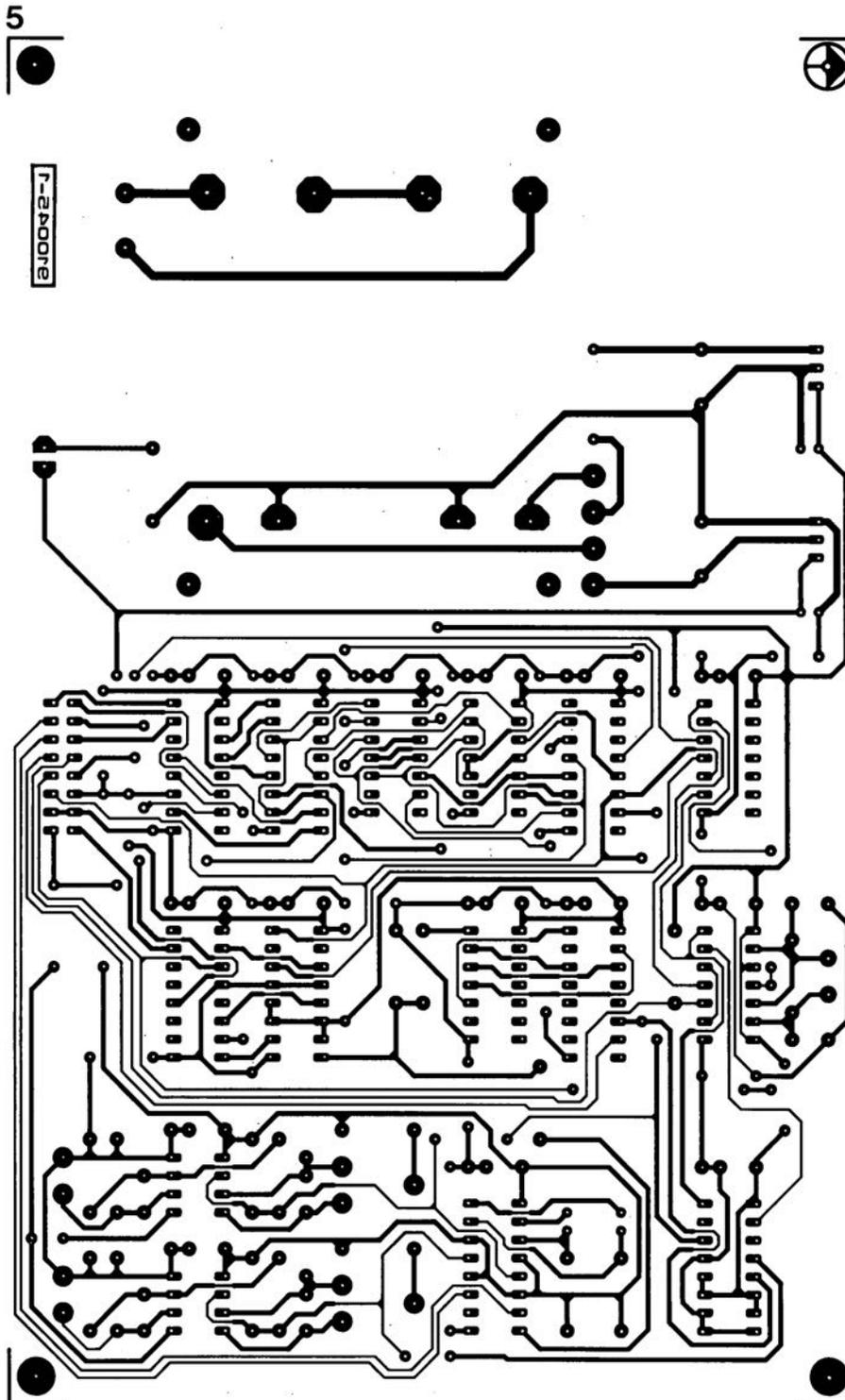
# SERVICE



# SERVICE



- 1 phasemètre numérique: platine principale
- 2 analyseur logique: l'alimentation
- 3 phasemètre numérique: l'affichage
- 4 convertisseur CC/CC
- 5 phasemètre numérique: circuit de commande
- 6 antenne fouet active: côté composants
- 7 antenne fouet active: côté pistes



# l'a b c de la mesure

## 7<sup>e</sup> partie: recherche des erreurs dans un circuit analogique

F.-P. Zantis

Les techniques de mesure que nous avons décrites jusqu'à présent, suffisent déjà pour vérifier les caractéristiques d'un circuit si tant est qu'il doit pouvoir fonctionner. Il arrive cependant plus souvent qu'un électronicien ait besoin d'effectuer des mesures pour réparer un appareil défectueux, voire encore mettre en fonction pour la première fois un circuit tout neuf. Nous allons, dans cet article, faire connaissance avec certaines techniques de recherche d'erreurs caractéristiques, illustrées par quelques exemples pratiques.

### Analyse de tension

Si un circuit cesse de fonctionner sans qu'il n'y ait de dégâts apparents, l'analyse de la tension constitue la méthode tombant sous le sens pour essayer de trouver la cause de la panne.

En règle générale, il est possible de mesurer une tension sans adopter de dispositions particulières telles que, par exemple, devoir désouder un ou plusieurs composants, ou encore interrompre une piste ou une (voire plusieurs) interconnexions. L'importance et la polarité de la tension sont les grandeurs qui devraient nous renseigner sur l'état de la partie du circuit concerné.

Tout schéma électronique digne de ce nom comporte divers points de relevé avec indication de la valeur de la tension à mesurer à ces endroits. Avoir à sa disposition un tel schéma facilite très sensiblement la recherche de l'origine d'une panne.

Dans tout circuit électronique, il existe, bien sûr, des points dont on connaît la tension (lors du fonctionnement du circuit), même si elle n'est pas indiquée sur le schéma. Les rapports existants à un point de transition positif/négatif sont particulièrement clairs et faciles à vérifier.

En général, la tension, dans le sens passant, est comprise

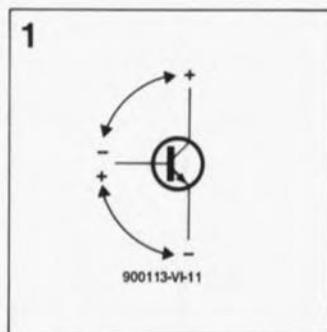


Figure 1. Potentiels de tension d'un transistor NPN. Lors de ces mesures, on utilisera la base comme point de référence.

entre 0,2 et 0,4 V pour des composants au germanium et entre 0,6 et 0,8 V pour des composants au silicium. Ces valeurs s'appliquent et pour les diodes et pour la jonction base-émetteur de transistors.

Un semi-conducteur défectueux peut également être découvert par examen de la polarité de la tension à ses bornes. Dans le cas d'un transistor NPN (figure 1) le potentiel de la base est toujours positif par rapport à celui de l'émetteur et négatif par rapport au collecteur. Ceci n'est valable pourtant que si le point de fonctionnement est réglé correctement.

Si l'on prend l'émetteur comme point de référence, on devrait observer une faible tension (0,2 à 1,6 V) sur la base, celle présente sur le collecteur devant être beaucoup plus importante (figure 2). Il va sans dire que ces

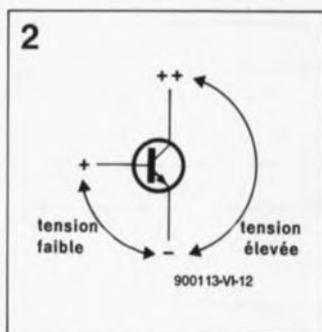


Figure 2. Potentiels de tension d'un transistor NPN lorsque l'on utilise l'émetteur comme point de référence des mesures.

rapports sont inversés dans le cas d'un transistor PNP.

Si les valeurs mesurées sont incorrectes, le semi-conducteur en question, soit encore l'un des composants destinés à en fixer le point de fonctionnement, est défectueux. Il existe cependant des applications où l'on utilise, par exemple, un transistor NPN qui, à l'état bloquant, présente à sa base un potentiel négatif par rapport à l'émetteur.

Une diminution de la tension base-émetteur se traduit en général par une diminution du courant de collecteur et une augmentation de la tension collecteur-émetteur. L'une des méthodes les plus simples pour vérifier l'état d'un transistor en fonction consiste de ce fait à faire une mesure de la tension collecteur-émetteur, pour court-

circuiter ensuite sa base et son émetteur. En présence d'une résistance dans la ligne de l'émetteur, on peut procéder également à une mesure de la chute de tension aux bornes de celle-ci. Un court-circuit entre la base et la masse dans un circuit tel que celui de la figure 3 se traduit par une diminution jusqu'à zéro du courant de collecteur. Il n'est pas étonnant que dans ces conditions la tension aux bornes de la résistance dans la ligne de l'émetteur diminue elle aussi.

Les mesures sur des transistors FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) ne devraient pas poser de problème particulier.

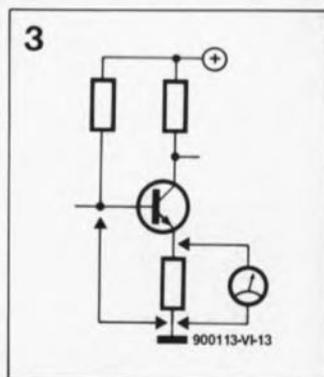
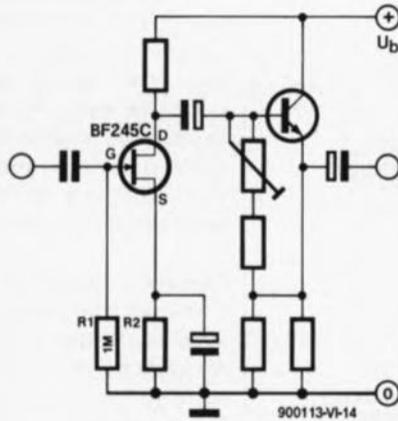


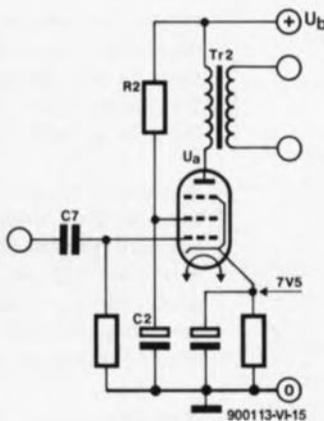
Figure 3. Un court-circuit entre la base et la masse du circuit produit un blocage de la jonction collecteur-émetteur. La chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur devient de ce fait nulle... à condition que le transistor fonctionne correctement.

4



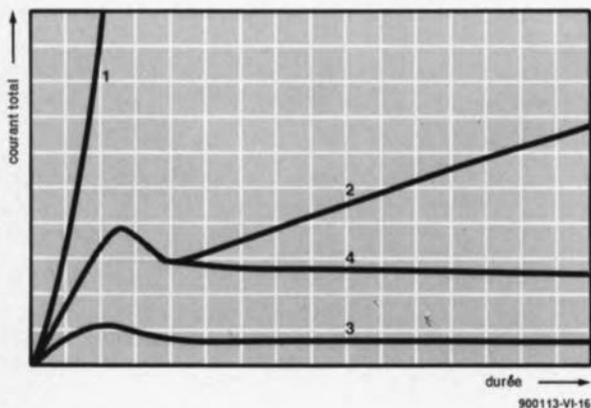
**Figure 4.** Exemple d'un circuit comportant un étage à FET. L'impédance d'entrée élevée de ce transistor et la résistance d'entrée non-infinie de la plupart des instruments de mesure peuvent se traduire, lors d'une mesure, par des problèmes.

5



**Figure 5.** Circuit-type d'un étage de sortie à tubes. La grille ne doit en aucun cas présenter de tension par rapport à la masse du circuit.

6



**Figure 6.** L'évolution de la consommation totale de courant d'un circuit BF peut donner une indication quant à la nature d'une panne éventuelle.

Il faut reconnaître cependant, qu'en raison de la grande diversité de types de transistors FET (dont il n'existe pas moins de 6 types de base déjà !), il peut être difficile de retrouver les rapports corrects entre les différentes tensions. Le type le plus utilisé est un FET à déplétion du type canal-N.

La **figure 4** donne un circuit typique comportant ce type de transistor. Si l'on prend la source (S) comme point de référence, on devrait mesurer sur la grille (G) une tension faible et négative alors que l'on devrait trouver une tension plus importante et positive sur le drain (D). En prenant la masse du circuit comme point de référence, la grille doit être hors-tension en raison de l'absence de courant à travers la résistance de grille R1.

Dès lors qu'il s'agit d'effectuer des mesures sur le circuit de la **figure 4** lorsqu'il est en fonction, on risque de rencontrer quelques problèmes. Lors d'une mesure, la connexion de la majorité des voltmètres réduit sensiblement la résistance d'entrée en alternatif du circuit et agit de ce fait de façon néfaste sur le bon fonctionnement du circuit. Il est important de toujours être bien conscient de ce phénomène pour le moins gênant.

Pour terminer ce chapitre sur l'analyse d'une tension, nous allons nous intéresser à un étage à tubes. Dans le circuit de la **figure 5**, la masse du circuit sert de point de référence. La tension d'alimentation, lissée par la résistance R2 et le condensateur C2, doit être présente "dans sa totalité" sur la grille-écran. La résistance en courant continu du transformateur de sortie produit une chute de tension, de sorte que la tension d'anode est légèrement inférieure à la tension de la grille-écran. En règle générale, la tension présente à la cathode est comprise entre 3 et 8 V. Dans notre exemple il est indiqué une tension de 7,5 V. Si tout est en ordre, on ne devrait pas mesurer la moindre tension sur la grille. Si cela n'est pas le cas -il existe donc une certaine

tension- le tube est défectueux, ou sinon c'est le condensateur de couplage C7 qui est douteux.

### Analyse de courant

Dans la plupart des cas, une mesure de courant vous obligera à interrompre une ou plusieurs lignes (pistes cuivrées) du circuit. Il s'agit là d'un travail délicat qui a l'inconvénient supplémentaire de prendre beaucoup de temps. Il est recommandé de ce fait de procéder à une mesure de courant uniquement si l'analyse de la tension n'a pas fourni des informations satisfaisantes ou bien si l'on peut espérer trouver une réponse sans qu'il soit nécessaire de couper une piste cuivrée. Ceci est très souvent le cas dans les étages push-pull dotés de ponts de câblage du type "cavalier de court-circuit" destinés à permettre un réglage aisé du courant de repos.

Il est relativement facile, heureusement, d'effectuer une mesure de la consommation totale de courant. Pour ce faire il faudra prendre un ampèremètre en série dans la ligne d'alimentation. Pour des circuits alimentés par pile on pourra intercaler l'ampèremètre dans la ligne positive ou négative. Dans le cas d'un module d'alimentation secteur, l'instrument de mesure sera pris dans la ligne de tension continue, en aval du condensateur de lissage, ou à la sortie d'un circuit de régulation si tant est qu'il y en ait un.

De nombreux appareils comportent, à ce point précis, un fusible. Il suffit alors de remplacer ce fusible par l'ampèremètre (2 pinces crocodiles tombent à point).

La **figure 6** montre quelques résultats de mesures effectuées sur un amplificateur BF. Si le courant grimpe brutalement dès la mise sous tension du circuit (courbe 1), il est possible que cela soit dû à un court-circuit interne des transistors de sortie.

La courbe 2 indique que la source des problèmes peut être un défaut dans la stabilisation du point de fonctionnement ou dans la régulation de la tension d'alimentation.

Un courant restant bien stable à une intensité relativement faible (courbe 3) est probablement dû à une coupure du circuit (entraînée dans bien des cas par l'un des transistors de sortie). La courbe 4 montre l'évolution "correcte" du courant: il atteint une certaine valeur pour prendre ensuite assez rapidement son intensité de fonctionnement normale (courant de service).

### Réglage du point de fonctionnement

Une application pratique faisant appel à une analyse et de tension et de courant est le réglage du point de fonctionnement d'un étage push-pull tel celui de la figure 7. Si on la mesure par rapport à la masse du circuit, la tension présente au point P doit être égale à la moitié de la tension d'alimentation +U<sub>b</sub>. L'ajustable P1 sert à régler cette valeur, P2 permet quant à lui d'ajuster le courant de repos en continu. Pour déterminer le courant de repos, il faudra enlever le fusible F1 et connecter un ampèremètre aux bornes du porte-fusible. Dans ces conditions, on effectue une mesure directe du courant. Il est également possible de déterminer l'intensité du courant de repos en effectuant une mesure de tension aux bornes de la résistance R1 ou R2. La première de ces techniques (mesure directe du courant) a l'avantage de fournir immédiatement la valeur du courant. On notera cependant que la résistance interne de l'instrument de mesure a une influence sur le résultat. Puisque les résis-

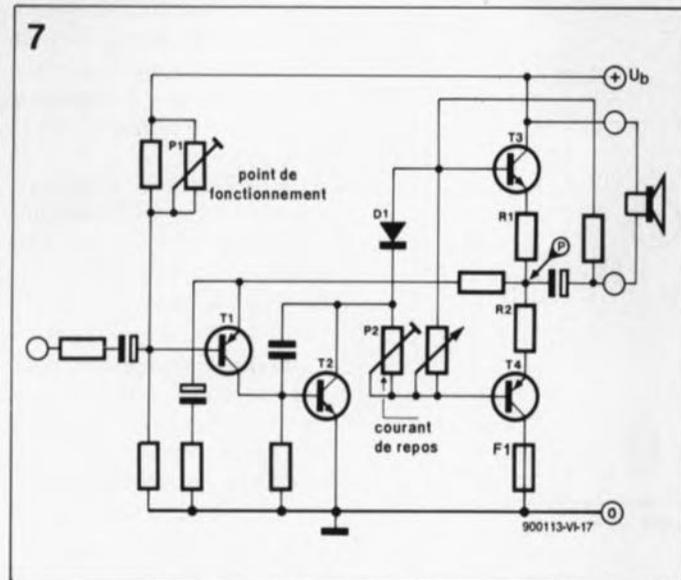


Figure 7. Les ajustables P1 et P2 servent au réglage du point de fonctionnement correct d'un étage push-pull à transistors.

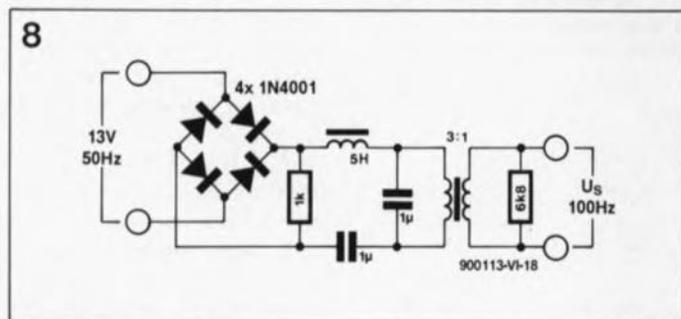


Figure 8. Ce circuit génère un signal de 100 Hz à partir de la tension du secteur.

tances R1 et R2 ont une valeur faible, l'influence de l'instrument de mesure sur le résultat obtenu à l'aide de la seconde technique de mesure est négligeable.

Il est nécessaire pourtant de faire un petit calcul pour obtenir la valeur requise:  
 $I = U / R1$ .

La tension mesurée est très faible: 100 à 300 mV. Il est préférable, avant de jouer sur

P2 pour régler la tension à la valeur requise, de calculer cette valeur. Si R1 et R2 ont toutes deux une valeur de 0,82 Ω et que l'on veut un courant de repos de 50 mA, la tension U vaudra:

$$0,05 \text{ A} \cdot 0,82 \Omega = 0,041 \text{ V.}$$

Pour pouvoir mesurer cette valeur très faible il faudra mettre l'instrument de mesure sur le calibre de 100 mV.

### Analyse de résistance

On ne procède en règle générale à une analyse de résistance que lorsqu'on a déterminé dans quelle partie du circuit se situe probablement la cause de la panne. Ce n'est qu'ainsi que le nombre de composants à vérifier reste dans des limites acceptables.

Une autre raison pour laquelle l'analyse de tension devra avoir lieu avant l'analyse de résistance est que cette dernière ne peut se faire de façon correcte que lorsque le circuit est hors-tension.

Dans des circuits à tubes, il est possible de vérifier l'existence d'un court-circuit ou d'une coupure dans un sous-ensemble complet. Puisque la résistance interne des semi-conducteurs est très faible et varie selon la polarité de l'instrument de mesure, cette approche ne convient pas dans le cas de sous-ensembles comportant des circuits intégrés ou des transistors.

Avant la première mise sous tension d'un circuit neuf, il est recommandé de procéder à une analyse de résistance pour vérifier l'absence de court-circuit entre les pistes et les composants.

### Application de signal et son suivi

Dans le cas d'une panne dans un circuit BF multi-étages, il est relativement facile de déterminer quel est l'étage défectueux par la technique d'application de signal, voire mieux encore, par son suivi.

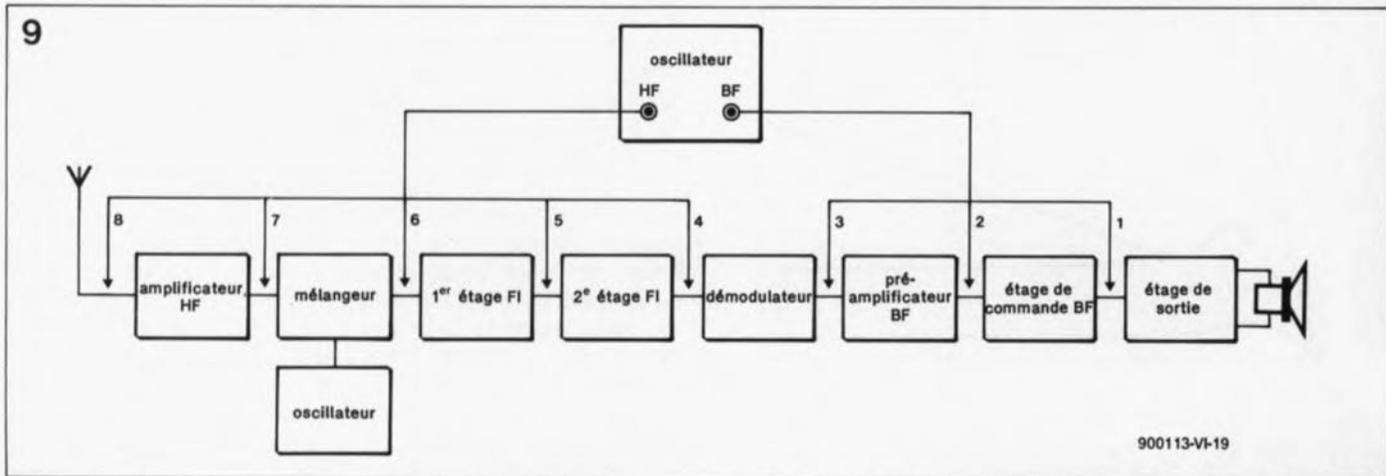


Figure 9. Ce mélange de synoptique et d'organigramme montre comment s'y prendre pour trouver un étage défectueux dans un récepteur. La technique mise en oeuvre est celle de l'application de signal, dans l'ordre, à chacun des points indiqués.

L'application de signal permet – en remontant à contre-courant depuis la sortie – de vérifier jusqu'à quel étage l'appareil fonctionne encore correctement.

Le suivi de signal permet lui au contraire de contrôler jusqu'à quel endroit du circuit – en commençant par l'entrée cette fois – le fonctionnement reste correct.

Pour la première de ces techniques (application de signal), on fera appel à un générateur de fréquences dont on appliquera le signal à l'entrée de l'étage de sortie. On pourra utiliser le circuit de la **figure 8** comme source de signal. Ce circuit fournit un signal de 100 Hz très exactement. Si l'étage de sortie que l'on vient de contrôler est en bon état, on poursuit la recherche en appliquant le signal à l'entrée de l'étage situé en amont de l'étage de sortie. Dès que le signal n'est plus traité comme il le devrait, cela signifie que l'on a trouvé l'étage défectueux et que toutes les recherches se limi-

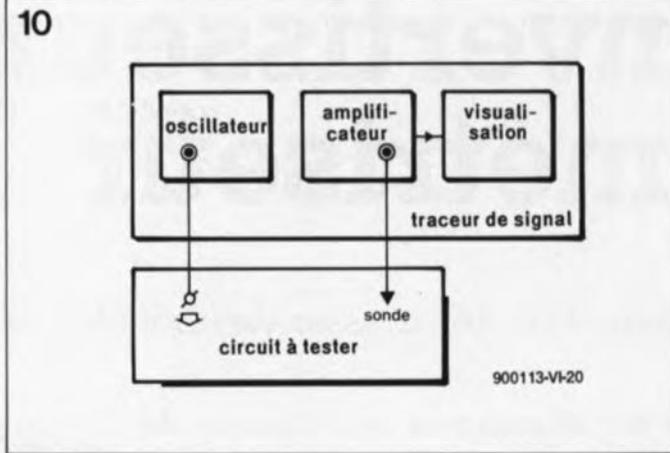


Figure 10. Synoptique d'un traceur de signal et sa connexion à l'appareil à tester.

tent bien évidemment à ce dernier sous-ensemble.

Cette technique permet également de vérifier les étages HF. Il est essentiel cependant d'appliquer un signal HF à l'entrée d'un étage HF, FI ou démodulateur (**figure 9**).

Dans le cas d'un suivi de signal, la recherche commence à l'entrée de l'appareil à vérifier. Cette entrée peut être le premier

étage d'un amplificateur BF ou bien l'étage d'entrée d'antenne d'un récepteur ou d'une télévision.

Après avoir connecté une source de signal (générateur, antenne) à l'entrée de l'appareil, il devrait être possible de mesurer ce signal à la sortie des étages suivants. On en poursuit ainsi le chemin à travers les différents étages de l'appareil. Lors de ce processus de vérifi-

cation, vous pouvez vous servir d'un instrument d'affichage, ou, dans le cas d'un circuit BF, d'un casque d'écoute miniature. Si, brusquement, le signal diminue ou présente de la distorsion, c'est que vous venez de trouver l'étage défectueux.

Cette technique de mesure devient beaucoup plus simple et confortable si l'on dispose d'un traceur de signal. Ces instruments sont très pratiques et, lors des recherches de pannes, permettent de remplacer les millivoltmètres et générateurs HF/BF relativement chers.

Le schéma de la **figure 10** illustre le principe de fonctionnement et l'utilisation d'un traceur de signal, appareil dont nos lecteurs auront fait la connaissance dans les 4 derniers numéros d'Elektor, et c'est très précisément dans ce numéro-ci que nous terminons une série d'articles consacrée à la réalisation d'un **traceur de signal multifonction à  $\mu P$**  (le luxe quoi !).

# ELEKTURE

## Formation par l'exemple MS-DOS

Cet ouvrage proposé avec disquette, s'arrête au DOS3.3. Il n'est donc pas destiné aux possesseurs du DOS4.01 de Microsoft. Avec l'arrivée sur le marché de toute nouvelle version d'un logiciel, la version précédente voit son prix chuter à une fraction de ce qu'il était auparavant. De nombreux ordinateurs vendus aujourd'hui le sont encore, accompagnés de DOS3.3. À y regarder de près, la nouvelle version de MS-DOS (4.01) pose, pour de nombreux utilisateurs plus de problèmes qu'elle n'en résout. Cet ouvrage progressif de près de 200 pages est un outil de formation. Les informations proposées sont volontairement concises, cet ouvrage se targuant de faire la part belle à la pratique. Ses auteurs ont fait en sorte d'aborder en premier les commandes et les fonctions qu'ils savaient, par expérience être les plus utiles. Plus de 60 exercices corrigés aideront le lecteur à comprendre et à maîtriser MS-DOS dans ses moindres détails. Tactiquement, les corrections connaissent deux niveaux: le premier guide le lecteur dans la résolution des problèmes. Le second décrit la totalité des opérations à faire pour obtenir le résultat escompté. En résumé un ouvrage qui ne

manquera pas d'intéresser les débutants faisant leurs premiers pas dans le monde du DOS3.3.

Editions Radio

## MULTIPLAN 4

H. Lilen

Le guide complet de l'utilisateur

Il est des auteurs très prodigues. Multiplan n'est peut-être pas le tableur le plus utilisé dans le monde, il n'en est pas moins, l'un des moins chers et donc l'un des plus appréciés des amateurs comme vous et moi.

Outil d'analyse et d'aide à la décision, Multiplan est désormais disponible en version 4, encore plus complète et plus performante que les précédentes.

L'ouvrage décrit ici présente une synthèse de tout ce qu'il faut savoir de ce tableur pour l'exploiter dans les meilleures conditions, en appliquant toutes les possibilités et accroître ainsi votre efficacité personnelle.

Il traite de l'installation et de la mise en service de ce logiciel, de la création et de la gestion des tableaux, des principales commandes générales, des possibilités avancées (fenêtres, consolidation, base de données, tri, audit, macros, etc.), des fonctions; il

prodigue en outre toute une série de conseils et de règles pratiques qui faciliteront vos tâches quotidiennes tout en les rendant plus agréables.

Editions Radio

## GRAPHISME AVANCE EN EGA

J.C. Fantou

La boîte à outils du programmeur en Quick Basic Avec la percée de la norme graphique VGA, EGA est devenu le niveau d'entrée minimum en micro-informatique. Fini les CGA, pas de chance pour Hercules qui ne connaît pas la couleur. Mais plus les choses avancent, plus elles se compliquent.

Programmer une application sur un écran graphique EGA tient de la gageure dès lors que l'on cherche à:

- afficher des caractères en 16 couleurs d'encre et de fond,
- délimiter une fenêtre réservée au texte,
- disposer de plusieurs polices, tailles et orientations des caractères,
- saisir des données sans risque de débordement sur le masque d'écran,
- dessiner en mode XOR points, traits, boîtes, cercles, icônes et réticules de façon à ne pas altérer le fond d'écran,
- sauvegarder tout ou partie de l'image sous forme normale ou compactée,
- imprimer sélectivement les couleurs de l'écran aux standard graphiques IBM, Epson et Laserjet.

C'est une solution à tous ces problèmes que vous propose le présent **OUTILS PC** sous la forme d'une librairie graphique, d'un guide de programmation et d'un manuel de référence adaptés au **Quick Basic**.

Editions Radio

## WORD 4

J. Lacoste, O. Polette & E. Naranjo Tout au long de sa carrière, Word a été l'un des programmes de traitement de texte les plus utilisés. Cet ouvrage de la série "formation par l'exemple" est accompagné d'une disquette et a pour ambition de proposer à son lecteur "une formation complète très progressive s'appuyant à chaque étape sur un exemple pratique et concret". Tout au long, le lecteur rencontrera une centaine d'exercices à faire. En cas de difficulté une première solution d'orientation l'aidera à trouver sa solution propre. Il pourra ensuite comparer ses résultats avec une seconde solution détaillée proposée par les auteurs. Quel que soit le logiciel que l'on utilise, il est toujours intéressant de disposer d'un second ouvrage qui l'aborde sous un aspect plus pratique que la documentation d'origine accompagnant le logiciel.

WORD 4 est un exemple d'ouvrage de ce type, d'autant plus qu'il est accompagné d'une disquette.

Editions Radio  
189, rue St Jacques  
75005 Paris

# convertisseur/ symétriseur

M. Eller

ou comment se débarrasser des boucles de ronflement

Une façon très efficace pour se débarrasser des boucles de ronflement, que ce soit en studio ou sur scène, consiste à enrouler 2 ou 3 tours de ruban plastique isolant sur les contacts de terre des prises secteur. Bien que cette technique ait le résultat escompté, elle introduit un danger léthal latent pour les musiciens et autres personnels techniques. Un défaut minime que pourrait présenter l'un des appareils connectés au secteur peut se traduire par la mise sous tension de tout un "rack" d'appareils audio.



Dans l'électronique audio, il est fréquent que l'on utilise, simultanément, et des amplificateurs, et des tables de mixage et toute sorte d'autres instruments, dotés chacun d'une ligne de terre, reliée au contact de terre d'une prise secteur. Comme le montre la **figure 1a**, ce genre de "toile d'araignée" peut entraîner l'apparition éventuelle d'une, voire de plusieurs, boucle(s) de ronflement (dite de masse).

Bien que ce procédé constitue un remède efficace à ce genre de problèmes, il est, dans de telles conditions, interdit, car très risqué, de doter les contacts de terre, tant des fiches que des prises secteur, d'une couche de ruban isolant.

rapport au rack dans lequel sont pris les autres appareils.

Comme le laisse supposer son nom, notre convertisseur/symétriseur remplit une double fonction. Non seulement il permet d'éliminer les boucles de ronflement gênantes, mais il est en outre en mesure d'éliminer un autre des inconvénients présentés par certains appareils audio professionnels. Pour des raisons de coût, les appareils et instruments industriels sont, bien souvent, dotés d'une seule sortie présentant une impédance relativement élevée. Il en va de même pour les platines de lecture

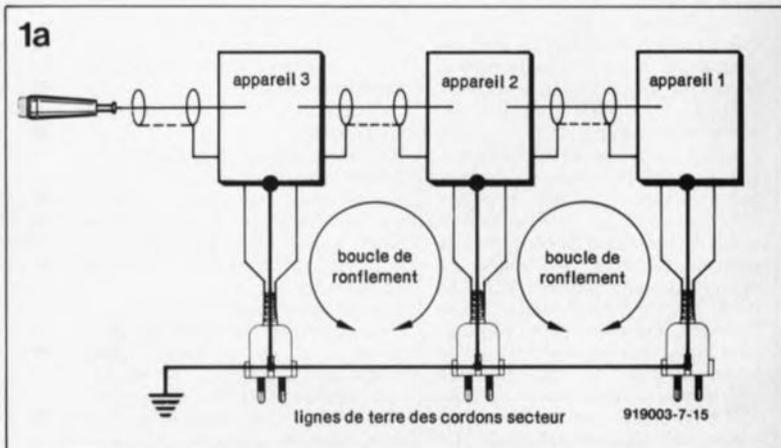
de disques audio analogiques (eh oui, ils existent toujours !) qui, pour des raisons techniques comportent elles aussi une sortie présentant de telles caractéristiques.

Dans le cas de l'utilisation de câbles d'une certaine longueur, d'une répartition distributive d'un signal ou de la mise en oeuvre en aval d'appareils dotés d'entrées à basse impédance, la plupart des amplificateurs de puissance arrivent rapidement à leurs limites. La ligne devient beaucoup plus sensible aux parasites, sans compter une perte de la qualité de transfert.

Le montage décrit ici pourra à mettre fin à cette situation gênante,

**Figure 1a.** C'est ainsi que naissent des boucles de ronflement lors de l'utilisation de classes de protection différentes.

Le circuit décrit dans cet article constitue une technique à la fois plus élégante et plus sûre pour éliminer ce ronflement gênant. Il suffit d'intercaler le convertisseur/symétriseur au bon endroit dans la boucle des appareils utilisés pour qu'il constitue une interruption galvanique de la ligne du signal audio. Il est pourtant essentiel d'éviter la réintégration du convertisseur/symétriseur dans la boucle de terre par la mise en contact de son boîtier conducteur avec les autres appareils. Il faut donc en effectuer une isolation totale par



car il comporte un convertisseur d'impédance qui termine, à haute impédance, le signal appliqué à l'entrée; sa sortie, destinée à transmettre le signal vers les appareils montés après présente, elle, une impédance faible.

### L'électronique

Le signal d'entrée arrive, via une embase jack femelle (K1) et un condensateur de découplage (C5), à un amplificateur opérationnel (IC2) monté en convertisseur d'impédance. Nous avons opté ici pour un TL061, amplificateur opérationnel que ses caractéristiques destinent tout spécialement aux circuits alimentés par pile.

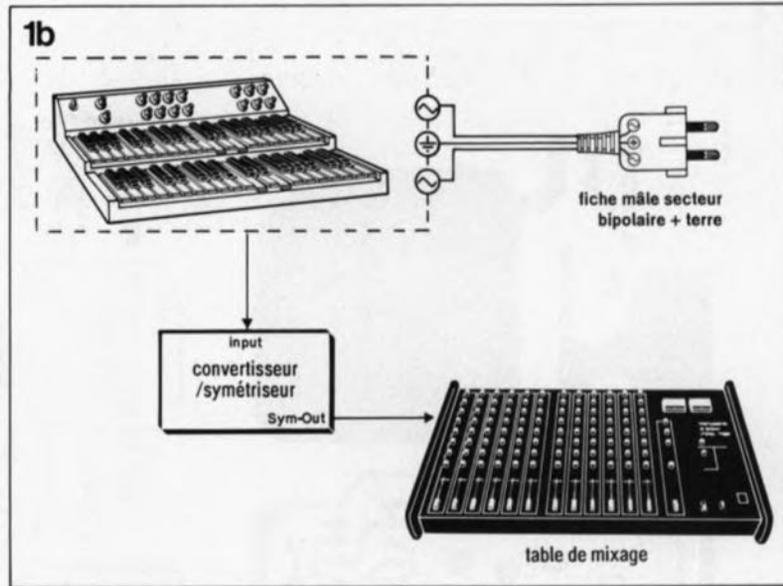
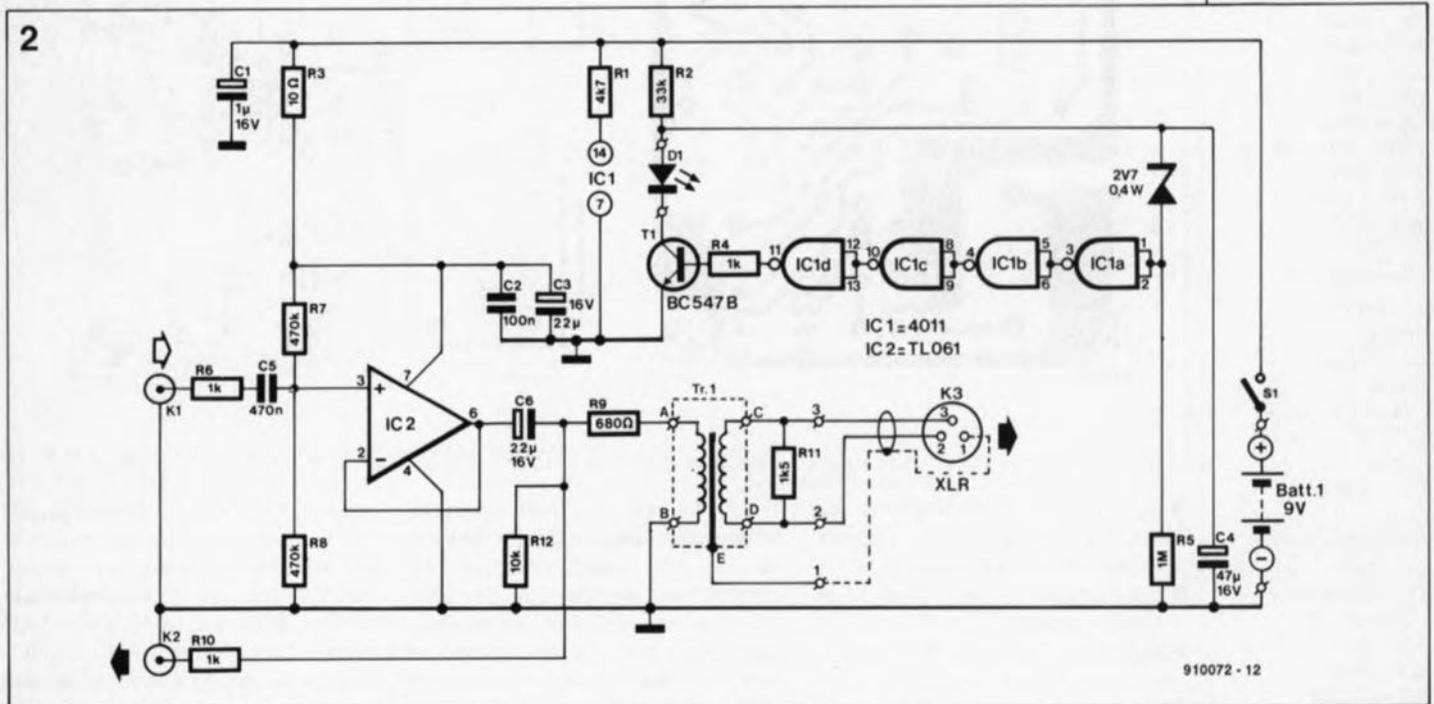


Figure 1b. Interruption d'une boucle de ronflement obtenue par la prise du convertisseur/symétriseur entre deux appareils.



910072 - 12

Les résistances R7 et R8 définissent la résistance d'entrée du circuit. En aval du condensateur C6, le signal est dérivé, à travers la résistance R10, vers une seconde embase jack femelle, K2, la sortie. Cette sortie met de ce fait à disposition un signal BF à basse impédance, sans qu'il ne soit pourtant question d'isolation galvanique. Cette sortie peut servir, comme l'illustre la figure 3, pour la transmission du signal de sortie à un amplificateur.

Le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel traverse la résistance R9 pour gagner le noyau du symétriseur, le transformateur d'impédance Tr1, dont les caractéristiques sont entre autres:

- de convenir à des impédances de source de 600 Ω,
- de présenter un taux de conversion de 1:1,

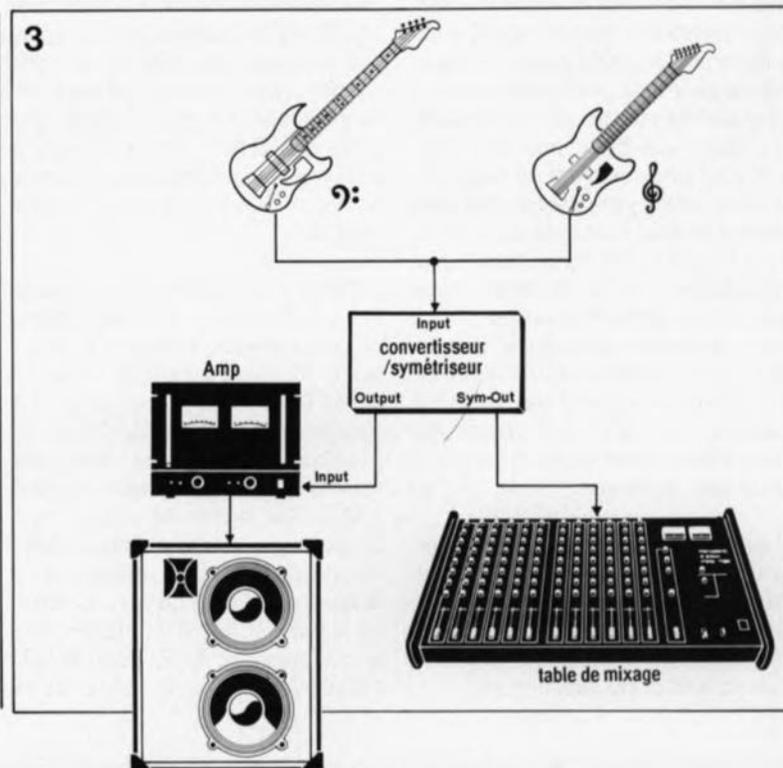


Figure 2. L'électronique du convertisseur/symétriseur.

Figure 3. Exemple d'une utilisation pratique du convertisseur/symétriseur.

**Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du convertisseur/symétriseur. Exception faite de la LED, de la pile et des embases, tous les composants (Tr1 y compris) sont soudés sur cette platine. La sortie symétrique (picots de soudure 1, 2 et 3) peut être reliée à une embase XLR ou à un câble doté d'une fiche jack.**

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 4kΩ
- R2 = 33 kΩ
- R3 = 10 Ω
- R4,R6,R10 = 1 kΩ
- R5 = 1 MΩ
- R7,R8 = 470 kΩ
- R9 = 680 Ω
- R11 = 1kΩ5
- R12 = 10 kΩ

Condensateurs:

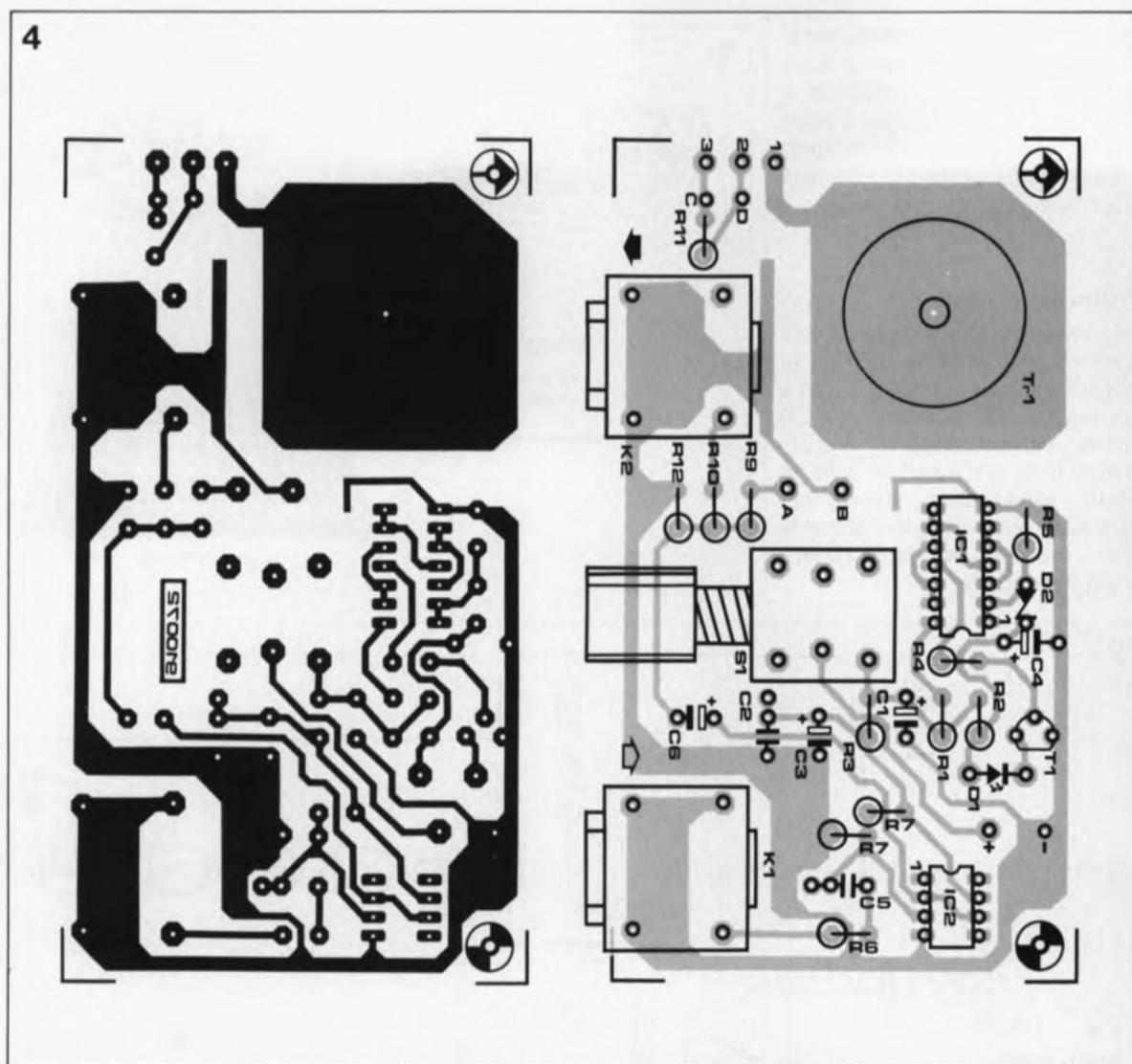
- C1 = 1 μF/16 V radial
- C2 = 100 nF
- C3,C6 = 22 μF/16 V radial
- C4 = 47 μF/16 V radial
- C5 = 470 nF

Semi-conducteurs:

- D1 = LED
- D2 = diode zener 2V7/400 mW
- T1 = BC547B
- IC1 = 4011
- IC2 = TL061

Divers:

- S1 = interrupteur simple (tel que Shadow NE15, NE18 par exemple)
- K1,K2 = embase jack femelle, mono, 6,3 mm, encartable
- K3 = embase XLR femelle, 3 contacts
- Batt1 = pile 9 V avec clip de connexion
- Tr1 = transformateur d'impédance 600 Ω, 1 : 1 (tel que RIM 6001, Alphaton AT25, Amplimo TM8, Amplimo TM20) éventuellement boîtier Telet LC640



- de posséder une réponse en fréquence, la plus linéaire possible entre 20 et 20 000 Hz et
- de convenir à des niveaux de signal d'entrée de 600 mV au minimum.

Si ces caractéristiques ne répondent pas à vos besoins spécifiques, rien ne vous interdit de faire appel à un autre type de transformateur d'impédance (voir liste des composants). La grandeur variable est le niveau de transfert à une fréquence inférieure à 80 Hz. Les dimensions du noyau du transformateur remplissent ici le rôle principal. Plus ce noyau est grand, plus le niveau du signal, avant que n'apparaisse de la distorsion, sera élevé aux basses fréquences. Une remarque importante cependant: le prix du noyau est directement proportionnel à sa taille. En outre, qui dit taille plus grande dit bien évidemment aussi encombrement plus important.

Il est possible également de réduire la distorsion aux fréquences basses par une augmentation de la valeur de la résistance R9. Cette solution se traduit cependant par une dégradation du niveau du signal.

Il nous faut en outre faire quelques remarques concernant l'indication visuelle du fonctionnement du convertisseur/symétriseur. En règle générale, une LED, dotée de sa résistance-série bien sûr, est connectée directement aux lignes de la tension d'alimentation. Dans ces conditions ce composant consomme entre 10 et 20 mA, ce qui est trop pour un appareil alimenté par pile. C'est cette simple et bonne raison qui explique la présence ici de la quadruple porte NAND, IC1, grâce à laquelle la LED voit sa consommation ramenée à 1% seulement de son courant nominal.

Lorsque l'interrupteur S1 est fermé, le condensateur C4 se charge progressivement à travers la résistance R2 jusqu'à ce que la diode zener D2 se mette à conduire. Le résultat de cette opération est la présence d'un niveau haut aux entrées 1 et 2 de la première porte NAND. Ce signal de niveau haut poursuit son chemin à travers toutes les portes de IC1 pour arriver enfin à la broche 11 de ce dernier, la sortie de la porte IC1d, où il rend conducteur le transistor T1. Et voilà, la LED s'allume. Puisque la valeur de la

résistance R2 est trop élevée, la LED est alimentée par le condensateur C4. Résultat: la tension aux bornes de C4 diminue brusquement, la diode D2 bloque et le niveau aux entrées des portes NAND de IC1 change. Le circuit a retrouvé sa situation de départ. Lors du fonctionnement du circuit, la LED clignote de ce fait au rythme, prédéfini par la constante de temps RC introduite par la paire R2/C4.

La résistance R1 sert également à économiser l'énergie de la pile. Cette résistance réduit la consommation de courant de IC1 et entraîne en outre la transposition du seuil de commutation d'un niveau bas vers un niveau haut.

Le résultat de toutes ces mesures conservatrices d'énergie est que notre circuit peut fonctionner 400 heures environ sur une pile 9 V.

La consommation de courant moyenne dans le cas d'une modulation "à fond la caisse" est de l'ordre de 1 mA environ. Il vous faudra remplacer la pile lorsque la tension qu'elle fournit sera tombée en-dessous de 6 V.

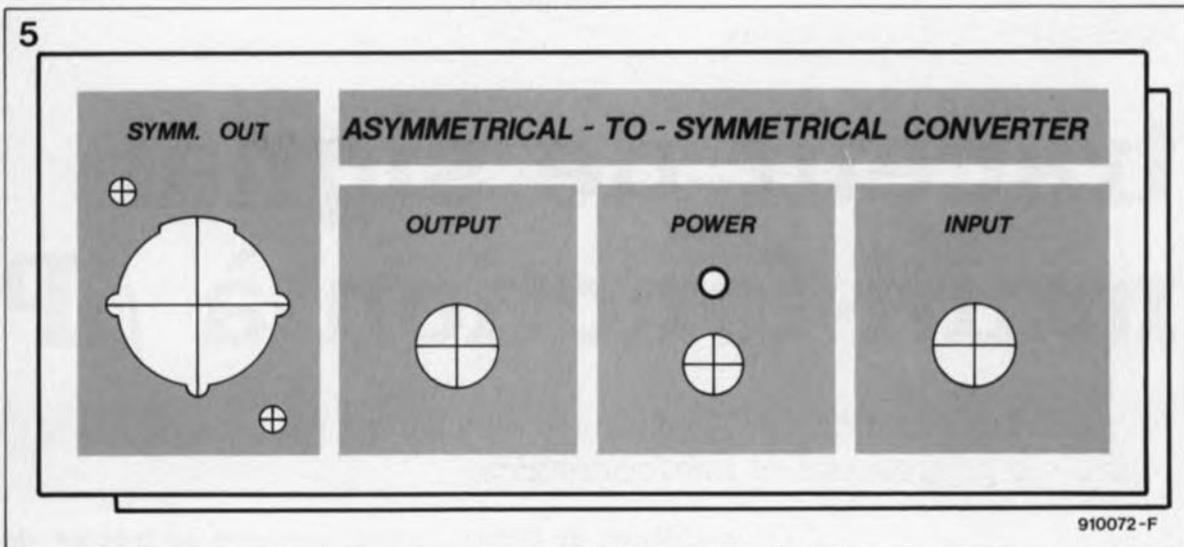


Figure 5. Exemple de dessin pour la face avant du convertisseur/symétriseur. Pour des raisons d'espace disponible, le dessin a été réduit ici à 70% de sa taille réelle.

### La réalisation

de ce circuit à l'aide du circuit imprimé dont la figure 4 donne la sérigraphie, ne devrait absolument pas poser de problème. L'unique point auquel il est impératif de veiller lors du montage du convertisseur/symétriseur est de réaliser un

montage parfaitement isolé (les embases jack y comprises !) dans son coffret métallique, car si tel n'était pas le cas, l'opération de symétrisation effectuée perdrait tout effet !

Lors du choix du transformateur d'impédance il faudra tenir compte

de ses dimensions (hauteur par rapport aux dimensions du coffret à utiliser en particulier) et de son diamètre en raison de la position du point de fixation central sur la platine. **■**

## NOUVEAUX COMPOSANTS

### PC - TRON

#### Fusible radial

Les composants ne cessent d'évoluer, cela est même le cas des fusibles, témoin le PC - TRON.

Ce tout nouveau fusible du type radial présente un pas de 10,8. Avec son boîtier plastique de 8,9 x 8,9 x 4,7 mm il permet d'économiser 60% de la place occupée par un fusible 5 x 20 classique.



Malgré ses faibles dimensions, le PC-TRON a une tension nominale de 250 V alternatifs. Il peut couper jusqu'à 50 A sous 250 V, ce qui le rend idéal pour les alimentations. On mesure habituellement par  $I^2t$  l'énergie qu'un fusible de protection contre les surintensités, laissera passer afin d'avoir rempli totalement sa fonction. Cette valeur doit être la plus faible possible. Pour un PC-TRON de 2 A nominaux, elle sera de 0,2 pour une surintensité de 50 A sous 250 V, soit environ 35 fois moins qu'avec un fusible standard. Le PC-TRON est monté

avec ou sans support; présenté en bande pour montage automatique, il existe en 7 ampérages de 0,5 à 3 A.

Bussmann est représenté en France par: I.S.C.- FRANCE

### 50A10250/750/151

#### Lignes à retard pour les PS2

Newport Components vient de lancer sur le marché plusieurs lignes à retard conçues spécialement pour les ordinateurs de la famille PS2 et leurs clones: la série 50. Les lignes à retard actives de la série 50 ont été développées à l'intention des PS2 et leurs clones tout particulièrement. Il en existe 3 modèles:

le 50A10250 correspondant au 27081,  
le 50A10750 correspondant au 21782,  
le 50A10151 correspondant au 21785.

Chaque ligne a 10 sorties par incrément de 25, 75 ou 15 ns.

Toutes ces lignes à retard sont présentées en boîtier DIL à 14 broches. Les entrées et sorties sont tamponnées avec une logique TTL Schottky à l'entrée ainsi que sur toutes les sorties.

Newport Components est représenté en France par: I.S.C.- FRANCE

### VN 2210 N3/06 N3

#### Transistors MOSFET

Supertex vient de lancer sur le

marché 2 nouveaux transistors MOSFET à faible résistance passante:

les VN 2210 N3 et VN 2206 N3. Les MOSFET canal N VN2210N3 et VN2206N3 ont une tension de claquage ( $BV_{DSS}$ ) de 100 et 60 volts respectivement. Ils sont présentés en boîtier TO92. Leur résistance à l'état passant n'est que de  $0\Omega 35$  avec une tension  $V_{GS}$  de 10 V et un courant  $I_D$  de 4 A; elle est de  $0\Omega 50$  avec un  $V_{GS}$  de 5 V et un  $I_D$  de 1 A. La tension de seuil de porte est de 2,4 V maximum, ce qui rend ces transistors compatibles TTL. La dissipation est de 1 watt. Les VN2210N3 et VN2206N3 sont les transistors offrant la plus petite résistance à l'état passant en boîtier TO92. Leur utilisation permet une économie sensible de place lorsque l'on a besoin de dissiper 1 W. La technologie DMOS III de Supertex a seule permis de réduire les dimensions de la puce pour la faire tenir dans un boîtier TO92.

Supertex est représenté en France par: I.S.C.- FRANCE

### TN 0535/40

#### Transistors MOSFET à faible tension de seuil

Les TN0535 et TN0540 sont deux transistors MOSFET à faible tension de seuil, mais avec une tension de claquage drain/source ( $BV_{DSS}$ ) de 350 V et de 400 V. Ces 2 transistors ont un  $R_{DS(ON)}$  max de  $22 \Omega$  spécifié en ce qui concerne points: avec un  $V_{GS}$  de 4,5 V et un  $I_D$  de 100 mA et avec un  $V_{GS}$  de

10 V et un  $I_D$  de 150 mA. La tension de seuil n'est que de 2,0 V. La disponibilité de ces 2 transistors permet d'améliorer considérablement la fiabilité des équipements de télécommunications par rapport aux transistors couramment utilisés qui ne tiennent que 200/240 V. Ces produits trouveront de nombreuses applications dans les télécommunications, les relais statiques, les équipements médicaux, les appareils portables, ...

Supertex est représenté en France par: I.S.C.- FRANCE

### 3315

#### Résistance ajustable monotor miniature

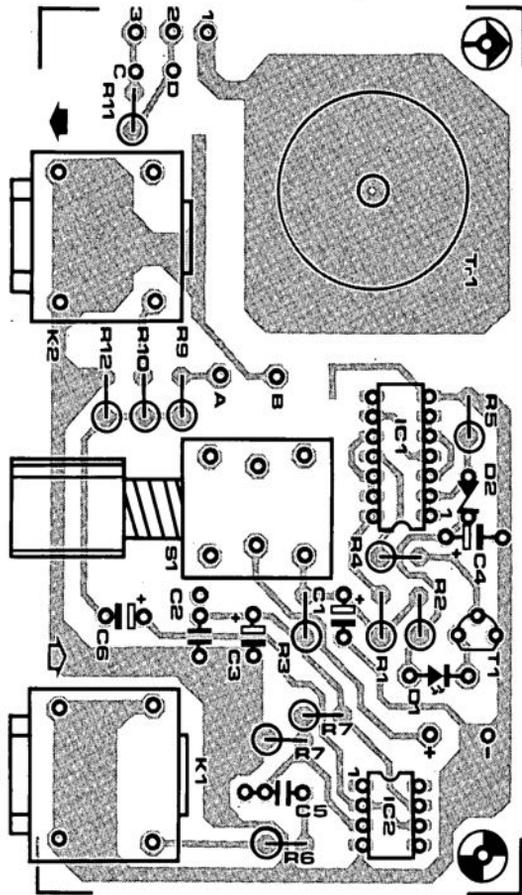
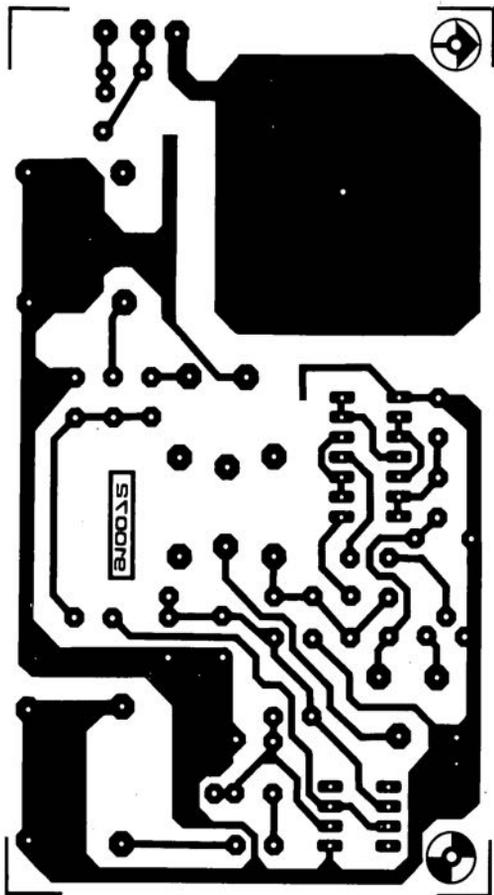
CITEC propose une nouvelle résistance ajustable pour montage en surface: la 3315.

Il s'agit d'une résistance ajustable miniature CMS (pour montage en surface). Ses faibles dimensions (4,5 x 4,5 mm) ne nuisent pas à son pouvoir de dissipation qui est de 0,25 W à 70°C. La gamme de température autorisée est de -55/+125°C.

Réalisée avec un substrat cermet à faible coefficient de température et avec un balai très souple, la 3315 a une durée de vie exceptionnelle. La valeur résiduelle n'est que de 1% de la valeur nominale, ce qui est très utile dans de nombreuses applications de précision. Il faut noter enfin que le rotor est scellé, ce qui rend la 3315 étanche aux flux et solvants utilisés lors du montage.

CITEC est représenté en France par: I.S.C.- FRANCE

28, rue de la Procession  
92150 Suresnes  
Tél.: (1).45.06.42.75



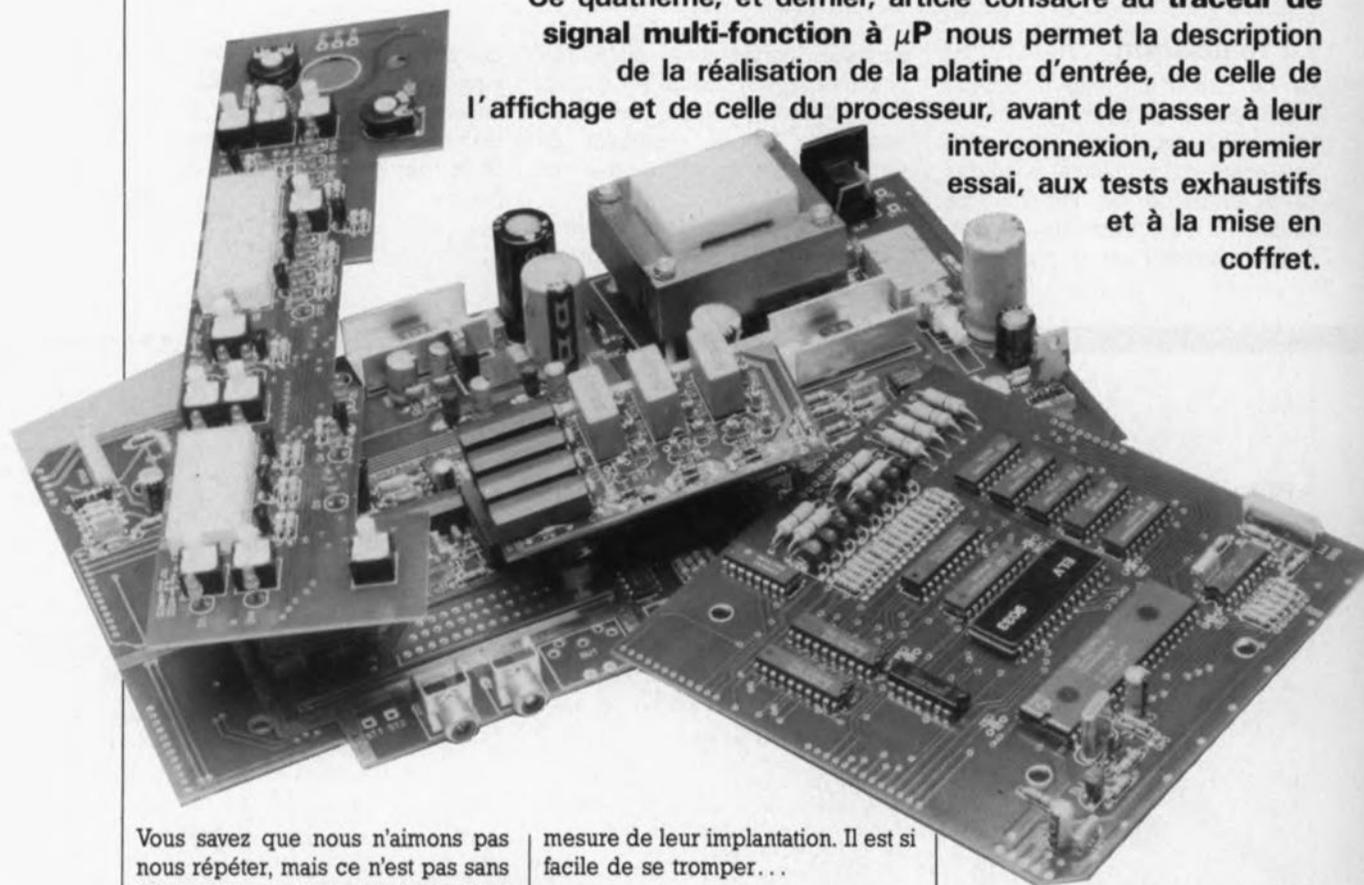
description d'un kit ELV

# traceur de signal multi-fonction à $\mu P$

TS 7000

4<sup>e</sup> partie: réalisation de la platine d'entrée, de l'affichage, de la carte du processeur et interconnexion

Ce quatrième, et dernier, article consacré au **traceur de signal multi-fonction à  $\mu P$**  nous permet la description de la réalisation de la platine d'entrée, de celle de l'affichage et de celle du processeur, avant de passer à leur interconnexion, au premier essai, aux tests exhaustifs et à la mise en coffret.



Vous savez que nous n'aimons pas nous répéter, mais ce n'est pas sans raison que, pour ce montage, nous en sommes rendus à la 4<sup>e</sup> partie: nous nous trouvons ici en présence d'un appareil relativement complexe au potentiel immense. Passons de la salle d'attente à la salle d'opération. Commençons cette fois par les choses les plus simples.

## Réalisation de la platine des entrées

Une remarque d'ordre général: il nous semble très judicieux, pour cette réalisation en particulier, de commencer par classer, par valeur, les différents composants, de manière à s'assurer que l'on dispose bien de tous les composants. Il est recommandé ensuite de barrer sur la liste les composants au fur et à

mesure de leur implantation. Il est si facile de se tromper...

L'implantation des composants sur cette seconde platine – puisque nous avons vu la réalisation de la platine principale dans l'article du mois dernier – n'appelle guère de remarque. Quelques relais, quelques condensateurs joufflus et l'affaire est dans le sac. La mise en place des diodes entre les relais demande un certain doigté si elle est effectuée après l'implantation de ceux-ci. La grande majorité des résistances sont montées verticalement. Attention à la polarité des diodes.

Une remarque concernant les relais cependant: s'il n'est pas difficile de positionner un relais à 4 broches à un emplacement doté de 5 orifices, il n'en va pas de même dans le cas inverse. Les relais de la platine des

entrées possèdent 5 broches, ceux de la platine principale n'en ont que 4.

Les diodes D60 à D65 sont des DX400, qui, par rapport aux 1N4148, se distinguent par leur couleur brune. Attention à leur polarité.

## Réalisation de la platine du microprocesseur

Avec la platine des entrées, il s'agit sans doute là du circuit imprimé le plus facile à réaliser de cette série. Le seul point auquel il faut veiller est le positionnement correct des différents circuits intégrés. En effet, le processeur et IC8 ont une orientation différente de 180° par rapport aux autres circuits intégrés; il en va

de même pour IC2 par rapport à IC1, IC4 et IC20. Si vous avez confiance dans vos talents de soudeur émérite, vous pourrez implanter les circuits directement à l'emplacement prévu sur la platine, sinon vous pourrez utiliser un support (de bonne qualité) pour le processeur (IC7) et l'EPROM (IC5).

## Réalisation de la platine de l'affichage

On commencera l'implantation des composants par la mise en place des afficheurs à 7 segments à LED. Attention à ne pas se tromper lors de leur positionnement – le point décimal constitue un excellent point de repère. On soudera d'abord 2 des connexions extrêmes de chaque afficheur et lorsqu'ils seront parfaitement positionnés, on pourra souder les autres broches.

La soudure demande un travail soigné, mais grâce au vernis-épargne, les choses ne devraient pas poser de problème. Après avoir mis en place les résistances on pourra implanter les transistors de manière à ce qu'ils ne dépassent pas le plan défini par les afficheurs numériques, au pire ils doivent rester en-dessous de 10 mm. Attention à ne pas "casser de patte à Transi" (cf la "fameuse" bande dessinée d'Yvon Doffagne dans Elex) lorsque vous appuyez sur le haut du transistor.

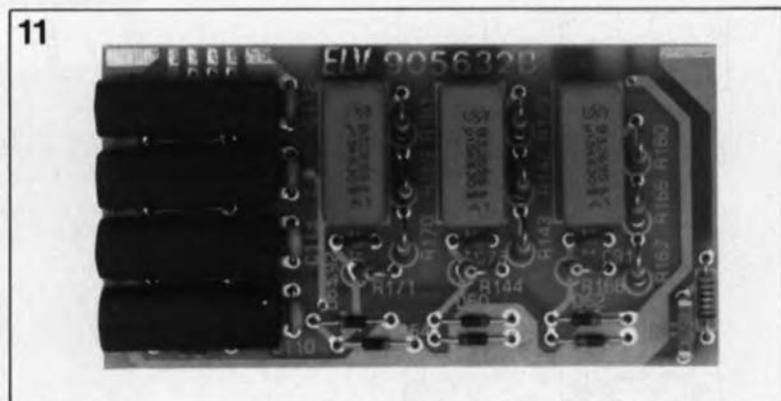
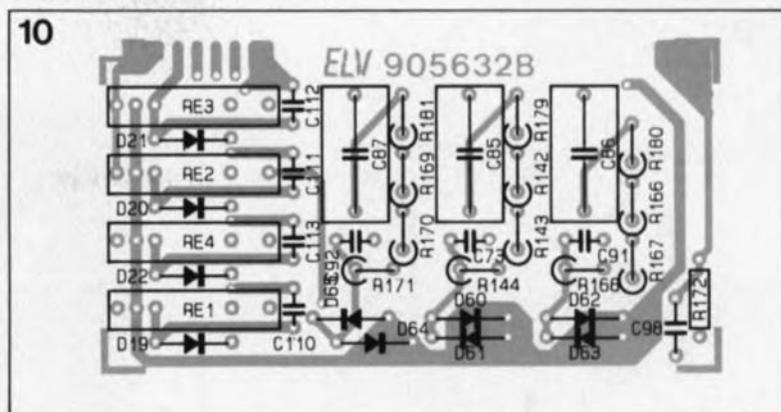
On met ensuite les boutons-poussoirs TA1 à TA10 en place en veillant à leur positionnement correct. Le condensateur C47 sera monté couché.

Le positionnement des LED demande que l'on utilise la face avant comme plan de repère, car il est important de veiller non seulement à la hauteur des LED, mais également à leur orientation sachant qu'elles doivent apparaître dans la fenêtre prévue à leur intention. Attention, la facette aplatie de la LED peut ne pas correspondre au dessin sur la platine. Ce qu'il faut savoir c'est que la broche la plus courte de la LED est la cathode (moyen mnémotechnique: broche courte = cathode) et que c'est l'anode qui est au +.

Les picots S12 à S14 destinés à recevoir l'embase de connexion du casque d'écoute seront montés côté pistes, sachant que le jack passe à travers un orifice percé à son intention.

## La sécurité électrique

Le TS 7000 étant un appareil sur lequel circule, à proximité immé-



diète du transformateur, la tension du secteur, il est vital de respecter les prescriptions habituelles en pareil cas: toutes les parties métalliques de l'appareil avec lesquelles l'utilisateur pourrait entrer en contact seront reliées à la ligne de terre du secteur, par l'intermédiaire d'un conducteur de 0,75 mm<sup>2</sup> de section au minimum.

Pour ce faire, une liaison de quelque 20 cm de long est soudée au coin avant droit du boîtier de blindage recouvrant l'embase DIN d'entrée (gauche), de là (isolée) elle est soudée à une partie métallique de l'embase Cinch de sortie gauche d'où elle continue jusqu'à l'embase de sortie Cinch droite avant d'arriver au picot droit (ST4) utilisé pour la connexion des embases de sortie BNC. Depuis ce point, la liaison va quelque 12 cm plus loin jusqu'à l'oeillet dont est dotée l'une des vis de fixation du transformateur.

## Interconnexion des différentes platines

La première interconnexion à effectuer est celle de la platine des entrées qui vient se glisser dans la fente prévue à cet effet sur la platine principale. La platine des entrées devra dépasser, côté pistes de la platine principale, de 0,75 à 1 mm; après avoir trouvé le positionnement parfait entre les pistes on soude les 2 paires de pistes extrêmes avant de souder le reste 2 à 2 en veillant à ne pas faire de court-circuit entre 2 pistes adjacentes. On assure ainsi, à

la fois, une bonne connexion électrique et fixation mécanique robuste. Le côté pistes de la platine des entrées doit être parallèle à la surface correspondante de l'enclos de blindage, que l'on mettra maintenant en place (si cela n'a pas déjà été fait précédemment), se trouver à 3 mm (!) au moins de celle-ci.

La paire de points dont l'un est relié à la résistance R136 de la platine de l'affichage est connectée aux 2 points situés à proximité de IC22C sur la platine principale, à l'extérieur de l'enclos de blindage. On utilise pour ce faire un morceau de câble blindé de 15 cm de longueur environ. L'âme du câble est reliée au point touchant R136, le blindage au point de masse situé tout à côté. Côté platine principale, l'âme du câble est reliée au point situé le plus près de la face avant, le blindage l'étant au second point (situé le plus près de C75).

Il ne reste plus qu'à relier la platine du processeur la platine de l'affichage (1 câble) et à la platine principale (4 câbles). On utilise pour cela plusieurs morceaux de câble plat préparés à l'avance et tirés du câble multibrin à 32 conducteurs de ±35 cm de long fourni avec le kit. On commence par doter la platine de l'affichage (en-dessous de TA4) du câble d'interconnexion à 8 brins (10 cm) glissé le long du blindage. Il nous faut, ensuite un second morceau de câble plat comportant 9 conducteurs lui. Il est soudé dans

**Figure 10.** Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la platine des entrées.

**Figure 11.** Exemple terminé de la platine des entrées.

## Liste des composants de la platine des entrées

Résistances:  
R142 à R144, R166 à R171 = 33 kΩ  
R172 = 100 kΩ  
R179 à R181 = 2kΩ2  
Condensateurs:  
C73, C91, C92 = 100 pF/250 V  
C85 à C87 = 150 nF/250 V  
C76, C98 = 100 pF  
C110 à C113 = 100 nF céramique

Semi-conducteurs:  
D19 à D22 = 1N4148  
D60 à D65 = DX400

Divers:  
RE1 à RE4 = relais reed inverseur

**Figure 12. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de l'affichage.**

**Liste des composants de la platine de l'affichage**

**Résistances:**

- R1 à R10 = 4k $\Omega$ 7
- R11 à R20 = 2k $\Omega$ 2
- R88, R135 = ajust. 10 k $\Omega$  couché 15 mm
- R136 = 5k $\Omega$ 6
- R183 = 1 k $\Omega$

**Condensateurs:**

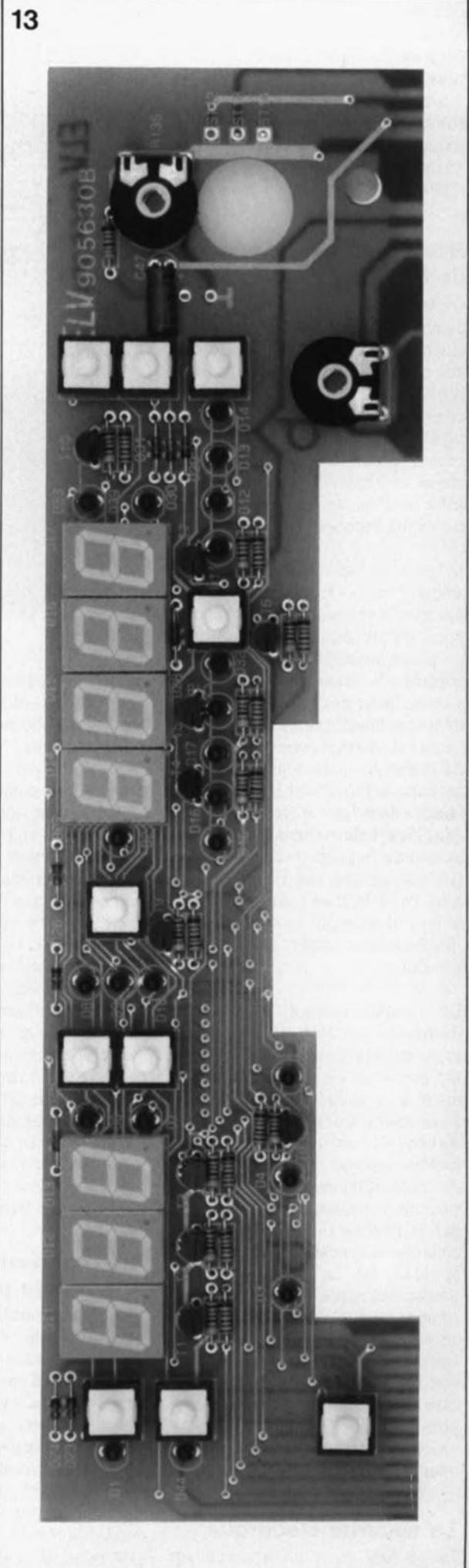
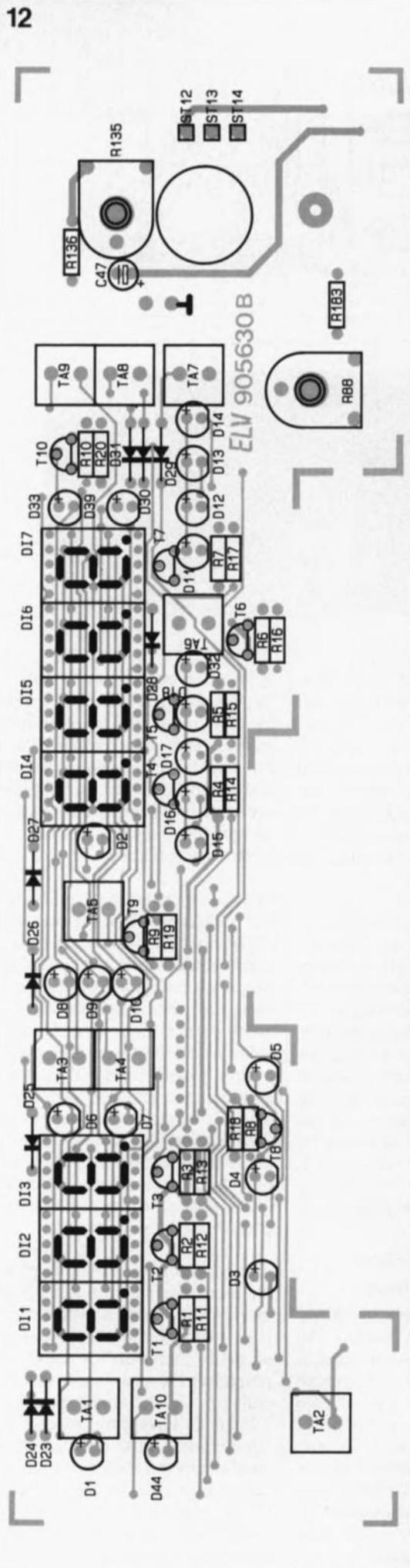
- C47 = 10  $\mu$ F/16 V

**Semi-conducteurs:**

- D1 à D18, D32, D33, D39, D44 = LED rouge 3 mm
- D23 à D31 = 1N4148
- D11 à D17 = DJ700A (afficheur à 7 segments à LED)
- T1 à T10 = BC876

**Divers:**

- TA1 à TA10 = bouton-poussoir encartable
- ST12 à ST14 = picot



**Figure 13. Exemple terminé de la platine de l'affichage.**

la platine principale à proximité de C6 sur cette platine.

Le premier connecteur reliant l'affichage à la platine du processeur aura une longueur de 10 cm environ. Le câble à 9 brins aura une longueur de 25 cm pour permettre ultérieurement un déplacement latéral de la platine du processeur. Les 3 autres auront une longueur de quelque 10 cm. Ces derniers câbles (à, de haut en bas, 5, 13 et 12 brins) relient la partie gauche de la platine principale à la platine du processeur.

Après avoir enlevé sur quelques millimètres l'isolant à chaque extrémité de conducteur, on dote chaque brin entortillé (sinon il ne passera pas dans l'orifice très fin) d'un rien de soudure (Attention aux excès). Les différents morceaux de câble sont soudés dans la rangée d'orifices correspondante prévue sur la platine principale. L'autre extrémité sera implantée ultérieurement dans les orifices correspondants de la platine du processeur.

Une fois que l'on aura positionné la platine du processeur à l'endroit prévu on glisse ces différents câbles d'interconnexion sont implantés dans les orifices correspondants de la platine du processeur et on les y soude. Lors de leur connexion de la platine principale et de la platine de l'affichage (le risque est faible) vers la platine du processeur il est important de s'assurer que l'on ne tord pas les liaisons ce qui inverserait les connexions de 180°.

L'interconnexion de la platine de l'affichage sur la platine principale se fait selon la même technique. On recherche la bonne position à l'équerre de la platine de l'affichage par rapport à la platine principale avant de les souder l'une à l'autre en 2 ou 3 points aussi éloignés que possible. Après avoir vérifié que le positionnement est bien le bon en mettant l'ensemble (avec la face avant) dans la demi-coquille inférieure du boîtier, on pourra procéder au reste des soudures recto-verso.

Cette opération de précision terminée, on pourra monter l'axe de prolongation du bouton de mise en fonction. On en dote l'une des extrémités d'un bouton gris, l'autre extrémité, venant se fixer, après avoir passé par l'orifice prévu à cet effet dans la face avant, sur l'avant du bouton-poussoir S1 implanté sur la platine principale.

Le haut-parleur implanté sur la gauche de la face arrière est relié aux points ST10 et ST11 à l'aide d'un



De cette photo à celle de la page suivante, il n'y a pas moins d'une douzaine d'heures dont quelque 6 heures de soudures acharnées... dont le résultat est visible dans la composition "artistiquement désordonnée" de la photo d'illustration en début d'article.

morceau de câble à 2 conducteurs de 18 cm de long environ. L'embase jack pour casque d'écoute est, elle, reliée aux picots ST12 à S14, à l'aide de 3 longueurs de fil de câblage souple de 3 cm de long environ. La masse (connexion centrale de l'embase) est reliée au picot ST14, ST12 l'étant à la connexion située à 180°, le picot ST13 l'étant à la dernière connexion disponible.

Exception faite de la connexion des embases BNC, de la mise en place du couvercle du blindage, et la connexion du câble secteur, la partie électrique de la réalisation est terminée. On pourra donc procéder au premier test de bon fonctionnement. Il faudra bien entendu mettre le fusible en place. Il faudra donc doter la face arrière du passe-fil fixé à l'intérieur à l'aide de l'écrou de 15 mm, y faire passer le câble trifilaire du secteur que l'on fera dépasser de quelque 7 cm avant de le verrouiller en place à l'aide du dispositif anti-arrachement. On soude ensuite les conducteurs brun et bleu aux picots ST25 et ST30. Tout est prêt maintenant. Nous pouvons procéder au...

### ... Premier essai

Dès la mise sous tension de l'appareil, on commencera par vérifier la présence de toutes les tensions d'alimentation prévues. Sachant que boîtier ouvert on se trouve en présence de tensions dangereuses, ce type de manipulation est à réserver aux personnes sachant de quoi il retourne. Pour éviter toute prise de risques inutiles il est recommandé d'utiliser un transformateur

d'isolement pour l'alimentation du montage.

On commencera par vérifier la valeur des tensions fournies par les secondaires du transformateur. L'enroulement 12 V/400 mA devrait fournir entre 9 et 13 V (mesurables entre les anodes des diodes D48 et D49). L'enroulement 8 V/800 mA devrait fournir une tension comprise entre 7 et 9 V (fonction du nombre d'afficheurs illuminés) - tension mesurable entre l'anode de D52 et la broche intérieure de C59 ou de C63 (plan de masse). Si l'on observe des différences importantes, dans le cas de valeurs plus faibles en particulier, il faudra couper immédiatement la tension d'alimentation et débiter un processus de vérification pour trouver une éventuelle erreur d'implantation soit encore un court-circuit.

Si les tensions fournies par les enroulements du transformateur se trouvent dans les plages prévues, il faudra vérifier la valeur de la tension présente sur la broche 1 du régulateur de tension intégré IC27. On devrait trouver à cet endroit une tension continue comprise entre 14 et 18 V. La tension disponible à la broche 1 de IC28 devrait être comprise entre 8 et 11 V. Sachant que la partie négative de l'alimentation est moins chargée que sa partie positive, la tension mesurée en broche 2 de IC29 devrait être supérieure (avec signe négatif cependant) de 1 à 2 V à celle mesurée à la broche 1 de IC28.

Il reste à s'assurer de la valeur des tensions fournies par les 3 régulateurs. Les tensions mesurées

ne doivent pas excéder de  $\pm 5\%$  la valeur de tension nominale qu'est censé fournir chacun de ces composants. En cas de variation hors-limites il faudra couper l'alimentation et voir où se situe le problème: régulateur défectueux par exemple.

Si tout s'est bien passé jusqu'à présent il est temps de nous intéresser aux indications fournies par l'affichage. Dès la mise sous tension de l'appareil on devrait voir s'illuminer les LED de contrôle de la sonde (S), **Aux**, **1 kHz**, **mV** ou **V**, **Auto** et **dB<sub>755</sub>** (dBm).

Comme nous n'avons pas, jusqu'à présent, effectué d'étalonnage, les 2 affichages à afficheurs à LED à 7 segments ne peuvent afficher que des valeurs aléatoires.

Il vous faudra maintenant tester le bon fonctionnement des différentes fonctions telles qu'elles ont été décrites dans le paragraphe "Mode d'emploi" du premier article consacré à cet instrument de mesure en actionnant les différentes commandes et vérifiant les résultats obtenus.

### Finition du montage électrique et étalonnage

Si tout s'est bien passé jusqu'à présent, ou que l'on a réussi à éliminer d'éventuelles erreurs, on pourra positionner le couvercle de fer blanc sur l'enclos de blindage et le souder provisoirement en 2 points. L'ajustable R160 reste accessible par le dessous de la platine principale.

On peut maintenant positionner la platine du processeur à son emplacement définitif où elle sera maintenue pour le moment à l'aide d'une

des 3 entretoises (de 55 mm + vis M3x60) seulement. Côté piste le sandwich ainsi constitué est fixé solidement à l'aide d'un écrou M3.

Cet échafaudage provisoire sera doté ultérieurement de ses 2 supports additionnels.

La connexion des embases BNC se fera plus tard, sachant que l'étalonnage prévu maintenant peut fort bien se faire également sans ces composants.

Après être passé en mode "Man"(uel) par action sur la touche correspondante (TA5), on choisit le calibre 2,5 V. On établit, à l'aide d'un morceau de conducteur de faible longueur, un court-circuit des 3 entrées de mesure "S"(onde), "G"(auche) et "D"(roite). On mesure, à l'aide d'un voltmètre alternatif de précision, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel IC31. Cette tension est disponible à l'extérieur de l'enclos blindé à la broche 4 du convertisseur de tension efficace, IC18. Par action sur la résistance ajustable R160 de compensation de la tension de dérive (*offset*) accessible par le dessous de la platine on règle la tension de sortie à 0 V très exactement.

L'étape suivante consiste à annuler la tension de dérive (on pourrait également dire compenser l'*offset*) du convertisseur de valeur efficace; pour ce faire on joue sur l'ajustable multitour R164 jusqu'à ce que la tension de sortie (broche 8) du convertisseur de valeur efficace soit ramenée à 0 V très exactement elle aussi.

Le réglage du point zéro de l'amplificateur de mesure IC24 peut se faire

à l'aide de l'affichage à 3 afficheurs (gauche) du traceur de signal à  $\mu P$ . Par action sur l'ajustable R123 on amène à "0" la valeur visualisée par cet affichage. On procède ensuite à l'étalonnage du facteur d'échelle en s'aidant de la tension de référence fournie par le convertisseur Analogique/Numérique IC8. L'étalonnage du facteur d'échelle se fera dans l'un des calibres moyens, c'est-à-dire 256 mV, 2,56 V ou 25,6 V. On applique à l'une des 3 entrées de mesure court-circuitées précédemment une tension alternative de valeur connue avec précision et comprise dans les limites tout juste définies.

Si l'on ne dispose pas d'une tension alternative définie précisément, on pourra s'aider du générateur de niveau interne. Par action sur le bouton-poussoir "Fréq"(uence) on ajuste à 1 kHz la fréquence du signal de sortie du générateur de signal. On connecte alors à la sortie du générateur de signal un voltmètre permettant une mesure précise de la valeur efficace ( $RMS = \text{Root Mean Square}$ ); par action sur la commande de "Niveau" on amène le signal à 250 mV<sub>eff</sub> très exactement.

Par action sur le bouton-poussoir correspondant présent sur la face avant "Niv(eau) Sort(ie)" (il aurait été plus juste de l'appeler Sortie du Signal), on active cette fonction et, par action sur l'ajustable R65 (sur la platine du processeur) on amène l'affichage gauche à 250 mV très exactement.

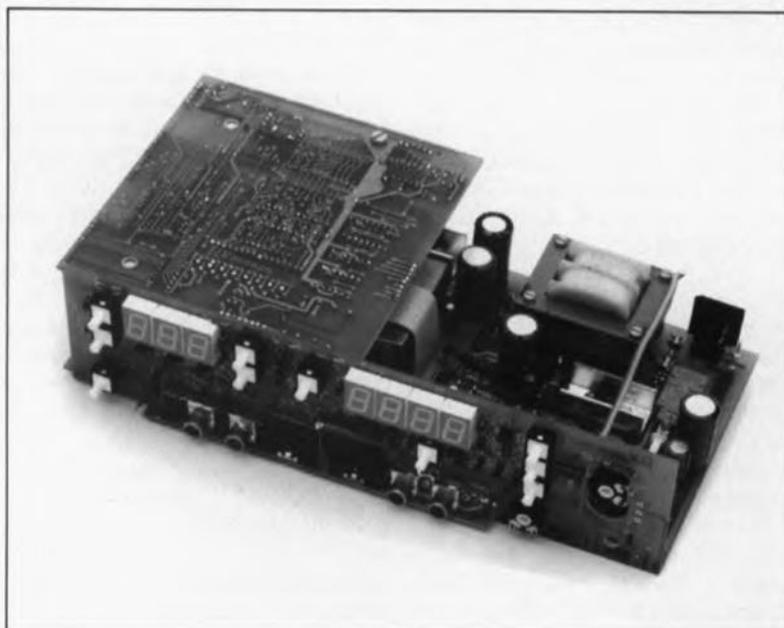
Après avoir supprimé le court-circuit des entrées de mesure, il restera à terminer la soudure du couvercles de blindage avant de pouvoir enfin utiliser cet appareil universel pour tous les types de mesures imaginables.

### Conseils de mise en oeuvre

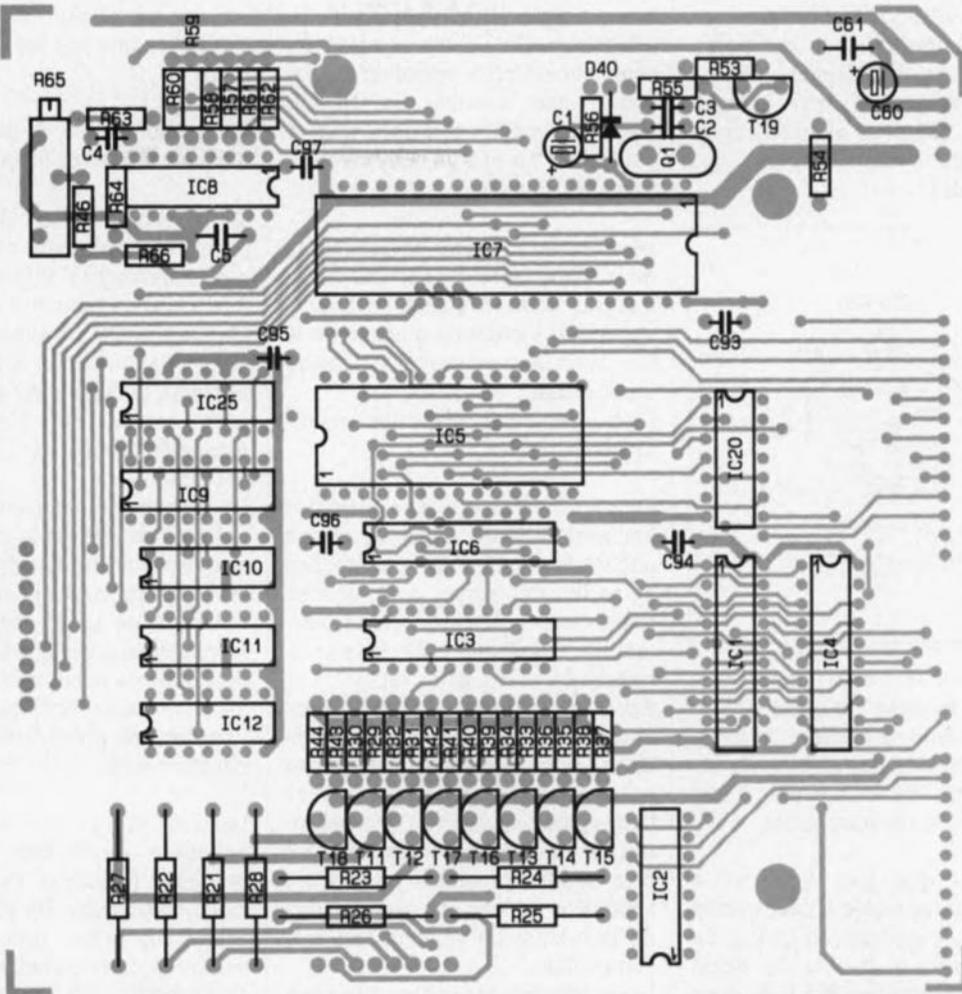
La condition initiale de l'utilisation d'un traceur de signal, quel qu'il soit, est l'impérative nécessité de véhiculer le signal à travers des lignes blindées. C'est très précisément les exigences posées à une sonde également. La poignée de cet instrument doit être parfaitement isolée si l'on veut éviter la production de ronflement parasite dû au contact de la main de l'utilisateur.

Sachant que nous nous sommes fixés une plage de dynamique de 150 dB, ce qui nous a amené aux limites du

Voici ce à quoi on veut arriver. Il ne "reste plus" maintenant qu'à mettre le tout (faces avant et arrières comprises) dans le coffret prévu pour cela. Bonne chance!



14



**Figure 14. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la platine du processeur.**

Liste des composants de la platine du processeur

Résistances:

- R21 à R28 = 47 Ω/1 W
- R29 à R44 = 2kΩ2
- R46 = 100 kΩ
- R53 = 47 kΩ
- R54 = 2kΩ2
- R55 = 1 kΩ
- R56 = 22 kΩ
- R57 à R59,R61,R64, R66 = 10 kΩ
- R60,R62 = 4kΩ7
- R63 = 27 kΩ
- R65 = ajust. 100 kΩ multitour

Condensateurs:

- C1,C60 = 10 μF/16 V
- C2,C3 = 18 pF
- C4 = 47 pF
- C5 = 47 nF
- C61,C93 à C97 = 22nF

Semi-conducteurs:

- D40 = 1N4148
- T11 à T18 = BC337
- T19 = BC558
- IC1,IC3,IC4 = 74LS374
- IC2 = 74LS145
- IC5 = ELV9033 (EPROM programmée)
- IC6 = 74LS373
- IC7 = 80(C)40 (Philips)
- IC8 = μPD7001 (NEC)
- IC9 = CD4020
- IC10 à IC12 = 74LS90
- IC20 = 74LS32
- IC25 = CD4049

Divers:

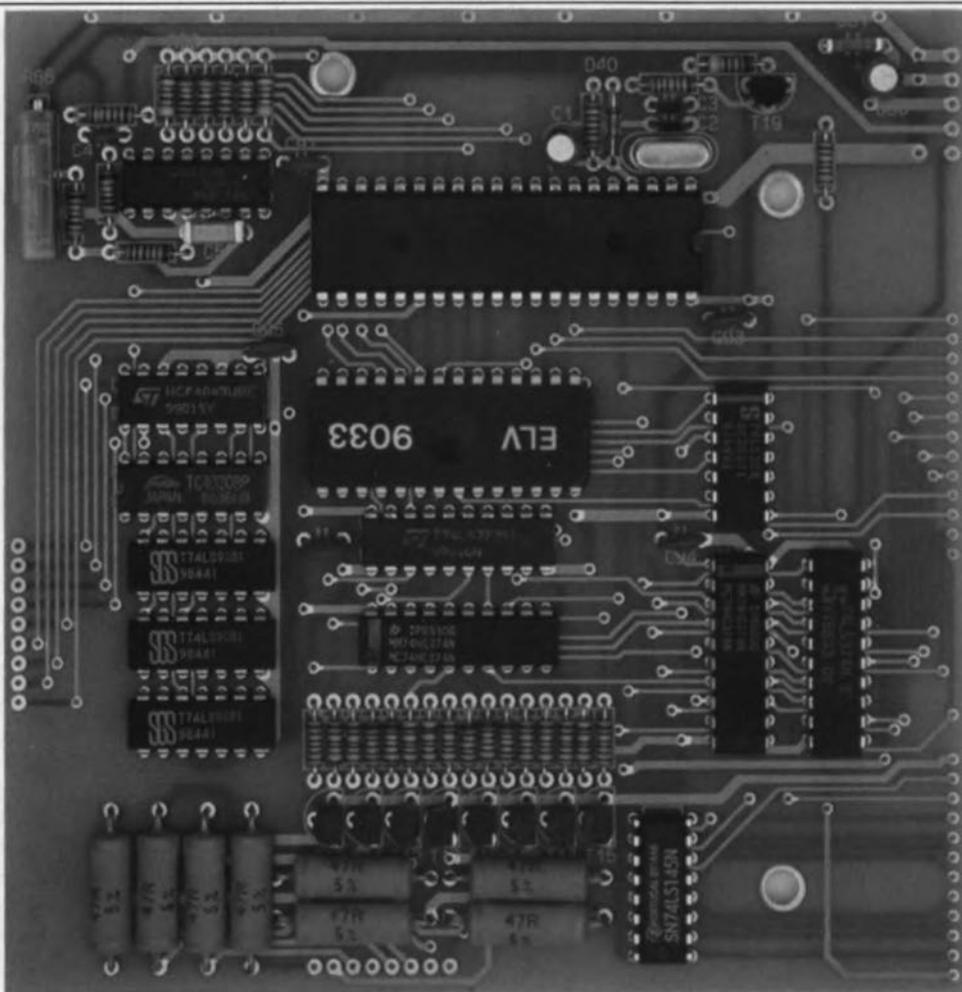
- Q1 = quartz 9,6 MHz

**Note:** le TDA2003 doit impérativement être de chez SGS si l'on ne veut pas courir de risque dû à des tolérances de fabrication trop importantes.

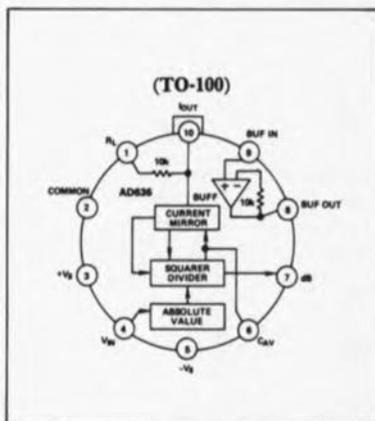
La résistance R172, les condensateurs C85 à C87 et les relais RE1 à RE4 ont vu ou leur valeur ou l'une de leurs caractéristiques changer. Pour une fois, c'est la liste des composants qui fait foi.

**Figure 15. Exemple terminé de la platine du processeur.**

15



**Brochage du AD636 de la version utilisée ici. Ce circuit est ici vu du dessus. On notera que la languette correspond à la broche 10 (et non pas, comme on pourrait le penser au premier abord, à la broche 1).**



Nous allons, en nous aidant d'un exemple, montrer qu'il est nécessaire, en raison de la plage de dynamique extrêmement importante du TS 7000, de tenir compte d'une diaphonie même aussi faible.

Supposons que l'on applique à l'entrée de mesure 1 une tension de 100 V<sub>eff</sub>, c'est-à-dire 282,8 V<sub>cc</sub>. En mode "Auto", le traceur de signal passe sur le calibre 255 V. Si nous commutons maintenant sur l'entrée de mesure 2 mise en court-circuit, l'instrument passe sur son calibre le plus faible. Si l'on suppose que l'atténuation de diaphonie atteint 100 dB, valeur extrêmement satisfaisante, on devrait trouver sur cette seconde entrée la 1/100 000ème partie du signal appliqué à l'entrée numéro 1, c'est-à-dire 1 mV. De par le choix du calibre, le haut-parleur de contrôle reproduirait ce signal de 1 mV avec la même intensité que celle qu'avait auparavant le signal de 100 V appliqué à l'entrée 1. La mesure de signaux d'entrée de très faibles niveaux ne serait plus, de ce fait, possible sur l'entrée 2.

Sachant cependant qu'en pratique de tels écarts de valeur sont extrêmement rares, cette situation ne pose pas, en fait, de limitation réelle.

### La mise en coffret

De par la présence de l'enclos de blindage placé sur le dessous de la platine principale, il va nous falloir effectuer une modification de la demi-coquille inférieure du boîtier. Contrairement à d'habitude, la grille de ventilation de cette demi-coquille sera, cette fois-ci, orientée vers l'arrière. Ensuite, à l'aide d'une pince coupante, on enlève les arceaux de renfort longitudinaux sur

toute la longueur nécessaire et cela sur une épaisseur (profondeur) de 3,5 à 4 mm. Sur l'arceau arrière, on commencera cette opération d'ablation à une distance de 110 mm mesurée depuis le côté droit, pour la poursuivre jusqu'à 25 mm, distance mesurée depuis le côté gauche.

Pour le renfort avant, on procédera de la même façon. Du sur-mesure en quelque sorte. Il faudra également supprimer l'ergot de guidage de la face avant pour permettre le passage du blindage. Ceci termine l'adaptation mécanique du boîtier.

Pour finir, on dote la face avant des embases BNC en veillant à ne pas oublier les oeillets de soudure. Les embases de sortie sont ensuite reliées aux câbles prévus (voir paragraphe "Réalisation de la platine principale, n°155, page 29).

Après avoir donné à la face avant approximativement sa position définitive, on procède à la soudure des connexions évoquées quelques lignes plus haut. Il est en effet important de réaliser les connexions les plus courtes possibles pour éviter l'intrusion de tensions parasites lors de la mesure de signaux extrêmement faibles.

Les extrémités des câbles reliés aux embases BNC sont soudées aux points correspondants de la platine principale, l'âme de l'embase étant reliée au picot intérieur de chaque paire, ST2 et ST3, la masse de chaque embase étant reliée aux picots extérieurs, ST1 et ST4 respectivement qui sont, eux, reliés à la masse sur la platine. Après avoir été dotée d'un oeillet de soudure de 6 mm, l'embase jack pour le casque d'écoute est elle aussi mise en place. L'oeillet de soudure est relié à la ligne de terre à l'aide d'un morceau de câble de 0,75 mm<sup>2</sup>.

Le montage du haut-parleur fait appel à une paire de vis M3x8 montées depuis l'extérieur du boîtier, passés par 2 orifices qui sont encore à percer dans le plastique de la face arrière, dotées d'un ergot de fixation, et fixées en place à l'aide d'un écrou.

C'est maintenant qu'a lieu la mise en coffret proprement dite. Pour ce faire on commence par doter les 4 points (orifices) de fixation d'une vis M4x70 dotée côté intérieur d'une rondelle de plastique de 1,5 mm. Sachant que l'on veut disposer de toute la hauteur (longueur) de ces vis, on dotera les orifices carrés dans lesquels elles ont pris place des pieds d'épaisseur la plus grande (les autres plaquettes carrées venant

ultérieurement se mettre dans les orifices carrés présents sur le haut du boîtier une fois les vis serrées à fond).

On glisse ensuite 2 entretoises de 55 mm entre les orifices superposés

de la platine principale et de la platine du processeur où on les fixe provisoirement à l'aide d'une vis (ou d'un clou) de longueur convenable. On positionne l'ensemble (face avant y comprise) sur les 4 vis protubérantes, le fil de la vis évoquée tout juste sortant par l'orifice correspondant de la platine du processeur.

On positionne maintenant la face arrière dotée du câble secteur et de son dispositif anti-arrachement entre les ergots prévus à cet effet, le câble secteur étant soudé aux points correspondants si tant que l'on n'ait pas déjà effectué cette soudure, la ligne de terre (jaune/vert) étant reliée à l'oeillet fixé précédemment sur le transformateur.

Les 2 vis droites sont dotées d'une entretoise de 60 mm puis de 2 rondelles (plastique de 1,5 mm et métal de 0,5 mm). On place ensuite avec toutes les précautions du monde la demi-coquille supérieure en disposant les fentes d'aération vers l'arrière. On place, dans chacun des 4 orifices, un écrou M4 qui devrait se positionner sur l'extrémité de la vis correspondante. On enlève les pieds inférieurs mis en place provisoirement précédemment et l'on serre les 4 vis. Cette opération terminée, on pourra doter les pieds carrés de leur caoutchouc anti-dérapant avant de les enfoncer définitivement.

On peut alors mettre en place les cache-trous du dessus si tant est que l'on n'a pas l'intention de constituer un échafaudage de plusieurs appareils de mesure montés dans ce type de boîtier. On bouche les 2 derniers orifices restant avec les "bouchetrous" (c'est bien le cas de le dire) prévus à cet effet.

Nous voici arrivés à la fin de cette réalisation prestigieuse qui, nous l'espérons, vous permettra de solutionner tous les problèmes posés par le dépannage d'appareils en tout genre.

**Remarque importante: comme c'est le cas de la majorité des oscilloscopes, les entrées du TS 7000 sont mises à la terre. Il ne saurait donc être question d'effectuer des mesures à des tensions reliées galvaniquement au 220 V (230 V) du secteur.**

# antenne-fouet active

J. Becker, DJ8IL

## 5/8 $\lambda$ à large bande

L'antenne active à bande large objet de cet article est basée sur l'antenne fouet 5/8- $\lambda$  (lambda, lire 5/8<sup>e</sup> d'onde, on trouve aussi  $\lambda/5/8$ ) à bobine de base, modèle très connu, utilisé plus particulièrement pour les communications mobiles dans la bande des 2 mètres. Ce type d'antenne est particulièrement intéressant puisqu'il est déjà adapté à la bande des 6 mètres. Si l'on ajoute un préamplificateur large bande à bruit intrinsèque faible on obtient une antenne-fouet active utilisable sur une plage de fréquences très étendue allant de quelque 20 kHz à 150 MHz.

L'antenne fouet 5/8- $\lambda$ , accessoire standard des voitures équipées d'un émetteur/récepteur pour la bande VHF (**Very High Frequencies** = très hautes fréquences), offre un gain supplémentaire de 2 à 3 dB par rapport aux antennes-fouet 1/4- $\lambda$ , connues sous le nom d'antennes Marconi. La bobine prise à sa base, caractéristique typique de ce genre d'antennes, sert à en produire l'allongement électrique et à en effectuer l'adaptation à un câble coaxial de 50  $\Omega$ . La plupart des antennes 5/8- $\lambda$  pour la bande 2 mètres des radio-amateurs ont une longueur de 1,25 m environ, ce qui, dans la bande des 6 mètres, résulte en 0,22  $\lambda$ .

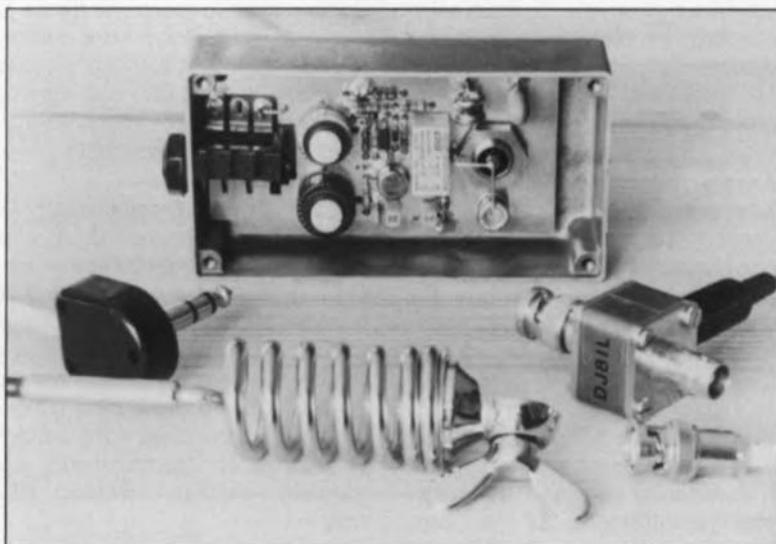
L'inductance supplémentaire que constitue la bobine de base, donne à l'antenne une longueur électrique légèrement supérieure à 1/4  $\lambda$ , y permettant la connexion directe d'un câble coaxial de 50  $\Omega$ .

### L'antenne active,

utilisée depuis bien longtemps pour les communications radio marines, voit augmenter sa popularité auprès des utilisateurs d'émetteurs/récepteurs dont les appareils couvrent une plage de fréquences relativement universelle allant de 100 kHz à 30 MHz.

Si on la compare aux longues lignes filaires courantes, l'antenne active est sensiblement plus petite, plus discrète donc, et plus facile à installer.

Il nous faut cependant reconnaître que l'installation d'une antenne active, bien que facile, est critique en ce qui concerne la distorsion. Une antenne-fouet "passive", de performances équivalentes à une longue antenne filaire, possède une



longueur minimale de 6 m et, de ce fait, pèse plus de 5 kg; la même antenne, en version "active", ne pèse plus que 400 g et voit sa longueur tomber à 1,30 m.

La longueur d'une antenne devant travailler jusqu'à une fréquence de

20 MHz, peut être réduite sans risque à 1 mètre environ, sans que cela n'entraîne une détérioration de la réception. Ceci s'explique par le fait que le niveau du bruit, qu'il soit de provenance "humaine" (industrielle) ou naturelle, est toujours

Tableau 1. Caractéristiques techniques principales

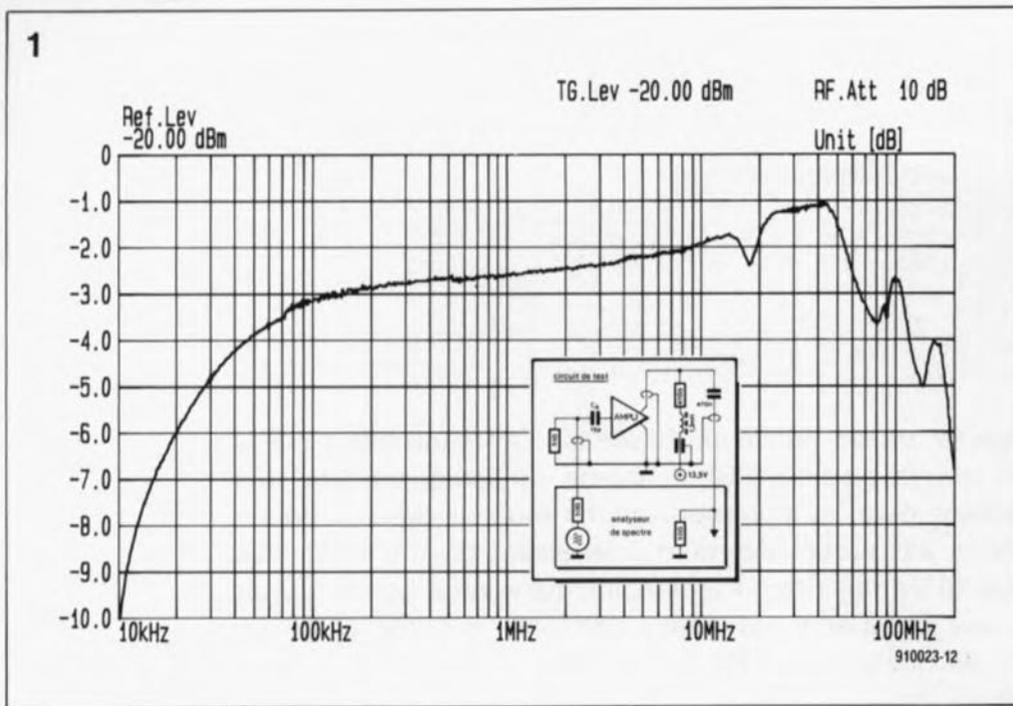
■ **Fonctionnement passif; émission ou réception:**

- VSWR\* = 1,4 à 1,6 dans la bande radio-amateurs des 2 mètres,
- VSWR\* = 1,2 à 1,7 dans la bande radio-amateurs des 6 mètres,
- perte introduite par le relais et le circuit de commutation: 0,1 dB (bande des 2 mètres),
- puissance d'émission admissible: > 50 watts.

■ **Fonctionnement actif, tension d'alimentation,  $U_b$ , comprise entre 11 et 15 V (13,5 V typique):**

- consommation de courant: 60 mA,
- constante de conversion de force de champ,  $k_A = U_S / E = 0,5$  m,
- ondulation de  $k_A$ :  $\pm 1$  dB entre 150 kHz et 65 MHz,
- niveau du bruit  $P_{Ns} / \Delta f = -155$  dBm/Hz,  $\pm 1,5$  dB entre 1 et 60 MHz,  
 $U_{Ns} / \sqrt{\Delta f} \approx 4$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ,
- niveau de bruit équivalent: 8 nV/m  $\times 1/\sqrt{\text{Hz}}$ ,
- comportement sous signal large bande: point d'interception du 2<sup>e</sup> ordre  $IP_2 = 48$  dBm,  
point d'interception du 3<sup>e</sup> ordre  $IP_3 = 30$  dBm.

\* Voltage Standing Wave Ratio = tension du taux d'ondes stationnaires.



**Figure 1. Réponse en fréquence de l'antenne active.** Dans le circuit de test, la tige métallique a été simulée à l'aide d'un condensateur de 15 pF et d'une résistance de 25 Ω.

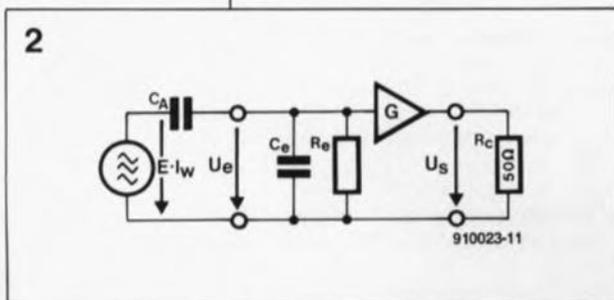
supérieur au niveau de bruit introduit par un récepteur (de bonne qualité).

Le problème intrinsèque d'une antenne courte est pourtant sa résistance de rayonnement relativement élevée. En règle générale, les antennes courtes prévues pour la plage de fréquence couverte par les ondes courtes (OC.) présentent une impédance de base capacitive,  $C_A$ , de quelque 10 pF/m. Ceci implique qu'elles doivent être disposées à proximité immédiate d'un convertisseur/amplificateur d'impédance ayant une sortie à 50 Ω pour le câble coaxial vers l'entrée du récepteur. L'association antenne-fouet courte plus amplificateur HF à large bande, connecté à sa base est appelé **antenne active**.

L'amplificateur reçoit sa tension d'alimentation par l'intermédiaire du câble coaxial et un simple réseau-L/C de découplage pris à l'entrée du récepteur.

En mode émission, ou réception, dans la bande des 2 mètres, ou dans celle des 6, un relais effectue la connexion directe de l'antenne au câble coaxial et déconnecte ainsi l'amplificateur. Le relais est "télécommandé" depuis l'émetteur ou le récepteur.

**Figure 2. Schéma de base d'une antenne active avec ses paramètres.**



Comme nous le montre la **figure 1**, l'antenne active fournit une tension pratiquement constante par rapport à l'intensité de champ des signaux et ceci sur une plage allant des VLF (*Very Low Frequencies* = fréquences très basses) aux UHF (*Ultra High Frequencies* = fréquences ultra hautes). C'est cette caractéristique spécifique qui prédestine l'antenne active aux mesures de l'intensité de champ relative. Fixée sur le toit d'une voiture, elle permet de déterminer l'intensité des signaux intra- (utiles, car situés à l'intérieur de la bande) et hors-bande (perturbateurs) de n'importe quelle station OC. amateur.

Si on a la chance de pouvoir faire un tour à la campagne et d'y escalader une colline à bonne distance des zones urbaines ou industrielles, l'antenne convient également à la réception "mobile" de stations d'ondes courtes lointaines.

Pour une utilisation fixe -chez soi par exemple- il faudra fixer l'antenne contre l'une des parties **métalliques** de la structure du toit (voir la photo au début de l'article). Si tant est que l'on habite un appartement on pourra fixer l'antenne à la balustrade du balcon.

Compte tenu de ses dimensions modestes, les performances de l'antenne active, récapitulées par le **tableau 1**, sont impressionnantes.

### Bruit de fond et théorie de fond

Comme le disait le riche laboureur à ses enfants (voir LaFontaine), ici

aussi, "c'est le fond qui manque le moins".

Le facteur de conversion de l'intensité de champ,  $k_A$ , d'une antenne ayant une longueur efficace  $l_e \approx \lambda/2$  (à condition que  $l < \lambda/8$ ) peut être déterminé à l'aide du circuit de base de la **figure 2**. Pour vous donner une impression des calculs nécessaires, nous avons déterminé le facteur de conversion à une fréquence de 10 MHz et un gain associé, G, mesuré de 1,91 (voir figure 1):

$$k_A = \frac{U_s}{E} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_A}{C_A + C_1} \cdot G$$

$$= \frac{1,25 \text{ m}}{2} \cdot 10^{-2/20} = 0,5 \text{ m.}$$

À l'aide des points d'interception du 2<sup>e</sup> et du 3<sup>e</sup> ordre,  $IP_2$  et  $IP_3$ , il faudra ensuite calculer la plage d'attaque hors-intermodulation de l'amplificateur,  $P_{max}$ , et sa plage dynamique, DR (*Dynamic Range*).

Ces 2 grandeurs servent uniquement à la comparaison des performances de différentes antennes actives. Ce calcul est sans importance sur la construction pratique.

$$P_{max} = 1/3 (P_{Ns} + 2IP_3) \quad [\text{dBm}]$$

$$DR = P_{max} - P_{Ns}$$

$$= \frac{2}{3} (IP_3 - P_{Ns}) \quad [\text{dBm}]$$

Tous les niveaux de puissance des formules mentionnées ci-dessus sont exprimés en décibel-milliwatts (dBm), normalisés à 50 Ω pour la HF; 0 dBm correspond à 1 mW.

En BLU (**B**ande **L**atérale **U**nique, SSB = *Single Side Band* en anglais), à une bande passante de 2,5 kHz on obtient:

$$P_{Ns} = -155 \text{ dBm} + 34 \text{ dB}$$

$$= -121 \text{ dBm}$$

et de ce fait:

$$P_{max} = -20 \text{ dBm} \text{ et } DR = 101 \text{ dB.}$$

En CW (*Carrier Wave* = porteuse), à une bande passante de 500 Hz on a:

$$P_{Ns} = -155 \text{ dBm} + 27 \text{ dB}$$

$$= -128 \text{ dBm}$$

d'où:

$$P_{max} = -23 \text{ dBm} \text{ et } DR = 105 \text{ dB.}$$

Pour un nombre important de nos lecteurs, les niveaux de tension sont plus familiers que les valeurs en dBm mentionnées plus haut. Si l'on suppose que l'impédance de l'antenne est de 50 Ω et que l'on se souvient de la formule

$$U = \sqrt{P \cdot R} \quad [V],$$

les chiffres qui résultent des calculs sont probablement plus parlants.

En BLU, le résultat de cette conversion est une tension de bruit,  $U_{Ns}$ , de 0,21 μV, une tension d'antenne maximale,  $U_{max}$ , de 22 mV et une intensité de champ maximale,  $E_{max}$ , de 44 mV/m.

En CW nous obtenons les valeurs suivantes:

$$U_{Ns} = 0,09 \mu V, \quad U_{max} = 16 \text{ mV} \quad \text{et} \\ E_{max} = 32 \text{ mV/m.}$$

Dans la pratique, si l'intensité de champ d'une station reçue est supérieure à  $E_{max}$ , les signaux d'intermodulation et d'interférence produits par l'amplificateur dépasseront son bruit intrinsèque. Les effets de l'intermodulation font naître un nombre de signaux parasites aléatoires qui, s'ils sont assez puissants pour surmonter le bruit d'origine "humaine", atmosphérique ou naturelle, deviennent audibles dans le récepteur.

Le prototype de l'antenne active a été testé avec un émetteur/récepteur Yeasu du type FT-757GXII. Le bruit introduit par l'antenne ne

devenait audible que préamplificateur en fonction et à des fréquences supérieures à 10 MHz. La plage dynamique de l'antenne se situe à l'intérieur des limites définies par les plages dynamiques du récepteur avec et sans préamplificateur. Le récepteur est de ce fait capable de reproduire et les signaux les plus faibles de l'antenne active et ses signaux les plus forts.

Une amélioration ultérieure du rapport signal/bruit ne peut être obtenue qu'avec une antenne directionnelle qui, comme le savent bien la plupart des radio-amateurs, ne présente qu'une bande passante relativement étroite et possède une longueur de λ/2 au moins.

On pourrait déduire de la courbe de la figure 1 que l'antenne active peut être utilisée pour les fréquences allant jusqu'à 200 MHz. Cependant si sa longueur électrique atteint λ/4 ou plus, l'antenne se met à constituer une impédance faible.

Ceci signifie que le préamplificateur (qui, en principe, est un convertisseur d'impédance) peut être supprimé et que l'antenne peut être reliée directement à l'entrée du récepteur-HF présentant une impédance d'entrée faible. Ce récepteur produira alors une tension caractérisée par un niveau de faible bruit en relation avec son niveau de bruit propre.

Dans le cas d'une impédance de 50 Ω, la tension de bruit d'entrée équivalente de l'amplificateur se situe à 1 nV/√Hz environ.

### Le principe du circuit

Si l'on préfère un amplificateur à faible bruit à un exemplaire doté d'une plage dynamique extrêmement élevée, il existe 2 alternatives:

- un amplificateur à 1 étage à VMOS-FET tel que le VN0808M ou le VN66AK de Siliconix, soit encore
- un amplificateur à 2 étages doté, à son entrée d'une source-suiweuse et à sa sortie d'un émetteur-suiweur à réinjection efficace.

Cette seconde approche présente certains avantages: la capacité d'entrée  $C_e$  est petite, le niveau de bruit  $U_N$  l'est aussi, la consommation reste modeste et, le plus important, l'amplificateur ne nécessite aucun réglage.

Le circuit de la figure 3 est en fait une source-suiweuse centrée sur un transistor du type J309 de Siliconix ou de National Semiconductor, un transistor FET à jonction de canal-N, T1. De par son courant de drain constant et relativement élevé, ce transistor possède de bonnes performances dans le cas de signaux à bande large.

La résistance de source, R5, n'est pas connectée à la masse de manière à assurer une bonne stabilisation de ce courant de drain. Cette résistance est prise en parallèle sur la jonction base-émetteur du transistor d'amplification de sortie, T2. Il s'agit ici d'un transistor large bande de puissance moyenne du type 2N5109, prévu

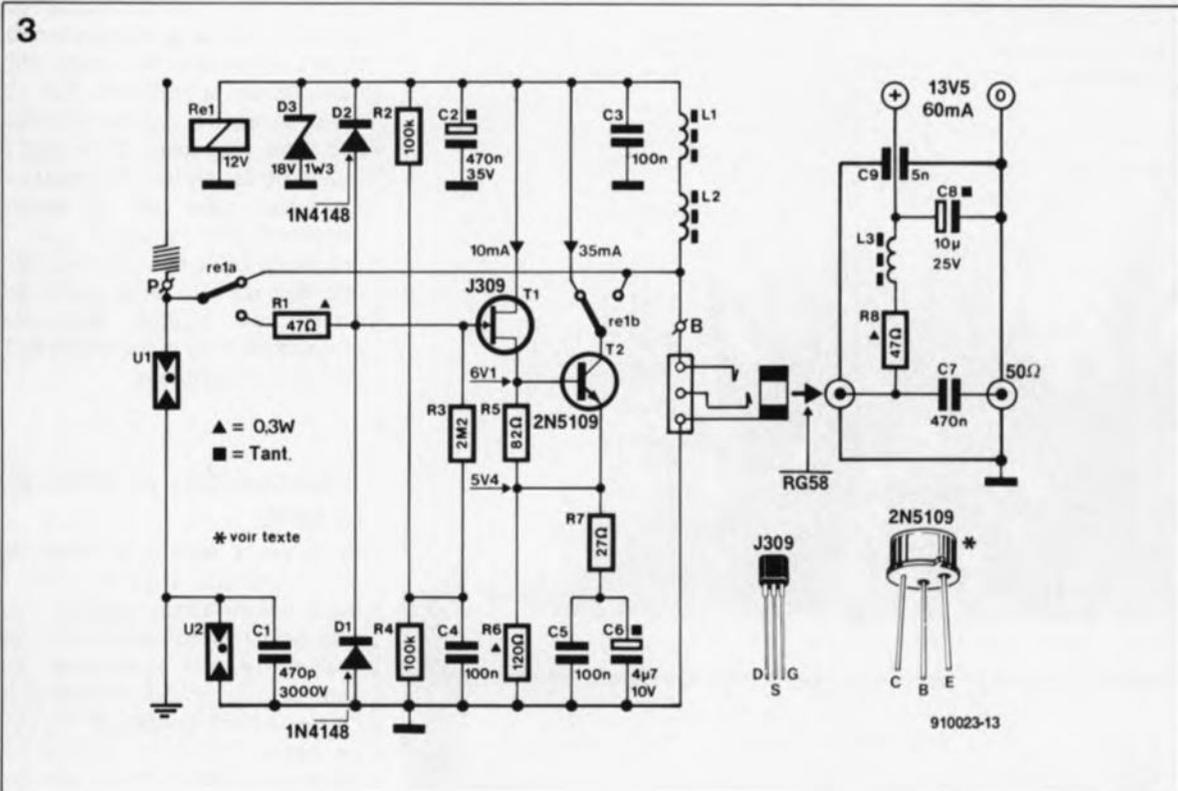


Figure 3. L'électronique d'une antenne active constituée d'une tige 5/8-λ avec bobine de base, d'un amplificateur et du circuit de découplage de la tension d'alimentation. Le relais Re1 passe en mode de réception uniquement lorsque l'amplificateur est en fonction. Lors d'une transmission, la ligne de la tension d'alimentation est coupée, ce qui résulte en une connexion directe de l'antenne au récepteur/émetteur.

**Figure 4. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de l'amplificateur HF à large bande sur le circuit imprimé à double face et trous non-métallisés.**

Liste des composants

Résistances:

- R1, R8 = 47 Ω/0,3 W
- R2, R4 = 100 kΩ
- R3 = 2MΩ
- R5 = 82 Ω
- R6 = 120 Ω/0,3 W
- R7 = 27 Ω

Condensateurs:

- C1 = 470 pF/3kV céramique
- C2 = 470 nF/35 V tantale
- C3, C4 = 100 nF/35 V céramique
- C5 = 100 nF/10 V céramique
- C6 = 4μF/10 V tantale
- C7 = 470 nF céramique
- C8 = 10 μF/25 V tantale
- C9 = condensateur de transfert, 5 nF environ

Semi-conducteurs:

- D1, D2 = 1N4148
- D3 = diode zener 18 V/1,3 W
- T1 = J309\* (Siliconix)
- T2 = 2N5109\* (Motorola)

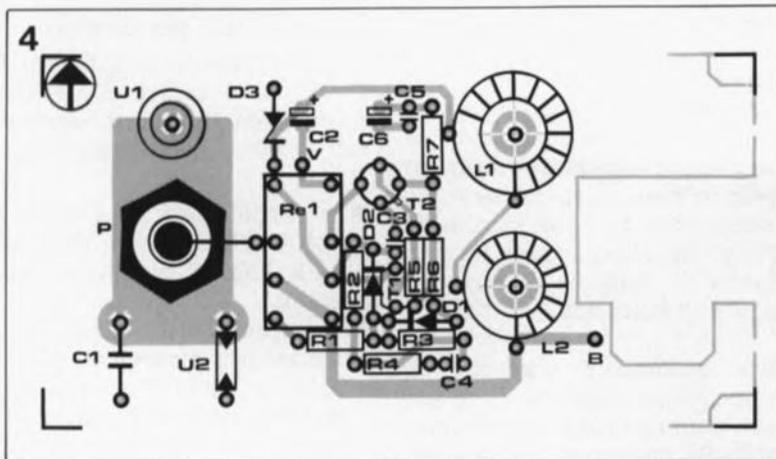
Bobines:

- L1, L3 = tore de ferrite B64290-K45-X830 (Siemens)
- L2 = tore de ferrite 43220209718\* (Philips Composants)

Divers:

- Re1 = relais 12 V avec double inverseur (tel que SDS DS2E-12V par exemple)
- U1, U2 = tube (à gaz rare) de protection contre des surtensions transitoires, 145 V @ 5 000 A
- 1 embase jack femelle, 6,3 mm
- 1 embase jack femelle, 3,5 mm
- 1 boîtier métallique moulé étanche; 111 x 60 x 27 mm environ.
- 1 boîtier en aluminium moulé, équipé de connecteurs coaxiaux BNC, mâle/femelle

\* voir texte



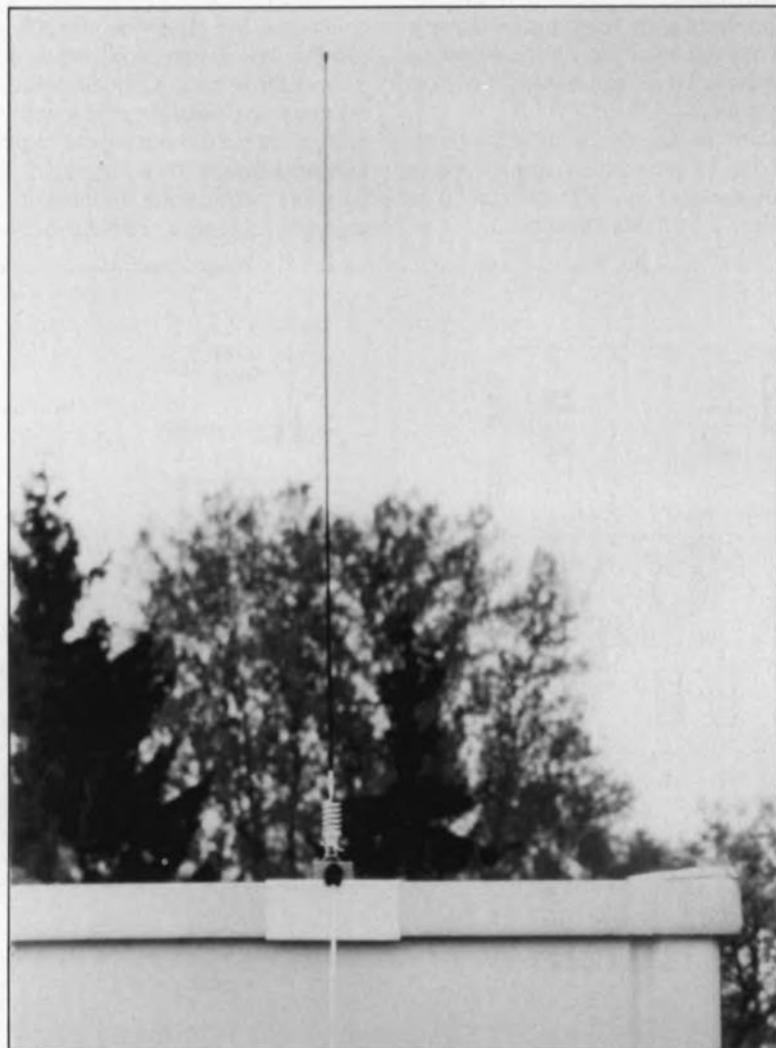
**Tableau 2.**

*Caractéristiques techniques des bobines*

- L1:** 22 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur tore de ferrite de diamètre extérieur 16 mm, de diamètre intérieur 9 mm, de hauteur 6,3 mm; type B64290-K45-X830 de Siemens.
- L2:** 20 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur tore de ferrite de diamètre extérieur 14 mm, de diamètre intérieur 9 mm, de hauteur 5 mm; type 43220209718 de Philips Composants (alternative possible: FT50A-61 de Micrometals/Amidon).
- L3:** 21 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur tore de ferrite de diamètre extérieur 16 mm, de diamètre intérieur 9,6 mm, de hauteur 6,3 mm; type B64290-K45-X830 de Siemens.

*Caractéristiques électriques des tores de ferrite*

- L1, L3:** matériau: N30;  $\mu_i = 4\ 300$ ;  $A_L = 2,77\ \mu\text{H}$ ; L1 = 1,3 mH; L3 = 1,2 mH.
- L2:** matériau: 4C6;  $\mu_i = 120$ ;  $A_L = 53\ \text{nH}$ ; L2 = 21 μH



pour des applications dans le domaine des réseaux de télévision câblée.

Ce transistor de Motorola se caractérise par un bruit faible et une excellente linéarité. Si vous avez cependant de la peine à mettre la main sur ce type particulier de transistor, il est possible de remplacer le 2N5109 par un 2N5943 (US), un 2SC1252 ou encore un 2SC1253 (japonais).

L'importance relativement élevée de la réinjection nous garantit une linéarité suffisante de l'étage de sortie. Le gain de cet étage se règle à 1,9 environ, permettant d'obtenir ainsi des facteurs  $k_A$  compris entre 0,2 et 0,5. L'impédance de sortie de l'amplificateur est de 50 Ω ce qui rend possible l'utilisation d'un câble coaxial standard. Le signal de sortie est appliqué au récepteur à travers un réseau de séparation constitué par la résistance R8, la bobine L3, le condensateur C7 et l'impédance d'entrée du récepteur.

La tension d'alimentation est appliquée à l'amplificateur et au relais d'émission/réception par l'intermédiaire des selfs de choc L1 et L2. Il est essentiel que les bobines utilisées soient capables de supporter toute la puissance émise sans cependant introduire ni pertes sensibles, ni résonance à une fréquence quelconque prise à l'intérieur de la plage de l'antenne active.

Les 2 tubes de protection à gaz rare, U1 et U2, protègent l'amplificateur contre des surtensions transitoires produites par la foudre ou relayées par une pluie électrostatique. Les diodes D1, D2 et la résistance-série R1 constituent une protection additionnelle de la grille du J309. La diode zener, D3, remplit une fonction triple: elle limite d'une part la valeur de la tension d'alimentation maximale, celle de la tension d'auto-induction produite par la bobine du relais de l'autre et, pour finir, sert de protection contre des erreurs de polarité éventuelles commises lors de la connexion de la tension d'alimentation.

**Construction et mise à la terre**

La figure 4 montre le dessin du circuit imprimé à double face et trous non-métallisés dessiné pour vous faciliter la réalisation de l'amplificateur. Le côté composants est, dans sa quasi-totalité, recouvert de cuivre, surface constituant un plan de masse. Toutes les broches des composants à connecter à la masse

5

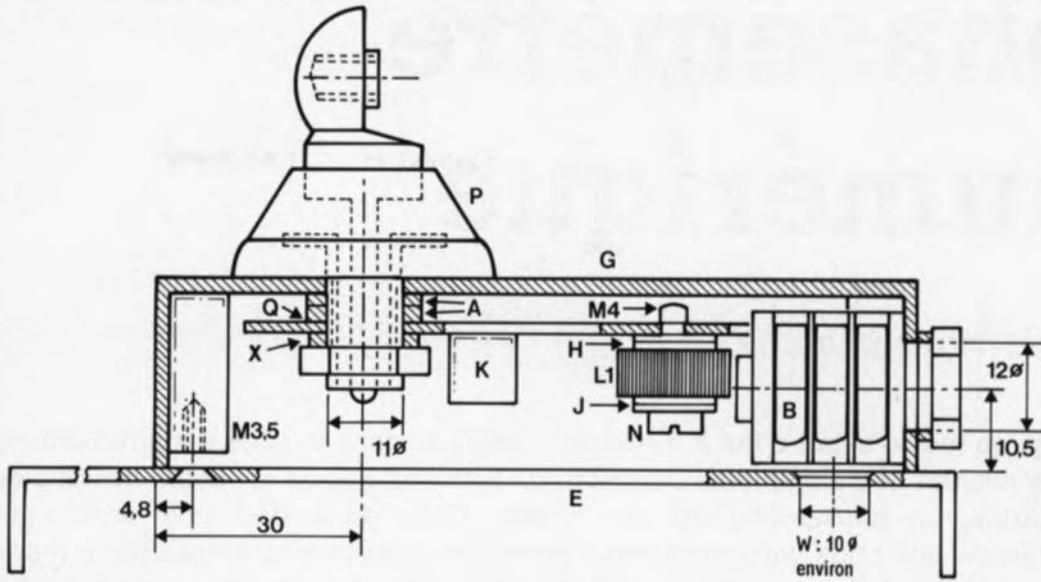


Figure 5. Construction mécanique de l'amplificateur HF et de l'antenne-fouet. Celle-ci sera fixée solidement par sa base P.

doivent être soudées des 2 côtés de la platine. Il est en outre **essentiel** de raccourcir au maximum toutes les broches de tous les composants.

La photo du prototype de l'amplificateur placé dans son coffret ouvert montre clairement la disposition des différents éléments. La platine est, à l'endroit où il faut souder le transistor T2, dotée de 4 orifices bien que le transistor prévu à l'origine, un 2N5109, n'ait que 3 broches. Il n'est pas sorcier pourtant de déterminer la position correcte de ce composant grâce à la petite languette métallique dont il est doté. Si l'on utilise l'un des transistors de substitution à la place du 2N5109, sa 4<sup>e</sup> broche, si tant est qu'il en ait une, doit être soudée à la masse - d'où la présence du 4<sup>e</sup> orifice évoqué plus haut.

Le transistor FET, T1, sera implanté de manière à ce que sa facette aplatie soit orientée vers R2, D2 et le relais. La broche centrale du FET, (sa source) n'est pas repérée sur la sérigraphie. Les 2 broches extérieures sont le drain (côté de C3) et la grille (à proximité de D1).

Il est possible d'améliorer (lisser) la réponse en fréquence de l'amplificateur (figure 1) à condition d'encaster la bobine toroïdale dans un boîtier plus grand que celui de la photo du prototype - cette bobine se trouve dans un minuscule boîtier de type DJ81L, doté de 2 embases BNC et une embase jack pour la connexion des lignes de la tension d'alimentation.

Il est nécessaire, pour la connexion des lignes de la tension d'alimentation au câble coaxial, d'utiliser une fiche et une embase du type N qui soient étanches. Ce type de connec-

Tableau 3.  
Quincaillerie

d.e. = diamètre extérieur  
d.i. = diamètre intérieur

A:	rondelle métallique plate, d.e./d.i. = 16/11 mm; épaisseur = 4 mm.
B:	embase jack femelle, 6,3 mm.
E:	support en aluminium chromé.
H,J:	rondelle isolante, d.e./d.i. = 12/4 mm; épaisseur = 2 mm.
K:	relais.
N:	vis en nylon M4 x 15 mm.
Q:	rondelle inox éventail, d.e./d.i. = 166/11 mm; épaisseur = 0,2 mm.
X:	rondelle isolante, d.e./d.i. = 16/11 mm; épaisseur = 2 mm.
W:	orifice de drainage.
G:	boîtier métallique étanche moulé; 111 x 60 x 27 mm environ.
P:	piéd de fixation de l'antenne-fouet.

teurs a l'inconvénient d'être relativement cher.

On notera que l'auteur de ce montage utilise depuis plusieurs années déjà une embase et une fiche jack sans qu'il n'ait pu constater la moindre corrosion.

La photo au début de l'article montre le prototype de l'antenne, implantée, dans une plaquette en aluminium en U de 2 mm d'épaisseur (figure 5), fixée au rebord zingué d'un toit de garage. La partie zinguée du toit est reliée au conducteur de terre du système de paratonnerre - le terme de parafoudre serait plus juste d'ailleurs - de la maison.

Il est possible que l'on constate une tension de ronflement très faible entre la ligne de terre parafoudre et le conducteur de terre du secteur relié au récepteur.

On risque que la composante d'harmoniques élevées d'une éventuelle tension de ronflement produise, à travers la bobine du relais et les bobines L1 à L3 une certaine tension de ronflement susceptible de produire de la distor-

sion lors de la réception des grandes ondes (GO. ou O.L.).

Pour supprimer ce phénomène gênant, les deux lignes de terre sont couplées capacitivement à l'aide du condensateur C1 dont la valeur de 470 pF dépasse de loin celle de C<sub>A</sub>.

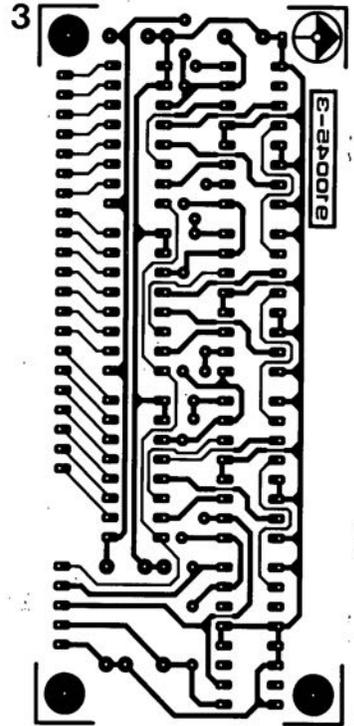
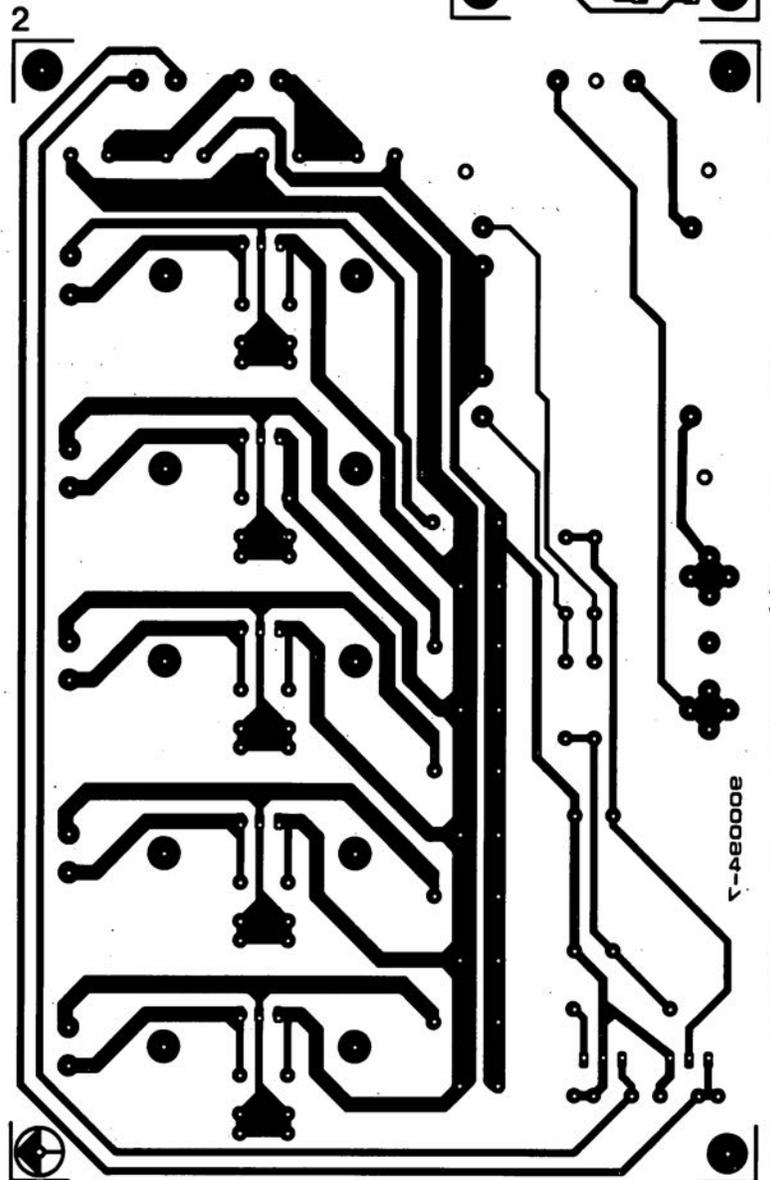
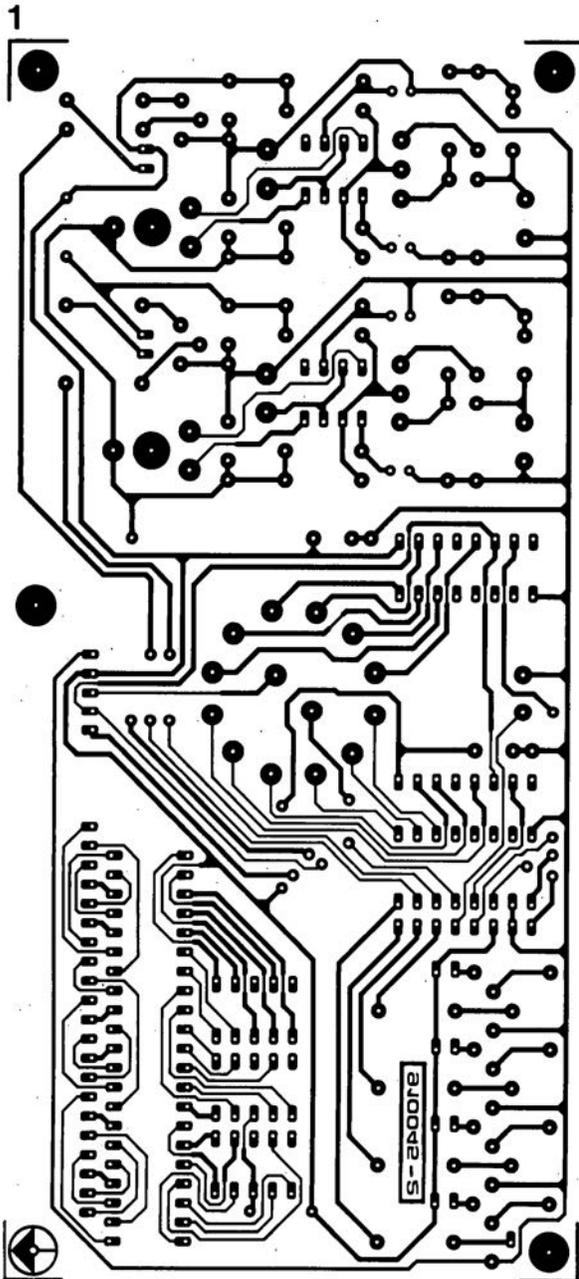
Il faudra implanter le circuit dans un boîtier métallique étanche. Pour éviter que les 2 lignes de terre mentionnées ci-dessus ne soient interconnectées, il est essentiel d'utiliser des entretoises ou des rondelles plastiques pour assurer une fixation isolée de la platine dans ce boîtier.

La figure 5 montre clairement la construction mécanique adoptée pour la connexion de l'antenne au coffret et au circuit de l'amplificateur. ■

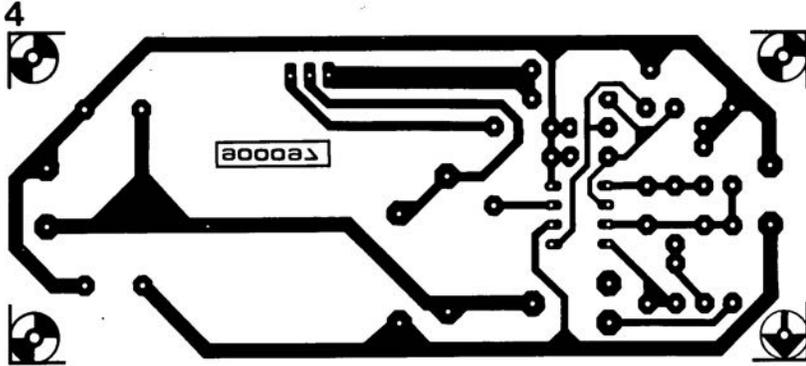
Note:

la source de cet article est le numéro de février 1990 de la revue allemande **CQ-DL**. Nous remercions la rédaction de ce magazine pour Radio-amateurs de nous avoir donné l'autorisation de le traduire et de l'adapter.

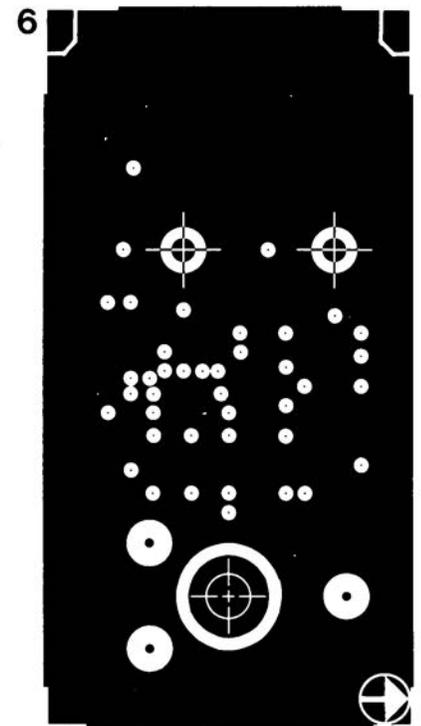
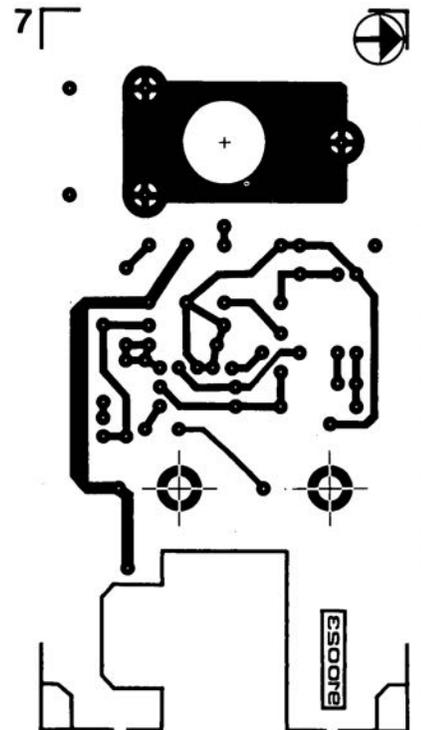
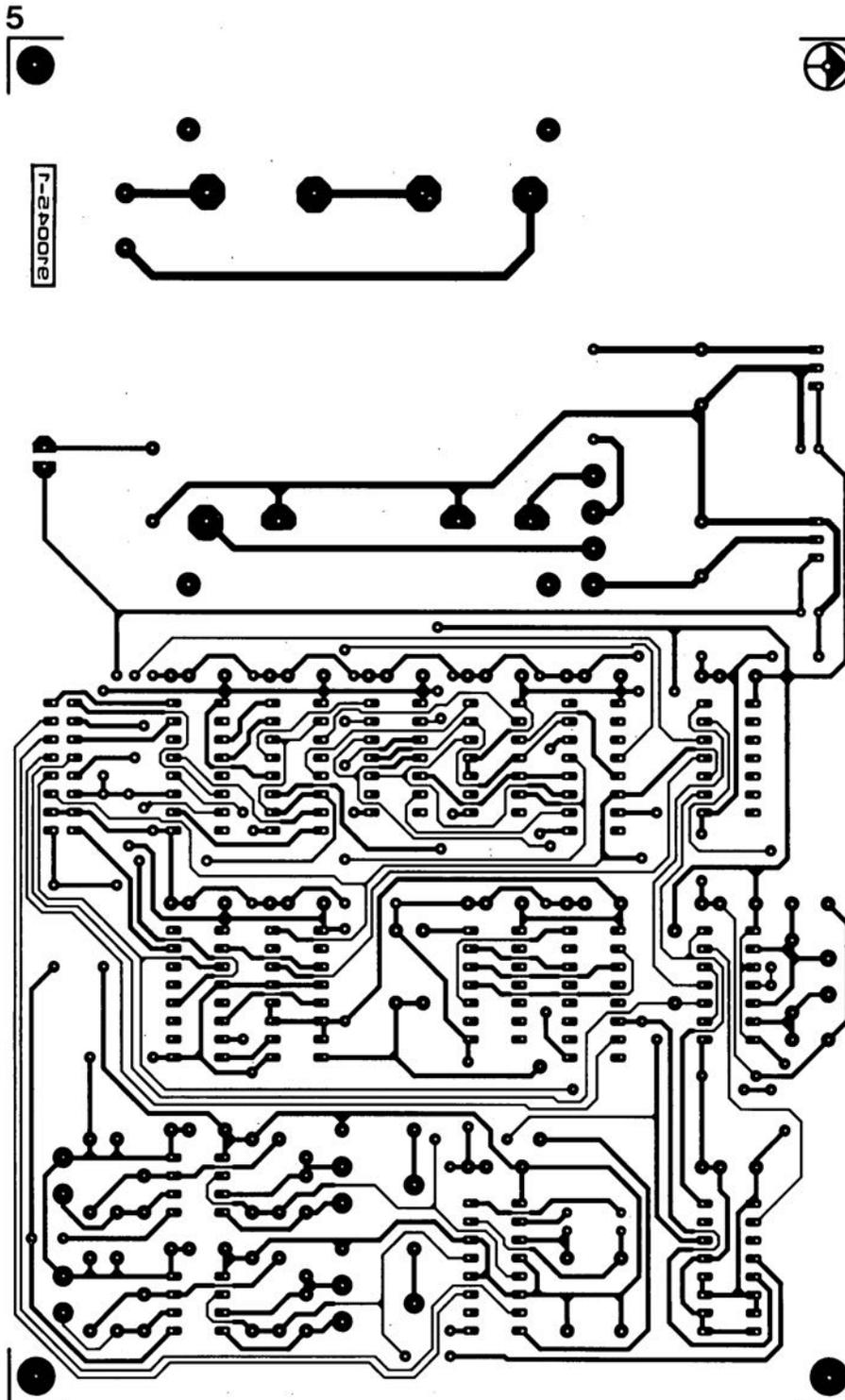
# SERVICE



# SERVICE



- 1 phasemètre numérique: platine principale
- 2 analyseur logique: l'alimentation
- 3 phasemètre numérique: l'affichage
- 4 convertisseur CC/CC
- 5 phasemètre numérique: circuit de commande
- 6 antenne fouet active: côté composants
- 7 antenne fouet active: côté pistes



# phasemètre numérique

R. Lucassen

pour signaux audio

Jusqu'au jour d'aujourd'hui il a toujours manqué, dans la série d'instruments de test et de mesure de plus en plus complète d'Elektor et décrite au cours des ans dans ce magazine, un phasemètre de bon niveau. C'est donc avec une satisfaction non dissimulée que nous vous proposons cet article décrivant un phasemètre numérique, instrument permettant d'établir facilement le rapport de phase que présentent 2 signaux audio.

La raison expliquant pourquoi, un phasemètre, n'a pas eu, jusqu'à présent, droit à plus d'attention de notre part, est difficile à établir. L'absence d'une solution intégrée toute faite a peut-être constitué l'obstacle majeur s'opposant à une telle réalisation. Il nous faut en outre admettre qu'un phasemètre est un

instrument spécialisé. Nous sommes pourtant convaincus que le phasemètre, objet de cet article, constitue un instrument de mesure très pratique pour un nombre important d'électroniciens. Ce montage se caractérise de plus par l'absence de tout composant exotique difficile à trouver.

L'affichage (à afficheurs à 7 segments à LED) du phasemètre visualise la relation de phase existant entre deux signaux d'entrée et ceci avec une résolution de 1°. L'importance de l'erreur de mesure, fonction de la durée de mesure choisie, est visualisée à l'aide de 4 LED.

Avec une erreur de mesure maximale de  $\pm 0,5^\circ$ , atteinte dans le cas d'un réglage optimal, le phasemètre possède une précision suffisante en permettant l'utilisation pour la grande majorité des mesures à effectuer sur des systèmes audio.



## Mesure de phase, spécial applications audio

La relation de phase entre deux signaux électriques est un facteur auquel s'intéressent surtout les passionnés de l'audio. Tout circuit, comportant des condensateurs ou des bobines, introduit des déphasages, variables en fonction de la fréquence. Pour la majorité des traitements de signaux audio, de tels déphasages sont inutiles, c'est le moins que l'on puisse dire, voire gênants. Il existe cependant d'autres circuits, les filtres par exemple, dans lesquels un déphasage est inhérent au fonctionnement du circuit en question. Il est de ce fait intéressant alors de mesurer si la courbe de réponse en phase réelle correspond bien à la courbe théorique obtenue par calcul.

Il est essentiel également de pouvoir déterminer la nature et la cause de ce phénomène gênant, pour la simple et bonne raison que l'oreille

### Caractéristiques techniques:

Plage de mesure:	10 Hz à 20 kHz
Plage d'affichage:	0° à 360°
Sensibilité d'entrée:	6 mV <sub>C</sub>
Tension maximale d'entrée:	100 V <sub>C</sub>
Atténuation:	0 ou 20 dB
Durée de mesure:	ajustable entre 0,3 et 10 s
Impédance d'entrée:	1,1 MΩ
Erreur de mesure:	< 0,5°, visualisation par 4 LED.

humaine est capable de discerner facilement l'existence d'un déphasage entre les signaux produits par 2 canaux audio.

Nous sommes d'avis que tout laboratoire d'électronique équipé d'un générateur de fonctions devrait disposer d'un phasemètre, et croyons que le phasemètre numérique décrit ici y fera bonne figure.

### Le circuit à vol d'oiseau

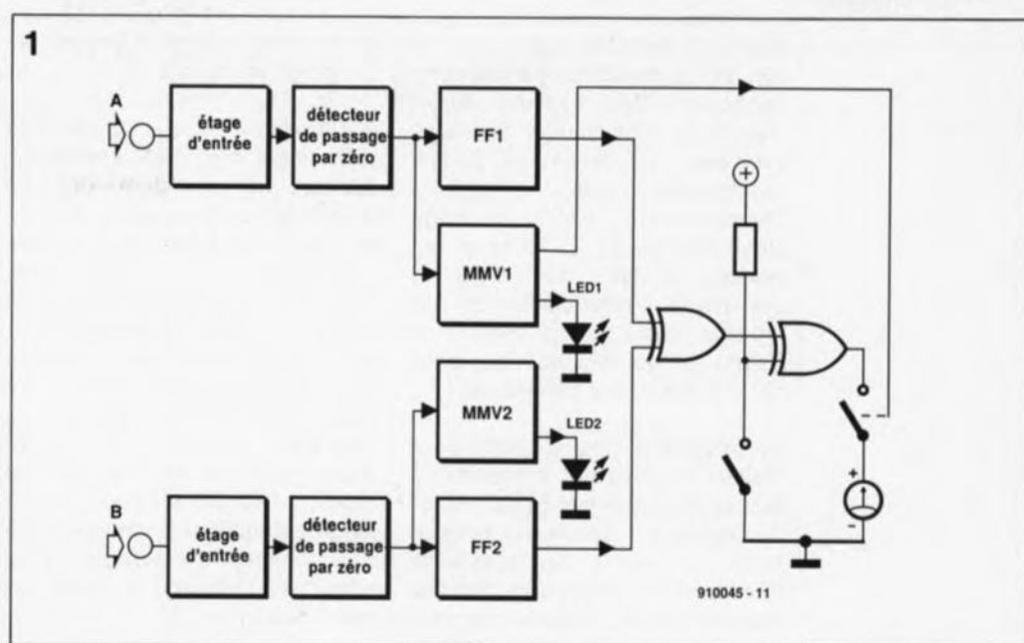
Le synoptique de la **figure 1** montre clairement les sous-ensembles constitutifs de ce circuit relativement complexe et leur interconnexion. Il ne manque dans ce schéma que le sous-ensemble de l'affichage numérique. Pour éviter de trop embrouiller les choses nous l'avons remplacé ici par un galvanomètre à aiguille.

Les signaux analogiques, appliqués aux entrées du phasemètre subissent, vous l'avez sans doute deviné, une numérisation. La numérisation d'une tension alternative est aisée. La partie positive du signal est transformée en un "0"-logique, la partie négative en un "1"-logique. Dans le diagramme de synchronisation de la **figure 2** les signaux d'entrée analogiques A et B sont visualisés avec leurs variantes numériques A' et B'. L'utilisation de ces signaux numérisés comme signal de synchronisation pour une bascule, produit un signal de sortie ayant un rapport cyclique de 50% et une fréquence égale à la moitié de celle du signal d'entrée. Cette approche évite que des différences de durée des parties positives et négatives du signal, voire que du bruit et autres signaux parasites, ne puissent influencer la précision des résultats de mesure.

La différence de durée entre les flancs montants des signaux en provenance des deux bascules constitue la référence pour le déphasage entre les 2 signaux d'entrée. Tout au long de cet intervalle de temps, la sortie de la porte EXOR (OU-exclusif) se trouve au niveau haut. Ceci détermine en fait l'importance du déphasage. Le rapport entre la durée au niveau haut du signal de sortie de la porte EXOR et celle du signal de sortie de la bascule bistable FF1 représente déjà le déphasage.

Il ne reste plus qu'à convertir cet élément en degrés.

La largeur de l'impulsion de sortie de la porte EXOR indique en permanence de combien le signal B traîne derrière le signal A. La longueur de



l'impulsion représente de ce fait un déphasage compris entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ . Il est pourtant possible que l'utilisateur préfère savoir de combien le signal A traîne derrière le signal B. Pour disposer de cette réponse aussi, nous avons doté le circuit d'un dispositif supplémentaire: un interrupteur unipolaire faisant de la seconde porte EXOR un inverseur du signal.

Les 2 multivibrateurs monostables MMV1 et MMV2 indiquent, par l'intermédiaire d'une LED, la présence d'un signal de caractéristiques convenables à l'entrée en question. Il est possible ainsi de vérifier que les deux signaux à mesurer sont en fait présents aux entrées du phasemètre. Le signal de sortie de MMV1 est en outre utilisé pour l'activation du dispositif d'affichage. Si l'on applique uniquement le signal A, l'aiguille du dispositif d'affichage, si tant est que l'on utilise un galvanomètre, doit se stabiliser en position médiane. Si cela n'est pas le cas, le signal d'entrée n'est pas stable et ne convient pas à une mesure. Voilà une option pratique permettant de tester la stabilité de signaux d'entrée.

Puisque la largeur de l'impulsion à la sortie de la porte EXOR constitue une référence pour le déphasage, une interface analogique simple, tel qu'un intégrateur, devrait suffire à la commande d'un affichage qui prendrait la forme d'un galvanomètre à bobine mobile. Il existe pourtant un nombre important d'inconvénients - telle qu'une influence importante de la température - qui interdisent cette solution. Le fait qu'il faille faire appel, surtout dans le cas de signaux de fréquence faible (BF), à une constante d'intégration très importante,

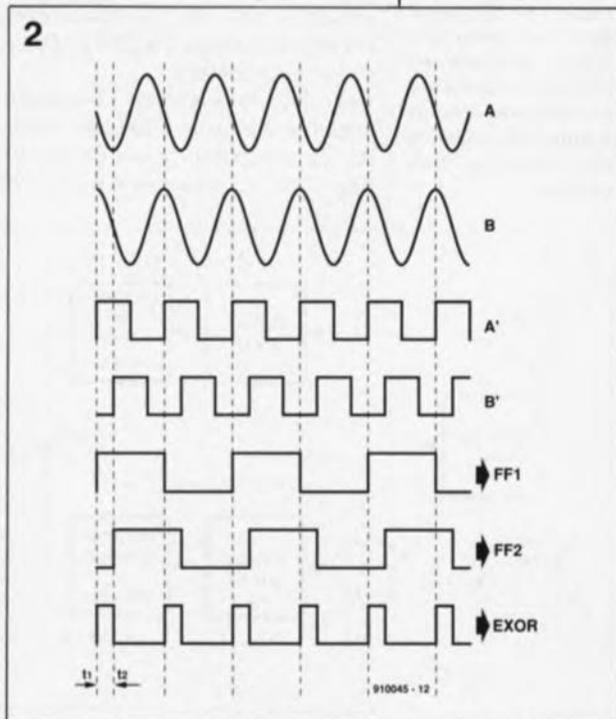
ralentit sensiblement le processus de mesure et constitue de ce fait un autre inconvénient à ne pas négliger.

### La solution: une mesure numérique

Les explications précédentes ont démontré nettement que l'utilisation d'un afficheur analogique (galvanomètre) en remplacement d'un afficheur numérique, ne permettrait pas d'atteindre la précision requise. Il est évident de ce fait que nous avons choisi de doter ce circuit d'un dispositif d'affichage numérique. Un tel instrument permet de visualiser de façon très claire et précise un déphasage compris entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ . Le synoptique de la **figure 3** illustre le fonctionnement de cette partie de l'électronique.

**Figure 1. Le synoptique du phasemètre numérique montre que son principe de fonctionnement est relativement simple.**

**Figure 2. Pour en faciliter le traitement ultérieur, les signaux analogiques d'entrée sont convertis en signaux numériques.**



Nous utilisons un circuit qui compte 3 600 impulsions, ce qui revient à 10 impulsions par degré de déphasage. Ceci explique également que l'on puisse lire sans problème un déphasage à une précision de 1° près.

Théoriquement cette résolution aurait pu être de 0,1°. Il nous faut avouer pourtant que dans la pratique, le dernier chiffre n'est pas toujours fiable d'une mesure à l'autre, ce qui explique que nous ayons tempéré nos prétentions.

La solution la plus élégante pour réaliser ce compteur consisterait à faire appel à un circuit de PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à asservissement de phase) qui adapte la fréquence d'horloge en fonction des signaux d'entrée. Comme il est pratiquement impossible de concevoir un circuit à PLL restant stable sur une plage de régulation aussi étendue, nous avons renoncé à l'utilisation de cette solution et en avons adopté une autre.

Le synoptique montre que le circuit n'utilise qu'une seule fréquence d'horloge "centrale" de 6 MHz. Cette fréquence est appliquée continuellement à l'une des branches du circuit. L'autre branche ne reçoit cette fréquence que lorsque la porte EXOR du comparateur de phase présente un niveau haut à sa sortie. Avant que les impulsions d'horloge - tant celles admises à travers la porte AND que les signaux destinés au compteur de référence - ne soient appliquées aux compteurs, elles subissent une division par  $2^n$ . Un commutateur permet de choisir manuellement le facteur-n requis. Puisque la division a lieu en aval de la porte AND, celle-ci n'a aucune influence sur la précision avec laquelle la mesure de différence de phase est effectuée.

Dès que le compteur supérieur atteint la valeur de 3 600, une sortie de ce compteur passe au niveau haut. Ceci indique que le processus

de mesure est terminé et que  $3\,600 \times 2^n$  impulsions d'horloge ont été prises en compte.

À l'instant précis où le compteur de référence a reçu 3 600 impulsions, démarre une procédure complexe dont le but consiste en un transfert du contenu du compteur de mesure vers la mémoire de l'affichage. L'afficheur visualise maintenant le nombre d'impulsions comptées par le compteur de mesure. Ce nombre est 0 si le déphasage est de 0°. Un nombre de 1 800 correspond à un déphasage de 180°, un nombre d'impulsions de 3 600 traduit une différence de phase de 360°. Il suffit alors de supprimer le dernier chiffre du nombre d'impulsions pour obtenir, sur l'afficheur, le déphasage exact en degrés.

Il y a pourtant une remarque importante à faire quant à cette technique de mesure. La précision de la mesure est fonction du rapport entre la durée de mesure et la fréquence du signal de référence. Ceci explique pourquoi le signal à mesurer est échantillonné par un signal d'une fréquence de 6 MHz. L'erreur de mesure introduite reste de ce fait négligeable, même à la fréquence d'entrée maximale de 20 kHz.

Il existe encore une seconde source d'erreur dans ce circuit de mesure numérique.

L'électronique fait toujours en sorte que le cycle de mesure commence au début d'une période. Un nombre donné de périodes est compris dans la mesure. Nous ne savons pourtant pas à dans quelle proportion la dernière période est intégrée dans la mesure. Il est possible que cette dernière période y soit comprise dans sa totalité, à moitié, pour un tiers, un quart, un dixième... Il s'agit alors de faire en sorte que l'influence de cette dernière période sur la précision de mesure reste négligeable. Pour ce faire, il faudra prendre en compte un nombre très élevé de périodes dans la mesure. Logique, "n'est-il pas" mon cher Watson ?

Si l'on mesure 10 périodes et que la dernière période introduit une erreur, cette erreur peut, au pire, atteindre 10%. Avec 200 périodes, l'erreur maximale se limite à 0,5% au maximum, valeur tout à fait acceptable. Ceci explique la présence dans le phasemètre d'un compteur qui surveille le nombre de périodes comprises dans un cycle de mesure. Ce compteur se trouve dans le sous-ensemble de l'indication d'erreur.

## La pratique: une électronique en triptyque

Pour donner corps à la théorie, nous faisons appel à 3 circuits imprimés distincts. La figure 4 montre l'électronique de la platine principale. L'alimentation ne demande pas d'explications complexes. De conception parfaitement standard elle comporte, outre le pont de redressement B1 et les condensateurs électrolytiques classiques, deux régulateurs de tension (IC27 et IC28). La LED D13, qui sera intégrée dans la face avant, visualise la présence (ou non) de tension d'alimentation.

La majeure partie de la platine est occupée par l'électronique représentée dans le synoptique de la figure 1 et par une partie seulement du compteur numérique de la figure 3. Après avoir subi une éventuelle atténuation de 20 dB, les signaux d'entrée tamponnés arrivent à la platine principale, via les embases BNC, A et B. Le tamponnage prend place sur un second circuit imprimé.

L'embase A est utilisée pour l'application du signal de référence et entraîne de ce fait l'activation du phasemètre. Un comparateur -IC12 pour le canal A et IC14 pour le canal B - convertit le signal d'entrée analogique en signal numérique. Les 2 ajustables, P3 et P4, servent à régler la tension de compensation du décalage (*offset*) présentée par chacun de ces 2 amplificateurs opérationnels.

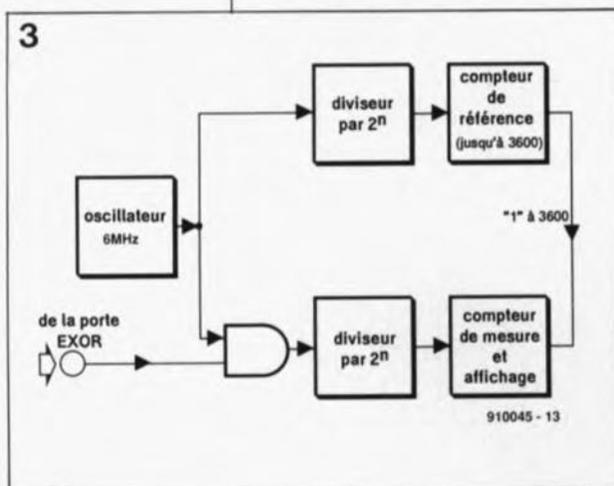
Après la numérisation, le signal d'entrée poursuit son trajet dans 2 directions différentes. Les multivibrateurs monostables (MMV) IC15a et IC15b commandent les LED (D9 et D10) dans la face avant chargées d'indiquer par leur illumination la présence d'un signal d'entrée utilisable.

À l'aide du signal *noref* (sortie Q) le circuit IC15b débloque également le compteur, ce qui permet d'effectuer des mesures. On notera que ce processus n'a lieu que lors de l'application d'un signal convenable au canal de référence.

Les bascules IC13a et IC13b divisent le signal numérique en deux - ce qu'illustre d'ailleurs le synoptique. Le résultat de cette opération est un signal parfaitement symétrique prêt à être traité par le processus de mesure.

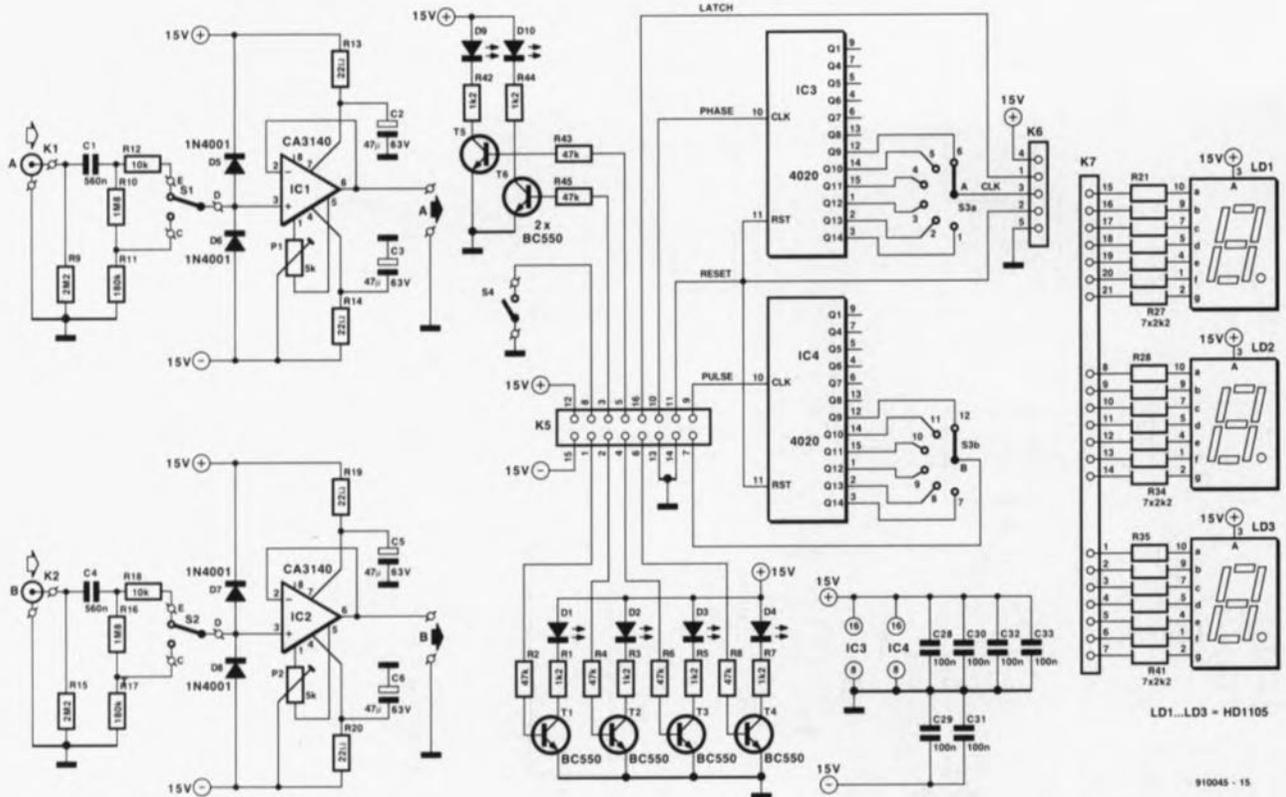
IC16a, la porte EXOR mentionnée plus haut, combine les sorties des

Figure 3. Un circuit de mesure numérique fait en sorte que les résultats soient affichés en degrés. Le principe de fonctionnement adopté ici garantit des résultats très précis.





**5**



**Figure 5.** Le second circuit imprimé comporte les afficheurs, les étages d'entrée et les dispositifs de commande (inverseurs, commutateur).

entre le début du cycle de mesure et la génération de l'impulsion de stockage. À partir de ce nombre, 4 portes AND dérivent un certain nombre de valeurs limites importantes.

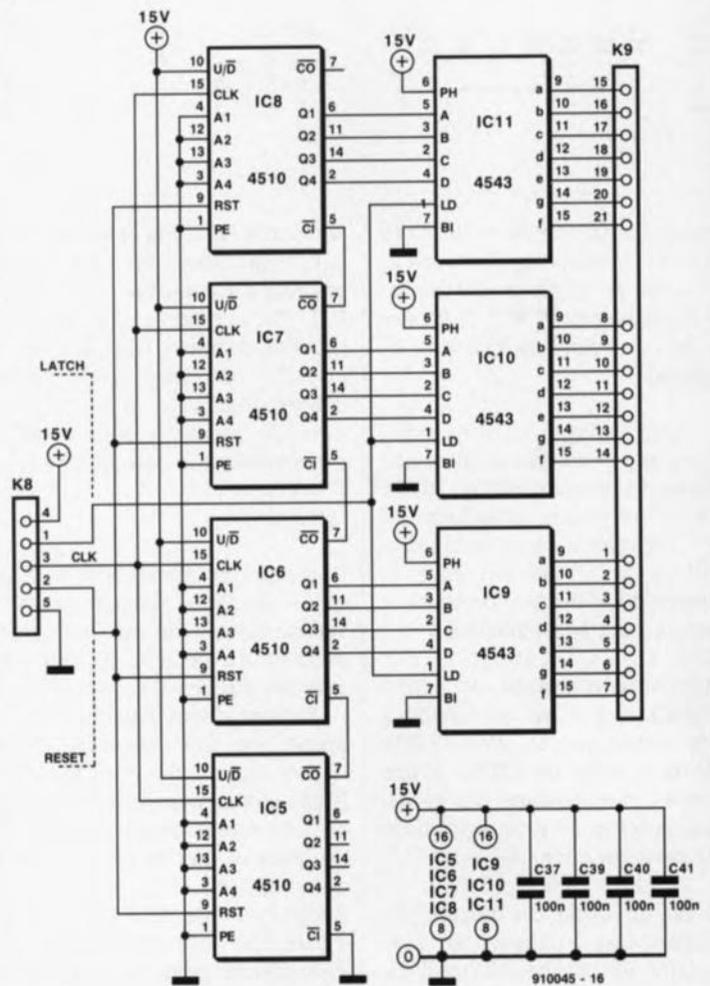
L'électronique du phasemètre permet de choisir entre 360, 180, 90 ou 36 périodes par cycle de mesure. Ces nombres correspondent à une erreur de mesure de 0,5°, 1°, 2° et 5° respectivement. En fonction du nombre de périodes comptées on aura illumination d'une, deux, trois ou quatre des LED D1 à D4. L'illumination de toutes les LED signifie que l'erreur de mesure est négligeable.

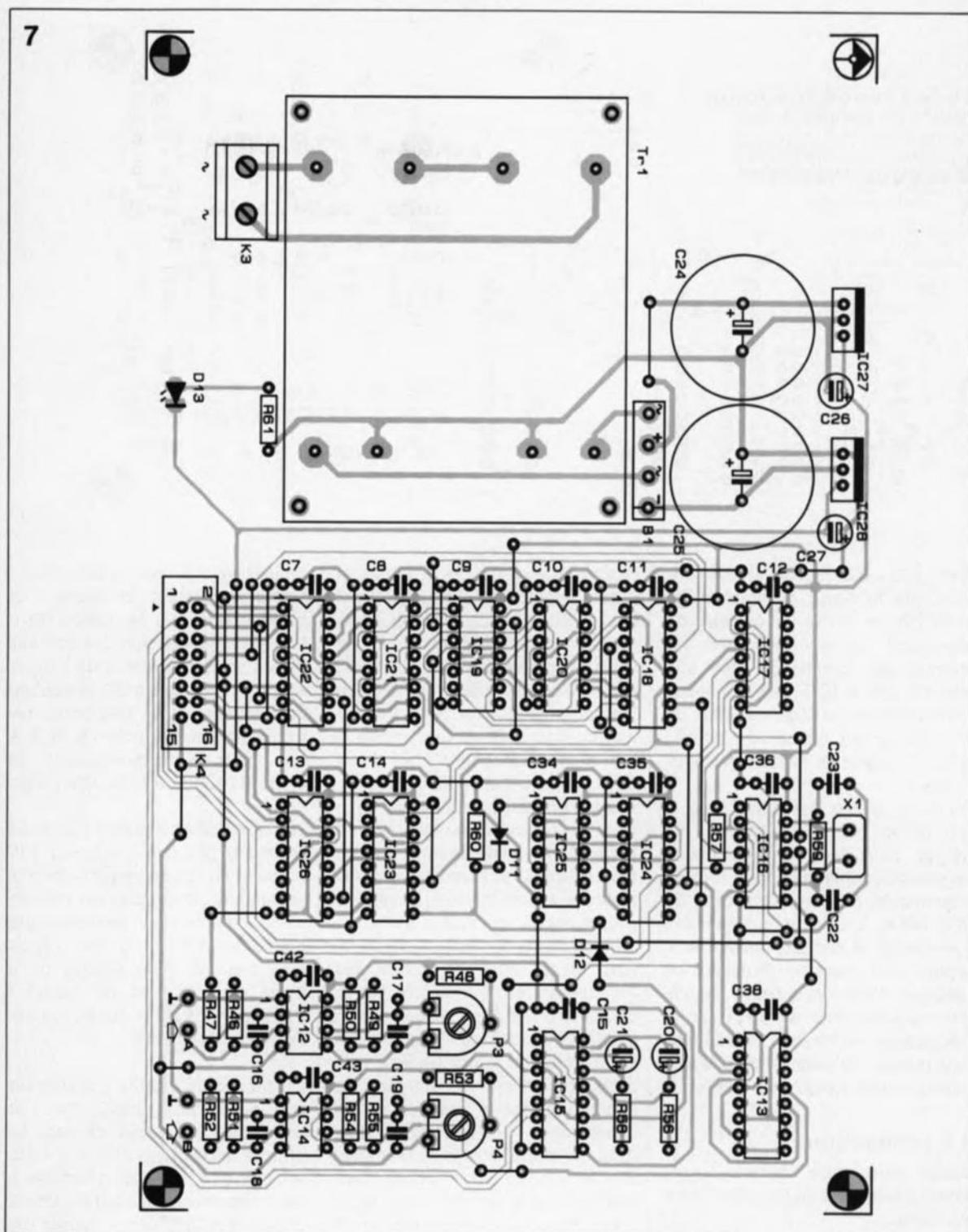
Le second circuit imprimé comporte les sous-ensembles représentées en **figure 5**, c'est-à-dire les afficheurs LD1 à LD3, les LED indicatrices de l'erreur de mesure, D1 à D4, les LED de l'atténuateur D9 et D10, les 2 étages d'entrée et le sous-ensemble de la sélection de la durée de mesure. Chacune des LED est commandée par son propre étage à transistor. Le connecteur K5 sert à relier les lignes de commandes des LED aux points correspondants de la platine principale.

Les 2 étages d'entrée ont une impédance de 1MΩ environ. Pour permettre également la mesure des signaux relativement puissants, l'inverseur S1 (ou S2) permet d'introduire une atténuation de 20 dB du

**Figure 6.** La troisième platine intègre l'électronique logique destinée au fonctionnement et à la commande des 3 afficheurs à 7 segments à LED. Outre les circuits de commande, elle comporte de ce fait également le compteur de mesure.

**6**





**Figure 7.** Représentation de la sériographie de l'implantation des composants du circuit imprimé 1 (platine principale) du phasemètre numérique. Cette platine est fixée dans le fond du boîtier.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1,R3,R5,R7,R42,R44 = 1k $\Omega$   
 R2,R4,R6,R8,R43,R45 = 47 k $\Omega$   
 R9,R15,R59 = 2M $\Omega$   
 R10,R16 = 1M $\Omega$   
 R11,R17 = 180 k $\Omega$   
 R12,R18,R46,R47, R51,R52 = 10 k $\Omega$   
 R13,R14,R19,R20 = 22  $\Omega$   
 R21 à R41 = 2k $\Omega$   
 R48,R53 = 3k $\Omega$   
 R49,R55 = 4M $\Omega$   
 R50,R54 = 4k $\Omega$   
 R56,R58 = 1 M $\Omega$   
 R57 = 100 k $\Omega$   
 R60 = 22 k $\Omega$   
 R61 = 1k $\Omega$   
 P1 à P4 = 5 k $\Omega$  ajust.

##### Condensateurs:

C1,C4 = 560 nF  
 C2,C3,C5,C6 = 63 V radial  
 C7 à C15,C17,C19, C28 à C43 = 100 nF  
 C16,C18 = 820 pF  
 C20, C22, C26 = 4 $\mu$ F/63V  
 C22,C23 = 100 pF  
 C24 = 2 200  $\mu$ F/40 V  
 C25 = 1 000  $\mu$ F/40 V  
 C27 = 47  $\mu$ F/63 V radial

signal concerné. Les amplificateurs opérationnels du type CA3140 stockent n'importe quel signal d'entrée avant de l'appliquer au comparateur présent sur la platine principale. Chaque étage d'entrée comporte aussi des diodes de protection pour éliminer tout risque dû à l'application d'une tension trop élevée. Les ajustables P1 et P2 servent à réduire au strict minimum la tension de décalage présentée par la sortie de chacun des amplificateurs opérationnels.

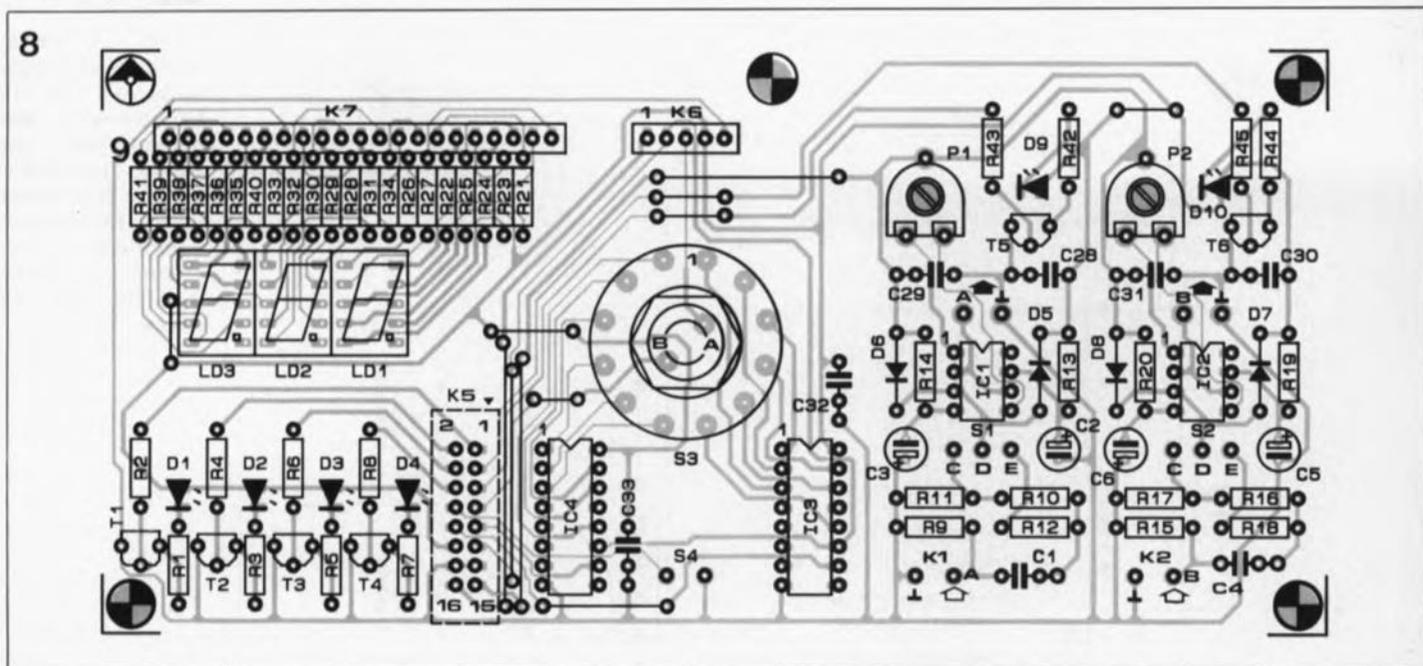
Il ne nous reste plus maintenant qu'à nous intéresser au rôle des circuits IC3 et IC4. Ces 2 composants consti-

tuent les diviseurs programmables du schéma synoptique. IC3 compte les impulsions admises par la porte AND IC17a. Il s'agit alors des impulsions indiquant la durée pendant laquelle la porte EXOR, IC16b, se trouvait au niveau haut. Le nombre d'impulsions de synchronisation comptées ici, dépend uniquement du déphasage existant entre les 2 signaux d'entrée. Le circuit intégré IC4 reçoit continuellement les impulsions de synchronisation de l'oscillateur et sert de ce fait de compteur de référence.

Le commutateur S3 permet le choix du facteur de division, de façon à ce

que l'utilisateur adopte la durée de mesure convenant le mieux à la fréquence du signal à mesurer. Les LED de visualisation de l'erreur montées dans la face avant du phasemètre montrent si le choix effectué est le bon.

La figure 6 vous propose le schéma du troisième et dernier sous-ensemble à décrire. Il est superflu d'entrer dans les explications élaborées concernant le fonctionnement de ce circuit. Les 7 circuits intégrés constituent à la fois le compteur et l'interface pour les afficheurs à LED. À travers le connecteur K8, les impulsions de synchronisation à compter sont appliquées aux comp-



**Figure 8. Le circuit imprimé 2 est fixé derrière la face avant du phase-mètre. Tous les dispositifs de commande sont reliés à cette platine.**

teurs IC5 à IC8, montés en cascade. Dès que le signal de verrouillage (LATCH) est activé, le contenu du compteur est transféré vers les circuits de commande des afficheurs, IC9 à IC11. Les afficheurs, connectés à cette platine à l'aide du connecteur K9, s'allument et affichent la valeur de mesure correcte.

Nous ne faisons pas appel ici à la possibilité de prédéfinition de valeur pour le comptage ou le décomptage que connaît le 4510. La commande de reset (broche 2 de K8) remet à zéro le contenu des compteurs et démarre un nouveau cycle de mesure. Pendant ce nouveau cycle de mesure, les afficheurs continuent de visualiser le résultat de la mesure précédente. Les circuits de commande des afficheurs ne sont pas remis à zéro.

### La réalisation

Après toute cette théorie, il est temps maintenant de brancher le fer à souder.

Les figures 7, 8 et 9 montrent les 3 circuits imprimés destinés à la réalisation du phasemètre. La mise en place des composants sur ces 3 platines distinctes ne devrait pas poser de problèmes: la sérigraphie est parfaitement claire. Il faudra veiller à ne pas oublier de pont de câblage dont le nombre est une conséquence de la caractéristique simple face de ces 3 platines. Attention, un certain nombre d'entre eux sont relativement resserrés.

Il faudra commencer par la réalisation des platines 2 et 3.

**Attention:** le connecteur mâle du type HE-10 de la platine 2 est monté côté pistes de la platine. L'intercon-

nexion en équerre (K8 et K9) de la platine 3 vers K6 et K7 de la platine 2 peut se faire à l'aide du nombre correspondant de morceaux de fil de câblage rigide dénudé coudés à 90°. On réalise cependant une fixation bien plus stable encore par l'utilisation de 2 embases mâles autosécables à contacts coudés à 90° (l'une de 21 contacts, l'autre de 5 contacts). Les deux platines comportent également des orifices destinés à recevoir les vis d'une petite équerre de fixation, évitant ainsi l'application de la moindre action mécanique néfaste sur les connecteurs K8 et K9.

Lors de la mise en place des 3 afficheurs du type HD1105 sur le circuit imprimé 2, on respectera un écartement de 1 cm environ entre les afficheurs et la platine. Pour cela on pourra utiliser des supports de circuit imprimé à wrapper ou un échafaudage de 2 supports standard. La connexion des inverseurs S1, S2 et S4 aux points correspondants de la platine se fait à l'aide de quelques morceaux de fil de câblage souple. Le commutateur rotatif S3 est soudé directement sur la platine. Pour faire en sorte que les LED D1 à D4, D9 et D10 se trouvent bien directement derrière les

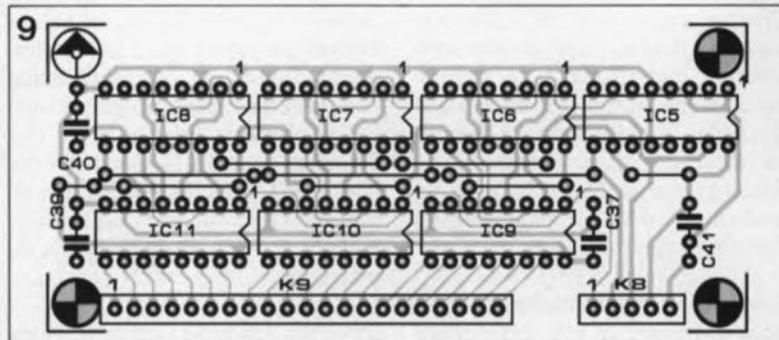
orifices percés dans la face avant il faudra les souder de façon à ce qu'elles affleurent la surface de la face avant (la longueur des broches, 15 mm environ, dépend de l'épaisseur du commutateur S3). Le câblage final de ce montage sera facilité par l'implantation aux points A et B, et aux points de masse adjacents, de picots de soudure fixés côté pistes.

La réalisation de la platine principale est encore plus facile. Grâce à l'utilisation d'un transformateur secteur encartable, l'ensemble est relativement compact et présente une bonne solidité mécanique. Après avoir terminé cette platine, on la fixera dans le fond du boîtier à l'aide de 4 vis M3 et des entretoises de taille convenable.

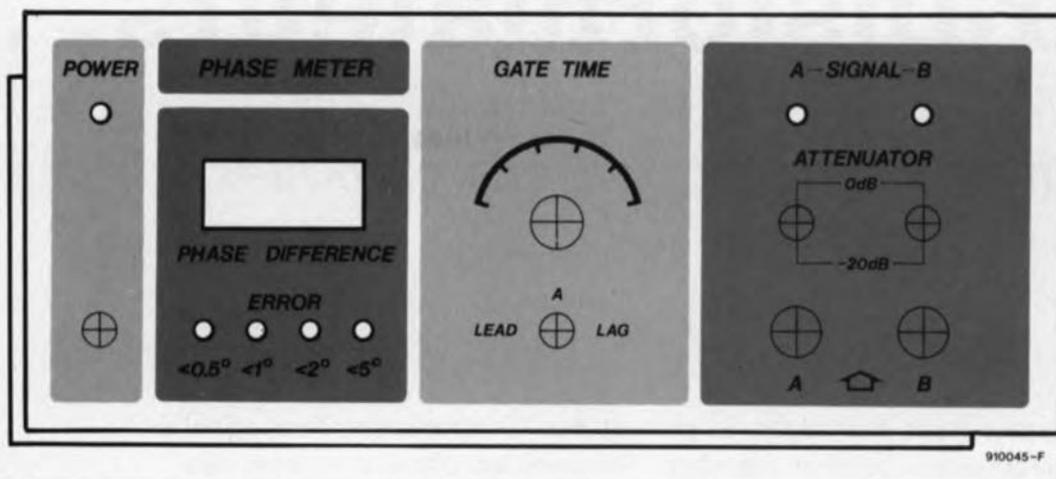
On procédera ensuite à la préparation de la face avant, que l'on commence par doter de tous les orifices nécessaires avant d'y coller la superbe face avant plastifiée et autocollante dessinée par les artistes d'Elektor et destinée à donner une finition professionnelle (encore Elektor) au phasemètre numérique. Avant de fixer l'ensemble des platines 2 et 3 derrière la face avant, il restera à doter celle-ci de son

- Semi-conducteurs:  
 D1 à D4, D9, D10, D13 = LED 3 mm  
 D5 à D8 = 1N4001  
 D11, D12 = 1N4148  
 B1 = B80C1500  
 T1 à T6 = BC550  
 IC1, IC2 = CA3140  
 IC3, IC4 = 4020  
 IC5 à IC8 = 4510  
 IC9 à IC11 = 4543  
 IC12, IC14 = LM311DP  
 IC13, IC23 = 4027  
 IC15 = 4528  
 IC16 = 4070  
 IC17 = 4081  
 IC18, IC24 = 4040  
 IC19, IC20, IC25 = 4082  
 IC21 = 4043  
 IC22 = 4042  
 IC26 = 4017  
 IC27 = 7815  
 IC28 = 7915  
 LD1 à LD3 = afficheur 7 segments à LED, HD1105 (Siemens), à anode commune

**Figure 9. À l'aide de 2 embases mâles auto-sécables aux contacts en équerre, le circuit imprimé 3 est fixé contre la platine 2.**



10



interrupteur secteur bipolaire et de ses deux embases BNC d'entrée.

La LED D13, signalant la présence de la tension d'alimentation, est fixée directement derrière sa fenêtre dans la face avant. Pour ce faire, on pourra utiliser quelques gouttes de colle cyanocrylate par exemple.

Après avoir connecté les 2 embases BNC au circuit imprimé 2 par l'intermédiaire d'un morceau de fil de câblage blindé, relié les 3 inverseurs à cette même platine, on pourra procéder au montage - à l'aide de 4 entretoises de longueur convenable - de cette platine derrière la face avant, en faisant glisser l'axe de S3 par l'orifice prévu.

L'une des dernières tâches consiste à relier la platine principale à l'ensemble constitué par les 2 autres circuits imprimés. Pour ce faire, il faudra utiliser un morceau de câble en nappe doté de 2 connecteurs femelles à sertir 2 x 8 contacts du type HE-10. On reliera ensuite la LED D13 aux points de connexion prévus sur la platine principale et on réalisera le câblage reliant l'embase CEE avec son porte-fusible intégré à l'interrupteur secteur bipolaire et de là au bornier du transformateur présent sur la platine principale.

On interconnectera, pour finir, les points A et B et leurs points de masse de la platine 1 aux points correspondants de la platine 2, à l'aide de 2 morceaux de câble blindé. Avant de passer enfin à l'étalonnage du phasemètre il nous restera à doter l'axe du commutateur rotatif S3 de son bouton avec repérage.

### L'étalonnage

du phasemètre numérique est relativement simple. Il suffit de se pencher sur la position des 4 ajustables destinés au réglage de

la tension de compensation des amplificateurs opérationnels.

On commencera par court-circuiter les entrées A et B pour jouer ensuite sur P1 et P2 afin que la tension présente aux sorties de IC1 et de IC2 soit de 0 V très exactement.

On appliquera ensuite un signal sinusoïdal de niveau faible (10 mV environ) aux 2 entrées du phasemètre et on recherchera pour P3 la position produisant la commutation du comparateur IC12 à l'instant précis du passage du signal par zéro. Pour bien visualiser ce processus, il est indispensable de faire appel à un oscilloscope lors de ce réglage !

Pour terminer l'étalonnage on jouera sur P4 jusqu'à ce que l'on obtienne un affichage de  $0^\circ$  très précisément. Et voilà, le phasemètre numérique est prêt à (vous) servir.

### L'emploi

La mesure d'un déphasage de 2 signaux audio à l'aide de ce

nouveau phasemètre numérique est d'une simplicité enfantine. Il suffit d'appliquer les signaux à comparer aux 2 entrées de l'instrument et de regarder l'affichage.

L'indication de l'erreur de mesure vous dira s'il faut adapter la durée du cycle de mesure.

Une mesure débutera toujours commutateur rotatif S3 tourné en butée dans le sens horaire. Une rotation dans le sens anti-horaire devrait entraîner une augmentation de la précision de la mesure. Si, en fin de compte, toutes les LED de l'indicateur d'erreur de mesure sont allumées, c'est que l'erreur est en effet inférieure à  $0,5^\circ$  et que le réglage est optimal.

Une rotation du commutateur S3 dans le sens anti-horaire, entraîne une augmentation de la durée du cycle de mesure, ce qui peut se traduire - surtout dans le cas d'un signal d'entrée d'une fréquence relativement basse - par une attente de plusieurs secondes avant que l'indicateur ne s'allume. C'est, hélas, le prix à payer pour obtenir, même à des fréquences basses, des résultats de mesure précis. ■



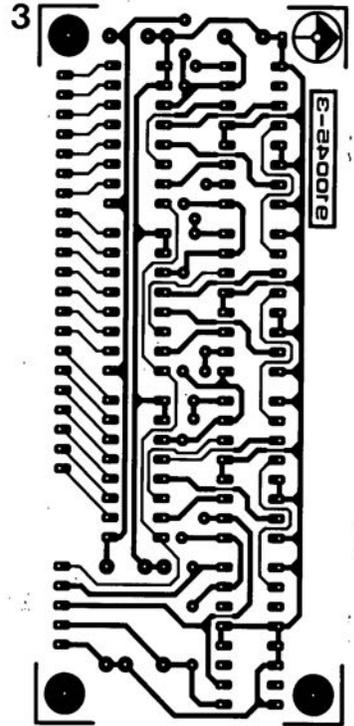
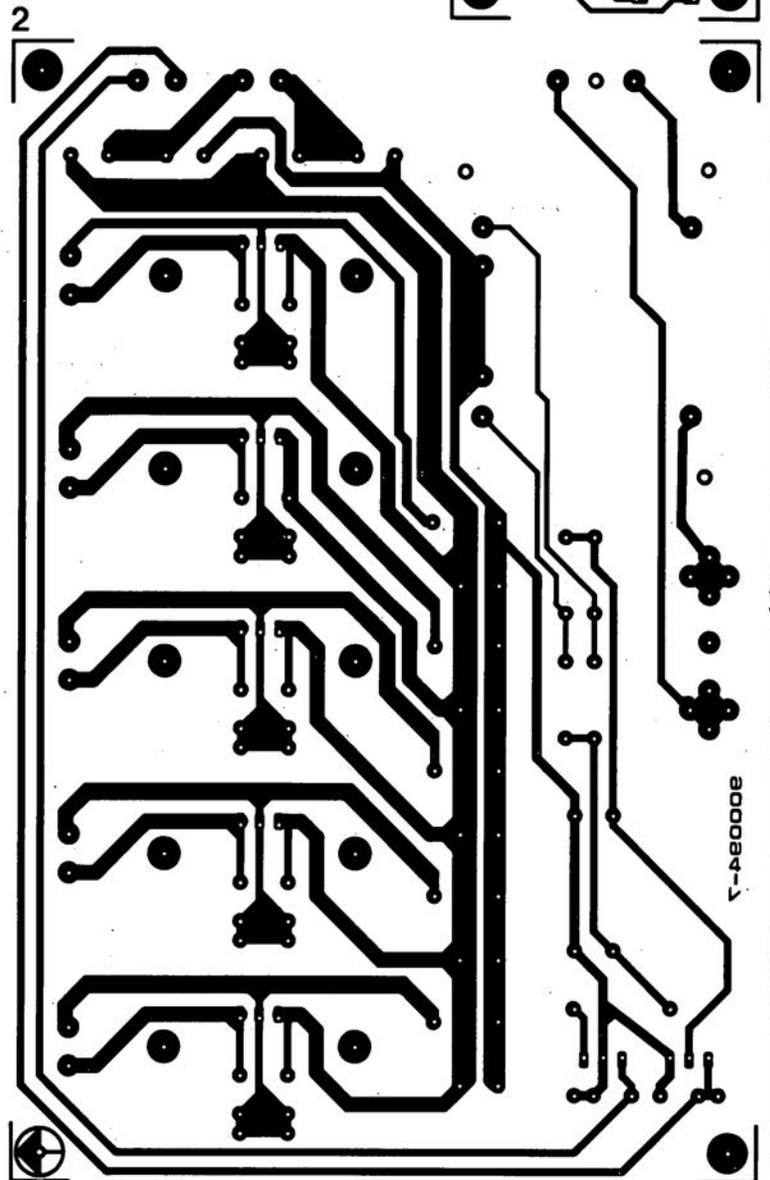
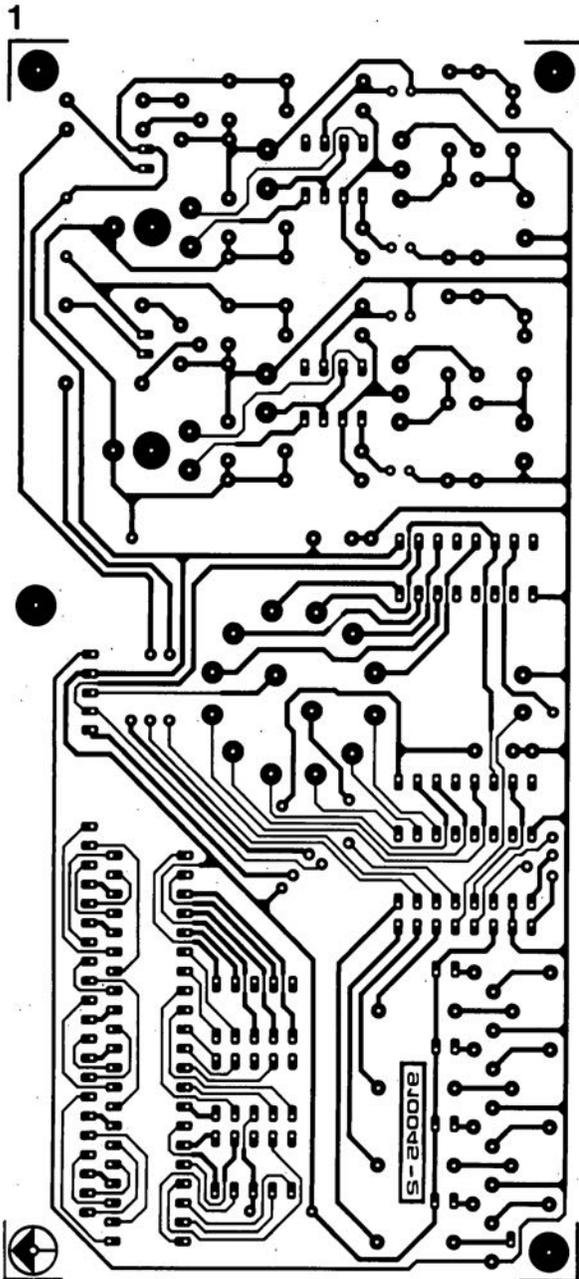
**Figure 10.** Représentation (à 70% de sa taille réelle) de la face avant auto-collante qui donnera à votre phasemètre numérique une finition professionnelle, digne de la série "bleue" des instruments de test et de mesure d'Elektor.

Divers:

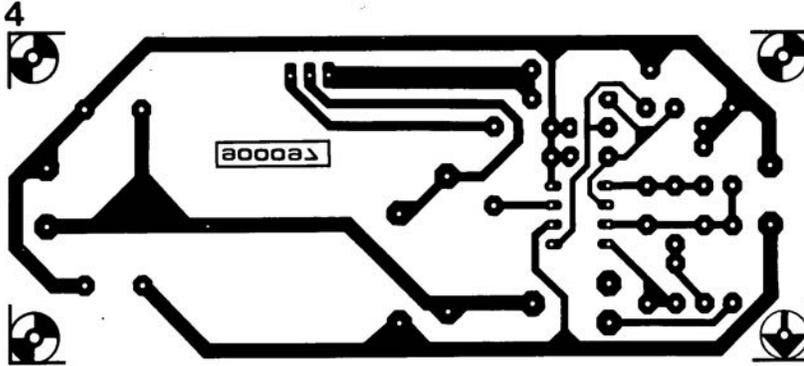
- K1, K2 = embase femelle BNC, fixation par écrou
- K3 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 7,5 mm
- K4, K5 = connecteur HE-10 mâle encartable, 2 x 8 contacts droits
- K6, K7 = morceau de câble plat avec 2 connecteurs à sertir femelles de 2 x 8 contacts
- K8 = embase mâle auto-sécable, 1 x 21 contacts  $90^\circ$
- K9 = embase mâle auto-sécable, 1 x 5 contacts  $90^\circ$
- K10 = embase CEE châssis avec porte-fusible intégré
- S1, S2, S4 = inverseur unipolaire à levier miniature
- S3 = commutateur rotatif encartable, 2 circuits/6 positions
- X1 = quartz 6 MHz
- LD1 à LD3 = afficheur 7 segments à LED, HD1105 (Siemens), à anode commune
- TR1 = transformateur encartable 2 x 15 V/18 VA (tel que Monacor FTR 18/15 par exemple)
- F1 = fusible 100 mA action temporisée
- 1 interrupteur secteur bipolaire éventuellement boîtier 198 x 180 x 80 mm (tel que Telet LC850 par exemple)
- 1 bouton avec repère pour S3
- 2 radiateurs pour boîtier TO220 (IC27 et IC28)

**Figure 11.** Cette photo montre une utilisation typique du phasemètre numérique: la mesure du déphasage introduit par un filtre.

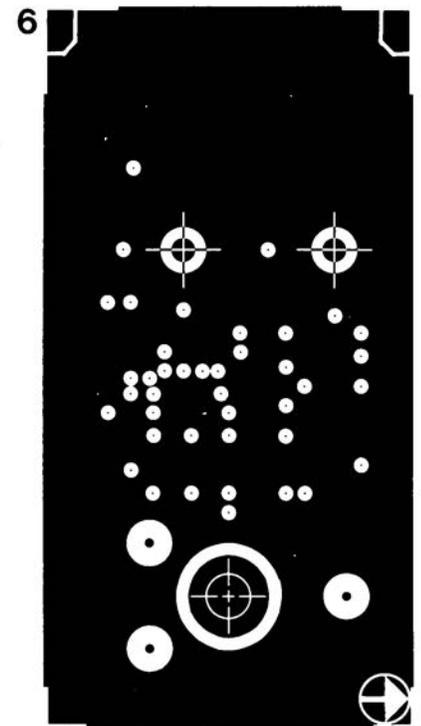
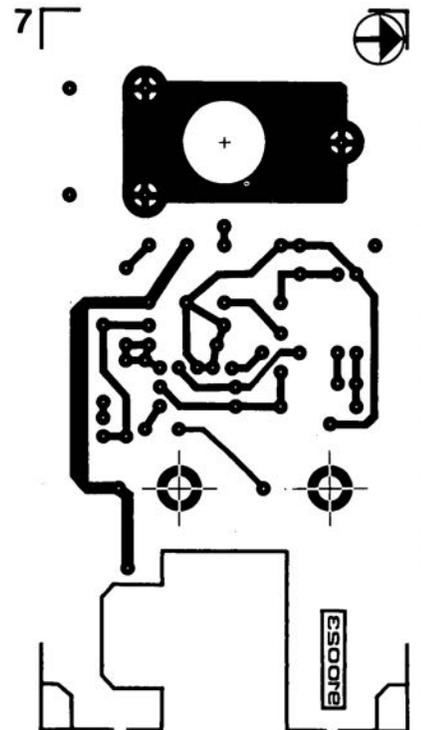
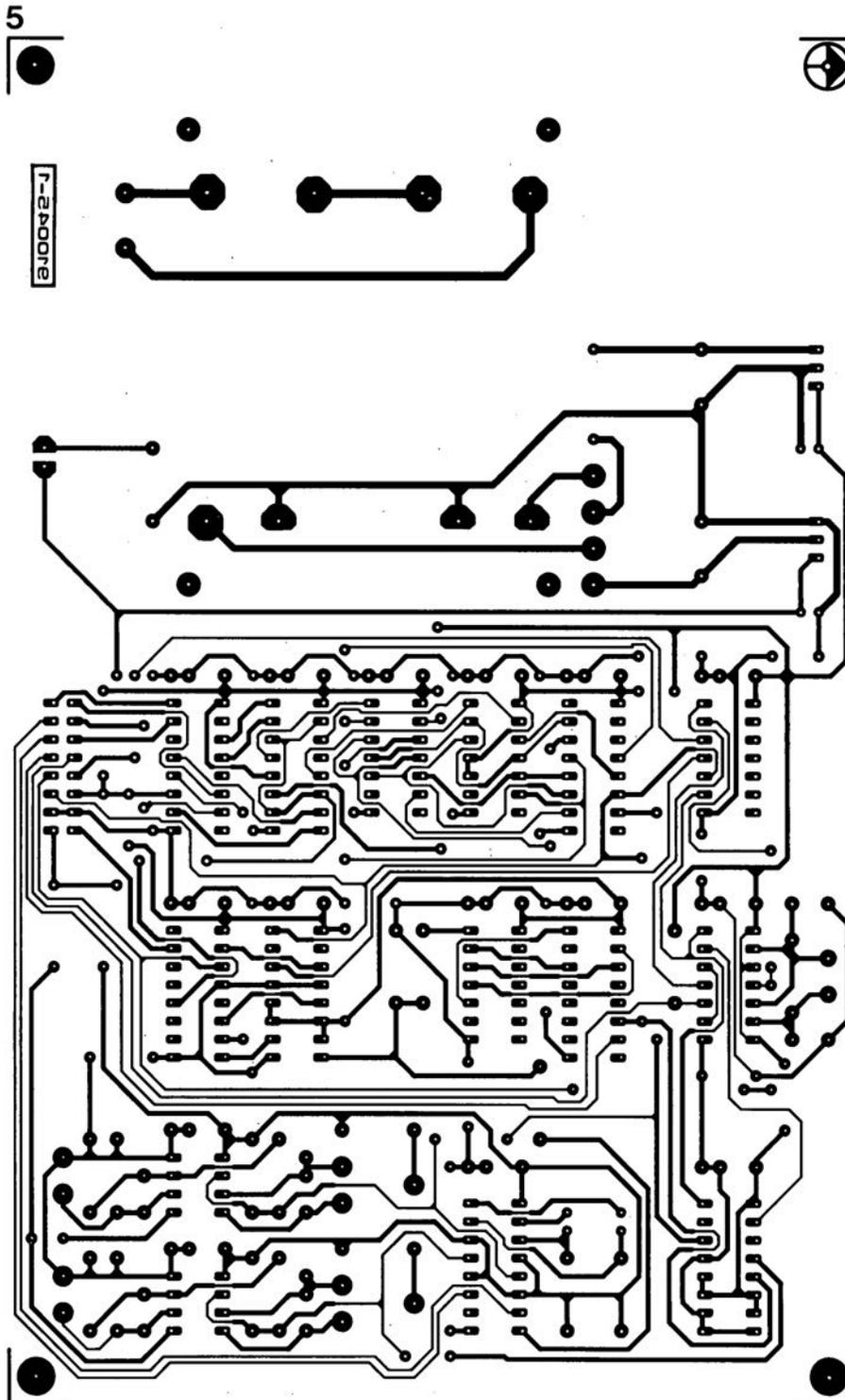
# SERVICE



# SERVICE



- 1 phasemètre numérique: platine principale
- 2 analyseur logique: l'alimentation
- 3 phasemètre numérique: l'affichage
- 4 convertisseur CC/CC
- 5 phasemètre numérique: circuit de commande
- 6 antenne fouet active: côté composants
- 7 antenne fouet active: côté pistes



# des transformateurs . . .

## informations et conseils pratiques

G. Peltz

Pour alimenter leurs montages, la plupart des électroniciens font appel à un transformateur-secteur standard. Souvent les offres spéciales des revendeurs de composants électroniques incitent à acquérir, "prématurément", un, voire plusieurs transformateurs pour les utiliser "le jour où l'on en aura besoin".

Nombreux sont, de ce fait, les transformateurs à traîner au fond de nos tiroirs en attendant une utilisation pratique, potentielle. Et c'est très précisément lors de cette mise en oeuvre pratique que l'on se trouve confronté à certains problèmes et non des moindres.

Il peut arriver que l'on ne connaisse pas les caractéristiques techniques d'un transformateur donné, que l'on cherche une application pour un transformateur 110 V, que le transformateur "chauffe", qu'il ronfle, que l'on veuille faire des tests de sur- et sous-tension, ou encore que . . . que . . .

Si l'un ou plusieurs des problèmes évoqués ci-dessus vous sont familiers, nous ne pouvons que vous conseiller de poursuivre la lecture de cet article dont le but est de vous aider à les résoudre.

### Test d'endurance

Il peut être très pratique, avant la première utilisation d'un appareil de réalisation personnelle, d'en tester la stabilité en surtension, voire en sous-tension. Pour ce test, il suffit de disposer de 2 inverseurs et d'un petit transformateur-secteur fournissant au secondaire une tension comprise entre 20 et 24 V (12 à 60 VA).

La figure 1 montre que l'inverseur bipolaire sert, soit à ajouter à la tension du secteur la tension fournie par le secondaire du transformateur, soit encore, à la soustraire de la tension du secteur. L'inverseur unipolaire permet

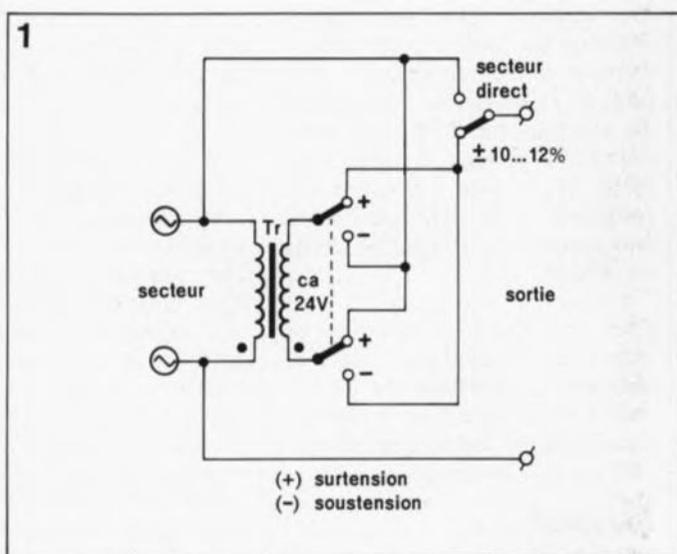


Figure 1. Transformateur en circuit pour réaliser des tests de sur- et de sous-tension.

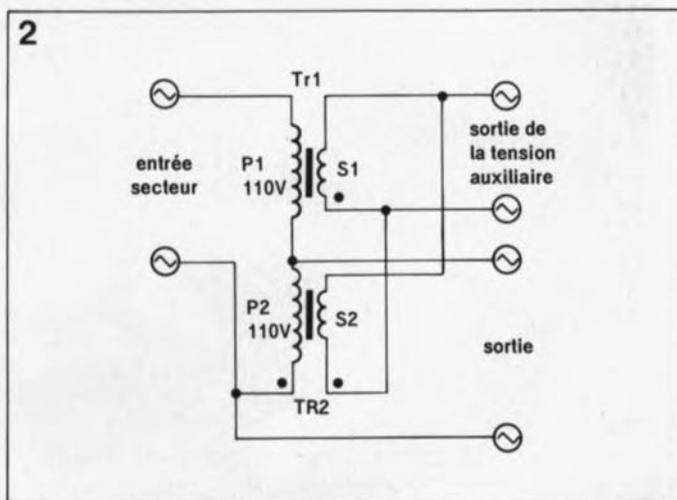


Figure 2. Il est possible de cette façon de générer une tension convenable pour un appareil fonctionnant en 110 V.

d'appliquer la tension du secteur directement au montage à tester. Il va sans dire qu'il faudra utiliser des inverseurs de bonne qualité, capables de supporter les 230 V alternatifs de la tension du secteur.

Puisqu'il est monté en "auto-transformateur", il suffit au transformateur de fournir la puissance requise par la tension de différence. Il est possible, dans ces conditions, de connecter des appareils, consommant jusqu'à 250 VA, à un transformateur de dimensions compactes et de puissance relativement faible, un 24 V/30 VA par exemple.

### 110 volts

Il peut arriver que l'on ait affaire à des appareils conçus pour une utilisation sous une tension secteur de 110 V, car il en existe toujours. Comment s'y prendre alors, vu que la tension du secteur est, chez nous, de 220 V, voire légèrement plus.

Pas de problème, il n'est pas sorcier en effet de trouver un transformateur 110 V; ils sont bradés presque partout dans le commerce à des prix défiant toute concurrence.

La prise en série des enroulements primaires de

2 transformateurs 110 V et la mise en parallèle – en respectant la phase ! – des enroulements secondaires nous fournit un (double) transformateur 110 V alimenté en 220 V (figure 2).

Si la tension de sortie de ce transformateur est trop faible voire trop élevée, il vous restera à réaliser un circuit d'addition/de soustraction du type de celui représenté en figure 1.

### Valeurs de température

Si l'on veut savoir si un transformateur chauffe trop, ou encore si son dimensionnement est (toujours) correct, on pourra mesurer la résistance d'un enroulement au repos (à froid) et refaire la même mesure ensuite après "échauffement" du transformateur.

Sachant que la résistance du conducteur varie avec la température, il est possible, à partir de ces données, de calculer facilement l'augmentation de température entre les 2 états.

La figure 3 propose une disposition de mesure convenable pour effectuer ce test. On commencera avec l'inverseur en position "mesure" pour déterminer la résistance de l'enroulement à froid,  $R_f$ . On met ensuite l'inverseur en position "fonctionnement" pour faire chauffer le transformateur, pendant une trentaine de minutes environ. Après avoir rebasculé l'inverseur en position "mesure", on procédera à la mesure de la résistance de l'enroulement à chaud,  $R_c$ .

En admettant que le coefficient de température de cuivre conducteur soit, avec une précision suffisante, de 0,4%/K, l'élévation de température,  $T_d$ , de l'enroulement est de:

$$\frac{R_c}{R_f \cdot 0,004}$$

$$\frac{R_c \cdot 250}{R_f} = T_d \text{ en K.}$$

$T_d$  = température de différence,  
K = Kelvin, correspondant ici à °C.

La technique de mesure proposée ici a l'avantage majeur de ne pas nécessiter d'opération de démontage du transformateur, ni même l'ouverture du boîtier de l'appareil. La mesure se fait purement et simplement par l'intermédiaire du cordon

secteur de l'appareil concerné.

### L'inconnu

Le transformateur, un être inconnu ? Une situation qui ne peut durer !

Faire la connaissance d'un

transformateur inconnu demande tout d'abord un examen visuel de son état général extérieur, pour voir d'une part s'il est en bon état mécanique et de l'autre s'il s'agit bien d'un transformateur secteur. Il faudra ensuite déterminer la résistance de ces enroulements. L'enroulement présentant la résistance la plus grande est, en règle générale, l'enroulement du primaire (celui que l'on doit, n'est-ce pas, connecter au secteur).

Pour mieux comprendre le principe de mesure utilisé pour l'analyse des enroulements on regardera les figures 4a et 4b.

On connecte ensuite l'enroulement identifié comme étant celui du secteur à un variateur, sorte de transformateur secteur à la tension de sortie réglable. Si l'on augmente graduellement la tension de sortie du variateur et si l'on porte les valeurs mesurées des tensions d'entrée et de sortie,  $U_2$  et  $U_3$  ainsi que la consommation de courant (I) du transformateur inconnu  $TrX$  dans le diagramme de la figure 4b, les courbes  $U_2$  et  $U_3$  fléchissent à partir d'une certaine tension d'entrée, pour rester ensuite relativement constantes. Le courant I lui au contraire grimpe alors rapidement. Cette situation traduit l'entrée en saturation du transformateur. La tension nominale recherchée de notre transformateur-cobaye,  $U_2$ , se situe entre 10 et 15% en dessous de ce point de fléchissement.

Ce test montre que l'analyse d'un transformateur inconnu peut se faire avec un variateur et un voltmètre alternatif que l'on utilise pour déterminer avec précision la valeur de la tension  $U_2$ .

Si la tension  $U_2$  nécessaire pour obtenir la saturation du transformateur dépasse 250 V, il est fort probable que l'enroulement en question est l'enroulement de la tension d'anode d'un vieux transformateur pour tubes.

L'enroulement sur lequel on mesure une tension comprise entre 180 et 250 V est probablement l'enroulement du

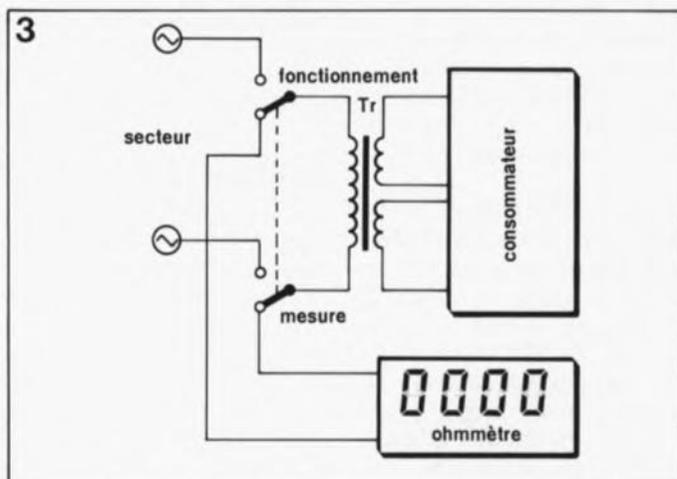


Figure 3. Disposition de mesure pour déterminer la température d'enroulement.

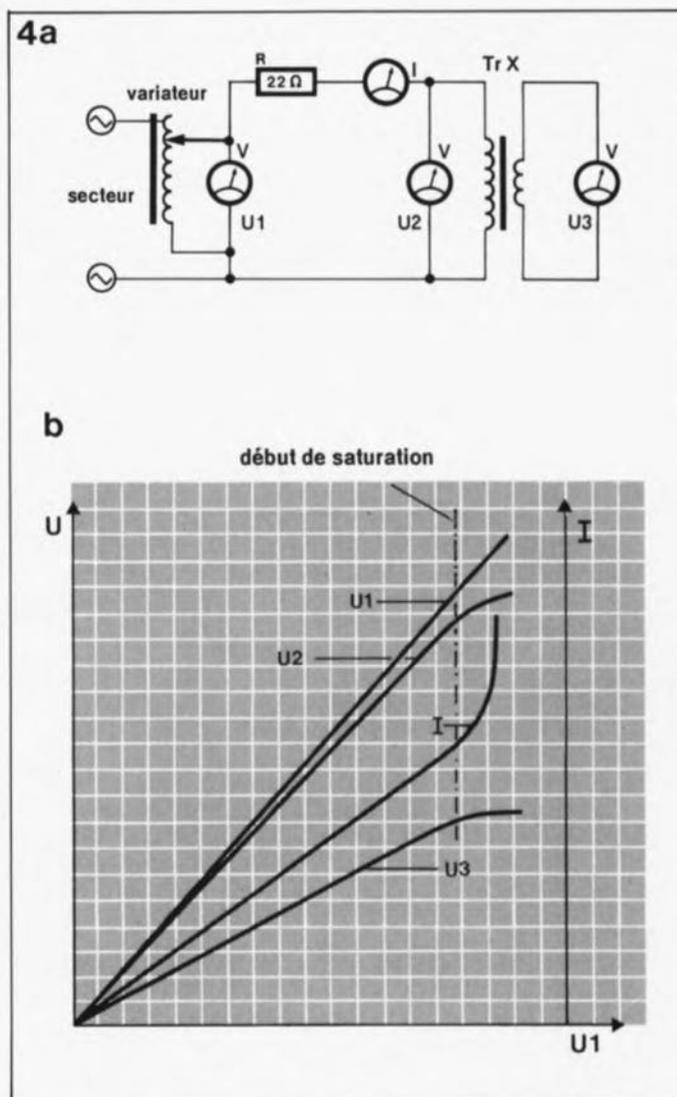


Figure 4. Circuit servant à analyser un transformateur (figure 4a) et la courbe représentant le rapport entre les tensions et courants existant aux différents points de mesure du circuit (figure 4b).

secteur. C'est sur cet enroulement qu'il faudra répéter maintenant le processus de l'analyse.

Après avoir identifié l'enroulement du secteur (220 V), il faudra le connecter au secteur pour mesurer la tension à vide de chacun des enroulements secondaires. Dans le cas d'un transformateur de bonnes dimensions, la tension à vide est, en règle générale, de 5% supérieure à la valeur efficace relevée à une charge nominale, et peut même être plus élevée de 20% dans le cas d'un transformateur de très faibles dimensions.

La charge en courant maximale admissible peut être déduite de la section du fil utilisé pour réaliser l'enroule-

ment en question. Ces valeurs varient de 2,5 à 3 A par mm<sup>2</sup> pour des grands transformateurs, pour atteindre jusqu'à 4 A/mm<sup>2</sup> pour des exemplaires plus petits.

Les dimensions du noyau associées aux caractéristiques énumérées dans le **tableau 1** donnent des informations plus complètes quant à la puissance admissible des transformateurs secteurs avec noyau en M.

Le premier des chiffres identifiant le type de transformateur donne la longueur du côté du paquet de tôles, le second en indique l'épaisseur. Le M 55/21 est de ce fait un transformateur à noyau en M ayant une longueur de 55 mm et dont

l'épaisseur des tôles fait 21 mm.

Le tableau 1 fournit toutes les informations nécessaires pour ceux d'entre nos lecteurs qui veulent fabriquer leur propre transformateur.

**Attention** pourtant: **tout circuit ou composant relié directement au secteur constitue un danger mortel potentiel.** Respectez donc à la lettre toutes les règles de la sécurité concernées !

### Ronflement

En règle générale, la réalisation d'un amplificateur ne pose que très rarement de problème et le résultat est dans la majorité des cas très satisfaisant... s'il n'y avait pas un petit hic, une toute petite imperfection: en superposition sur la musique, un

léger ronflement se fait entendre.

Il faudra commencer par déterminer l'origine réelle de ce ronflement: s'agit-il bien du ronflement du secteur introduit par le transformateur ou serait-ce plutôt un ronflement dû à un mauvais filtrage ou une masse mal disposée. On examinera, pour bien identifier le coupable, le ronflement à l'aide d'un oscilloscope. Dans le cas d'une alimentation faisant appel à un transformateur, la tension continue nécessaire est obtenue, en règle générale, en faisant appel à un redressement. Si dans ces conditions le ronflement a une fréquence de 100 Hz -10 ms par période- il est fort probable qu'il s'agisse d'un mauvais filtrage ou

Tableau 1 Caractéristiques techniques des noyaux en tôles de la série-M

	Unité	M 20/5	M 30a/7	M 30b/7	M 42/15	M 55/21	M 65/27	M 74/32	M 85a/33	M 85b/46	M 102a/36	M 102b/52
Coupe transversale efficace du fer	[cm <sup>2</sup> ]	0,25	0,50	0,75	1,62	3,06	4,86	6,62	9,15	13,10	10,70	15,90
Pertes dans le fer	[W]	-	-	-	0,47	1,15	2,12	3,25	5,10	8,70	7,20	10,60
Puissance maximale à 12 000 Gauss	[VA]	-	-	-	5	14	30	50	80	90	120	180
Nombre de spires/V à 12 000 Gauss	[n]	-	-	-	23,1	12,2	7,7	5,65	4,1	2,8	3,5	2,36
Tension d'enroulement	[V]	-	-	-	0,043	0,081	0,13	0,177	0,245	0,357	0,286	0,424
Longueur moyenne d'une spire supérieure	[cm]	4,1	6,4	8,6	10,0	12,8	15,5	18,0	19,5	22,8	22,0	25,5
inférieure	[cm]	3,1	4,4	6,5	7,8	10,3	12,5	14,7	16,3	18,0	18,1	21,7
Rendement	[%]	-	-	-	64	75	81	84	86	87	88	89
Longueur moyenne de la ligne de force	[cm]	4,7	7,2	7,2	10,2	13,1	15,5	17,6	19,7	19,7	23,8	23,8
Poids du noyau	[kg]	0,01	0,03	0,043	0,13	0,31	0,58	0,9	1,39	1,78	1,98	2,9
Nombre de tôles de 0,35mm d'épaisseur	[n]	14	20	31	43	56	74	89	91	124	98	142
de 0,50mm d'épaisseur	[n]	9	13	21	29	39	53	63	69	89	69	103
Surface de chaque entrefer	[cm <sup>2</sup> ]	0,5	1,3	1,3	2,7	4,0	5,6	7,2	7,6	7,6	11,6	11,6
Section des enroulements	[cm <sup>2</sup> ]	0,25	0,7	0,7	1,9	2,8	3,9	5,1	5,3	5,3	8,0	8,0
Épaisseur de l'enroulement	[mm]	2	4	4	7	8	10	11	10	10	13	13
Largeur de l'enroulement	[mm]	9,8	17	17	26	34	39	46	52	52	61	61
Surface de dissipation	[cm <sup>2</sup> ]	15	32	38	80	140	204	275	340	410	460	580
Épaisseur du paquet de tôles	[mm]	5	7	11	15	27	21	32	33	46	36	52

d'une masse mal disposée. Seule l'introduction d'un ronflement 50 Hz du transformateur nous intéresse ici.

L'introduction d'un ronflement statique entraîné par un couplage capacitif peut être éliminé de façon classique par la mise en place de tôles de blindage. Le seul inconvénient de cette technique est la caractéristique expérimentale de la recherche de l'emplacement convenable où positionner ces tôles de blindage.

Un problème plus important est sans doute le champ de fuite magnétique. Pour l'éliminer on pensera d'abord à un blindage magnétique réalisé à l'aide du mu-métal ou un autre matériau à force coercitive élevée. Le malheur veut qu'un tel matériau ne soit presque jamais disponible aux dimensions requises.

Une autre technique, bien moins connue, permettant d'éliminer le champ de fuite magnétique, est la création d'un champ opposé. Il est relativement simple de générer un champ opposé. Le positionnement sur le transformateur de la **figure 5** d'un enroulement en court-circuit, se traduit déjà par une réduction de 6 à 10 dB du ronflement. L'utilisation d'une tôle de cuivre de largeur égale (au minimum) à celle des enroulements, résulte en une réduction du ronflement de 15 dB. Il existe mieux encore: faire appel à un anneau de protection placé autour du transformateur (**figure 6**). Cet anneau peut fort bien être de forme carrée ou rectangulaire, ce qui facilite sa matérialisation. L'utilisation de ce procédé se traduit par une réduction de 20 dB du ronflement.

Il existe, pour les 3 techniques de réduction de ronflement mentionnées ci-dessus, une règle impérative: comme il s'agit ou d'un enroulement ou d'un anneau "anti-ronflement", sa connexion à la masse ne se fera qu'en un seul point. Ceci signifie que l'enroulement de court-circuit "anti-ronflement" de la figure 5 doit être isolé du noyau du transformateur. En cas de non-respect de cette règle, il n'est pas

exclus que le ronflement magnétique soit remplacé par un ronflement statique (capacitif) !

### Ronflement résiduel

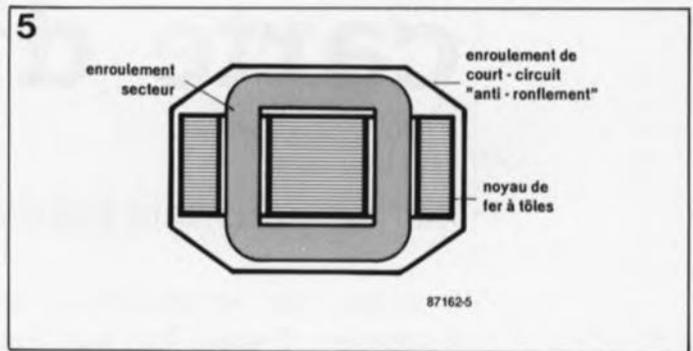
On a la possibilité, pour compenser, voire éliminer, un ronflement, d'introduire, à un endroit convenable à l'intérieur de l'amplificateur, une tension de ronflement déphasé de 180° (en contre-phase). Cette solution manque d'élégance; il est impératif en effet de parfaitement connaître son amplificateur avant de faire appel à cet ultime moyen. Dans bien des cas ce remède est pire que le mal !

Le circuit de la **figure 7** constitue une solution meilleure dont l'utilisation demande cependant certaines précautions elle aussi.

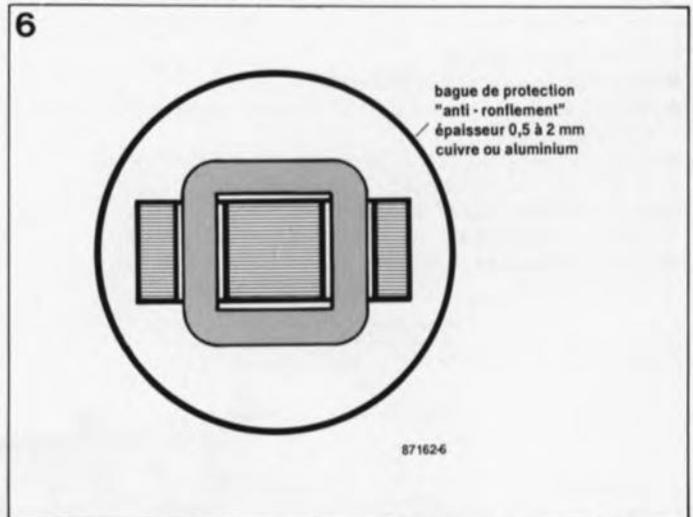
Il faudra doter le transformateur-secteur d'un enroulement auxiliaire de 3 à 6 spires de fil de cuivre émaillé ou de fil de câblage isolé. Il y a, en règle générale, suffisamment de place entre les enroulements et le noyau pour la mise en place de ces quelques spires supplémentaires.

Les résistances R1 et R2 créent un point milieu artificiel (virtuel) ce qui permet de faire varier, par l'intermédiaire du déphaseur réalisé à l'aide de l'ajustable P1 et du condensateur C, le positionnement de la phase présente sur l'ajustable P2.

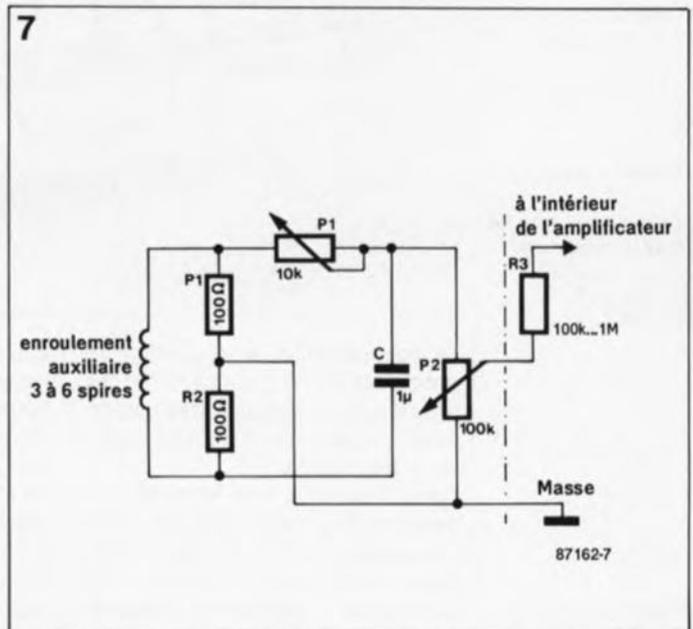
Cet ajustable sert à régler l'amplitude de sortie. Le point de connexion de masse doit être relié à un contact de masse de la sortie de l'amplificateur. Le signal de compensation est introduit dans la ligne de signal de l'amplificateur à travers la résistance R3. En jouant, alternativement, sur P1 et P2, il est possible de minimiser la tension de ronflement. Il faudra noter cependant que, lors de ce réglage, l'utilisation d'un oscilloscope s'impose. Il se peut que l'obtention du réglage optimal nécessite l'inversion des connexions de l'ajustable P1 et du condensateur C sur l'enroulement auxiliaire.



**Figure 5. Enroulement de court-circuit servant à la réduction du ronflement introduit par le transformateur.**



**Figure 6. Anneau de protection faisant office de dispositif "anti-ronflement".**



**Figure 7. Ce circuit permet de générer une tension de compensation de ronflement.**

On notera pour finir que les 2 câbles de connexion vers la résistance R3 et le point de masse de l'amplificateur doivent être entorsadés autant que possible.

En guise de conclusion de cet article, une généralité (presque banale) concernant le ronflement: il est préférable

d'éliminer les causes du problème plutôt que de procéder à une compensation à l'intérieur de l'amplificateur. **■**

# carte d'E/S ATF

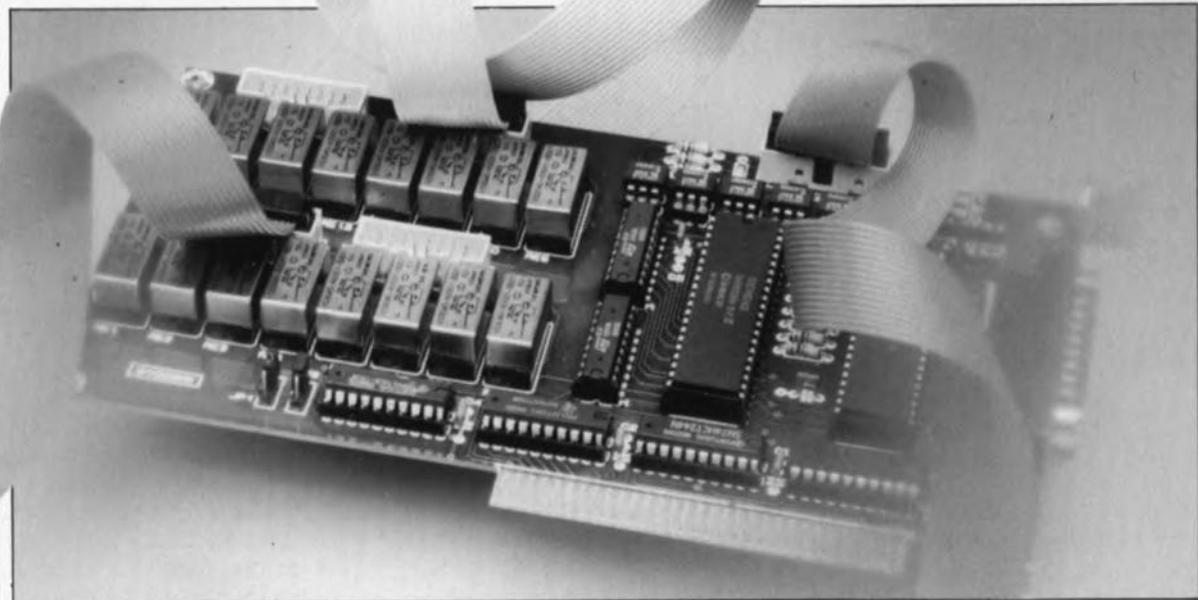
la "bonne À Tout Faire" pour IBM-PC et compatibles

Il semble que les utilisateurs d'ordinateurs du type IBM-PC et Compatibles soient insatiables. Chaque fois que nous décrivons une carte d'entrées/sortie pour PC nous sommes étonnés de l'enthousiasme avec lequel nos lecteurs l'accueillent. Nous vous proposons ici, sous le couvert de "nouvelles variations sur un thème connu", une

carte d'E/S pour PC qui ne rassemble pas moins de 16 relais, 8 opto-coupleurs et 24 entrées/sorties numériques directes. On l'aura sans doute compris à demi-mot, cette carte est la porte ouverte sur toutes sortes de processus de commande, de régulation et de commutation.

#### Caractéristiques techniques:

- carte d'E/S universelle pour ordinateurs MS-DOS,
- 16 relais dotés d'un contact N.O. (normalement ouvert) et d'un contact N.C. (normalement fermé),
- 8 opto-coupleurs, assurant un découplage galvanique efficace,
- 24 entrées/sorties numériques,
- sécurité absolue, assurée par tampons,
- montage compact et bon marché et
- programmation aisée en BASIC ou en Pascal.



La commande et la régulation de processus divers par ordinateur est sans doute un domaine très intéressant, sujet en outre à un développement très rapide.

Dans l'industrie, nous trouvons des systèmes de commande intelligents - tels que les PLC (*Programmable Logic Controllers*), circuits de commande logiques programmables - qui veillent à ce que toute une ligne de production fasse très précisément ce qu'elle doit et rien de plus. Ces systèmes de commande industriels sont, en règle générale, une combinaison d'une partie chargée de la signalisation et d'une partie dont la fonction consiste à effectuer les corrections nécessaires: très exactement ce dont est capable notre nouvelle carte d'E/S ATF.

Pour vous permettre de vous faire une idée des problèmes à résoudre

tout au long d'un processus de fabrication, prenons l'exemple de la fabrication du papier. À la fin de la chaîne de production, le papier doit être enroulé et emballé. En général ceci se fait sur des supports qui deviennent des rouleaux monstrueux et extrêmement lourds. Comme la vitesse à laquelle le papier sort de la machine est constante et que l'embonpoint du rouleau ne cesse d'augmenter, il faut procéder à une adaptation constante et très précise de la vitesse de rotation de ce rouleau. Le but de l'opération n'est bien évidemment pas de déchirer le papier que l'on vient juste de produire à grand renfort de technologie.

On se trouve ici en présence d'une tâche typique d'un ordinateur de commande, dit aussi automatisme dédié.

Nous ne cultivons guère l'illusion

que notre nouvelle carte d'E/S ATF (pour **A** Tout Faire), implantée dans un XT, soit un jour utilisée pour la commande de toute une usine de fabrication de papier. Elle constitue cependant un premier pas dans cette direction et pourrait peut-être vous inciter à faire des expériences d'initiation. Un nombre important de modèles d'automatisation industrielle sont réalisés au départ à partir de kits d'expérimentation Fischer-Technik commandés par un PC.

#### Le synoptique

Il nous faut le reconnaître, la carte d'E/S ATF est relativement élémentaire. Pas de sophistication inutile, cette carte ne comporte que les composants indispensables aux processus de commande et de régulation en tout genre.

La figure 1 propose le schéma de

l'électronique; la structure de cette carte est évidente.

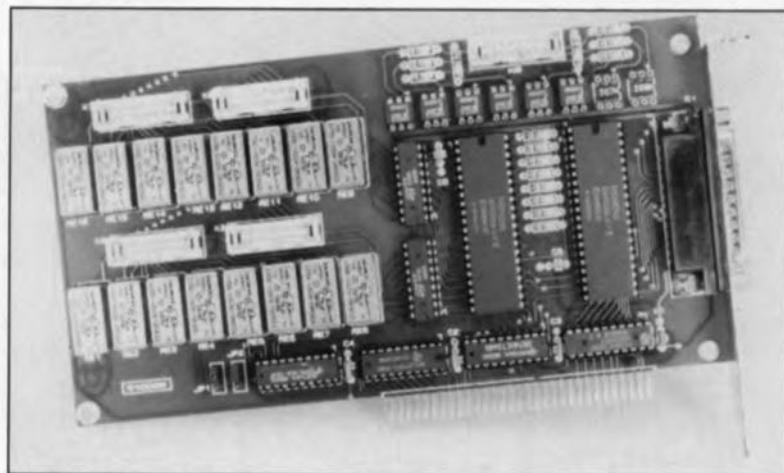
Le connecteur, devant être inséré dans l'un des connecteurs d'extension d'un PC, transmet à l'électronique présente sur la carte tous les signaux d'adresses et de données. Les tampons IC9 à IC11 évitent que la carte ne puisse avoir la moindre influence sur le bon fonctionnement de l'ordinateur. IC9, un tampon bidirectionnel du type HCT245, permet en effet un trafic dans les deux sens (d'où le qualificatif de bidirectionnel) entre l'ordinateur et la carte.

Comme sur le bus d'adresses la circulation n'est qu'unidirectionnelle, nous avons monté à cet endroit un HCT240 (IC10, inverseur) et un HCT244 (IC11, non-inverseur). La carte n'utilise que 10 lignes d'adresses pour lesquelles elle fait appel à 2 circuits tampons. N'étant pas utilisés à plein, ces composants permettent en outre de tamponner un certain nombre de signaux de commande. Ceci explique que les lignes *IOWR* (*Input/Output WRite* = Écriture d'E/S), *IORD* (*Input/Output ReaD* = Lecture d'E/S), *RESET* (Remise à zéro) et *AEN* (*Address ENable* = validation d'adresse) soient également reliées à IC11.

En principe, il est impossible qu'il y ait le moindre risque de dommage (méfiez-vous cependant de la terrible loi de Murphy !).

En aval des tampons, nous trouvons le décodeur d'adresse, IC12. Il s'agit ici d'une PAL du type 16L8. Ce décodeur programmé, disponible auprès des adresses habituelles, ne remplit qu'une tâche élémentaire: effectuer, à l'intérieur du domaine des entrées/sorties, la sélection de 2 adresses convenables pour les circuits d'E/S, IC13 et IC14. Il s'agit ici de deux circuits à forte intégration du type 8255, fort connus, sans aucun doute, par nombre des lecteurs assidus d'Elektor.

Les ports d'E/S de IC14 sont mis à disposition directement et sans tampon sur le connecteur K1. Les sorties du second 8255 servent à la commande des relais et des opto-coupleurs. Le port A est relié aux opto-coupleurs IC1 à IC8. Les deux circuits intégrés ULN2803 servent de tampon pour les ports PB0 à PB7 et PC0 à PC7. L'utilisation de ces circuits de commande évite des problèmes lors de la commande des relais. La charge appliquée aux sorties numériques du 8255 est ainsi réduite au strict minimum. La diode intégrée et associée à chaque sortie du ULN2803 bloque la crête de



La carte d'E/S multifonction sera insérée dans l'un des connecteurs d'extension d'un ordinateur du type IBM-PC et compatibles. De par sa simplicité, cette carte peut être commandée par un logiciel relativement élémentaire.

tension qui se produit lors de la commutation d'un relais. Les ports B commandent les relais Rel1 à Rel8, les ports C les relais Rel9 à Rel16.

Les relais Siemens (type V23040-A00001-B201) que nous avons utilisés sur le prototype de la carte comportent un contact basculable, ce qui permet de réaliser et des boucles à contacts normalement fermés (N.C. de l'anglais Normally Closed) et des boucles à contacts normalement ouverts (N.O., nous avons de la chance, Open et ouvert commencent avec la même voyelle). En dépit de leurs dimensions et leur poids très faible (6 g seulement), ces relais sont extrêmement solides. Les contacts, d'un alliage de palladium et de nickel, sont dorés et revêtus d'une fine couche de rhodium, d'où leur prix. Les commutations de courants importants et de tensions élevées ne posent pas de problème. Le fabricant garantit leur fonctionnement sous un courant maximal de 2 A et à une tension continue de 150 V voire alternative de 125 V. Il faudra noter cependant que, de par ses caractéristiques physiques, le circuit imprimé conçu pour cette carte est fait pour des courants de 1 A au maximum. Un courant plus intense risque d'endommager certaines pistes fines. La disposition rapprochée des pistes interdit également de faire effectuer aux relais des commutations de tensions élevées, risque de disruption.

Toute la ribambelle d'opto-coupleurs que comporte la carte est destinée à la mesure du niveau de signaux numériques. Les opto-coupleurs garantissent en effet un découplage galvanique adéquat. Lorsqu'un signal de niveau haut est appliqué à un opto-coupleur, celui-ci se voit traversé par un courant; sa sortie passe alors au niveau bas, état que l'ordinateur traduit comme un "0". Les entrées à opto-coupleur sont toutes dotées d'une résistance-série qui réduit les risques d'endom-

agement de ces entrées. Pour adapter la valeur de ces résistances au niveau des signaux appliqués, on utilisera la formule suivante:

$$R = U_{\text{entrée}} / I,$$

à condition que

$$5 \text{ mA} < I < 10 \text{ mA}.$$

Dans la pratique, il est très peu probable que les courants d'entrée soient trop intenses. Les diodes additionnelles D1 à D8 protègent la LED (intégrée dans l'opto-coupleur concerné) contre les risques de destruction dus à une erreur de polarité lors de l'application d'un signal d'entrée.

## La réalisation

La figure 2 représente la sérigraphie de l'implantation des composants sur le circuit imprimé double face à trous métallisés de la nouvelle carte d'E/S ATF. La réalisation proprement dite ne devrait pas poser de problème particulier. Il est recommandé d'utiliser des supports pour tous les circuits intégrés. Les différents sous-ensembles des entrées et des sorties arrivent à l'un des six connecteurs. Les relais sont reliés à K2 à K5, des connecteurs à 2 x 8 contacts répondant aux normes HE-10. K6, un connecteur du type HE-10 à 2 x 8 contacts lui aussi, assure la liaison des opto-coupleurs au monde extérieur. Les lignes d'E/S directes sont dotées d'une embase du type sub-D à 25 contacts coudés passant dans un orifice de dimensions convenables percé dans la plaquette de fixation, permettant une connexion facile du câble de liaison, une fois la carte implantée dans l'ordinateur.

Le nombre élevé de connecteurs présents sur la carte implique l'utilisation d'un nombre conséquent de câbles en nappe, devant bien évidemment sortir à un endroit ou



l'autre de l'ordinateur, si l'on veut relier toutes ces entrées et sorties au monde extérieur. Ce n'est pas l'une des solutions les plus élégantes qui soit, nous le reconnaissons, mais, compte tenu du caractère universel de cette carte, elle est quasi-inévitable.

Avant d'implanter la carte dans l'un des connecteurs d'extension de l'ordinateur, il faudra déterminer la plage des adresses à utiliser. Les adresses doivent être choisies dans le domaine des adresses réservé à cet effet par l'ordinateur, à savoir celles comprises entre 300<sub>HEX</sub> et 31F<sub>HEX</sub>. Le choix de 8 adresses distinctes se fait par l'intermédiaire de 2 cavaliers, implantés sur les barrettes à 3 plots A3 et A4. Le petit tableau donné ci-dessous – et également repris sur la sérigraphie des composants sur la platine – donne la correspondance entre les positions des cavaliers et les adresses choisies.

Correspondance entre les adresses et les cavaliers à implanter

Adresse	300	308	310	318
	$\overline{A3}$	A3	$\overline{A3}$	A3
	A4	A4	A4	A4

Exemple:  $\overline{A3}$  signifie implanter le cavalier entre le plot central de la barrette triple  $\overline{A3/A3}$  et le plot marqué  $\overline{A3}$ , les deux plots supérieurs de cette barrette donc.

En règle générale, l'une de ces adresses au moins devrait être libre. Si toutes ces adresses sont encore inoccupées, il vous est même possible d'implanter 4 cartes d'E/S ATF dans votre ordinateur.

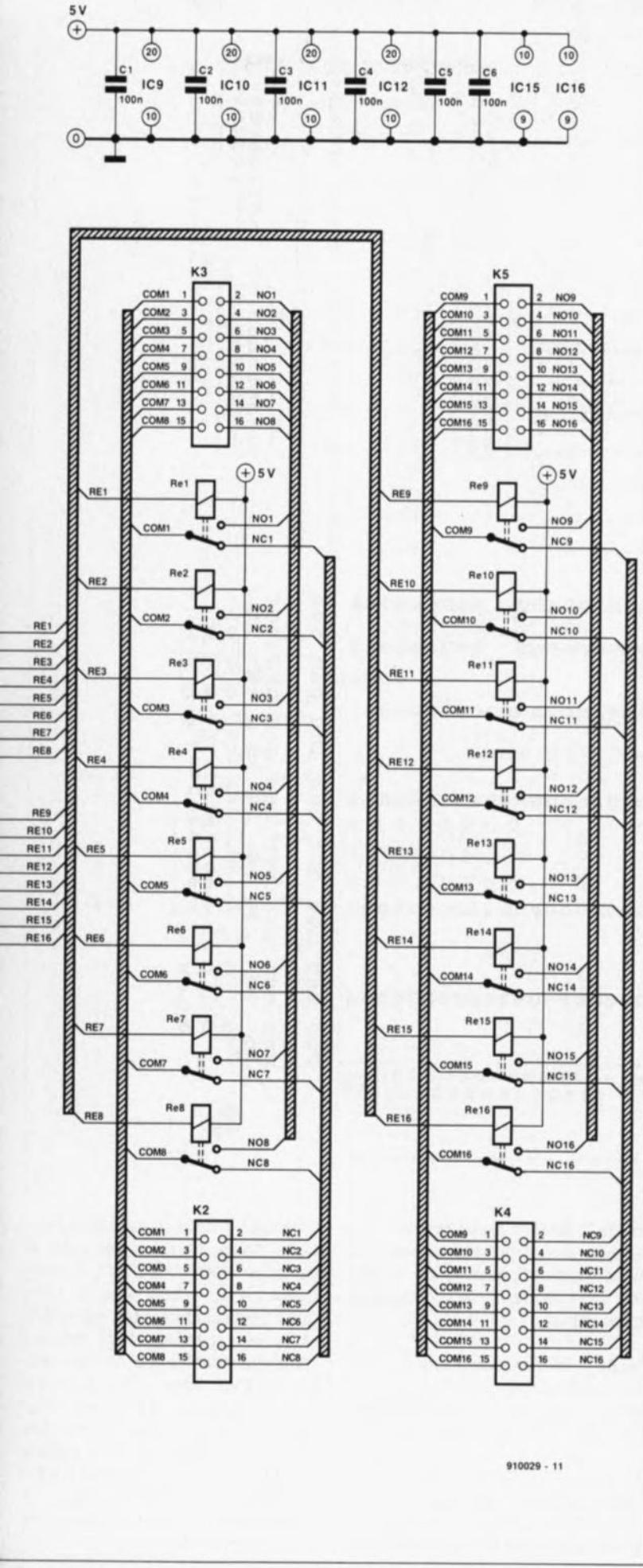
### Le logiciel de commande

Jusqu'à présent, nous n'avons parlé que du côté matériel de la carte. Il est évident, hélas, que sans un certain logiciel, le matériel n'est pas d'une très grande utilité. Et c'est à ce logiciel très précisément que nous allons nous intéresser maintenant.

L'un des composants principaux de cette carte, nous l'avons déjà dit, est le 8255. La dénomination officielle du 8255 est PPI (**P**rogrammable **P**ériphérique **I**nterface = interface périphérique programmable) ce qui explique un peu le nombre élevé d'options que présente ce circuit intégré.

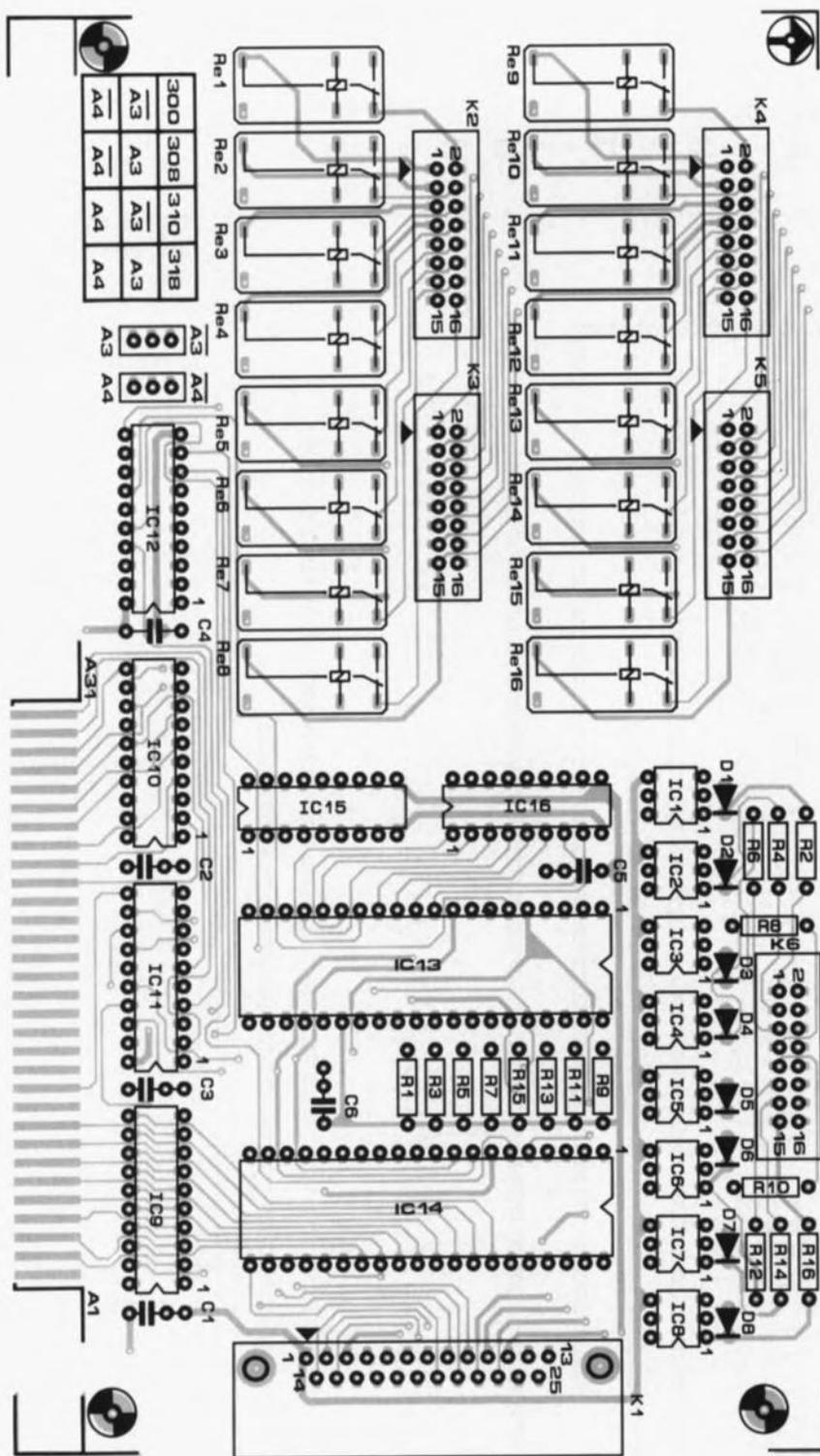
La figure 3 donne la structure interne de ce composant fort intéressant déjà utilisé sur la carte d'E/S universelle pour IBM-PC & compatibles, sujet de l'un des articles du n°119 (mai 1988).

Figure 1. L'électronique de la carte d'E/S ATF pour IBM-PC et compatibles.



**Figure 2. Représentation de la séri-graphie de l'implantation des composants de la carte d'E/S ATF. Le circuit imprimé, disponible auprès des adresses habituelles, est doté d'un connecteur à contacts dorés.**

2



**Liste des composants**

**Résistances:**

R1 à R16 = 1 kΩ

**Condensateurs:**

C1 à C6 = 100 nF

**Semi-conducteurs:**

- D1 à D8 = 1N4148
- IC1 à IC8 = CNY17-2 (Telefunken)
- IC9 = 74HCT245
- IC10 = 74HCT240
- IC11 = 74HCT244
- IC12 = PAL 16L8 programmée (aYEZ 5994)
- IC13, IC14 = 8255-5 (NEZ, Intel)
- IC15, IC16 = ULN2803 (Sprague devenu Allegro depuis peu)

**Divers:**

- Re1 à Re16 = relais, 1 inverseur, bobine 5 V (tel que Siemens V23040-A0001-B201 par exemple)
- K1 = connecteur sub-D encartable, mâle à 25 contacts soudés
- K2 à K6 = connecteur HE-10, mâle, 2 x 8 contacts
- 1 plaquette de fixation pour cartes d'extension

Les 3 ports d'E/S à 8 bits sont divisés en 2 groupes. Chacun de ces groupes comporte 1 port et 1/2. La raison de cette construction bizarre qui pourrait bien être source de confusion est à chercher dans les possibilités d'acquiescement (*handshaking*) caractéristiques du 8255, circuit qui connaît 3 modes de fonctionnement:

**mode 0: basic input/output**

Les ports A et B et les 2 demi-ports C peuvent être programmés en entrées ou en sorties.

**mode 1: strobed input/output**

Chacun des ports A et B est servi par un demi-port C, chargé de fournir les signaux d'acquiescement nécessaires.

**mode 2: bi-directional bus**

Le port A est intégralement bidirectionnel, mais pour cela il doit être servi par 5 des lignes du port C.

Le choix du mode de fonctionnement requis se fait par l'intermédiaire d'un mot de commande. La figure 4 illustre clairement la structure

à donner à ce mot de commande. Cette figure illustre également le caractère bivalent du port C. Ce port comporte en effet 2 port de 4 bits que l'on peut utiliser et comme E/S, et pour la génération de signaux d'acquiescement, et pour les interruptions. Chacun des 2 demi-ports est relié plus ou moins à l'un des autres ports d'E/S. On pourrait même dire que le 8255 est doté de 2 ports à 12 lignes d'E/S. Cette dualité se fait remarquer également dans la programmation, voire la commande, de ce circuit intégré.

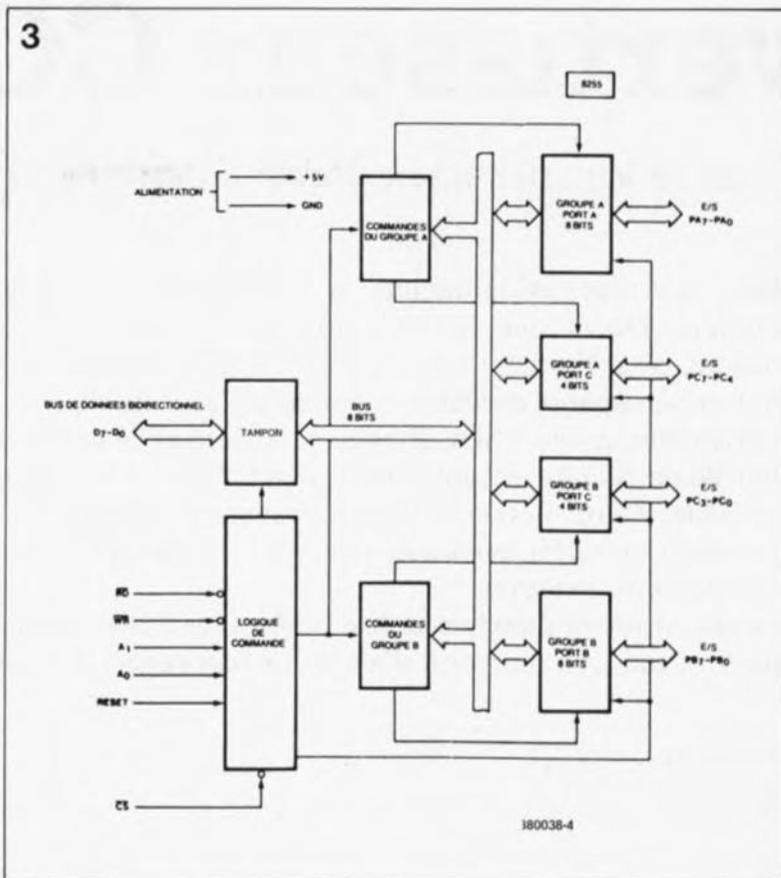
Le **tableau 1** donne la composition du mot de commande et la fonction individuelle de chacun de ses bits. L'un des aspects les plus caractéristiques de ce composant saute immédiatement aux yeux: les différents bits des lignes d'E/S ne permettent pas une définition individuelle comme entrée ou comme sortie. C'est en effet l'ensemble du port que l'on définit pour une seule et unique fonction. Lors du choix de l'un des 3 modes de fonctionnement, le bit 7 est invariablement actif, c'est-à-dire à "1".

Le mode 0 est le mode le plus simple. La seule chose demandée au processeur est, soit l'écriture dans, soit la lecture du registre correspondant du 8255, qui fonctionne ensuite, selon le cas, en entrée ou en sortie. On notera qu'un port configuré en sortie peut toujours être lu, ce qui nous laisse la possibilité de vérifier à tout instant l'état de la sortie.

Une explication dans cet article de l'utilisation des modes 1 et 2, ainsi que la situation dans laquelle le bit 7 est inactif ("0") nous mènerait trop loin. L'utilisation de cette carte d'E/S sera limitée en règle générale au mode 0. Ceux d'entre nos lecteurs qui s'intéressent aux possibilités de ces 2 ports peuvent se référer au recueil de caractéristiques techniques constructeur du 8255 disponible auprès de ce dernier, ou reproduite par exemple, dans le "Guide des circuits intégrés - 2" (Publitronic).

Étant pratiquement arrivés à la fin de cet article, il nous faut noter une caractéristique intéressante des sorties du 8255. À une tension de sortie de 1,5 V, ce port fournit un courant maximal de 1mA. Ce courant suffit à commander directement un transistor ou autre circuit de commande Darlington. La dissipation de courants allant jusqu'à 2,5 mA ne posera pas de problème elle non plus.

Il est plus que probable que les informations fournies jusqu'à présent ne soient pas suffisantes pour vous permettre d'écrire un logiciel de programmation convenable. Dans ce cas, il faudra vous référer à la **figure 5** qui vous propose un petit programme écrit en BASIC, servant à l'initialisation des deux PPI8255. Ce programme permet également de vérifier les sorties des relais et des optocoupleurs. Les relais sont commandés l'un après l'autre tandis que les niveaux présents aux



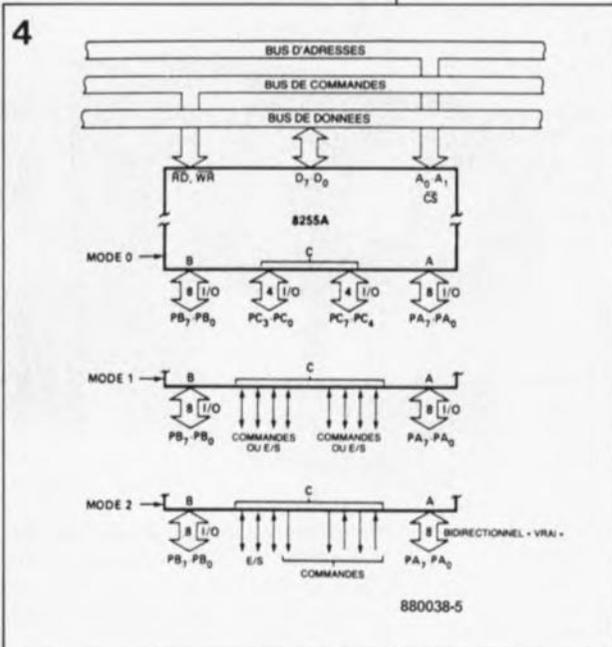
**Figure 3. Structure interne du 8255. La carte d'E/S comporte 2 exemplaires de ce circuit intégré, chargés d'assurer la commande des différents composants entrant en communication avec le monde extérieur.**

entrées des optocoupleurs sont lus en permanence. Les ports de IC14 sont configurés comme des entrées et les valeurs présentes à ces entrées sont affichées sur l'écran du moniteur. Ce tout petit logiciel vous sera sans doute d'une grande aide lors de vos premiers pas dans le domaine de l'automatisation par PC.

Allez et expérimentez. Faites nous part de vos réalisations et découvertes...

**Le mois prochain...**

... est à nouveau celui du fameux numéro double "Hors-Gabarit" '91. Plus de 100 schémas, circuits couvrant tous les domaines de l'électronique, de l'audio à la voiture en passant par la mesure, la photo, l'expérimentation et la domotique, sans oublier bien évidemment la micro-informatique...



**Figure 4. Ce schéma illustre nettement le caractère bivalent du 3e port d'E/S. Lors de l'utilisation de la carte d'E/S on se limite en général au mode 0.**

```

5 0 REM   Logiciel de commande en BASIC pour la carte d'E/S IBM multifonction
10 CLS
20
30 X=0 ' .adresse 0:&H300-&H307 1:&H308-30F 2:&H310-&H317 3:&H318-31F
40 X = &H300 + X * &H8
50 ' .....adresses
60 A1 = X + 0: B1 = X + 1: C1 = X + 2: CTRL1 = X + 3: ' .....adresses d'E/S
70 A2 = X + 4: B2 = X + 5: C2 = X + 6: CTRL2 = X + 7
80 OUT CTRL1,&H9B: ' .....entrée A1, B1 et C1
90 OUT CTRL2,&H90: ' .....entrée A, sorties B et C
100 ' .....test des ports d'E/S
110 CLS
120 LOCATE 23,1: PRINT "Test d'E/S en cours"
130 LOCATE 10,1
140 FOR I = 0 TO 7
150 OUT B2, 2*I
160 GOSUB 240
170 NEXT I
180 FOR I = 0 TO 7
190 OUT C2, 2*I
200 GOSUB 240
210 NEXT I
220 PRINT HEX$(INP(A2)),INP(A1),INP(B1),INP(C1)
230 GOTO 120
240 FOR J = 0 TO 100: NEXT
250 RETURN

```

**Figure 5. Listing d'un petit programme écrit en BASIC, montrant comment se servir de la carte d'E/S. Ce logiciel de trois fois rien comporte suffisamment d'informations pour vous permettre d'écrire un programme vous-même.**

# convertisseur CC/CC

du 18 V parfaitement stable à partir de 12 à 16 V continus

Bien que les alimentations à découpage se caractérisent par une efficacité remarquable et une fiabilité étonnante, elles ont malheureusement l'inconvénient majeur, pour l'amateur de réalisations personnelles, d'être très compliquées et de ce fait extrêmement délicates à concevoir et à fabriquer soi-même.

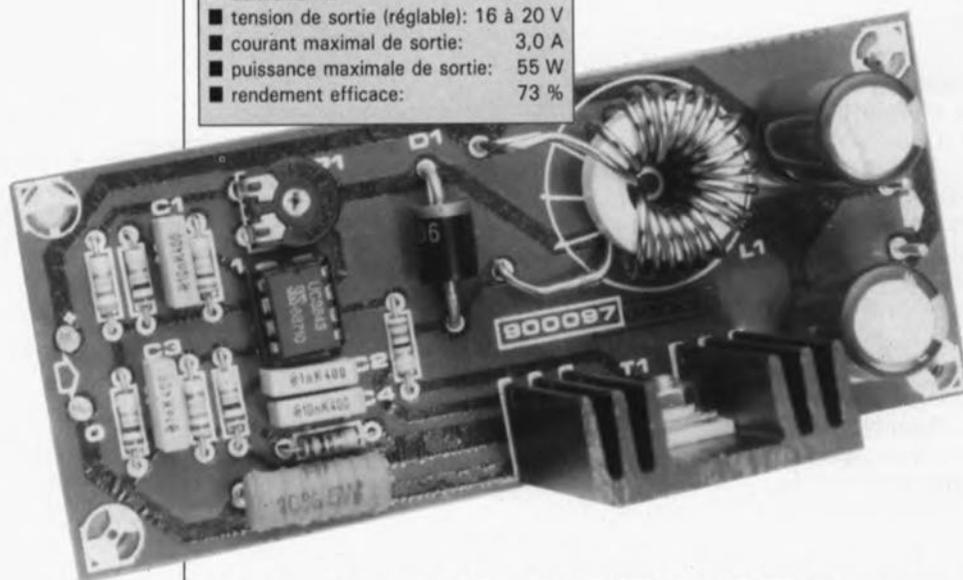
Cependant, grâce à SGS-Thomson, société qui vient de lancer sur le marché toute une famille de circuits intégrés neufs, cette situation dramatique est en voie d'amélioration sensible. Cette nouvelle ligne de circuits intégrés pour alimentation à découpage présente un autre avantage, celui de n'exiger qu'un nombre étonnamment faible de composants externes.

Le circuit décrit dans cet article devient ainsi une source de tension convenant on ne peut mieux à la recharge d'accus rechargeables à l'aide d'une batterie de voiture.

application:  
SGS-Thomson  
Microelectronics

**Caractéristiques techniques:**

- convertisseur élévateur
- plage des tensions d'entrée admissibles: 12 à 16 V
- tension de sortie (réglable): 16 à 20 V
- courant maximal de sortie: 3,0 A
- puissance maximale de sortie: 55 W
- rendement efficace: 73 %



Le besoin constant de réaliser des modules d'alimentation-secteur caractérisés, d'une part, par un rendement de plus en plus important et d'autre part, par l'utilisation d'un minimum de composants, tout ceci pour réduire leur taille au strict nécessaire, pousse les fabricants de circuits intégrés à développer des composants que l'on pourrait presque qualifier de "révolutionnaires".

SGS-Thomson propose depuis peu toute une nouvelle série de circuits intégrés: la famille des UC x84x. Le fonctionnement de ces différents semi-conducteurs récents fait appel au principe de la régulation de largeur d'impulsion.

À l'inverse des circuits de régulation les plus récents tels que les

LM2575 et LM2577 proposés par National Semiconductor, les UC x84x de SGS-Thomson ne comportent pas de transistor de commutation de puissance (voir structure interne de la figure 1). Ce choix se traduit par une augmentation du nombre de composants externes nécessaires, inconvénient compensé cependant par une plus grande liberté lors de la conception du circuit d'application.

Les différents circuits intégrés -UC1842/3/4/5, UC2842/3/4/5 et UC3842/3/4/5- se distinguent chacun par leur plage de température ambiante de service, l'importance de leur seuil de sous-tension admissible avant mise hors-fonction, la précision de leur source de tension de référence interne et

l'importance de leur rapport cyclique maximal.

Les domaines d'application les plus intéressants de ces nouveaux circuits sont sans le moindre doute les convertisseurs dits CC-CC (DC-DC = *Direct Current-Direct Current* dit-on en anglais, mais en réalité il faudrait dire tension continue/tension continue) et les régulateurs à découpage au primaire.

Les circuits sont disponibles en différents boîtiers, caractérisés, comme d'habitude, par un caractère: N pour boîtier plastique, J pour minidip céramique, B et D pour DIP-14 et SO-14 respectivement. Dans notre montage, nous faisons appel à la version "grand public" et bon marché, l'UC3843N au boîtier en plastique.

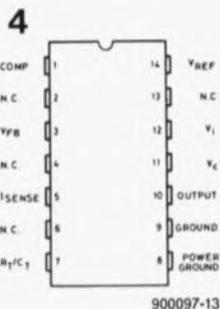
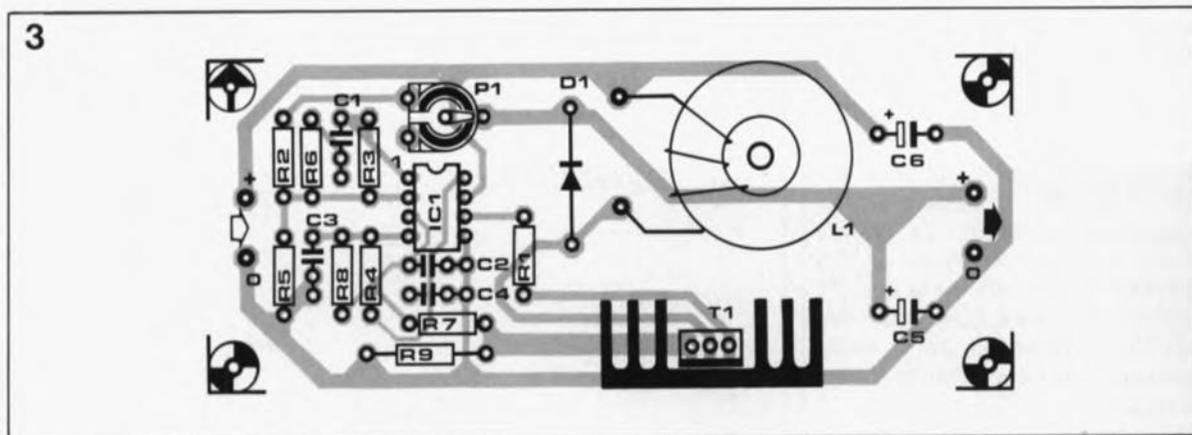
## Modulation de largeur d'impulsion

Notre montage se range dans la catégorie des convertisseurs-élévateurs de tension. Il est, de ce fait, capable de générer une tension de sortie supérieure à la tension appliquée à son entrée. Le principe d'un tel circuit n'est pas très compliqué: on additionne à la tension d'entrée une tension, produite par auto-induction dans une bobine. Une régulation adéquate de la tension d'auto-induction permet d'obtenir la tension de sortie requise.

L'importance de la tension d'auto-induction dépend de la valeur de l'inductance et de l'intensité du courant traversant la bobine -ou, pour être plus exact, de la vari-



**Figure 3.** Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du convertisseur CC/CC. Il est possible de monter la platine en équerre contre l'une des faces latérales d'un boîtier métallique. Ceci permet de supprimer le radiateur destiné au refroidissement du transistor T1.



**Figure 4.** Brochage de l'UCx84x en boîtier DIP-14 ou SO-14.

Il est recommandé de laisser entre la diode D1, une FR606, et la platine une distance de 2 à 3 mm: elle s'échauffe en effet relativement lorsque le circuit travaille aux limites de ses possibilités.

La bobine L1 prend la forme de 19 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section effectuées sur un tore Siemens de référence R20/7. Bien qu'il ne s'agisse pas là d'un critère très critique, il faudra veiller, pour l'amour des choses bien faites, à répartir les spires régulièrement sur le tore. Le matériau utilisé pour ce tore est du type K1.

L'efficacité du convertisseur dépend, pour une part non néglig-

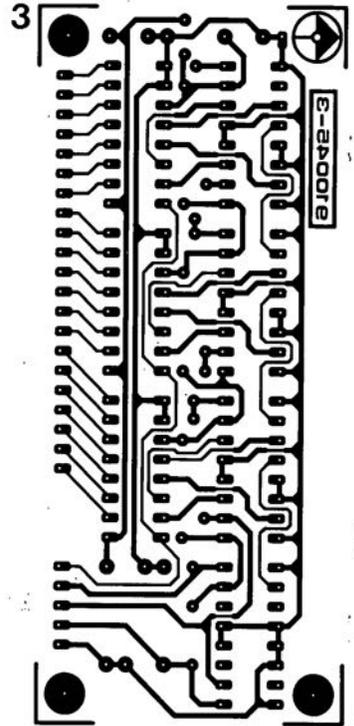
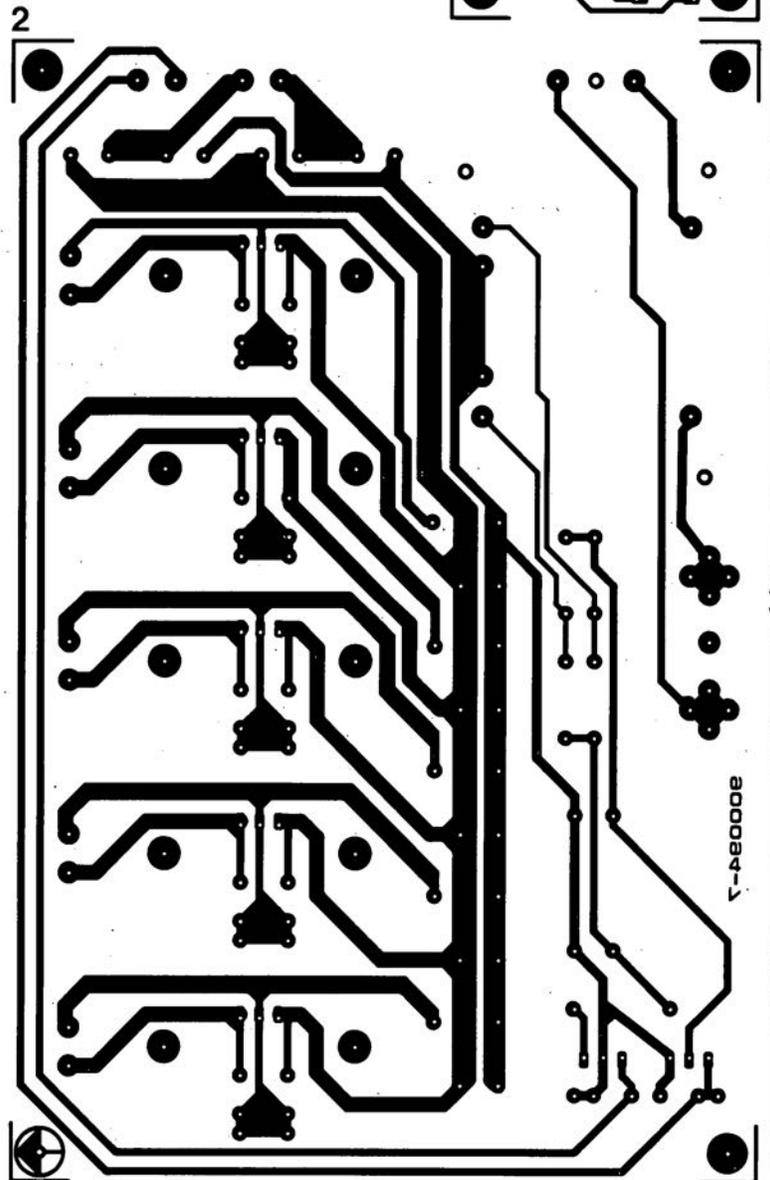
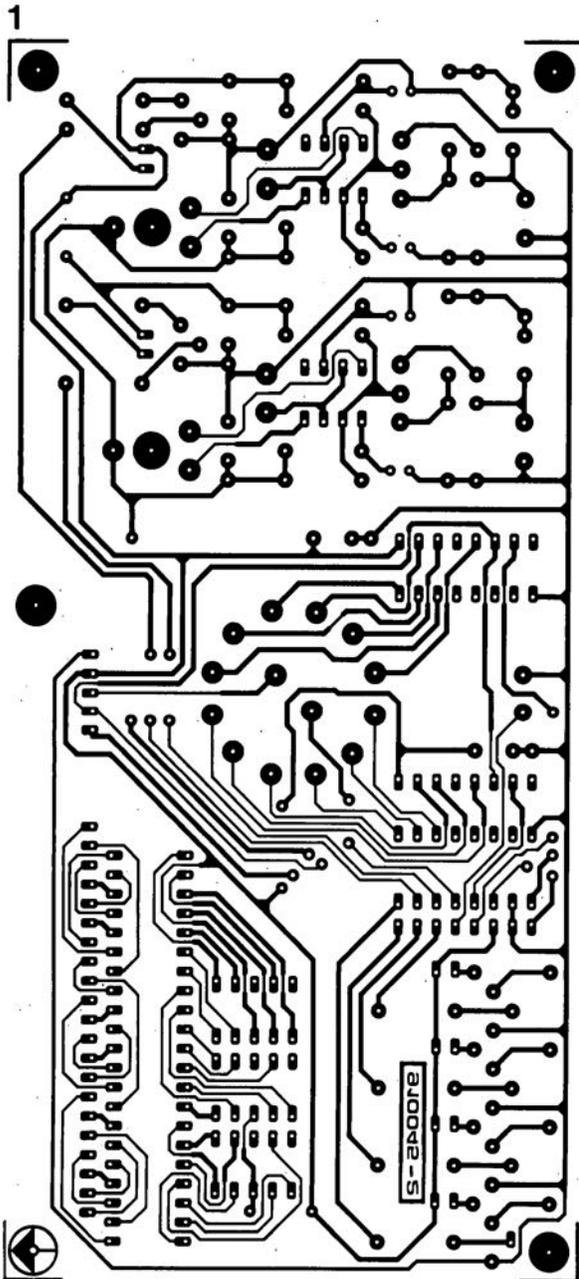
geable, de la qualité des composants utilisés. Ceci explique que nous ayons utilisé un transistor FET (= *Field Effect Transistor*) rapide plutôt qu'un transistor bipolaire. Il en va de même pour la diode D1. Le circuit fonctionne également si l'on prend une diode standard au silicium. Un fonctionnement efficace, à rendement élevé donc, nécessite pourtant des commutations ultra-rapides.

Vous ne devriez pas avoir de problèmes pour obtenir ces composants. Les transistors du type BUZ sont disponibles chez n'importe quel revendeur digne de ce nom et la diode FR606 est l'un des types standard de la collection de *Taiwan Semiconductors*.

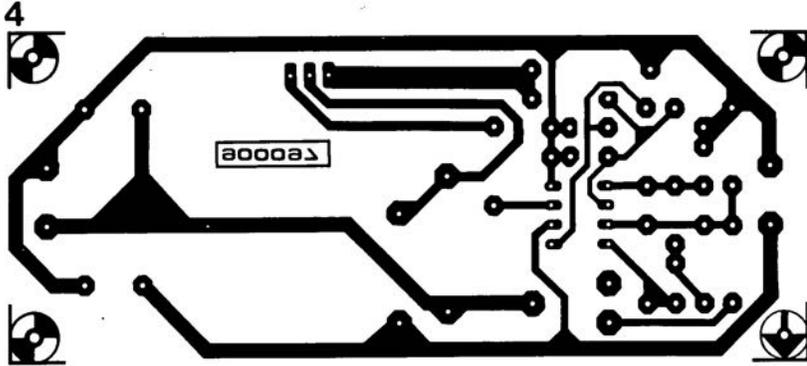
### L'étalonnage

Il faudra, pour l'étalonnage du circuit, appliquer à l'entrée du convertisseur - en faisant appel à une alimentation de laboratoire par exemple - une tension comprise entre 10 et 16 V. Il suffit ensuite de jouer sur l'ajustable P1 pour obtenir la tension de sortie requise, tension dont la plage s'étend de 16 à 20 V. À l'inverse de ce qu'exigent la plupart des alimentations à découpage classiques, il n'est pas nécessaire de connecter de charge à la sortie du circuit pour effectuer cette petite opération de réglage. ■

# SERVICE



# SERVICE



- 1 phasemètre numérique: platine principale
- 2 analyseur logique: l'alimentation
- 3 phasemètre numérique: l'affichage
- 4 convertisseur CC/CC
- 5 phasemètre numérique: circuit de commande
- 6 antenne fouet active: côté composants
- 7 antenne fouet active: côté pistes

