

# ELEKTOR

## électronique

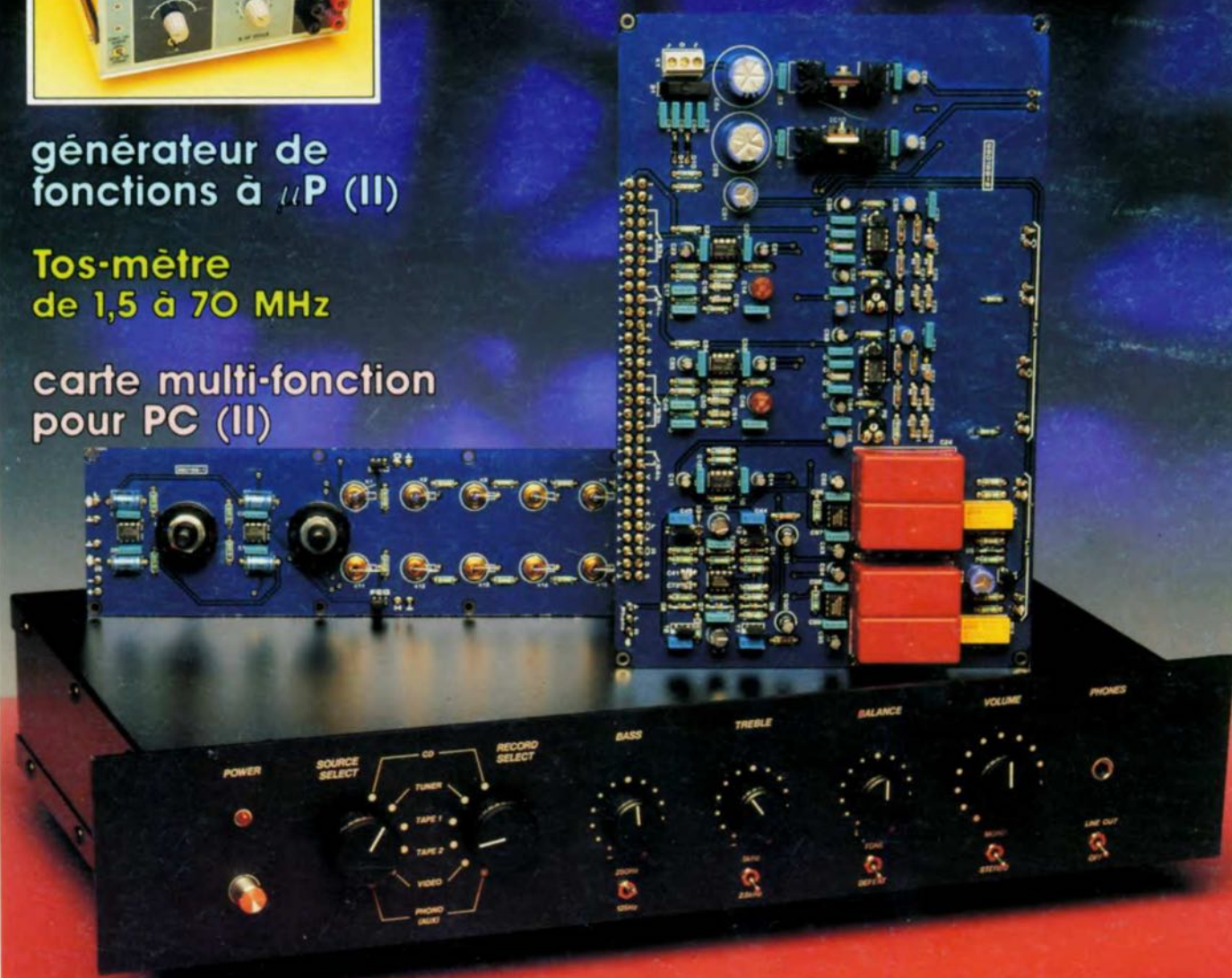


chargeur d'accus  
CdNi universel

générateur de  
fonctions à  $\mu P$  (II)

Tos-mètre  
de 1,5 à 70 MHz

carte multi-fonction  
pour PC (II)



M 1531 - 151 - 22,00 F



**The Complet**  
préampli haut de gamme  
à 6 entrées



# SONMAIRE



n°151  
janvier 1991

Nous commençons l'année 1991 comme nous avons terminé l'année 1990. Nous vous proposons dans ce numéro pas moins de 5 réalisations majeures recouvrant 4 des domaines les plus intéressants de l'électronique d'aujourd'hui: la micro-informatique, l'audio, la mesure, le modélisme.

## Services

- 8 **elektor software service (ESS)**
- 8 **liste des circuits imprimés EPS)**
- 7 **circuits imprimés en libre service**
- 7 **répertoire des annonceurs**

## Informations

- 23 **l'a.b.c. de la mesure (II)**  
F.-P. Zantis
- 43 **panorama de la TV-RDS**
- 49 **le bus I<sup>2</sup>C**
- 48 **fort d'elektor:** thermo-régulation pour ventilateur de PC
- 65 **en marge:** commutateur d'intervalle pour caméscope
- 74 **elekture:** Becker Tools pour Windows 3 - Norton Utilities  
- PC: Guide de survie

## RÉALISATIONS

### Micro-informatique

- 26 **carte multi-fonction (II)**  
pour IBM PC et Compatibles

### Audio-Vidéo

- 32 **The Complet (I)**  
préamplificateur haut de gamme universel

### 60 mini-caisson de graves (II)

étage de puissance et alimentation pour un woofer auxiliaire

### Mesure

- 40 **TOS-mètre**  
de 1,5 à 70 MHz  
J. Bareford

- 66 **générateur de fonctions à  $\mu$ P (II)**  
jusqu'à 26 MHz!

### Modélisme

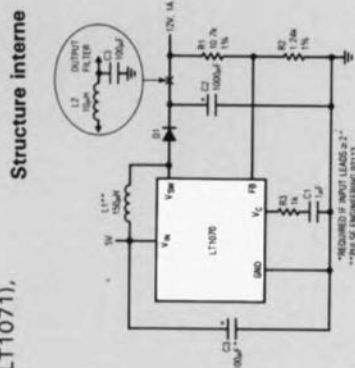
- 52 **chargeur d'accus CdNi universel**

### Hautes-Fréquences

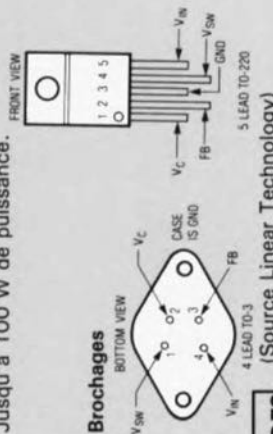
- 73 **mini-récepteur PO**  
à alimentation par cellule solaire  
M.S. Dhingra

#### régulateur à découpage LT1070/LT1071

**Description générale**  
Les LT1070/1071 et LT1071 sont des régulateurs à découpage monolithiques de forte puissance. Ils peuvent être utilisés dans toutes les configurations de découpage classiques: buck, boost, fly-back, forward, inverting et "Cuk". La puce regroupe un commutateur à haut rendement avec toute la circuiterie d'oscillation, de commande et de protection.  
Plage étendue de tensions d'entrée: de 3 à 6 V,  
Courant de repos faible: 6 mA,  
Capacité de commutation interne de 5 A (2,5 A pour LT1071),  
Auto-protection contre surcharges,  
Possibilité de synchronisation externe,  
Jusqu'à 100 W de puissance.



Structure interne



#### elektor compocarte

## elektor - infocartes

transistor double SSM2220	
type	caractéristiques ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )
SSM 2220 Double transistor PNP apparié mono-puce pour applications à faibles bruits dans étages d'amplification audio	<p><b>maxima</b></p> <p><math>U_{CB0}</math> 36 V <math>U_{CE0}</math> 36 V <math>U_{CC}</math> 36 V <math>U_{EE}</math> 36 V <math>I_C</math> 20 mA<sup>1)</sup> <math>I_E</math> 20 mA<sup>1)</sup> <math>P_{tot}</math> 0,5 W<sup>2)</sup> <math>T_J</math> 150 °C</p> <p><sup>1)</sup> par transistor <sup>2)</sup> <math>T_A \leq 70^\circ\text{C}</math>, sans radiateur</p> <p><math>I_{CBO} \leq 400 \text{ pA}</math>, typ. 50 pA (<math>U_{CB} = U_{max}</math>) <math>U_{CEsat} \leq 0,1 \text{ V}</math>, typ. 0,026 V (<math>I_B = 100 \mu\text{A}</math>, <math>I_C = 1 \text{ mA}</math>) <math>f_T</math> typ. 190 MHz (<math>I_C = 10 \text{ mA}</math>, <math>U_{CE} = 10 \text{ V}</math>) <math>U_{OS} \leq 200 \mu\text{V}</math>, typ. 40 <math>\mu\text{V}</math> (<math>I_C = 100 \mu\text{A}</math>, <math>U_{CB} = 0</math>)<sup>1)</sup> <math>\Delta h_{FE} \leq 6\%</math>, typ. 0,5% (<math>I_C = 100 \mu\text{A}</math>)<sup>2)</sup> <math>h_{FE} \geq 80</math>, typ. 165 (<math>I_C = 1 \text{ mA}</math>) <math>h_{FE} \geq 70</math>, typ. 150 (<math>I_C = 100 \mu\text{A}</math>) <math>h_{FE} \geq 60</math>, typ. 120 (<math>I_C = 10 \mu\text{A}</math>)</p> <p><math>r_{BE} \leq 0,75 \Omega</math>, typ. 0,3 <math>\Omega</math> (<math>10 \mu\text{A} \leq I_C \leq 1 \text{ mA}</math>) Bruit d'entrée en nV/√Hz: <math>\leq 2</math>, typ. 0,8 (<math>f_0 = 10 \text{ Hz}</math>, <math>I_C = 1 \text{ mA}</math>, <math>U_{CB} = 0</math>) <math>\leq 1</math>, typ. 0,7 (<math>f_0 = 100 \text{ Hz}</math>, <math>I_C = 1 \text{ mA}</math>, <math>U_{CB} = 0</math>) <math>\leq 1</math>, typ. 0,7 (<math>f_0 = 1 \text{ kHz}</math>, <math>I_C = 1 \text{ mA}</math>, <math>U_{CB} = 0</math>) <math>\leq 1</math>, typ. 0,7 (<math>f_0 = 10 \text{ kHz}</math>, <math>I_C = 1 \text{ mA}</math>, <math>U_{CB} = 0</math>)</p> <p><sup>1)</sup> tension offset d'entrée <sup>2)</sup> <math>\Delta h_{FE} = \left  1 - \frac{h_{FE1}}{h_{FE2}} \right  \times 100\%</math></p> <p>Les valeurs indiquées correspondent aux conditions données entre parenthèses.</p>

# l'a b c de la mesure

## 2<sup>e</sup> partie: pratique des mesures de tension

F.-P. Zantis

Dans le premier épisode de ce que nous imaginons comme un petit cours sur la mesure et tout ce qui s'y rapporte, nous avons parlé des **erreurs** et des **grandeurs de mesure**. Dans cette seconde partie, nous allons nous intéresser à la mesure sur un circuit dans la pratique et allons commencer par la mesure de tensions.

### Mesure de tensions continues

La mesure d'une tension continue n'est pas toujours aussi facile qu'on l'image au premier abord. L'un des premiers éléments à jouer un rôle important est la taille de la tension. Les tensions de niveau très faible par exemple, se perdent dans le domaine du bruit de fond (ou de base). Pour mesurer une tension de cette sorte, il faudra faire appel à des processus délicats et utiliser des instruments complexes (tels que les voltmètres à découpage par exemple). La mesure d'une tension très élevée au contraire, implique l'utilisation de prédiviseurs élaborés, tel que, par exemple, un prédiviseur capacitif. Même s'il ne s'agit pas de mesurer une tension faisant partie de ces deux domaines extrêmes, il existe toujours un risque que le résultat d'une telle mesure soit faux, en raison de la **résistance interne** de l'instrument de mesure.

L'instrument de mesure idéal doit posséder une résistance interne infiniment élevée. Il va sans dire que la résistance interne de tout instrument de mesure disponible aujourd'hui est, bien entendu, limitée. Cela nous arrange bien, puisqu'une résistance interne élevée se traduit inévitablement par une tension de bruit importante qui, elle, peut être à la base d'une erreur de mesure. En pratique, la résistance interne de l'instrument de mesure devrait être sensiblement plus élevée que celle de l'objet à mesurer, mais la résistance interne de l'instrument de mesure ne devrait en aucun cas être infiniment grande.



Figure 1. Ce multimètre analogique de classe 1,5 est doté d'une échelle à miroir.

Dans le commerce, il existe deux types d'instruments pour mesurer une tension. On a, d'une part, des instruments dont la résistance interne est fonction du calibre choisi et, de l'autre, des instruments de mesure dont la résistance interne est constante (1 MΩ ou 10 MΩ bien souvent). Les représentants les plus courants du premier groupe sont sans aucun doute les universels multimètres bon marché, tel celui représenté en figure 1; la **résistance caractéristique** en constitue l'un des critères de qualité. Il s'agit ici d'une grandeur relative, exprimée en Ω/V. L'intégration de cette résistance caractéristique dans la formule ci-après permet de déterminer aisément la résistance interne de l'instrument de mesure pour n'importe lequel de ses calibres:

la résistance interne,  $R_i$ , répond à la formule suivante:

$R_i$  = résistance caractéristique x valeur de fin d'échelle du calibre concerné.

L'inverse de la résistance caractéristique donne le courant qui circule à travers le dispositif de mesure lors d'un débattement pleine échelle.

Rien de tel qu'un exemple pour clarifier les choses: pour un multimètre ayant une **résistance caractéristique de 100 kΩ/V**, la résistance interne est de 100 kΩ en calibre 1 V, de 300 kΩ en calibre 3 V, de 500 kΩ en calibre 5 V, etc.

Intéressons-nous maintenant à l'étage à transistor de la figure 2. Il s'agit clairement d'un circuit à émetteur doté

d'une contre-réaction en courant. Si nous voulons mesurer la tension aux bornes de la résistance de 33 kΩ, nous nous heurtons au problème suivant: si le circuit fonctionne normalement, la tension aux bornes de cette résistance est, en général, comprise entre 1 V et 3 V. Comme nous l'avons vu dans la première partie de l'**abc de la mesure**, il faudra choisir, si l'on veut limiter au minimum l'erreur de l'instrument de mesure, le débattement d'aiguille le plus important possible, ce qui nous amène au calibre de 3 V, puisque la tension sort des limites du calibre de 1 V. Dans ces conditions, la résistance interne est de 300 kΩ. Lors de la mesure, cette résistance est prise en parallèle sur la résistance de 33 kΩ ( $R_2$ ). De ce fait le rapport du diviseur de tension (résistances de 33 kΩ et de 150 kΩ) change et le résultat de notre mesure est inévitablement erroné. Il vaudrait peut-être mieux alors choisir le calibre immédiatement supérieur. L'erreur de l'instrument est alors plus élevée, c'est bien regrettable,

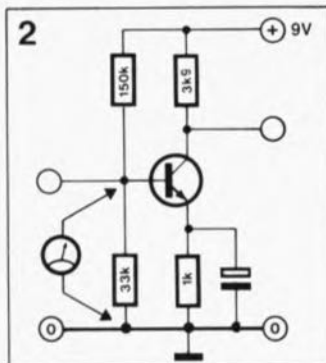


Figure 2. La mesure d'une tension sur des étages-séries peut poser des problèmes sachant que les résistances ont alors des valeurs assez élevées.



mais comme sa résistance interne l'est aussi, ceci réduit sensiblement l'influence de la résistance interne sur le circuit à mesurer.

Sur le calibre 5 V, la résistance interne, prise en parallèle sur la résistance de 33 k $\Omega$ , est de 500 k $\Omega$ . L'erreur de mesure additionnelle est dans ce cas de 5,2%. Cette erreur, pour élevée qu'elle soit, permet cependant de reconnaître le fonctionnement caractéristique du circuit.

Il n'est plus possible pourtant d'obtenir des résultats de mesure exacts.

Conclusion: pour effectuer des mesures dans des circuits à impédance relativement élevée – comme un étage série à monter en amont par exemple – il est recommandé d'utiliser un instrument de mesure possédant une résistance interne aussi élevée que possible. Cette règle est tout particulièrement vraie lors de mesures à effectuer sur les entrées à impédance élevée d'amplificateurs opérationnels, ainsi que sur les contacts de base ou de grille de transistors et autres transistors à effet de champ (FET = *Field Effect Transistor*).

Il est intéressant de calculer, ou du moins d'estimer, quel sera le facteur d'augmentation de l'erreur de mesure en cas d'utilisation d'un multimètre possédant une résistance interne de 50 k $\Omega$ /V, voire de 20 k $\Omega$ /V.

Si l'on est conscient du problème évoqué plus haut, il est fort bien possible d'utiliser un multimètre bon marché et d'estimer l'erreur due à cet instrument. Il est pourtant indéniable que la charge, entraînée par l'instrument de mesure, est la cause principale de l'erreur de mesure. Le fait, qu'en règle générale, il soit possible de calculer l'erreur est une piètre consolation, surtout lorsque l'on sait que les dits calculs nécessitent une grande expérience et constituent de véritables casse-têtes.

À cela s'ajoute que le but premier d'une mesure est de réduire l'effort intellectuel en concentrant l'attention sur l'essentiel.

Il est beaucoup plus facile d'accomplir d'un seul coup

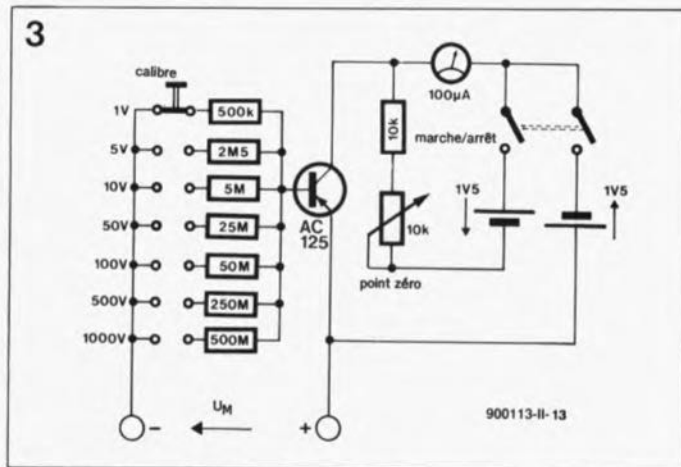
d'un seul, une prestation intellectuelle unique, que d'effectuer une succession sans fin de calculs de correction identiques. Ceci est très exactement la raison pour laquelle les fabricants d'instruments de mesure ont fait de leur mieux pour réaliser des instruments ayant une résistance interne de plus en plus élevée. Ils y arrivent en faisant appel, par exemple, à des mécanismes de mesure de plus en plus sensibles. La sensibilité d'un galvanomètre à bobine mobile est pourtant limitée – par la section minimale du fil de cuivre utilisé par exemple; de ce fait on a eu l'idée de prendre un convertisseur d'impédance en série sur ce mécanisme de mesure. Ceci a donné naissance aux voltmètres à amplificateur (à tubes il y a encore quelques années) et nous amène, sans coq-à-l'âne, au second type d'instruments de mesure: les multimètres à

### Amplificateur de mesure.

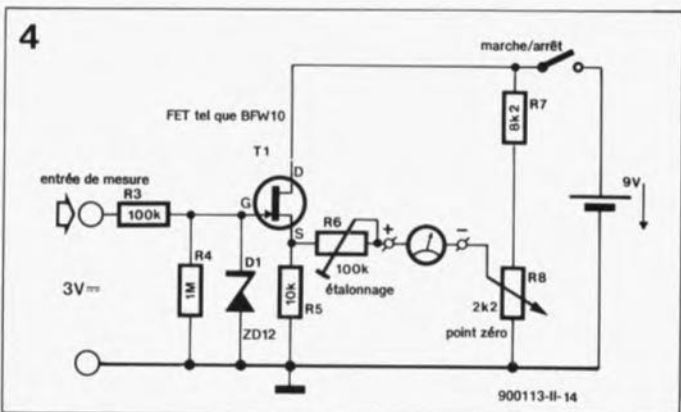
Les instruments de mesure dotés d'un (pré)amplificateur ont une résistance interne sensiblement plus élevée que leurs homologues plus rustiques. Dans la plupart des cas, cette résistance est de 1 M $\Omega$ . Cette valeur est de plus constante, ce qui signifie qu'elle est indépendante du calibre choisi. Un tel instrument devient pratiquement indispensable dès lors qu'il s'agit de procéder à des mesures sur des circuits à impédance élevée.

Même ces instruments sophistiqués ont des limites: dans un circuit à FET ou à tubes, une résistance interne de 1 M $\Omega$  peut entraîner de grosses erreurs.

Examinons le circuit de la figure 3 pour mieux comprendre le fonctionnement d'un voltmètre à amplificateur intégré. Cette figure montre le circuit électronique – facile à reproduire – d'un voltmètre à transistors un peu vieillot. Le gain introduit par le transistor donne au diviseur de tension à l'entrée une impédance assez élevée. Le positionnement de ce voltmètre en calibre 1 V, entraîne la prise en série sur le transistor d'une résistance de 500 k $\Omega$ . Sur ce calibre, la



**Figure 3. Électronique d'un voltmètre à amplificateur simple. Elle illustre nettement le principe de fonctionnement; sa faible complexité pousse aux réalisations personnelles. Comme la température a une influence importante, il faudra – par action sur le potentiomètre – remettre à zéro l'aiguille du galvanomètre avant chaque mesure.**



**Figure 4. Convertisseur d'impédance à prendre en série sur l'entrée d'un multimètre. Ce genre d'adaptateur est également disponible dans le commerce sous la forme d'accessoires enfichables pour certaines marques d'instruments de mesure connus. Ce circuit additionnel permet d'effectuer des mesures très précises à l'aide d'un instrument plutôt simple au départ. Pour ce faire, il faudra choisir le calibre de courant continu le plus sensible (celui de 50  $\mu$ A par exemple s'il existe). La prise en série à l'entrée d'un prédiviseur tel celui de la figure 3, élargit très sensiblement la plage de mesure.**

résistance interne du voltmètre est alors de 500 k $\Omega$ /V. Ce circuit archaïque présente cependant un grand inconvénient: la température a une influence sensible sur le courant de repos du collecteur. En vue de compenser ce phénomène gênant, on a prévu une pile supplémentaire qui fournit un courant inverse identique, limité par la résistance de 10 k $\Omega$  et le potentiomètre. Il est de ce fait nécessaire, avant toute mesure, d'ajuster le point zéro du voltmètre par action sur ce potentiomètre.

La figure 4 montre l'électronique d'un convertisseur d'impédance pour multimètre des plus courants. Ce circuit peut fonctionner avec pratiquement n'importe lequel des

multimètres disponibles dans le commerce (tels ceux possédant une résistance caractéristique de 20 k $\Omega$ /V par exemple). Il faudra alors positionner le multimètre sur son calibre de mesure de courant le plus sensible. L'étalonnage se fait à l'aide de l'ajustable R6; le potentiomètre R8 sert quant à lui à la remise à zéro de l'aiguille du multimètre.

Les multimètres à amplificateur disponibles dans le commerce possèdent, en règle générale, une circuiterie bien plus complexe, ce qui ne sous-entend pas pourtant qu'ils ont toujours une précision proportionnellement plus élevée. Il est bon d'être conscient d'une réalité: plus un multimètre est précis, plus son prix d'achat sera élevé,



5

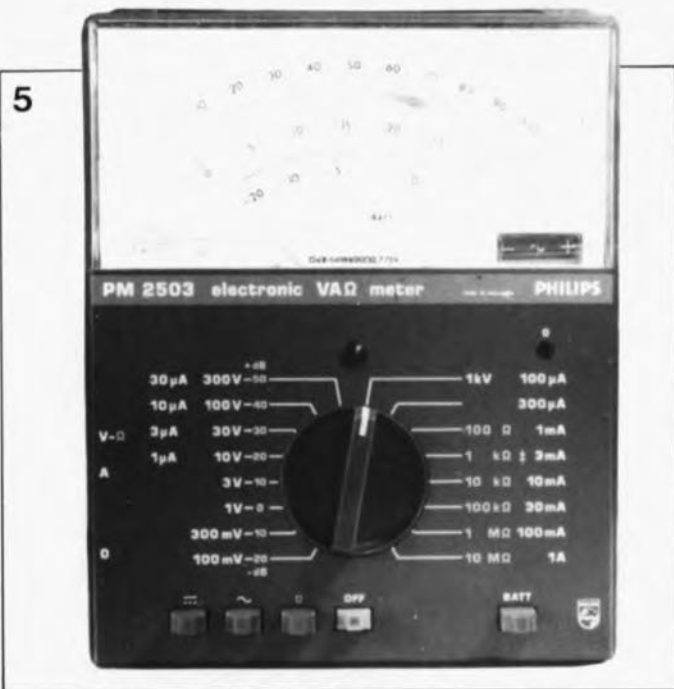


Figure 5. La résistance d'entrée de ce multimètre analogique à amplificateur intégré est invariablement de 10 MΩ.

pour atteindre dans certains cas des niveaux astronomiques.

La photo en figure 5 montre un multimètre analogique à amplificateur courant. Sa résistance d'entrée est toujours de 10 MΩ, indépendamment du calibre choisi. Un instrument de mesure à chiffres — autrement dit un multimètre numérique — possède, généralement, une résistance d'entrée élevée et constante (qui peut atteindre jusqu'à 10 MΩ); il ne faut pas oublier que la valeur mesurée doit subir une conversion analogique/numérique. La précision finale d'un multimètre numérique est, de ce fait, fonction de la précision

du convertisseur analogique/numérique. Comme vous avez pu le lire dans le premier article de cette série sur la mesure, le dernier chiffre de la valeur affichée par un multimètre numérique est — sans exception — sujet à une erreur assez importante et il ne faudra donc pas trop en tenir compte.

### Mesure de tensions alternatives

En ce qui concerne la résistance interne de l'instrument de mesure, tout ce qui a été dit plus haut au sujet de la mesure d'une tension continue, s'applique également dans le cas d'une mesure de tension alternative. Malheureusement quelques nouveaux problèmes font leur apparition.

Un nombre important d'instruments de mesure se caractérise par une résistance interne dont la valeur, dans le domaine des tensions alternatives, est plus faible que dans celui des tensions continues (20 kΩ/V et 5 kΩ/V ≈, par exemple).

Pourquoi donc cette différence importante dira-t-on ? Pour pouvoir mesurer une tension alternative à l'aide d'un galvanomètre à bobine mobile, il faut inévitablement redresser le signal d'entrée. N'importe quelle diode de redressement — et de ce fait tout pont de redressement — possède une tension directe dont on ne peut pas faire abstraction sans plus. Il est

de ce fait impossible d'utiliser un calibre aussi faible qu'on pourrait le désirer. La mise en place de deux diodes dans l'une des branches seulement du pont de redressement constitue un compromis permettant de limiter l'importance de la tension directe des diodes. L'autre branche est pourvue de résistances (voir figure 6).

Cette astuce se traduit pourtant par la circulation d'un courant supplémentaire à travers ces résistances et diminue ainsi la valeur de la résistance interne (et aussi celle de la sensibilité).

Le voltmètre à amplificateur ne connaît pas cet inconvénient puisque le convertisseur d'impédance présent à son entrée sépare l'objet sur lequel se fait la mesure du galvanomètre à bobine mobile ou de l'affichage numérique, selon le type d'instrument concerné.

Il existe deux autres problèmes encore lorsque l'on veut mesurer une tension alternative:

- la valeur efficace n'est affichée que s'il s'agit d'un signal d'entrée sinusoïdal pur et
- le processus de mesure n'est pas valable pour une fréquence élevée quelconque.

Le premier de ces problèmes n'a pas de conséquences désastreuses si l'on utilise un voltmètre doté d'un galvanomètre à bobine mobile, puisque ces instruments affichent toujours (après conversion) la valeur arithmétique moyenne, ou, en calibre de tension alternative, la valeur

arithmétique moyenne redressée. Si l'on utilise un instrument de mesure à affichage numérique et que le signal d'entrée n'est pas de forme sinusoïdale pure, il est, en principe, impossible de retracer le processus de calcul ayant fourni le résultat affiché.

Le second problème mentionné plus haut ne joue pas non plus de rôle très important dans le cas de l'utilisation d'un voltmètre analogique puisque ce genre d'instruments possède presque toujours une plage de fréquences admissibles bien plus large que ses homologues numériques. Les multimètres numériques ont un fonctionnement précis jusqu'à une fréquence de 400 Hz seulement. On le voit, de simples mesures sur un circuit BF posent déjà des problèmes. On notera que sur la plupart des multimètres bon marché, l'indication de la plage de fréquences admissibles brille par son absence. Il faudra se référer aux petits caractères de la fiche technique pour trouver cette indication, si tant est que le multimètre en question soit doté d'une telle notice.

La figure 7 montre la réponse en fréquence de deux multimètres différents (bien sûr).

Le mois prochain, la troisième partie de l'abc de la mesure traitera de deux autres types de mesure auxquels tout amateur et professionnel de l'électronique a fréquemment affaire: les mesures de courant et de puissance. ■

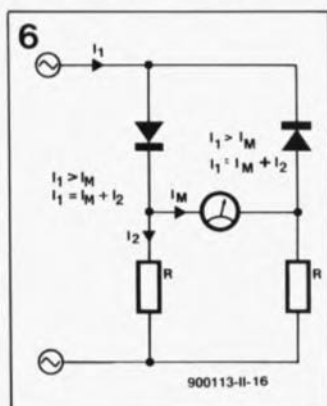


Figure 6. En vue de réduire l'influence néfaste de la tension directe des diodes, le pont de redressement intégré dans la plupart des multimètres courants ne compte que deux diodes. L'inconvénient de cette technique est une résistance caractéristique plus faible en calibre tension alternative.

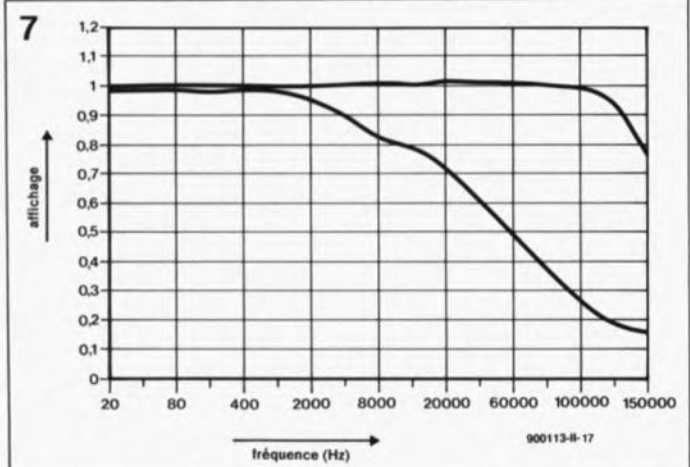


Figure 7. La réponse en fréquence de deux multimètres différents. Pour l'un d'entre eux, le fabricant donne une bande passante comprise entre 0 Hz et 100 kHz (courbe du haut) tandis que l'autre a une bande passante allant de 40 Hz à 600 Hz seulement.

2<sup>e</sup> partie  
suite et fin  
(provisoire)

# carte multi-fonction pour PC

la réalisation et le logiciel

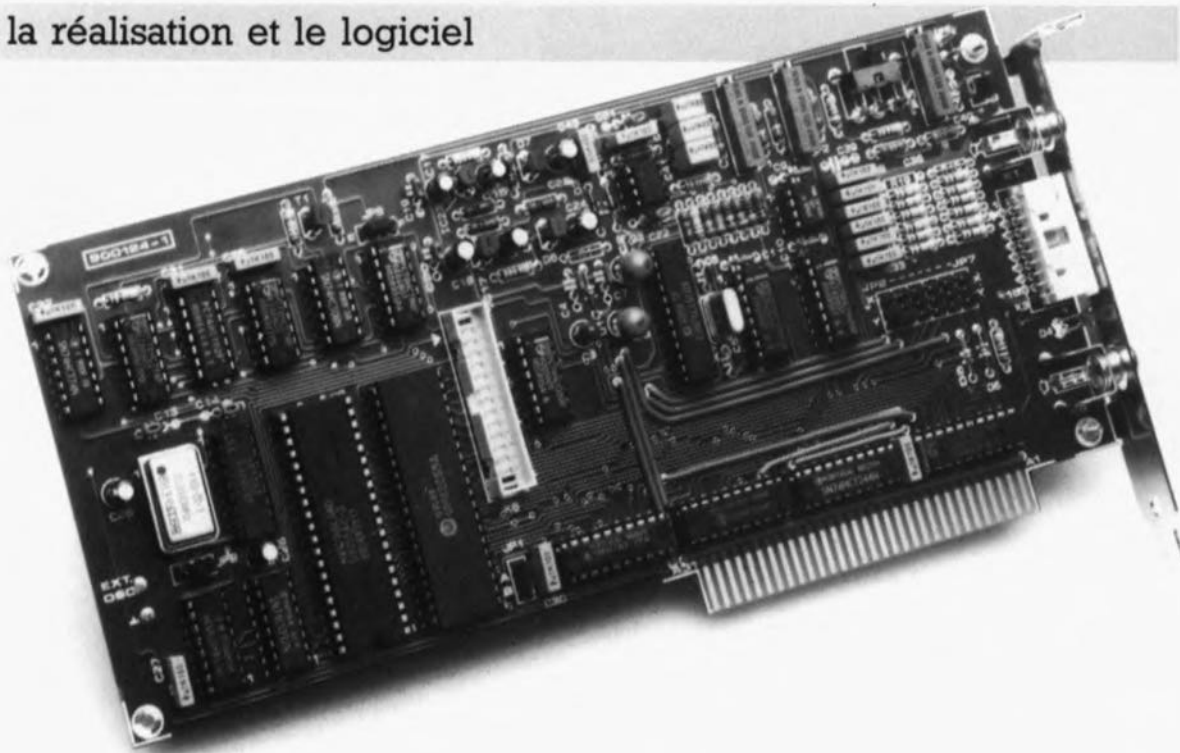


Figure 1. Photo de l'un des prototypes terminés. On y reconnaît aisément les connecteurs et les organes de réglage qu'il comporte.

Ce second article consacré à la carte multi-fonction pour "PéCé" traite, de la réalisation couronnée de succès de cette carte d'une part, de l'étalonnage de son électronique et de son mode d'emploi pour une utilisation pratique de l'autre. Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur le rôle important joué, dans le cas présent en particulier, par le logiciel. Cet ensemble de programmes est disponible sur une disquette 5¼ (sous la référence ESS1464) auprès des sources autorisées.

L'importance de ce logiciel est relativement bien rendue par la place qui lui est faite dans ce second article.

Le premier article consacré à la **carte multi-fonction pour PC** s'est étendu largement sur l'électronique constituant la dite carte et décrit la fonction remplie par chacun de ses sous-ensembles. Ceci nous permet de nous intéresser maintenant plus spécifiquement au montage des différents composants, à l'étalonnage de l'ensemble terminé et au mode d'emploi de la carte enfichée dans l'un ou l'autre des connecteurs d'extension d'un PC, de quelque dénomination que ce soit (XT, AT, 386) pour transformer cet ordinateur en un instrument de mesure multi-fonctionnel.

Un logiciel sophistiqué rend cette carte universelle et donne à la mesure numérique de signaux électriques avec un PC une nouvelle dimension.

La photo de la **figure 1** montre un exemplaire de série de ce montage, terminé. On notera sur la droite la présence d'un rail de guidage qui permet une fixation mécanique stable de la carte dans le PC "récepteur". Trêves de plaisanteries...

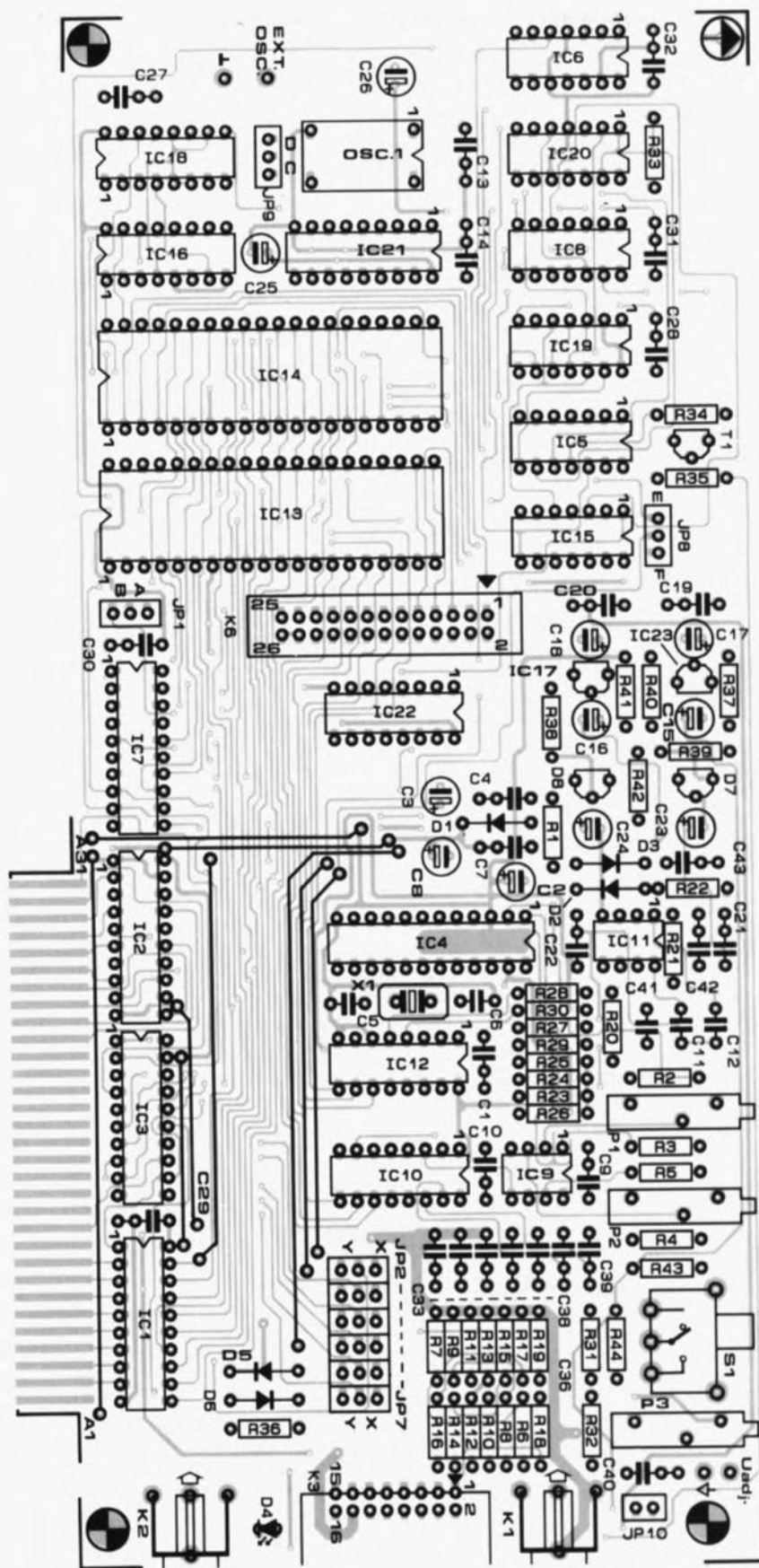
Un coup d'œil scrutateur vous permettra de découvrir en outre quatre connecteurs de 3 "variétés" à utiliser en fonction des différents types de mesures. Les deux connecteurs du haut, K1 et K3, servent lors de mesures analogiques, le connecteur du bas, K2 constitue l'entrée numérique protégée à utiliser pour la mesure de fréquences et autres signaux "chrono-relatés" (ou pourrait presque dire temporels).

Les autres entrées numériques se

trouvent sur le connecteur K6, à proximité immédiate des deux PPI, sur la partie gauche de la platine. Entre les connecteurs K2 et K3 on découvre une LED, D3, que l'on pourra choisir du type 3 ou 5 mm; par son illumination elle visualise la mesure de signaux numériques. Pendant la durée de porte, cette LED constitue un point lumineux apaisant; elle a l'intérêt majeur de toujours permettre de voir, depuis l'extérieur de l'ordinateur, si la carte effectue des mesures sur les entrées numériques.

Comme toute carte encartable, la carte multi-fonction comporte un connecteur intégré qui permet de l'implanter dans un connecteur d'extension XT (8 bits) libre sur la carte-mère d'un quelconque PC. La





**Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la carte multi-fonction. Il s'agit d'une platine double-face à trous métallisés à connecteur doré. Vu sa taille, sa complexité et le risque que présente l'implantation d'une telle carte de fabrication artisanale, nous ne vous en proposons pas le dessin dans les pages "SERVICE" centrales.**

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = 10  $\Omega$   
 R2, R4 = 13 k $\Omega$  1%  
 R3, R5 = 6 k $\Omega$  1%  
 R6 à R19 =  
 optionnelles\*  
 R20, R34 = 22 k $\Omega$   
 R21 = 24 k $\Omega$  1%  
 R22 = 1 k $\Omega$  1%  
 R23 = 280  $\Omega$  1%  
 R24 = 953  $\Omega$  1%  
 R25 = 3 k $\Omega$  0.1%  
 R26, R39 à R42 =  
 10 k $\Omega$  1%  
 R27 = 32 k $\Omega$  1%  
 R28 = 110 k $\Omega$  1%  
 R29 = 453 k $\Omega$  1%  
 R30 = 22 M $\Omega$   
 R31 = 523 k $\Omega$  1%  
 R32 = 487 k $\Omega$  1%  
 R33 = 10 k $\Omega$   
 R35, R37, R38 =  
 330  $\Omega$   
 R36 = 100  $\Omega$   
 R43 = 2 M $\Omega$   
 R44 = 820  $\Omega$   
 P1 à P3 = 500  $\Omega$   
 ajustable multitour

##### Condensateurs:

C1, C4, C7, C9, C10 =  
 100 nF céramique  
 C2, C8 = 47  $\mu$ F/25 V  
 tantale  
 C3 = 10  $\mu$ F/25 V  
 tantale  
 C5, C6 = 56 pF  
 C11, C12 =  
 470 nF/63 V MKT  
 C13, C14, C19 à  
 C22, C40 = 22 nF  
 céramique  
 C15 à C18, C23 à C26  
 = 47  $\mu$ F/16 V radial  
 C27 à C32, C42 =  
 100 nF  
 C33 à C39 =  
 optionnel \*  
 C41 = 470 nF  
 C43 = 1 nF  
 C44 à C46 = 100 nF\*  
 céramique CMS  
 C47 = 10  $\mu$ F/25 V  
 tantale

#### Semi-conducteurs:

D1,D5,D6 = BAT85  
(Philips)  
D2,D3 = 1N4148  
D4 = LED rouge 3 mm  
D7,D8 = TL431CLP  
(Texas Instruments)  
T1 = BC557B  
IC1 = 74HCT245  
IC2 = 74HCT240  
IC3 = 74HCT244  
IC4 = AD7572AJN03  
(Analog Devices)  
IC5 = 74HCT08  
IC6,IC19,IC20 =  
74HCT74  
IC7 = PAL 16L8  
(ESS561)  
IC8 = 74HCT02  
IC9 = OP200 (PMI)  
IC10,IC12 =  
74HCT4051  
IC11 = TLC2652  
(Texas Instruments)  
IC13,IC14 = 82C55  
(Intel, UMC)  
IC15 = 74HCT86  
IC16 = 74LS292  
IC17 = 79L08  
IC18 = 74HCT153  
IC21 = LS7060 (LSI)  
IC22 = 74HCT151  
IC23 = 78L08  
OSC1 = oscillateur  
TTL 10 MHz (en  
boîtier métallique  
compatible DIL  
14 broches)

#### Divers:

K1,K2 = embase  
encartable femelle  
CINCH, coudée  
K3 = connecteur  
encartable mâle à  
16 contacts DIL,  
coudé  
K4 = connecteur  
encartable mâle à  
26 contacts, droit  
S1 = inverseur à  
glissière encartable,  
1 circuit, 2 positions,  
contacts coudés  
X1 = quartz 4 MHz

Remarques concernant  
la première partie de  
cet article (décembre  
1990): schéma des  
pages 30 et 31. Il  
manque à la  
résistance R24 son  
unité: R24 vaut  
953  $\Omega$ . Le petit  
triangle noir placé à  
proximité de certains  
des condensateurs  
sert à indiquer qu'il  
s'agit de  
condensateurs au  
tantale.

carte reçoit tous les signaux nécessaires, et son alimentation par l'intermédiaire de ce connecteur.

Dans la partie supérieure droite de la carte on trouve les 3 points de réglage de la carte; ils prennent ici l'aspect physique de 3 ajustables multitour, P1 à P3. L'inverseur à glissière S1 peut également être considéré comme étant un organe de réglage. Il sert en effet, au cours de l'étalonnage, à la génération de 2 signaux de calibration. On notera la présence, sur la droite de P3 et sous la forme d'une paire de picots, de la sortie "adj". Cette sortie ne sera utilisée que lors de l'étalonnage du convertisseur A/N (CAN).

La figure 2 nous propose la sérigraphie de l'implantation des composants de la **carte multi-fonction pour PC**. Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur le fait que l'on se trouve en présence d'une platine double face à trous métallisés. Le connecteur de la carte est doré pour le protéger contre la corrosion; dans ces conditions, la fabrication-maison de cette carte nous paraît réservée à une élite disposant les moyens nécessaires sur son lieu de travail. Réaliser soi-même un tel montage avec une carte de qualité professionnelle telle qu'elle vous est proposée ici n'est déjà pas une sinécure, ne compliquons pas les choses et ne prenons pas de risques inutiles sous la forme de la gravure d'une platine double face à métalliser ensuite. Ceci explique l'absence dans les pages "service" de ce numéro des dessins des deux faces de cette platine. Nous espérons que peu d'entre vous nous reprocheront cette décision.

Est-il nécessaire de préciser que cette réalisation suppose l'utilisation d'un fer à souder à pointe fine et de soudure de calibre et de caractéristiques convenables. Les plus expérimentés d'entre vous pourront envisager, pour la partie de l'électronique analogique - le convertisseur A/N, les 2 multiplexeurs et les 3 amplificateurs opérationnels - de ne pas utiliser de support pour circuit intégré. La pratique apprend en effet que les connexions soudées sont moins enclines aux faux contacts que celles réalisées à l'aide de supports bon marché. Si l'on a des doutes quant à ses capacités, il reste naturellement préférable d'opter pour l'implantation de ces composants dans des supports. On utilisera alors, si possible car le montage en vaut la peine, des supports tulipe, de façon à garantir un bon contact.

Le reste du montage n'appelle guère de commentaire particulier. Il n'y

pas de précautions spéciales à prendre, exception faite du découplage du convertisseur A/N, le AD7572A.

Le convertisseur utilisé étant précis, puisque sa résolution atteint 12 bits, il est inévitablement sensible aux signaux parasites passant à proximité immédiate. Il est impératif, pour cette raison, de prévoir un découplage digne de ce nom. Si l'on oublie de placer les condensateurs de découplage tout près du circuit intégré concerné, voire même directement sur ses broches, un ou plusieurs des bits les moins significatifs deviennent douteux. Ceci explique que nous ayons fait appel, pour ce découplage, à des condensateurs CMS (pour montage en surface), C44 à C46, que leur petite taille permet de connecter presque directement aux broches concernées.

Notons que C44 ne sera monté que si l'on utilise un AD7572 de type A. C47 est un condensateur-perle au tantale à monter côté pistes (c'est-à-dire à l'opposé du côté composants) de la platine. Seul le respect de ces précautions permet d'atteindre la précision maximale. Le découplage associé à la fonction de filtrage réalisée par logiciel permet de faire en sorte que l'erreur classique de  $\pm 1$  bit n'a d'effet que sur le bit de poids le plus faible (LSB = *Least Significant Bit*).

Cette erreur existe, de par le principe utilisé, sur tout convertisseur A/N. Il n'est pas question de pouvoir l'éviter. La précision de la mesure est obtenue par la fonction logicielle de filtre qui, à partir de plusieurs milliers de résultats de mesure, fabrique une mesure unique dont le résultat est alors visualisé. Le logiciel procède à une "évaluation" de tous les résultats de mesure et peut ainsi éliminer les erreurs de mesure qui pourraient être dues à une impulsion parasite. Il n'est pas nécessaire, pour le moment, d'implanter les cavaliers de court-circuit JP2 à JP8; même en l'absence d'interruption produite par le matériel, la carte fonctionne en parfaite harmonie avec le logiciel. Le cavalier JP1 doit lui être implanté à l'emplacement prévu, sachant que c'est lui qui détermine le domaine d'adressage de la carte.

Le tableau ci-dessous indique les adresses attribuées aux différents registres. Si l'on implante le cavalier JP1 en position A, l'adresse de base est \$300; placé en position B, le cavalier JP1 attribue l'adresse \$310 comme adresse de base à la carte.

Dans la majorité des cas, on implante le cavalier JP1 en position A.

#### Adressage de la carte multi-fonction pour PC

\$3x0 lire octet de poids faible du CAN  
\$3x1 lire octet de poids fort du CAN  
\$3x2 lire octet de poids faible du CAN  
\$3x3 lire octet de poids fort du CAN

\$3x4 port A de IC13 (entrée)  
\$3x5 port B de IC13 (non utilisé)  
\$3x6 port C de IC13 (sortie)  
\$3x7 commande de IC13

\$3x8 port A de IC14 (sortie)  
\$3x9 port B de IC14 (entrée)  
\$3xA port C de IC14 (sortie)  
\$3xB commande de IC14

(Note: x dépend de la position 0 ou 1  
que traduit le cavalier JP1)

On implantera le cavalier JP9 en position C dans le cas standard, c'est-à-dire si l'on utilise l'horloge interne de 10 MHz. On réservera la position D dans le cas de l'application d'une fréquence de référence externe. Nous reviendrons, dans le paragraphe consacré au réglage du CAN, sur la façon d'utiliser le cavalier JP10.

Il vous faudra dimensionner la valeur des résistances R6 à R19 en fonction des plages de mesure souhaitées sur les canaux I1 à I7. Nous suggérons l'utilisation préférentielle de diviseurs de tension à impédance élevée ( $\geq 100$  k $\Omega$ ), de manière à éliminer les erreurs de mesure introduites par d'éventuels courants de masse. Pour la même raison, il nous faut déconseiller l'application d'une charge externe à la tension de +8 V présente sur le connecteur K3. On veillera en outre à effectuer un découplage en alternatif de chaque point nodal du diviseur de tension, fonction remplie par les condensateurs C33 à C39.

### Le logiciel

La carte multi-fonction peut être une réussite électronique indiscutable, elle est incapable de faire quoi que ce soit si elle n'est pas aidée dans sa fonction par un logiciel dont le puissance et le confort d'utilisation le disputent à l'efficacité et à la qualité graphique. D'où le développement d'un programme capable d'utiliser au mieux toutes les possibilités de cette carte de mesure.

Ce programme de commande, disponible sous l'appellation ESS1464 auprès des sources habituelles, est écrit en Turbo-Pascal et comporte un ensemble de menus



déroulants. Il affiche en une fois et de manière multicolore, les différents résultats de mesure. Le logiciel ne pose pas d'exigence particulière au type de PC avec lequel il est utilisé. Nous l'avons fait tourner sans le moindre problème sur un PC ordinaire doté de 640 Koctets de RAM et travaillant sous DOS 3.2; il marche aussi sur un 386. Exception faite de CGA, il accepte tous les autres types d'écrans courants (EGA, VGA, Hercules). Il n'est pas nécessaire de disposer d'un disque dur, mais sa présence accélère bien les choses, le passage d'un programme à l'autre se faisant bien plus rapidement.

Avant d'utiliser le logiciel, il est recommandé de faire une copie de l'original, pour ses besoins propres est-il nécessaire de le préciser, avant de le ranger en lieu sûr et de travailler avec la copie. Si l'on dispose d'un disque dur, on y créera un sous-répertoire dans lequel on recopiera tous les fichiers de la disquette (de copie) originale. Le risque de fausse manœuvre et de destruction de l'original, comme nous le constatons assez souvent avec nos logiciels pour l'Atari (serait-ce une question de prix des disquettes?) sera ainsi éliminé. Notons qu'il ne faut pas doter la disquette de travail d'une protection contre l'écriture (languette).

La disquette comporte deux fichiers EXE. Le premier, **PCV.EXE**, où V vient de *Voltage*, permet la mesure de tensions; le second, **PCF.EXE**, le F venant de *Frequency*, sert à la mesure de signaux "chrono-relatés".

La disquette comporte en outre un certain nombre de fichiers de configuration utilisés par les programmes. Avant de pouvoir lancer l'exécution des programmes, il faut s'assurer que la configuration décrite par le fichier **ADCFCFG** contient bien les informations convenables. Le fichier **.CFG** présente sur la disquette suppose que l'adresse de base de la carte est \$300, que la fréquence du quartz utilisé pour *Osc1* est de 10,00 MHz, que la durée de porte maximale atteint 410 s et que la tension pleine échelle est de 2,5 V. Il vous faudra procéder à l'adaptation de ce fichier uniquement si vous voulez opter pour une adresse de base différente de \$300. Si tel n'est pas le cas, les programmes **PCV** et **PCF** sont immédiatement utilisables. Si des modifications s'avèrent nécessaires, on fera appel à un éditeur de texte standard, du plus simple, *Edlin*, au plus sophistiqué quel que soit son nom, *PCTools*, *QEDIT* ou autre...

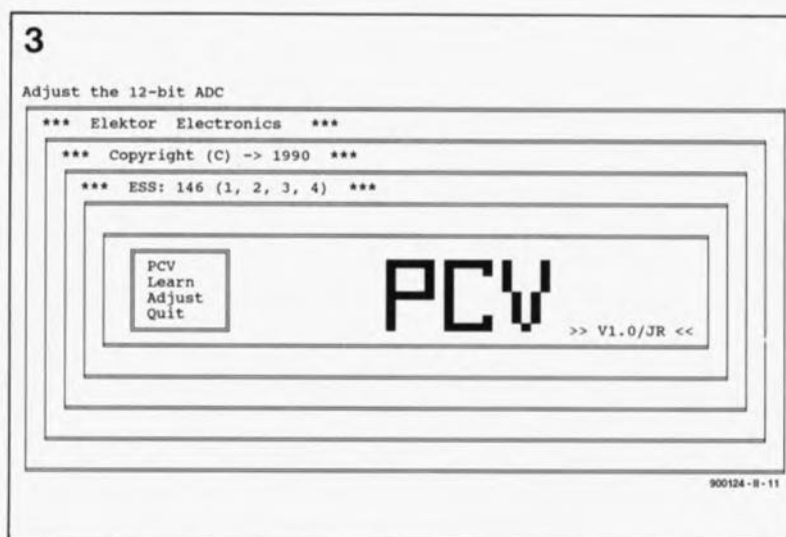


Figure 3. Menu principal du programme **PCV.EXE** qui permet la mesure de tensions. La fenêtre de gauche donne les quatre sous-menus disponibles, si tant est que l'on puisse parler de sous-menu dans le cas de l'option **Quit** !

### PCV, un voltmètre électronique

Après en avoir terminé avec la réalisation de la carte multi-fonction et lui avoir trouvé une place convenable dans l'ordinateur, il est temps de tester l'intégration entre le matériel et le logiciel. On laissera, pour l'instant du moins, le coffret de l'ordinateur ouvert sachant que le processus de calibration nécessite le réglage d'un certain nombre d'ajustables présents sur la carte.

Après avoir entré l'instruction **PCV**, vous devriez voir apparaître à l'écran le menu principal représenté en figure 3.

Si le programme vous annonce qu'il n'a pas trouvé la carte, il y a, comme qui dirait, un petit problème. Il peut se faire que l'adresse de base indiquée dans le fichier **ADCFCFG** ne soit pas correcte (ou que l'on ait fait une erreur d'implantation du cavalier **JP1** — que l'on a peut-être purement et simplement oublié —, qu'une partie de l'électronique ne fonctionne pas comme elle le devrait ou que l'adressage de la carte est en conflit avec le reste de l'adressage de l'ordinateur.

Un rapide examen devrait être suffisant pour identifier la cause du problème. Une fois arrivés avec succès dans le menu principal, nous pouvons nous atteler au processus de calibration de la carte. Ce faisant, nous adaptons le logiciel aux caractéristiques spécifiques de la carte de sorte que la tolérance des composants n'a plus le moindre effet sur les résultats de mesure.

Lors de la première utilisation du logiciel, on choisira l'option **Adjust** de menu principal, option qui nous permettra de commencer l'étalonnage du convertisseur A/N. L'information qui apparaît alors à l'écran, et est représentée en figure 4, bien qu'elle soit en anglais, parle d'elle-même et permet une calibration rapide du convertisseur A/N implanté sur la carte. Comme nous l'avons mentionné dans la première partie de cet article, le canal utilisé pour le réglage du **CAN** est le canal **I1**. Il ne faudra pas oublier de ce fait, d'une part de dessouder l'une des broches de **R19** et de l'extraire de l'orifice où elle se trouve, et de l'autre, d'implanter la résistance **R18** (remplacée le cas échéant par un pont de câblage) à l'emplacement prévu.

Il n'est pas nécessaire, comme l'indique à juste titre la liste des composants, que la résistance **R30** ait une tolérance de 1% (extrêmement délicat d'ailleurs dans le cas d'une résistance de cette valeur).

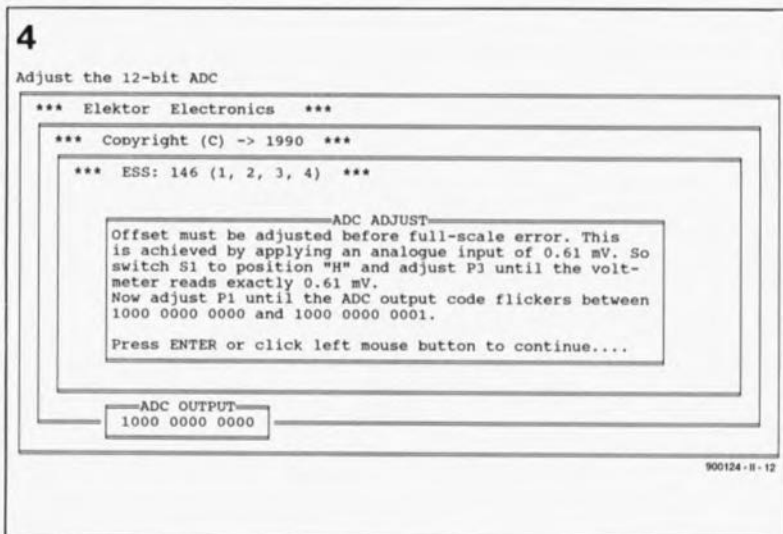


Figure 4. La fonction **ADC-ADJUST** sert à la calibration du convertisseur présent sur la carte. Ce n'est qu'une fois que cette opération aura été menée à bien que l'on pourra effectuer l'étalonnage du reste de l'électronique.

Figure 5. Grâce au logiciel fourni, l'étalonnage de l'atténuateur en échelle est d'une simplicité étonnante. Cette calibration se fait sous l'égide de l'option Learn du menu principal.

Une fois terminée, avec succès bien évidemment de par l'aide précieuse fournie par le logiciel, cette procédure de réglage (ADC ADJUST), il faut revenir au menu principal. Après en avoir fini avec la calibration du CAN, il est temps de passer à l'étalonnage des atténuateurs pris aux huit entrées analogiques. Pour ce faire on fait appel à l'option **Learn** qui permet tout simplement d'indiquer au programme quelle atténuation il faut attribuer aux entrées des différents canaux analogiques. À nouveau, le logiciel élimine les tolérances que pourraient présenter les atténuateurs en échelle. On choisit, à partir des options visualisées à l'écran, le canal analogique dont on veut "apprendre" la fonction de transfert (atténuation).

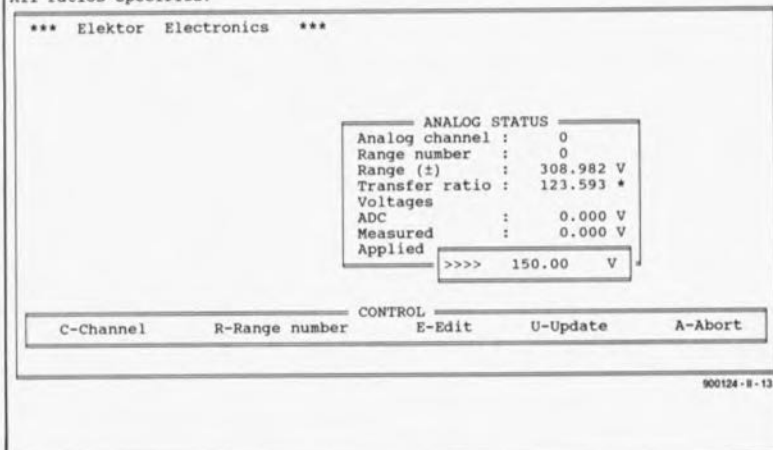
Tant que l'on n'a pas connecté d'atténuateurs à résistance additionnels aux entrées I1 à I7, la plage des tensions admissibles par ces entrées est de  $\pm 2,5$  V. Le facteur de conversion de ces entrées est alors très exactement unitaire (de 1). Il faudra cependant effectuer une calibration de manière à initialiser le programme.

La calibration du canal 0 présente elle aussi une grande importance, car la présence d'un atténuateur passif à cette entrée peut être la source d'erreurs de mesure. Ceci explique que l'on ait un calcul automatique de l'atténuation exacte dans chacune des positions de l'atténuateur. C'est le multiplexeur IC12 qui se charge de la commutation entre les différents facteurs d'atténuation. La position 0 de l'atténuateur correspond à un calibre (plage de mesure) permettant le traitement, la mesure donc, de tension d'entrée allant jusqu'à 0,1 V. Le calibre le plus élevé est atteint en position 7, position dans laquelle on peut mesurer des tensions allant jusqu'à 300 V. Au cours de cette routine d'étalonnage, il faudra également tester et calibrer tous les calibres intermédiaires.

Sachant que les résultats de cette calibration sont écrits dans un fichier sauvegardé sur disque(tte), le logiciel peut, à chaque nouveau démarrage, déterminer avec une grande précision le niveau de tension présenté par chacun des différents signaux d'entrée. Si, le temps passant, l'atténuation devait, pour une raison ou une autre, modifications ou vieillissement par exemple, changer, on pourra effectuer une adaptation du facteur de correction par une simple resélection de l'option Learn. La calibration logicielle de l'atténuation présente un

5

All ratios specified!



avantage supplémentaire, celui de permettre l'utilisation d'un concept d'atténuateur en échelle plus simple. Il n'est plus nécessaire de faire appel à des valeurs de résistances biscornues telles qu'elles sont normalement nécessaires en pareil cas pour obtenir un facteur d'atténuation exact.

Le principe de l'option Learn est d'une simplicité étonnante. On applique à l'entrée analogique une tension de test de niveau approximativement égal à la moitié de la tension maximale admissible par le calibre concerné. On connecte, en parallèle sur cette entrée, un multimètre de précision. À l'aide de l'option **Edit** on ouvre une petite fenêtre sur l'écran, endroit où l'on peut écrire la valeur exacte de la tension appliquée à l'entrée, indiquée par le multimètre.

La figure 5 permet de se faire une idée sur le déroulement de l'opération. On lira, nous le disions, la valeur exacte de la tension sur le multimètre branché à l'entrée. Une fois cette valeur entrée dans l'ordinateur, le programme calcule le facteur de conversion et la tension

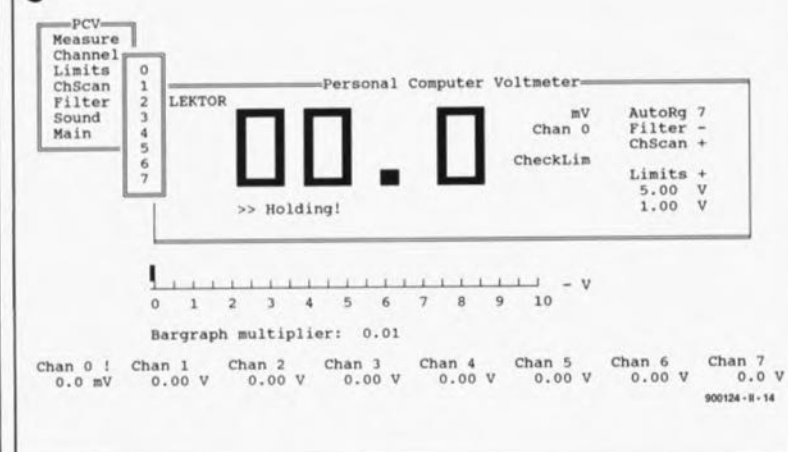
d'entrée maximale admissible par cette entrée sur le calibre concerné avant que le CAN n'ait de problème de dépassement (*overflow*). Il est évident que l'on ne peut accepter de dépassement que lorsque le niveau de la tension d'entrée dépasse la valeur maximale de tension du calibre concerné. S'il s'avère impossible, sur un calibre donné, d'atteindre la valeur de mesure maximale, il faudra diminuer quelque peu la résistance correspondante de l'atténuateur. Si l'on omet d'effectuer cette adaptation, le niveau maximal ne pourra jamais être atteint, ce qui a pour corollaire un fonctionnement incorrect de la fonction de sélection de calibre automatique (*auto-ranging*). En effet, le logiciel ne passe au calibre suivant que lorsque sont dépassées les limites du calibre en cours d'utilisation.

Une fois terminé l'étalonnage de tous les calibres (et canaux) on pourra sauvegarder les facteurs de conversion sur disque(tte). Cette opération est automatique si l'on fait appel à la fonction **Update**. À la fin de cette sauvegarde tous les facteurs de conversion sont présents dans le

Figure 6. Nous voici enfin confrontés à la réalité: le résultat d'une vraie mesure. Toutes les informations importantes apparaissent à l'écran.

Sachant que les résultats de cette calibration sont écrits dans un fichier sauvegardé sur disque(tte), le logiciel peut, à chaque nouveau démarrage, déterminer avec une grande précision le niveau de tension présenté par chacun des différents signaux d'entrée. Si, le temps passant, l'atténuation devait, pour une raison ou une autre, modifications ou vieillissement par exemple, changer, on pourra effectuer une adaptation du facteur de correction par une simple resélection de l'option Learn. La calibration logicielle de l'atténuation présente un

6





fichier **RATIOCFG**, fichier lu automatiquement à chaque nouveau lancement du programme.

La calibration effectuée, la carte est prête à l'emploi. Nous ne pouvons que recommander de sauvegarder les différents fichiers de configuration (**CFG**) sur une disquette rangée avec l'original de manière à pouvoir faire face à une destruction de l'un ou l'autre fichier de configuration présent sur le disque dur. En l'absence d'une telle précaution, il vous faudra recommencer l'ensemble de la procédure d'étalonnage.

Lorsque l'on veut maintenant effectuer une mesure, on choisit dans le menu principal l'option **PCV**. On voit alors apparaître à l'écran, en chiffres de belle taille, le résultat de la mesure de tension à laquelle on vient de procéder, écran illustré par la **figure 6**. En-dessous de l'affichage chiffré (numérique) on voit un barreau qui visualise lui aussi le résultat de la mesure, mais sous forme analogique cette fois. Le menu correspondant permet le choix de différentes options préférentielles. On peut ainsi, avec l'option **Sound**, obtenir la génération d'un signal sonore en cas de dépassement. La fonction optionnelle de filtre permet un traitement algorithmique d'un résultat de mesure; on procède en fait au calcul d'une moyenne d'un nombre important de mesures successives de sorte qu'une erreur de mesure est réduite à sa plus simple expression. La fonction **Channel** permet de choisir le canal dont on veut obtenir l'affichage dans la grande fenêtre. On peut, enfin, définir des valeurs limites pour chacun des canaux. Si la tension d'entrée sort du domaine ainsi défini, on a affichage à l'écran d'un message d'avertissement. Dans le cas des huit petites fenêtres attribuées à chacun des canaux, ce message prend la forme d'un point d'exclamation (!); dans la fenêtre principale on voit se manifester un **CheckLim** (*Check Limits* = vérifiez les limites) associé à un signal sonore. Si l'on décide de quitter le programme à l'aide de l'option **Quit** (enfin quelque chose qui se rapproche du gaulois classique!) il y a sauvegarde automatique de l'environnement de configuration le plus récent dans le fichier **PCVCFG**. Lors de la prochaine utilisation, le programme reprendra la configuration telle qu'elle existait lors de son exécution a été interrompue par l'utilisateur.

7

Measure frequency, period time, duty cycle and pulse time

CONTROL  
Channel  
Event count  
Frequency  
Period time  
Duty cycle  
Pulse time  
Chain  
Quit

\*\*\* Elektor Electronics \*\*\*  
\*\*\* Copyright (C) -> 1990 \*\*\*  
\*\*\* ESS: 146 (1, 2, 3, 4) \*\*\*

Personal Computer Frequency counter

&gt;&gt; Measuring high level pulse time.

&gt;&gt; V1.0/JR &lt;&lt;

Event count 0.00232 Hz 429.496 s 50.0 % 429.496 s 429.496 s

Current channel: 0 Elapsed gate time: 0.0 s

900124 - 8 - 15

## PCF, la mesure dans la quatrième dimension, le temps

Outre celle de tensions, la carte multi-fonction est également capable d'effectuer des mesures de signaux numériques chrono-relatés. Fréquences, durées de période, rapports cycliques (rapport durée d'impulsion/durée de pause) et longueurs d'impulsion, sont quelques-unes des grandeurs physiques dont la carte multi-fonction permet une mesure extrêmement précise et ce sur une plage très étendue. Cette seconde catégorie de mesures se fait à l'aide du programme **PCF.EXE**. À nouveau, on se trouve en présence d'un logiciel au confort d'utilisation très grand. Il s'adresse à l'utilisateur par l'intermédiaire de l'écran sur lequel apparaissent simultanément une fenêtre à menu déroulant et une fenêtre qui visualise le résultat de la mesure. Le menu propose plusieurs options: mesure de la fréquence (**Frequency**), comptage d'événements (**Event count**), durée de période (**Period time**), rapport cyclique (**Duty cycle**) et longueur d'impulsion (**Pulse time**) du signal appliqué à l'entrée. L'écran visualise en permanence les résultats de mesure les plus récents. On n'aura réactualisation de ces résultats que lors d'une activation de la mesure concernée. La mesure la plus récente est soulignée, de sorte que l'on sait toujours quel est le type de mesure en cours. Pour les fonctions de comptage d'événements et de longueur d'impulsion, on verra apparaître deux sous-menus qui permettent de choisir la polarité (montée ou descente) du flanc de déclenchement dans le premier cas et le type du niveau (haut ou bas) du signal à prendre en compte pour le calcul de la longueur d'impulsion dans le second. Un sous-menu similaire permet le choix du canal d'entrée.

Pendant les mesures, la fenêtre indique sur quel canal se fait la

mesure (**Current channel**) et la durée de porte écoulée (**Elapsed gate time**). Ce dernier élément prend toute son importance dans le cas de mesures faisant appel à des durées de porte relativement longues. Si l'on choisit une option qui demande, via un sous-menu additionnel, des informations supplémentaires, comme c'est le cas par exemple de l'instruction **Channel** à laquelle on fournit, par l'intermédiaire d'une nouvelle fenêtre le numéro du canal requis, on voit apparaître dans la fenêtre principale le message "**Waiting for instructions!**" que l'on pourrait traduire assez librement par "Dans l'attente d'instructions!". La mesure ne sera pas lancée avant que l'information additionnelle requise par le sous-menu n'ait été fournie.

Il nous reste à évoquer une dernière option: **Chain**. Ce mode permet de faire subir au signal d'entrée un examen complet: on en mesure tout ce qu'il est possible d'en mesurer. Outre la fréquence, on procède également à la mesure du rapport cyclique, de la durée de période et de la longueur d'impulsion (tant sa durée au niveau haut que sa durée au niveau bas). Le comptage d'événement n'a guère de sens dès lors qu'il s'agit d'un signal continu, ce qui explique que dans le cas présent il n'ait pas lieu. En tout état de cause, **Chain** constituera le mode le plus intéressant pour de nombreux types de mesure.

Nous voici arrivés à la fin de la description de cette carte qualifiée à juste titre de multi-fonction puisqu'elle nous permet, dans l'état actuel des choses, de mesurer des tensions et tout ce qui a trait aux fréquences. Laissez-nous le temps de vous mijoter l'un ou l'autre programme et nous vous proposons dans les mois à venir différentes adjonctions qui vous permettront d'utiliser cette carte à bien d'autres fins, pour en faire une station météorologique par exemple. Un peu de patience...

**Figure 7.** Cette même carte permet, sans la moindre modification matérielle, de procéder à des mesures de signaux chrono-relatés. Cette recopie d'écran devrait, avec les différentes options qu'elle propose, vous mettre l'eau à la bouche. De 0,0025 Hz à 10 MHz (nous sommes même montés à 33 MHz)... Un sous-menu associé à certaines des instructions donne des options supplémentaires.

1<sup>re</sup> partie

Un boîtier ESM du type ER 48/09 tombe à pic. Non nous n'avons pas d'actions chez ESM...



# The Complet

de la qualité et de nombreuses possibilités à un prix abordable

Après vous avoir proposé ces dernières années des préamplificateurs haut de gamme à l'équipement plutôt "spartiate", il nous a semblé temps de penser à tous les amateurs d'inverseurs et autres "knoepeque" (boutons) comme ils disent si joliment outre-Québécois. Il faut admettre que l'on peut fort bien se contenter, sur un préamplificateur, d'une sélection de source et d'une commande de volume. **The Complet**, qui n'a rien d'un 3 pièces avec queue de pie, mais tire tout simplement son nom du fait qu'il comporte tout ce que l'on peut espérer, est un préamplificateur doté d'une part de toutes les possibilités imaginables et pour lequel nous avons d'autre part visé une qualité de signal optimale.

Et tout ceci, à un prix abordable, ce qui ne gâte rien, bien au contraire !

Il existe, faut-il vraiment insister sur ce fait, parmi les rédacteurs et les ingénieurs du laboratoire d'Elektor, des passionnés d'audio pour qui la qualité prime sur la quantité. Cette préférence n'aura pas échappé à nombre de nos lecteurs fidèles qui ont suivi avec passion la description de **The Preamp**, du **Central de Commutation Audio** et autres préamplificateurs ayant eu l'honneur de nos colonnes au cours du dernier lustre.

Les différents appareils évoqués avaient deux caractéristiques communes: une qualité technique qui n'avait rien à envier à ce qui se fait de mieux aujourd'hui d'une part et une absence de fanfreluches et autres colifichets de l'autre.

L'éloge de la qualité de nos amplis et préamplis n'est plus à faire auprès des lecteurs d'Elektor disséminés dans le monde entier (n'oublions pas qu'il existe pas moins de 14 éditions d'Elektor sous le soleil et ce dans plus d'une dizaine de langues différentes !).

Certaines de nos réalisations audio ont été faites à plusieurs centaines d'exemplaires, plusieurs d'entre elles ont été testées par des laboratoires réputés (allemands en particulier). Les résultats ont été plus que satisfaisants.

Nous ne pouvons cependant pas ne

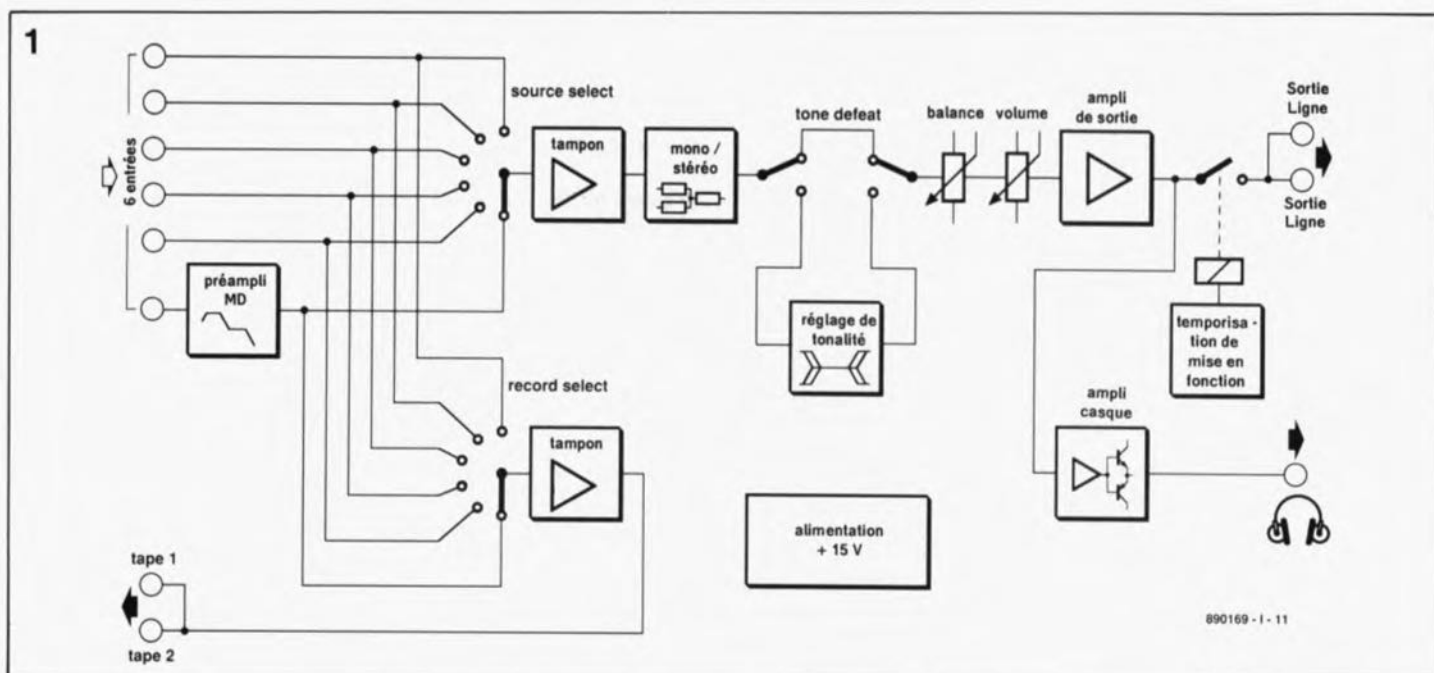
toujours penser qu'aux "purs" amateurs de technique de pointe, il nous faut aussi proposer des montages à l'intention de Monsieur-Tout-Le-Monde. Nous avons fait une sorte d'étude du marché en combinant un examen approfondi de ce qui se faisait de mieux aujourd'hui dans ce domaine et les réponses données par un certain nombre d'amateurs musicophiles à un questionnaire demandant quelles étaient les caractéristiques qu'ils pensaient importantes sur un tel appareil et quelles étaient les possibilités qu'ils (elles) en attendaient.

Les conclusions de cette "enquête" ne nous ont guère surpris: il faudrait que le préampli comporte des possibilités de connexion aussi nombreuses que variées, qu'il dispose d'une capacité de recopie qui soit indépendante de la

#### Caractéristiques techniques:

Entrées: 6 (CD, Tuner, Tape1, Tape2, Vidéo, Phono),  
Sélection de source,  
Sélection d'enregistrement,  
Correction de tonalité (Bass = Grave, Treble = Aigu),  
Réglage de balance,  
Commande de volume,  
Choix des fréquences de coupure: 125/250 Hz et 2,5/5 kHz,  
Possibilité d'adjonction d'une entrée numérique,  
Entrées Ligne et Tape montées en parallèle.





890169 - I - 11

commande de sélection d'entrée, qu'il soit possible de copier entre deux magnétophones, sachant que la présence d'un réglage de tonalité (à fréquences de coupure ajustables le cas échéant) pouvait constituer une adjonction intéressante dans le cas de certains disques, qu'il s'agisse de 33 tours ou d'audio numérique.

Bien que de nombreux audiophiles aient quitté le camp du 33 tours pour passer dans celui du Disque Audio Numérique (DAN, CD pour le reste du monde), le souhait de disposer d'une entrée MD (pour cellule MagnétoDynamique) reste présent pour le cas, de plus en plus rarissime, où l'on veut écouter un disque "incunable" (ancien) dont il n'existe pas, encore, d'équivalent en version laser. Il serait pratique en outre que ce préampli soit doté d'une sortie spécifique pour casque d'écoute; cette solution permet de ne pas avoir à mettre la totalité de l'amplificateur en fonction si l'on choisit de ne pas gêner les voisins en mettant le casque sur les oreilles. Quoiqu'il en soit, ce bouquet de souhaits était couronné par le désir d'avoir un son de première qualité !

Eh bien, nous voici dans de beaux draps ! Munis de ces éléments, nos ingénieurs se sont mis au travail après que nous leur ayons fait part de nos dernières requêtes, éviter autant que possible l'utilisation de composants exotiques... et faire en sorte que le résultat de leurs cogitations nébuleuses reste d'un prix aussi terre à terre que possible, sans que cela n'aille au détriment de la qualité cependant.

Après quelques mois de travail acharné, eh oui le temps passe bien

plus vite que la plupart d'entre nous ne le voudrait, nous avons le plaisir, mêlé d'une fierté non dissimulée, de vous proposer le dernier-né des préamplificateurs d'Elektor, appareil que nous avons baptisé "The Complet" sachant qu'il possède tout ce que nous pouvions désirer. Le son de The Complet est, si tant est que l'on puisse dire qu'un préamplificateur possède un son propre, d'excellente qualité; il a l'avantage additionnel d'accepter des circuits intégrés de classes de prix très différentes.

Nous avons le sentiment que cette introduction ne manquera pas de donner envie à bon nombre d'entre nos lecteurs de se lancer dans la réalisation (d'une partie) de leur installation audio.

En ce qui concerne les possibilités de The Complet nous vous renvoyons au petit tableau des caractéristiques techniques d'une part et à la longue énumération faite quelques lignes plus haut. Le concept de ce préamplificateur a été choisi de manière à en permettre une reproductibilité facile.

Outre le sélecteur de source et le sélecteur d'enregistrement, on trouve sur la platine de bus toutes les embases cinch; le reste de l'électronique a droit à son circuit imprimé propre, la platine principale. De cette manière, les organes de commande présents sur la platine de bus sont reliés à la platine principale à l'aide de quelques liaisons de faible longueur soudées aux picots correspondants.

### Un aperçu d'ensemble

La figure 1 nous propose le synoptique de The Complet. En fait, l'électronique n'est pas assez

complexe pour justifier impérativement la présence d'un tel synoptique mais elle tient pas mal de place. Il nous a semblé pourtant que passer par une description des différents blocs constituant le montage permettrait d'avoir une meilleure vue d'ensemble.

The Complet comporte 6 entrées, dont une entrée MD. Si l'on n'a que faire de cette dernière, on peut la transformer, par simple mise en place d'un pont de câblage, en entrée Ligne standard. Il existe de plus, dans le cas de l'entrée DAN - baptisée CD sur la face avant - une possibilité d'adjonction ultérieure d'un circuit imprimé additionnel (un convertisseur N/A par exemple).

Chaque ligne d'entrée se subdivise pour attaquer deux commutateurs rotatifs; le premier, SOURCE SELECT, sert de sélecteur de signal d'entrée (choix du signal transmis vers le préamplificateur situé en aval), le second servant à la sélection de la source du signal à enregistrer (RECORD SELECT). Il est possible de cette façon d'enregistrer un DAN sur une cassette métal tout en écoutant son émission préférée sur France-Musique. Nous nous sommes résolus à utiliser une paire de commutateurs rotatifs classiques, solution bien moins onéreuse que les 12 relais qu'il nous aurait fallu utiliser sinon.

Les commutateurs rotatifs sont placés du même côté du coffret que les entrées implantées elles sur sa face arrière, de sorte qu'on n'est pas confronté au problème d'une longueur excessive des lignes de signal.

En aval de chacun des commuta-

**Figure 1.** On retrouve, sur ce synoptique, les différents sous-ensembles constituant The Complet, un préamplificateur haut de gamme doté de toutes les possibilités imaginables.

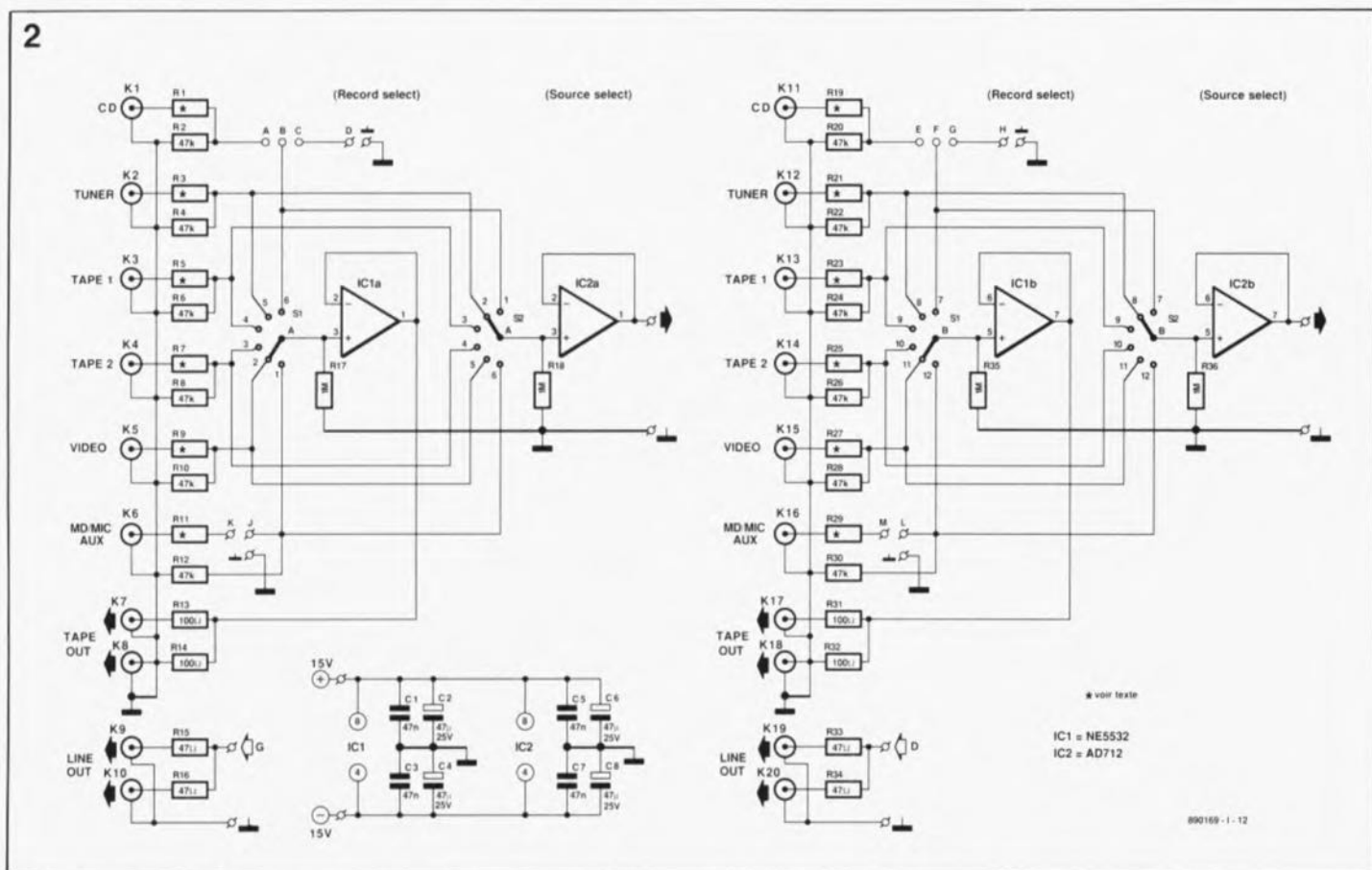


Figure 2. Schéma de l'électronique qui trouve place sur la platine du bus: les commutateurs d'entrée (SOURCE) et d'enregistrement (RECORD), les tampons associés et les embases d'entrée et de sortie.

teurs on trouve un étage-tampon. À la suite du tampon d'entrée nous découvrons un sélecteur mono/stéréo qui fait appel à un sommateur basé sur un amplificateur opérationnel. Cette approche évite les variations de niveau lors de la commutation, phénomène courant dans le cas des configurations mono/stéréo habituelles.

Notre voyage nous amène ensuite au dispositif de réglage de tonalité. Nous avons opté ici pour un réglage grave/aigu à deux fréquences de coupure par côté. Nous avons évité de définir une plage de réglage trop étendue, ce qui aurait comporté un risque non négligeable de surmodulation des étages placés en aval (pour les gens qui ont des difficultés à se maîtriser en particulier). La plage définie est suffisamment large pour un usage normal et permet ainsi un réglage fin. Nous avons bien évidemment pensé à tous ceux d'entre vous qui aimeraient pouvoir court-circuiter ce dispositif. Ceci explique la présence d'un inverseur, **TONE DEFEAT**, qui permet de "bypasser" l'ensemble du réglage de tonalité.

Nous voici presque à la fin de notre excursion: nous rencontrons les commandes de balance et de volume avant d'arriver à l'amplificateur de sortie. C'est le seul endroit du montage où ait lieu une amplification des signaux Ligne.

L'amplificateur opérationnel utilisé est capable d'attaquer des charges de 600  $\Omega$  et plus. Il nous reste à parler d'un circuit de temporisation de mise en fonction qui attaque un relais; ce dispositif interrompt les sorties Ligne de manière à ce que l'amplificateur ait le temps, après l'application de la tension d'alimentation, de trouver son régime de croisière avant que n'apparaisse un signal quelconque aux sorties.

Nous avons doté l'amplificateur de sortie d'un amplificateur pour casque d'écoute aux caractéristiques spécifiques qui prend la forme d'un amplificateur opérationnel associé à un étage de sortie réalisé en technologie discrète. Le nombre de milliwatts disponibles est plus que suffisant pour permettre la commande d'un casque d'écoute même s'il est à faible impédance. Le synoptique comporte un dernier bloc à identifier: l'alimentation chargée de fournir sa tension d'alimentation symétrique à l'ensemble du préamplificateur.

## Le réel

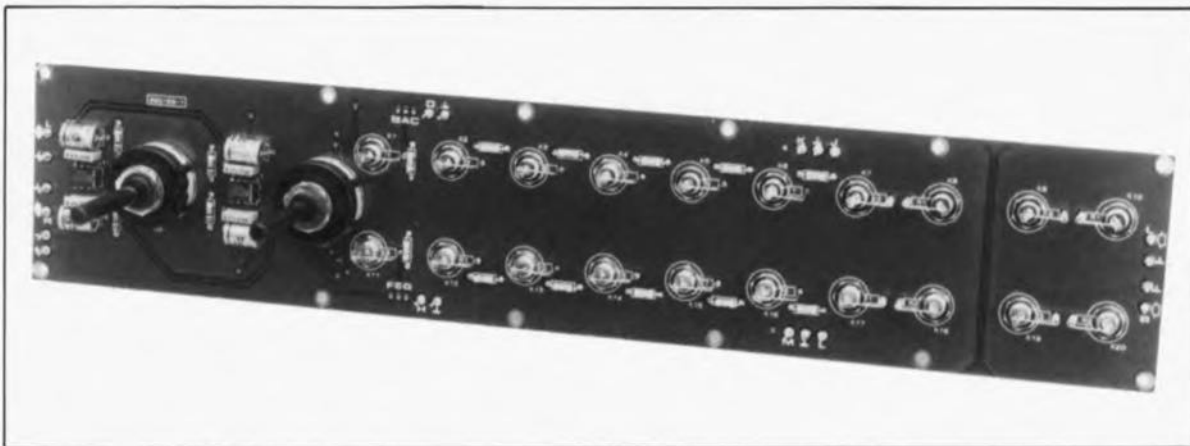
Après cet examen de l'anatomie théorique de The Complet, vous verrez que l'électronique des différentes parties représentée par les figures 2 et 3 est relativement facile à identifier. Nous avons subdivisé l'ensemble du schéma en 2 parties pour la simple et bonne raison que

dans la réalité aussi, le montage se compose de deux platines sur lesquelles viennent s'implanter les composants respectifs des 2 schémas.

L'étude de la figure 2 est vite terminée. On y découvre les commutateurs de sélection de source et d'enregistrement, S1 et S2, avec leurs tampons, IC1 et IC2. On notera qu'une moitié de chacun des tampons est attribuée à chaque commutateur. On retrouve également ici toutes les entrées et sorties, exception faite de la sortie pour casque. Chaque entrée comporte un diviseur de tension, R1/R2 dans le cas de l'entrée CD par exemple. À elles deux, ces résistances définissent pour une grande part l'impédance d'entrée que l'on essaiera de garder proche de 47 k $\Omega$ . Notons qu'il est préférable de n'utiliser de diviseur de tension que lorsqu'il est strictement nécessaire, sachant que les diviseurs de tension exercent une influence négative sur la séparation entre les canaux gauche et droit et sur la diaphonie des différentes entrées. Si possible, on substituera aux résistances impaires R1, R3, R5, etc, des ponts de câblage (0  $\Omega$ ).

L'entrée CD offre quelques possibilités de connexion additionnelles. Dans la majorité des cas, c'est un signal CD analogique qui arrive à l'entrée CD. Par la mise en place des ponts de câblage A-B (et E-F) le





Vue d'une platine de bus dotée de tous ses composants et prête à être implantée dans le coffret de The Complet.

signal est transmis normalement aux deux commutateurs rotatifs. À l'aide des connexions restantes, C, D et masse (G, H et masse pour l'autre voie) il sera possible ultérieurement de créer une entrée CD numérique, en dotant le préamplificateur à cet endroit d'une platine à convertisseur N/A.

Les entrées MD comportent elles aussi quelques points de connexion pour la mise en place de ponts de câblage. Dans la plupart des cas, on connectera entre les points K et J (à gauche) et L et M (à droite) le préampli MD présent sur la platine principale. Si vous n'avez plus l'intention d'écouter jamais des disques "microsillon" – vous savez ce genre de trucs noirs ronds de tailles diverses qui faisaient encore la joie des disquaires voici deux ans à peine – vous pourriez fort bien envisager d'utiliser cette entrée comme entrée pour microphone, l'adaptation des caractéristiques de l'entrée MD à cet effet étant relativement simple. On peut aussi penser à l'utiliser comme entrée Ligne, auquel cas on oublie le préampli MD de la platine centrale et on plante 2 ponts de câblage, J–K et L–M.

Les types d'amplificateurs opérationnels mentionnés dans le schéma ne sont pas les moins chers qui soient; nous avons opté pour ceux qui donnaient le meilleur résultat à la position qui avait été attribuée à chacun d'entre eux ("the right man at the right place" disent les anglais).

Nous reviendrons à ce sujet dans le second article, consacré lui à la réalisation de ce montage. Ce choix est évident déjà dans le cas des tampons; IC1 est un 5532, un excellent amplificateur opérationnel double au prix très abordable. IC2 est quant à lui un AD712, un circuit d'une "caste de prix" plus élevée. Le choix de ce composant plus onéreux s'explique par le désir d'éviter la production de bruits de

commutation audibles lors de la rotation de S2; à cet instant en effet, la valeur de la résistance totale appliquée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel change sensiblement – la résistance de 1 M $\Omega$  est alors mise en parallèle sur la résistance de l'entrée choisie, R2 par exemple.

Avec un amplificateur opérationnel à entrées à transistor, tel que le NE5532 par exemple, on a circulation d'un courant de base tel qu'une variation de résistance importante peut entraîner un changement du niveau de tension continue de la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Dans le cas d'un amplificateur opérationnel à entrées à FET, ce qui est le cas du AD712, ce problème ne se pose pratiquement pas. La situation est moins critique dans le cas du commutateur d'enregistrement sachant qu'une variation de niveau est moins gênante puisque l'on ne change pas, en cours d'enregistrement, de canal d'arrivée du signal.

S'il est important de limiter les coûts au strict minimum, on pourra utiliser un 5532 pour IC2 aussi. Il faudra dans ce cas abaisser à 220 k $\Omega$  la valeur des résistances R18 et R36. Les bruits de commutation en deviennent pratiquement inaudibles. Il est vrai que l'impédance d'entrée chute alors à quelque 39 k $\Omega$ , mais cela ne devrait poser de problème qu'exceptionnellement. Le seul inconvénient de cette solution est une légère variation du rapport du diviseur de tension lorsque l'on effectue une sélection de l'entrée concernée à l'aide du commutateur rotatif. Si chaque entrée ne comporte qu'une unique résistance de 47 k $\Omega$ , ce problème ne se pose bien évidemment pas. L'utilisation de types de tampons différents est le prix à payer pour limiter au strict minimum le nombre de condensateurs pris dans le trajet du signal. Réglage de tonalité hors-fonction, il n'existe sur ce préamplificateur qu'un unique

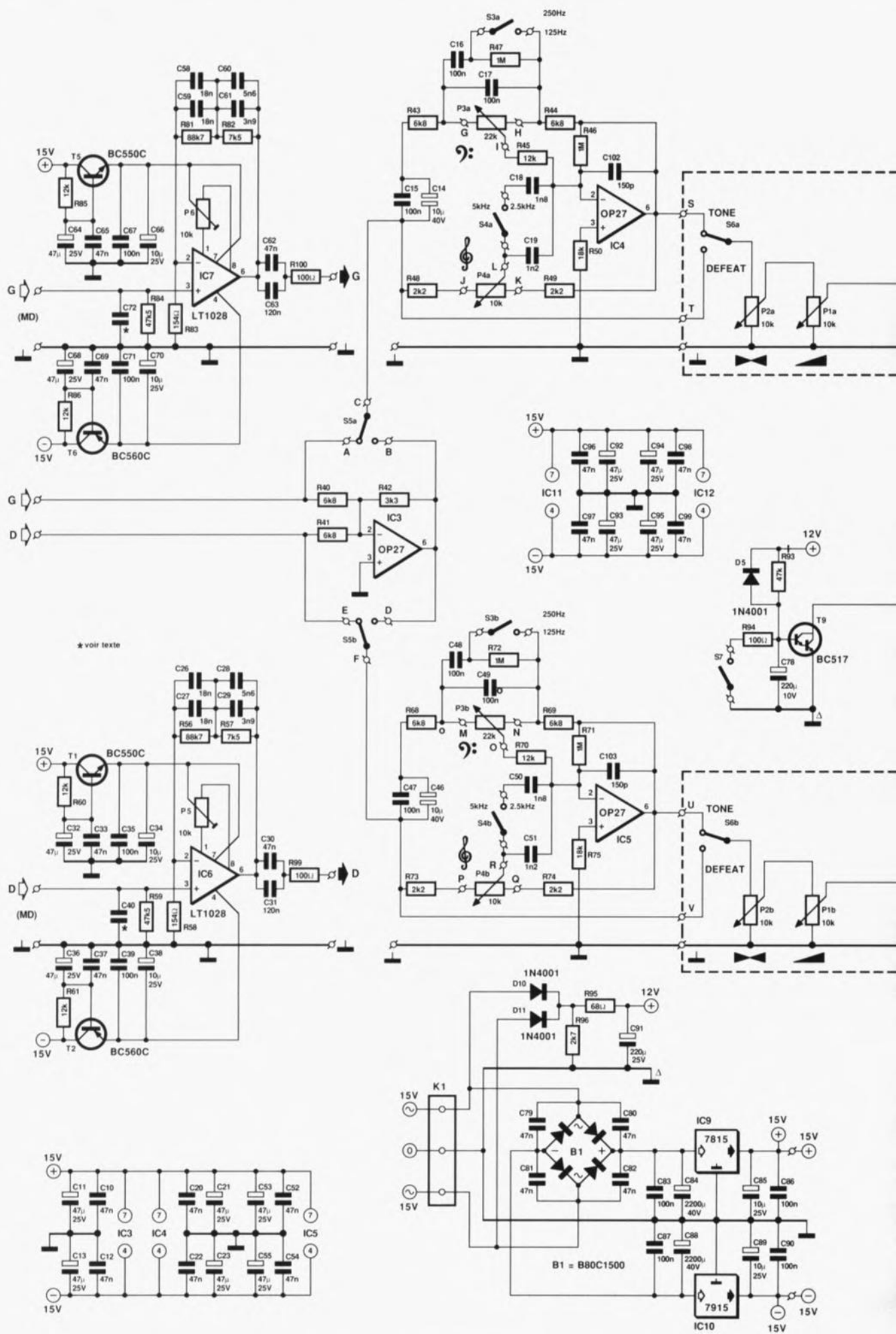
condensateur (à film) à la sortie Ligne.

Outre toutes les entrées, la platine du bus comporte également toutes les sorties, à savoir 2 sorties Tape (résistance de sortie de 100  $\Omega$  définie par les résistances R13, R14, R31 et R32) et 2 sorties Ligne (résistance de sortie de 100  $\Omega$  aussi, définie par R15, R16, R33 et R34, plus R55 et R80 sur la platine centrale).

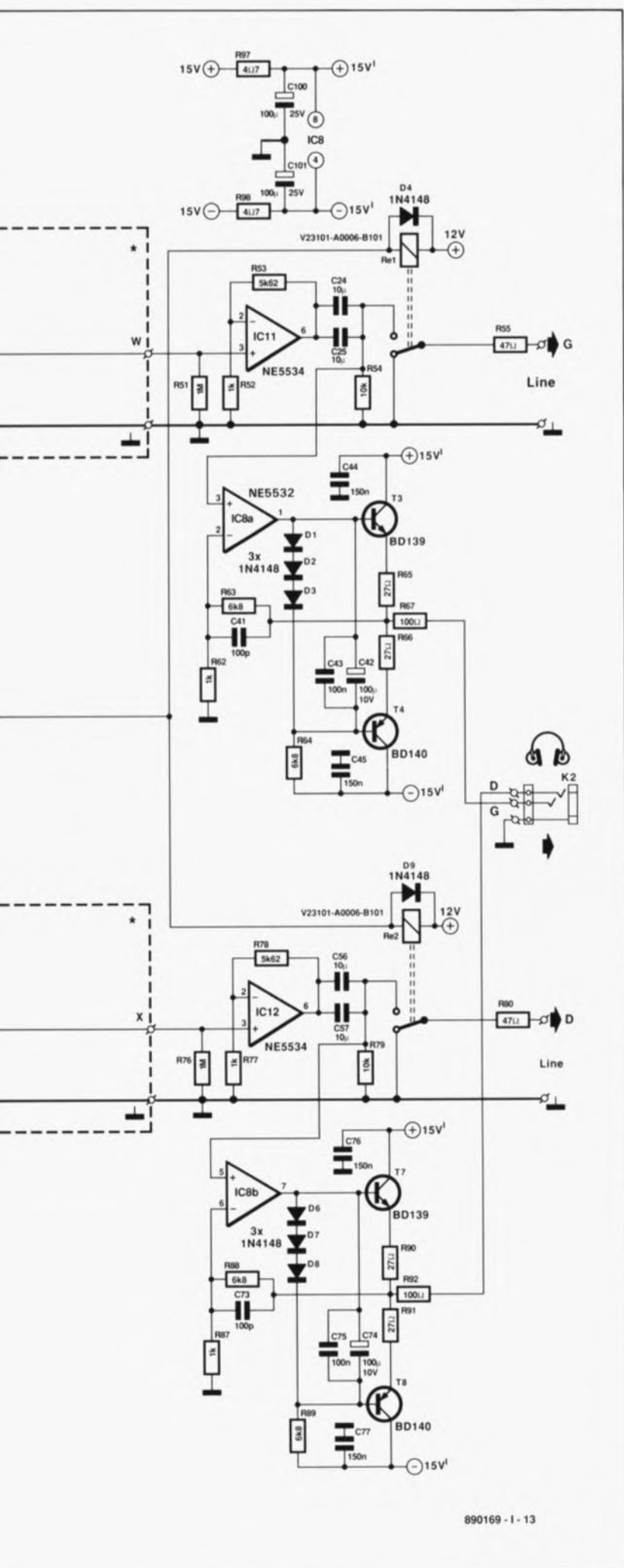
On retrouve en figure 3 les composants présents sur le circuit imprimé principal. Comme les canaux gauche et droite sont parfaitement identiques, nous ne nous intéresserons qu'au canal gauche – sans oublier de parler bien entendu des éléments purement "monophoniques".

Légèrement placé à l'écart du reste nous trouvons le préampli MD. Il se trouve bien sur la platine principale, mais ses entrée et sortie sont reliées aux points J, K, L et M de la platine de bus. L'amplificateur opérationnel utilisé ici est d'un type au bruit intrinsèque très faiblement; il s'agit d'un LT1028 – Hé oui, certains concepteurs sont franchement irréductibles dès lors qu'il s'agit de qualité !. Ceux d'entre vous qui trouveraient cette approche trop coûteuse peuvent, sans le moindre scrupule, se rabattre sur des alternatives moins chères telles que l'OP27 (PMI) ou le 5534 (Philips-Signetic). La correction RIAA est introduite par les condensateurs C58 à C61 associé aux résistances R81 à R83. La triplette C62/C63/R12 constitue un filtre passe-haut caractérisé par une fréquence de coupure de 20 Hz (comme le demande la courbe IEC).

Ceux d'entre vous qui ne verraient pas l'intérêt de cette correction pourront tout simplement attribuer une valeur plus importante aux condensateurs C62 et C63. L'entrée du préampli MD est couplée en tension continue de manière, ici encore, à réduire le plus possible







l'influence des condensateurs de couplage sur la qualité du signal.

La capacité d'entrée est définie en grande partie par le condensateur C72; la valeur de celui-ci dépend de la capacité terminale exigée par l'élément MD. Si vous n'avez pas la moindre idée de cette valeur, prenez un condensateur de 47 pF. De par l'existence d'un couplage direct avec l'élément, la tension de compensation de l'amplificateur opérationnel, l'offset, dépend de la résistance interne de l'élément (la cellule). Ceci explique la présence de la résistance ajustable P6 à laquelle on fait appel pour compenser l'offset de l'élément branché à l'entrée MD.

À proximité de l'amplificateur opérationnel on trouve en outre quelques filtres additionnels basés sur T5/T6 et pris dans les lignes d'alimentation de façon à supprimer les petites variations de l'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V. On se trouve en effet ici dans la partie la plus sensible du préamplificateur. Il nous faut placer une remarque concernant le choix des amplificateurs opérationnels; les spécifications de bruit intrinsèque superbes du LT1028 ne sont en principe intéressantes que dans le cas d'impédances de source relativement faibles, du type de celles que l'on rencontre avec un élément MC à niveau de sortie élevé ( $R_i < 400 \Omega$ ). Avec un élément MD standard, on pourra utiliser, sans contre-indication, un OP27 (le bruit total est pour une grande part déterminé par le bruit thermique produit par l'élément). On peut fort bien envisager d'utiliser un 5534A si l'on veut combiner une certaine qualité et prix de revient aussi faible que possible.

L'inverseur mono/stéréo dispose de son propre amplificateur opérationnel, IC3, chargé d'effectuer une sommation digne de ce nom des signaux gauche et droit. Cette approche garantit l'obtention d'un signal G+D impeccable sans atténuation. Les solutions faisant appel à des composants passifs s'accompagnent toujours d'une certaine atténuation, même en stéréo. L'inverseur S5 assure la mise en circuit de IC3 lorsque l'on veut reproduire monophoniquement un signal stéréo.

Revenons à l'étage suivant du canal gauche, le réglage de tonalité (basé sur IC4). Les inverseurs S3 et S4 offrent le choix, pour chaque potentiomètre, entre deux fréquences d'entrée en fonction. En dépit de sa

**Figure 3.** Toute cette électronique trouve place sur la platine centrale. Sa complexité traduit les possibilités de cet appareil.

structure conventionnelle, cette partie présente quelques spécificités intéressantes. Il n'est pas rare de voir, sur le réglage de tonalité lambda, que les deux extrémités de la piste au carbone du curseur du potentiomètre d'aigu soient interconnectées à travers des condensateurs qui déterminent eux le point d'entrée en fonction de ce réglage de tonalité. Pour modifier la fréquence de coupure il faut changer la valeur de ces deux condensateurs. L'approche adoptée ici permet de n'avoir à changer qu'un seul composant par canal pour chaque fréquence de coupure. Elle permet en outre l'utilisation de commutateurs plus courants et simplifie notablement le câblage.

La résistance de  $1\text{ M}\Omega$  (R46) prise dans la ligne de contre-réaction a pour fonction d'éviter que la sortie de l'amplificateur opérationnel ne fasse des "sauts de cabri" lorsque lors d'une rotation le curseur du potentiomètre de grave perd un court instant le contact avec la piste. Nous avons placé dans l'étage de réglage de grave une paire de condensateurs, C14 et C15, chargés d'éviter que l'offset des tampons d'entrée ne soit amplifiée par le réglage de grave. La prise en parallèle d'un condensateur bipolaire et d'un condensateur à film garantit un traitement correct du signal même aux fréquences élevées.

La figure 4 illustre le domaine de travail du réglage de tonalité aux différents points d'entrée en fonctionnement. L'inverseur S6 permettra aux puristes de "bypasser" l'ensemble de l'électronique de réglage de tonalité de manière à retrouver la qualité optimale d'origine.

Nous voici arrivés aux réglages de

balance et de volume. Au point où nous en sommes, il est préférable d'utiliser des composants de qualité, de marque japonaise Alps par exemple. Leur prix d'achat plus élevé est rapidement compensé par un certain sentiment de tranquillité mentale que n'apporte pas un potentiomètre bon marché qui ne tarde pas à se mettre à craquer. Il peut s'avérer difficile, voire impossible dans certains coins reculés de l'Hexagone, de trouver un véritable organe de réglage de balance (caractérisé par des demi-pistes argentées de manière à éviter d'atténuation en position médiane). Il faudra dans ce cas vous satisfaire d'un potentiomètre stéréophonique linéaire ordinaire et implanter une petite résistance de  $2\text{ k}\Omega$  entre l'inverseur "tone-defeat" et le curseur: l'atténuation en position médiane reste de cette manière limitée.

En aval du réglage de volume nous trouvons l'amplificateur Ligne, IC11. Nous avons utilisé ici un NE5534 qui a l'avantage d'être capable de fournir une tension de sortie de  $8\text{ V}_{\text{eff}}$  même à une charge de  $600\ \Omega$ . Le gain de IC11 est fixé à  $6,6\times$ , de sorte que la sensibilité d'entrée des entrées Ligne est de  $150\text{ mV}_{\text{eff}}$  à une tension de sortie nominale de  $1\text{ V}_{\text{eff}}$  (en cas d'utilisation d'un "vrai" réglage de balance). À la sortie même de l'amplificateur opérationnel sont pris 2 condensateurs à film de  $10\ \mu\text{F}$ , montés en parallèle, C24 et C25; ils sont destinés à empêcher qu'un éventuel offset du préamplificateur (il ne faut pas oublier qu'en mode "tone defeat" tous les amplificateurs opérationnels sont couplés en tension continue) n'arrive aux étages de puissance montés en aval.

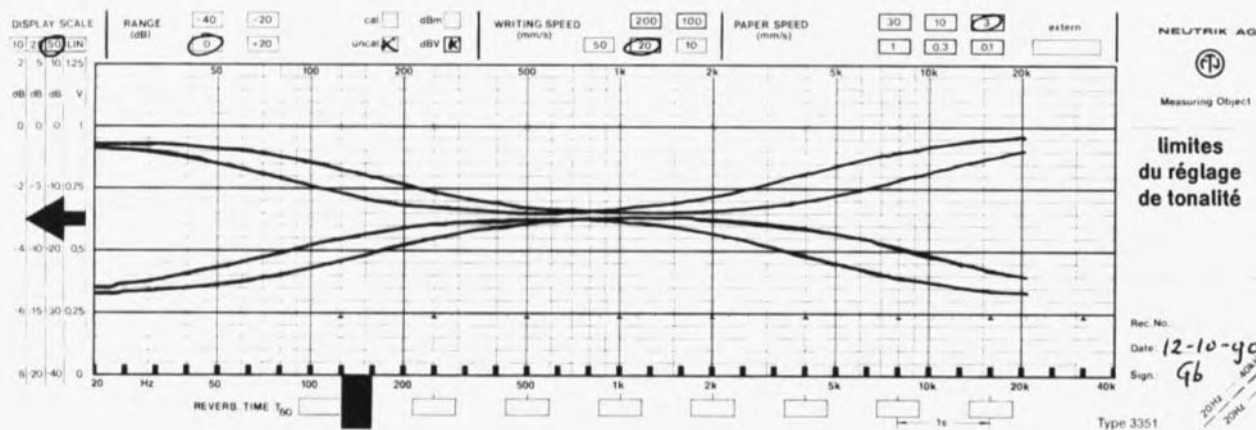
Le dessin du circuit imprimé est tel

que vous avez le choix entre des condensateurs de type MKT ou MKP. Comme nous l'avons mentionné plus haut, la sortie est dotée d'un relais dont la fonction est d'éliminer les bruits de commutation par une temporisation de la mise en fonction. Il est en outre possible, à l'aide d'un inverseur présent sur la face avant, de mettre le relais hors-fonction lorsque l'on choisit d'utiliser la sortie casque seule. Le transistor darlington T9 constitue le coeur du circuit de temporisation. Lors de la mise sous tension du préamplificateur, le condensateur C78 se charge progressivement à travers la résistance R93, de sorte qu'il faut un certain temps avant que la tension de seuil base-émetteur de T9 ne soit atteinte et que ce transistor ne devienne conducteur. Lors de la disparition de la tension d'alimentation (mise hors-fonction) la diode D5 produit une décharge rapide de ce condensateur de sorte que le relais décolle très rapidement. Pour éviter les problèmes dus aux gros condensateurs de l'alimentation qui conservent leur charge pendant une durée relativement longue, nous avons doté la temporisation de mise en fonction de son propre circuit de redressement, D10, D11, R95, R96 et C91; c'est très précisément le choix très limite des valeurs de ses composants, son dimensionnement, qui permet une mise hors-fonction rapide.

L'amplificateur de casque utilise un 5532, IC8a, associé à un étage de sortie discret, T3/T4. Les diodes D1 à D3 en assurent un fonctionnement en classe A. Le mini-étage de sortie ainsi réalisé fournit une puissance suffisante permettant l'attaque de casques d'écoute même ceux à impédance ou à sensibilité faible (exception faite des casques électrostatiques qui nécessitent dans la plupart des cas un véritable ampli-

Figure 4. Le fonctionnement du réglage de tonalité aux différents points d'entrée en fonction. Les puristes apprécieront la présence d'un inverseur de mise hors-fonction de ce dispositif.

4



890169





J. Bareford

# TOS-mètre

pour la gamme 1,5 à 70 MHz (bandes de 4 à 160 m)

S'il est une catégorie d'électroniciens qui déteste gaspiller de l'énergie, c'est bien celle des radio-amateurs. Ce groupe d'enthousiastes tient à ce que chaque milliwatt de leur précieuse puissance BF arrive à l'endroit prévu, à savoir à l'antenne. Cependant, les budgets étant ce qu'ils sont – les embases et fiches BF et le câble coaxial à faibles pertes sont relativement coûteux – il n'est pas exceptionnel d'être confronté à des adaptations d'impédance boiteuses entre l'émetteur et l'antenne, situation qui se traduit par des pertes de puissance par réflexion.

L'instrument peu coûteux décrit ici indiquera, aux radio-amateurs trafiquant sur les bandes comprises entre 4 et 160 m, le rapport de la puissance BF directe sur la puissance réfléchie.

Le TOS-mètre, SWR-mètre en anglais, (*Standing Wave Ratio* = taux d'onde stationnaire) est un instrument indispensable pour une mesure suivie de la puissance BF; il est fort probable que l'on en retrouve un exemplaire sur l'étagère de la majorité des radio-amateurs. Il n'est même pas rare qu'il soit connecté en permanence entre

l'embase de sortie de l'émetteur et le câble coaxial de l'antenne, soit encore entre celui-ci et l'embase d'entrée du récepteur. Au cours des transmissions il fournit une indication relative de la puissance transmise ainsi qu'une valeur du rapport de la puissance BF directe (c'est-à-dire la puissance appliquée à l'antenne) sur la puissance réflé-

chie (qui est la puissance réfléchie par l'émetteur en raison de problèmes d'adaptation d'impédance en un point quelconque de la ligne de transmission).

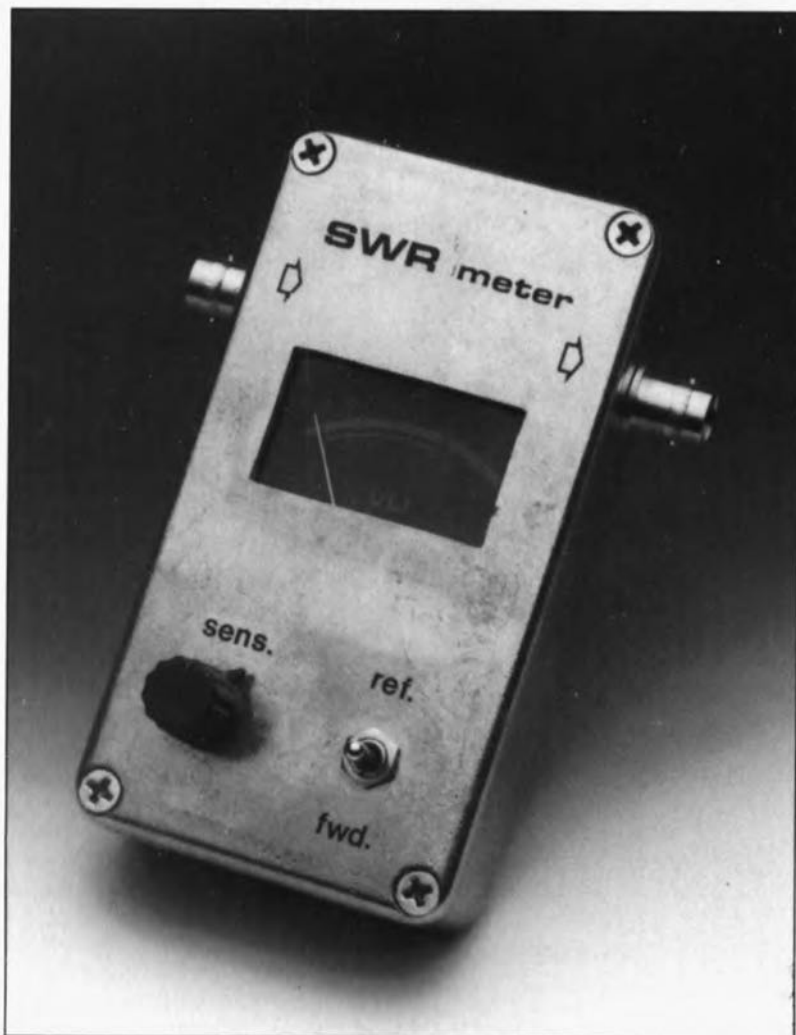
Avez-vous jamais rendu visite à un radio-amateur passionné ? Si tel est le cas, vous n'aurez sans doute pas manqué d'être impressionné par la quantité de matériel qu'il avait concentré sur un espace aussi réduit.

Comme la plupart des radio-amateurs disposent de plusieurs systèmes émetteur/récepteur + antenne, des trancivers disent les anglais, tester l'adaptation d'antenne à puissance faible avant de débiter la transmission en "grande nature" est une pratique courante dans ce monde. Cette précaution évite aux radio-amateurs de voir leur précieux appareillage partir en fumée suite à une erreur d'adaptation flagrante, à un relais de coaxial défectueux, voire à une absence totale d'antenne suite à une déconnexion accidentelle de celle-ci.

Tout au long de la transmission, le radio-amateur garde un oeil sur l'indicateur d'accord – si tant est qu'il ne s'agisse pas d'un appareil à synthèse de fréquence – et l'autre sur l'aiguille de l'indicateur à bobine mobile du TOS-mètre. Est-ce uniquement pour être rassuré ? Non, c'est une nécessité impérieuse si l'on veut être certain que c'est bien le meilleur signal possible qui arrive à la station de réception.

## Le taux d'onde stationnaire

Comme nous l'indiquions plus haut, le rapport de la puissance directe





sur la puissance réfléchi est appelé taux d'onde stationnaire, TOS (SWR en anglais). Comme, dans le cas de notre TOS-mètre nous travaillons à une impédance de ligne de transmission fixée une fois pour toutes, rien ne nous interdit de remplacer le terme de "puissance" par celui de "tension". Dans ces conditions, dans un système de ligne de transmission à l'adaptation d'impédance imparfaite, nous nous trouvons confrontés à une tension directe  $U_F$  (Forward) et une tension réfléchi  $U_R$  (Reflected). La formule suivante permet de calculer le TOS:

$$\text{TOS} = \frac{U_F + U_R}{U_F - U_R}$$

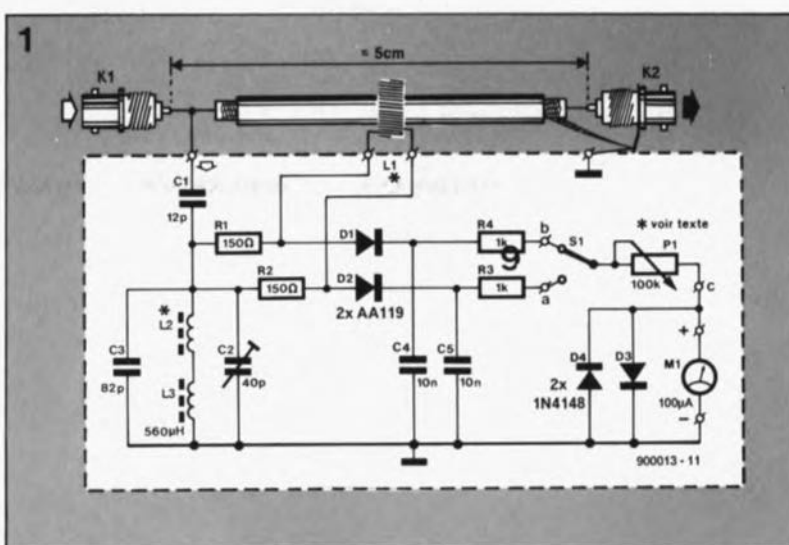
L'examen de cette formule permet de constater qu'un TOS de 1 correspond à l'adaptation optimale de l'émetteur au câble coaxial et à l'antenne. Cela ne veut pas dire qu'il n'y a pas de pertes: cela signifie que la sortie de l'émetteur est parfaitement appariée à l'impédance de charge constituée par la ligne de transmission qui inclut l'antenne, c'est-à-dire la charge à l'extrémité la plus éloignée du câble.

En fait, l'effet d'une antenne mal adaptée devient de moins en moins sensible au fur et à mesure que l'atténuation sur le câble devient plus importante. Cela est dû au fait que la puissance directe et la puissance réfléchi subissent une atténuation identique.

Notons en passant que des longueurs importantes de câble coaxial mal fixé constituent bien souvent une charge fictive (*dummy load*) parfaite: tout morceau de câble coaxial (à l'impédance adaptée) introduisant, à la fréquence de test, une atténuation supérieure à, disons 20 dB, réfléchira une puissance si faible que l'émetteur le tiendra pour une résistance pure (n'oubliez pas cependant de garder la dissipation à l'oeil).

Des valeurs de TOS typiques et acceptables, dues à des adaptations d'impédance imparfaites, sont de l'ordre de 1,5 à 2,0. La majorité des radio-amateurs pensent qu'une valeur de TOS supérieure à 2,0 est une raison suffisante d'examen pour essayer de trouver la cause de cette perte; ce ne sont pas moins de 11% en effet de la puissance transmise qui se perdent alors par réflexion.

Les causes de l'inadaptation peuvent être nombreuses, depuis l'amplificateur BF mal accordé jusqu'à des oiseaux posés sur l'antenne en passant par l'utilisation d'un morceau de câble coaxial d'impédance incorrecte (le fameux

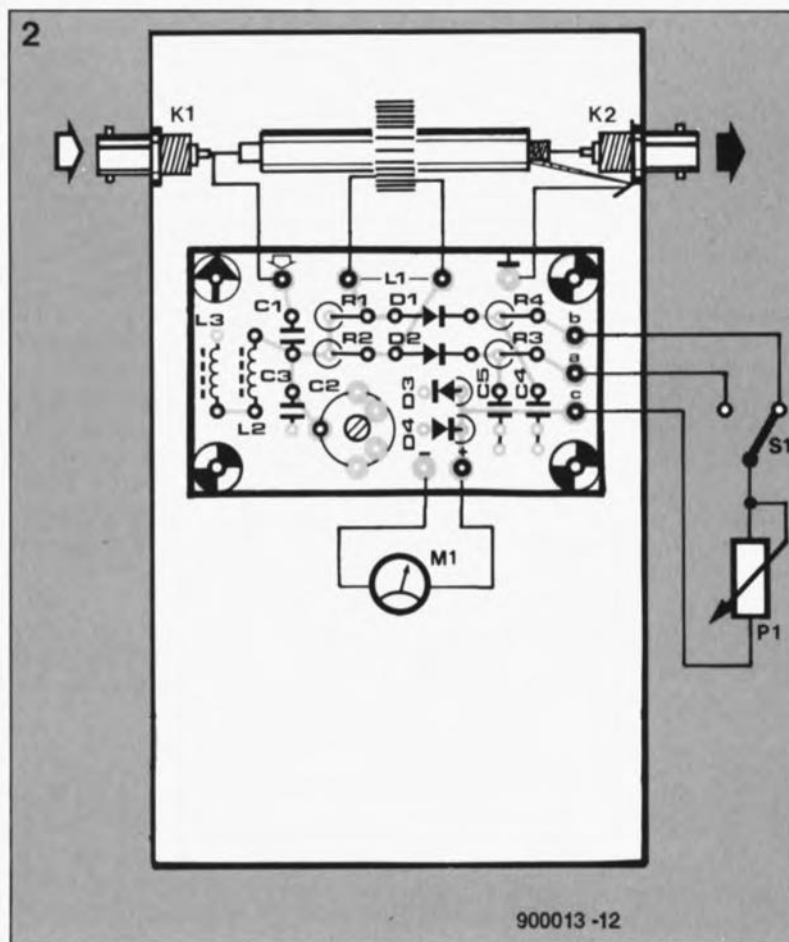


**Figure 1. Schéma du TOS-mètre.** L'énergie BF produite par le transmetteur est couplée capacitivement, via C1, et inductivement via L1, de façon à établir le taux de la puissance directe sur la puissance réfléchi.

problème 50/75 Ω), une antenne recouverte de glace, de l'eau dans un coaxial, voire une paire de mauvais connecteurs BF sur votre remise ou votre toit. Quelle que soit la cause, assurez-vous de l'avoir éliminée avant de commencer la transmission sachant que de nombreux amplificateurs BF, en particulier ceux utilisés en BLU (bande latérale unique) et autres modes linéaires n'apprécient pas les mauvaises adaptations d'impédance en sortie et produisent alors un spectre de fréquences bien trop touffu, qui s'étale sur l'ensemble de la bande gênant les autres radio-amateurs travaillant dans les parages.

## Le circuit

le schéma du TOS-mètre représenté en **figure 1** est conventionnel. Les puissances directe et réfléchi produisent des tensions BF dans une self torique, L1, traversée par un petit morceau de câble coaxial. On remarquera que le câble n'est mis à la masse qu'à l'une de ses extrémités (un câble mis à la masse à ses deux extrémités ne rayonne pas). La tension BF fournie par le transmetteur est couplée capacitivement via le condensateur C1 de manière à servir en quelque sorte de référence par rapport à laquelle sont mesurées les puissances directe et réfléchi. Le condensateur de



**Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé double face à trous non-métallisés dessiné pour cet instrument.** Certains des composants doivent être soudés au plan de masse - points (\*).

**Figure 3. Coup d'oeil à l'intérieur de notre prototype. On remarquera la position de la self torique L1 enfilée sur le câble coaxial de 3 mm reliant les embases BNC d'entrée et de sortie.**

**Liste des composants**

**Résistances:**

R1, R2 = 150  $\Omega$

R3, R4 = 1 k $\Omega$

P1 = 100 k $\Omega$  lin.

**Condensateurs:**

C1 = 12 pF

C2 = 40 pF ajust.

C3 = 82 pF

C4, C5 = 10 nF

**Semi-conducteurs:**

D1, D2 = AA119

D3, D4 = 1N4148

**Bobines:**

L1 = FT37-43

(Micrometals)

L2 = perle de ferrite  
3 mm

L3 = 560  $\mu$ H

fil de cuivre émaillé de  
0,2 mm de section

**Divers:**

S1 = inverseur

miniature simple

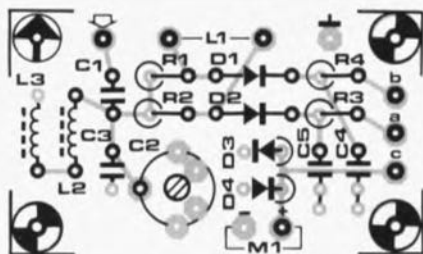
M1 = galvanomètre à  
bobine mobile  
100  $\mu$ A, tel que  
Monacor PM2)

K1, K2 = embase BNC  
éventuellement boîtier  
110x60x30 mm (tel  
que Hammond 1590B  
par exemple)

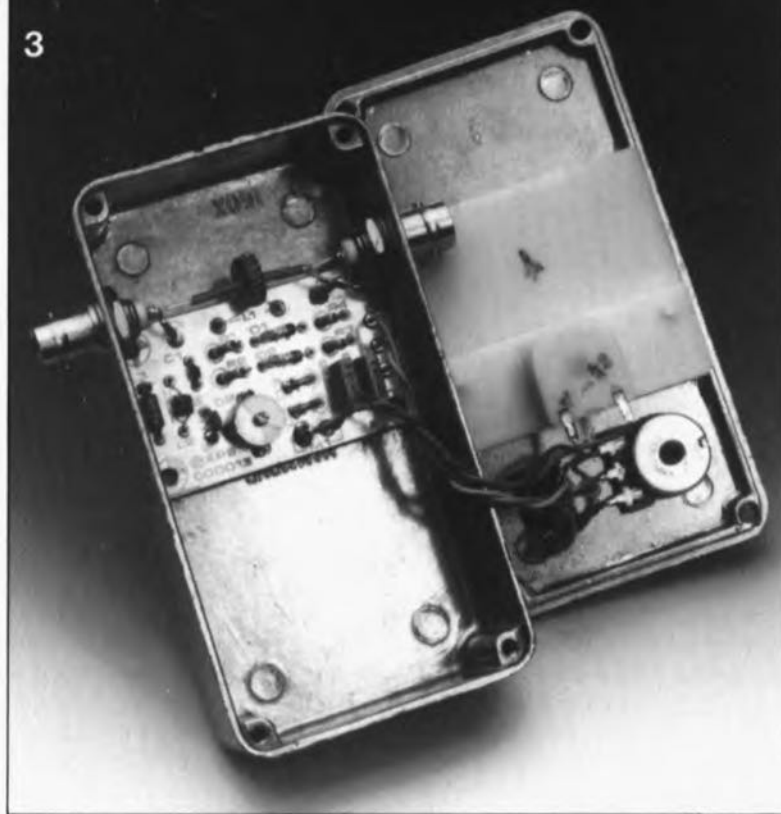
**Ndlr:** Bien que ce  
TOS-mètre puisse  
afficher le taux  
d'onde stationnaire  
sur une plage de  
fréquences allant de  
1,5 à 70 MHz,  
certaines des bandes  
incluses dans ce  
domaine ne sont pas  
accessibles au radio-  
amateur français (4  
et 6 m, par exemple)

**Figure 4. Plan de câblage des composants externes au circuit imprimé.**

4



3



couplage est connecté à un circuit accordé, L1/L3/C3/C2, qui sert à équilibrer le circuit de mesure aux fréquences plus élevées (dans la bande des 6 m voire aussi dans celle des 4 mètres).

Les diodes D1 et D2 font subir aux tensions directe et réfléchie un redressement de façon à établir les puissances relatives et, partant, le taux d'onde stationnaire.

Les AA119 utilisées sont des diodes au germanium à contact en ponctuel (PIN-diode), caractérisées par une capacité faible et une tension de seuil de quelque 0,2 V. L'inverseur S1 permet à l'utilisateur de choisir entre une indication de puissance directe (relative) et une indication du rapport de la puissance réfléchie par rapport à la puissance directe.

**À vos outils !**

On retrouve en **figure 2** la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé double face dessiné à l'intention de cet instrument de mesure. L'une des faces cuivrées constitue un plan de masse auquel viennent se souder les points de masse des composants.

Attention à ne pas trop chauffer les connexions du condensateur ajustable C2, lors de sa mise en place sur la platine. Comme le montre la photographie de la **figure 3**, les deux embases BNC sont reliées au montage à l'aide de courtes longueurs de câble coaxial fin de 50  $\Omega$  dont le blindage est relié à l'embase et à la platine, du côté de l'antenne seulement. Sur notre prototype, le câble coaxial avait une longueur de 40 mm et présentait un diamètre extérieur de 3 mm environ.

Les informations de réalisation des deux bobines du montage, L1 et L2, sont très importantes: voici comment les fabriquer.

**Self de capture, L1:**

Effectuer 30 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section (SWG36; AWG34) sur un tore de ferrite FT37-43 de Micrometals. On veillera à une répartition uniforme de l'enroulement sur l'ensemble du tore. Débarrasser, avec les précautions d'usage, les deux extrémités de la self de leur laque de protection. Faire passer le câble coaxial à l'intérieur du tore et souder les extrémités de la self aux points marqués "L1" sur le circuit imprimé. Relier le câble coaxial aux embases BNC comme indiqué plus haut.

**Self L2:**

Cette inductance comporte 6 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section passées dans une perle de ferrite. Une fois terminée la réalisation de cette bobine, on débarrasse ses extrémités de la laque de protection avant de la souder à l'emplacement prévu.

Le circuit imprimé doté de ses composants prendra place dans un boîtier de quelque 11x6x3 cm. La taille de l'orifice rectangulaire à percer dans la coquille supérieure du boîtier dépend des caractéristiques physiques du galvanomètre utilisé. On perce ensuite deux trous dans cette même coquille, orifices destinés au potentiomètre de commande de sensibilité et à l'inverseur de sélection de la puissance (directe ou réfléchie) à visualiser. Le plan de câblage de la **figure 4** montre comment effectuer l'interconnexion des composants externes au circuit imprimé.

**Essais et mode d'emploi dans la pratique**

Après avoir terminé le TOS-mètre et en avoir effectué une dernière vérification, on l'intercale entre un émetteur OC. (ondes courtes) et une charge dont on sait pertinemment qu'elle n'est pas réfléchissante, telle que par exemple une charge fictive, d'impédance et de puissance adéquates. On émet ensuite à une puissance de sortie continue. S'il apparaît que les indications de puissances directe et réfléchie sont inversées, il faudra soit inverser les connexions de la self L1, soit rebaptiser les deux positions de l'inverseur S1.

Si vous vous limitez aux bandes des OC., il ne sera probablement pas nécessaire de jouer sur la position de l'ajustable de balance C2. Si vous travaillez à des fréquences plus élevées, 50 à 72 MHz, connectez une charge fictive à la sortie du TOS-mètre et donnez à l'ajustable la position se traduisant par l'indication de puissance réfléchie la plus faible lors d'une transmission à puissance relativement faible.

On utilisera le TOS-mètre, après tout changement dans le système d'antenne, de la manière suivante: émettre à un niveau stable, basculer l'inverseur en position directe et jouer sur la commande de sensibilité P1 de manière à obtenir le débattement maximal de l'aiguille du galvanomètre. Basculer ensuite S1 en position puissance réfléchie. Plus le débattement de l'aiguille est important alors, moins l'adaptation de l'antenne est bonne ou en d'autres termes, plus l'adaptation de l'antenne est mauvaise.

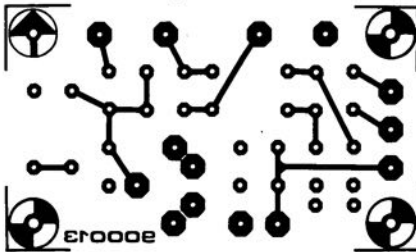
Nous espérons que ce TOS-mètre permettra, à ceux qui n'en possèdent pas encore, d'effectuer la meilleure adaptation possible des différentes composantes de leur installation d'émission/réception.



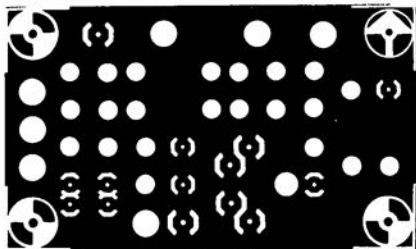
# SERVICE

En raison du manque de place, de la complexité du dessin des pistes, des risques en cas de réalisation imparfaite et de la taille de certaines des platines, nous ne vous proposons pas ici la représentation des dessins des pistes de la carte multi-fonction pour PC, du générateur de fonction à  $\mu P$  et du bus des entrées de "The Complet". Ceux d'entre nos lecteurs ayant déjà tenté la réalisation-maison d'une carte double face à trous métallisés encartable dans un PC et eu à faire face à des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

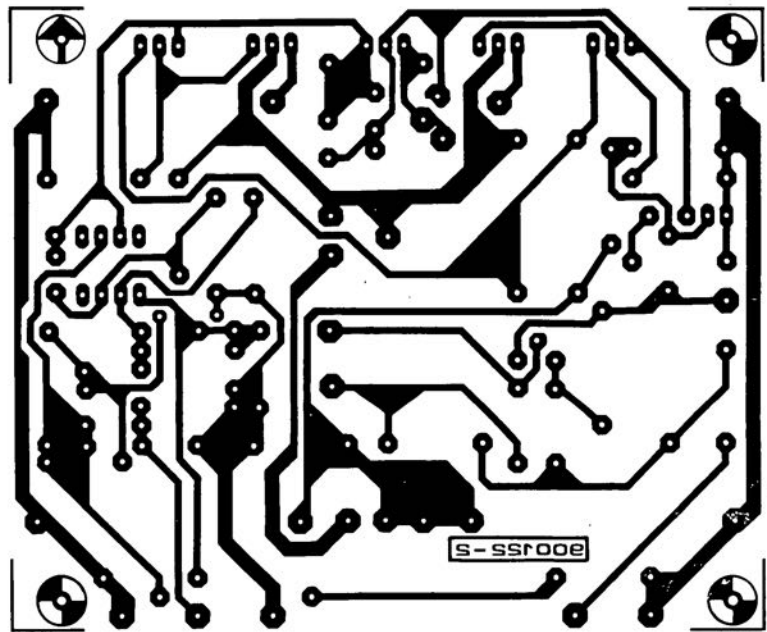
TOS-mètre: côté pistes



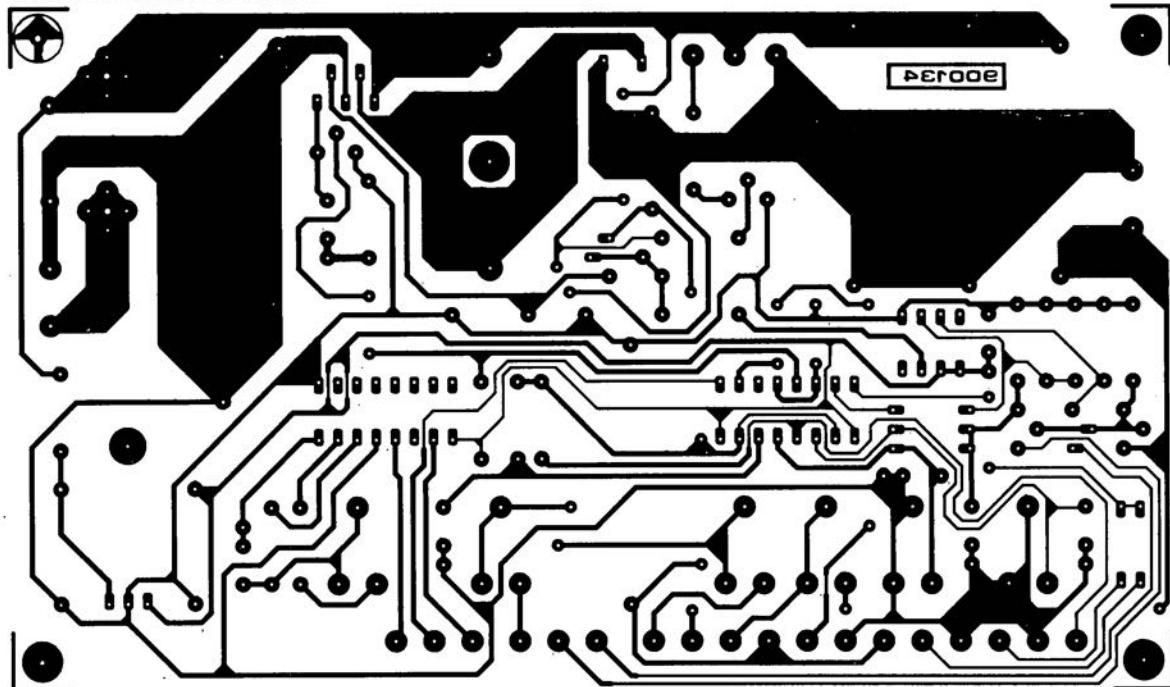
TOS-mètre: côté composants



filtre actif pour caisson de graves: étage de puissance



chargeur d'accus CdNi universel



# LE TORT

## TOS-mètre, Elektor n°151, page 40. . .

Il est temps que le rédacteur de cet article s'achète des lunettes, sachant qu'il confond le B et le H. Partout où dans cet article il est écrit BF, il faut lire HF. Un TOS-mètre sert en effet à mesurer le taux d'onde stationnaire d'un signal HF. Il est vrai également que sa fonction primaire est d'être pris entre une antenne et un émetteur, mais qu'il peut fort bien rester à sa place lors de la réception. Il n'est d'aucune utilité dans ce second mode de fonctionnement.

Merci Mr. Bastien.

## Installation d'une antenne parabolique

Elektor n°151, janvier 1991,  
page 43

La fin de la ligne 180 comporte deux petites erreurs et deux omis-

sions; il manque deux , signes de puissance disparus à la composition et il y a une parenthèse de trop alors qu'il en manque une ailleurs. Voici ce qu'il aurait fallu lire à la ligne 180:

$$180 \text{ ELE} = H * \text{ATN}((\text{COS}(\text{BR}) * \\ \text{COS}(\text{B}) - R / (R + \text{ALT})) / \\ \text{SQR}(1 - (\text{COS}(\text{BR})^2 * \text{COS}(\text{B})^2)))$$

La seconde formule du tableau 1 comporte une erreur:

dans le dénominateur, l'exposant <sup>2</sup> placé après le terme LA doit être remplacé par un . Le dénominateur devient:

$$\sqrt{1 - \cos^2 \text{LA} \cdot \cos^2 (\text{LO} - \text{PO})}$$

Merci Mr R. Lanoux

**Minitel**

**3615**

**+**

**ELEKTOR**



# Installation d'une antenne parabolique

Pour pouvoir installer une antenne parabolique dans de bonnes conditions, il faut disposer de trois données importantes.

Il est indispensable, pour commencer, de connaître la **longitude** et la **latitude** de l'endroit où l'on veut la positionner. N'ayez pas d'inquiétudes injustifiées cependant: il n'est pas nécessaire, pour obtenir ces informations, de faire appel à un sextant ou à un autre instrument compliqué. Il suffit d'ouvrir un atlas géographique, à la bonne page, pour déterminer, à un degré près environ, les coordonnées géographiques de l'endroit où l'on envisage de placer l'antenne parabolique.

La seconde donnée nécessaire est la **position du satellite**, ou, plus précisément, sa position sur l'orbite géostationnaire. Le mini-poster, que comporte cet article, donne les positions orbitales des satellites européens les plus importants.

Dès que l'on dispose de ces données, il suffira de les substituer aux symboles des formules du **tableau 1** pour trouver, pour l'hémisphère Nord bien entendu, l'azimut et le site à donner à l'antenne parabolique à focale centrale (primaire). Il est plus simple encore d'entrer dans votre ordinateur le petit programme en Basic donné dans le **tableau 2** pour trouver très confortablement et rapidement l'azimut et le site correspondants.

Supposons que l'on veuille installer une antenne parabolique à focale primaire (voir **figure 1**) à Nancy, ville dont les coordonnées géographiques sont: 48° de latitude Nord et 6° de longitude Est (à l'est de Greenwich) (que les Nancéens d'entre nos lecteurs se rassurent, ces

coordonnées sont précises à un degré près !) et que l'on désire capter les émissions du satellite **TELECOM 1c-F3**; l'azimut à donner à l'antenne est alors de 15° Ouest et le site de 25°.

Il est recommandé, avant de positionner une antenne parabolique, ou, mieux encore, avant de l'acheter, de vérifier soigneusement qu'elle a bien la vue libre sur le satellite visé. À l'aide d'un graphomètre (un rapporteur), d'un fil à plomb et d'une boussole, nous allons déterminer à l'oeil, où se trouve le meilleur

Tableau 1

Calcul de l'azimut et le site d'une antenne parabolique à focale primaire.

$$\beta = -\arctan \frac{\tan(LO - PO)}{\sin LA}$$

$$\alpha = \arctan \frac{\cos LA \cdot \cos(LO - PO) - 0,151}{\sqrt{1 - \cos^2 LA \cdot 2 \cos^2(LO - PO)}}$$

$\alpha$  = le site,

$\beta$  = l'azimut (si l'azimut est positif il faudra tourner l'antenne vers l'est, s'il est négatif il faudra la tourner vers l'ouest),

LO = longitude de la position géographique de l'antenne,

LA = latitude de la position géographique de l'antenne,

PO = position du satellite sur l'orbite géostationnaire,

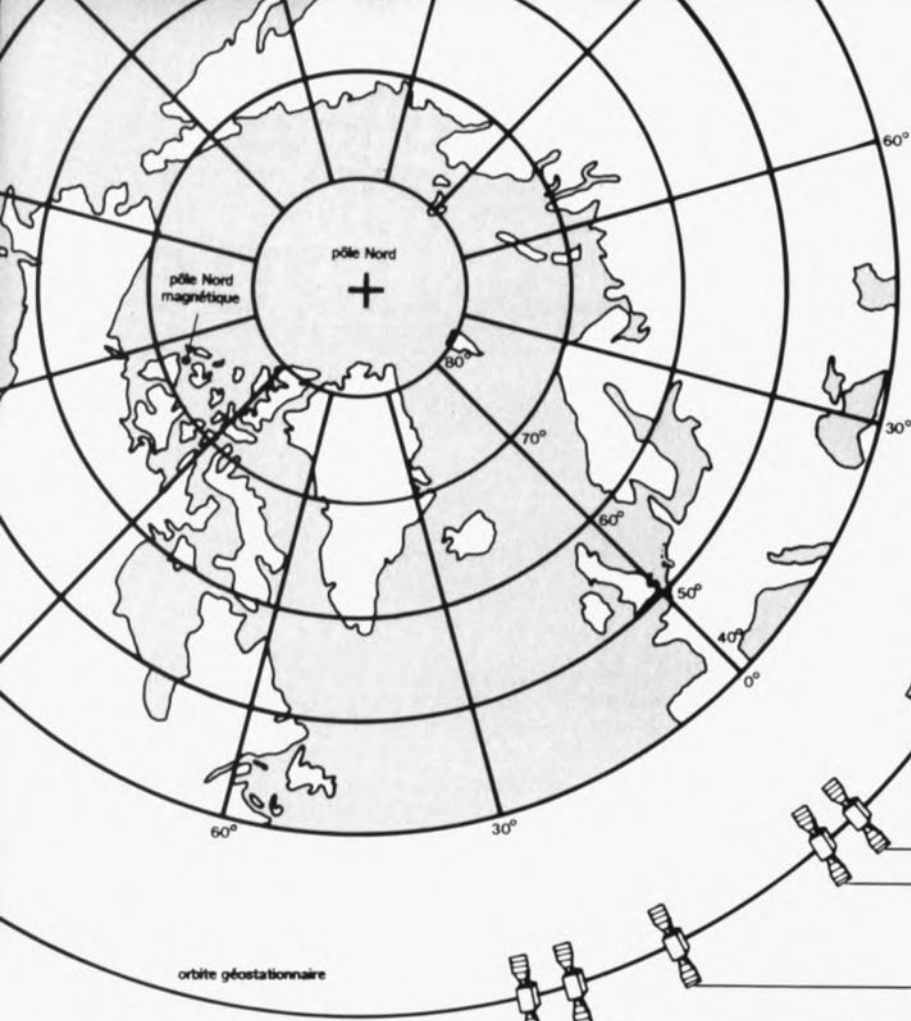
0,151 = 6 371 km / (6 371 km + 35 822 km).

NB: les valeurs des angles se réfèrent à une valeur de 0° pour le sud.

(Sur une boussole, le sud est, en règle générale, représenté par l'indication 180°). Dans ces conditions l'est correspond à la valeur +90° et l'ouest à -90°.

Tableau 2. Calcul de l'azimut et le site pour des satellites géostationnaires

```
10 REM Calcul de l'azimut et le site pour des satellites géostationnaires
20 CLS: DIM ORB(12): RESTORE
30 H=180/3.142857: REM conversion de radians en degrés
40 FOR X=0 TO 11: READ P: ORB(X)=P:NEXT X
50 R=6371: ALT=35822: REM orbite géostationnaire
55 PRINT "*****"
60 PRINT "  **      Entrez la position en orbite et la latitude      **"
70 PRINT "  **      à l'ouest de Greenwich comme chiffre négatif      **"
75 PRINT "*****"
80 PRINT: INPUT "      Longitude de la position de réception s.v.p. "; LE: LE=LE/H
90 INPUT "      Latitude de la position de réception s.v.p. "; BR: BR=BR/H
100 GOSUB 220
110 B=LE-SAT
120 AZI=180+H*ATN(TAN(B)/SIN(BR))
130 AZI=INT(AZI+.5): PRINT: PRINT "Azimut = ";AZI;" degrés";
140 W$=" " à l'ouest du sud."": O$=" " à l'est du sud."
150 IF AZI=180 THEN PRINT " pile au sud."": GOTO 180
160 IF AZI<180 THEN PRINT " = ";180-AZI;" degrés ";O$: GOTO 180
170 PRINT " = ";AZI-180;" degrés ";W$
180 ELE=H*ATN((COS(BR)*COS(B)-R/(R+ALT))/SQR(1-(COS(BR)*2*COS(B)*2)))
190 IF ELE<1 THEN PRINT "Le satellite se trouve sous l'horizon !": GOTO 210
200 PRINT "Site = "; INT(ELE+.5); " degrés (pour antenne parabolique à focale primaire)."
210 END
220 PRINT: PRINT "  Satellite      Position sur l'orbite": PRINT
230 PRINT "  1 = Intelsat 5A F15 (Allemagne/USA)      +60 degrés EST"
232 PRINT "  2 = DFS 1 (Allemagne/France/Suisse)      +23.5 degrés EST"
235 PRINT "  3 = Astra (Luxembourg/Angleterre)          +19.2 degrés EST"
240 PRINT "  4 = Eutelsat 1 F1 (Norvège)                +16 degrés EST"
250 PRINT "  5 = Eutelsat 2 F1 (France/Royaume Uni/..)  +13 degrés EST"
260 PRINT "  6 = Eutelsat 1 F5 (Allemagne/Italie/..)    +10 degrés EST"
270 PRINT "  7 = Intelsat 5 F12 (Norvège/Suède)         -1 degrés OUEST"
280 PRINT "  8 = Telecom 1c-F3r (France/Italie)         -5 degrés OUEST"
290 PRINT "  9 = TDF 1/2 (France)                      -19 degrés OUEST"
300 PRINT " 10 = TV-SAT 2 (Allemagne/Autriche/Suisse)  -19 degrés OUEST"
310 PRINT " 11 = Intelsat 5 A F11 (Royaume Uni/USA)     -27.5 degrés OUEST"
320 PRINT " 12 = Marco Polo 1 (Royaume Uni)            -31 degrés OUEST"
325 PRINT " 13 = autre satellite"
330 PRINT: INPUT "Votre choix: "; N
340 IF N>=1 AND N<=12 THEN SAT=ORB(N-1): SAT=SAT/H: RETURN
350 IF N=13 THEN INPUT "Entrez la position sur l'orbite du satellite requis: "; SAT
355 SAT=SAT/H: RETURN
360 GOTO 330
1000 REM *****
1010 REM positions des satellites sur l'orbite géostationnaire de l'est vers l'ouest
1020 DATA 60,23.5,19.2,16,13,10,-1,-5,-19,-19,-27.5,-31
```



satellite: BSB-1  
alias: Marco Polo 1  
position sur l'orbite: 31° Ouest

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
11780	Now	GB	D	D-MAC	Eurocrypt	numérique
11850	Movie Channel	GB	D	D-MAC	Eurocrypt	numérique
11930	Galaxy	GB	D	D-MAC	Eurocrypt	numérique
12050	Sports	GB	D	D-MAC	Eurocrypt	numérique
12100	Power Station	GB	D	D-MAC	Eurocrypt	numérique

satellite: INTELSAT 5a-F11  
position sur l'orbite: 27,5° Ouest

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
10995	BBC TV Europe	GB	V	PAL + TT	SAVE	6,65 (TV mono)
	BBC World Service	GB				7,02 anglais (radio mono)
	BBC World Service	GB				7,20 divers (radio mono)
11015	Children's Chan.	GB	H	PAL + TT		6,65 (TV mono)
						7,02/7,20 (TV stéréo)
						7,38 (son 1 kHz)
11135	Kindernet	NL	H	PAL		6,60
11156	CCN	USA	V	PAL		6,65 (TV mono)
	CCN Radio					6,25 (radio mono)
	info numérique sur les Bourses					7,34 (3 000 baud)
11175	Discovery Channel	GB	H	PAL		6,60
11591	SIS	GB	H	B-MAC		numérique

satellite: TV SAT 2  
position sur l'orbite: 19° Ouest

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
11747	RTL +	D	G	D2-MAC		numérique
11823	Set1	D	G	D2-MAC		numérique
11900	3Sat	D/A/CH	G	D2-MAC		numérique
12054	1Plus	D	G	D2-MAC		numérique

satellite: TDF 1  
position sur l'orbite: 19° Ouest

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
11804	Canal Enfant/ Euromusique	F	D	D2-MAC	oui	numérique
11881	La Sept	F	D	D2-MAC	oui	numérique
11958	Canal Plus	D	D	D2-MAC	oui	numérique
12034	Canal Plus	F	D	D2-MAC	oui	numérique

PIRE\*: ~ 50 dBW (puissance moyenne)  
bande(s) de fréquences: Ku-3  
diamètre de l'antenne: ± 60 cm

PIRE\*: ~ 44 dBW (faible puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-1A, Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 150 à 180 cm

PIRE\*: 62 dBW (forte puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-2  
diamètre de l'antenne: 30 à 60 cm

PIRE\*: 62 dBW (forte puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-2  
diamètre de l'antenne: 30 à 60 cm

satellite: DFS 1  
alias: Kopernikus 11(a)  
position sur l'orbite: 23,5° Est

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.
11475	Sat1	D	H
11525	3Sat	D	H
11625	1Plus	D	H
11875	RTL +	D	H
	RTL-Hörfunk		
12559	Pro7	D	H
12625	Dig.Sat.Rundfunk Bayern 4 SWF3 RB2 HR3 NDR3 Starsat Radio Deutschlandfunk	D	H
12692	Tele 5 Radio Belcanto	D	H
12624	DFKK	D/F	V
12591	Teleclub	CH	V
12658	West 3 Deutschlandfunk Bayern 3	D	V

satellite: EUTELSAT 1-F1  
alias: ECS-1  
position sur l'orbite: 16° Est

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.
11507	Nordic Channel	N	V

satellite: EUTELSAT 2-F1  
position sur l'orbite: 13° Est

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.
10987	Teleclub/EBC	CH	V
11140	Nordic Channel Radio 10/ Radio 10 Clas.	N	V
11174	PTT Telecom Cable One	NL	H
11472	TV5/ One World Channel	F	H
11486	Worldnet	USA	H
11507	Sat1 Voice of America Starsat Radio	D USA D	V
11650	Sky One	GB	H
11674	Sky Radio Super Channel Radio Radio BBC World Service BBC World Service	GB GB GB GB GB	V

satellite: TELECOM 1c-F3  
position sur l'orbite: 5° Ouest

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.
12522	M6 Radio Phare Ouest Europe 1	F F F	V
12564	Antenne2	F	V
12606	La Cinq Aqua RTL AFP audio Com4	F F F F F	V
12648	Canal Plus Mood Music RFM RMC RMC	F F F F F	V
12732	Canal J Resonance CVS	F F F	V

\* PIRE = La puissance émise en réalité par le satellite et relatée à une antenne de référence hypothétique. Cette valeur s'exprime en décibel-watt (dBW) ou en décibel-milliwatt (dBm). Ce terme est l'équivalent de l'anglais "EIRP" (Effective Isotropic Radiated Power).

\*\* tous les canaux auxiliaires sont traités selon le système "Wegener Panda-1"

+ TT = signal TV + informations télétexte



PIRE\*: ≈ 51 dBW (puissance moyenne)  
bande(s) de fréquences: Ku-1C, Ku-3, Ku-5  
diamètre de l'antenne: 80 à 100 cm (pour la bande 11 GHz)  
60 à 80 cm (pour la bande 12 GHz)

bande	codage	porteuse son [MHz]
		6,65
		6,65
		6,65
		6,65
		7,02/7,20 (radio stéréo)
		6,65
ons radio numériques (système DSR)		
		6,65
		7,02/7,20 (radio stéréo)
		6,65
		6,65
		7,02/7,20 (radio stéréo)
		6,65
	Pay View3	6,65
		6,65
		7,02/7,20 (radio stéréo)
		6,65

PIRE\*: ≈ 45 dBW (faible puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 100 à 120 cm

bande	codage	porteuse son [MHz]
		6,60

PIRE\*: ≈ 50 dBW (puissance moyenne)  
bande(s) de fréquences: Ku-1A, Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 60 à 80 cm

bande	codage	porteuse son [MHz]
		6,50
	Pay View3	5,50 (porteuse pour décodeurs)
		6,60
		7,92/8,10 (radio stéréo)
		6,60
		7,56/7,74 (radio stéréo)
		6,65
		6,65
		6,65 (TV mono)
		7,02/7,20 (radio stéréo)
		7,38/7,56 (radio stéréo)
		6,65 (TV mono)
		7,02/7,20 (TV stéréo)
		7,38/7,56 (radio stéréo)
		6,65
		7,74/7,92 (radio stéréo)
		7,38 anglais (radio mono)
		7,56 divers (radio mono)

PIRE\*: 50 dBW (puissance moyenne)  
bande(s) de fréquences: Ku-5  
diamètre de l'antenne: 60 à 100 cm

système	codage	porteuse son [MHz]
CAM		5,80 (TV mono)
		6,40/7,25 (radio stéréo)
		6,85/8,20 (radio stéréo)
CAM		5,80
CAM		5,80 (TV mono)
		6,40/7,35 (radio stéréo)
		6,85/8,20 (radio stéréo)
		7,75 (radio mono)
		8,65 (radio mono)
CAM	Discret	5,80
		6,40/7,25 (radio stéréo)
		7,75/8,65 (radio stéréo)
		6,85 (radio mono)
		8,20 (radio mono)
CAM	Discret	5,80
		6,40 (radio mono)
		7,75 (radio mono)

satellite: INTELSAT 5a-F15  
position sur l'orbite: 60° Est

PIRE\*: ≈ 44 dBW (faible puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-1A, Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 150 à 180 cm

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
11011	West 3	D	H	PAL + TT		6,65
	Deutschlandfunk	D				7,02/7,20 (radio stéréo)
11138	Tele 5	D	H	PAL		6,65
11175	Bayern 3	D	H	PAL		6,65
						7,02/7,20 (radio stéréo)
11550	1Plus	D	H	PAL		6,65
11599	Pro7	D	H	PAL		6,65
11495	AFRTS (U.S.army)	USA	V	B-MAC		numérique

satellite: ASTRA 1a  
position sur l'orbite: 19,2° Est

PIRE\*: ≈ 51 dBW (puissance moyenne)  
bande(s) de fréquences: Ku-1B  
diamètre de l'antenne: 60 cm environ

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
11214	Screensport	GB	H	PAL	**	6,50
					**	7,02 allemand
					**	7,20 anglais
					**	7,38 français
					**	7,56 néerlandais
11229	RTL+	D	V	PAL		6,60
11244	Scansat TV3	N/S	H	D2-MAC	oui	numérique
11259	Eurosport	GB	V	PAL		6,60
					**	7,02 anglais
					**	7,20 allemand
					**	7,38 néerlandais
					**	7,56
11274	Live Style	GB	H	PAL		6,50
	Children's Channel					7,38 néerlandais
11288	Sat1	D	V	PAL		6,50
11303	TV1000	N/S	H	D2-MAC	oui	numérique
11318	Sky One	GB	V	PAL		6,50 (TV mono)
					**	7,02/7,20 (TV stéréo)
					**	7,38/7,56 (radio stéréo)
	Sky Radio	GB				6,50
11332	TV10	H	PAL			6,50
11347	Teleclub	CH	V	PAL	Pay View3	6,50
11362	Film Net	NL	H	PAL + TT	SATPAK	6,60
					**	7,02 néerlandais
	Radio 10 Clas.	NL			**	7,74/8,28 (radio stéréo)
	Radio 10	NL			**	7,92/8,10 (radio stéréo)
11377	Sky News	GB	V	PAL		6,50 (TV mono)
					**	7,02/7,20 (TV stéréo)
11391	RTL4 (Veronique)	L	H	PAL	selon les émissions	6,50 (TV mono)
					**	7,02/7,20 (TV stéréo)
					**	7,38/7,56 (radio stéréo)
11406	Radio Lux.Int.	L				6,50
11421	Pro7	D	V	PAL		6,50 (TV mono)
	MTV	GB	H	PAL		6,50 (TV mono)
					**	7,02/7,20 (TV stéréo)
11436	Sky Movies/ The sat. shop	GB	V	PAL	par abonnement **	6,50 (TV mono)
						7,02/7,20 (TV stéréo)

satellite: EUTELSAT 1-F5  
alias: ECS-5  
position sur l'orbite: 10° Est

PIRE\*: ≈ 45 dBW (faible puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-1A, Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 100 à 120 cm

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
10997	3Sat	D/A/CH	V	PAL		6,60
11009	RAI UNO	I	H	PAL + TT		6,60 (TV mono)
	Radio Uno	I				7,02/7,20 (radio stéréo)
11149	TVE 1	F	H	PAL		6,60
11181	NRK (radio)	N	V	C-MAC		numérique (2 stations radio)
11640	RAI DUE	I	H	PAL + TT		6,60

Satellite: INTELSAT 5a-F12  
position sur l'orbite: 1° Ouest

PIRE\*: ≈ 44 dBW (faible puissance)  
bande(s) de fréquences: Ku-1A, Ku-1C  
diamètre de l'antenne: 150 à 180 cm

fréq. [MHz]	utilisateur/ programme	pays	pol.	système vidéo	codage	porteuse son [MHz]
10970	Nor Net (Televerket)	N	H	PAL		6,60
11015	TV Norge	N	H	PAL		6,60
	Sveriges 1	S	H	C-MAC		numérique
	Sveriges 2	S	H	C-MAC		numérique
	NRK TV	N	H	C-MAC		numérique

endroit pour viser le satellite "sélectionné". Il faudra s'assurer ensuite qu'aucun obstacle ne bloque la vue de l'antenne sur le satellite. N'oubliez pas, surtout, que l'une des caractéristiques les plus courantes des arbres et autres plantations est leur tendance à pousser (plus ou moins) rapidement. La formule suivante, destinée aux perfectionnistes d'entre nos lecteurs, permet de calculer très précisément si la vue de l'antenne n'est pas obstruée par l'un ou l'autre obstacle (voir figure 2).

$$H = k + d \cdot \sin \alpha,$$

autrement dit,

$$d = \frac{H - k}{\sin \alpha}$$

Dans cette formule:

H = hauteur de l'obstacle,  
 $\alpha$  = site de l'antenne,  
d = distance entre l'obstacle et l'antenne,  
k = marge de sécurité (1 m par exemple).

Une fois trouvé le meilleur emplacement pour l'antenne, il faudra commencer par l'ajustage de son site. Une fois de plus, nous allons faire appel au graphomètre (ou à un rapporteur) et au fil à plomb pour effectuer ce travail assez précis. Ceci fait, nous allons procéder au réglage de l'azimut de l'antenne, processus pour lequel il nous faudra utiliser une boussole. Notons que sous nos latitudes le Sud se trouve orienté 4° plus vers l'Ouest que ne l'indique la boussole. Ceci est dû au fait que le pôle magnétique ne se trouve pas au même endroit que le pôle Nord géographique.

Pour la mise au point définitive de l'antenne il est recommandé d'utiliser un poste de télévision, ce qui permet de vérifier visuellement et instantanément le résultat des modifications.

Puisque les signaux émis par les satellites subissent une polarisation (polarisation horizontale, verticale, droite ou gauche selon le cas), il est nécessaire enfin d'ajuster la polarisation de l'antenne parabolique. Pour ce faire il

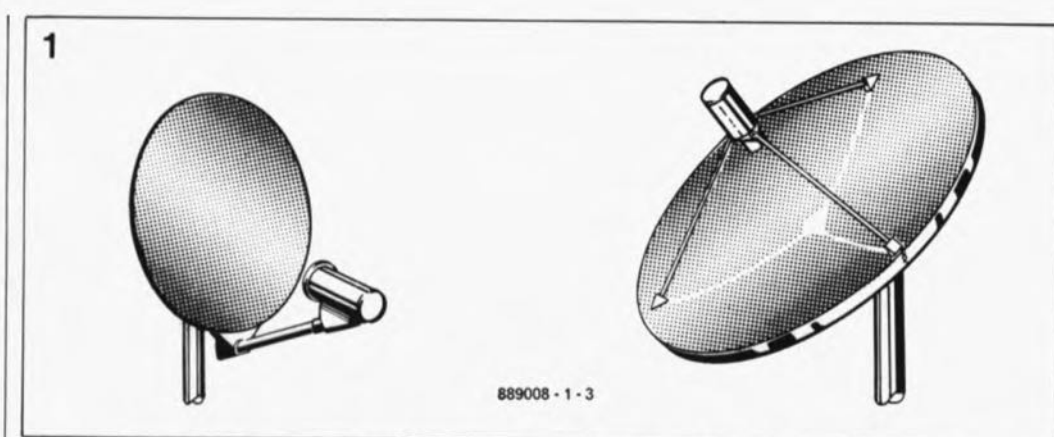


Figure 1. Le site d'une antenne parabolique à focale décalée (dessin de gauche) est beaucoup plus faible que celui d'un exemplaire à focale primaire (dessin de droite) dont nous parlons dans cet article. Pour déterminer le site à donner à une antenne à focale décalée, il faudra se référer à son manuel dans lequel est donnée, en règle générale, la différence entre le site d'une antenne à focale primaire (ou centrale) et celui à donner à l'antenne en question.

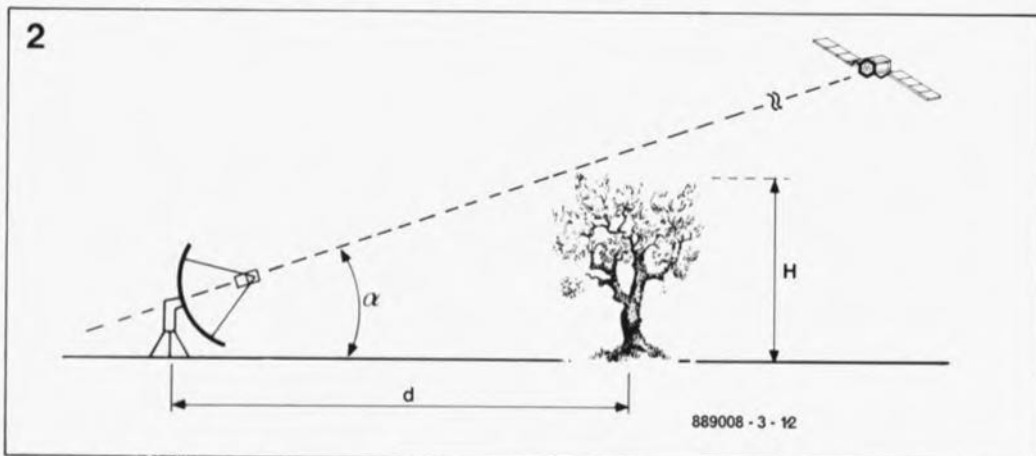


Figure 2. Cette illustration, associée à la formule mentionnée dans le texte, permet de déterminer très exactement si l'antenne a la vue libre sur le satellite choisi.

suffit de tourner le LNC (*Low Noise down Converter* = convertisseur de signaux à fréquence très élevée) de l'antenne soit dans le sens horaire (pour des satellites qui se trouvent à l'ouest) soit dans le sens anti-horaire (pour les satellites qui se trouvent à l'est). Ce réglage ne nécessite pas d'instruments sophistiqués: on procède à une rotation très progressive du LNC et on observe le résultat de cette opération sur l'écran de son téléviseur. Si l'image paraît être parfaite, c'est que le réglage de la polarisation est satisfaisant.

Si l'on tient à capter les émissions de plusieurs satellites, il faudra installer une antenne parabolique "polarmount". Ce type d'antennes se caractérise par un pied, ou un support, doté d'un mécanisme qui permet, par rotation en azimut et en site, de viser plusieurs satellites. La construction de la partie mécanique de ces supports est telle que le site de

l'antenne change automatiquement lorsque l'on en modifie l'azimut (rotation de l'antenne) de façon à ce que son axe soit toujours orienté parallèlement à l'axe de rotation de la terre. Ce mécanisme est doté, en règle générale, d'un moteur électrique, ce qui permet une modification télécommandée de la position de l'antenne.

L'une des nouveautés les plus récentes de la gamme étoffée des antennes paraboliques est une version "bicéphale", dotée de deux LNC. Cette antenne fixe permet de

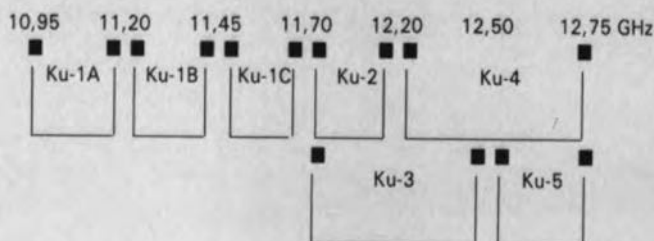
viser en même temps deux satellites (à condition bien entendu qu'ils soient relativement proches l'un de l'autre).

Dans le tableau 3 nous vous proposons la répartition des canaux sur les bandes de 11 et 12 GHz.

Vous savez pratiquement tout maintenant. Pour de plus amples informations concernant les satellites actuellement en orbite et les émissions qu'ils relayent, on pourra consulter le mini-poster joint ici.

Tableau 3

Répartition des bandes 11 GHz et 12 GHz.



## TOS-mètre, Elektor n°151, page 40. . .

Il est temps que le rédacteur de cet article s'achète des lunettes, sachant qu'il confond le B et le H. Partout où dans cet article il est écrit BF, il faut lire HF. Un TOS-mètre sert en effet à mesurer le taux d'onde stationnaire d'un signal HF. Il est vrai également que sa fonction primaire est d'être pris entre une antenne et un émetteur, mais qu'il peut fort bien rester à sa place lors de la réception. Il n'est d'aucune utilité dans ce second mode de fonctionnement. Merci Mr. Bastien.

## Installation d'une antenne parabolique

Elektor n°151, janvier 1991,  
page 43

La fin de la ligne 180 comporte deux petites erreurs et deux omis-

sions; il manque deux , signes de puissance disparus à la composition et il y a une parenthèse de trop alors qu'il en manque une ailleurs. Voici ce qu'il aurait fallu lire à la ligne 180:

$$180 \text{ ELE} = H * \text{ATN}((\text{COS}(\text{BR}) * \text{COS}(\text{B}) - R / (R + \text{ALT})) / \text{SQR}(1 - (\text{COS}(\text{BR})^2 * \text{COS}(\text{B})^2)))$$

La seconde formule du tableau 1 comporte une erreur:

dans le dénominateur, l'exposant <sup>2</sup> placé après le terme LA doit être remplacé par un . Le dénominateur devient:

$$\sqrt{1 - \cos^2 \text{LA} \cdot \cos^2 (\text{LO} - \text{PO})}$$

Merci Mr R. Lanoux

**Minitel**

**3615**

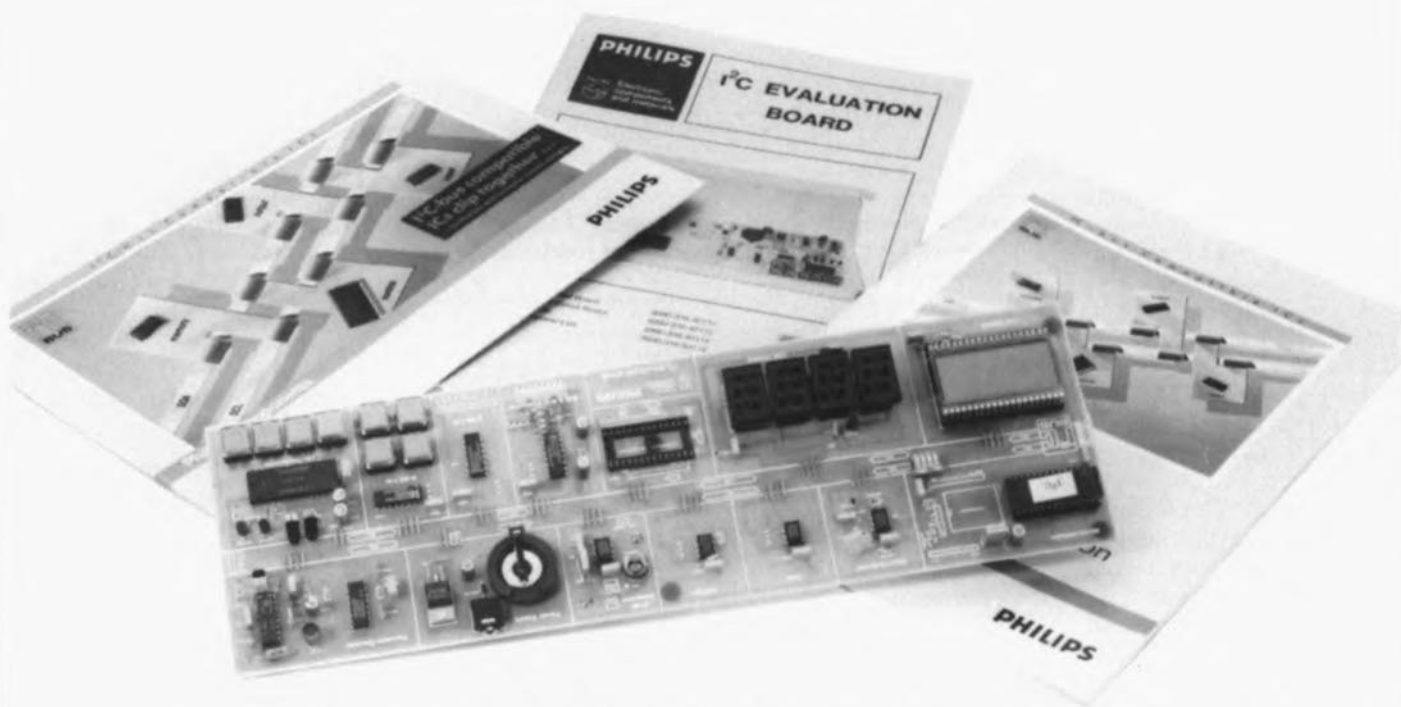
**+**

**ELEKTOR**



# le bus I<sup>2</sup>C

## *communication inter-IC*



Plus on implante de circuits intégrés dans un lecteur de disques audio numériques (DAN), dans un magnétoscope ou dans un téléviseur, plus le nombre de pistes que comporte le circuit imprimé augmente de façon vertigineuse. Pour faire face à ce dilemme cornélien, il existe, outre une augmentation de la densité d'intégration, d'autres options, telles que de nouveaux concepts de bus et des connexions plus efficaces. L'un des exemples les frappants de cette nouvelle approche est le bus I<sup>2</sup>C qui devient de plus en plus répandu.

Il arrive de plus en plus souvent, lorsque l'on a affaire à des circuits intégrés complexes, que l'on soit confronté à un nouveau-venu, tout est relatif, le **bus I<sup>2</sup>C**.

Cette abréviation recouvre les termes de Inter IC Communication, communication inter-IC, pour autant que ce concept puisse être traduit ainsi. On se trouve en fait en présence d'un échange sériel de données numériques entre des circuits intégrés à fort niveau d'intégration. Les circuits intégrés dotés d'une telle interface peuvent remplir des fonctions aussi diverses qu'intéressantes, qui vont, par exemple, de l'horloge en temps réel au microprocesseur en passant par le synthétiseur de fréquence complet nécessaire à un récepteur.

On trouve aujourd'hui ce bus

de communication dans certains téléphones modernes, dans des autoradios, des lecteurs de DAN, des téléviseurs, des magnétoscopes, en bref partout là où une vitesse de transfert élevée ne constitue pas l'élément primordial.

Le bus I<sup>2</sup>C, conçu par Philips, a pour but premier de réduire de façon importante le nombre des liaisons entre les différents circuits intégrés, interconnexions qui grèvent très lourdement le prix de revient d'un appareil. Philips a basé son approche sur la supposition que de nombreuses broches de circuits intégrés ne véhiculent, en règle générale, que des données à la chronologie non critique. Rien n'interdit d'envisager le transfert sériel

de ces données, ce qui élimine un nombre impressionnant de pattes et permet ainsi de faire des économies sensibles. Il n'est pas question de faire passer sous les fourches caudines de la transmission sérielle les connexions des tensions d'alimentation, celles de la masse, des signaux d'horloge, etc. Ces broches-là et les liaisons correspondantes sont bien entendu conservées puisqu'indispensables.

Tous les circuits intégrés dotés d'une interface I<sup>2</sup>C sont reliés les uns aux autres à travers deux lignes de données seulement. La simplification de la configuration des circuits intégrés est étonnante: un circuit d'horloge en temps réel

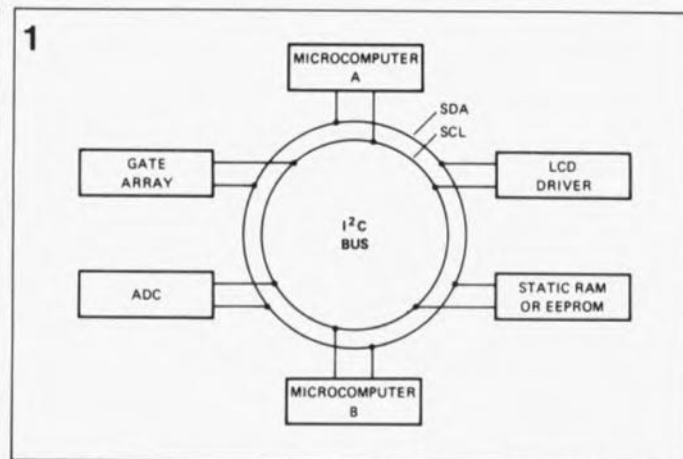
conventionnel se "vautre" normalement dans un boîtier de 40 broches, alors que sa version à interface I<sup>2</sup>C se blottit dans un minuscule 8 broches. On économise ainsi pas moins de... vous avez bien compté, ... 32 broches et autant d'interconnexions.

Pour mieux illustrer la technique d'interconnexion entre les différents circuits intégrés, nous vous proposons en **figure 1** un synoptique du principe du bus I<sup>2</sup>C.

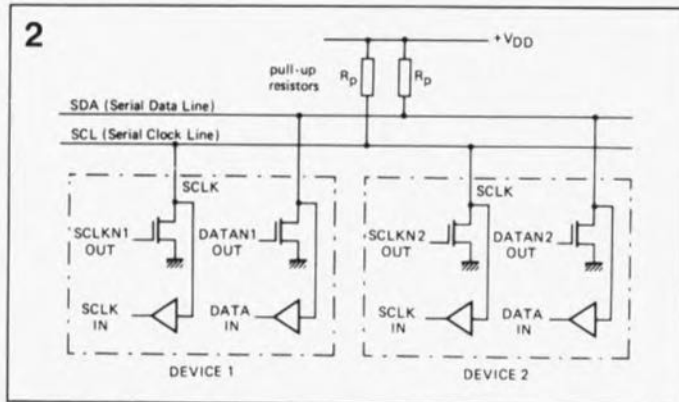
Le bus I<sup>2</sup>C central relie entre eux les différents circuits, à l'aide de deux lignes seulement. Dans l'exemple choisi, nous avons connecté au bus deux micro-ordinateurs (micro-contrôleurs), un circuit de commande d'afficheur LCD (LCD Driver), de la

mémoire, qu'il s'agisse de RAM statique ou d'EPROM, (*Static RAM or EPROM*), une circuit à matrice de portes (*Gate Array*) et un convertisseur A/N (*ADC*).

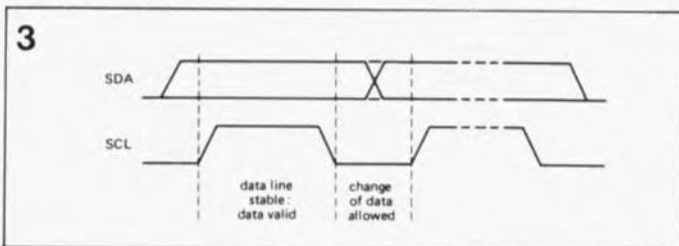
Les différents circuits intégrés n'ont qu'une chose en commun, le bus I<sup>2</sup>C. Par l'intermédiaire de ce dernier, il est possible d'envoyer des instructions, d'échanger des données, voire d'en recevoir ou d'en envoyer seulement. Bien que le synoptique de la figure 1 ne comporte que deux lignes d'interconnexion, le fonctionnement correct du système nécessite la présence d'une troisième ligne, à savoir celle de la masse, qui fait dans ce cas office de potentiel de référence. Ainsi, la totalité du bus I<sup>2</sup>C ne comporte en fait que trois lignes: la ligne de données, SDA (*Serial Data*), la ligne du signal d'horloge, SCL (*Serial Clock*) et la ligne de masse, évoquée quelques lignes plus haut. Comme de toutes façons la (quasi)-totalité des circuits intégrés possède une ligne de masse, nous ne la mentionnerons plus à partir de maintenant. En règle générale on trouve dans un système à bus I<sup>2</sup>C au moins un circuit intégré "maître" (*master*) associé à un (ou plusieurs) circuit(s) intégré(s) "esclave" (*slave*). Le circuit-maître est le "contremaître" des circuits reliés au bus I<sup>2</sup>C; il dirige la circulation des données et fait également la police. Les circuits-esclaves sont les "ouvriers" chargés d'exécuter les tâches demandées. On pourra utiliser, comme circuit-maître, un microprocesseur tel qu'un 68000, 8048 ou 8052 (si tant est que l'on n'attribue pas à ces deux derniers composants le titre de microcontrôleur). Ce n'est pas sans raison que nous évoquons ces trois composants: il existe en effet une version spécifique avec interface I<sup>2</sup>C pour chacun d'entre eux. De nombreux téléviseurs et magnétoscopes modernes sont déjà dotés de ce type de processeurs. Deux de leurs lignes d'Entrées/Sorties (E/S, I/O pour *Input/Output* en anglais) servent de lignes SDA et SCL. À l'aide d'un logiciel adéquat et d'une



**Figure 1. Principe d'un système dans lequel le bus I<sup>2</sup>C joue un rôle central. Tous les sous-ensembles sont connectés en parallèle sur le bus.**



**Figure 2. Structure de principe de l'interface I<sup>2</sup>C intégrée dans un circuit intégré. Les sorties à drain ouvert sont reliées à la tension d'alimentation via des résistances de forçage au niveau haut.**



**Figure 3. On n'aura transmission des bits de données que lorsque la ligne d'horloge (SCL) aura validé les données.**

programmation convenable, il est possible d'obtenir un transfert de données synchrone dont le taux de transmission peut atteindre quelque 100 kbauds (kbits/s) au maximum.

### Caractéristiques du bus I<sup>2</sup>C

En pratique, les deux lignes de communication ne sont en fait rien de plus qu'une série de sorties à drain ouvert reliées à la tension d'alimentation par l'intermédiaire d'une résistance commune (figure 2).

L'adjonction ou la suppression de circuits intégrés n'a aucune influence, ni sur le bus I<sup>2</sup>C lui-même ni sur les circuits intégrés qui y sont

connectés, ni même sur le logiciel nécessaire au fonctionnement du système. Le logiciel est en effet en mesure de détecter de façon parfaitement autonome quel est le matériel branché au bus. On peut ainsi fort bien écrire un programme pour un système complexe, pour lequel des fonctions spécifiques ne sont activées (automatiquement) que lorsque les circuits intégrés correspondants sont effectivement connectés au bus.

En leur absence, le système décode fort bien la situation et se configure en conséquence. Il est également possible d'intégrer au programme, de nouvelles routines écrites spécialement

pour de nouveaux circuits intégrés, sans que cette adjonction n'ait d'effet sur les autres circuits intégrés présents.

On accorde de cette façon une durée de vie utile bien plus longue au logiciel de commande du système puisqu'il n'est plus nécessaire de recommencer à zéro le développement du logiciel à chaque adjonction de nouveau matériel. On obtient cette compatibilité par l'attribution définitive, en principe, d'adresses spécifiques à chacun des circuits intégrés reliés au bus.

### Transfert de données sur deux lignes

Le transfert de données entre deux circuits intégrés ne peut débuter que lorsque le bus I<sup>2</sup>C se trouve au repos. C'est le cas lorsque les deux lignes concernées, SDA et SCL, présentent toutes deux un niveau logique haut; tous les transistors de sortie se trouvent ainsi à l'état bloqué. Dès que l'un des FET des sorties entre en conduction, la ligne correspondante passe au niveau bas et le bus entre en fonction.

Si l'un des circuits intégrés veut envoyer un bloc de données, il fait passer la ligne SDA au niveau bas. Tous les autres circuits savent alors que le bus I<sup>2</sup>C est "occupé". Si par hasard, deux circuits intégrés devaient vouloir occuper le bus simultanément, un processus de sélection, pré-défini, décide lequel des deux aura le premier accès au bus. Une fois que le bus est réservé pour un circuit intégré donné, on pourra effectuer le transfert d'un bit de donnée par l'intermédiaire de la ligne SDA.

Le niveau logique de la ligne SCL détermine la validité des données présentes sur la ligne SDA. Cela signifie que l'émission d'un bit de données ne peut se faire qu'au cours d'une impulsion d'horloge. La figure 3 illustre les deux moments intéressants du transfert de données: validité de la donnée lorsque la ligne de donnée est stable au niveau haut, et autorisation de chan-

gement de donnée lorsque cette ligne a trouvé un niveau bas stable.

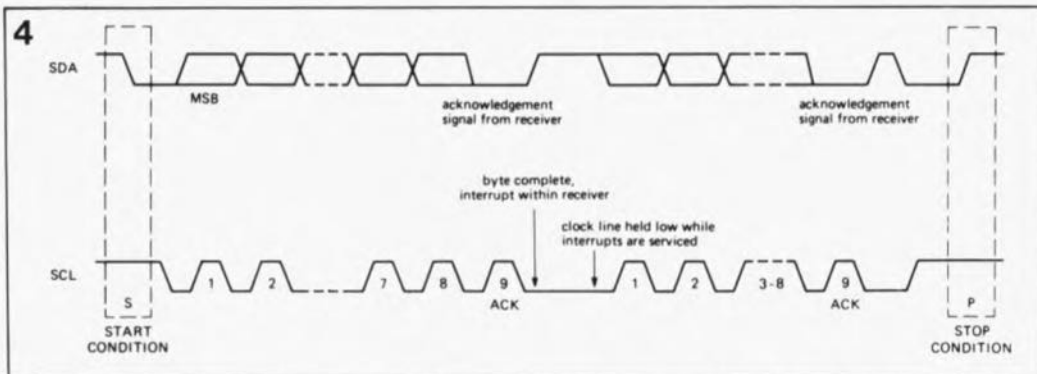
À l'instant du début d'un transfert de données, la ligne SDA commence par passer de son état de repos (Haut) à son état logique de travail (Bas). La ligne d'horloge (SCL) reste Haute pendant cette "mise en route" (Conditions de départ, voir figure 4). Ce n'est qu'ensuite que peut débuter le transfert de données avec indication de l'adresse de destination. Le niveau présent sur la ligne de données n'est pris en compte par le circuit intégré de destination que lors d'une impulsion d'horloge positive du circuit-maître; il ne faut pas en outre que le niveau présent sur la ligne de données change au cours du signal d'horloge.

En principe, tous les circuits intégrés connectés au bus I<sup>2</sup>C reçoivent les données transmises; de par le code d'adresse que comportent celles-ci, seul le circuit intégré adressé (récepteur) les accepte.

Après la transmission d'un octet, sa réception correcte est confirmée par une impulsion d'acquiescement ACK (*ACKnowledge*) appliquée à la ligne SDA. Pour ce faire, le récepteur force, pendant la 9<sup>e</sup> impulsion d'horloge (après les 8 impulsions de données), la ligne SDA au niveau logique bas (figure 4, conditions ACK).

Si aucun des circuits intégrés n'a réagi à l'adresse transmise (circuit intégré absent, adresse fautive, ...) le circuit-maître ne reçoit pas de signal d'acquiescement, ce dont il déduit que la transmission a raté. Une fois transmis le dernier bit de donnée, les 2 lignes de données sont remises au niveau haut; le bus a retrouvé son état de repos (Conditions STOP en figure 4). Le système de bus est paré pour la transmission du prochain octet de donnée.

Il n'est pas nécessaire de prévoir de fréquence d'horloge distincte puisque la ligne SCL doit véhiculer une impulsion d'horloge pour chaque bit à transmettre.



**Figure 4.** Après transmission d'un octet, le récepteur des données répond, au cours de la 9<sup>e</sup> impulsion d'horloge sur la ligne SCL, par la mise sur la ligne SDA d'une impulsion d'acquiescement (ACK). Ce chronodiagramme montre clairement les conditions en début et fin de transmission.

Cette liberté explique que l'on puisse envisager n'importe quelle vitesse de transmission, tant que celle-ci ne dépasse pas certaines limites. En pratique, cette limite se situe au taux de transmission de 100 kbauds évoqué précédemment.

### Sélection d'adresse

Puisque tous les circuits intégrés sont connectés en parallèle au bus, il est impératif que chacun d'entre eux ait son adresse propre. Sur de nombreux circuits intégrés les 7 bits de l'adresse sont définis en usine lors de la fabrication de sorte que l'utilisateur n'est pas en mesure de modifier cette adresse. De nombreux circuits intégrés I<sup>2</sup>C possèdent cependant plusieurs adresses pré-programmées et offrent la possibilité, par connexion sélective des broches du circuit intégré, d'une sélection de l'adresse convenable.

Prenons l'exemple du PCF8583, une horloge en temps réel, dont l'adresse a été fixée à 101000X<sub>B</sub>. On constate qu'il est possible ainsi de connecter simultanément

deux de ces circuits intégrés au bus I<sup>2</sup>C. En fonction du niveau appliqué à l'entrée A0, l'adresse sera, soit 1010000<sub>B</sub>, soit 101001<sub>B</sub>. Pour des circuits intégrés faisant partie des catégories les plus fréquemment utilisées, tels que les mémoires ou les convertisseurs A/N ou N/A, les fabricants ont prévu 8 adresses différentes qu'il est possible de sélectionner par l'intermédiaire de 3 des broches du circuit intégré concerné.

Comme les adresses disponibles sont définies sur 7 bits seulement, on ne peut mettre que 128 circuits intégrés au maximum simultanément sur le bus I<sup>2</sup>C. Bien que l'adresse n'ait que 7 bits, la transmission se fait toujours par octet (8 bits). Le 8<sup>e</sup> bit, c'est-à-dire celui placé à la suite des 7 bits de l'adresse, indique ainsi au circuit intégré récepteur s'il va falloir débuter une opération de lecture ou d'écriture. Si le 8<sup>e</sup> bit est Haut, c'est que l'on veut effectuer la lecture du circuit intégré récepteur; si ce bit est Bas, il s'agira d'une opération d'écriture dans le circuit intégré concerné.

Récapitulons l'ensemble de la transmission de données: on commence par placer une adresse de 7 bits associée à un 8<sup>e</sup> bit sur le bus. Le 8<sup>e</sup> bit indique si l'on va procéder à une opération de lecture ou d'écriture. Tous les bits venant ensuite sont des bits de données. Après la transmission de chaque octet, le récepteur fournit un signal d'acquiescement. Une fois terminée la transmission de tous les octets, le bus I<sup>2</sup>C passe à l'état de repos (les lignes SDA et SCL sont à "1"). Ce n'est qu'ensuite que l'on peut adresser un autre circuit intégré (voire le même pour une nouvelle opération).

### Applications

Bien qu'à première vue le concept du bus I<sup>2</sup>C puisse paraître relativement complexe, sa connexion à tout ordinateur peut se faire sans trop de difficultés. Il suffit, par exemple, de doter un port utilisateur (USER-PORT) d'un étage tampon pour le rendre apte à la transmission bidirectionnelle de données sur le bus I<sup>2</sup>C. Depuis peu, Philips fournit un circuit intégré spécialement conçu à cet effet: le PCF8584. Comme nous l'indiquons en début d'article, il existe aussi des microprocesseurs intégrant les connexions d'un bus I<sup>2</sup>C. Les concepteurs de systèmes autonomes peuvent par exemple utiliser une version spéciale du 8048, baptisée PCF84C00T. Il ne reste plus ensuite qu'à écrire un rien de logiciel pour rendre opérationnelle l'application de ce circuit ?

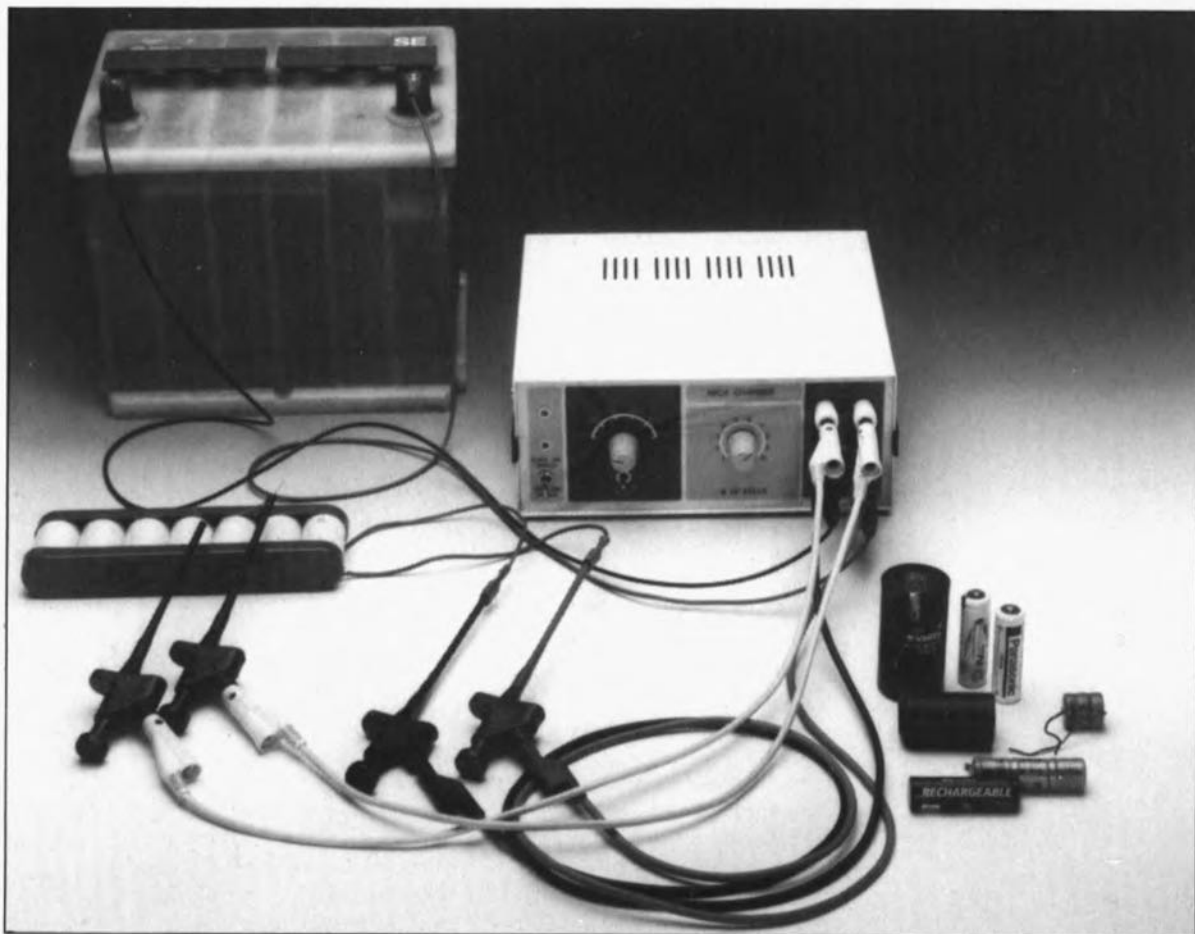
*Littérature: Document Philips "The I<sup>2</sup>C-bus specification"*





# chargeur CdNi universel

le summum du confort



On voit bien sur cette photo la disposition à adopter pour la recharge d'accus CdNi. Le composant pris entre les deux grippe-fils de gauche est la thermistance R6. Normalement, on peut l'incorporer dans le set d'accus CdNi.

Lors de la conception de ce nouveau chargeur pour accus CdNi, nous avons tenu compte de toutes les remarques faites et de toutes les questions posées, depuis la publication du **chargeur d'accum automatique** en mai 1989, par un nombre impressionnant de nos lecteurs. Ce nouveau montage réunit toutes les caractéristiques intéressantes du **chargeur d'accum automatique** (mai 1989) et du **chargeur d'accus alimenté par batterie** (mai 1987). Le résultat de cette association est un chargeur tout neuf qui répond, nous l'espérons, à toutes les exigences.

#### Caractéristiques techniques:

##### processeur de charge U 2400B

- détermination automatique de capacité par l'intermédiaire d'un niveau de décharge rapide défini, avec seuil de tension résiduelle minimale ajustable,
- charge rapide à courant constant pendant une durée prédéfinie de 30 min., 1, 2 ou 4 heures (autres durées ajustables optionnellement),
- transition automatique vers un mode de maintien de charge,
- détection d'erreur de température ou de surtension,
- visualisation du mode d'opération.

##### convertisseur-régulateur LT 1070

- tension d'alimentation admissible comprise entre 10 et 14 V, qu'elle soit fournie par une batterie automobile ou un module d'alimentation-secteur fournissant une tension non régulée (transformateur, pont de redressement et condensateur électrolytique),
- puissance maximale de sortie de 25 W,
- choix entre 1 et 10 du nombre de cellules à recharger,
- courant de charge et de décharge réglable à des valeurs fixes de 500, 600, 800, 1 200, 1 400 et 1 800 mA,
- possibilité d'augmentation du courant de charge.

#### Le processeur de charge

Le coeur du circuit est le processeur de charge U 2400B de Telefunken, décrit en détail dans l'article de mai 1989. Ce circuit intégré commande un cycle de charge automatique: lorsqu'un ou plusieurs accus sont connectés au montage, le circuit commence par procéder à une décharge rapide de la charge résiduelle, et ce jusqu'à un niveau minimal de tension ajustable par l'utilisateur. L'accum est ensuite chargé pendant une durée réglable, elle aussi. Le processeur passe finalement en mode de maintien de

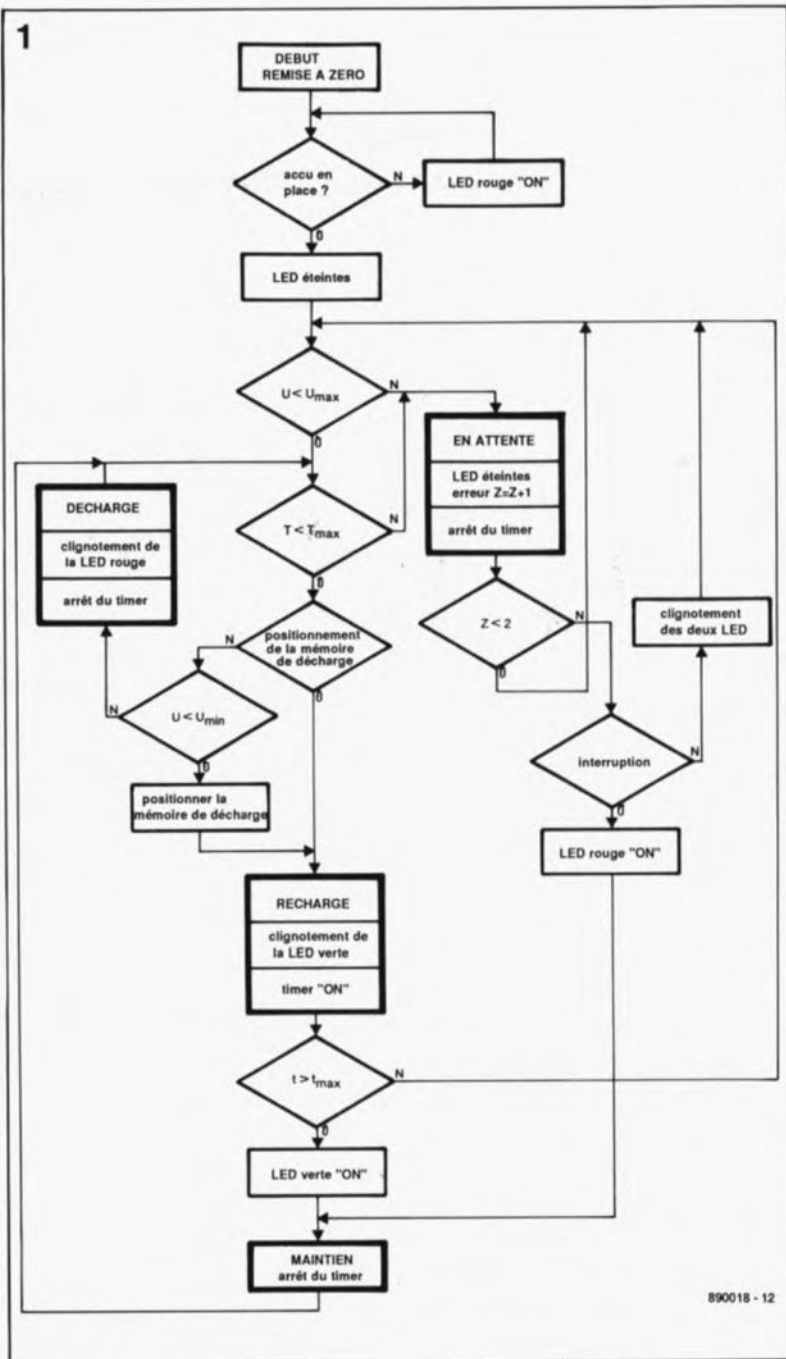
charge, et ce pour une durée illimitée évitant ainsi une diminution progressive de la capacité de l'accu suite à une décharge spontanée.

Ce processus de charge intègre plusieurs dispositifs de sécurité. Lors de la charge, le circuit surveille, par exemple, la température et la tension des accu qui y sont connectés. Si la valeur, que ce soit celle de la tension ou celle de la température, dépasse une valeur maximale, le cycle de charge en cours est interrompu, et le circuit passe en mode d'attente. Dès que la température ou de la tension hors-limites est retombée en-dessous de la valeur maximale admissible, le processeur de charge reprend le cycle de charge interrompu, en modifiant pourtant la visualisation du mode de fonctionnement en cours; il peut aussi, cela dépend du choix de l'utilisateur) passer en mode de maintien de charge.

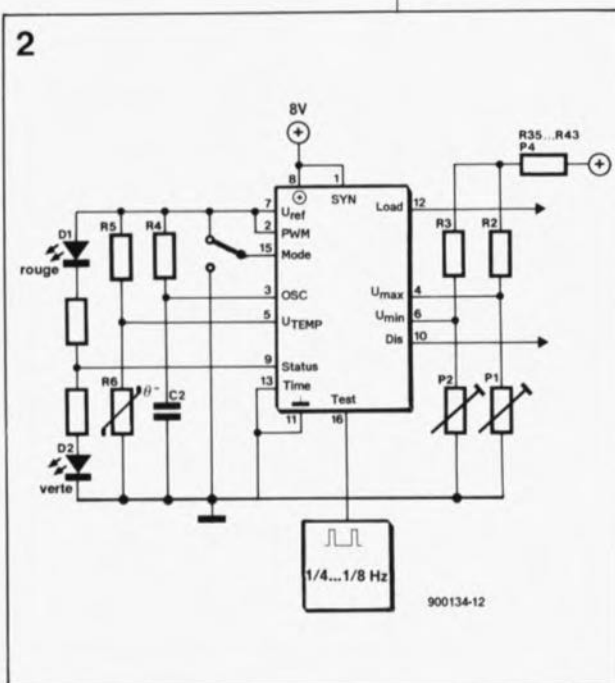
Le chronodiagramme du processus de recharge donné en **figure 1** illustre nettement le fonctionnement de l'U 2400B. Après la remise à zéro – effacement de toutes ses mémoires internes – produite par l'entrée en fonction du circuit et après la connexion des accu à recharger, le processeur passe en mode de décharge. Lors du cycle de décharge, le circuit veille, primo, à ce que la température  $T$  des cellules ne dépasse pas la température maximale admissible  $T_{max}$  et, secundo, à ce que la tension après décharge ne tombe pas à une valeur trop faible. Lorsque la tension des accu a atteint le niveau de fin de décharge, le processeur "sait" que le cycle de décharge est achevé et positionne la mémoire de décharge.

S'il se produit l'une des erreurs mentionnées plus haut (tension de cellule ou température trop élevée), le processeur de charge interromp le cycle en cours, le contenu du compteur d'erreur(s) est incrémenté (augmenté de 1) et le processeur vérifie s'il s'agit de la première erreur. Si le contenu du compteur d'erreurs  $Z$ , est inférieur à 2, une seconde vérification de la température et de la tension prend place et le cycle de chargement continue ou, selon le cas, est interrompu à nouveau. Lorsque le compteur d'erreurs est à 2, la position du commutateur  $S1$  détermine si le circuit continue la charge ou bien s'il interromp définitivement le processus de charge.

Ceci nous amène au circuit de principe partiel représenté en **figure 2**. Les caractéristiques et perfor-



**Figure 1.** Le chronodiagramme du fonctionnement du processeur de charge U 2400B semble bien plus compliqué qu'il ne l'est en réalité.



**Figure 2.** Le circuit de principe d'une application typique du U 2400B.

mances étonnantes du U 2400B sont telles qu'il ne nécessite qu'un nombre de composants externes relativement modeste. Lors du cycle de décharge, l'entrée  $U_{min}$  (broche 6) procède, à travers le diviseur de tension constitué par les résistances  $R35$  à  $R43$ ,  $R3$  et l'ajustable  $P2$ , à un suivi de la tension aux bornes de l'accu. La sortie de décharge  $Dis$  (Discharge, broche 10) est active (c'est-à-dire positive). Le cycle de décharge se termine lorsque la tension à la broche 6 tombe en-dessous de la tension de référence interne de 0,53 V. Lors du cycle de recharge, la sortie de recharge ( $Load$ , broche 12) est active – ou positive si vous voulez. À travers le diviseur de tension réalisé à l'aide des résistances  $R35$  à  $R43$ ,  $R2$  et de l'ajustable  $P1$ , l'entrée  $U_{max}$  (broche 4) du circuit vérifie la tension aux bornes de l'accu. Si la

tension à la broche 4 dépasse le niveau de la tension de référence interne de 0,53 V, le processeur passe en mode d'attente.

Afin de permettre à l'utilisateur de mieux pouvoir suivre et comprendre le fonctionnement du circuit, le processeur U 2400B est doté d'une sortie (*Status*, broche 9) qui permet de réaliser aisément, à l'aide de deux diodes électroluminescentes (LED), une visualisation du processus de charge. Le **tableau 1** montre à quel moment l'une des deux LED s'allume, s'éteint ou encore clignote.

À travers sa broche 7, le circuit intégré fournit une tension de référence nominale de 3 V. On retrouve également cette tension à la broche 2, l'entrée *PWM* (*Pulse Width Modulation*, modulation de largeur d'impulsion) ainsi qu'aux contacts du commutateur, du réseau RC R4/C2, du diviseur de tension R5/R6 et des LED de visualisation.

Le réseau RC réalisé à l'aide de la résistance R4 et du condensateur C2, détermine la fréquence de l'oscillateur interne, auquel il est relié à travers la broche 3 (*OSC*). R6, une résistance *NTC* (*Negative Temperature Coefficient*) – c'est-à-dire à coefficient de température négatif – fait office de capteur de température. L'U 2400B surveille, à travers son entrée  $U_{temp}$  (broche 5), la tension aux bornes du diviseur de tension R5/R6, élément fonction de la température. Lorsque l'accu atteint une température de 44° C environ, le processeur coupe le courant de charge. (La résistance *NTC* atteint une valeur de quelque 440  $\Omega$  à une température de 40° C.)

La position du commutateur S1 détermine si, en cas de double interruption du processus de recharge, entraînée par une double erreur bien sûr, le cycle de recharge doit se poursuivre (S1 relié à  $U_{ref}$ ) ou bien si le circuit doit passer en mode de maintien de charge (S1 relié à la masse).

Nous arrivons maintenant au temporisateur: les composants reliés à la broche 13 (*Time*), l'entrée du temporisateur, définissent l'une des durées prévues. À condition que l'oscillateur interne, qui "bat" à 200 Hz, fournisse les impulsions d'horloge à ce temporisateur, la durée de recharge est de 1 heure (broche 13 reliée à la masse) ou de 30 minutes (broche 13 en l'air). Il est également possible de commander le temporisateur à l'aide d'impulsions d'horloge

Tableau 1. Signification des LED.

LED 1 (rouge)	LED 2 (verte)	S1*	Signification
illuminée	éteinte	x	après mise sous tension: absence d'accu, accu défectueux ou complètement à plat.
clignote	éteinte	x	cycle de décharge.
éteinte	clignote	x	cycle de recharge.
éteinte	illuminée	x	mode de maintien de charge
clignote	clignote	E	poursuite de la recharge après double interruption.
illuminée	éteinte	D	mode de maintien de charge après double interruption.

\* position du commutateur S1: x = indifférente.

E = connexion à la tension de référence interne ( $U_{ref}$ , broche 7 de IC1).

D = connexion à la masse.

externes, attaquant la broche 16 du circuit intégré. L'oscillateur de 200 Hz interne reste cependant nécessaire pour commander le déroulement de l'ensemble du processus. L'application à la broche 16 d'un signal de 0,5 Hz résulte en une durée de recharge de 1 heure (si la broche 13 est reliée à la masse bien sûr). Cette durée est doublée pourtant en présence d'un signal de 0,25 Hz et voire quadruplée lorsque le signal a une fréquence de 0,125 Hz. Dans notre chargeur (voir figure 8) c'est un circuit intégré du type 4060 – un compteur binaire à 14 bits, à oscillateur intégré – qui génère ce signal d'horloge externe. Les résistances R11, R12, l'ajustable P3 et le condensateur C4 fixent la fréquence de ce signal à une valeur comprise entre 100 et 150 Hz. De ce fait nous trouvons aux sorties Q8 et Q9 de ce compteur les signaux nécessaires de 0,25 Hz et de 0,125 Hz. Ceci permet de recharger simultanément plusieurs accus de capacité importante (du type BABY et MONO).

Lorsque le circuit passe en mode de maintien de charge, la sortie de charge *Load* n'est pas active en permanence: elle reçoit des impulsions. Le rapport cyclique de ces impulsions est de 1/179. De ce fait le courant de maintien n'est que de 10 mA environ si l'on a fixé à 1 800 mA le courant de charge.

## Recharge

À l'inverse du circuit publié en mai 1989, les sorties de décharge et de

recharge du U 2400B attaquent des boucles de régulation et ne commandent pas directement un transistor. La **figure 3** montre la partie de l'ensemble du circuit qui permet une charge à un courant constant. Le courant de charge traverse la résistance de mesure R22, depuis laquelle nous pouvons dériver une tension proportionnelle au courant de charge:

$$U_{R22} = I_{charge} \times R22.$$

Le fait que le potentiel à la borne négative de l'accu soit légèrement plus élevé que le potentiel de la tension d'alimentation positive peut paraître étrange. Puisque le transistor T5 fait office de diode, le potentiel de la tension d'alimentation est présent à l'émetteur du transistor T6. De ce fait, la tension aux bornes de la résistance d'émetteur  $R_E$  (qui prend la forme des résistances R29 à R34 et l'ajustable P6) est égale à celle aux bornes de la résistance R22:

$$U_{R22} = U_E = I_{RE} \times R_E.$$

Un exemple. Si nous attribuons à la résistance de mesure une valeur de 0  $\Omega$ , au courant de charge une valeur de 1 A, et si nous fixons la tension aux bornes du transistor à 1 mA, on se trouve dans la situation suivante: il se produit aux bornes de la résistance R22 une chute de tension de:

$$U_{R22} = 0,1 \Omega \times 1,0 A = 100 mV.$$

Un simple calcul nous apprend ensuite que la résistance d'émetteur est de:

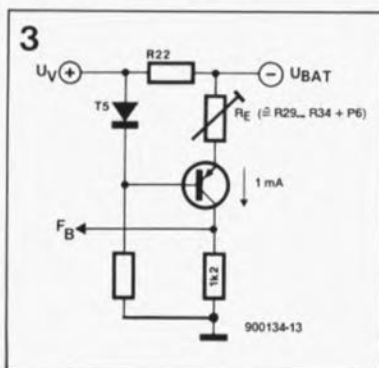
$$R_E = 100 mV / 1 mA = 100 \Omega.$$

Rien de plus facile alors que de déterminer également la tension au collecteur:

$$U_C = 1200 \Omega \times 1 mA = 1,2 V.$$

Une variation du courant de charge entraîne de ce fait un changement proportionnel de la tension présente

Figure 3. Partie de la boucle de régulation du courant de charge dans laquelle est produite au point  $F_B$  une tension proportionnelle au courant de charge.





au point  $F_B$ . Ce phénomène est essentiel pour assurer le fonctionnement correct de la seconde partie de la boucle de régulation, basée sur le régulateur à découpage IC5, un LT 1070 (Linear Technology).

## Régulateur à découpage

Pourquoi donc faire appel à un régulateur à découpage ? Notre chargeur universel devant être capable de recharger simultanément jusqu'à dix cellules et sachant que le but de l'opération est de pouvoir utiliser une batterie de voiture comme source de tension d'alimentation, la tension de service serait trop faible (et ce montage n'aurait pas droit au qualificatif d'"universel", n'est-ce pas). Si nous faisons appel au secteur comme source de tension d'alimentation le problème mentionné ci-dessus ne se poserait pas. Dans ces conditions, et en raison du fait que le chargeur a été dessiné pour permettre une recharge simultanée de 10 cellules, la recharge d'un accu doté d'un très petit nombre de cellules, entraînerait une dissipation de puissance importante. Si l'on veut pouvoir adapter le circuit au nombre de cellules à recharger il faut donc utiliser soit un transformateur doté de plusieurs enroulements secondaires commutables ... soit faire appel à un régulateur à découpage.

La figure 4 illustre le fonctionnement du régulateur à découpage. Un transistor de commutation -représenté ici par S- est attaqué par un circuit de régulation qui l'ouvre et le ferme à intervalles bien définis. Si l'interrupteur S est fermé, il circule de la masse vers le pôle positif de la tension d'alimentation, à travers la self L, un courant  $i_1$ . Le courant produit de ce fait un champ magnétique dans la bobine. Dans ces conditions, la diode D bloque et évite ainsi que le condensateur C n'exerce une influence quelconque sur l'entrée. Bien au contraire: il se décharge dans la résistance de charge (que constituent ici les accus à recharger).

Si maintenant l'interrupteur S s'ouvre, l'auto-induction de la bobine L fait naître un courant,  $i_2$ , qui circule dans le sens inverse. Puisqu'à cet instant-ci la diode D est conductrice, ce courant recharge le condensateur C. La valeur de la tension (inverse) présente à la sortie dépend non seulement des caractéristiques de la bobine et du régulateur à découpage, mais surtout du rapport cyclique qui existe entre la durée d'ouverture et la durée de fermeture de l'interrupteur S. La self de choc utilisée dans ce montage est

d'un type de fabrication industrielle au prix abordable.

La figure 5 montre, sous forme simplifiée, la circuiterie interne du régulateur à découpage LT 1070. L'oscillateur 40 kHz génère un signal rectangulaire et symétrique qui, à travers un tampon, commande le transistor de commutation. Le rapport cyclique dépend largement de la tension de sortie de l'amplificateur de correction. On reconnaît ici la raison pour laquelle, lorsque le circuit est entré dans sa boucle de régulation, la tension collecteur du transistor T6 (au point  $F_B$ ) doit impérativement être de 1,24 V. C'est uniquement dans ces conditions que l'amplificateur de correction n'a pas la moindre influence sur le rapport cyclique. Si le courant de recharge est trop important,  $U_C$  grimpe, la tension de sortie de l'amplificateur de correction devient négative, le rapport cyclique diminue et la tension de sortie ainsi que le courant de recharge diminuent également. Tous ces effets varient dans le sens inverse bien sûr si le courant de recharge est trop

4

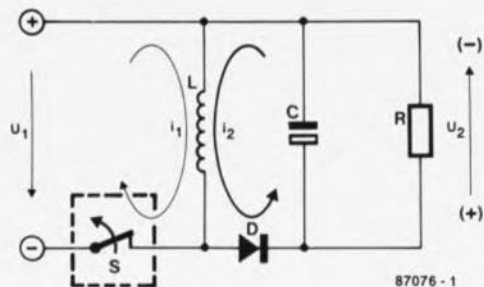


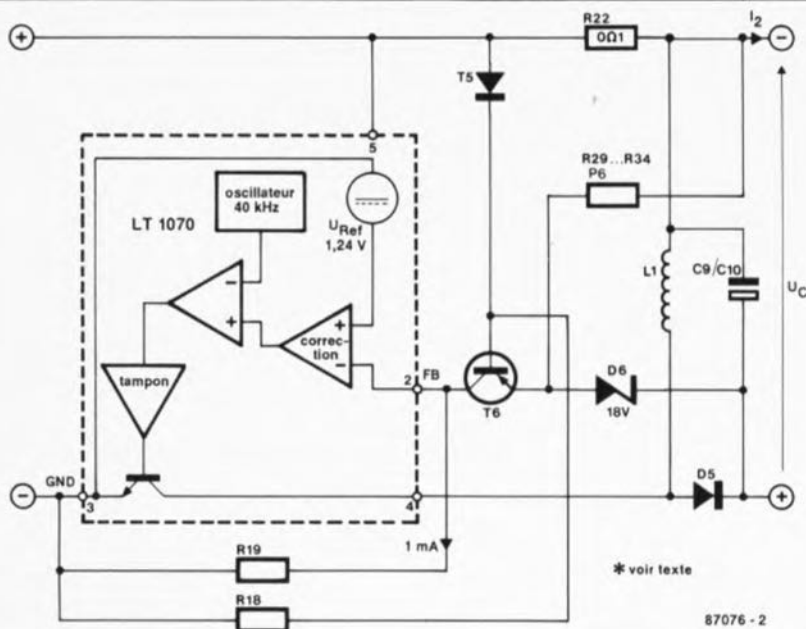
Figure 4. Illustration du principe de fonctionnement d'un régulateur à découpage. Le rapport cyclique défini par l'interrupteur S détermine la taille de la tension de sortie.

faible. Ceci permet de régler l'importance du courant de recharge par l'intermédiaire de la résistance d'émetteur du transistor T6. Pour finir, la diode zener D6 limite la tension de charge maximale à quelque 18 V.

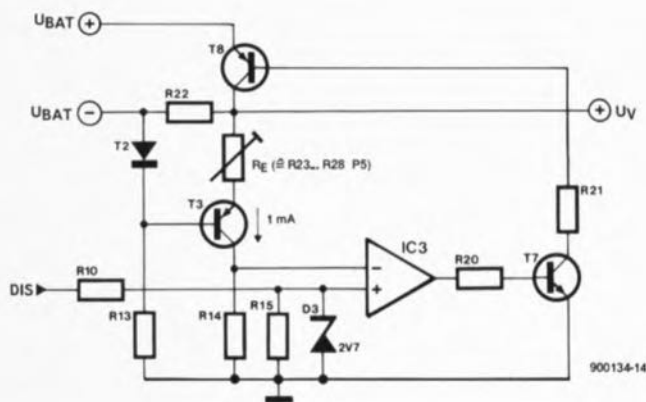
## Décharge

Le circuit de décharge que nous voyons en figure 6 rappelle le circuit de charge de la figure 3. C'est encore une fois la chute de tension aux bornes de la résistance R22 qui doit être identique à celle qui se produit aux bornes de la résistance d'émetteur. Dans ce circuit-ci, le

5



6



Le LT 1070 est mis en fonction par l'intermédiaire de la sortie Load du processeur de charge.

Figure 6. La boucle de régulation pour le courant de décharge: la sortie Discharge active du U 2400B entraîne la génération d'une tension de référence à l'aide de l'amplificateur opérationnel IC3.

courant de collecteur est fixé également à une valeur de 1 mA. Puisque le courant de **décharge** circule dans le sens inverse, les bornes de l'accu et celles de la tension d'alimentation sont inversées. À l'image de ce qui se passe à l'intérieur du circuit intégré LT 1070, le collecteur du transistor T3 est connecté à un amplificateur de différentiation, qui prend ici la forme de IC3. La diode D3 limite la tension de référence à 2,7 V. Cette mesure de sécurité n'a d'importance que lorsque la sortie *Dis* du processeur de charge est positive. C'est très exactement là que se situe la raison de la valeur différente attribuée à la résistance R14 et à la résistance R19:

$$R14 = U_C / I_E = 2,7 \text{ V} / 1 \text{ mA} = 2700 \Omega.$$

En aval de IC3 nous retrouvons un étage darlington réalisé à l'aide des transistors T7 et T8. Les accus connectés se déchargent à travers la résistance R22 et le transistor T8.

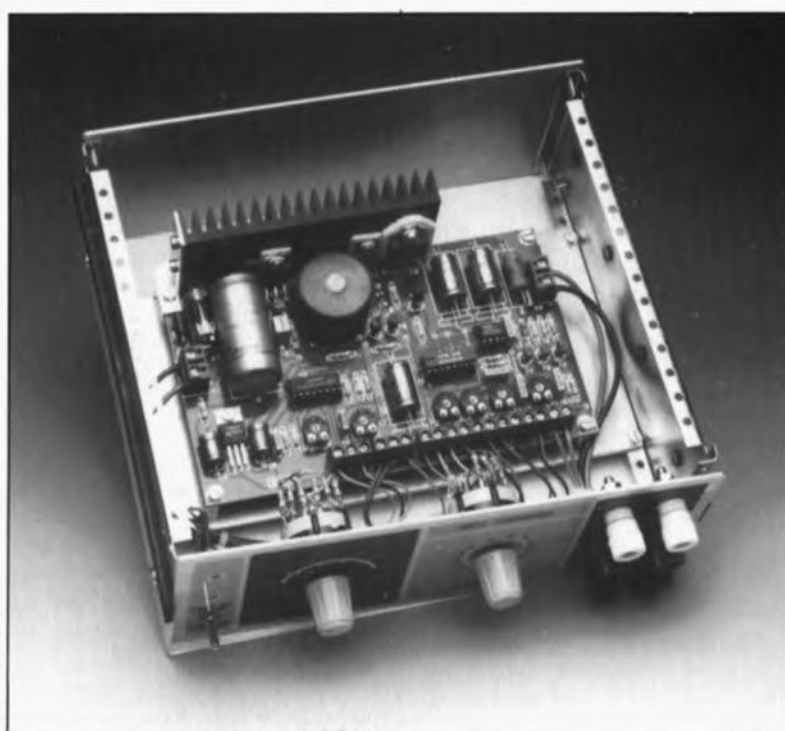
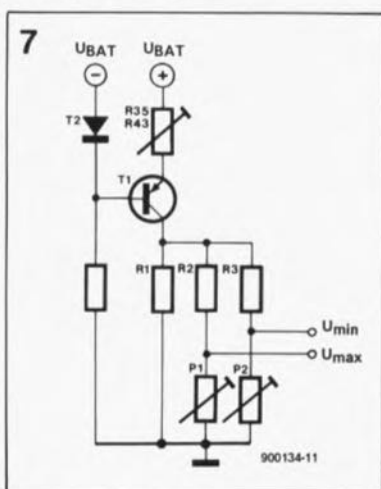
### Suivi de la tension

Le processeur de charge effectuée, par l'intermédiaire de ses broches 4 et 5, une mesure de la tension de l'accu par rapport à la masse. Puisque la borne négative se trouve au même potentiel que la tension d'alimentation positive, un circuit simple comme celui de la figure 2 ne peut pas être mis en oeuvre. Il est nécessaire de ramener la tension de l'accu à un niveau en rapport avec la masse. C'est exactement ce que fait le circuit de la **figure 7**. Il se produit aux bornes d'une résistance d'émetteur réglable une chute de la tension totale de l'accu. La résistance émetteur  $R_E$  est de 1 k $\Omega$  par cellule ce qui se traduit par un courant de collecteur à travers le transistor de:

$$I_C = n \times U_C / n \times R_E = U_C / R_E,$$

formule dans laquelle  $n$  représente le nombre d'accus.

Figure 7. À l'aide de ce petit sous-circuit il est possible de mesurer la tension de l'accu par rapport à la masse.



Si l'accu est chargé, ce courant est de  $1,45 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 1,45 \text{ mA}$ . De ce fait une tension de 1,74 V **par rapport à la masse** est présente aux bornes de la résistance R1 et des deux diviseurs de tension R2/P1 et R3/P2. Les deux ajustables P1 et P2 permettent de régler très exactement les seuils sans que le nombre de cellules à recharger n'ait encore la moindre influence.

### Réalisation

Après la description de tous ses circuits partiels, le schéma de l'ensemble de l'électronique représenté en **figure 8** ne comporte plus que très peu d'inconnues. Il est facile d'y retrouver le sous-ensemble du processeur de charge avec son oscillateur externe, celui du circuit de décharge avec son transistor de puissance T8 et celui du régulateur à découpage LT 1070 avec sa diode de commutation.

Le régulateur à découpage ne peut fonctionner correctement que si sa broche 1 est reliée à la masse par l'intermédiaire de la sortie *Load* de l'U 2400B et du transistor BS170.

Les résistances reliées directement aux contacts des deux circuits (a et b) du commutateur rotatif S4 sont de valeurs appariées, ce qui signifie que  $R23 = R29$ , que  $R24 = R30$ , etc. Ceci signifie que la décharge et la recharge se font très exactement au même courant.

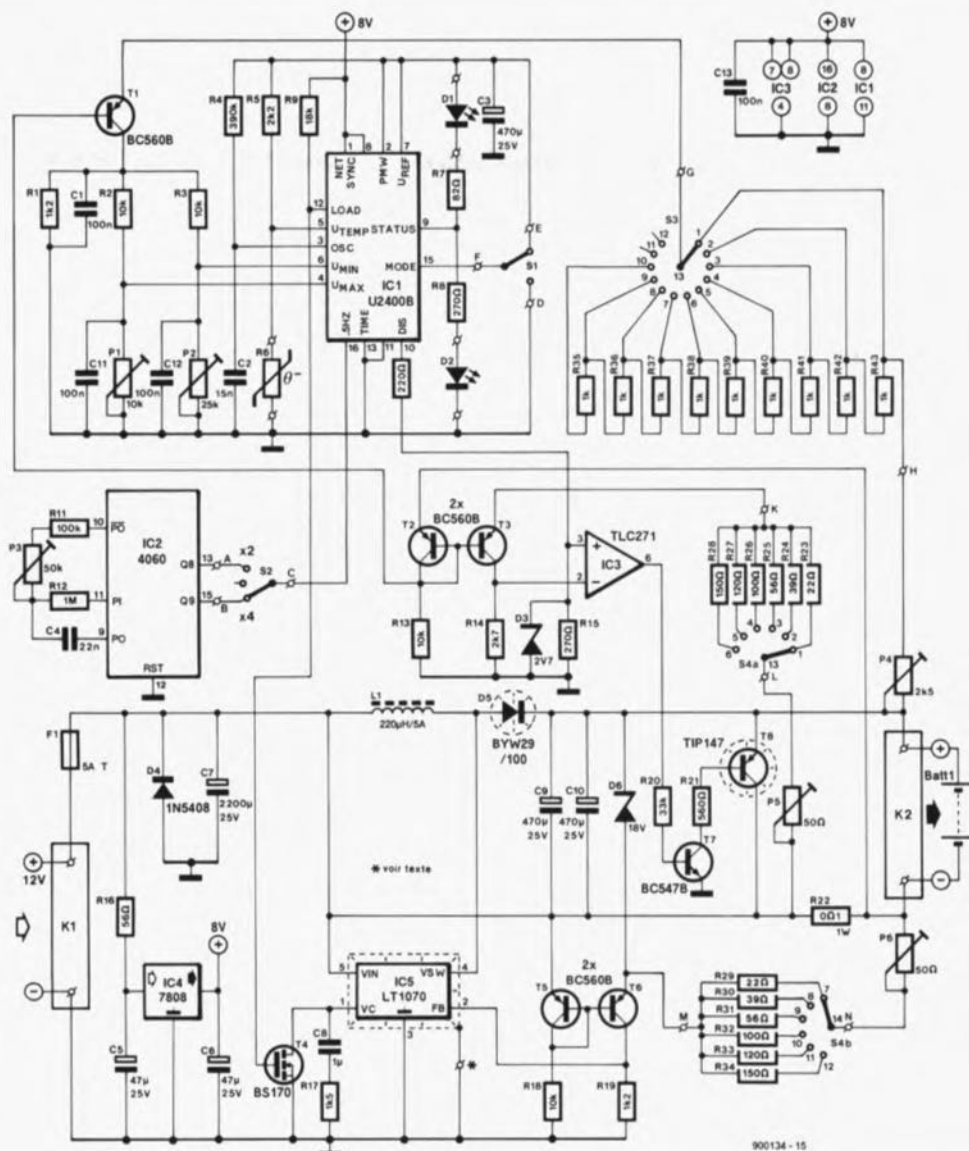
Le commutateur rotatif S3 sert à choisir le nombre de cellules à recharger. L'examen du schéma montre clairement qu'il s'agit en fait d'une mise en série d'un nombre

variable de résistances de 1 k $\Omega$ , qui peut aller jusqu'à neuf, permettant ainsi de définir un nombre de cellules compris entre 1 et 10.

L'inverseur S1, sert à indiquer au montage comment doit se poursuivre son fonctionnement après constatation de deux erreurs consécutives. En position **E**, le circuit continuera la (re)charge, tandis qu'en position **D** le chargeur passera en mode de maintien de charge.

Le processeur de charge U 2400B intègre son propre circuit de régulation de tension qui fournit une tension de 8 V très exactement. Ceux d'entre nos lecteurs qui ont l'expérience de ce composant savent très bien que ce circuit intégré est facilement dérouté par l'application de quelques impulsions parasites à ses entrées ou sur les lignes d'alimentation. La présence proche du LT 1070 - source plus qu'abondante d'impulsions parasites - justifie l'utilisation des nombreux condensateurs de découplage.

Si le commutateur S2 se trouve en position centrale, la durée standard interne du U 2400B est en vigueur (broche 13 reliée à la masse et broche 16 en l'air), ce qui résulte en une durée de recharge d'une heure. À condition que cette durée vous suffise, vous pouvez omettre IC2 et ses composants de définition de la fréquence (C4, P3, R11 et R12), ainsi que le commutateur S2. La présence du 4060 avec les dits composants, permet cependant de choisir - par manipulation de S2 - une durée de (re)charge de 2 heures (S2 en posi-



**Figure 8.**  
**L'ensemble de l'électronique du chargeur CdNi universel.**

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R19 = 1kΩ  
R2, R3, R13, R18 = 10 kΩ  
R4 = 390 kΩ  
R5 = 2kΩ  
R6 = NTC (R<sub>25</sub> = 1 kΩ, telle que Philips 2322 620 121 31 ou 2322 610 111 32)  
R7 = 82 Ω  
R8, R15 = 270 Ω  
R9 = 18 kΩ  
R10 = 220 Ω  
R11 = 100 kΩ  
R12 = 1 MΩ  
R14 = 2kΩ  
R16, R25, R31 = 56 Ω  
R17 = 1kΩ  
R20 = 33 kΩ  
R21 = 560 Ω  
R22 = 0,1 Ω/1 W  
R23, R29 = 22 Ω  
R24, R30 = 39 Ω  
R26, R32 = 100 Ω  
R27, R33 = 120 Ω  
R28, R34 = 150 Ω  
R35 à R43 = 1 kΩ  
P1 = 10 kΩ ajust.  
P2 = 25 kΩ ajust.  
P3 = 50 kΩ ajust.  
P4 = 2kΩ ajust.  
P5, P6 = 50 Ω ajust.  
(P1 à P6 sont des ajustables horizontaux)

##### Condensateurs:

C1, C11 à C13 = 100 nF  
C2 = 15 nF  
C3, C9, C10 = 470 μF/25 V  
C4 = 22 nF  
C5, C6 = 47 μF/25 V  
C7 = 2 200 μF/25 V  
C8 = 1 μF

##### Semi-conducteurs:

D1 = LED rouge  
D2 = LED verte  
D3 = diode zener 2V7/400 mW  
D4 = 1N5408  
D5 = BYW 29/100 (SGS-Thomson)  
D6 = diode zener 18 V/400 mW  
T1 à T3, T5, T6 = BC560B  
T4 = BS170 (Plessey Semiconductor)  
T7 = BC547B  
T8 = TIP147 (Texas Instruments)  
IC1 = U 2400B (Telefunken)  
IC2 = 4060  
IC3 = TLC 271 (Texas Instruments)  
IC4 = 7808  
IC5 = LT 1070 (Linear Technology)

tion **A**) ou de 4 heures (S2 en position **B**).

L'ajustable P3 sert à étalonner ces deux périodes de recharge de durée différente et vous permet même d'en augmenter ou d'en diminuer la durée de façon à les adapter ainsi à vos besoins propres. Si dans ce cas la plage de réglage de l'ajustable P3 ne suffit pas, il faudra substituer à C4 un condensateur d'une capacité différente (capacité plus faible = durée plus courte, capacité plus grande = durée plus longue). Il est également possible de ramener la période de recharge standard d'une heure (broche 16 de IC1 en l'air et commutateur S2 en position médiane) à 30 minutes. Pour ce faire, il faudra interrompre la connexion de la broche 13 de IC1 vers la masse. Si nous substituons au condensateur C4 de 22 nF un exemplaire de 10 nF nous obtenons les durées de (re)charge suivantes: 30 minutes (S2 en position milieu), 1 heure (S2 en position **A**) et 2 heures (S2 en position **B**). Il faudra remarquer que ces positions correspondent aux

positions "x 1", "x 2" et "x 4" sur la face avant, croquée spécialement pour ce montage (figure 10).

L'intensité du courant de décharge et de recharge est **invariablement** fixée à des valeurs bien définies, totalement indépendantes de la durée choisie. Pour recharger un accu en 30 minutes plutôt qu'en 1 heure, il nous faut doubler le courant de recharge. Ceci se fait tout simplement en positionnant le commutateur rotatif S4 sur la valeur requise. Le courant de (re)charge (en mA) correspond aux valeurs en mAh indiquées sur l'échelle de S4: 500 mA en position 1, 600 mA en position 2 etc. Les valeurs qui figurent sur cette échelle seront doublées si nous prenons une seconde résistance de 0Ω/1 W en parallèle sur R22. **Attention** cependant: cette version du circuit ne fonctionne correctement qu'à condition de ne pas dépasser la puissance dissipée maximale admissible par le régulateur à découpage — qui est nous l'avons dit, tension de

charge x courant de charge = 25 W. Il faudra également ne pas perdre de vue le courant de bobine maximal, la valeur du fusible, la puissance maximale admissible par la diode de commutation D5 (8 A) et le transistor de décharge (I<sub>Cmax</sub> = 10 A).

Le circuit imprimé que montre la **figure 9** est assez compact et cela en dépit des multiples possibilités qu'il offre à l'utilisateur pour adapter les performances du chargeur à ses besoins personnels. Lors de la mise en place des différents composants sur la platine il est recommandé de vérifier soigneusement leur polarité et de ne pas faire d'économies de quantité de soudure mal comprises (trop n'en faut pas non plus !).

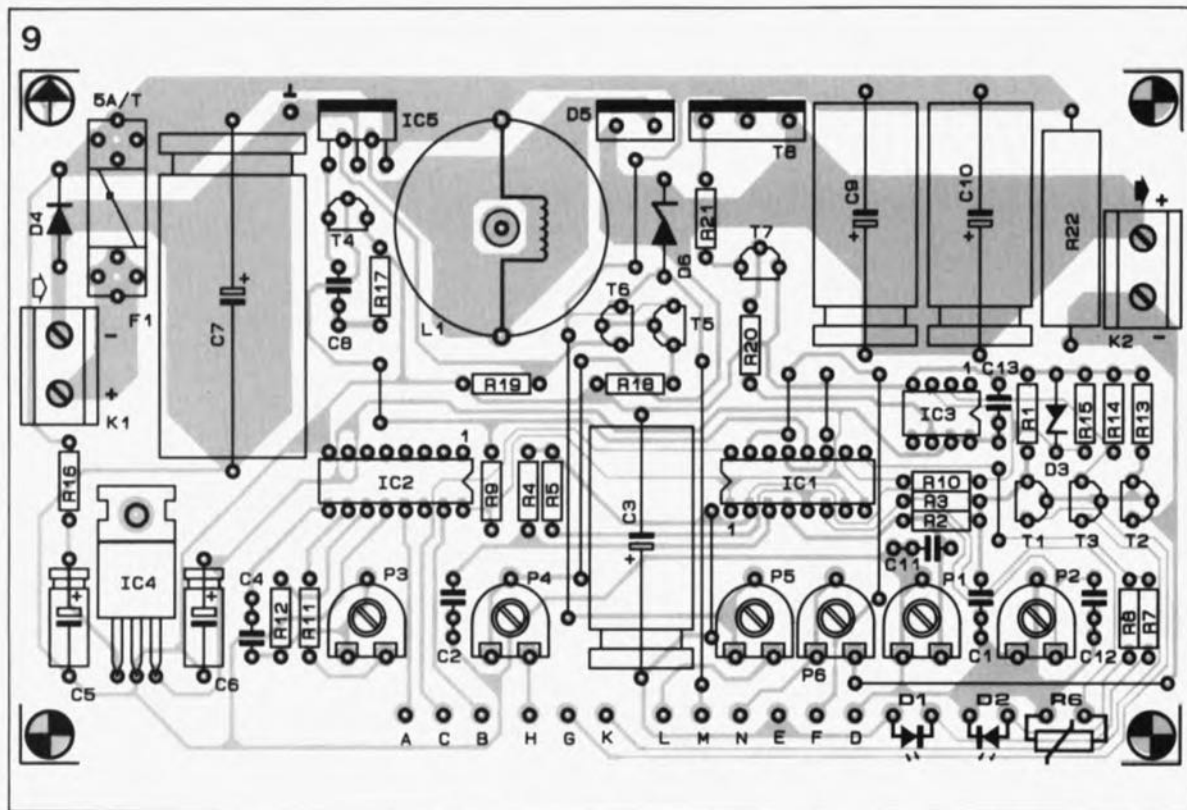
Les trois composants qui nécessitent un radiateur de refroidissement (IC5, D5 et T8) ont été rassemblés sur l'un des côtés de la platine ce qui facilite leur montage, sans omettre de les **isoler** parfaitement, contre un radiateur commun d'une résistance ther-



**Figure 9. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants du chargeur CdNi universel.** Le circuit imprimé est relativement compact; il est de ce fait recommandé d'effectuer les liaisons entre les composants dans la face avant et la platine de la façon la plus directe possible.

Divers:

- L1 = self de choc  
220  $\mu$ H/5 A (telle que Newport 14 22 455)
- S1 = inverseur à levier miniature unipolaire
- S2 = inverseur à levier miniature unipolaire, 3 positions stables S3 = commutateur rotatif, 1 circuit/12 positions avec connexion par cosse à souder
- S4 = commutateur rotatif, 2 circuits/6 positions avec connexion par cosse à souder
- F1 = porte-fusible pour circuit imprimé avec fusible 5 A, action temporisée supports pour IC1, IC2 et IC3
- K1, K2 = bornier pour circuit imprimé à 2 contacts (pas de 7,5 mm)
- éventuellement 6 borniers pour circuit imprimé à 2 contacts (pas de 5,08 mm)\*
- éventuellement 2 borniers pour circuit imprimé à 3 contacts (pas de 5,08 mm)\*
- 1 radiateur 100x38x15 mm (tel que Fischer SK81 par exemple)
- 2 kits d'isolement céramique pour boîtier TO 220
- 1 kit d'isolement céramique pour boîtier TO-3P
- 6 bornes universelles femelles, 4 mm
- 2 boutons avec trait repère pour axe 6 mm
- éventuellement boîtier 200 x 180 x 80 mm (tel que Telet LC-850 par exemple)
- \* voir texte



mique de 3,2 K/W au maximum (pour une puissance dissipée  $\leq 25$  W). Il est primordial de réaliser une connexion électrique parfaite entre le contact du boîtier (partie métallique au dos du composant) de IC5 et la pastille à souder prévue à cet effet (présente entre le pôle positif du condensateur C7 et IC5).

Tous les ajustables nécessaires à l'étalonnage du circuit ont été groupés sur l'autre moitié du circuit imprimé où ils sont d'accès aisé. Les résistances R23 à R43 ne sont pas implantées sur la platine. Elle sont soudées, comme mentionné plus haut, directement sur les contacts des deux commutateurs rotatifs. Ces commutateurs se fixent dans la face avant du montage et leurs différents circuits (S3, S4a et S4b) sont reliés aux points prévus (G/H, K/L et M/N) du circuit imprimé par l'intermédiaire d'une paire de morceaux de fil de câblage souple. Il est recommandé, pour réaliser ces connexions, d'utiliser des borniers pour circuit imprimé. Il en va de même quant aux connexions des autres composants qui s'implanteront dans la face avant: les commutateurs S1 et S2, les deux LED D1 et D2 ainsi que les bornes universelles femelles permettant de relier la NTC (R6) au circuit. Le bornier K1 doit être relié aux bornes "Battery" marquées par une flèche creuse (entrée de la tension d'alimentation); K2 doit l'être aux bornes "Battery" dotées de la flèche pleine (sortie de la tension, et donc aussi du courant de recharge).

## Étalonnage

L'étalonnage du circuit demande un certain temps sans être très critique cependant.

La partie la plus importante de l'étalonnage se fait avant l'implantation de IC1 dans son support. Nous commençons par positionner S4 sur 500 mA (puissance la plus faible), S3 (# OF CELLS) sur 3 et mettre l'inverseur S2 et tous les ajustables en position milieu. Nous allons ensuite brancher au bornier d'entrée K1 du circuit un module d'alimentation-secteur fournissant une tension de 12 V à un courant de 2 A. Après avoir vérifié la tension d'alimentation, il faudra appliquer au bornier de sortie K2 une tension auxiliaire de 8 V (petit module d'alimentation-secteur réglable ou batterie), attention à la polarité! Il s'agit maintenant de mesurer très exactement la tension aux bornes de K2 (elle devrait être de l'ordre de 8 V) et de la noter. Nous prenons ensuite un multimètre, mis sur son calibre 10 V de tension continue, au pôle positif de K2 d'une part et au point G sur la platine de l'autre. En jouant sur l'ajustable P4 il faudra régler la valeur affichée par le multimètre à la valeur exacte, notée préalablement. Ceci fait, la tension entre le point G et le pôle positif du bornier K2 correspond très exactement à la tension auxiliaire que nous avons appliquée au bornier K2.

Nous procédons ensuite au réglage des seuils  $U_{\min}$  et  $U_{\max}$ . Pour ce faire

il faudra positionner S3 sur 10 et jouer sur l'ajustable P2 de façon à obtenir une tension de 0,53 V entre le point nodal de P2/R3/C12 et la masse, et tout ceci en présence d'une tension auxiliaire comprise entre 8 V et 8,5 V au bornier K2. Ceci a comme résultat que le circuit décharge les cellules jusqu'à une tension résiduelle comprise entre 0,8 V et 0,85 V par cellule avant de passer en mode de recharge.

Le processus est identique en ce qui concerne l'ajustable P1. Pour garantir un bon fonctionnement de la détection de surtension il faudra choisir une valeur de tension de recharge qui soit nettement supérieure à la valeur maximale, par cellule, de cette tension. Puisque la valeur de la tension de recharge n'est pas parfaitement connue, il nous est impossible d'indiquer ici une valeur standard. La valeur maximale atteinte à la fin du cycle de recharge dépend d'un nombre relativement grand de facteurs différents, - tels que la température, le courant de charge et la résistance interne pour n'en citer que trois - et de ce fait aussi de la capacité nominale, de la marque, de "l'expérience" de vie précédente ainsi que de la qualité des contacts de l'accu en question.

La valeur de seuil, qui déclenche la détection de surtension, devrait être de l'ordre de 1,65 V par cellule ou encore d'un niveau différent qui garantisse, en présence d'un accu en bon état, des contacts adéquats et une température "normale" (20°C

environ), que le processus de la recharge se déroule sans interruption produite par une détection de surtension. Si la détection devait se faire à une tension de 1,65 V par cellule, il faudra augmenter la valeur de la tension auxiliaire aux bornes de K2 jusqu'à 16,5 V (le commutateur S3 positionné sur "10"), et jouer sur l'ajustable P1 afin d'obtenir une tension de 0,53 V entre le point nodal P1/R2/C11 et la masse.

L'ajustable P3 sert à effectuer l'étalonnage de l'oscillateur externe: une opération de trois fois rien, à condition de disposer d'un oscilloscope. Il s'agit de vérifier la présence effective d'un signal de 1 Hz sur la broche 6 de IC2. Ceux d'entre nos lecteurs qui n'ont pas d'oscilloscope à leur disposition peuvent fort bien faire appel, pour mesurer le signal sur la broche 6, soit à une sonde logique dotée d'une LED visualisant l'état logique du point de test, soit à un multimètre analogique (c'est-à-dire à bobine mobile). Dans ces conditions, il faudra utiliser, pour comparer les durées, une montre à trotteuse centrale, voire un chronomètre.

Les courants de décharge et de recharge font l'objet du prochain étalonnage. Nous commençons par supprimer la tension auxiliaire appliquée au bornier K2, coupons ensuite la tension d'alimentation appliquée au bornier K1 et implantons le circuit intégré IC1 dans son support. Il est impératif ensuite de ne pas oublier de connecter une résistance *NTC* aux deux bornes universelles femelles supérieures. Pour effectuer les premiers tests, une résistance ordinaire de 1 k $\Omega$  peut également faire l'affaire. Il nous faudra maintenant un accu déchargé à moitié environ: un ensemble de 2 ou 4 batteries (rechargeables bien sûr) du type *mignon* d'une capacité totale de 500 mA convient parfaitement. Après avoir positionné le commutateur S4 sur "500 mA" et S3

sur le nombre exact de cellules connectées, nous appliquons la tension d'alimentation de 12 V au circuit.

La LED rouge (D1) doit alors s'allumer. Avant de connecter l'accu aux bornes prévues à cet effet, il faudra prendre en série dans l'une des lignes de connexion de l'accu un multimètre numérique, mis sur le calibre 1 A ou 2 A courant continu. La LED rouge doit s'éteindre au bout de quelques secondes; par sa mise en clignotement, cette LED indique que le cycle de décharge a commencé et notre multimètre numérique affichera gentiment la valeur du courant de décharge. L'ajustable P5 permet de régler ce courant de décharge à une valeur de 500 mA très exactement.

Si l'accu connecté était déjà bien déchargé, le seuil inférieur (tension résiduelle) est atteint au bout de quelques minutes: le chargeur passe automatiquement en mode de recharge, visualisé par le clignotement de la LED verte. Sur l'affichage de notre multimètre on voit que le signe de la valeur affichée a changé et que cet instrument visualise le courant de recharge. Pour conclure l'étalonnage du chargeur CdNi universel, il faudra jouer sur l'ajustable P6 pour régler la valeur du courant de recharge à 500 mA.

### Alimentation-secteur

Chez soi on pourra remplacer la batterie de voiture (normalement connectée aux deux bornes universelles inférieures) par un module d'alimentation-secteur simple, capable de fournir un courant de 5 A ou, mieux encore, de 6 A. Un transformateur de 72 VA à enroulement secondaire de 12 V suffit amplement, mais rien ne s'oppose à l'utilisation d'un modèle plus puissant. Il est recommandé de faire appel à un pont de redressement du type B40C10000 ou B80C10000 et de prendre un condensateur électrolytique de 4 700  $\mu$ F/25 V (attention à la

polarité) en parallèle sur les bornes positives et négatives de ce pont. Nous connectons cet ensemble au bornier K1 du chargeur et ... voilà un chargeur CdNi universel "maison" avec une alimentation-secteur incorporée. Pour pouvoir ultérieurement se servir également d'une batterie de voiture comme source d'énergie, on pourra fort bien laisser en place les deux câbles connectant le bornier K1 aux deux bornes universelles dans la face avant.

Nous disposons maintenant d'un chargeur qui n'a pas à rougir de son qualificatif d'"universel", n'est-ce pas.

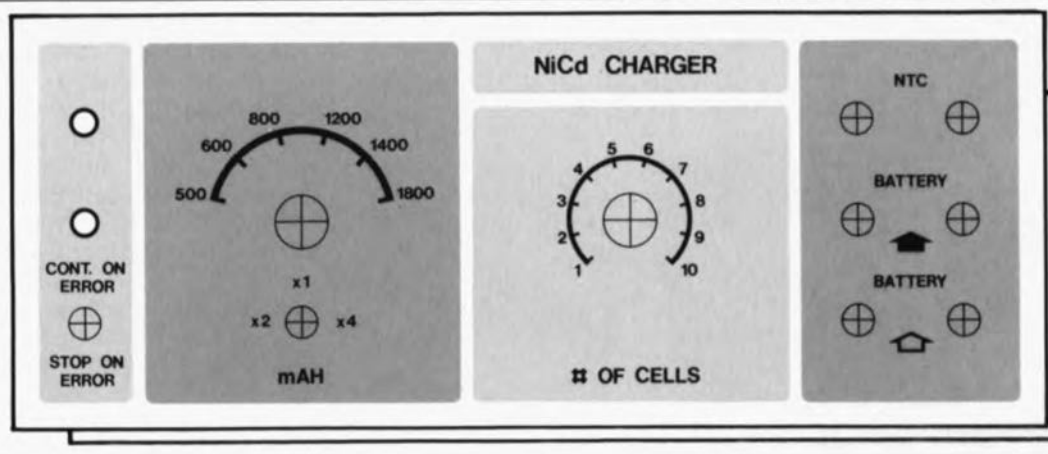
### Quelques conseils

pour terminer cet article: notons que les professionnels, du modélisme, de la plongée sous-marine et de la spéléologie entre autres, ont comme habitude d'intégrer une résistance *NTC* dans chaque bloc d'accus CdNi, rassemblés par un morceau de gaine thermorétractable. Les lignes (câbles) de connexion qui sortent de cet ensemble sont dotées de fiches de forme adéquate ce qui assure une connexion parfaite, soit au circuit à alimenter, soit au chargeur. L'utilisation de gaine thermorétractable a l'avantage additionnel de garantir un bon contact thermique entre les cellules et la résistance *NTC* et ainsi qu'un fonctionnement fiable du circuit de détection de température trop élevée.

Nous recommandons à ceux qui désireraient de plus amples informations au sujet de l'utilisation d'autres types de résistances *NTC* voire des informations de fond concernant les chargeurs CdNi, de se référer à l'article **Chargeur d'accu automatique** du numéro 131 (mai 1989).

Il est conseillé, pour finir, avant chaque recharge ou changement d'accus, de couper brièvement la tension d'alimentation du processeur de charge U2400B pour en assurer une remise à zéro. ■

10

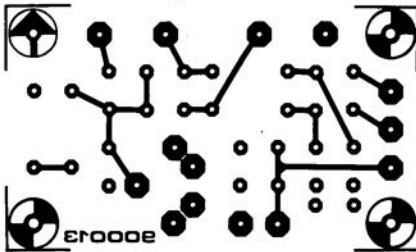


**Figure 10.** Proposition de dessin pour la face avant du chargeur CdNi universel représentée à l'échelle 70%.

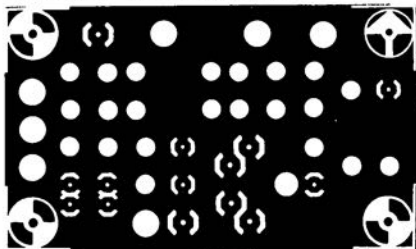
# SERVICE

En raison du manque de place, de la complexité du dessin des pistes, des risques en cas de réalisation imparfaite et de la taille de certaines des platines, nous ne vous proposons pas ici la représentation des dessins des pistes de la carte multi-fonction pour PC, du générateur de fonction à  $\mu P$  et du bus des entrées de "The Complet". Ceux d'entre nos lecteurs ayant déjà tenté la réalisation-maison d'une carte double face à trous métallisés encartable dans un PC et eu à faire face à des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

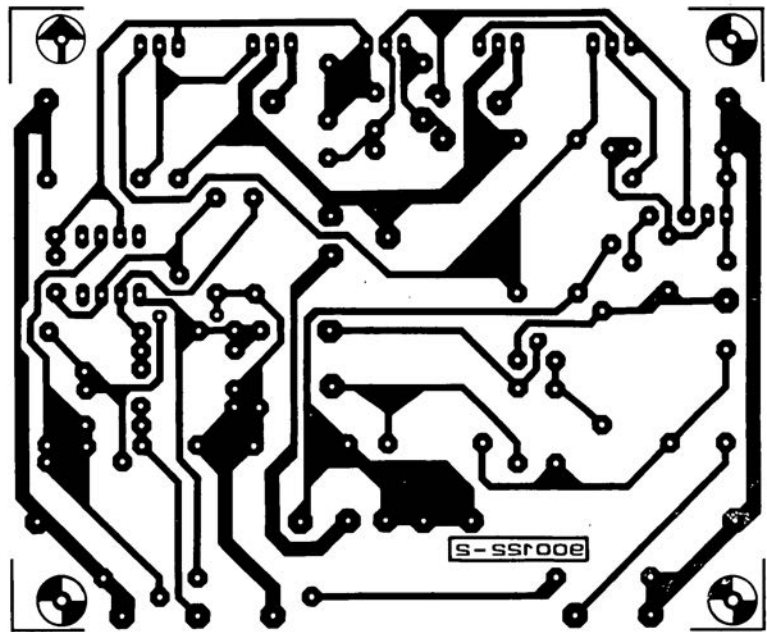
TOS-mètre: côté pistes



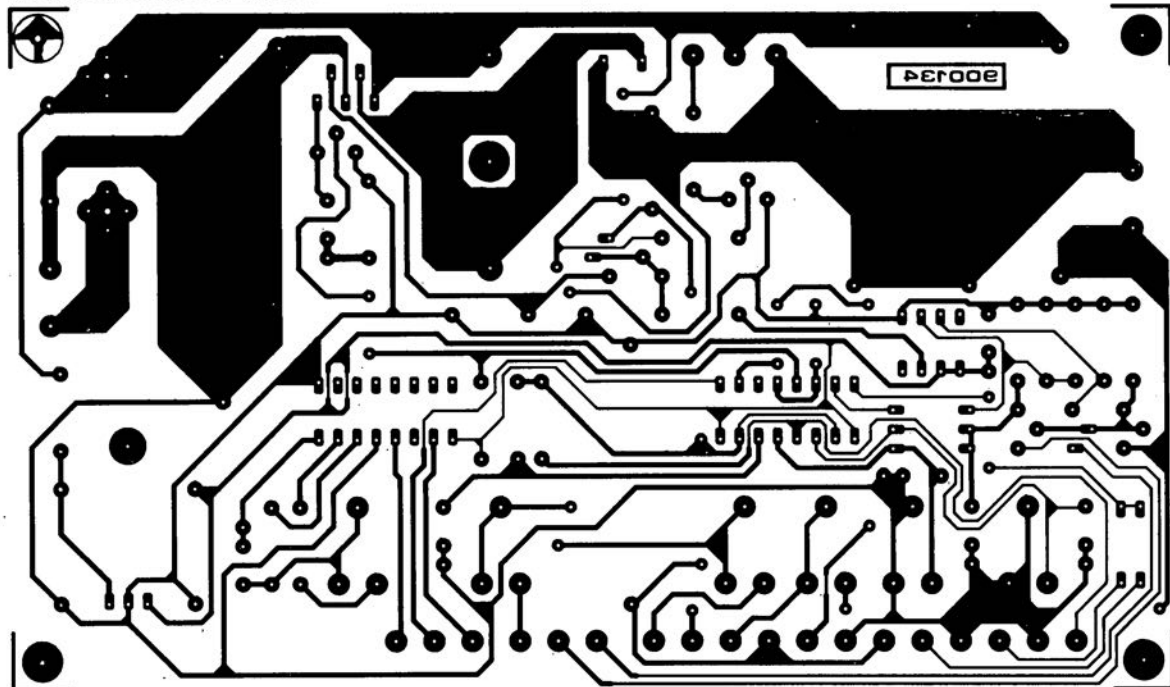
TOS-mètre: côté composants



filtre actif pour caisson de graves: étage de puissance



chargeur d'accus CdNi universel





# mini-caisson de graves

woofer auxiliaire pour enceintes miniatures

2<sup>e</sup> partie:  
étage de  
puissance  
et  
alimentation

Le mini-caisson de graves que nous vous avons proposé le mois dernier est une enceinte autonome destinée à améliorer la reproduction des graves de tout système audio, quel qu'il soit.

Ce second article est consacré à la réalisation de son étage de puissance et à celle du module d'alimentation; il décrit en outre les différentes techniques de connexion de cette enceinte de graves à un système Hi-Fi existant.

Grâce à notre mini-caisson de graves, il est fini le temps où les audiophiles logés à l'étroit étaient dépourvus de la plus grande partie du spectre si important des sons graves. Ce système de *subwoofer* - c'est ainsi que les anglais appellent un caisson de graves - remplit fièrement sa tâche, fournissant une pression acoustique suffisante pour reproduire la quasi-totalité des genres musicaux, exception faite peut-être de certains *hard-rock* et/ou *heavy metal*. La pression

sonore, nécessaire pour reproduire ce bruit - pardon, musique - d'enfer exige des enceintes bien plus puissantes. Ceci dit, arrêtons là cette introduction au ton si spécial destinée à ceux qui croient encore que seule la puissance électrique détermine le niveau de la pression sonore finale.

L'an dernier - eh oui, que le temps passe vite, n'est-ce pas - nous avons décrit le mini-caisson de graves dans son ensemble et vu les détails

concernant le filtre et le circuit de correction.

Dans ce second article nous allons nous intéresser de ce fait uniquement à la réalisation de l'étage de puissance et à celle de l'alimentation de l'ensemble.

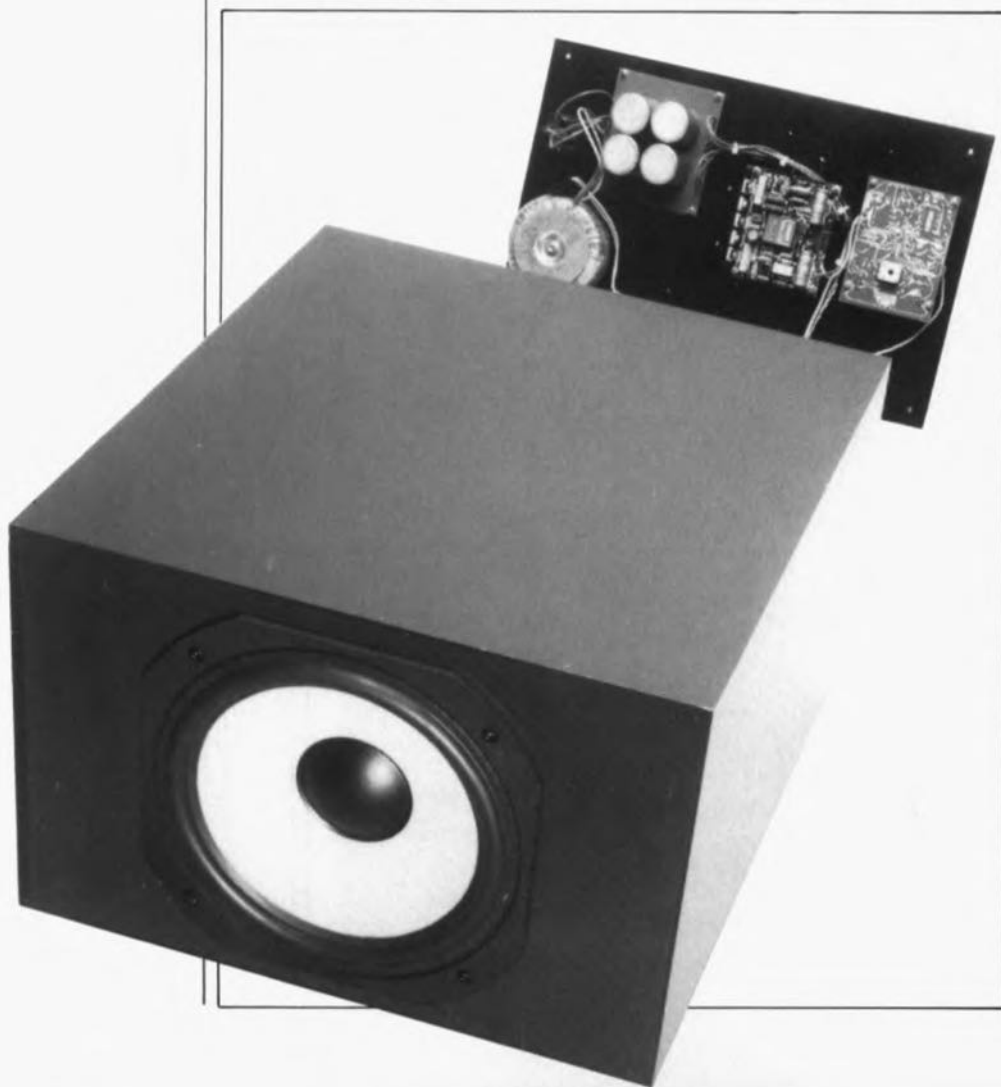
En principe, n'importe quel étage de sortie, capable de fournir une puissance de 50 W dans une charge de 6  $\Omega$ , fera l'affaire. Puisqu'il était dans nos intentions de vous présenter un système complet, nos ingénieurs ont également conçu un étage de sortie qui fournit la puissance nécessaire au mini-caisson de graves.

## L'étage de sortie

est un circuit hybride qui comporte un sous-ensemble de commande, réalisé autour d'un amplificateur opérationnel, et un circuit de puissance qui prend la forme de quelques transistors (**figure 1**).

Quant à l'amplificateur opérationnel, nous faisons appel à l'OP16 de PMI (Precision Monolithics Incorporated), un amplificateur opérationnel de précision, doté d'entrées JFET et caractérisé par un taux de montée de 25 V/ $\mu$ s! Ce composant nécessite une tension d'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V dérivée, à travers R15/D4 d'une part et R16/D5 de l'autre, de la tension d'alimentation principale de  $\pm 30$  V. Le signal d'entrée est appliqué, à travers le condensateur C1, à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Puisque ce composant possède des entrées JFET, la résistance R1 détermine pratiquement à elle seule l'impédance d'entrée du circuit.

La présence du condensateur C2 de 2nF2 entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel combiné à la présence de la résistance R2 de 100  $\Omega$  entre l'entrée inverseuse et la masse, a pour consé-



La sortie de l'OPI6 attaque le circuit de commande par l'intermédiaire d'une source de courant réalisée à l'aide du transistor T1. Cette source de courant garantit un réglage stable du courant de repos des transistors de sortie. Une diode électroluminescente (LED) à haut rendement, D1, constitue la tension de référence de cette source de courant.

Situation idéale vous en conviendrez. Le gain de tension est fonction du facteur de gain introduit par les transistors de sortie associé au diviseur à résistances pris entre les transistors de sortie et aux résistances de commande R9 et R10. Pour éviter que l'amplificateur opérationnel ne fournisse une tension de sortie trop élevée (et pour limiter en même temps son courant de sortie) nous avons fixé à 4 environ le gain de l'étage compound.

L'endroit où se trouvent les résistances d'émetteur des transistors de sortie, qui sont, comme le montre le schéma de la **figure 1**, reliées aux lignes de la tension d'alimentation, constitue sans doute un trait caractéristique de cette configuration de puissance.

[illegible]

Le circuit comporte également une temporisation de mise en fonction sous la forme du transistor T7 et du relais Rel. Ce rien d'électronique introduit un retard, après la mise sous tension du circuit, dans la connexion du haut-parleur à la sortie de l'étage de sortie. La tension d'alimentation du circuit de temporisation est extraite directement de l'enroulement secondaire du transformateur et arrive au circuit à travers la diode D2. De ce fait le relais décolle dès que l'on coupe la tension d'alimentation (par action sur l'interrupteur secteur intégré dans la prise CEE à porte-fusible incorporé).

2

1A T

2x 22V  
2,7A

B80C5000/3300

+ 30V

0

- 30V

4x 10000µ / 40V

900122 - II - 12

**Figure 3. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de l'étage de sortie; celui-ci comporte également une temporisation de mise en fonction.**

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = 100 k $\Omega$   
 R2 = 100  $\Omega$   
 R3 = 2k $\Omega$   
 R4 = 1k $\Omega$   
 R5 = 15 k $\Omega$   
 R6 = 220  $\Omega$   
 R7, R8 = 470  $\Omega$   
 R9 = 180  $\Omega$ /2,5 W \*  
 R10 = 27  $\Omega$ /2,5 W \*  
 R11, R12 = 0 $\Omega$ 22/5 W  
 R13 = 330  $\Omega$ /1 W  
 R14 = 560 k $\Omega$   
 R15, R16 = 1k $\Omega$ 2/0,5 W  
 P1 = 2 k $\Omega$  ajust. multitour (vis accessible du haut)  
 \* (de la série PR-52 de Philips par exemple)

##### Condensateurs:

C1 = 1  $\mu$ F  
 C2 = 2nF  
 C3, C4 = 100 nF  
 C5, C6 = 10  $\mu$ F/25 V  
 C7 = 220 nF  
 C8 = 47  $\mu$ F/10 V  
 C9, C10 = 1 000  $\mu$ F/40 V  
 C11 = 100  $\mu$ F/40 V  
 C12 = 22  $\mu$ F/25 V  
 C13 = 220  $\mu$ F/10 V radial

##### Semi-conducteurs:

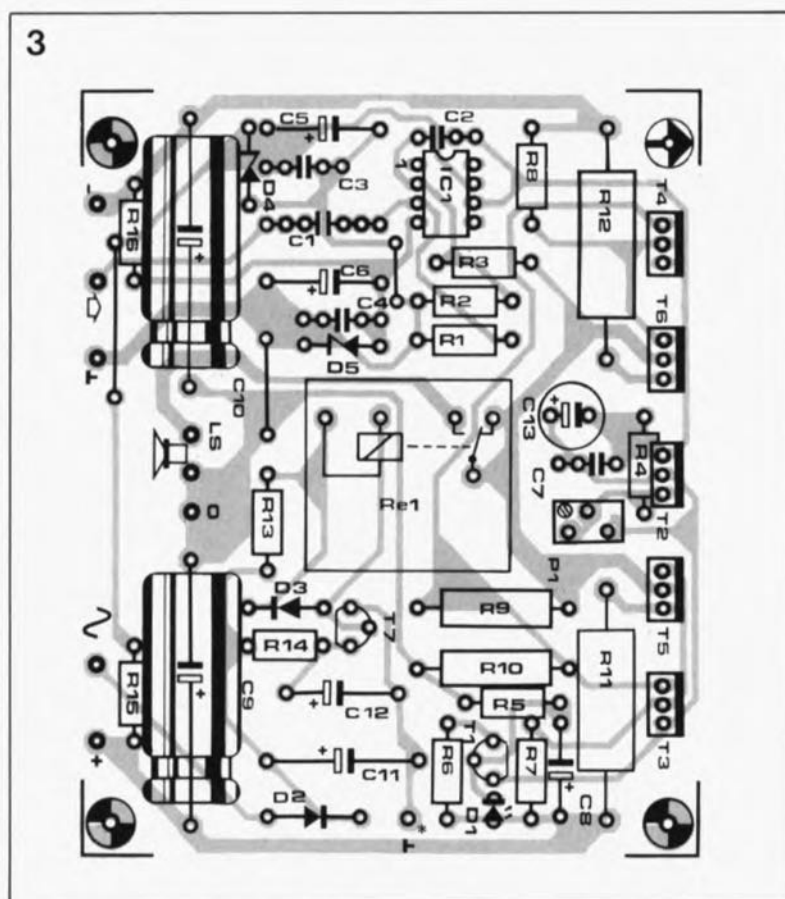
D1 = LED rouge 3 mm haut rendement  
 D2 = 1N4002  
 D3 = 1N4148  
 D4, D5 = diode zener 15 V/1,4 W  
 T1 = BC556  
 T2, T3 = BD139  
 T4 = BD140  
 T5 = BDT86 (BD912) (Philips)  
 T6 = BDT85 (BD911) (Philips)  
 T7 = BC879 (Philips)  
 IC1 = OP16 (PMI)

Figure 3. L'implantation des composants ne devrait pas poser de problèmes. Le montage des transistors T2 à T6 demande cependant certaines précautions. La technique de soudure de ces 5 composants dépend de la construction mécanique adoptée pour leur mise en place. En cas d'utilisation d'un morceau de profil en équerre en aluminium, du type de celui que nous avons adopté sur notre prototype, ces transistors peuvent être soudés verticalement sur la platine, pour être vissés ensuite contre l'un des cotés du profil en équerre. L'autre côté est fixé au radiateur.

Nous avons doté le prototype du mini-caisson de graves d'une face arrière à laquelle nous avons donné la forme d'une plaque en aluminium de 3 mm d'épaisseur qui fait également office de radiateur. Cette technique a l'avantage supplémentaire de permettre aussi de fixer les transistors directement – après avoir les dotés de leur ensemble d'isolation bien sûr – sur la face arrière en métal du caisson de graves. Si l'on adopte cette solution, il faudra replier les broches de ces composants à 90°, ce qui permettra de les connecter par soudure, au côté pistes de la platine. Attention cependant: avant d'adopter cette technique il faudra vérifier qu'il reste assez d'espace pour effectuer la soudure de ces connexions! On pourra être amené à devoir démonter la platine pour ce faire.

La figure 4 donne un exemple de disposition des deux platines et des autres composants sur la face arrière du mini-caisson de graves. Cette face arrière, nous l'avons déjà mentionné, est une plaquette en aluminium de 3 mm d'épaisseur, de 26 x 41 cm chez nous, qui viendra se fixer sur 4 petits tasseaux, que l'on aura préalablement placés et collés dans les quatre coins du coffret; cette face arrière ferme ainsi hermétiquement le mini-caisson de graves. Il est recommandé de prendre des tasseaux d'une longueur légèrement inférieure (de 1 cm environ) à la profondeur de l'espace libre du coffret. Cette technique permet de faire en sorte que la face arrière soit légèrement encastrée dans le coffret de l'enceinte de graves, ce qui facilitera la connexion des différents câbles.

On peut disposer les deux platines l'une à côté de l'autre. Le circuit imprimé du filtre se fixe contre la face arrière à l'aide de 4 entretoises plus longues que d'habitude, 25 mm, de manière à laisser suffisamment d'espace aux composants. La raison de cette recommandation est



simple: pour pouvoir se servir du commutateur rotatif et du potentiomètre, il faudra disposer cette platine en orientant son côté composants vers la face arrière.

Le circuit de l'étage de sortie se fixe normalement sur la plaque d'aluminium – c'est-à-dire composants visibles. Pour éviter que le montage ne soit incité à produire du bruit (ronflement) parasite, il est recommandé de fixer tous les composants de l'alimentation à une certaine distance des deux platines de l'amplificateur. Pour le pont de redressement on utilisera un type à boîtier métallique à visser directement sur la face arrière métallique. Si vous n'arrivez pas à obtenir des condensateurs électrolytiques dotés d'un pas de vis ou d'un collier pour en assurer la fixation, il faudra faire appel à un morceau de platine d'expérimentation à pastilles, voire encore prendre la moitié gauche de la platine des condensateurs du Discret proposée dans le numéro 149 (novembre 1990), pour fixer cet ensemble contre la face arrière lui aussi.

Il est important de noter un trait caractéristique du câblage de l'ensemble de ces composants: il existe une connexion de masse particulière destinée à la connexion de la temporisation de mise en fonction (point identifié sur la platine par un signe de masse doté d'un petit astérisque) au point de masse

central de l'alimentation. Il ne saurait être question d'interconnecter les deux points de masse du circuit imprimé de l'étage de sortie!

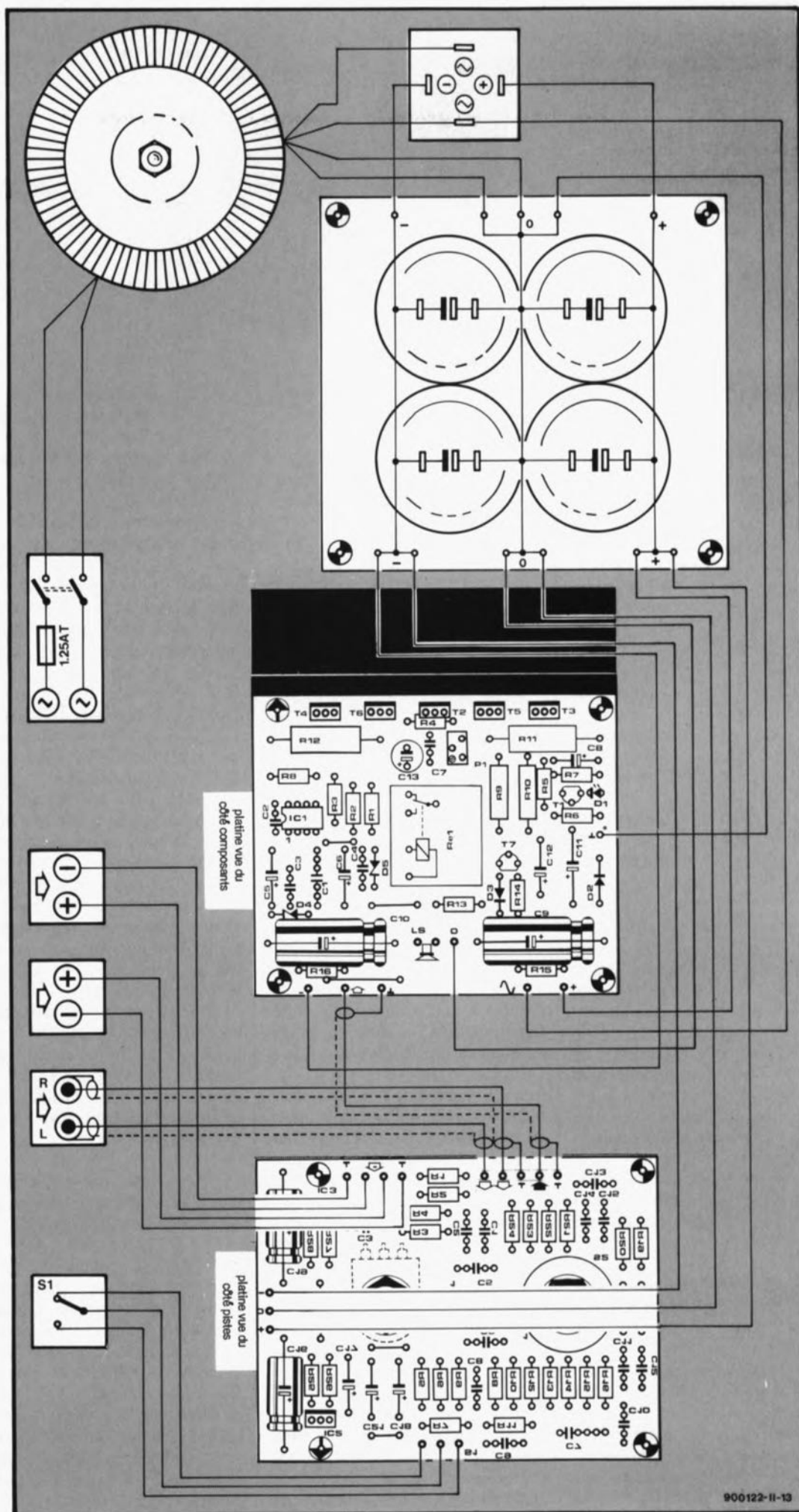
Deux embases femelles Cinch (pour les signaux de niveau Ligne) et quatre bornes universelles femelles (pour les signaux en provenance d'un amplificateur de sortie) constituent les points de connexion du caisson de graves vers le monde extérieur.

La connexion au secteur se fait par l'intermédiaire d'une embase CEE à interrupteur secteur et porte-fusible incorporés. Il va sans dire que lors du câblage de la partie de l'alimentation reliée au secteur, il est vital de respecter les règles de sécurité habituelles en pareil cas. Il est recommandé aussi d'utiliser uniquement un transformateur à double isolement, tel, par exemple (non nous n'avons pas d'actions chez ILP), celui mentionné dans la liste des composants.

Avant de connecter les câbles du haut-parleur à la platine et de mettre la face arrière à sa place, il est bon d'effectuer un test de bon fonctionnement simple. Après avoir positionné le potentiomètre P1 à sa résistance la plus faible, on applique la tension du secteur au montage. Il faut ensuite ajuster le courant de repos de l'étage de sortie à 100 mA. Pour ce faire nous faisons appel à un



4



Divers:

Re1 = relais, bobine 24 V, contact inverseur simple (tel que Siemens V23127-A0006-A101 ou Omron 113P2 par exemple)

1 transformateur, 2 x 22 V/2,7 A au secondaire (Amplimo 41015 (ILP) par exemple)

4 condensateurs électrolytiques, 10 000  $\mu$ F/40 V

1 pont de redressement B80C5000/3300

1 embase CEE avec support fusible 20 mm et inverseur secteur incorporé

**Figure 4.** Ce plan de câblage montre clairement comment effectuer les connexions nécessaires.

On voit mieux ici la disposition attribuée aux différents sous-ensembles composant cette réalisation: l'alimentation avec transfo, pont de redressement forte intensité, l'inter-rup-tueur secteur à fusible intégré et les condensateurs. Le second sous-ensemble à relais est celui de l'étage de puissance objet de cet article. La platine qui nous expose ses pistes est la platine des filtres décrite le mois dernier.

voltmètre numérique qui nous servira à mesurer la tension aux bornes des résistances R11 et R12. Il suffit de jouer sur le potentiomètre P1 pour régler la valeur de cette tension à 22 mV (aux bornes de chacune de ces résistances bien entendu). Ce petit travail de mise au point terminé, il ne reste plus qu'à couper la tension du secteur, à souder les câbles du haut-parleur aux points prévus et à visser la face arrière sur les tasseaux pour qu'elle s'encastré bien dans le dos du coffret.

Nous voici prêts (il est grand temps ! diront les impatientes) pour procéder à la connexion du mini-caisson de graves à l'installation audio existante.

### Connexions diverses

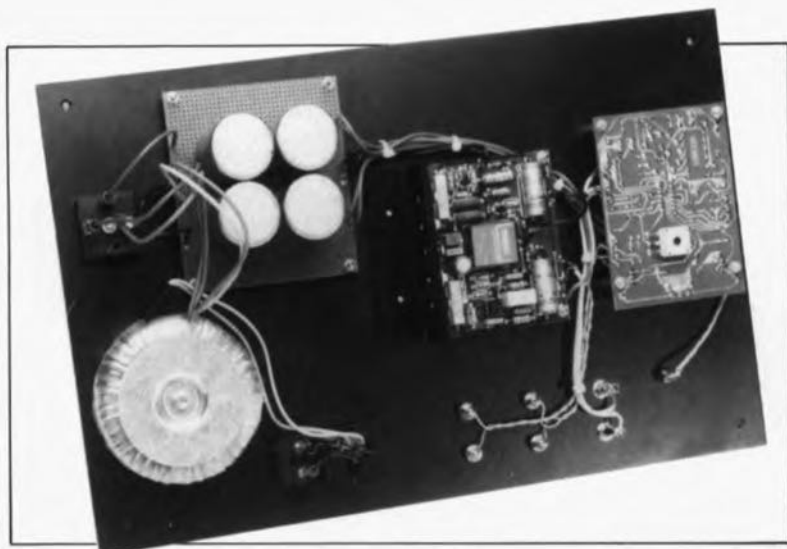
Maintenant que le mini-caisson est opérationnel, il nous reste à voir encore comment il peut être connecté à un système audio existant et ... ce qu'il faudra éventuellement faire pour transformer les enceintes existantes en "satellites".

Il existe deux manières pour connecter le mini-caisson à votre système Hi-Fi. Si vous disposez d'un préamplificateur distinct ou encore si votre amplificateur intégré (préampli et étage de sortie de puissance dans un seul coffret) est doté d'une, voire de deux embases reliées au point de connexion du préamplificateur et à l'étage de sortie, il est recommandé d'utiliser du câble blindé à 2 conducteurs côte-à-côte pour connecter cet équipement aux embases Cinch du mini-caisson de graves. Si cela est impossible, il faudra tout simplement relier les sorties "haut-parleurs" de votre amplificateur aux bornes universelles du mini-caisson.

Il est également possible, si l'on veut éviter des câbles de connexion trop longs, de brancher le mini-caisson sur les bornes de ses enceintes existantes. Pour obtenir le meilleur résultat il faudra disposer le caisson de graves à proximité des enceintes satellites, ce qui évitera du même coup des lignes de connexion d'une longueur excessive.

Il existe également plusieurs façons pour modifier la fréquence de coupure grave des enceintes existantes.

Si tant est que vous possédiez un préamplificateur distinct, il suffit d'intercaler en série entre lui et l'étage de sortie de l'amplificateur, un simple filtre passe-haut du premier ordre qui prendra en fait la forme d'une modification de la



valeur du condensateur d'entrée de l'étage de puissance. À condition de connaître l'impédance d'entrée de l'étage de sortie, R, la valeur à attribuer au condensateur d'entrée, C, répond à la formule suivante:

$$C = 1 / (2\pi f R) [F],$$

dans laquelle f représente la fréquence de coupure requise. Le résultat de cette égalité, c'est-à-dire la valeur du condensateur, est exprimé en farad.

Procéder à une modification des filtres de séparation des enceintes existantes constitue une autre possibilité. Il faudra ajouter un filtre passe-haut de 100 Hz par exemple. Attention, ceci n'est pas, sans plus, un travail à la portée de tout le monde. Dans ce domaine de fréquences, la crête de résonance du *woofer* entre en jeu, ce qui fait que la résistance terminale du filtre est loin d'être purement ohmique. Cette technique de modification est plutôt à réserver aux spécialistes de l'audio ayant une longue expérience dans le domaine du dimensionnement de filtres de séparation.

Il existe encore une troisième possibilité, la plus simple: ne rien changer du tout ! Rien n'interdit la connexion directe du mini-caisson à deux (petites) enceintes qui ont une fréquence de coupure grave déjà relativement élevée (de 75 à 100 Hz en règle générale). Il faudra cependant faire attention à ce que les haut-parleurs de grave des enceintes existantes ne fassent pas des mouvements trop violents lorsque la pression sonore augmente.

Pour compléter cette série d'éventuelles modifications, nous mentionnons - à titre d'information uniquement - qu'il existe une quatrième façon pour adapter les enceintes existantes à l'utilisation

avec le mini-caisson de graves. Cette adaptation consiste à la mise en place d'un filtre de séparation électronique entre le préamplificateur et l'étage de sortie.

Ces dernières années, nous avons décrit à plusieurs reprises de tels filtres. Il nous paraît pourtant exagéré de déployer de tels efforts pour la mise au point d'un système dont la fonction n'est, en principe, qu'auxiliaire, dit-on.

La position du mini-caisson par rapport aux enceintes satellites n'est pas critique. Il est recommandé cependant de le placer à proximité des satellites, ou, mieux encore, prétendent les spécialistes, aussi précisément que possible entre les deux. Le point de coupure du mini-caisson peut être adapté au comportement des deux satellites dans le grave. Le commutateur de phase permet ensuite de choisir entre un signal d'entrée en phase et un signal qui ne l'est pas. Il est intéressant d'expérimenter un peu avec ces différentes possibilités de configuration. La position du commutateur de phase permettant d'obtenir l'image stéréo optimale, dépend aussi de la disposition relative du mini-caisson et de ses satellites. Expérimentez tout votre soûl !

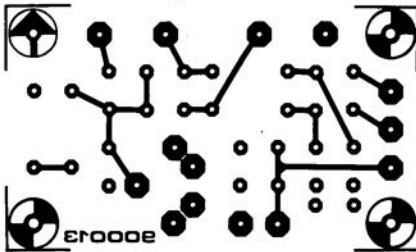
Ceci termine le paragraphe concernant l'utilisation et la mise au point du mini-caisson de graves.

En guise de conclusion de cet article, un dernier conseil: si les mouvements du *woofer* dépassent 1 cm crête à crête, il est fortement recommandé de diminuer "légèrement" le volume. Lorsque vous aurez fait la constatation d'une excursion de cette taille, il n'est pas trop tard, mais il est fort probable que vos voisins vous aient déjà fait part de leurs idées bien arrêtées sur les caractéristiques, qualitatives ou non, de votre installation audio. ■

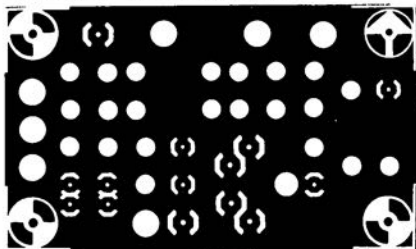
# SERVICE

En raison du manque de place, de la complexité du dessin des pistes, des risques en cas de réalisation imparfaite et de la taille de certaines des platines, nous ne vous proposons pas ici la représentation des dessins des pistes de la carte multi-fonction pour PC, du générateur de fonction à  $\mu P$  et du bus des entrées de "The Complet". Ceux d'entre nos lecteurs ayant déjà tenté la réalisation-maison d'une carte double face à trous métallisés encartable dans un PC et eu à faire face à des problèmes avec leur ordinateur comprendront notre circonspection...

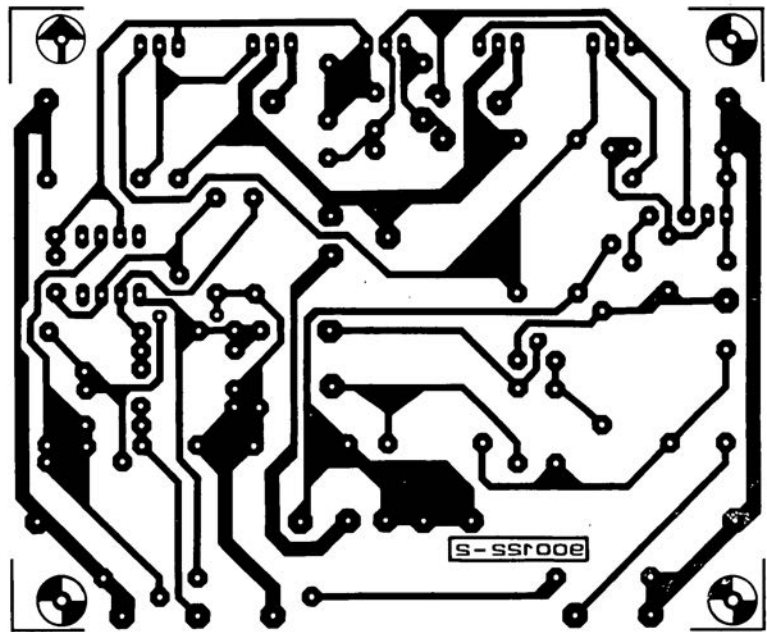
TOS-mètre: côté pistes



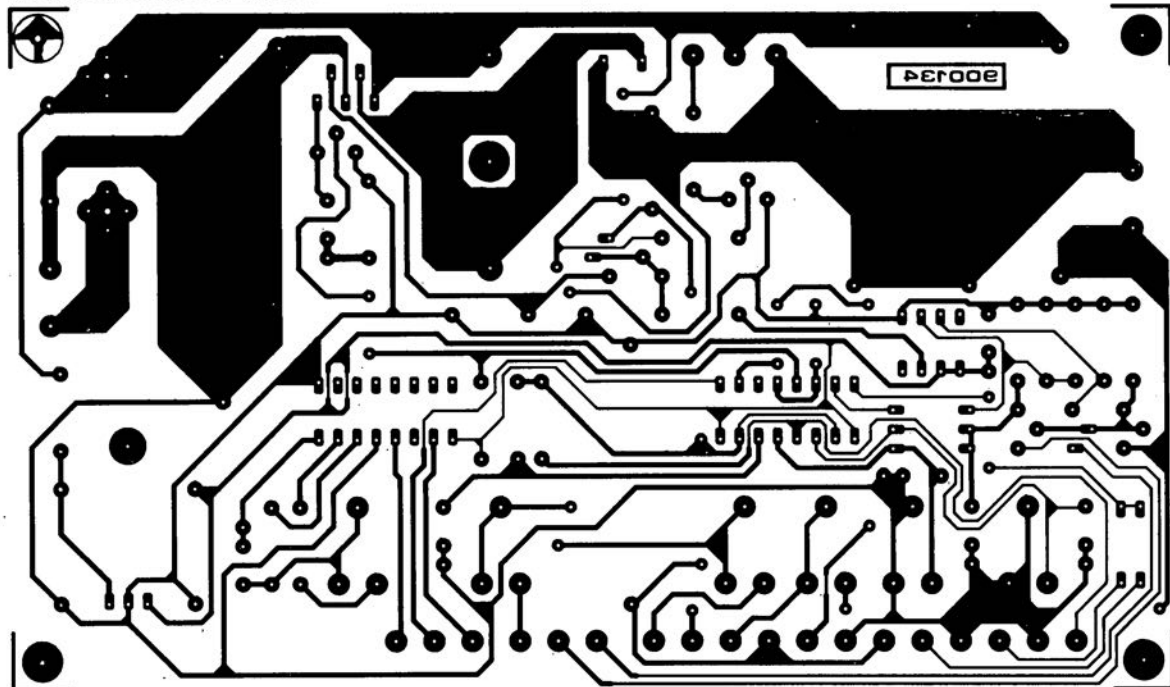
TOS-mètre: côté composants



filtre actif pour caisson de graves: étage de puissance



chargeur d'accus CdNi universel



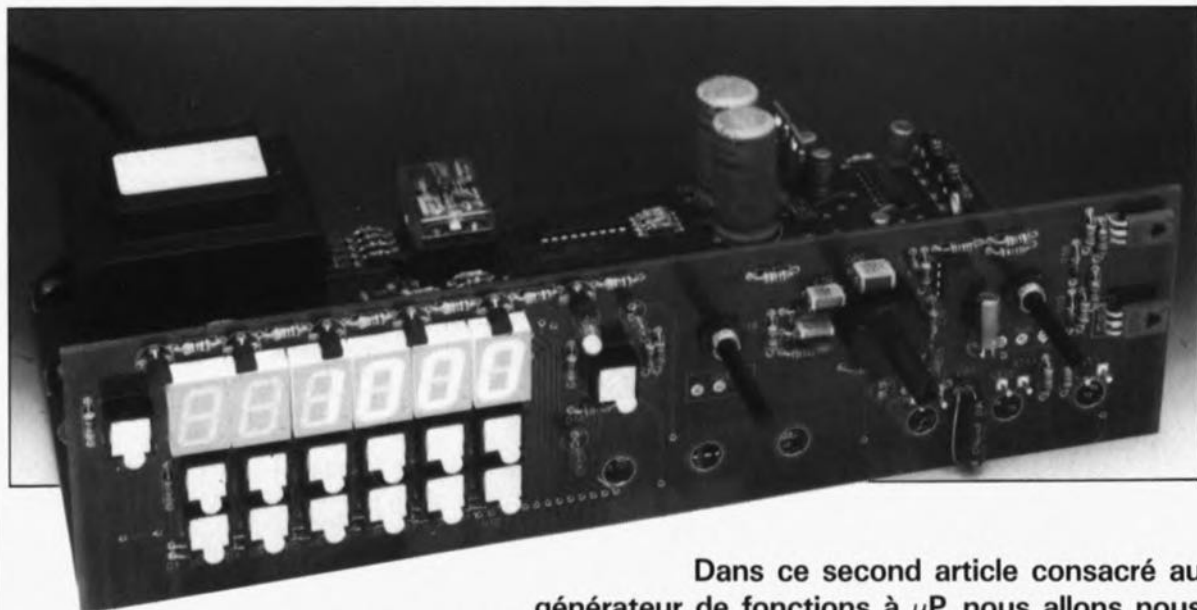


# générateur de fonctions à $\mu P$

GF 7001

2<sup>e</sup> partie:  
réalisation  
et  
étalonnage

Voici ce que vous devriez voir apparaître sur l'affichage de votre générateur de fonctions à  $\mu P$  lors de la première mise sous tension, à condition bien entendu que tout se passe comme prévu. Les LED ne seront mises en place qu'à la fin du processus d'adaptation platines + face avant dans le coffret.



Dans ce second article consacré au générateur de fonctions à  $\mu P$ , nous allons nous intéresser dans le détail aux aspects réalisation et mise en oeuvre de ce générateur de fonctions à commande numérique et piloté par quartz.

## La réalisation

La construction de ce générateur de fonctions au prix de revient fort intéressant est, vues les possibilités offertes, relativement simple. La totalité des composants prend place sur deux platines double face à trous métallisés de sorte qu'ils n'y sont pas trop à l'étroit. L'approche double face a permis d'éviter l'utilisation du moindre pont de câblage.

L'alimentation du montage se fait par l'intermédiaire d'un transformateur-secteur moulé, à cordon et fusible intégrés; de cette manière l'utilisateur ne court plus le moindre risque lors de la manipulation du montage. En effet, seules les connexions basse-tension du secondaire, qui véhiculent une tension inoffensive et sont de plus isolées galvaniquement du secteur, sont reliées électriquement à la platine principale. Une solution tout à la fois élégante et futuriste.

Avant que vous ne vous lanciez dans la réalisation de ce montage nous ne

pouvons que vous recommander instamment de lire d'un bout à l'autre les deux articles consacrés à ce montage et de ne pas vous laisser dominer par votre désir irrésistible de terminer rapidement ce montage; c'est en effet son assemblage qui en constitue le point le plus délicat. Cette lecture vous familiarisera avec l'appareil et ses possibilités. Après cet avertissement, il est temps de nous pencher sur la réalisation proprement dite.

L'implantation des composants sur la platine principale et la platine de l'affichage se fera comme d'habitude en respectant la sérigraphie de l'implantation des composants. À la fin de la description générale nous examinerons les spécificités de chacune des platines avant de passer à l'assemblage final.

L'implantation commencera par la mise en place des composants de petite taille, résistances, condensateurs, diodes et circuits intégrés en veillant à la polarité de ces deux

dernières catégories de composants. Comme nous sommes en présence d'un circuit imprimé à double face il suffit d'effectuer les soudures côté pistes. Voyons maintenant les caractéristiques particulières de chacune des platines:

### 1. La platine principale

La mise en place des transistors FET T20 à T22 appelle une remarque. Après avoir replié leurs 4 broches vers le bas, avec toutes les précautions qui s'imposent, en veillant à ce que l'indication de type soit visible d'en haut, on plante ces transistors aux emplacements prévus (voir photo de la platine principale). Après avoir mis en place tous les composants, exception faite du transformateur-secteur, en respectant la sérigraphie, il reste bien entendu à monter le transformateur. Les connexions du 220 V (ou faudrait-il dire 230 V) du transformateur moulé sont reliées directement à un câble doté d'une fiche secteur. Les secondaires du transformateur 2x15 V/0,3 A et 1x8 V/0,5 A, son

directement accessibles via les picots correspondants. On positionnera le transformateur de manière à ce que ses broches tombent dans les orifices prévus à cette intention; le câble d'alimentation fait alors face à l'arrière de la platine. À l'aide de 4 vis M3x6 mm et de 4 écrous on fixe mécaniquement le transformateur en place. Ceci fait on peut effectuer la soudure des 6 connexions du transformateur.

## 2. La platine de l'affichage

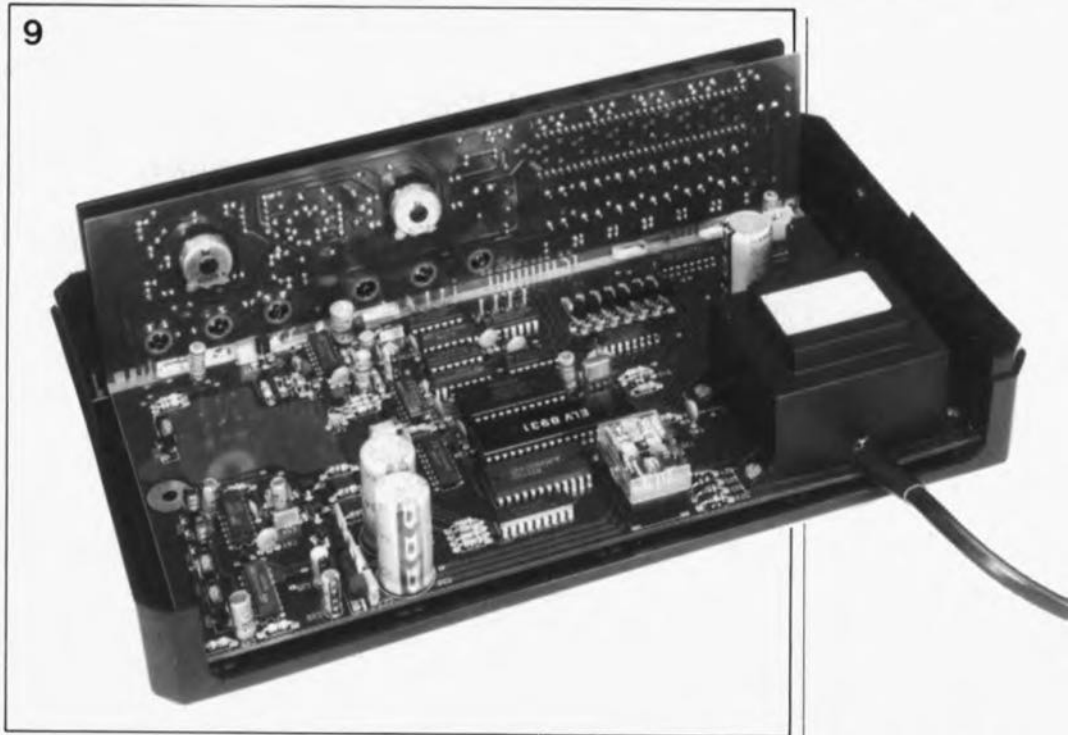
La seule pratique inhabituelle dans la réalisation de cette platine se trouve dans le positionnement des deux potentiomètres R46 et R59. On commence par replier les trois broches de ces composants vers l'avant. On introduit ensuite l'axe de chacun de ces deux composants, par l'arrière de la platine, dans les orifices prévus. On guide les broches de manière à ce qu'elles entrent dans les trous percés situés en regard de l'orifice principal. On enfle l'écrou sur l'axe côté composants et on le serre sur le filetage pour assurer une fixation mécanique solide du potentiomètre. On procède ensuite à la soudure des 3 connexions de ce composant. On peut maintenant raccourcir les axes à une longueur de quelque 20 mm mesurés par rapport à la surface de la platine.

Le condensateur C22 est un condensateur bipolaire; ceci signifie donc qu'il n'a pas de polarité spécifique. Il faudra le coucher sur la platine de manière à ce qu'il ne constitue pas d'obstacle lors du positionnement de la face avant. Le condensateur non identifié placé à proximité immédiate de C22 est C44.

Attention, lors de la mise en place des transistors T1 à T6, à ce qu'ils ne dépassent pas le plan défini par les afficheurs. De même, on n'implantera les LED D14, D16 et D17 qu'une fois que l'on aura terminé l'assemblage, que l'on aura positionné la face avant sur l'ensemble et que l'on aura mis le tout dans la coquille inférieure du boîtier.

Il est temps maintenant d'effectuer l'assemblage des deux platines l'une sur l'autre. Pour ce faire la platine de l'affichage est positionnée à l'équerre par rapport à la platine principale en veillant à ce qu'elle déborde de 1,5 mm vers le bas par rapport à la platine de base. On commence par souder les deux paires de "pastilles" de soudure extrêmes présentes sur le côté pistes des deux platines, ceci de façon à trouver le bon positionnement des deux platines l'une par

9



rapport à l'autre. Attention à ne pas devoir faire trop d'opérations soudure-désoudure, les surfaces métallisées sont fragiles. Lorsque l'on a trouvé la bonne position, que l'on vérifiera par la mise en place de l'ensemble dans la moitié inférieure du boîtier, on pourra effectuer la soudure des différentes surfaces placées en regard l'une de l'autre.

Attention à ne pas faire de pâtes (court-circuit) entre deux pistes adjacentes. On vérifiera que les soudures effectuées assurent un bon contact électrique entre les deux pistes concernées. On pourra ensuite effectuer les soudures similaires entre les surfaces prévues à cet effet côté composants de la platine principale et côté pistes de la platine d'affichage. Attention à ne pas abîmer de composant, condensateur en particulier, lors de cette opération. Remarquons que cette seconde série de soudures n'est pas nécessaire du point de vue électrique, mais qu'elle sert uniquement à assurer la solidité mécanique de la fixation des deux platines.

## 3. La face avant

On dote ensuite la face avant de 6 embases BNC fixées par l'arrière à l'aide de l'écrou classique après y avoir glissé un oeillet de mise à la masse. On orientera les embases de manière à ce que les ergots soient bien horizontaux. Du point de vue électrique cela n'a bien entendu pas d'importance, mais si l'on veut que cet appareil ait l'aspect professionnel qu'il mérite... Chacun des oeillets enfilés sur l'arrière des embases BNC est doté d'un petit morceau de fil de câblage souple

d'une longueur de quelque 35 mm pour les 3 embases de gauche et de 25 mm environ pour les 3 embases de droite.

Les bornes centrales des embases sont dotées de morceaux de fil de cuivre argenté de 30 et 20 mm de longueur respectivement. Ceci fait, on place la face avant devant la platine de l'affichage en faisant passer les fils de connexion dans les orifices prévus, tombant en face des embases.

L'assemblage ainsi constitué est positionné dans la coquille inférieure du boîtier. La face avant est glissée dans les gorges prévues à cet effet et les deux orifices de fixation de la platine principale sont positionnés en regard des trous percés dans le boîtier. La platine principale repose ainsi à plat sur le fond de la coquille sans qu'il ne soit nécessaire de prévoir de support additionnel. L'assemblage des deux coquilles du boîtier avec les faces avant et arrière n'appelle pas de remarque particulière. Il restera à mettre en place les boulons et écrous de fixation de l'ensemble.

Cependant, avant d'en arriver là, il faudra interconnecter les trois points de masse des embases BNC des sorties TTL à la platine de base par l'intermédiaire des fils de liaison souples. La connexion de masse de l'embase BNC gauche est reliée au picot **ST1**, le point de masse situé immédiatement à côté l'est au picot **ST3**, le troisième point de masse étant relié au picot **ST5**. Les morceaux de fil de cuivre argenté soudés aux bornes centrales de ces

**Figure 9. Vue plongeante par l'arrière dans le générateur de fonctions à µP. Les embases n'ont pas encore été reliées aux picots de la platine principale.**

embases, les lignes de signal, sont reliés respectivement aux picots **ST2** (embase gauche), **ST4** (embase centrale) et **ST6** (embase TTL droite).

Les 3 embases BNC des sorties sinus/triangle sont connectées au dos de la platine de l'affichage. Les connexions de masse sont reliées aux points **ST8**, **ST10** et **ST12** respectivement (de la gauche vers la droite) les lignes de signal l'étant aux points **ST7**, **ST9** et **ST11** (à nouveau de la gauche vers la droite).

Après avoir effectué l'étalonnage selon la procédure décrite dans le paragraphe à venir, on pourra mettre en place la face arrière, après l'avoir dotée d'une découpe en forme de U destinée au passage du câble-secteur, dans les gorges prévues. Il ne restera plus ensuite qu'à disposer la coquille supérieure sur le reste du montage et à mettre en place les boulons et écrous de fixation de l'ensemble (écrous dans les gorges de la demi-coquille supérieure, vis par le bas, ceci de façon à pouvoir procéder à un démontage de l'ensemble le cas échéant, sans avoir à abîmer les enjoliveurs plastiques placés dans les gorges du sommet du boîtier).

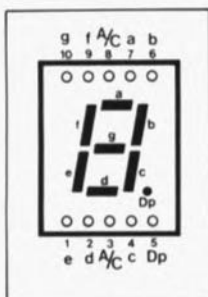
### Étalonnage et mise en service

Après avoir vérifié une dernière fois la qualité de sa réalisation, on pourra faire le grand saut de la première mise sous tension. Avant ce pas décisif, on connecte la ligne de masse d'un multimètre à un point du montage relié à la masse, tel que par exemple la partie métallique du régulateur intégré fournissant le +15 V, IC19.

Dès le branchement de la fiche dans une prise secteur alimentée, il faudra procéder à la mesure des tensions d'alimentation. Pour ce faire, on positionne la sonde positive du multimètre aux points indiqués et on vérifie la présence des niveaux de tension donnés à leur suite:

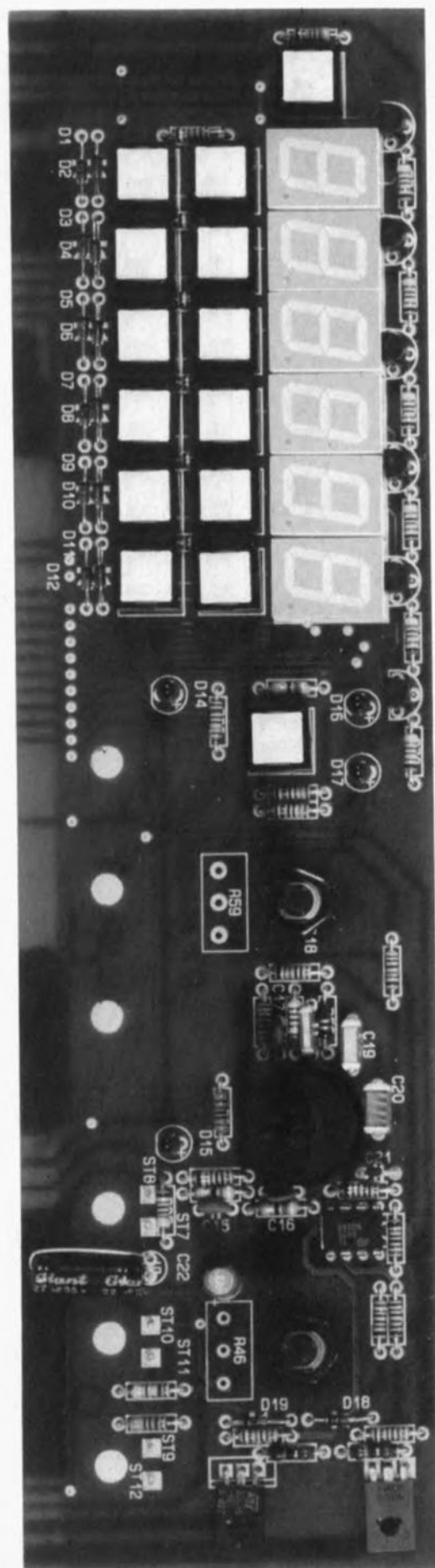
1. Broche 1 de IC19: de +20 à +27 V,
2. Broche 3 de IC19: de +14,4 à +15,6 V,
3. Broche 2 de IC20: de -20 à -27 V,
4. Broche 3 de IC20: de -14,4 à -15,6 V,
5. Broche 1 de IC21: de +9 à +13 V,
6. Broche 3 de IC21: de +4,75 à +5,25 V,
7. Broche 8 de IC18: de +14,4 à +15,6 V,
8. Broche 4 de IC18: de -14,4 à -15,6 V,
9. Broche 3 de IC18: de +7,5 à

10

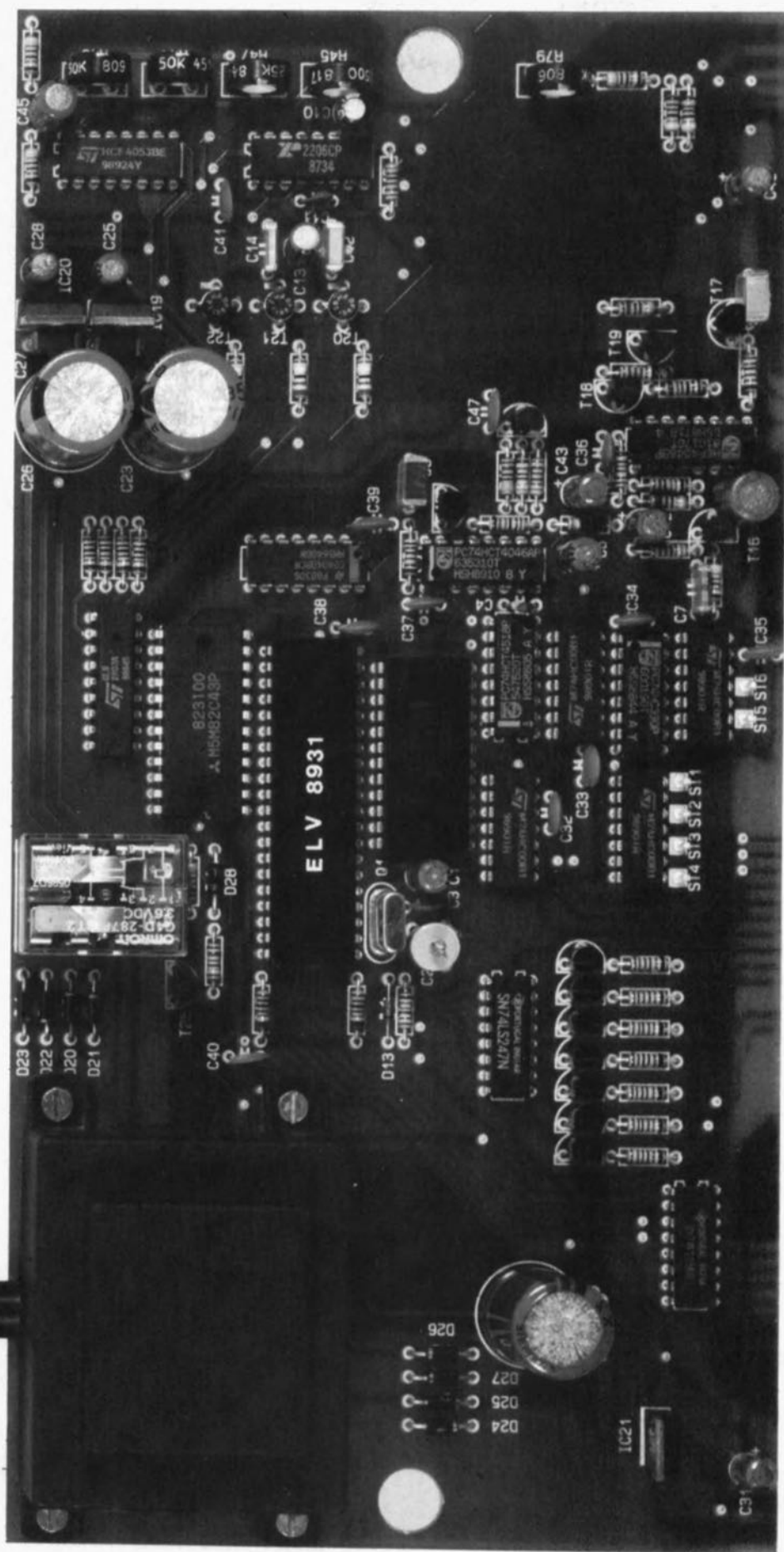


**Brochage de l'afficheur à 7 segments à LED, DJ700A.** Ceci vous permettra d'identifier plus facilement la source d'un éventuel non-fonctionnement d'un segment.

**Figure 10.** Vue d'un exemplaire terminé de la platine de l'affichage. Il peut devoir être nécessaire de coucher le condensateur C44 vers le haut si l'on veut éviter qu'il ne constitue une gêne.







**Figure 11.** Vue d'une platine centrale dotée de tous ses composants. On notera la position des FET T20 à T22. Les régulateurs n'ont pas besoin de radiateur.

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

**Liste des composants**

**Résistances:**

R1 à R6, R31, R32 = 1 k $\Omega$   
R7 à R13, R63 = 100  $\Omega$   
R14, R23, R29, R57, R58 = 100 k $\Omega$   
R15, R52, R53, R70 à R76, R81, R82 = 4k $\Omega$ 7  
R16, R17, R33, R39 à R42, R61, R84 = 10 k $\Omega$   
R18, R68 = 560  $\Omega$   
R19 = 56 k $\Omega$   
R20, R26, R48 = 12 k $\Omega$   
R21, R27, R60, R62 = 22 k $\Omega$   
R22, R36, R38 = 150  $\Omega$   
R24 = 3k $\Omega$ 9  
R25, R35, R77, R78, R80 = 47 k $\Omega$   
R28 = 330  $\Omega$   
R30 = 680  $\Omega$   
R34 = 470  $\Omega$ \*  
R37 = 1k $\Omega$ 5  
R43, R44 = ajust. 50 k $\Omega$  vertical  
R45 = ajust. 500  $\Omega$  vertical  
R46 = pot. 100 k $\Omega$  4 mm  
R47 = ajust. 25 k $\Omega$  vertical  
R49 à R51 = ajust. 390 k $\Omega$  vertical  
R54 = 270  $\Omega$   
R55 = 22  $\Omega$   
R56 = 2 $\Omega$ 2  
R59 = pot. 10 k $\Omega$  4 mm  
R64, R65 = 3k $\Omega$ 3  
R66, R67 = 18  $\Omega$   
R69, R83 = 47  $\Omega$   
R79 = ajust. 10 k $\Omega$  vertical

**Condensateurs:**

C1, C6, C25, C28, C31, C42, C44 = 10  $\mu$ F/16 V  
C2 = ajust. 1-40 pF  
C3 = 56 pF  
C4 = 12 pF  
C5, C8, C20 = 100 nF  
C7 = 1 nF  
C9 = 100  $\mu$ F/16 V  
C10 = 2 $\mu$ F/16 V  
C11, C17 = 330 pF  
C12, C19, C24, C27, C29 = 47 nF  
C13, C43 = 1  $\mu$ F/16 V  
C14, C18 = 4nF7  
C15, C16 = 22 pF  
C21 = 4pF7

-7,5 V environ, ajustable par action sur R59.

Si les tensions relevées correspondent aux valeurs indiquées, il est temps de se mettre à l'étalonnage du GF 7001.

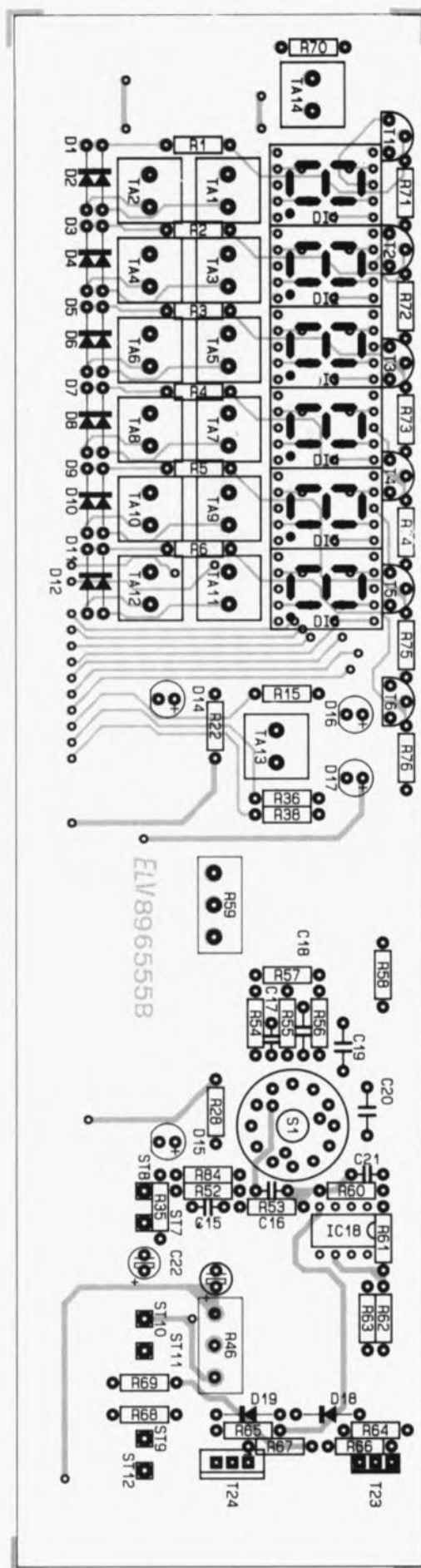
Si au contraire les mesures ne sont pas satisfaisantes, il faudra immédiatement couper l'alimentation du montage pour éviter la destruction de certains composants fragiles. Il faudra alors procéder à une vérification additionnelle du positionnement des composants, se mettre à la recherche d'une éventuelle micro-coupure de piste (les métallisations sont des points fragiles de ce genre de réalisations).

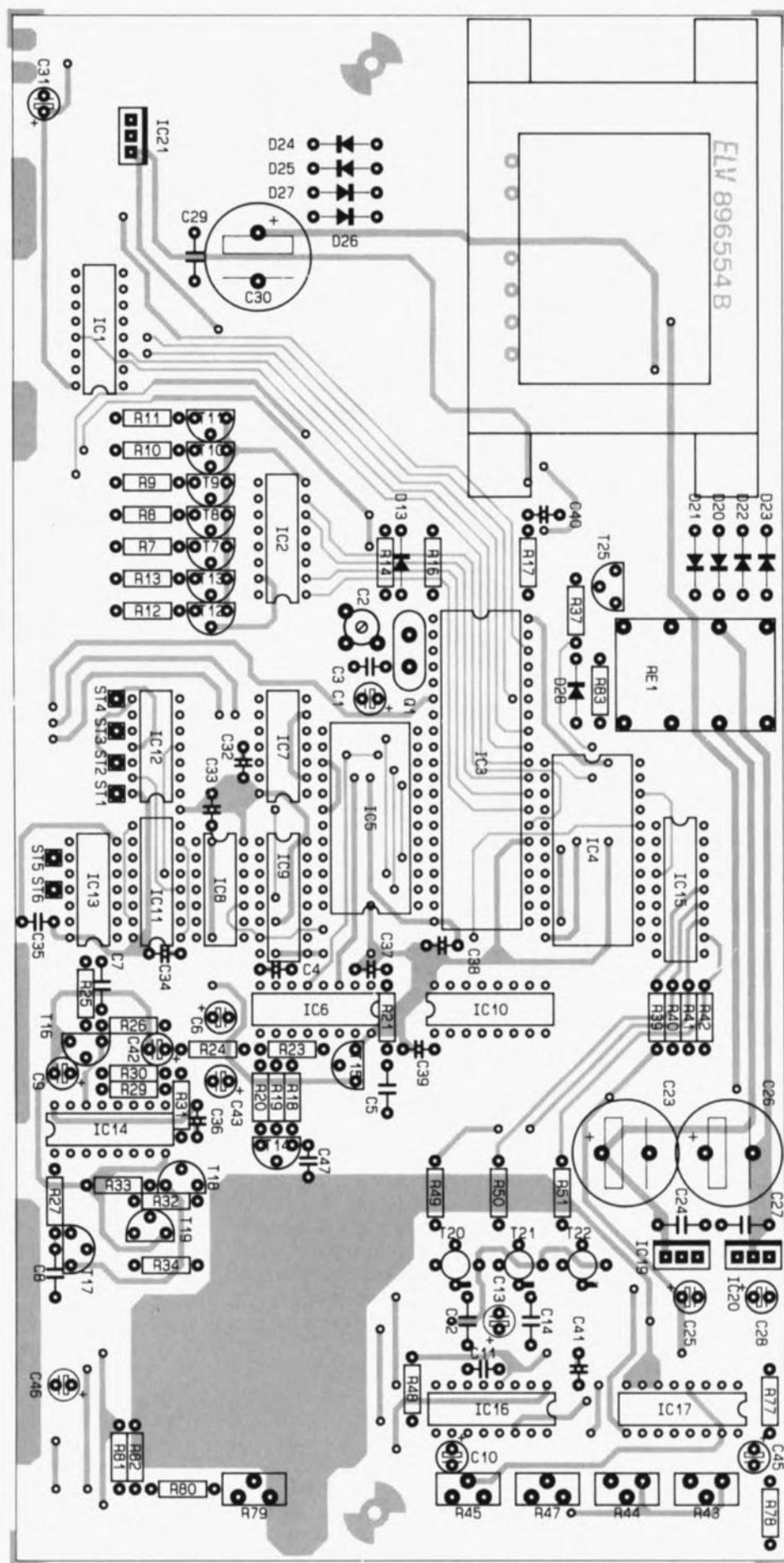
Un exemple: supposons que le segment c de l'afficheur DI3 ne s'illumine pas. Avant de s'arracher les cheveux et de détruire l'afficheur concerné lors d'une tentative d'extraction malheureuse, il faudra commencer par s'assurer que c'est bien l'afficheur qui est en cause. On vérifiera, par une simple connexion de la broche 4 de DI3, puisque c'est elle qui alimente le segment concerné, à l'une des broches quelconques alimentant d'autres segments, la broche 6 par exemple (segment b), que le problème n'est pas dû au segment; celui-ci devrait alors s'illuminer lorsque le segment b sur lequel il est mis en parallèle s'illumine. Si tel est le cas, il est probable que l'on se trouve en présence d'une micro-coupure à laquelle on pourra remédier par la mise en place d'une petite liaison effectuée à l'aide de fil de cuivre émaillé soudé entre les points correspondants.

Les yeux d'aigles de certains de nos lecteurs auront peut-être décelé une telle "réparation" sur la photo de la figure 9.

Pour pouvoir tirer parti ultérieurement de toutes les possibilités offertes par cet appareil il faut en effectuer un étalonnage soigné. Cette opération n'est pas d'une grande complexité et peut être effectuée à l'aide de moyens classiques. L'instrument le plus important est ici un multimètre. D'autres appareils, tels que fréquencemètre, oscilloscope et distorsiomètre (instrument de mesure du taux de distorsion) pour l'optimisation du facteur de distorsion de la courbe sinusoïdale, bien que n'étant pas indispensables, peuvent constituer de précieux auxiliaires.

Dès après la mise sous tension de l'appareil, on devrait le voir afficher une fréquence de 1000 [Hz] et se mettre en mode "sinus". On restera





C22 = 22  $\mu$ F bipolaire  
 C23, C26 =  
 1 000  $\mu$ F/40 V  
 C30 = 2 200  $\mu$ F/16 V  
 C32 à C41 = 22 nF  
 céramique  
 C45 = 47  $\mu$ F/16 V  
 C46 = 22  $\mu$ F/16 V  
 C47 = 270 pF

#### Semi-conducteurs:

D1 à D13, D18, D19  
 = 1N4148  
 D14 à D17 = LED  
 3 mm  
 D20 à D28 = 1N4001  
 DI1 à DI6 = DJ700A,  
 afficheur 7 segments  
 T1 à T6 = BC327  
 T7 à T13, T15, T17 =  
 BC558  
 T14, T16, T18, T19,  
 T25 = BC546  
 T20 à T22 = BF981  
 T23 = BD135  
 T24 = BD136  
 IC1 = 74156  
 IC2 = 74LS247  
 IC3 = 8749H  
 programmé ELV8931  
 IC4 = 82C43  
 IC5 = 82C54  
 IC6 = 74HCT4046  
 IC7, IC8, IC12, IC13  
 = 74HC00\*  
 IC9 = 74HC4518\*  
 IC10 = 74CD4040\*  
 IC11 = 74HC390\*  
 IC14 = CD4046  
 IC15 = ULN2803  
 (Sprague)  
 IC16 = XR2206 (Exar)  
 IC17 = CD4053  
 IC18 = TL082  
 IC19 = 7815  
 IC20 = 7915  
 IC21 = 7805

\* Attention autres  
 caractéristiques que  
 sur les schémas

#### Divers:

Q1 = quartz  
 6,144 MHz  
 TA1 à TA14 =  
 bouton-poussoir  
 S1 = commutateur  
 rotatif  
 3 circuits/4 positions  
 RE1 = relais 3V6  
 Omron  
 Tr1 = transfo secteur  
 230 V, 14 VA,  
 secondaire  
 2 x 15 V/0,3 A +  
 1 x 8 V/0,5 A  
 4 vis M3x6 mm  
 4 écrous M3  
 6 picots 1,3 mm

**Figure 13. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la platine centrale. Attention au positionnement du relais RE1.**



Figure 14. Nous approchons de la fin de la réalisation: il ne reste plus qu'à raccourcir les axes des potentiomètres à la taille convenable.

dans ces conditions pour les mesures et réglages à venir. L'ajustable de niveau CC, R59, est positionné de manière à ce que les sorties couplées en continu (50 et 600  $\Omega$ ) ne présentent pas de composante continue, ce qui signifie que la courbe de sortie doit être symétrique par rapport au point zéro. Ce réglage pourra se faire à l'aide d'un multimètre. La tension mesurée à la broche 3 de IC18 doit être, en référence à la masse du montage, de 0 V. Une éventuelle dérive sera neutralisée par action sur l'ajustable R59. Une fois la position correcte de R59 trouvée, on ne touchera plus au réglage pour la suite de l'étalonnage de manière à ce que, même aux amplitudes de sortie importantes, l'étage de sortie travaille dans son domaine linéaire.

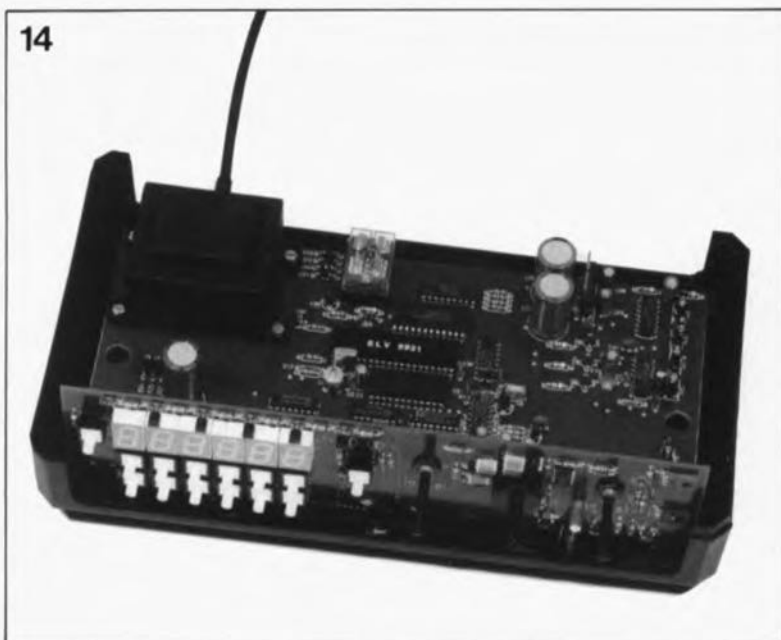
On passe ensuite le multimètre en calibre "tension alternative" et on le connecte à la sortie CA du GF 7001 (ligne "négative" au corps métallique de l'embase BNC, sonde "positive" à la borne centrale de cette embase, l'âme). Un oscilloscope branché à la sortie 50  $\Omega$  ferait maintenant bien l'affaire. Si le multimètre positionné en calibre tension alternative n'est pas en mesure de traiter des fréquences de 1 kHz, on pourra abaisser la fréquence jusqu'à 50 Hz, pour la mesure de la tension de sortie du GF 7001.

L'étape suivante du réglage consiste à mettre l'atténuateur "atténuation" en position "0 dB" et la commande d'amplitude "Amplitude" à son maximum, c'est-à-dire à la tourner à fond vers la droite.

L'ajustable R43 sert au réglage de la taille de la tension de sortie en fonction "sinus". Par son intermédiaire, nous allons ajuster la tension de sortie à 7,07 V<sub>eff</sub>, valeur qui correspond à une tension de crête de 20 V<sub>cc</sub>. Un éventuel oscilloscope permettra de vérifier le réglage.

Nous allons poursuivre par l'optimisation du facteur de distorsion. Si l'on a pas à sa disposition d'appareillage additionnel, on mettra tout simplement l'ajustable R45 en position médiane. Un oscilloscope permettra un réglage plus facile. Le réglage du facteur de distorsion se fera bien entendu le plus aisément à l'aide d'un distorsiomètre, instrument servant, comme l'indique son nom, à mesurer le taux de distorsion. Par action sur R45, on recherchera le taux de distorsion le plus faible.

L'ajustable R47 sert lui aussi à l'optimisation du facteur de distorsion. En



partant d'une position médiane de cet ajustable, on cherchera par approximations successives et par variations faibles, le facteur de distorsion le plus faible. Le processus de réglage est le suivant: on commence par rechercher le taux de distorsion le plus faible par action sur R45 et on effectue ensuite une optimisation de ce réglage par modification de la position de R47, processus qu'il faudra répéter à plusieurs reprises, 2 à 3 fois, sachant que ces deux réglages s'auto-influencent. Si l'on ne dispose pas d'un distorsiomètre, on mettra l'ajustable R47 en position médiane.

L'étape suivante consiste à tourner la commande d'amplitude, R46, à fond vers la gauche, dans le sens anti-horaire donc et, par action sur l'ajustable R79, à régler la tension de sortie pour qu'elle soit aussi près que possible de 0 V. Lorsque l'on a réussi ce réglage, on pourra remettre la commande d'amplitude R46 sur sa position correspondant à l'amplitude maximale.

Il reste, pour terminer, à peaufiner le réglage de R43 pour la définition de la tension de sortie maximale (à savoir 20 V<sub>cc</sub>); on utilisera le processus de réglage décrit un peu plus haut.

La définition de la tension maximale en mode "triangle" constitue l'étape de réglage suivante. Il faudra, tout d'abord, actionner la touche de commande ("Sinus/Triangle") pour se retrouver en mode triangle (LED triangle allumée). Par action sur l'ajustable R44, on amène la tension de sortie à une valeur de crête de 20 V<sub>cc</sub>. Si l'on a pas d'oscilloscope à portée de main, on fera appel à un

multimètre placé en calibre "tension alternative" qui devra alors indiquer 7,07 V, si tant est qu'il s'agisse d'un instrument à redresseur effectuant un redressement de la valeur de crête. Si le multimètre utilisé est doté d'un véritable redressement de valeur efficace, l'affichage devrait indiquer 6,37 V pour une tension de sortie réelle de 20 V<sub>cc</sub>. Ce comportement varie en fonction du type du multimètre utilisé et repose sur la différence mathématique entre les valeurs efficace et de crête des fonctions "sinus" et "triangle". L'important, lors du réglage du GF 7001 est que la tension de sortie de crête soit de 20 V<sub>cc</sub>.

Pour les plus perfectionnistes d'entre vous il reste à vérifier, en s'aidant d'un fréquencemètre, la valeur de la fréquence du signal de sortie, élément que l'on pourra ajuster en jouant sur la position du condensateur ajustable C2. Il est souhaitable, lors de ce réglage, de choisir une fréquence aussi élevée que possible, c'est-à-dire de l'ordre de 200 kHz, pour pouvoir tirer parti de la résolution élevée du fréquencemètre utilisé.

Ceci termine l'étalonnage du générateur de fonctions à  $\mu$ P GF 7001. Après sa mise en boîtier, on pourra enfin mettre à profit les avantages d'un générateur de fonctions doté d'une indication de la fréquence du signal de sortie.

Nous sommes certains que vous venez de réaliser ici l'un de vos instruments de mesure les plus prestigieux et aussi l'un des plus utiles. ■

# mini-récepteur PO

à alimentation par cellule solaire

M.S. Dhingra

Il s'agit ici d'un récepteur Petites Ondes miniature, alimenté par cellule solaire. Au cœur de ce montage, un unique circuit intégré, le ZN414Z de Ferranti. Sa compacité est l'atout majeur de ce montage que l'on pourra monter facilement sur une casquette ou une visière pare-soleil.

Bien que le ZN414Z ressemble à un transistor ordinaire en boîtier TO-92 (voir en marge), ce composant intègre un nombre impressionnant de choses: un amplificateur large bande à trois étages et à impédance d'entrée extrêmement élevée, un circuit démodulateur et un circuit de commande automatique de gain (**AGC** = **A**utomatic **G**ain **C**ontrol, CAG de ce côté-ci de la Manche). Ses dimensions très modestes, son haut degré d'intégration ainsi que sa consommation ridiculement faible, font du ZN414Z le composant idéal pour la réalisation d'un récepteur radio MA (modulation d'amplitude) miniature à la sensibilité et sélectivité plus qu'acceptables.

## L'électronique

Dans le schéma d'application de la figure 2 on voit que le ZN414Z est doté en aval d'un amplificateur audio, constitué par les transistors T1 et T2; ce double étage amplifie le signal démodulé en provenance de la broche 1 du circuit intégré de façon à ce qu'il ait un niveau suffisant pour attaquer un casque d'écoute. Le signal BF est capté par la bobine L1, un bâtonnet de ferrite doté de ses bobines d'origine, récupéré sur un vieux poste radio MA à transistors par exemple. L'inductance L1 est accordée à l'aide d'un condensateur variable de 500 pF, C4. Comme l'impédance d'entrée du ZN414Z est de l'ordre de 4 M $\Omega$ , le circuit d'accord est peu chargé, ce qui lui confère une sélectivité suffisante. Pour obtenir le gain requis, il nous a fallu donner à la résistance R3 une valeur différente de celle recommandée par le fabricant, valeur que l'on retrouve dans le synoptique de la figure 1. La résistance R1 et les diodes D1 et D2 abaissent la tension fournie par la cellule solaire à 1,3 V environ, niveau convenant à l'alimentation du circuit intégré. Le condensateur C1 fait office de tampon. La cellule solaire à utiliser doit fournir un courant de 20 mA sous une tension de 3 V.

Le signal de sortie du ZN414Z

attaque, à travers le condensateur de couplage C2, un circuit de transistors montés en darlington, T1 et T2. Le casque, pris entre les collecteurs et le pôle positif de la cellule solaire, devrait avoir une impédance de 50  $\Omega$  au minimum. Avec notre prototype nous avons utilisé un haut-parleur miniature de 100  $\Omega$  récupéré sur un téléphone moderne. Il est également possible de brancher sur ce circuit un casque à haute impédance, du type de ceux fournis avec les fameux baladeurs "Walkman".

## La réalisation

Le circuit est si petit que son montage se fera aisément sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles de dimensions à peine supérieures à celles d'un timbre-poste. Il est évident que si l'on veut pouvoir intégrer l'ensemble dans un coffret miniature, une boîte d'allumettes par

exemple, il faudra faire appel à des composants miniatures.

Vérifiez minutieusement le brochage du ZN414Z avant de le souder en place. Référez-vous à cet effet au brochage donné dans le schéma électronique (figure 2). On peut monter les transistors T1 et T2 face à face. Il est recommandé, pour des raisons d'encombrement, d'utiliser un condensateur au mylar pour C1. La compacité de ce genre de condensateur est de loin supérieure à celles des condensateurs au polyester. Les dimensions finales du récepteur dépendent pour une grande part de la taille du condensateur d'accord C4.

La cellule solaire se colle simplement contre l'une des faces du boîtier utilisé.

Pour mettre le récepteur hors-fonction il suffit dans ce cas de le retourner purement ou simplement soit encore de recouvrir la cellule solaire.

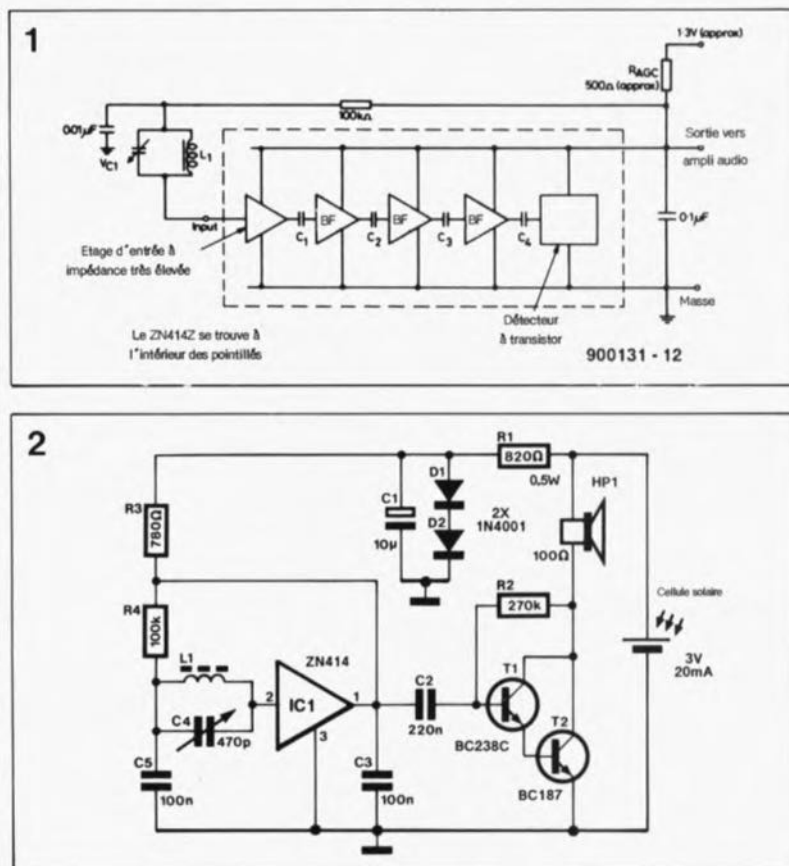
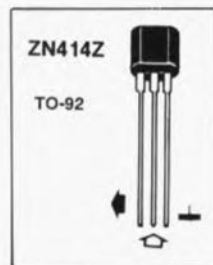


Figure 1. Le synoptique du circuit intégré pour récepteur MA, le ZN414Z de Ferranti.



Brochage du ZN414Z

Figure 2. L'électronique simplissime du récepteur radio MA miniature alimenté par cellule solaire.