

n° 200 – février 1995

# ELEKTOR

**l'électronique créative**

**décodeur «surround-sound»**

**Grand Concours:  
Elektor fête son  
n° 200**

**réactualisez  
votre TV stéréo**

**multiplexeur MIDI**

**X88C64 SLIC**

**une EEPROM à auto-chargement**

**gradateur pour  
éclairage halogène**

**en point de mire:  
la CAO sur PC**

mensuel 180 FB 8,20 FS

ELEKTOR

M 1531 - 200 - 25,00 F





# SOMMAIRE

n° 200  
février 1995

Nous y voilà ! ce fameux numéro 200. Nous avons fait de notre mieux pour lui donner un air de fête en organisant, avec l'aide précieuse de nombreux annonceurs, un concours doté de plus de 50 000 FF de prix. Bonne chance. Nous vous proposons également de réaliser l'un ou l'autre montage quittant les chemins battus de l'électronique amateur, tel que, notre montage-phare, le décodeur de surround sound. Vous nous en direz des nouvelles. La CAO vous intéresse enfin... Examinez donc les recopies d'écran de l'article consacré au sujet. Prenez le temps de découvrir le reste... Sur ou n° 300.

## INFORMATIONS

### Intérêt général

- 17 les systèmes de CAO sur PC**  
de l'idée à la platine en passant par le schéma
- 26 BP59, le courrier des lecteurs**  
(suite en page 74)
- 44 GRAND CONCOURS ELEKTOR-200**
- 72 Logiciels : WinBoard V.1.11**

## RÉALISATIONS

### Domestique

- 27 pendule murale à LED** P.Hogenkamp  
où l'analogique et le numérique se rejoignent
- 47 gradateur pour éclairage halogène**  
régulateur à triac éprouvé d'une astuce

### Mesure & test

- 32 étalon de fréquence** kit ELV
- 66 distorsiomètre d'harmoniques**  
visualisation sur oscilloscope des harmoniques

### Audio & musique

- 38 central de commutation MIDI**  
établissez, d'un doigt d'un seul, les connexions requises  
entre jusqu'à quatre appareils projet : P. Rigaiil
- 56 décodeur SURROUND**  
se branche sur tout téléviseur stéréo D. Laues

### Micro-informatique

- 50 X88C64 SLIC, EEPROM à auto-chargement**  
où programmer devient encore plus simple

### HF & radio

- 64 VA-mètre pour installations satellite**  
détecteur d'erreur pour alimentation de LNC G. Kleine

Les codes P.O.S.T. (III)  
COMPAQ

Information  
générale 59

infocarte 262

ELEKTOR

COMPAQ

(il y en a 200 et non pas en 80h)  
00 : Initialize flags, MSW, IDTLN  
01 : Read manufacturing jumper  
02 : 8042 received read command  
03 : No response from 8042  
04 : Look for manufacturing ROM at E0000  
05 : Look for manufacturing ROM at C8000  
06 : No manufacturing ROMs  
07 : Read CMOS reset code  
08 : Initialize 8259, 80287  
09 : Jump indirect indexed by reset code  
0A : Vector via 40:67 reset function  
0B : Vector via 40:67 with E01 function  
0C : Boot reset function  
0D : Test #2 8254 counter 0  
0E : Test #2 8254 counter 2  
0F : Warm boot

Overall Power Up Sequence Codes

10 : PPI disabled, program times 0 & 1  
11 : Initialize (bias) VDU controllers  
12 : Clear screen, turn on video  
13 : Test timer 0  
14 : Disable RTC interrupts  
15 : Check battery power  
16 : Battery has lost power

17 : Clear CMOS DIAGS  
18 : Test base memory first 128K  
19 : Clear and initialize base memory  
1A : Initialize and test VDU adapters  
1B : Test the system ROM  
1C : Test CMOS  
1D : Test DMA controller and page registers  
1E : Test keyboard controller  
1F : Test 286 protected mode  
20 : Test real and extended memory  
21 : Initialize time-of-day  
22 : Initialize 287 coprocessor  
23 : Test the keyboard and interface  
24 : Reset A20 and set default CPU speed  
25 : Test diskette subsystem  
26 : Test fixed disk subsystem  
27 : Initialize parallel printer  
28 : Perform search for optional ROMs  
29 : Test for valid system configuration  
2A : Clear screen  
2B : Check for invalid time and date  
2C : Optional ROM search  
2D : Test timer 2  
2E : Write to DIAG byte

Base RAM Initialization Codes

30 : Clear first 128K bytes of RAM  
31 : Load interrupt vectors 70-77

32 : Load interrupt vector 00-1F  
33 : Initialize MEMSIZE and RESETW0  
34 : Verify CMOS checksum  
35 : CMOS checksum is not valid  
36 : Check battery power  
37 : Check for game adapters  
38 : Check for serial ports  
39 : Check for parallel printer ports  
3A : Initialize prt and comm timeouts  
3B : Flush keyboard buffer

Base RAM Test Codes

40 : Save RESETW0 value  
41 : Check RAM refresh  
42 : Start write cycle of 128K RAM test  
43 : Reset parity checks  
44 : Start verify cycle 128K RAM test  
45 : Check for parity errors  
46 : No RAM errors  
47 : RAM error detected

VDU Initialization and Test Codes

50 : Check for dual frequency in CMOS  
51 : Check CMOS VDU configuration  
52 : Start VDU ROM search  
53 : Vector to VDU option ROMs  
54 : Initialize primary display adaptor  
55 : Initialize secondary display adaptor

200

carte-réponse du concours

ELEKTOR

Le nombre gagnant est :

La réponse subsidiaire est :

Cela fait quelques années déjà que l'on ne développe plus de montage armé d'un crayon et d'une feuille de papier quadrillé. Même les amateurs utilisent chez eux des outils dont auraient rêvé des développeurs professionnels il n'y a pas même un lustre. L'influence de l'ordinateur s'est exercée sur 2 plans. D'une part son écran a remplacé le papier et la souris le crayon et de l'autre il a amélioré et surtout simplifié très sensiblement la totalité du processus de développement. Il a également ouvert de nouvelles perspectives. Il est devenu possible, sans avoir effectué la moindre soudure réelle, de simuler électroniquement le comportement d'un circuit et d'en vérifier le bon fonctionnement. Les logiciels modernes permettent même de prédire l'évolution de la température des composants mis en oeuvre. Il est plus facile ainsi de localiser à priori d'éventuels points chauds.

Du point de vue du concepteur de réalisations électroniques, il est 2 catégories de logiciels intéressants : les programmes de saisie de schéma (*Schematic*) et les programmes de dessin de circuit imprimé (*PCB Design*) y compris les autorouteurs. À ces 2 types de logiciels sont souvent associés un éditeur de bibliothèque (*library editor*) et un traducteur de liste d'équipotentiels (*netlist converter*). L'éditeur de bibliothèque sert à modifier l'un ou l'autre composant d'une bibliothèque donnée voire à mettre sur pied une bibliothèque distincte dotée de ses propres composants. On fait appel au traducteur de liste d'équipotentiels pour l'échange de données entre un logiciel de saisie de schémas et un logiciel de dessin de circuits imprimés en provenance de sources – lire fabricants – différentes. Si tant est que les 2 programmes viennent de la même « écurie » il n'y a pas le moindre problème au transfert d'une liste d'équipotentiels – tableau énumérant les composants utilisés et toutes leurs interconnexions – entre le programme de saisie de schémas et celui de dessin de circuits imprimés. Nous restons pour le moment dans le flou d'une description générale, sachant que nous entrerons ultérieurement dans les spécificités de certains d'entre eux si tant est qu'elles soient marquantes.

## La planche à dessin

Le point de départ de tout processus de développement d'un montage est le dessin, on parle de saisie, du schéma. Il existe, sur le marché, toute une série de logiciels pour ce faire. Ce genre de programme est accompagné d'un certain nombre de bibliothèques, les fameuses *libraries*. Selon l'optique de son fabricant, cette bibliothèque intègre

# les systèmes de CAO sur PC

de l'idée à la platine en passant par le schéma



L'évolution rapide des performances des ordinateurs ces toutes dernières années s'est manifestée par leur mise en oeuvre dans des domaines de plus en plus « disparates », prenant à leur compte toutes sortes de « productions » qui étaient auparavant purement manuelles. C'est ainsi que depuis quelques années, les ordinateurs ont pris possession des systèmes de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). L'ouvrage traditionnel à base de crayon, de papier et de règle sur planche à dessiner s'est vue remplacée par un travail très spécialisé sur écrans cathodiques. Dans le monde de l'électronique aussi l'ordinateur a pris à son compte un certain nombre de tâches de conception. Dans l'article à suivre nous allons voir, comment il est possible, à l'aide d'un PC, de développer un montage électronique et le circuit imprimé correspondant de façon rapide et efficace.

des familles complètes de composants. Les familles les plus faciles à cerner sont celles des composants passifs, des transistors, des circuits intégrés analogiques, TTL ou CMOS etc, etc... Le nombre de composants ne cessant de croître, celui des bibliothèques nécessaires pour disposer d'un logiciel de saisie de schéma universel fait de même. Pour chacun des composants d'une bibliothèque il est indiqué d'une part dans quelle enveloppe (boîtier) il se trouve et de l'autre quelles sont les fonctions de ses différentes broches. De nombreux programmes

répartissent les dites informations sur 2 bibliothèques distinctes : l'une pour le programme de saisie de schémas, l'autre associée au programme de dessin de circuits imprimés.

Au cours de l'étape de la saisie de schéma l'utilisateur doit choisir dans les différentes bibliothèques mises à sa disposition les divers composants concernés. Ceci fait il pourra établir toutes les interconnexions requises. Il est possible, dans certains cas, d'indiquer au cours de la saisie de schéma quelle sera l'enveloppe d'un composant. Jusqu'à il

## PHASE 1: LA SAISIE DE SCHÉMA

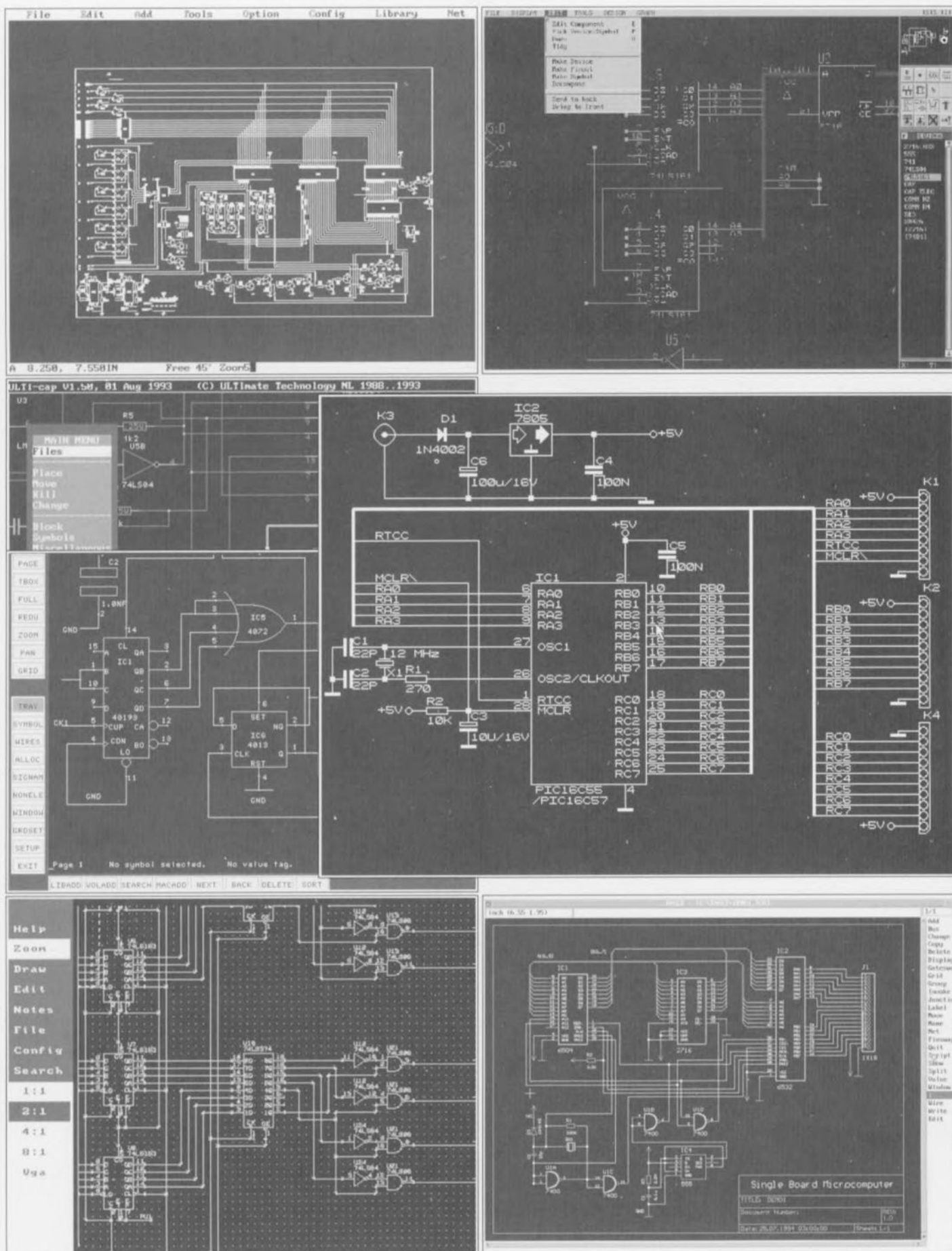


Figure 1. L'ordinateur permet une saisie rapide et efficace des schémas électroniques. La liste d'équipotentiels produite par le logiciel de saisie de schéma permet à d'autres programmes de tirer profit de ce schéma. Nous découvrons ci-contre des recopies d'écran d'un certain nombre de programmes de saisie de schéma. Nous travaillons nous-mêmes avec OrCad/SDT3, au centre à droite; dans le sens des aiguilles d'une montre, en partant à 4 heures, nous



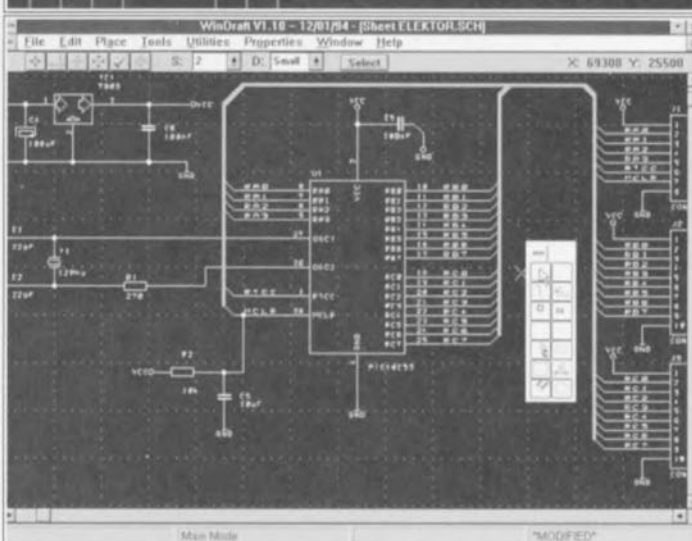
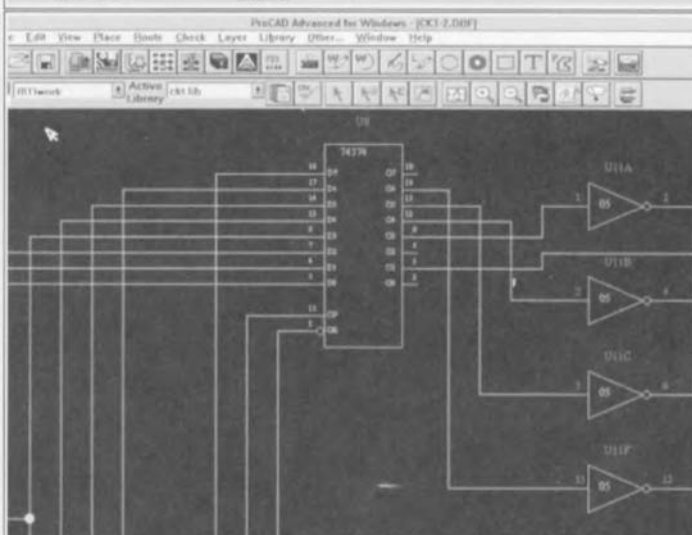
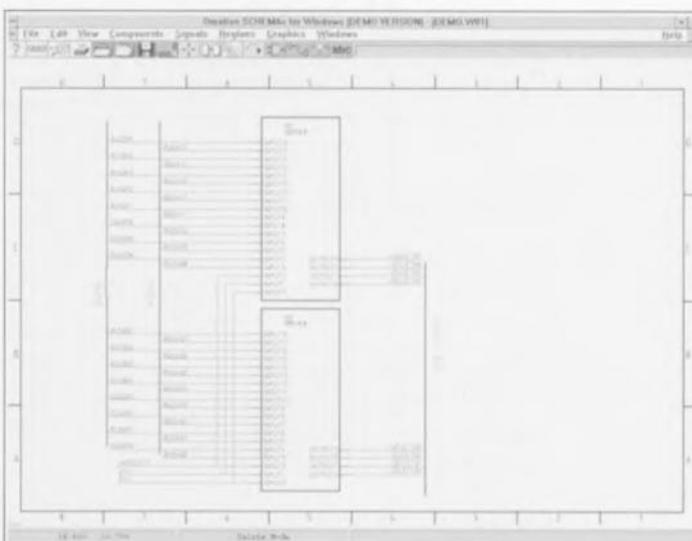
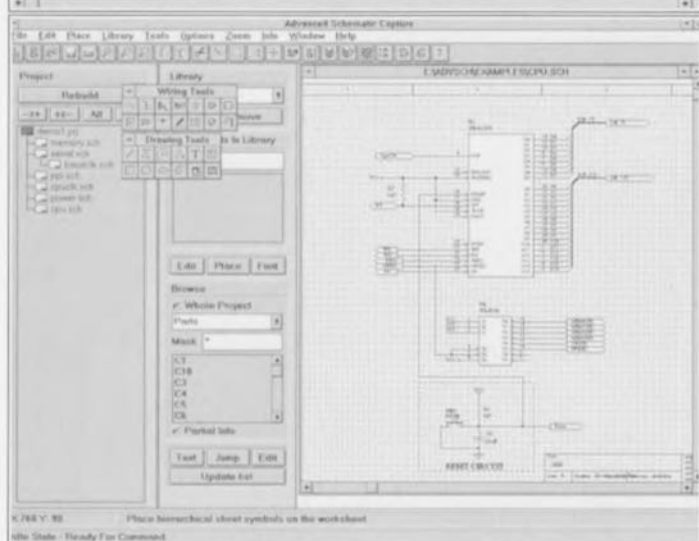
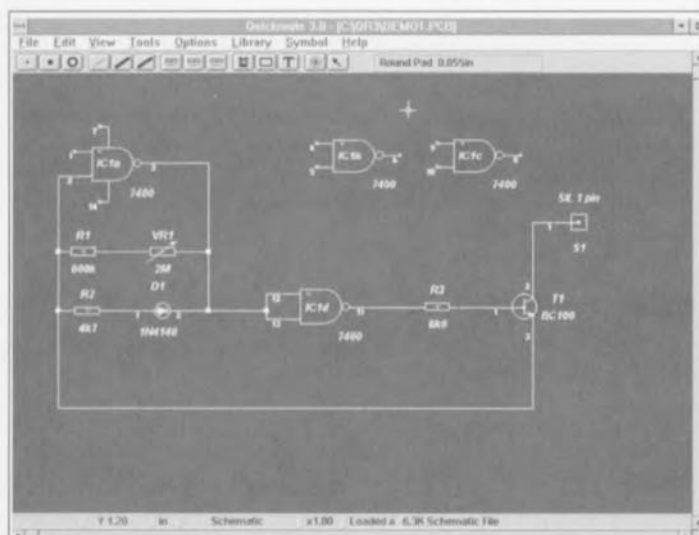
n'y a pas si longtemps, qui disait circuits intégrés TTL disait boîtier DIL (*Dual In Line*) standard; depuis lors les choses ont changé et l'on trouve également des circuits intégrés TTL en boîtier CMS. Dans la pratique, le choix du type de boîtier n'est en fait important que si l'on envisage de dessiner un circuit imprimé. C'est sans doute là la raison pour laquelle certains logiciels n'offrent de choix à ce niveau que lors de l'étape du dessin du circuit imprimé.

Il est possible, dès cette étape de saisie du schéma, de découvrir les premières erreurs de conception. La plupart des programmes détectent l'absence de connexion des lignes d'alimentation d'un circuit intégré ou l'interconnexion de plusieurs sorties d'un même circuit intégré.

Via un fichier d'erreur qui tire souvent son extension de sa dénomination anglaise de **Electrical Rule Checking**, d'où ERC, le programme signale l'existence de liaisons dont la logique lui échappe. Il n'en reste pas moins que les dites interliaisons sont conservées...

et que c'est à l'utilisateur, heureusement qu'il a encore son mot à dire, de décider s'il faut ou non procéder à une modification du schéma tout juste dessiné. Certains programmes connaissent 2 niveaux de messages d'erreur : celui signalant une erreur (*error*) et un message d'avertissement (*warning*). Dans le cas d'une erreur le programme pense avoir détecté une erreur grossière dans le schéma, la mise en court-circuit de l'alimentation par exemple, ou la mise à la masse directe du signal de sortie d'un composant. Le programme se sert d'un message d'avertissement pour signaler que la construction utilisée est, pour le moins, sujette à caution. Ces différents messages permettent de bonifier un schéma en éliminant dès le départ un grand nombre d'erreurs de principe.

Notons qu'il existe certains programmes qui s'interdisent purement et simplement d'établir une liaison contre-nature. S'il devait s'avérer nécessaire d'apporter des modifications à un circuit il est d'une facilité déconcertante, en environnement de CAO, d'interrompre une liaison existante. Il ne reste plus ensuite qu'à procéder aux modifications requises. Avec l'approche classique



avons, tournant sous DOS (page de gauche), Eagle 3.0, Schéma III, Ranger, ULTI-cap 1.50, BoardMaker 2, ISIS III, et, travaillant sous Windows (ci-dessus), dans le sens anti-horaire, SCHEMAX, ProCAD, WindDraft, Advanced Schematic Capture de Protel, Quickroute 3.0. Il existe encore bien d'autres programmes dans ce domaine, nous ne pouvons pas vous les présenter tous.

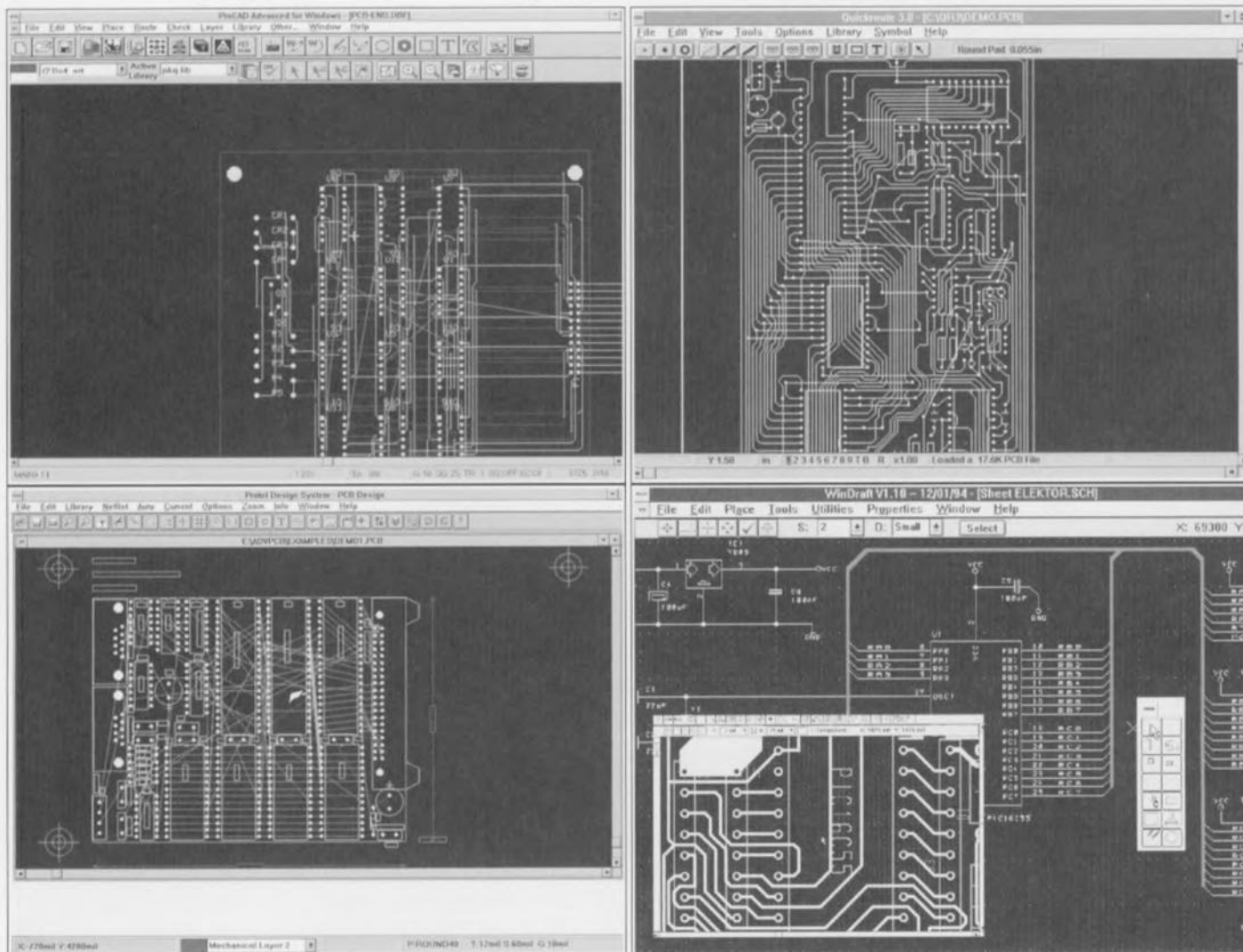
crayon + papier il est pratiquement impossible de procéder à des modifications importantes sans risquer de perdre le contrôle de l'opération.

Il est important, d'un point de vue documentation, de pouvoir imprimer un schéma sur papier. Pour ce faire, les programmes de saisie de schémas comportent toute une ribambelle de programmes de configuration (*driver*) pour une pléthore d'imprimantes. Si le dit programme travaille en environnement graphique, comme Windows par exemple, ce qui devient de plus en plus fréquent au demeurant, il suffit tout simplement d'utiliser le *driver* d'imprimante défini pour le dit environnement.

Il est intéressant de constater que de plus en plus de logiciels de saisie de schéma et de dessin de circuits imprimés on fait le pas vers l'environnement graphique de Windows; ceci n'a rien de très étonnant vu l'augmentation importante de la puissance des ordinateurs personnels ces tous derniers

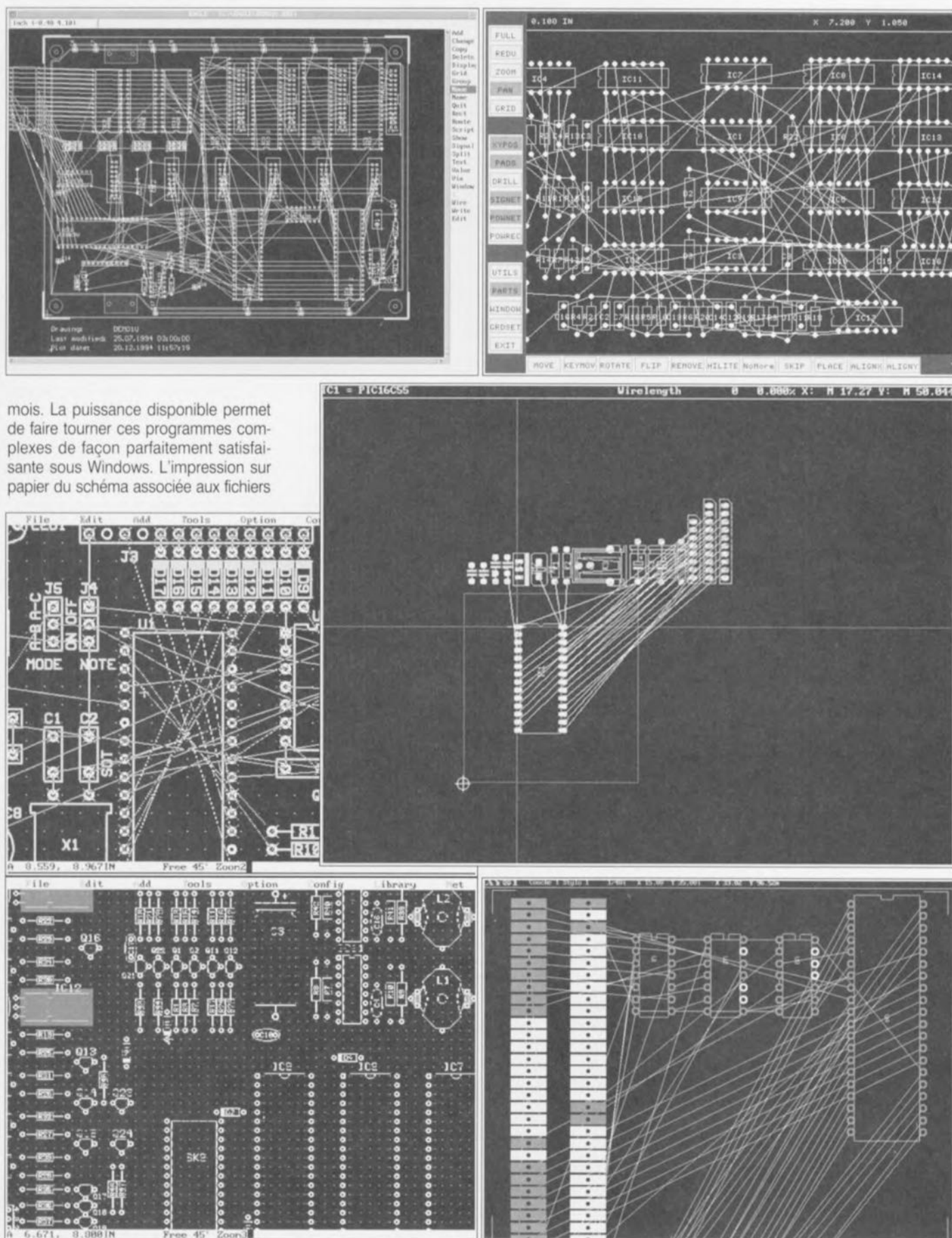
Figure 2. On voit ici la structure d'un fichier EDIF. Ce format permet un dialogue entre les différents moutures de programmes de CAO.

```
(edif ADFS::HardDisc.$Design3.Netlist
(edifVersion 2 0 0)
(edifLevel 0)
(status
(written
(timestamp 1994 11 15 22 04 35)
(program «CadMust-NetConvert» (Version «100»))
(comment « by Usarc, the Netherlands.»)
(comment « (c) copyright 1992»)
(comment «Input file created at 13 July 1994, 10:07:25»)
)
)
(library AllComponents
(edifLevel 0)
(technology Unspecified)
(cell root
(view ADFS::IDEDisc4.$Work.Usarc.Man_cor.PCBs.Example3.Schema3
(viewType NETLIST)
(interface
)
(contents
(instance C1
(property DEVICE (string «C»))
(property PARTS (integer 1))
(property VALUE (string «10 nF»))
(property PACKAGE (string «»))
)
(instance D1
(property DEVICE (string «DIODE»))
(property PARTS (integer 1))
(property VALUE (string «1N4148»))
(property PACKAGE (string «»))
)
(instance K1
(property DEVICE (string «Pin»))
(property PARTS (integer 1))
(property VALUE (string «In»))
(property PACKAGE (string «»))
)
)
)
)
)
```





## PHASE 2: LA MISE EN PLACE DES COMPOSANTS



mois. La puissance disponible permet de faire tourner ces programmes complexes de façon parfaitement satisfaisante sous Windows. L'impression sur papier du schéma associée aux fichiers

Figure 3. Après importation de la liste d'équipotentiels on voit apparaître l'ensemble des composants utilisés dans un montage. Il ne reste plus qu'à procéder à la mise en place, manuelle ou automatique, des composants. Et c'est là que les choses deviennent passionnantes. La plupart des programmes permettent de « saisir » un composant déjà positionné pour le placer ailleurs. Au centre Ultimate que nous utilisons nous-mêmes, et de la droite vers la gauche, Ranger 2, Eagle 3.0, Boardmaker, ARES, Layo1 et, à gauche, ProCAD, Quickroute, WinDraft, Protel PCB.

```

/N00001 K3(1) D1(2);
/N00002 D1(1) C6(1) IC2(1);
/N00003 K1(6) IC1(1);
/N00004 IC1(6) K1(2);
/N00005 IC1(7) K1(3);
/N00006 IC1(8) K1(4);
/N00007 K2(2) IC1(10);
/N00008 IC1(9) K1(5);
/N00009 K2(3) IC1(11);
/N00010 K2(4) IC1(12);
/N00011 C1(2) X1(2) IC1(27);
/N00012 K2(5) IC1(13);
/N00013 K2(6) IC1(14);
/N00014 K2(7) IC1(15);
/N00015 C2(2) X1(1) R1(1);
/N00016 R1(2) IC1(26);
/N00017 K2(8) IC1(16);
/N00018 K2(9) IC1(17);
/N00019 R2(2) C3(1) IC1(28) K1(7);
/N00020 K4(9) IC1(18);
/N00021 K4(8) IC1(19);
/N00022 K4(7) IC1(20);
/N00023 K4(6) IC1(21);
/N00024 K4(5) IC1(22);
/N00025 K4(4) IC1(23);
/N00026 K4(3) IC1(24);
/N00027 K4(2) IC1(25);
/VDD IC1(2);
/GND IC1(4) C3(2) K4(10) K2(10) C1(1),
      C2(1) K1(8) C5(2) C6(2) K3(2),
      IC2(3) C4(2);
/+5V K4(1) R2(1) K2(1) C5(1) K1(1),
      IC2(2) C4(1);

```

de texte énumérant les différents composants constituent une excellente documentation pour le projet concerné. Dans la grande majorité des cas, l'impression sur papier d'un schéma n'est pas la finalité de l'opération de saisie de schéma. On cherche bien souvent à dessiner, à partir du dit schéma, un circuit imprimé. C'est là qu'entre en scène le logiciel de dessin de circuit imprimé. Il reste cependant à établir une passerelle entre le programme de saisie de schéma et le programme de dessin de circuits imprimés. Et c'est là qu'apparaît, tel un diable hors de sa boîte, la liste d'équipotentielle (*netlist*).

## La liste d'équipotentielles

La liste d'équipotentielle, voici un nom qui ne vous échappera plus, sachant que nous l'avons utilisé 3 fois dans les 5 dernières lignes, remplit une fonction-clé dans tout environnement de CAO quel qu'il soit. Cette liste d'interconnexions sert à l'échange d'informations entre les différents logiciels mis en oeuvre dans un système de CAD. La pratique nous apprend que chaque système de CAO possède son propre format pour la dite liste d'équipotentielle. Cet élément majeur permet l'échange de données entre les composants d'un même environnement de développement. L'inconvénient majeur de cette approche est de rendre plus difficile le transfert de l'information vers d'autres plate-formes matérielles et logicielles. Le temps aidant il s'est cependant établi un certain

100N	C4	100N	000	000	0
100N	C5	100N	000	000	0
100U/16V	C6	100U/16V	000	000	0
10K	R2	10K	000	000	0
10U/16V	C3	10U/16V	000	000	0
12 MHZ	X1	12 MHZ	000	000	0
1N4002	D1	1N4002	000	000	0
22P	C1	22P	000	000	0
22P	C2	22P	000	000	0
270	R1	270	000	000	0
7805	IC2	7805	000	000	0
HEADER S10	K2	HEADER S10	000	000	0
HEADER S10	K4	HEADER S10	000	000	0
HEADER S8	K1	HEADER S8	000	000	0
PIC16C55	IC1	PIC16C55	000	000	0
POWER-JACK	K3	POWER-JACK	000	000	0

Voici 2 des fichiers les plus importants du monde du dessin de circuits imprimés : la liste d'équipotentielle (*NET*, pour *netlist*), à gauche et la liste des composants (*CMP*, pour *components*) ci-dessus.

nombre de formats standard pour les listes d'équipotentielle. Les 2 formats les plus connus sont l'EDIF (*Electronics Design Interchange Format*) et Spice. Spice est un format d'un intérêt incontestable lorsqu'il s'agit de procéder à un couplage avec un programme de simulation. Ce format permet en effet également d'intégrer dans le fichier des informations concernant les caractéristiques d'un composant. Lorsqu'il s'agit d'échanger des informations entre un logiciel de saisie de schéma et un programme de dessin de circuit imprimé le format EDIF semble le plus approprié sachant que la grande majorité des logiciels renommés acceptent ce format. Il n'en reste pas moins que certaines fonctions plus élaborées tels que la post-annotation (*back-annotation*) – opération qui consiste à la comparaison entre la liste d'équipotentielle du schéma avec la liste des connexions effectivement effectuées sur la platine définitive – ne sont pas toujours possibles avec ce format. Spice et EDIF sont des formats ASCII de sorte qu'il est parfaitement possible de les éditer voire de les créer à l'aide d'un programme de traitement de texte. Ces fichiers peuvent de ce fait remplir un rôle important dans le cadre de la documentation d'un projet. Il existe des logiciels dotés d'une sorte de fonction de macro utilisable pour la génération de la liste d'équipotentielle, ceci ouvrant en fait la porte sur la plupart des systèmes de développement.

## Le dessin du circuit imprimé

Si l'on devait se fier aux belles paroles des publicités, il semblerait que la création d'un circuit imprimé à l'aide d'un logiciel de CAO soit une opération tout ce qu'il y a de plus simple. Il suffit de parcourir successivement les différentes étapes prévues, dans le bon ordre cela va de soi. Voyons ce que l'on nous

conseille. On commence par choisir une taille de platine standard et par indiquer le nombre de couches de couches de cuivre (*layer*). On importe ensuite la liste d'équipotentielle et/ou de composants produite par le programme de saisie de schéma et on lance l'optimisation automatique de placement des composants. Une fois que cette optimisation a trouvé la disposition la plus économique on pourra mettre l'autorouteur au travail. Il semblerait qu'il ne faille plus qu'avoir un peu de patience avant de voir apparaître à l'écran la platine de ses rêves. Il en va quelque peu autrement dans la pratique. Bien que la puissance et la finesse des systèmes d'optimisation et d'autoroutage modernes ne cessent de croître, la plupart des dessinateurs de circuits imprimés ne s'y fient pas aveuglément. Il arrive souvent qu'ils combinent leur sensibilité propre, commençant par disposer manuellement les lignes d'alimentation et les réseaux analogiques « délicats » pour ensuite passer la main à l'autorouteur pour lui laisser faire le reste du travail.

Dans la pratique, un concepteur commencera par choisir les dimensions de sa platine et le nombre de couches – ce qui se limitera pour la plupart d'entre nous à 1 ou 2, simple ou double face. Ce choix fait, on voit apparaître sur l'écran les contours de la future platine. Sur l'écran, chaque couche possède sa propre couleur. Ce qui sous-entend qu'il vaut mieux utiliser un écran couleur, encore qu'il soit possible de travailler sur un écran monochrome reconnaissant les couleurs. L'étape suivante consiste à importer la liste d'équipotentielle générée par le programme de saisie de schéma. Le résultat de cette opération est bien souvent une collection disparate de composants reliés les uns aux autres par un chevelu confus. Il est bon de s'assurer à ce moment-là que les compo-



## LES PROGRAMMES EN LICE

Nous vous proposons la liste des programmes dont nous avons pu reproduire des écrans et donnons entre parenthèses le nom du (des) distributeur(s) connu(s) en France. Ne nous en voulez pas si nous n'avons pas parlé ou utilisé de recopie d'écran de votre programme préféré, cela tient au fait que son distributeur ne nous l'a pas fait parvenir en dépit dans certains cas de notre demande, ou par un simple manque de place, cet article fait déjà ses 10 pages. Nous avons essayé d'être aussi impartiaux que possible.

La Rédaction

### Tournant sous DOS

#### Saisie de schémas

Boardmaker 1 (Multipower)  
Boardmaker 2 (Multipower)  
CADPAK (ISIS) (Multipower)  
EAGLE 3.0 (Développement Electronique)  
EASY-PC (Telindal)  
EASY-PC PRO (Telindal)  
OrCad/SDT  
PROPAK (Multipower)  
PROTEUS (ISISIII) (MultiPower)  
RANGER 1 (Telindal)  
RANGER 2 (Telindal)  
Schema III (Layo-France)  
SUPERSKETCH (ISIS) (MultiPower)  
ULTI-Cap (Ultimate Technology)

#### Dessin de circuits imprimés

Boardmaker 1 (Multipower)  
Boardmaker 2 (Multipower)  
Boardrouter (Multipower)  
CADPAK (PCB2) (A) (MultiPower)  
EAGLE 3.0 (Développement Electronique)  
EASY-PC (Telindal)  
EASY-PC PRO (Telindal)  
LAYO 4.92e (A) (Layo-France)  
PROTEUS (PCB) (A) (MultiPower)  
RANGER 2 (Telindal)  
SUPERSKETCH (ARES) (MultiPower)

UltiBoard (Ultimate Technology)  
UltiRoute (A) (Ultimate Technology)  
(A) = avec autorouteur

### Tournant sous Windows

#### Saisie de schémas

Isis Illustrator (Multipower)  
Omaton Schemax for Windows (Layo-France)  
Protel Advanced Schematic Capture  
QuickRoute Curriculum (Multipower)  
QuickRoute PRO 3.0 (Multipower)  
Schéma-X (Layo-France)  
WinDraft (Ivex Europe, Multipower)

#### Dessin de circuits imprimés

PCB Designer (Telindal)  
ProCAD Advanced for Windows  
Protel for Windows  
QuickRoute Designer (MultiPower)  
QuickRoute PRO 3.0 (MultiPower)  
QuickRoute Curriculum (MultiPower)  
WinBoard (Ivex Europe, Multipower)

### Tournant sous DOS dans coquille Windows

#### Saisie de schémas

UltiCap (Ultimate Technology)

#### Dessin de circuits imprimés

UltiBoard (Ultimate Technology)

sants ont été dotés du type de boîtier correct. Dans bien des cas cela ne pose pas le moindre problème vu qu'il n'est fourni qu'un seul type de boîtier pour un composant donné. Il suffit, en principe, de jeter un coup d'oeil à la bibliothèque de composants pour voir quel(s) boîtier(s) est (sont) associé(s) à un composant précis. Certains programmes proposent, à cette étape du dessin de la platine, le choix entre les différents boîtiers disponibles si tant est qu'il y ait l'une ou l'autre alternative. Notons que certains logiciels ont une fonction permettant de délimiter la platine en fin d'opération.

Il faut maintenant commencer par placer les composants requérant un emplacement précis, tels que les connecteurs par exemple. Une fois ceci fait, on pourra mettre l'optimiseur au travail. Armé de règles prédéfinies il est en mesure de trouver automatiquement la disposition idéale des composants sur la dite surface de circuit imprimé. Il est possible de tenir compte d'un nombre impressionnant de conditions à respecter. Il n'est pas rare cependant, qu'en dépit de ces possibilités très avancées, de nombreux dessinateurs de circuits imprimés optent pour une disposition manuelle des composants. À nouveau il existe une approche intermédiaire consistant à disposer manuellement tous les composants critiques

qui sont ensuite verrouillés en place à l'aide de la fonction correspondante (*lock*). L'optimiseur peut ensuite implanter le reste des composants, les moins critiques, sur la platine. Il est possible également de limiter « l'activité » de l'optimiseur à une partie des composants seulement.

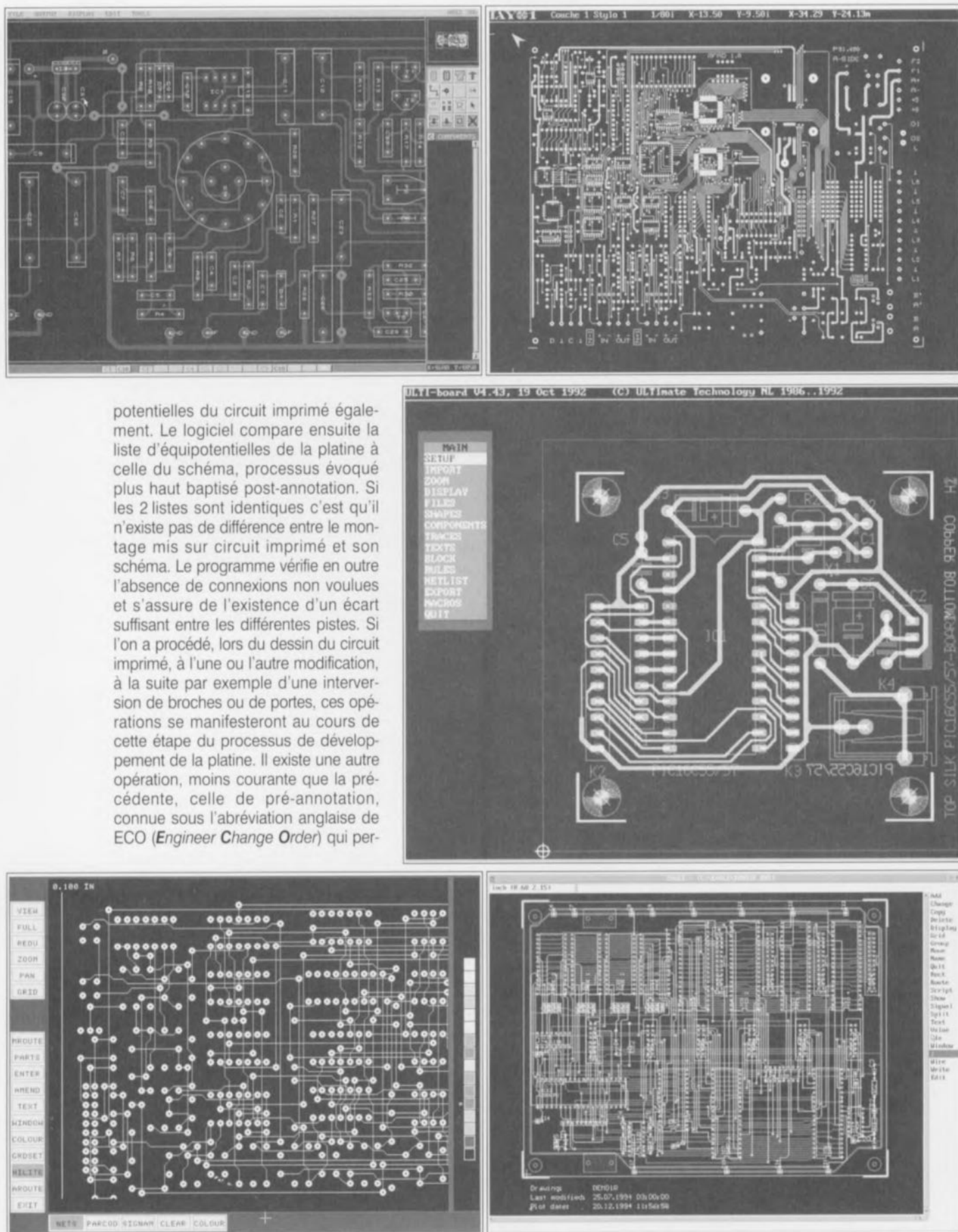
La possibilité de rotation des composants ou l'intervention des broches et des portes dans le cas de circuits intégrés logiques (*pin & gate swapping*) peut accélérer très sensiblement la recherche de la disposition optimale. On peut également définir sur la platine des zones « inconstructibles » (*keep-out area*), zones où ne doivent être mis ni composants ni surfaces de cuivre. Ces zones sont prévues, par exemple, pour la mise en place, par fraisage ou découpe d'un quelconque orifice (de fixation ou autre). Cette possibilité permet également d'accroître la séparation entre différentes parties du montage pour une meilleure isolation. De nombreux logiciels remplissent cette fonction pratiquement automatiquement. L'existence d'une grille (*grid*) simplifie très notablement le positionnement précis des composants sur la platine, garantissant une finition de qualité.

Lorsque, après avoir pesé le pour et le contre de tous les facteurs, on a enfin trouvé la disposition optimale, il reste

à transformer les interconnexions en pistes de cuivre. Cette opération baptisée routage peut se faire tant manuellement qu'automatiquement auquel cas cela devient de l'autoroutage... Le programme montre à l'aide d'une fine ligne et une coloration particulière des îlots concernés quelles sont les pastilles à interconnecter. L'utilisateur peut alors chercher, piste après piste la route optimale, sans courir le risque d'oublier l'une ou l'autre interconnexion. S'il devait se faire à un moment ou à un autre qu'une interconnexion pose un problème il est bien souvent possible de modifier le trajet suivi par une piste voire de la supprimer purement et simplement pour recommencer après, l'interconnexion restant établie.

On pourra, si nécessaire, déplacer le composant responsable de toute cette commotion. Il est également possible, lors du dessin des pistes, de mettre en place des blindages entre les pistes. Il est possible, dans le cas de surfaces de cuivre importantes, de définir un dessin de rainurage, cette approche facilitant sensiblement la soudure de surfaces importantes. La mise en place d'un blindage entre 2 pistes permet de réduire de façon très importante l'interférence entre 2 pistes juxtaposées. Il faudra, si l'on veut être certain que le dessin du circuit imprimé et que le schéma sont bien en concordance l'un avec l'autre, générer une liste d'équi-

## PHASE 3: LE ROUTAGE



potentielles du circuit imprimé également. Le logiciel compare ensuite la liste d'équipotentiels de la platine à celle du schéma, processus évoqué plus haut baptisé post-annotation. Si les 2 listes sont identiques c'est qu'il n'existe pas de différence entre le montage mis sur circuit imprimé et son schéma. Le programme vérifie en outre l'absence de connexions non voulues et s'assure de l'existence d'un écart suffisant entre les différentes pistes. Si l'on a procédé, lors du dessin du circuit imprimé, à l'une ou l'autre modification, à la suite par exemple d'une intervention de broches ou de portes, ces opérations se manifesteront au cours de cette étape du processus de développement de la platine. Il existe une autre opération, moins courante que la précédente, celle de pré-annotation, connue sous l'abréviation anglaise de ECO (*Engineer Change Order*) qui per-

Figure 4. Ce chef-d'œuvre demande déjà une certaine expérience et une période d'accoutumance au logiciel. Comme le montre un examen critique de ces recopies d'écran, certain(s) distributeur(s), ci-contre, a (ont) réussi à relever le défi que nous leur avons posé, faire son (leur) exemplaire de la platine d'expérimentation pour PIC16C55... Félicitations au lauréat. Au centre l'original Elektor sous UltiBoard, puis Eagle 3.0, Ranger 2, ARES386 et Layo1. Ne pas tenir compte des différences de complexité de dessin des différentes platines...



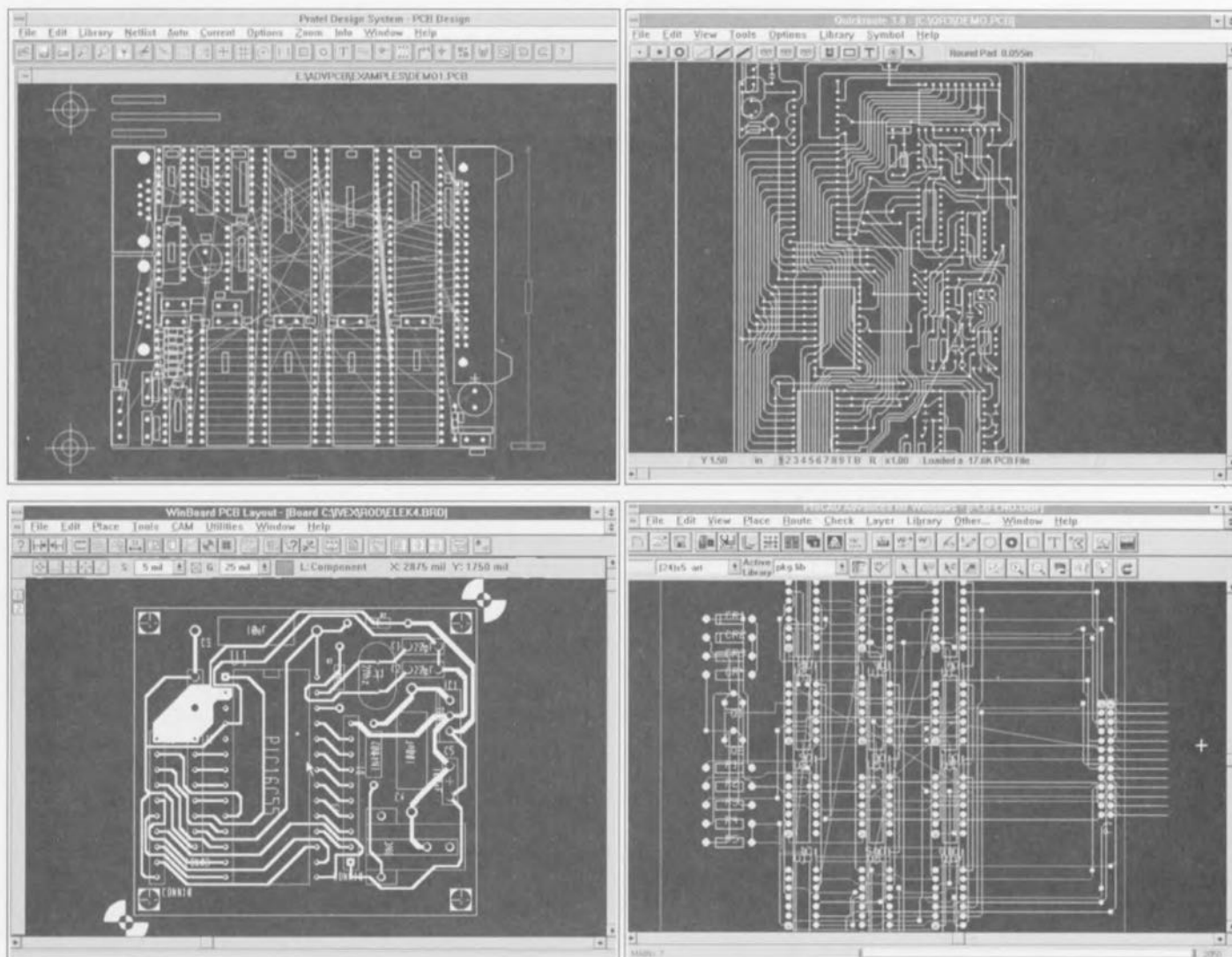


Figure 4, suite. Et maintenant, sous Windows. Dans le sens horaire, Quickroute 3.0, ProCAD PCB, PCB Designer, WinBoard PCB et Protel Design System.

## MINI-LEXIQUE A L'INTENTION DES APPRENTIS-DESSINATEURS

**Auto-place** Placement automatique Module du logiciel chargé du placement automatique des composants sur la platine.

**Autorouter** Autoroute Module du logiciel, voire logiciel spécifique, chargé de tracer des pistes entre les différents composants placés sur une grille de platine et interconnectés logiquement (Ratnest). Au cours de cette opération le logiciel respecte un certain nombre de règles définies par défaut voire adaptées par l'utilisateur, les règles de conception (Design Rules), donnant, entre autres, l'épaisseur des pistes, le diamètre des pastilles, l'écart minimum entre les pistes et les pastilles, etc...

**Back-Annotation** Post-annotation Technique de modification du schéma à partir des changements effectués sur la platine de façon à obtenir une parfaite concordance entre ces 2 étapes.

**CAO** Conception Assistée par Ordinateur, le fameux CAD anglais. Processus assisté par ordinateur intégrant la saisie de schémas et/ou le dessin de circuits imprimés ainsi que, le cas échéant, la possibilité d'autoroutage pour le dessin du PCB.

**Design Rules** Règles de conception utilisées par le module de vérification du respect des règles de conception, DRC (cf. ci-après); il est fait attention, entre autres, à la largeur des pistes, le diamètre des pastilles et via, écart entre 2 pistes.

**DRC Design Rule Check** opération de vérification s'assurant de l'absence d'erreur dans la disposition géométrique des composants entrant dans le dessin d'une platine.

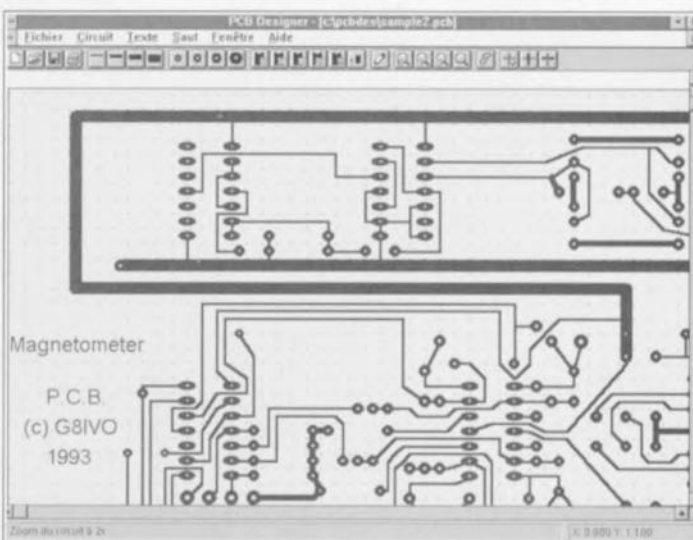
**ERC Electrical Rule Check**, opération de vérification s'assurant elle de l'absence d'erreur de conception au niveau logique cette fois.

**Gerber File** Fichier Gerber Fichier du nom de l'un des photo-traceurs les plus connus. Ce fichier de tracé produit par un logiciel de dessin de circuits imprimés peut être utilisé tel quel par un photo-traceur capable de traiter ce type de fichier pour la production physique du circuit imprimé.

**Layer** Couche Chacun des plans constituant un circuit imprimé. De nombreux programmes permettent à l'utilisateur de définir la couleur des différentes couches de façon à mieux pouvoir identifier les pistes du dessus de la platine de celles du dessous, la sérigraphie des composants etc.

**Library** Bibliothèque Ensemble de composants faisant partie, logiquement, d'une famille donnée, passifs, connecteurs, linéaire, analogique, etc. Certains logiciels connaissent même des bibliothèques catégorisées par fabricant. Il est même possible de fabriquer sa propre bibliothèque comportant des composants inédits.

**Multilayer** Multi-couche Le dessin de circuits imprimés modernes implique, dans la grande majorité des cas, l'utilisation de plusieurs couches. Certains logiciels acceptent jusqu'à 256 couches.



**Netlist** Netliste Liste des équipotentielles C'est la liste des interconnexions existant entre les différents composants d'un schéma. Cette liste est, en règle générale, générée par le logiciel de saisie de schémas. Ce type de liste se laisse également créer ou modifier à l'aide de la majorité des programmes de traitement de texte.

**Pad** Pastille Ilot de cuivre au centre duquel passe l'une des connexions d'un composant et auquel arrive une voire plusieurs pistes.

**Ratsnest** Liste d'équipotentielles, représentée sous la forme de chevelu. Il s'agit de la représentation de toutes les interconnexions de chacun des composants par rapport aux autres.

met d'apporter à un dessin de circuit imprimé les modifications effectuées directement sur le schéma. La liste d'équipotentiels des modifications est alors combinée avec celle du circuit imprimé. Comme il est relativement délicat d'obtenir un fonctionnement correct de cette fonction il n'y a que peu de logiciels qui la connaissent.

## Le produit final

La dernière étape dans ce trajet de production d'un circuit imprimé est la génération des films nécessaires au fabricant de circuits imprimés. C'est là qu'entrent en jeu les fichiers de format Gerber. Ce type de fichier a depuis toujours été le domaine des tables traçantes. Dans l'industrie on utilise les tables photo-traçantes Gerber. Ce type d'appareils travaille en coordonnées X-Y et possède une biblio-

thèque de tailles de plumes et de pastilles. Ces pastilles qui se trouvent sur un disque transparent sont transférées, leur image bien entendu, sur la couche photosensible à l'aide d'un procédé photographique utilisant un flash. Les pistes de cuivre sont constituées elles de liaisons tracées entre 2 coordonnées. Il existe actuellement des variantes modernes de la table traçante Gerber qui, tout comme cela est le cas avec une imprimante laser, génèrent l'image complète dans leur mémoire avant de la transférer photographiquement sur le film.

Les fichiers Gerber sont accompagnés d'un document comportant des informations additionnelles donnant par exemple la taille des outils utilisés et la précision des données Gerber. Il se peut que le fabricant de circuits impri-

més ait besoin de ces informations pour la production des platines. Les fichiers indiquant toutes les positions des trous (*excellon drill file*) et l'implantation des composants sur le circuit imprimé sont fournis sous la forme de fichiers distincts. Il est également fourni un document donnant le nombre de trous et les dimensions de ces derniers.

Il apparaît dans la pratique que des formats de fichiers modernes, tels que Postscript sont de plus en plus utilisés dans l'industrie. La dernière version d'OrcAD dont nous disposons, la version 4, ne comporte pas moins d'une .....aine de bibliothèques de composants. Ce qui a été dit, vaut, dans les grandes lignes pour des logiciels similaires tournant sous d'autres plate-formes, qu'il s'agisse d'Atari, d'Amiga ou d'autres Archimedes, sans oublier bien entendu toute la famille des Macs...



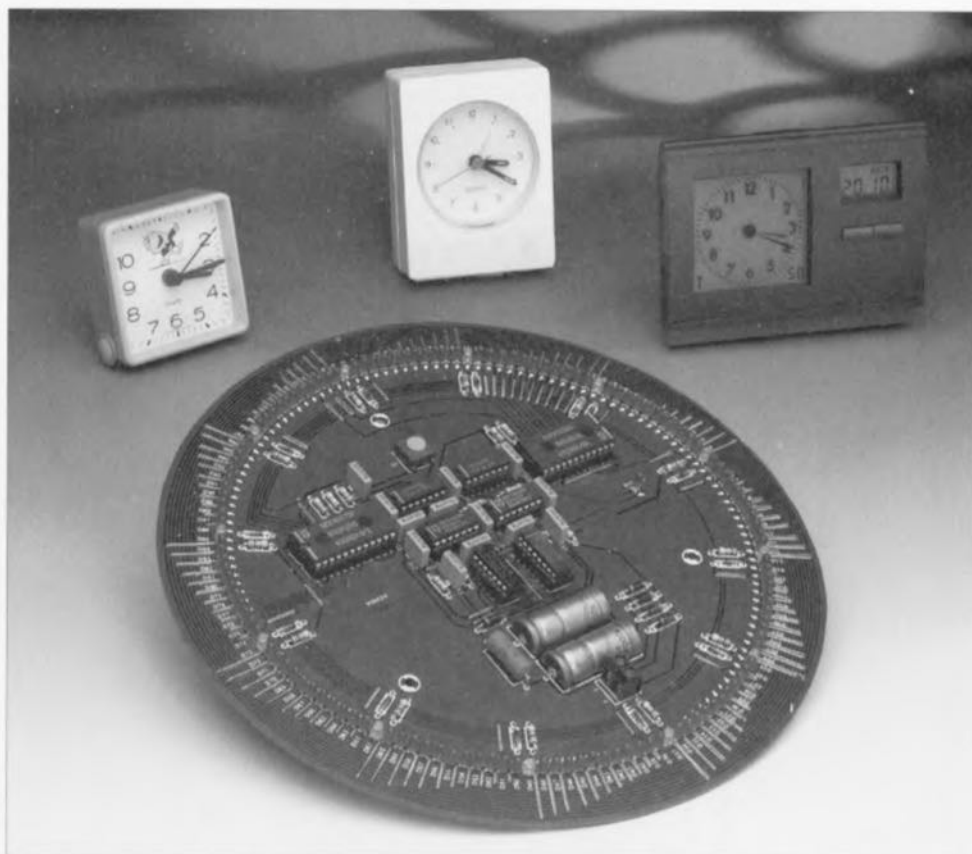
Le début des années 70 a marqué un tournant décisif dans l'histoire des montres et autres systèmes servant à indiquer l'heure tels qu'horloges, pendules murales et autres radio-réveils. Depuis cette date en effet, l'horlogerie est devenue numérique. Il est difficile d'imaginer la société d'aujourd'hui sans les dispositifs de visualisation de l'heure numérique. Les premiers modèles d'horloges numériques utilisaient des tubes Nixie rouges-orangés qui travaillaient à haute tension. Un peu plus tard ces mini-tubes se virent remplacés par les tubes minitron à filament. C'est avec l'introduction des afficheurs à 7 segments à LED que la plupart des montres et horloges se virent dotées d'un affichage rougeoyant. L'inconvénient majeur de ce type de montres à afficheurs à LED était le courant relativement important nécessaire à leur fonctionnement. Ceci explique que l'affichage de ces montres restait d'un noir de jais aussi longtemps que l'on n'agissait pas sur le bouton-poussoir adéquat. Il ne fallut donc pas très longtemps avant que les afficheurs à LED n'aient été remplacés par des afficheurs à cristaux liquides (LCD = *Liquid Crystal Display*) notablement moins énergivores que les premiers. Les afficheurs LCD trouvent de plus en plus d'applications; leur inconvénient est de nécessiter, la nuit, un dispositif d'éclairage quelconque pour être visibles.

Tout ceci explique que, ces dernières années, l'industrie horlogère ait marqué par un retour aux horloges et pendules à aiguilles « classiques ». La micro-électronique, ayant permis la fabrication de minuscules moteurs pas à pas, y est sans doute pour quelque chose. Les amateurs de montages électroniques de fabrication personnelle n'ont guère apprécié cette évolution vers la miniaturisation qui leur ferme à nouveau un domaine de réalisations intéressantes. C'est dans cette ambiance que nous avons décidé de remonter quelque peu à contre-courant en vous proposant cette pendule à LED. Les 144 – ni plus ni moins – LED qu'elle comporte permettent de lire l'heure sur un cadran semi-analogique. Les 12 LED vertes marquant, sur le cadran, la position des heures, restent allumées en permanence. Entre 2 LED vertes des heures successives on trouve 11 LED rouges qui représentent chacune un bloc de... juste, 5 minutes. Dans le secteur correspondant à l'heure actuelle, une seule des 11 LED rouges est allumée, représentant la tranche horaire de 5 mn correspondante. L'approche choisie permet de donner l'heure avec une

# pendule murale à LED

*où l'analogique et le numérique se rejoignent*

P. Hogenkamp



**Les horloges numériques à chiffres ont perdu beaucoup de la popularité qui avait été la leur depuis le début des années 70. La grande majorité des pendules murales à quartz modernes sont revenues aux aiguilles de leurs ancêtres mécanique à remontoir. Le (ou les) moteur(s) pas à pas qui les animent pilotent les aiguilles avec une précision toute numérique. En l'absence d'une mention « Quartz » estampillée à un endroit quelconque de la face avant de l'horloge il est extrêmement difficile, voire impossible, de savoir que l'on a affaire à un module de commande à quartz. Nous avons opté, en vous proposant cette pendule murale, pour une approche ostentatoirement différente. L'heure vous est proposée sous forme analogique par une électronique qui n'a pas peur d'affirmer son caractère numérique. D'où le sous-titre évoquant la dualité analogique et numérique de cette pendule.**

(im)précision de 5 mn, valeur plus que suffisante, la pratique n'aura pas manqué de vous l'apprendre, en environnement domestique. En 12 heures très exactement toutes les

LED rouges du cadran se seront allumées une fois pendant une durée de 5 mn. Nous avons opté, pour éviter de compliquer inutilement le circuit, de ne pas utiliser de

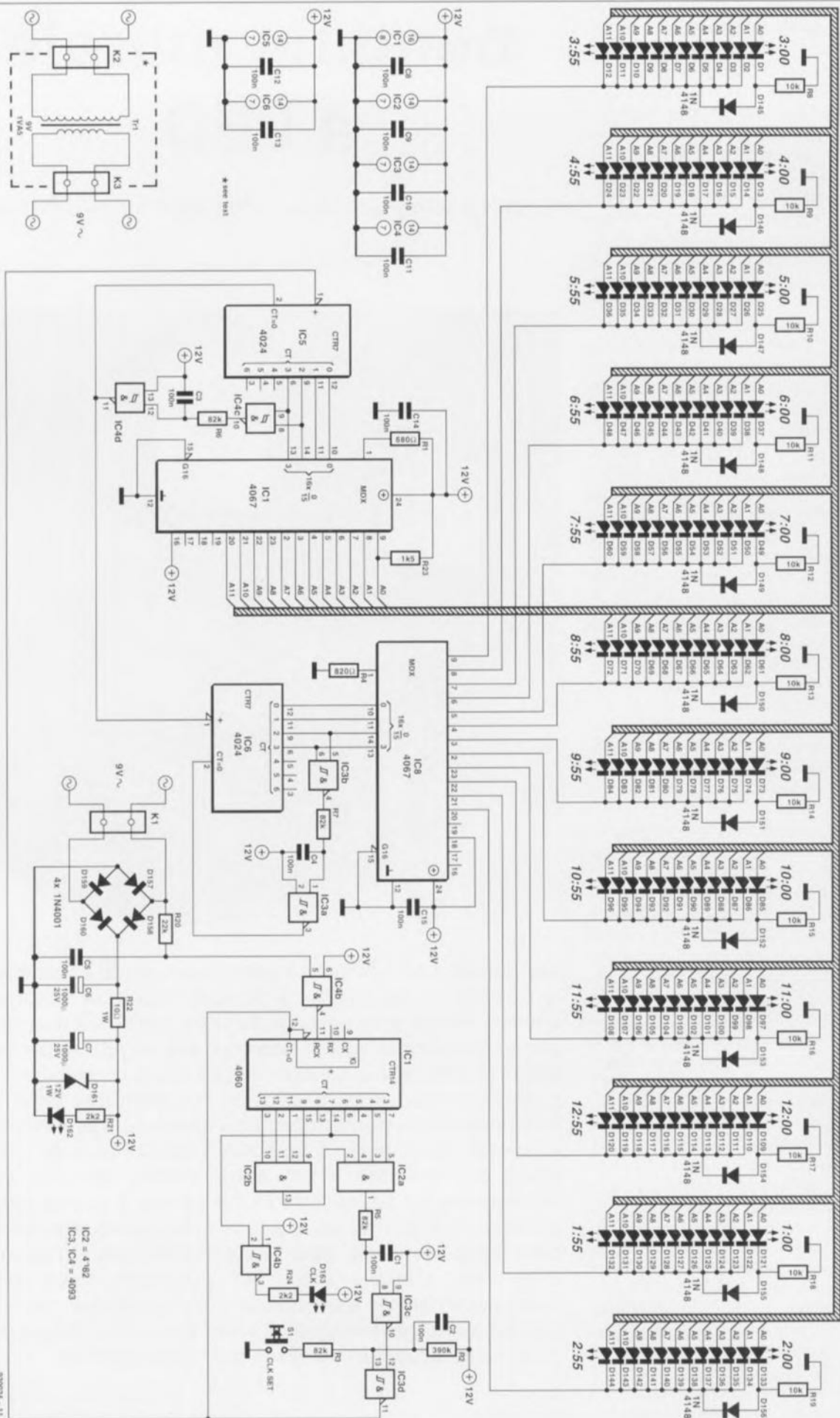


Figure 1. L'électronique complète de la pendule murale à LED. Il n'est utilisé ici que des composants (en grand nombre il est vrai) courants et disponibles partout.

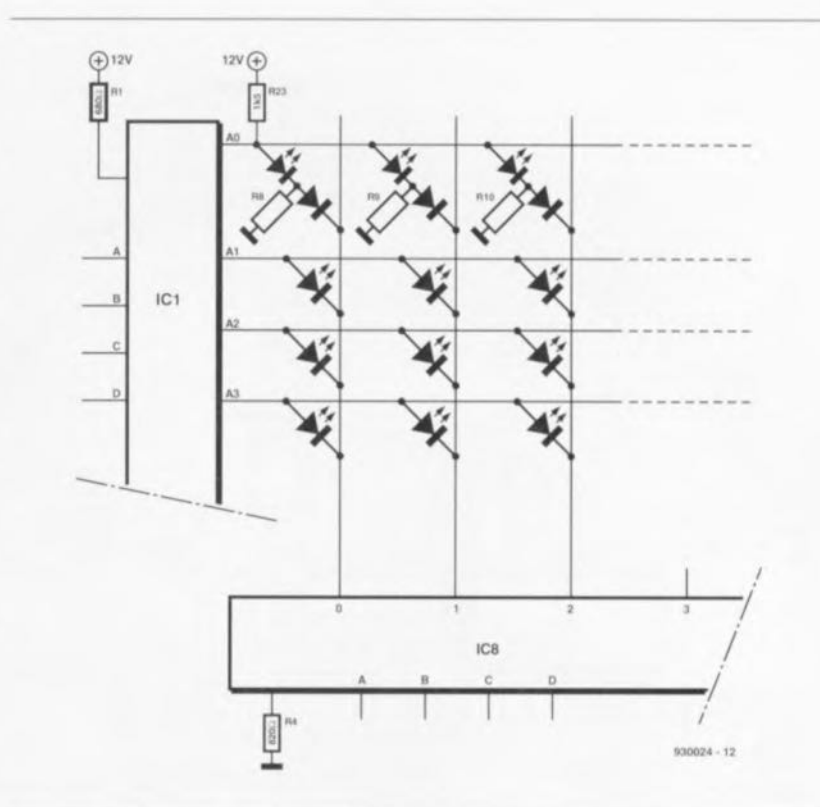
microprocesseur. Ce sera peut-être là la dernière pendule mi-analogique mi-numérique n'utilisant que des circuits intégrés standard peu coûteux.

## Le concept de base

Le schéma représenté en **figure 1** est celui de la totalité de l'électronique mise en oeuvre. Il apparaît, si l'on fait abstraction du nombre important de LED, que le circuit est resté (relativement) simple. L'alimentation, au schéma classique, fournit, outre la tension de 12 V nécessaire à l'alimentation du circuit, un signal impulsionnel de 50 Hz. Ces impulsions à la fréquence de 50 Hz sont dérivées de la tension du secteur par le biais d'un réseau RC, R20/C5. Le trigger de Schmitt IC4b pris en aval de ce réseau convertit les impulsions sinusoïdales en un train d'impulsions bien rectangulaires. Les dites impulsions attaquent la broche 11 de IC1, un compteur, qui procède à une division par 1 500. La fréquence du signal de sortie ainsi obtenu est de 1/300 Hz, ce qui correspond à une impulsion toutes les 5 mn. On obtient le facteur de division de 1 500 par détection, aux sorties de IC1, via les portes ET à 4 entrées IC2a et IC2b, du code binaire correspondant au nombre 1 50010. On a, dès l'atteinte de ce nombre, génération d'une impulsion par le réseau RC constitué par la résistance R5 et le condensateur C1.

Les portes NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt IC3c et IC3d mettent la dite impulsion en forme avant qu'elle ne remplisse la première de ses fonctions, à savoir effectuer une remise à zéro de IC1, un multiplexeur/démultiplexeur analogique à 16 canaux. Cette même impulsion incrémente (augmente de 1) également le contenu de IC5, un compteur binaire à 7 étages et 7 sorties. La seconde entrée de la porte IC3d est reliée au bouton-poussoir S1. Cette touche permet une remise à l'heure manuelle de la pendule.

Les résistances R2/R3 associées au condensateur C2 servent de protection pour éviter que des impulsions parasites ne puissent rendre délicate, voire impossible, la remise à l'heure en raison, par exemple, de rebonds des contacts de la touche S1. Chaque nouvelle action sur S1 se traduit par l'illumination de la LED rouge suivante. IC5 fonctionne en compteur d'intervalles de 5 mn; il connaît 12 états qui correspondent respectivement à 0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45, 50 et 55 minutes. Les sorties de IC5 déterminent laquelle des sor-





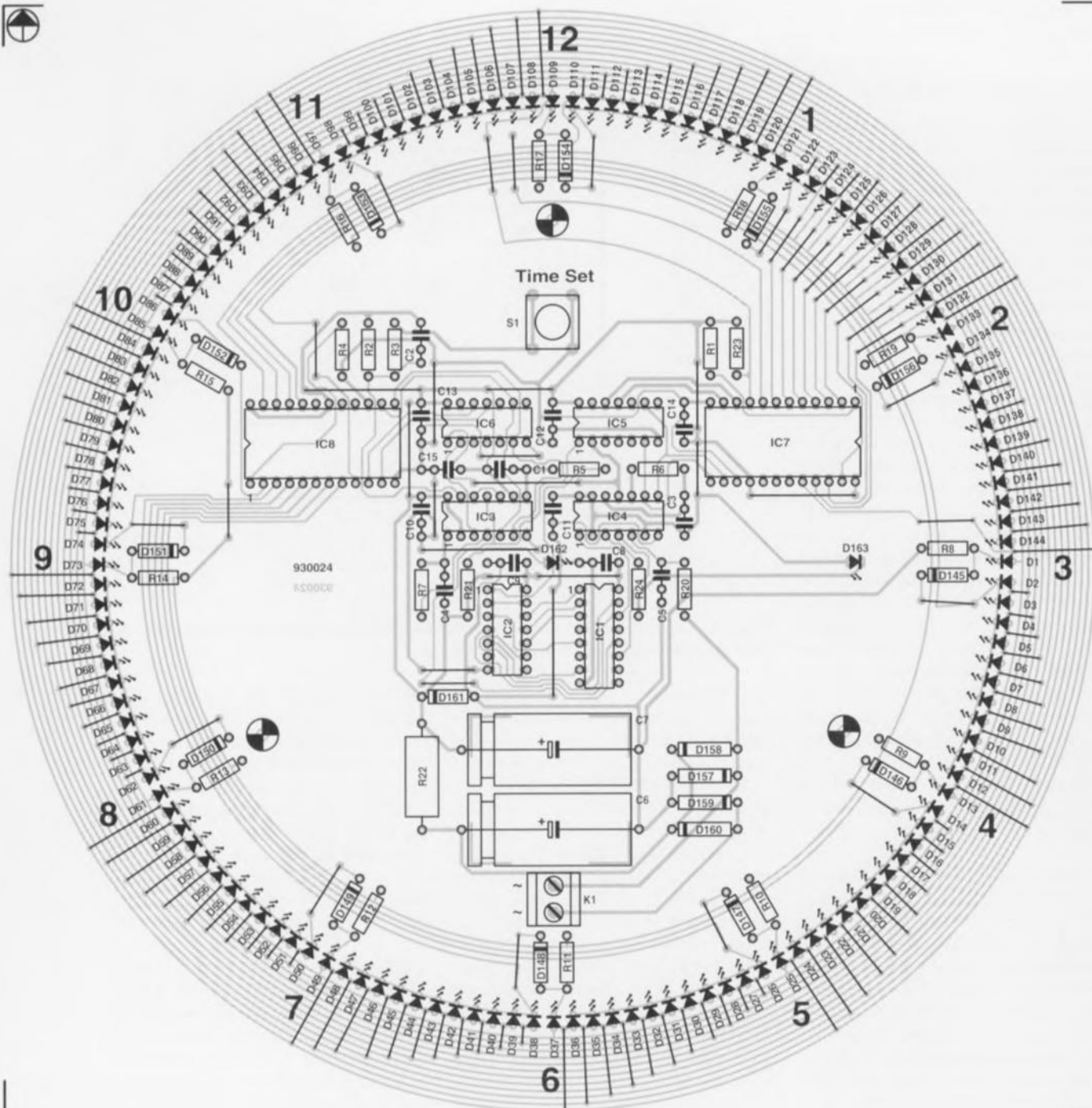


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants sur la platine dessinée à l'intention de la pendule murale à LED. Cette sérigraphie vous est proposée à 86% de sa taille réelle.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = 680Ω  
 R2 = 390kΩ  
 R3, R5 à R7 = 82kΩ  
 R4 = 820Ω  
 R8 à R19 = 110kΩ  
 R20 = 22kΩ  
 R21 = 2kΩ  
 R22 = 10Ω/1W  
 R23 = 1kΩ  
 R24 = 2kΩ

##### Condensateurs:

C1 à C5, C8 à C15 = 100nF  
 C6, C7 = 100μF/25V

##### Semi-conducteurs:

D1, D13, D25, D37, D49, D61, D73, D85, D97, D109, D121  
 D133 = LED verte 3mm  
 D2 à D12, D14 à D24, D26 à D36, D38 à D48, D50 à  
 D60, D62 à D72, D74 à D84, D86 à D96, D98 à  
 D108, D110 à D120, D122 à D132, D134 à  
 D144, D162, D163 = LED rouge 3mm  
 D145 à D156 = 1N4148  
 D157 à D160 = 1N4001

D161 = diode zener 12V/1W

IC1 = 4060  
 IC2 = 4082  
 IC3, IC4 = 4093  
 IC5, IC6 = 4024  
 IC7, IC8 = 4067

##### Divers:

K1, K3 = bomier encartable à 2contacts  
 au pas de 5mm  
 K2 = bomier encartable à 2contacts  
 au pas 7,5mm  
 S1 = bouton-poussoir encartable miniature

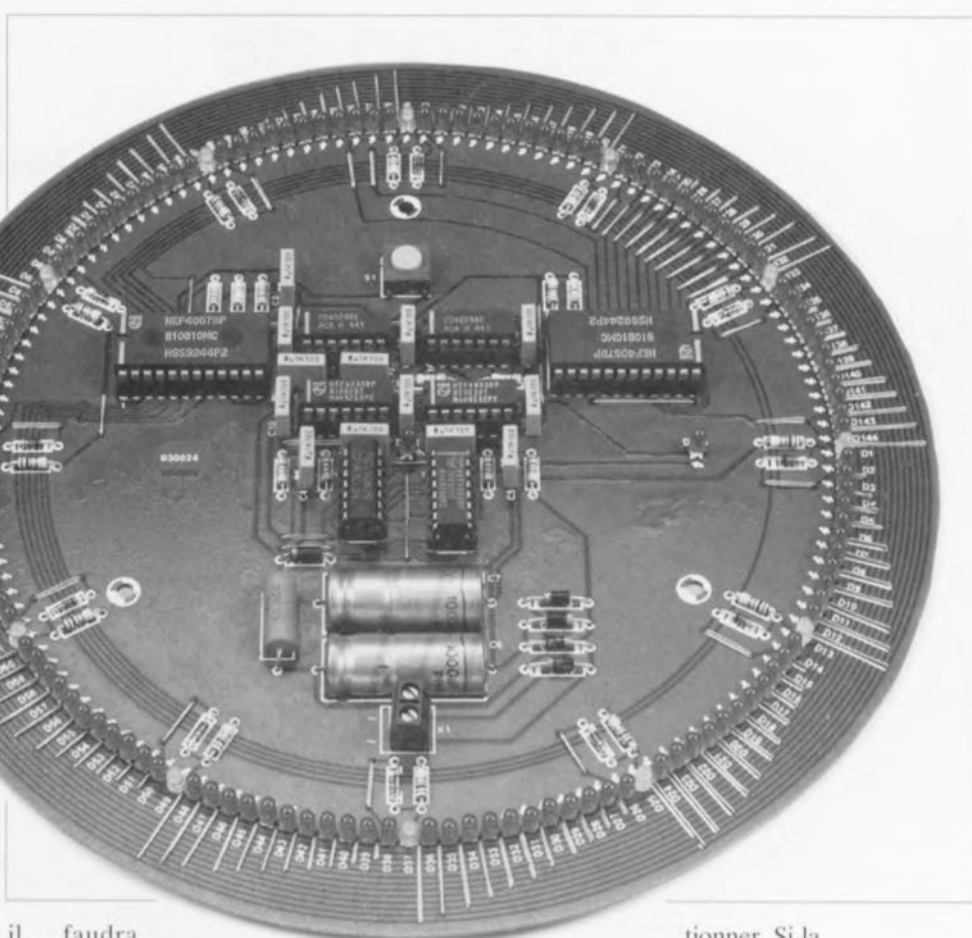
l'état des multiplexeurs. À chaque heure ronde, la LED verte correspondante doit s'allumer plus fortement. Ce mode d'opération est obtenu par la mise en parallèle, par le biais du multiplexeur IC8, d'une diode et résistance R4 (820  $\Omega$ ) sur la résistance de cathode de la LED concernée. Cette astuce de connexion explique pourquoi les LED reliées à la ligne A0 sont prises d'une façon différente dans la matrice.

Il nous reste à parler de l'alimentation. Le pont de redressement discret constitué par les diodes D157 à D160 redresse la tension alternative de 9 V, le condensateur C6 la lisse, le circuit de régulation que forment la résistance R22 et la diode zener D161 stabilisant la tension continue à 12 V. Dès la mise sous tension du montage on a allumage de la LED D162. Cette LED se trouve au centre du cadran, visualisant la position du point de rotation d'aiguilles imaginaires. Il nous reste à mentionner une dernière LED, D163. Dès la présence de la tension d'alimentation cette LED se met à clignoter à un rythme tranquille, signalant ainsi que la pendule fonctionne normalement.

### En marche...

pour la réalisation d'une pendule hors du commun. Nous avons dessiné à l'intention de notre pendule murale un circuit imprimé à l'allure quelque peu excentrique. Cette forme est nécessaire sachant que cette platine sert également de cadran pour la pendule. Nous vous proposons en **figure 3** la représentation de l'implantation des composants sérigraphiée sur la platine. La disposition très particulière donnée aux composants en raison de leur fonction spécifique, implique inévitablement l'utilisation d'un nombre non négligeable de ponts de câblage si l'on veut réaliser un circuit imprimé simple face.

Cette approche permet cependant une jolie disposition circulaire des LED des heures et des minutes, le reste des composants étant réparti symétriquement sur la platine. Le circuit imprimé carré à l'origine pourra être « circularisé » à l'aide d'une scie à découper. Le choix de la forme est une décision personnelle laissée à chacun des réalisateurs de cette pendule murale. Si l'on envisage de donner une forme circulaire à la platine



# étalon de fréquence

description d'un kit ELV



Le montage décrit dans les paragraphes à suivre ne manquera pas d'intéresser un nombre important de nos lecteurs

## Caractéristiques techniques du FN1000:

- Stabilité «longue durée» :  $10^{-9}$  à  $10^{-10}$
  - Stabilité «courte durée» : meilleure que  $10^{-8}$
  - Fréquences de sortie:
    - 1 MHz
    - 100 kHz
    - 10 kHz
    - 1 kHz
  - Niveau de sortie: TTL, 50  $\Omega$ ,
  - Tension d'alimentation: 12 V
- non-réglée, fournie par module d'alimentation-secteur.

L'étalon de fréquence que nous nous proposons de décrire dans cet article se caractérise non seulement par une excellente précision mais également par un grand confort de réalisation vu qu'il ne fait appel qu'à des composants « standard ».

## Généralités

Différentes astuces électroniques garantissent la présence aux sorties du circuit de fréquences se caractérisant par une précision supérieure à  $1 \times 10^{-8}$ . Cette précision est valable tant pour la stabilité longue durée que pour la stabilité courte durée (!) Le circuit fait appel, pour sa fréquence de référence, à la fréquence de ligne de 15 625 Hz, dérivé « à dis-

amateurs d'instrumentation de mesure, rendant d'excellents services soit comme instrument de vérification et d'étalonnage pour, par exemple, un fréquencemètre, soit comme source de fréquence de référence, comme étalon de fréquence donc.

tance », d'un téléviseur syntonisé sur une station quelconque. Cette fréquence de référence se charge de la synchronisation d'un oscillateur commandé en tension travaillant à 2 MHz, en s'aidant d'une boucle de verrouillage de phase, garantissant ainsi une stabilité de phase parfaite. Une chaîne de diviseurs à trois étages, ayant chacun un rapport de division de 10 : 1, met alors à la disposition de l'utilisateur des fréquences de référence de très grande précision couvrant la plage allant de 1 MHz jusqu'à 1 kHz.

Le principe, dont la découverte ne date pas d'hier, de la synchronisation à l'aide de la fréquence de ligne d'un téléviseur demande, lors de la conception du circuit, des mesures

spéciales, surtout s'il s'agit de garantir une bonne stabilité courte durée. Actuellement la quasi-totalité des stations de télévision européennes fonctionnent avec un pilotage central de la synchronisation maintenant, côté « émetteur », la fréquence de ligne à une valeur constante et ce avec une précision de  $10^{-11}$  à  $10^{-12}$ . En raison de certaines influences parasites agissant côtés « studio » et « émetteur » la précision réelle (et donc disponible) est légèrement plus faible mais se situe toujours à une valeur minimale de  $10^{-10}$ . En tenant compte des autres influences de distorsion dans la chaîne de transmission, on dispose, à l'endroit de réception, d'une fréquence ayant une précision moyenne supérieure à  $10^{-9}$ !

Cependant, pour un certain nombre de raisons que nous allons énumérer, la fréquence de référence à dériver du téléviseur ne possède pas la précision évoquée plus haut :

1. S'il est vrai que la stabilité « longue durée » (durée de mesure de 100 à 1 000 s) se caractérise par une précision de l'ordre de  $10^{-9}$  à  $10^{-10}$ , le trajet de transmission émetteur-récepteur ainsi que l'appareil de réception (le téléviseur donc) introduisent un bruit relativement important dans les phases. Ceci fait que la stabilité pour « durée courte » (durée de mesure de 1 s ou moins) se détériore de quelques puissances de dix et que la précision souhaitée de  $10^{-8}$  n'est pas atteinte sans astuces (électroniques) supplémentaires.
2. Un second problème réside dans les sauts de phase qui se produisent à certains intervalles, du côté de l'émetteur ou du studio, lors de changements de programmes ou d'autres commutations internes. Ces sauts de phase peuvent atteindre des valeurs jusqu'à  $180^\circ$  et obligent la PLL (*Phase Locked Loop*, ou boucle à verrouillage de phase) à une nouvelle synchronisation. Dans des circuits de base un tel événement se traduira donc par une dérive (non-détectée) pendant quelques secondes, de la fréquence du VCO (*Voltage Controlled Oscillator*, oscillateur commandé en tension) par rapport à la fréquence prescrite.

Les deux problèmes mentionnés ci-dessus ont donc comme résultat deux exigences différentes, quelque peu contradictoires quant à la conception des caractéristiques de réglages de la PLL. Le premier des problèmes demande de faire appel à une



constante de durée de réglage relativement importante, permettant à la PLL d'éliminer le bruit de phase, le second problème requiert cependant une constante de durée de réglage relativement faible pour permettre à la PLL une synchronisation rapide.

Pour répondre à ces deux exigences l'étalon de fréquence FN 1000 fonctionne avec deux constantes de durée de réglage distinctes qui, en fonction du déphasage existant entre la fréquence de référence et la fréquence du VCO, entrent automatiquement en fonction. La constante de durée faible permet de réagir rapidement à une éventuelle dérive de phase inférieure à  $10^\circ$ . Une seconde constante de durée, sensiblement plus importante, se charge de l'élimination du déphasage restant, ainsi que du bruit de phase. Cette technique résulte donc en une synchronisation rapide sur la fréquence de référence associée à une stabilité « courte durée » excellente.

## Principe de fonctionnement

Le synoptique de la **figure 1** permet de mieux comprendre le fonctionnement du FN 1000. La boucle de résonance LC, intégrée dans le capteur (1), est accordée à la fréquence de ligne de 15 625 Hz. La sensibilité de cette boucle suffit pour capter, jusqu'à 1 m environ, le champ de rayonnement de l'étage de sortie Ligne et des bobines de déflexion du téléviseur. Un amplificateur sélectif intégré augmente le niveau du signal et commande, via un comparateur, l'étage de commande de sortie. Via un câble de liaison la fréquence de référence mise en forme arrive sur le trigger de Schmitt d'entrée (2) de l'étalon de fréquence. Ce signal positionne, à intervalles réguliers, la bascule monostable (3) qui surveille ainsi la présence d'un signal d'entrée. Le détecteur de phase (4) génère, en

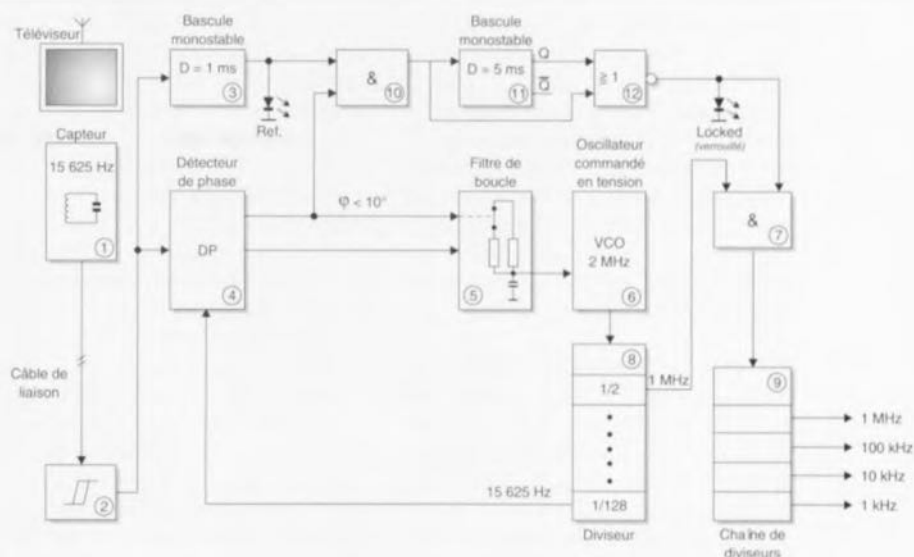


Figure 1. Synoptique du FN 1000, l'étalon de fréquence.

fonction du déphasage existant entre le signal de référence et la fréquence du VCO divisée par 128 à l'aide du diviseur (8), des impulsions, intégrées par l'intermédiaire du filtre de boucle (5). Si le déphasage est inférieur à  $10^\circ$ , le commutateur analogique dans le filtre de boucle s'ouvre et la variante « longue » de la constante de durée de réglage est active. Si le déphasage est supérieur à  $10^\circ$  le commutateur analogique est fermé et c'est la « petite » variante de la constante de durée de réglage qui se trouve être active. Les impulsions du détecteur de phase intégrées par le filtre de boucle servent de tension de commande pour le VCO (6) et la boucle de régulation est fermée !

L'oscillateur commandé en tension, le VCO donc, fonctionne à la fréquence de référence multipliée par 128, 2 MHz ( $128 \times 15\,625 = 2\,000\,000$ ). Pour garantir que la sortie ne fournit que des fréquences avec la précision requise, le circuit comporte une seconde bascule

monostable (11). Cette bascule possède une pseudo-période de 5 s environ. En absence du signal de référence, ou en présence d'un signal présentant un déphasage supérieur à  $10^\circ$ , cette bascule est déclenchée par la sortie de la porte NON-ET (NAND) (10). Ce n'est qu'après le repositionnement de la bascule monostable, situation dans laquelle la sortie de la porte NON-ET se trouve au niveau bas, que le signal sera transmis via la porte ET (7). La chaîne de diviseurs (9) comporte trois diviseurs, ayant chacun un facteur de division de 10. Aux sorties de ce diviseur on dispose donc de fréquences allant de 1 MHz à 1 kHz.

## L'électronique

Tout à l'image du paragraphe consacré au schéma synoptique, nous allons commencer la description de l'électronique mise en pratique avec celle du capteur (**figure 2**). La self L1 de 33 mH et le condensateur C1 de 3,3 nF accordent la boucle de

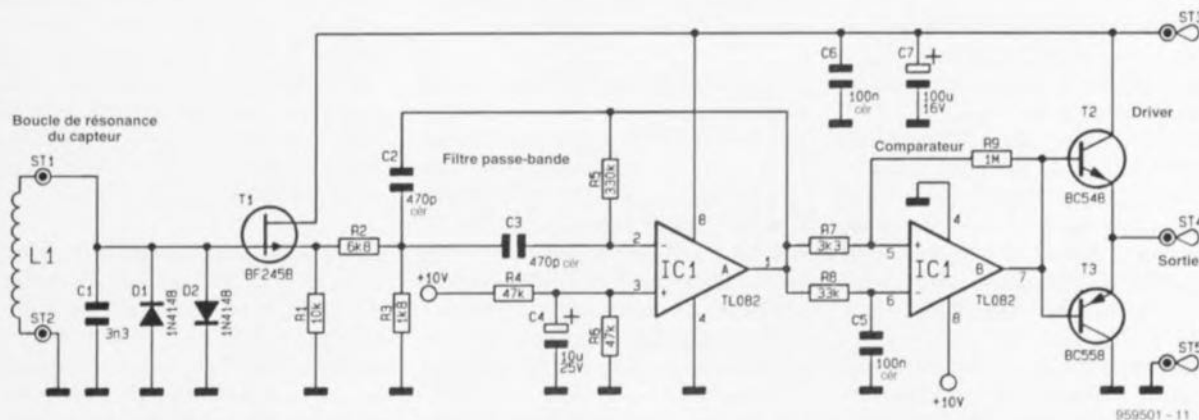


Figure 2. Voici à quoi se résume l'électronique constitutive du capteur de la fréquence de ligne de 15 625 Hz.

résonance LC parallèle à une fréquence de 15 625 Hz. Cette électronique permet, comme nous l'avons déjà mentionné, de capter le champ de rayonnement d'un téléviseur. Les diodes D1 et D2 éliminent les impulsions parasites qui, le cas échéant, pourraient arriver sur la grille du transistor à effet de champ T1. Ce transistor fait office de suiveur de source et sert au découplage de la boucle de résonance parallèle.

IC1A, les résistances R2 à R6 et les condensateurs C2 à C4, constituent un filtre passe-bande ayant un gain de 25 environ. La fréquence centrale se situe, elle aussi, à 15 625 Hz. Le diviseur de tension R4/R6 fixe la tension de sortie à une valeur de 5 V. Le condensateur C4 crée, à la broche 3 de IC1A, le potentiel de masse en tension alternative requis pour un fonctionnement de filtre passe-bande. IC1B avec ses composants connexes fait office de comparateur avec hystérésis. Le réseau RC, R8/C5, génère ici la tension de comparaison. Les transistors T2 et T4 constituent un étage de sortie complémentaire chargé de faire en sorte que l'on dispose, à l'extrémité du câble de liaison, de la fréquence de référence avec une amplitude suffisamment élevée. Les condensateurs C6 et C7 bloquent la tension d'alimentation de 10 V.

Via le câble de liaison, la fréquence de référence captée et amplifiée arrive sur l'entrée BU2 de la platine principale dont la **figure 3** montre le schéma. Le signal attaque, via le condensateur C8, l'entrée à trigger de Schmitt de IC3A, un CD4093. Ce composant se charge de la mise en forme du signal en ce qui concerne le rehaussement de la tension et la raideur des flancs. La résistance R10 garantit un niveau bien défini en l'absence de signal d'entrée, le condensateur C8 éliminant tout ronflement.

Quittant de la sortie de IC3A, la fréquence de référence gagne, d'une part, l'entrée de signal (broche 14) du comparateur de phase IC7 (un CD4046) et, de l'autre, l'entrée de déclenchement de la bascule monostable réalisée à l'aide de IC6A, R12 et C9. Cette bascule surveille, nous l'avons déjà signalé, la présence de la fréquence de référence. Elle commande **et** la LED D3 (Ref.) **et** la porte NON-ET IC3B.

Nous n'utilisons, en ce qui concerne le circuit à boucle à verrouillage de phase complet, IC7 (un CD4046), que la partie détecteur de phase f1. Suite aux inévitables tolérances de

fabrication, l'oscillateur interne de ce composant se caractérise par une plage de régulation trop large. Cette spécificité gêne une régulation stable et partant pose un problème à la constante de durée de réglage « courte ». C'est pour cette raison que le VCO sera réalisé à l'aide d'un oscillateur à quartz. Un condensateur ajustable en assure le réglage grossier, deux diodes varicap le réglage fin. Les transistors T5 et T6 avec les composants associés constituent l'oscillateur proprement dit. Il s'agit ici d'un oscillateur du type Colpitts dont la fréquence est définie par le quartz Q1. Le condensateur ajustable C24 ainsi que les diodes varicap D6 et D7 permettent d'ajuster la fréquence de l'oscillateur sur une plage de  $\pm 350$  Hz.

Sachant qu'un VCO permet de couvrir une plage de fréquences relativement large, il peut sembler bizarre, à première vue, de réaliser un VCO avec un oscillateur à quartz. Dans le cas de cette application on envisage de stabiliser la fréquence à une seule valeur fixe de façon à réduire au strict minimum les différences à éliminer lors de l'étalonnage final. Le domaine de réglage restreint du VCO à quartz mis en oeuvre dans le FN 1000 améliore sensiblement la stabilité « courte durée » du signal de sortie. Le transistor T7 découple et amplifie le signal de l'oscillateur. Le trigger de Schmitt IC3C génère un signal rectangulaire net destiné au diviseur de fréquence IC4 du type CD4040. La fréquence d'oscillateur divisée par deux (1 MHz donc) est disponible sur la sortie Q1 de ce circuit intégré.

Sur la broche 4 de IC4 nous retrouvons le signal d'oscillateur divisé par 128, 15 625 Hz, qui est appliqué à la seconde entrée (broche 3) du comparateur de phase IC7. Les résistances R13 et R15, associées aux condensateurs C14 et C15, constituent, en cas d'ouverture des commutateurs analogiques IC5A et IC5B, la « grande » constante de durée de réglage.

Si le déphasage entre la fréquence de référence sur la broche 14 et la fréquence du VCO divisée par 128 sur la broche 3 est supérieure à  $10^\circ$ , les commutateurs analogiques IC5A et B se ferment. Dans ces conditions les résistances R14 et R16 sont prises en parallèle sur R13 et R15 respectivement. Associées au condensateur C24 ces résistances définissent ainsi la constante de durée de réglage « courte ».

Les impulsions de sortie du comparateur de phase, présentes sur la broche 13 de IC7, sont intégrés en

fonction de la constante de durée de réglage choisie et appliquées, sous forme de tension de commande, à l'entrée (à savoir la résistance R20) de commande du VCO. C'est ainsi que la boucle de régulation se ferme et que la PLL se synchronise sur la fréquence de référence.

Sur la broche 1 du CD4046 (IC7) nous avons présence d'impulsions de durée identique et en parfaite synchronisation avec celles sur la broche 13 du même circuit intégré. On notera cependant qu'il s'agit ici toujours d'impulsions à niveau bas, peu importe si le déphasage soit positif ou négatif.

Dès qu'il se produit un déphasage, la broche 1 de IC7 passe au niveau bas. La résistance R17 et le condensateur C10 intègrent ces impulsions, action lors de laquelle la constante de durée est dimensionnée de façon à passer en dessous du seuil de commutation de IC3B en présence d'un déphasage supérieure à  $10^\circ$ . Dans ces conditions la sortie de IC3B passe au niveau haut, la constante de durée « courte » devient active par la fermeture des commutateurs analogiques IC5A et B et la bascule monostable réalisée à l'aide de IC6B, R18 et C16 est déclenchée.

Via l'étage de commutation T4, la sortie de la porte NON-ET IC3D reste inactive jusqu'à ce que la sortie de IC3B passe au niveau bas et que la bascule monostable soit repositionnée. Ceci se produit lorsque la PLL, fonctionnant avec la constante de durée « courte » n'ait atteint un déphasage inférieur à  $10^\circ$ . Cette approche garantit que l'on n'aura présence d'un signal de sortie que si la PLL soit verrouillée et le déphasage soit inférieur à  $10^\circ$ . Cette situation est visualisée par l'illumination de la LED D8 (*Locked*).

Chaque étage de la chaîne de diviseurs réalisé à l'aide de IC8 à IC10, divise par 10 le signal d'entrée de 1 MHz. La dernière sortie de cette chaîne présente donc un signal de 1 kHz. Les circuits intégrés de division possèdent une ligne de remise à zéro commune, ce qui garantit une division parfaitement définie après chaque verrouillage de la PLL.

Les étages de commande de ligne, IC11 et IC12, pris en aval des sorties de IC8 à IC10, assurent une impédance interne de  $50 \Omega$  pour les sorties BNC. Pour l'alimentation du circuit on pourra utiliser un module d'alimentation-secteur standard, doté d'une fiche « jack » mono de 3,5 mm, capable de fournir un courant de sor-



février 1995



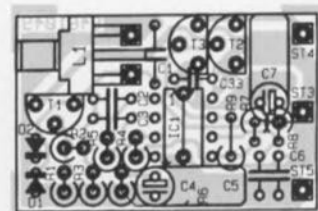
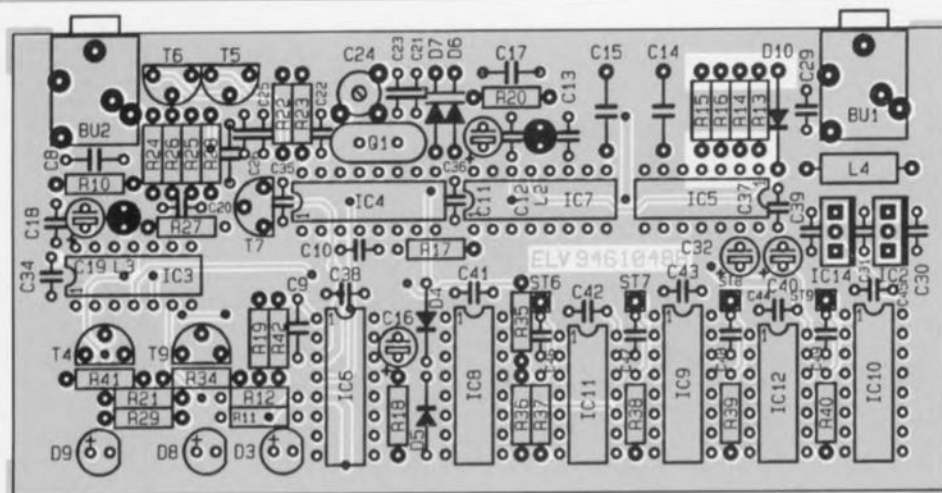


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la grande platine principal double face à trous métallisés et de celle du capteur du FN 1000.

#### Liste des composants

##### Résistances :

R1, R17, R19, R24 = 10 k $\Omega$   
 R2 = 6 k $\Omega$   
 R3 = 1 k $\Omega$   
 R4, R6 = 47 k $\Omega$   
 R5 = 330 k $\Omega$   
 R7 = 3 k $\Omega$   
 R8 = 33 k $\Omega$   
 R9, R18 = 1 M $\Omega$   
 R10, R20 = 100 k $\Omega$   
 R11, R34, R41 = 1 k $\Omega$   
 R12 = 270 k $\Omega$   
 R13 = 4 M $\Omega$   
 R14 = 100  $\Omega$

R15 = 680 k $\Omega$

R16, R25, R26, R28 = 1 k $\Omega$

R21 = 22 k $\Omega$

R22 = 82 k $\Omega$

R23 = 120 k $\Omega$

R27, R29 = 1 k $\Omega$

R35 = 4 k $\Omega$

R37 à R40 = 22  $\Omega$

R36 = 560  $\Omega$

##### Semi-conducteurs :

IC1 = TL082

IC2 = 7810

IC3 = CD4093

IC4 = CD4040

IC5 = CD4066

IC6 = CD4098

IC7 = CD4046

IC8 à IC10 = CD4017

IC11, IC12 = 74HC00

IC14 = 7805

T1 = BF245B

T2, T4, T9 = BC548

T3 = BC558

T5 à T7 = BF199

D1, D2, D4, D5 = 1N4148

D3, D8, D9 = LED rouge 3 mm

D6, D7 = BB505

D10 = 1N4001

D11 = BZW06-23

##### Condensateurs :

C1 = 3 nF

C2, C3 = 470 pF céramique

C4, C16 = 10  $\mu$ F/25 V

C5, C6, C12, C13, C18, C20, C29 à C31, C33 à

C39, C41 à C46 = 100 nF céramique

C7, C32, C40 = 100  $\mu$ F/16 V

C8, C9 = 10 nF

C10 = 20 pF céramique

C11, C19 = 47  $\mu$ F/16 V

## Réalisation

On commencera par la réalisation du capteur en mettant en place, de la manière « classique », sur la petite platine « simple face » de 40 × 25 mm, tous les composants requis (**figure 4**). On notera que les dimensions modestes de cette platine nous obligent à implanter les résistances verticalement et à « coucher » les condensateurs électrolytiques C4 et C7. Comme l'illustre la photo de la **figure 5**, la self L1 est montée également « à l'horizontale » et ses broches sont soudées à deux picots de soudure (ST1 et ST2).

Le câble de liaison sera connecté aux picots de soudure ST3 à ST5 :

- le conducteur marron à ST3,
- le conducteur blanc à ST4 et
- le blindage des deux conducteurs à ST5.

Il faudra doter l'autre extrémité du câble d'une fiche « JACK » stéréo de 3,5 mm que l'on connectera selon les spécifications du croquis de la **figure 6**. On pourra, maintenant, mettre la platine du capteur dans son petit boîtier plastique en glissant le câble dans la fente prévue à cet effet.

Après fermeture du couvercle de la sonde, il sera temps de procéder à la mise en place des composants sur la platine principale. Comme d'habitude, on commencera les soudures avec les composants passifs de petites dimensions. Cette phase de la réalisation se termine par la soudure des composants actifs et les embases « jack ». Avant de mettre en place les trois LED, il faudra replier leurs broches de façon à ce que les corps des LED viennent, ultérieurement, se blottir doucement dans les orifices, percés à cet effet dans le morceau de tôle qui se trouve derrière la

face avant du boîtier plastique du FN 1000. Ce morceau de tôle sera soudé à l'équerre contre la platine principale. Ensuite, on fixe les quatre embases BNC dans la tôle et l'on connecte, à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage souple, le contact central de chacune des embases au picot de soudure correspondant.

## Première mise en fonction et étalonnage

Après avoir branché le module d'alimentation-secteur et après la connexion de son câble au circuit, on commencera par la vérification des deux tensions d'alimentation de 5 et 10 V respectivement. On notera qu'une dérive de  $\pm 5\%$  des valeurs souhaitées est admissible. Si la dérive de l'une des tensions est supérieure à cette tolérance, il faudra immédiatement couper la tension d'alimentation et corriger l'erreur.

Si les tensions d'alimentation ont la valeur correcte il faudra ensuite placer le capteur à proximité immédiate d'un téléviseur (voire même directement sur celui-ci) accordé sur une station. Si le capteur fonctionne correctement, la LED « Ref. » devrait s'allumer.

Le pas suivant consiste à procéder à l'étalonnage du FN 1000. Pour ce faire on jouera, avec un tournevis d'accord, sur le condensateur ajustable C24, jusqu'à ce que la LED « Locked » s'allume indiquant ainsi le verrouillage de la PLL. On notera qu'il faudra attendre 5 s après chaque action sur le condensateur ajustable C24 pour permettre le repositionnement de la bascule monostable.

Il ne reste plus, après avoir obtenu

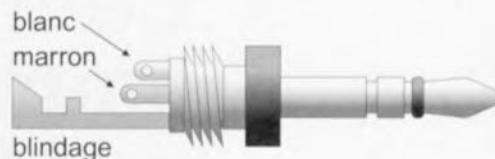


Figure 6. Croquis illustrant la connexion du câble blindé à deux conducteurs à une fiche « jack » stéréo de 3,5 mm.

un verrouillage de la PLL, qu'à vérifier – à l'aide d'un voltmètre à haute impédance (impédance interne de 10 M $\Omega$  au minimum) – la tension présente sur l'entrée de commande du VCO (R20). Cette tension devrait avoir une valeur comprise entre 4,5 et 5,5 V, garantissant que le VCO travaille approximativement au milieu de la plage de régulation.

## Montage final

Après avoir terminé, avec succès bien entendu, l'étalonnage du FN 1000 il ne reste qu'à en terminer le montage. Pour ce faire il faudra plier (de 90°) les côtes latérales du couvercle en tôle. On notera que l'orifice dans ce couvercle doit être positionné exactement à l'aplomb du condensateur ajustable C24. Après avoir positionné correctement le couvercle avec ses faces latérales on le fixe avec une bonne dose de soudure. Une fois le blindage fixé, on glissera la platine dans les deux rails que comporte à cette intention le boîtier en plastique et, par action sur la face avant en tôle on l'enfoncera complètement dans ce boîtier. Après la mise en place de la face avant plastique on dispose d'un nouvel appareil de test et d'étalonnage très pratique et au prix parfaitement abordable.

## LVT22V10-7

Philips vient de lancer sur le marché un nouveau circuit logique programmable (**PLD, Programmable Logic Device**) qui, en dépit de sa faible tension de service de 3,3 V, atteint un taux de commutation de 7,5 ns. Ce taux est, pour ce type de **PLD**, le plus rapide dans le monde. Grâce à ce **PLD** les électroniciens seront en mesure de suivre les performances de plus en plus impressionnantes des microprocesseurs et autres mémoires fonctionnant également sous une tension d'alimentation de 3,3 V. L'introduction de ce nouveau **PLD**, le LVT22V10-7, illustre nettement que l'industrie électronique prend au sérieux le développement et la progression de la logique 3,3 V. Les différents composants 3,3 V disponibles actuellement se caractérisent par une performance très adéquate et ils attei-

gnent pratiquement le même niveau de vitesse que les composants 5 V modernes capables de fonctionner avec des fréquences de 90 MHz, voire plus.

## Les PCD509x

Une nouvelle série de circuits intégrés de Philips a été conçue spécialement pour le traitement de signaux analogiques et numériques de la bande de base de téléphones DECT standard et compatibles ISDN. Grâce à cette nouvelle famille de composants on pourra réaliser un téléphone avec un circuit intégré seulement.

Comparés à des versions à 3 ou 4 circuits intégrés un téléphone à « puce unique » se caractérise par une plus grande compacité et une consommation plus faible. Cette combinaison de caractéristiques fortes

intéressantes offre aux concepteurs une plus grande flexibilité d'approche.



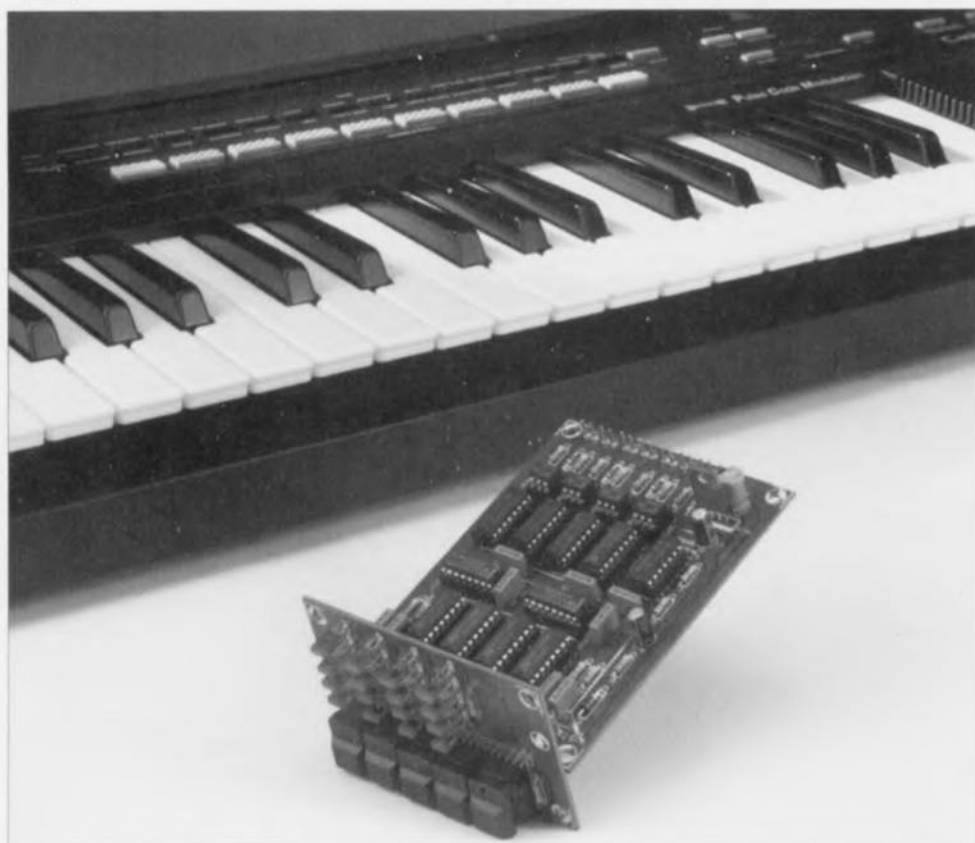
CHIP SELECT



# central de commutation MIDI

**établissez d'un doigt les connexions requises entre jusqu'à quatre appareils**

projet : P. Rigail



Les musiciens semblent avoir une prédisposition pour l'établissement d'interconnexions. Ceci explique que la scène sur laquelle « s'active » un groupe de musiciens devienne rapidement un « jungle » de câbles. Le central de commutation MIDI que nous vous proposons dans cet article permet une interconnexion beaucoup plus rapide et efficace d'instruments MIDI en tous genres. En pratique, on peut, par exemple, constituer un réseau MIDI comportant un séquenceur, un synthétiseur, un échantillonneur et une boîte à rythme et connecter l'entrée de l'échantillonneur à la sortie du séquenceur ou du clavier sans avoir à toucher aux câbles ! De par les LED de visualisation que comporte ce central, le câblage reliant les différents instruments entre eux en devient également notablement plus évident.

L'évolution peut, dans certains cas, prendre un caractère rétrograde. Ainsi, il apparaît que les podiums sur lesquels les orchestres jouant des instruments de musique acoustiques

sont, dans la majorité des cas, parfaitement débarrassés de la pléthore de câbles qui doivent, autrement, établir toutes les liaisons électriques. Les groupes modernes font appel à

toutes sortes d'instruments qui, soit génèrent des signaux électriques, soit en ont besoin, pour produire eux-mêmes des sons. Amplificateurs, orgues, synthétiseurs, séquenceurs et tout ce que l'on peut s'imaginer d'autre, sont amenés à la vie à l'aide de signaux électriques.

Il est heureux qu'aujourd'hui l'on ait défini un certain nombre de standards. L'un d'entre eux est MIDI (*Musical Instrument Digital Interface*), une interface associée à un protocole très utilisée sur les instruments électroniques. Il n'est pas étonnant de ce fait que les fabricants d'ordinateurs aient eux aussi pris le train de l'interface MIDI en marche. Le résultat de tout ceci est que les ordinateurs sont parfaitement en mesure de piloter des instruments de musique. Le seul aspect ennuyeux que présente est cette évolution est la nécessité d'utiliser des liaisons câblées en grande quantité. Le central de communication MIDI décrit ici permet l'établissement d'interliaisons entre différents appareils dotés d'une interface MIDI et ce de façon étonnamment simple. Il devient possible, de par sa présence, de modifier rapidement une configuration de scène sans avoir à démêler tout un écheveau de liaisons, ce qui, par définition, tient toujours du véritable casse-tête chinois.

Même en « environnement domestique » le central de commutation MIDI peut remplir sa fonction de différentes façons. Les possesseurs d'un PC doté d'une carte son avec prises MIDI peuvent, à l'aide de ce central, introduire une isolation galvanique dans le système, de sorte que procéder à des expériences avec la sortie MIDI de l'ordinateur ne présente plus le moindre risque d'endommagement pour l'ordinateur ; rassurant, n'est-ce pas ? ce sentiment de sécurité.

## L'électronique

La figure 1 vous propose le schéma du central de commutation. Prenons-le de la gauche vers la droite. Sur l'extrême gauche on découvre les 4 embases DIN, K1 à K4, qui servent d'entrée pour la prise en compte des signaux en provenance de l'interface MIDI. Le taux de transmission standard de l'interface série MIDI est de 32 Kbits/s. Cette interface utilise des boucles de courant de quelques milliampères. Cette approche permet, sans le moindre problème, de ponter des distances de plusieurs mètres sans risque d'erreur de transmission. La LED intégrée dans chacun des opto-

coupleurs relié aux embases K1 à K4, IC1 à IC4, clignote au rythme de la fréquence du flux de données numériques appliqué à l'entrée MIDI. On a pris, sur chacune de ces 4 LED, une diode en parallèle, diode destinée à la protection de la LED en cas d'application, à l'entrée, soit d'un signal à la polarité erronée soit d'une tension

continue. Notons que ce risque n'existe que dans le cas de câbles MIDI de fabrication personnelle. Si l'on se contente de brancher des appareils du commerce et que l'on utilise les câbles d'origine il ne peut, en principe, rien se passer. Si tout se passe comme prévu, le phototransistor entre en conduction au rythme de la pulsation

de la LED. Ce phototransistor transmet à son tour le signal présent à son collecteur à un tampon intégré dans un 74HC08. On dispose à la sortie de la porte concernée de IC2, IC2a, IC2b, IC2c ou IC2d, du signal MIDI numérique tamponné. Chacune des 4 sorties de IC2 attaque 4 multiplexeurs, IC6 à IC9. De ce fait, IC2a

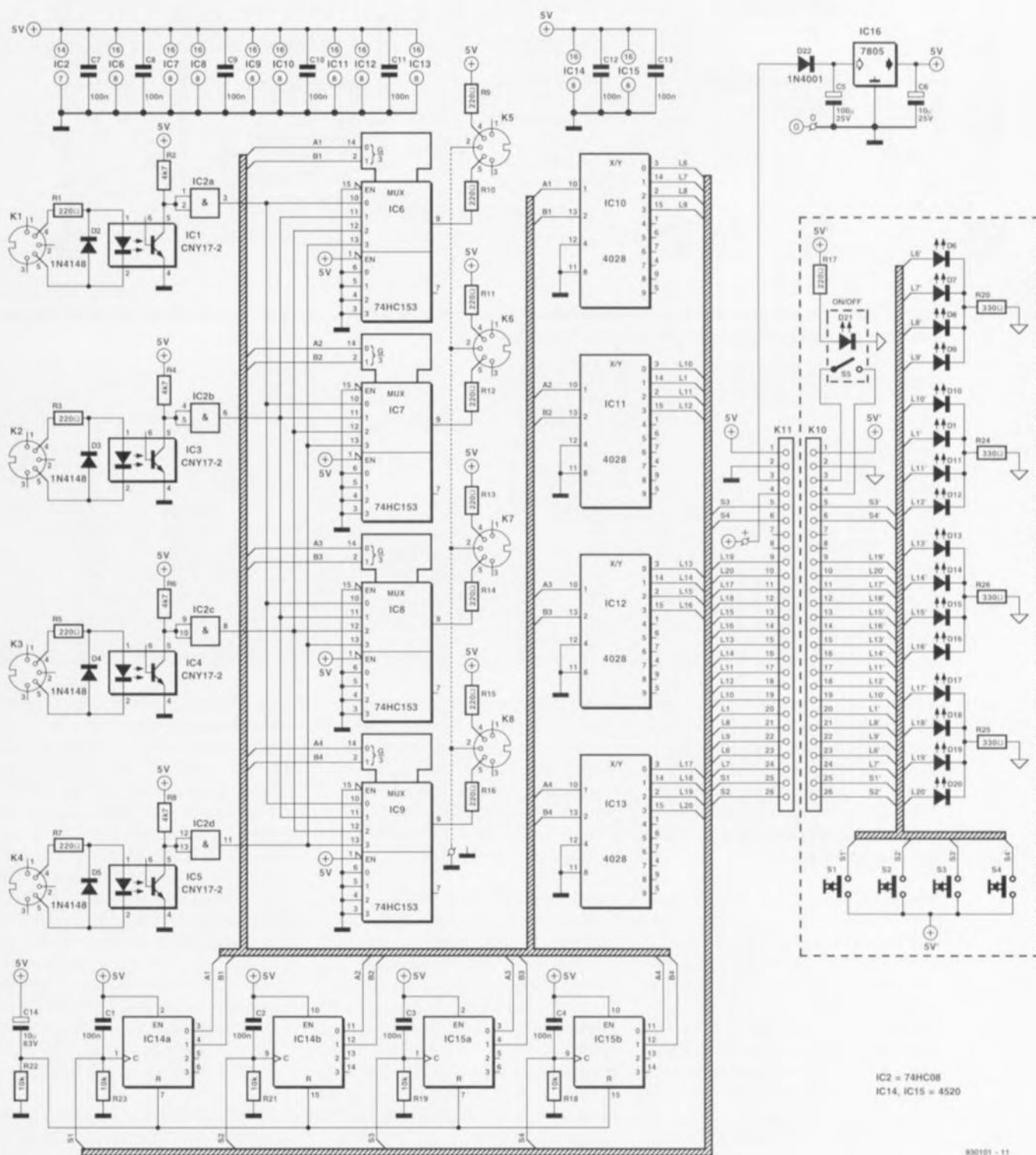


Figure 1. L'électronique du multiplexeur MIDI. Grâce à lui, le transfert des signaux présents aux 4 entrées MIDI vers n'importe laquelle des 4 sorties MIDI se résume à une action sur l'une ou l'autre touche Digitast.

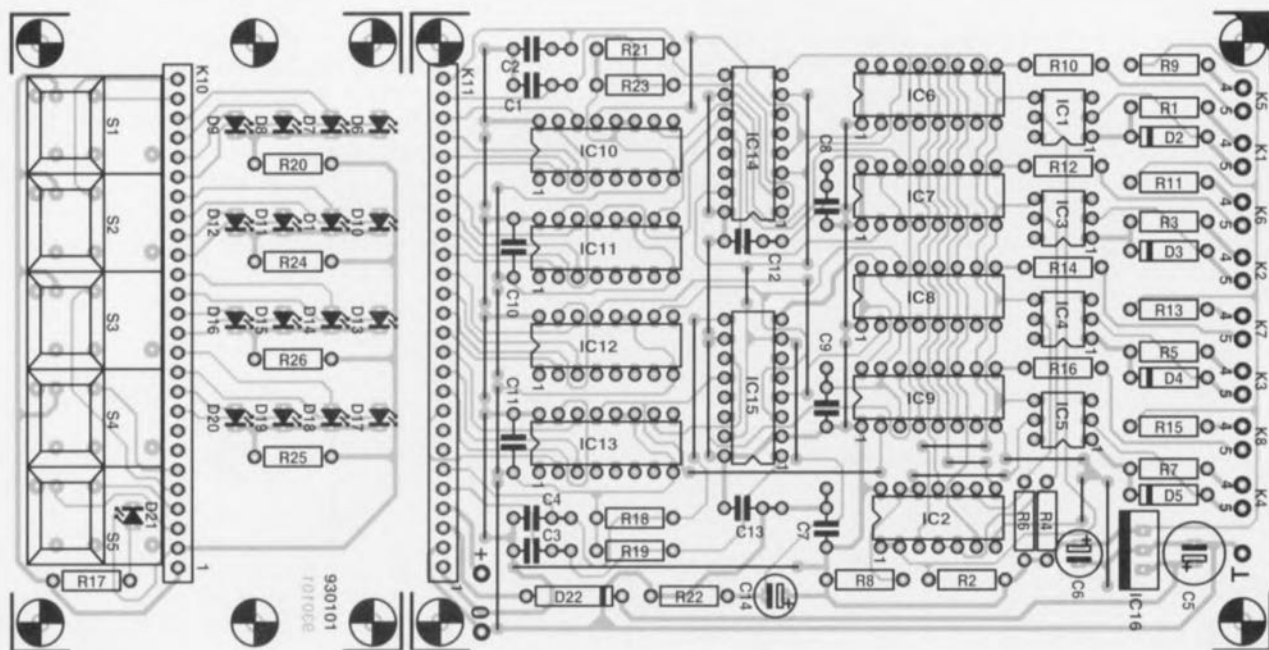


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la double platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Il faudra séparer les 2 pièces constituant le dit circuit imprimé.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R3, R5, R7, R9 à R17 = 220  $\Omega$   
 R2, R4, R6, R8 = 4 k $\Omega$   
 R18, R19, R21 à R23 = 10 k $\Omega$   
 R20, R24 à R26 = 330  $\Omega$

##### Semi-conducteurs:

D2 à D5 = 1N4148  
 D1, D6 à D20 = LED rectangulaire  
 D21\* = LED 3 mm  
 D22 = 1N4001

IC1, IC3 à IC5 = CNY17-2

IC2 = 74HC08

IC10 à IC13 = 4028

IC16 = 7805

IC14, IC15 = 4520

IC6 à IC9 = 74HC153

##### Condensateurs:

C1 à C4, C7 à C13 = 100 nF

C5 = 100  $\mu$ F/25 V

C6 = 10  $\mu$ F/25 V

C14 = 10  $\mu$ F/63 V

#### Divers:

K1 à K8 = embase châssis DIN à 5 broches (180°)

K10 = embase autosécable SIL mâle en queue à 26 contacts

S1 à S4 = touche Digitast

S5 = touche Digitast avec contact de maintien et LED intégrée (= D21)

1 petit boîtier, dimensions 80 x 100 x 132 mm (tel que, par exemple, Telet LC730)

1 jack mâle pour adaptateur-secteur

\* = cf. texte

est reliée aux 4 entrées 0 (broches 10 des dits circuits intégrés), IC2b l'étant aux entrées 1, IC2c aux entrées 2 et IC2d aux entrées 3 (broches 13). Ainsi, les 4 multiplexeurs du type 74HC153, ont à leur disposition les 4 signaux MIDI pouvant être appliqués aux entrées.

Notons en passant que dans ce montage la moitié seulement de chaque multiplexeur est utilisée. Par la mise au niveau logique haut de l'une des entrées de commande  $\overline{EN}$  (broche 1) le bloc 1 du multiplexeur est mis hors-fonction, la seconde partie étant elle au contraire activée par la seconde entrée  $\overline{EN}$  (broche 15). Les sorties des blocs de multiplexeur utilisés (broches 9) sont connectées à la sortie MIDI correspondante. Comme il est fait appel ici à des composants HC, la sortie du multiplexeur peut servir directement pour la génération du courant de signal dans l'interface MIDI. Si l'on avait utilisé de la logique TTL standard il

aurait fallu intercaler une section tampon additionnelle vu qu'avec ces portes-là le niveau de tension d'un zéro logique ne se trouve pas suffisamment bas, en conséquence de quoi les courants véhiculés par la liaison MIDI restent en-deçà du niveau minimal requis.

Les 4 sorties MIDI du montage prennent la forme des embases K5 à K8. Le reste de l'électronique numérique se charge de l'établissement des interconnexions requises. Chaque multiplexeur possède 2 entrées de commande, A et B, broches 1 et 2 respectivement. Celles-ci sont commandées par un compteur à 2 bits du type 4520, IC4a, IC4b, IC5a et IC5b respectivement. Il s'agit en fait de compteurs à 4 bits dont 2 bits seulement, sorties 0 et 1, sont utilisées ici. Après application de la tension d'alimentation un signal de remise à zéro produit par le réseau RC, C14/R22, fait en sorte que les compteurs se trouvent à l'état 0 (la position de sor-

tie). Dans ces conditions tous les multiplexeurs commutent vers la sortie le signal appliqué à leur entrée 0. On trouve donc, après mise sous tension de l'installation, le signal MIDI en provenance de l'entrée K1 sur les embases de sortie K5 à K8. Les signaux de sortie du compteur vont également vers un décodeur BCD vers décimal du type 4028, IC10 à IC13. Seules les entrées « 1 » et « 2 » de ces décodeurs sont utilisées, les entrées « 4 » et « 8 » sont, étant reliées à la masse, forcées en permanence au niveau bas. En fonction du niveau appliqué aux entrées A et B, l'une des 4 sorties (« 0 », « 1 », « 2 » ou « 3 ») passe au niveau haut.

La LED connectée à la sortie correspondante s'illumine alors. Les 4 LED associées à un même multiplexeur sont reliées à la masse par le biais d'une résistance commune. Il est plus facile, après ces explications, de saisir le fonctionnement du circuit. Chacun des compteurs à 4 bits com-



porte un bouton-poussoir à son entrée d'horloge, S1 à S4. Dès que l'on actionne l'une de ces touches on a un incrément du contenu du compteur correspondant. Le condensateur monté en parallèle sur chacune des touches a pour fonction d'éliminer les impulsions parasites qui pourraient naître d'un éventuel rebond de la touche. Ainsi, à chaque nouvelle action sur une touche, on a une mise en relation, avec la sortie, de l'entrée MIDI suivante. La LED de visualisation associée à chacune des entrées identifie indiscutablement l'entrée en service. À la mise sous tension du système l'entrée MIDI K1 se trouve reliée à la sortie MIDI K5; une action sur la touche S1 interconnecte l'entrée K2 à cette même sortie, l'action suivante sur la dite touche entraîne la connexion de l'entrée K3 à la sortie K5, une triple action se traduisant par la mise en contact de l'entrée K4 avec la sortie K5. Une nouvelle action sur la touche S1 et l'on se retrouve dans la situation de départ.

Ce processus est identique pour les autres multiplexeurs et les touches qui leur sont attribuées. Après mise sous tension et en l'absence d'action sur les touches S1 à S4, les sorties 1 à 4 sont toutes reliées à l'entrée 1. Les 4 LED du haut sont donc illuminées. La tension d'alimentation nécessaire à ce montage sera tirée d'un adaptateur-secteur externe fournissant une tension redressée comprise entre 9 et 12 V – à un courant de 100 mA au minimum. Dès l'application de la tension d'alimentation et la fermeture de la touche marche/arrêt S5, POWER, on aura illumination de la LED intégrée dans la dite touche, D21. La touche S5 se distingue des 4 autres touche Digitast par le fait qu'il s'agit d'une touche à verrouillage de position. L'ensemble constitue un clavier à l'aspect professionnel.

## La réalisation

La construction réussie de ce montage ne devrait guère poser de problème vu l'existence d'une paire de platine dessinées à son intention. Ces 2 platines sont proposées d'une pièce; il faudra les séparer par rupture des ponts d'époxy les reliant. La **figure 2** vous propose la sérigraphie de l'implantation des composants. La platine du clavier reçoit les 5 touches Digitast et les 21 LED (dont 16 de forme rectangulaire). Le reste de l'électronique prend place sur la seconde platine. Comme nous le disions plus haut, la LED visualisant la présence de la tension d'alimentation est intégrée dans la

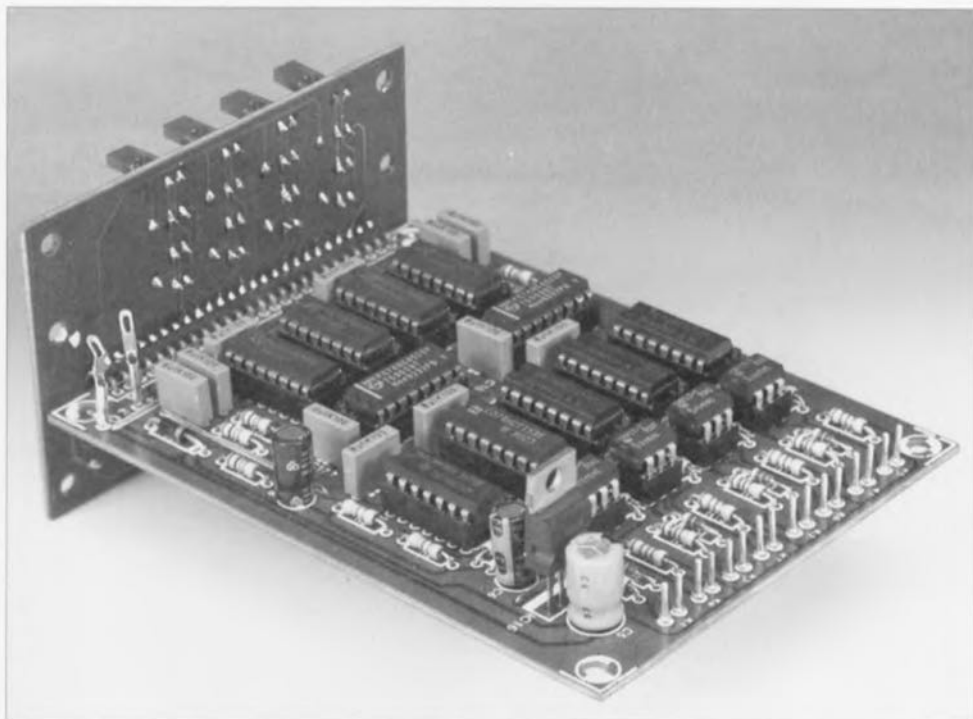
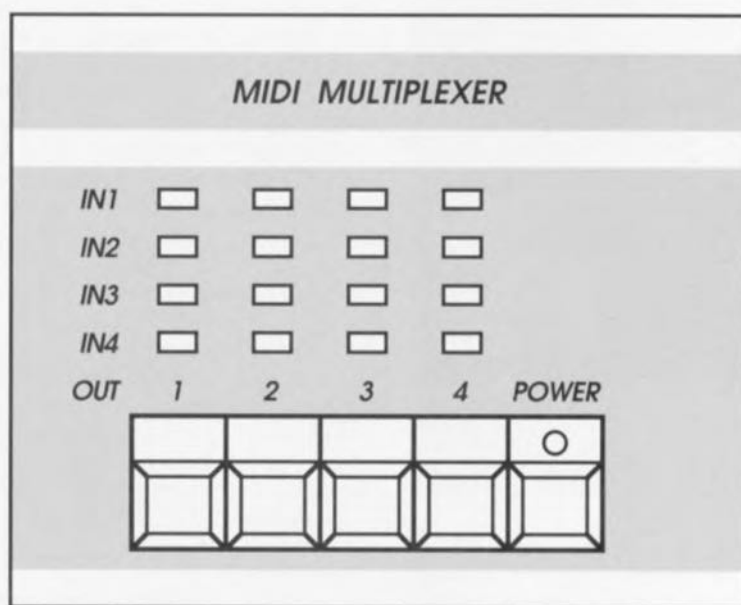


Figure 3. L'un de nos prototypes. On voit bien sur cette photo la technique utilisée pour l'interconnexion des 2 platines.

touche S5. La densité d'implantation n'a rien d'anormal pour ce type de réalisation de sorte que sa construction ne devrait pas poser de problème particulier. On commencera, comme d'habitude, par la mise en place des ponts de câblage, ce qui évitera d'en oublier l'un ou l'autre. Les points de connexion des embases MIDI se trouvent tous sur l'arrière de la platine. On pourra utiliser à cet endroit des picots d'où partiront les fils de liaison vers les embases DIN constituant les connecteurs MIDI

standard. L'interconnexion des 2 platines sera grandement simplifiée par l'utilisation, pour l'embase K1, d'une barrette mâle autosécable à une rangée de 26 contacts. Ceci permettra de monter les 2 platines à l'équerre, approche qu'illustre la photographie de la **figure 3**. On pourrait également envisager, si tant est que l'espace disponible soit compté, de monter les 2 platines en sandwich en les interconnectant à l'aide de fil de câblage souple et en les écartant à l'aide d'entretoises de hauteur adéquate.



930101-F

Figure 4. Dessin de face avant pour le central de commutation MIDI. Les LED permettent de savoir à tout instant quelles interconnexions l'appareil a établi.

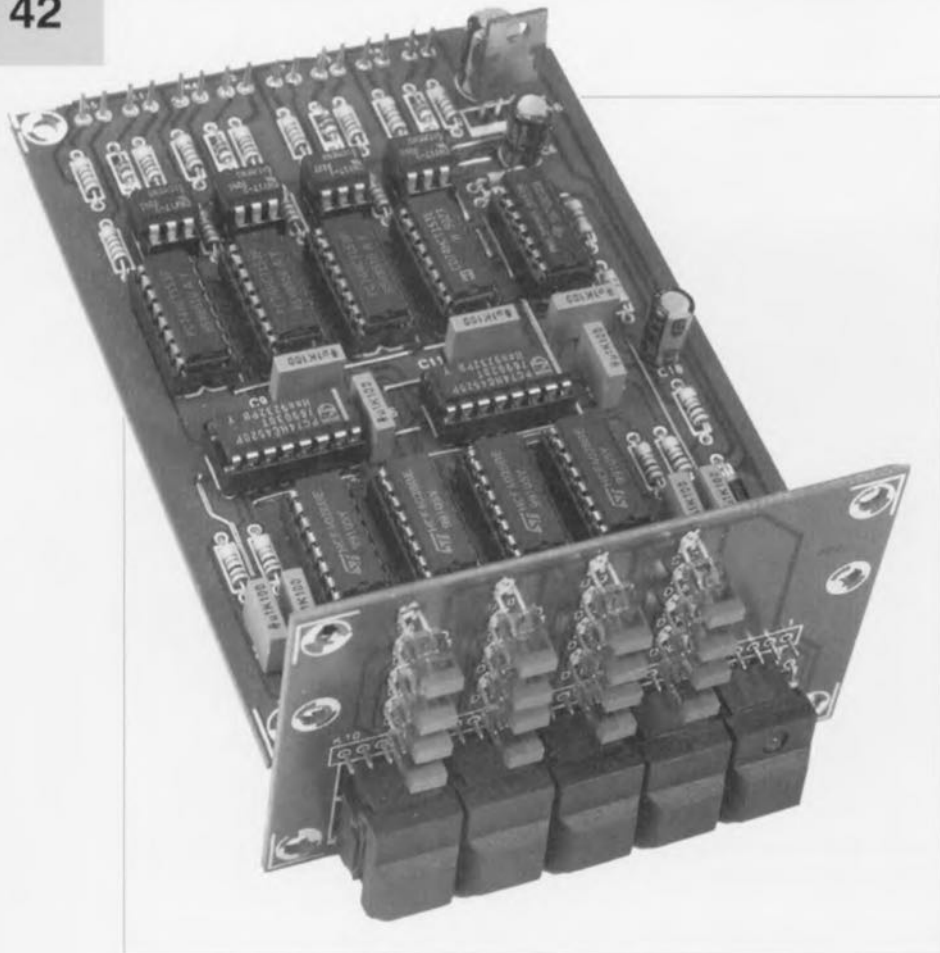


Figure 5. Ce même prototype, mais vu de l'avant cette fois.

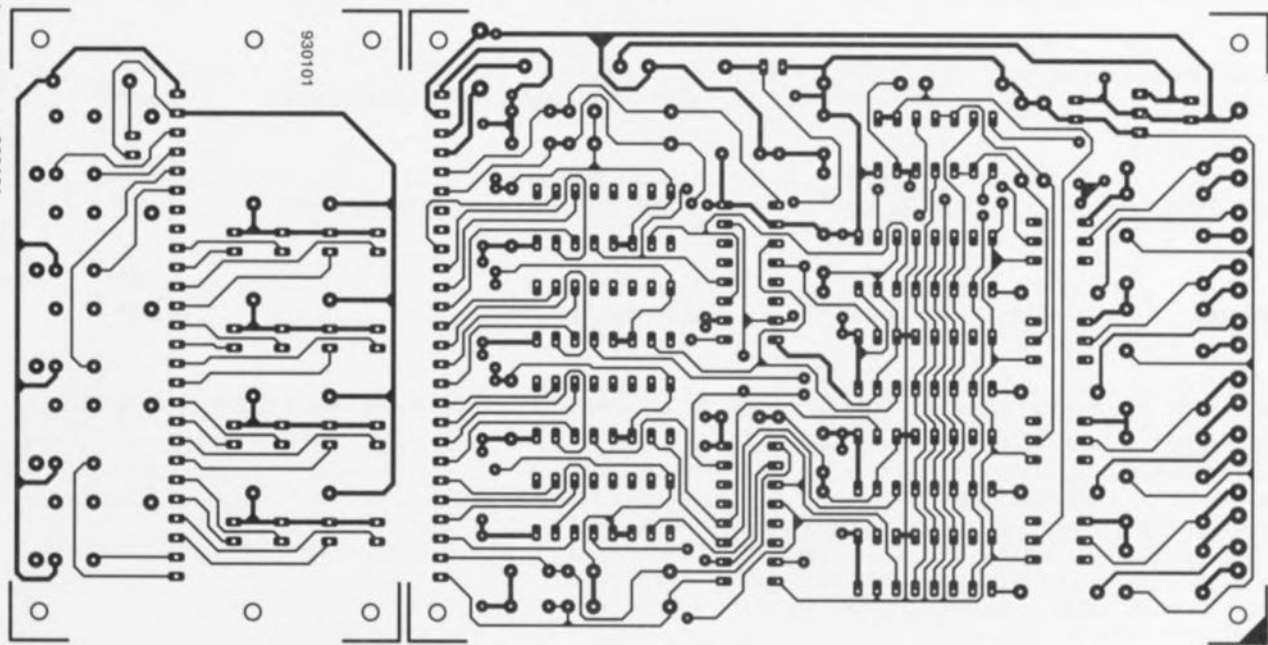
Nous vous proposons, en **figure 4**, un dessin de face avant permettant de donner à ce central de commutation MIDI un aspect professionnel, caractéristique dont l'importance n'est pas à sous-estimer. Ses dimensions cor-

respondent au type de boîtier mentionné dans la liste des composants. Si l'on opte pour le montage en sandwich la hauteur du coffret pourra être réduite très sensiblement. Les outils informatiques mis à la disposi-

tion de tout un chacun aujourd'hui devraient vous permettre de dessiner votre propre face avant. On pourra également se faire une jolie face arrière, où l'on identifiera les 4 embases d'entrée et de sortie, encore qu'il suffise de savoir compter jusqu'à 4 et de savoir si les embases d'entrée constituent la rangée supérieure ou celle du bas. Après implantation dans le boîtier et interconnexion des paires de plots K1 à K8 aux 8 embases châssis DIN, le montage est prêt à remplir la fonction pour laquelle il a été dessiné.

Après application de la tension d'alimentation les 4 LED supérieures de la matrice 4 x 4 indiquent les interconnexions établies. Avant que l'on n'ait actionné la moindre touche, exception faite de la Digitast de mise sous tension bien entendu, on dispose aux 4 sorties MIDI du signal présent sur l'entrée MIDI K1. Il suffit maintenant à l'utilisateur d'actionner la touche requise, une ou plusieurs fois, pour établir l'interconnexion voulue. Nous osons espérer que le multiplexeur MIDI décrit ici simplifiera sensiblement la tâche de tous ces musiciens devant avant chaque concert, se transformer en électricien-amateur pour établir tous les branchements requis.

*Bibliographie:*  
MIDI à votre portée, Eric Tholomé,  
Editions Radio





# 200 numéros d'Elektor ce n'est pas rien

# GRAND CONCOURS

## NUMÉRO 200 D'ELEKTOR

Commençons  
par les prix

Vous ne serez guère étonnés de constater que nous avons fait la part belle, aux logiciels, vu que le thème de ce numéro 200 s'intitule « de l'idée au PCB avec son PC ». Mais il n'y a pas que les distributeurs de logiciels qui aient accepté de nous fournir (sans contrepartie) des lots pour notre concours.

1 logiciel de CAO

**ULTIboard Entry Designer**

(valeur 10 662 FF)

**1<sup>er</sup> PRIX**  
Offert par Ultimate Technology

1 logiciel de CAO

**Eagle Version 2.6**

(valeur 3 440 FF)

**2<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Développement Electronique

1 logiciel de CAO

**LAYO Decimo**

(valeur 3 400 FF)

**3<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par LAYO-France

1 logiciel didactique : l'électronique numérique

**LOGIC1**

(valeur 3 400 FF)

**4<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par FITEC

1 logiciel didactique : les amplificateurs opérationnels

**LOGIC3**

(valeur 3 400 FF)

**5<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par FITEC

1 logiciel didactique : les processeurs

**PROGIC**

(valeur 2 400 FF)

**6<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par FITEC

1 cross-assembleur universel

**CROSS 32**

(valeur 2 360 FF)

**7<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par I.S.I.T.

1 kit complet (avec circuit imprimé et coffret) du

**décodeur de surround sound**

(valeur 1 950 FF)

**8<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Elektor

1 logiciel didactique : les convertisseurs AN/NA

**LOGIC2**

(valeur 1 900 FF)

**9<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par FITEC

1 instrument de mesure

**générateur 961**

(valeur 1 648 FF)

**10<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par ELC-Centrad

5 logiciels de CAO

**LAYO Quatro**

(valeur 1 550 FF)

**11<sup>e</sup> au 15<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par LAYO-France

2 logiciels de CAO  
**CADPAK**

(valeur 1 490 FF)

**16<sup>e</sup> et 17<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Multipower

1 logiciel de CAO

**RANGER 1**

(valeur 1 300 FF)

**18<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Telindel

1 module caméra N&B subminiature (avec objectif interchangeable)

**CA-H32C**

(valeur 1 120 FF)

**19<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Selectronic

1 alimentation de labo

**alimentation AL942**

(valeur 890 FF)

**20<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par ELC-Centrad

1 Data-Book Electronique

**FINDER**

(valeur 880 FF)

**21<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par TDS-Marlin

1 livre Microcontrôleur 8051 avec le kit complet de

**SIMCAD**

(valeur 859 FF)

**22<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par PUBLITRONIC

1 carte interface pour PC

**K800**

(valeur 650 FF)

**23<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Velleman - Belgique

1 bon pour

**500 FF de platines**

(à choisir dans les pages SERVICE Publitrone)

**24<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par ELEKTOR

1 bon pour

**500 FF de livres**

(à choisir dans la bibliothèque Publitrone)

**25<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par PUBLITRONIC

1 instrument de mesure

**énergimètre multigraphe**

(valeur 490 FF)

**26<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par ELV-France

5 logiciels de CAO

**PCB2**

(valeur 390 FF)

**27<sup>e</sup> au 31<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Multipower

1 kit complet du

**Caviste, automate d'éclairage**

(valeur 320 FF)

**32<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Magnétic - France

1 instrument de mesure (livré en coffret bois)

**pied à coulisse numérique**

(valeur 300 FF)

**33<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par Selectronic

1 instrument de mesure

**sonde S110**

(valeur 168 FF)

**34<sup>e</sup> PRIX**  
Offert par ELC-Centrad

### Qui dit concours dit bien évidemment règlement

- La date limite d'envoi de la réponse est fixée au 28 février, le cachet de la poste faisant foi, ceci de façon à permettre à nos lecteurs d'Outre-mer de se manifester eux aussi. Dotez votre enveloppe de la mention **CONCOURS**.
- Seules seront prises en compte les réponses arrivées dans nos locaux avant le 15 mars, date comprise. Adressez votre enveloppe à **ELEKTOR, BP 59, 59850 Nieppe**.
- Seules les cartes-réponses originales (!) — donc ni photocopie, ni cartes postales, ni fac-similé — envoyées sous enveloppe fermée et correctement affranchies (avec un joli timbre, merci) seront admises à participer au concours.
- Il ne sera admis qu'un gagnant par adresse.
- Le personnel d'Elektor et leur famille ne peuvent pas participer au concours.
- Un jury tirera au sort les prix parmi les participants validés ayant donné la bonne réponse.
- La décision du jury est sans appel.
- Nous ne pouvons malheureusement pas établir de correspondance au sujet de ce concours.
- Elektor fera de son mieux pour publier dans le numéro de mai 1995 le résultat du concours. Les gagnants seront avertis par lettre personnelle.

## Question n° 1

En quelle année a été publié le premier numéro d'Elektor ?

- (1) en 1976
- (2) en 1977
- (3) en 1978

## Question n° 2

L'alimentation pilotée par  $\mu C$  décrite dans le numéro de mars 1988 d'Elektor est une alimentation

- (4) qui n'est utilisable qu'en association avec un ordinateur
- (5) qui peut uniquement servir à l'alimentation d'un système à microprocesseur
- (6) dotée d'un microcontrôleur interne se chargeant de la régulation et du suivi des tensions et courants de sortie

## Question n° 3

Lequel de ces ordinateurs n'est pas un projet décrit dans Elektor ?

- (7) le Junior
- (8) le Joyce
- (9) le SC/MP

## Question n° 4

Dans son numéro Hors-Gabarit annuel, Elektor glisse un article bidon. Quel était l'article bidon du numéro Hors-Gabarit de 1992 ?

- (10) le peson pour accus CdNi
- (11) le convertisseur abaisseur de tension
- (12) le dégivreur de serrure

## Question n° 5

Un circuit de « crow-bar » est :

- (13) un circuit rehausseur de tension
- (14) un circuit de remise à zéro en cas de mauvais fonctionnement dans un montage numérique
- (15) une protection court-circuitant brutalement une tension d'alimentation devenue trop élevée
- (16) un circuit de régulation de tension

## Question n° 6

L'une des caractéristiques remarquables d'un régulateur low-drop est :

- (17) une impédance d'entrée faible
- (18) sa faculté se résister à un court-circuit prolongé
- (19) la compacité de son boîtier
- (20) la faible valeur de la différence entre la tension d'entrée minimale et une tension de sortie donnée

## Question n° 7

Avec le fonctionnement de quel autre composant électronique peut-on comparer celui d'un sidac ?

- (21) celui d'un triac auquel il manque la connexion de grille
- (22) celui d'un transistor dont la base se trouve en l'air
- (23) celui d'un thyristor auquel il manque la connexion de grille
- (24) celui d'une diode zener

## Question n° 8

Nous voulons brancher une ampoule de 110V par le biais d'un gradateur - réglage de puissance par découpage de phase à l'aide d'un triac - à la tension de 220V du secteur. Quelle est la valeur en degrés de l'angle de

découpage de phase  $\alpha$  sur lequel il faut ajuster le gradateur pour que l'ampoule travaille à une tension efficace de 110V ?

- (25) de l'ordre de 90°
- (26) de l'ordre de 110°
- (27) de l'ordre de 150°
- (28) de l'ordre de 45°

## Question n° 9

On a développé le fluoractor™ pour être utilisé dans les starters électroniques des tubes fluorescents. Il s'agit :

- (29) d'une diode spéciale pour tension inverse élevée
- (30) d'un circuit électronique
- (31) d'un thyristor spécial ayant, entre autres caractéristiques, un courant de maintien particulièrement élevé
- (32) un transistor caractérisé par une vitesse de commutation très rapide

## Question n° 10

L'une des caractéristiques importantes d'un filtre passe-bande est :

- (33) la distorsion d'intermodulation
- (34) le facteur de forme
- (35) le délai de propagation
- (36) la résolution

## Question n° 11

Comme tout le monde le sait, la MM2212 est un des premiers circuits de RAM ayant existé. Il s'agit d'une RAM de :

- (37) 256 x 4 bits
- (38) 512 x 2 bits
- (39) 1 024 x 1 bit
- (40) 256 x 8 bits

## Question n° 12

Les producteurs de logiciel aiment donner des noms étranges à leur produit. La dénomination de « Warp » concerne :

- (41) la version 7.5 du System du Mac
- (42) la version 3.0 d'OS/2 d'IBM
- (43) la version 3.5 de Windows pour NT
- (44) la version 4 de Windows pour PC

## Question n° 13

Les utilisateurs des autoroutes de l'information aiment terminer leurs messages par un sigle. Un sigle du genre sama@redaction.knoware.fr est significatif :

- (45) de CompuServe
- (46) d'Internet
- (47) d'AOL (America On Line)
- (48) de Gopher-Net

## Question n° 14

Selon sa couleur, la lumière visible possède différents spectres allant de 400 à 900 nm. Une crête de 580 nm est caractéristique de la couleur :

- (49) bleue
- (50) rouge
- (51) jaune
- (52) orange

## Question n° 15

Le préfixe TDA est utilisé par de très nombreux fabricants, SGS-Thomson, Philips pour n'en citer que 2. Le TDA7000 désigne :

- (53) un circuit de réception AM
- (54) amplificateur audio de 7 watts
- (55) un circuit de réception FM
- (56) un générateur d'impulsions

## Question n° 16

Le monde de l'électronique a bien changé au cours de l'ère que recouvrent ces 200 numéros d'Elektor. Il nous a fallu nous habituer aux circuits intégrés TTL. Le 54LS1032 possède 14 broches ; c'est :

- (57) une quadruple porte NON ET à 4 entrées
- (58) une double porte NI à 6 entrées
- (59) une quadruple porte OU à 2 entrées
- (60) ce n'est pas un circuit TTL

## Question n° 17

Au cours des nombreuses années de son existence, Elektor vous a proposé des centaines de dessins de circuits imprimés. Pouvez-vous nous dire quel montage cache le dessin de pistes représenté ici :



- (61) l'impédance à 85C835
- (62) l'extension pour programmeur de PIC
- (63) n'a jamais paru dans l'édition française d'Elektor
- (64) l'adaptateur CC/CC

## Question n° 18

L'impédance  $Z$  d'un montage d'un condensateur shunté répond à la formule suivante :

- (65)  $1/Z = 1/C + 1/R$
- (66)  $1/Z = 1/R + 1/C + 1/R + j\omega$
- (67)  $Z = 1/L + 1/C$
- (68)  $Z = R + j[\omega L - 1/C\omega]$

## Question n° 19

Elektor ne répugne pas à utiliser les microprocesseurs. La première CPU à avoir été mise en œuvre dans un montage décrit dans votre magazine d'électronique préféré a été :

- (69) le 6502 de Rockwell
- (70) le SC/MP de National Semiconductors
- (71) le Z80 de Zilog
- (72) le 6800 de Motorola
- (73) le 2650 de Signetics/Philips

## Question n° 20

Quel est l'avantage majeur d'un convertisseur abaisseur de tension (step down) par rapport à un régulateur de tension classique ?

- (74) une tension de sortie plus stable
- (75) un comportement dynamique meilleur
- (76) une tension de sortie pouvant être ajustée depuis 0V
- (77) une régulation permettant une perte d'énergie moindre

• La réponse est un nombre obtenu par l'addition des numéros attribués aux 20 bonnes réponses. Si l'on suppose que les bonnes réponses sont les réponses 3, 5, 9, 12, 14 et 17, le nombre à mettre dans la case prévue à cet effet sur la carte-réponse sera :

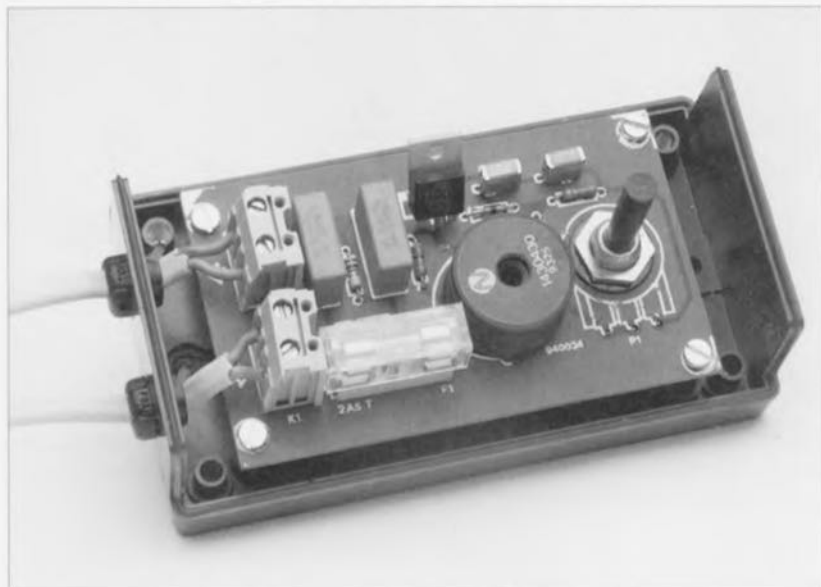
60

il ne restera plus ensuite qu'à indiquer dans la seconde case la réponse à la question subsidiaire, à savoir le nombre de réponses (bonnes ou non) nous étant arrivées à la date du 1 mars, cette date incluse.

L'équipe d'Elektor remercie tous ceux qui ont offert un (voire plusieurs) lot(s) pour son grand concours.

# gradateur pour éclairage halogène

*régulateur à triac épilé d'une astuce*



L'éclairage halogène peut se targuer d'une popularité sans cesse croissante. Ceci n'est guère surprenant vu les indiscutables avantages qui caractérisent ce type de lumière : plaisir de travailler dans la dite lumière, couleur de température agréable, rendement excellent et sécurité garantie vu la faible tension de service de ce type d'éclairage. Il ne connaît qu'un inconvénient : les gradateurs conventionnels travaillent mal, voire ne travaillent pas du tout, avec les ampoules halogènes. Il était temps de trouver un remède à cette situation.

Il existe, en principe, plusieurs approches possibles lorsqu'il s'agit de jouer sur la luminosité d'une ampoule. L'approche la plus évidente est bien évidemment la prise, en série avec l'ampoule en question, d'une résistance ajustable « solide ». Théoriquement, cette approche se défend parfaitement. Dans la pratique il apparaît cependant que plus on diminue la luminosité de l'ampoule, plus la résistance ajustable doit dissiper de puissance. Il est difficile d'affirmer qu'une ampoule brillant au quart de sa puissance nominale associée à une résistance de couleur rouge cerise en raison de la puissance qu'elle doit dissiper soit le summum de l'efficacité. Ceci explique que la méthode à base de résistance n'ait jamais connu une très grande popularité.

Le transformateur réglable, dit variac, constitue une alternative bien plus élégante. Cette source de ten-

sion ajustable continûment a occupé, pendant longtemps, une position de monopole pour la fonction de gradateur dans les théâtres et autres salles de cinéma. Ce n'est qu'à l'arrivée des thyristors et des triacs que les choses ont changé, vu qu'en très peu de temps tout le monde est passé de la régulation de tension au...

## Découpage de phase

Il faut admettre qu'un variac est un joli exploit technique qui a cependant le double inconvénient d'être relativement coûteux et encombrant. Ces remarques nous amènent sans coq à l'âne aux points forts des autres techniques de gradation concurrentes : le découpage de phase. Les gradateurs fonctionnant selon ce principe ont un coût et une compacité comparable à la résistance ajustable évoquée quelques lignes plus haut, ne connaissant pas, eux, ces problèmes de puissance dissipée en pure perte.

Le découpage de phase fait appel à un commutateur électronique rapide (un triac dans la plupart des cas), commandé de façon à n'être fermé (passant) qu'une certaine partie (ajustable) de chaque période de la tension alternative (du secteur), ce qui explique que l'on parle de « découpage » de phase. Pendant la partie de la période où le commutateur ne conduit pas, il ne circule pas de courant et l'on n'a pas, de ce fait, de perte de puissance inutile.

Le synoptique de la **figure 1** illustre le principe de fonctionnement du système. Dès que la tension alternative a passé son point zéro, et qu'elle

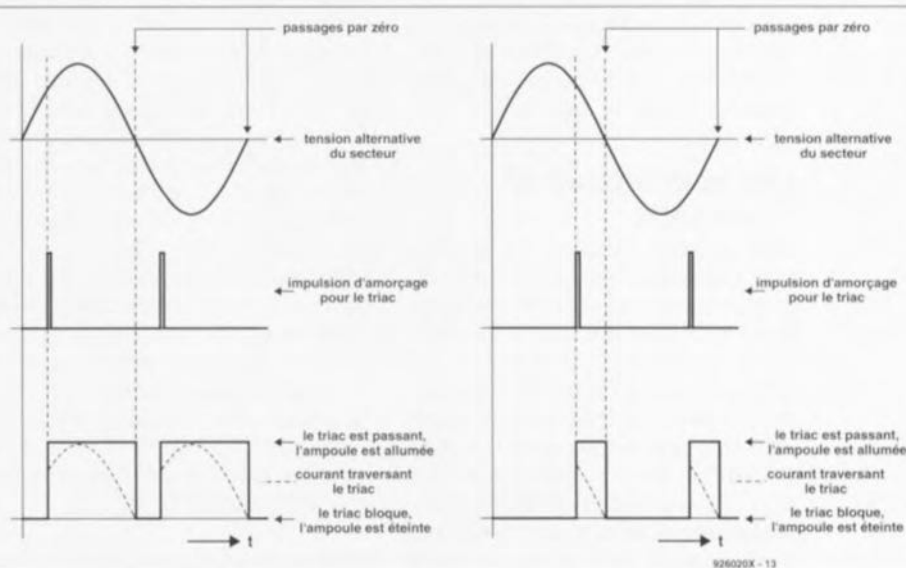


Figure 1. Avec le découpage de phase, l'ampoule ne se trouve sous tension par un triac que pendant une partie (de durée ajustable) de chaque demi-période seulement. Le triac est mis en conduction par une impulsion d'amorçage et bloque automatiquement à chaque passage par zéro de la tension du secteur.



augmente dans le sens montant (positif) ou descendant (négatif), on a mise en charge, par le biais d'un réseau RC, d'un condensateur. On a, une fraction de seconde plus tard, depuis le dit condensateur, émission, en direction du triac, d'une impulsion d'amorçage, de sorte que ce dernier entre en conduction mettant l'ampoule sous tension. Ce processus n'a qu'une durée très brève. Lorsque le courant traversant le triac tombe en-deçà d'une certaine valeur – c'est ce que l'on appelle le courant de maintien – le triac bloquera de lui-même. Ceci se passe à l'instant du passage par zéro suivant de la tension alternative; le triac cesse donc de conduire et attend l'impulsion d'amorçage suivante.

Si l'on procède à une comparaison critique des moitiés gauche et droite de la figure 1, il est aisé de comprendre comment nous pouvons obtenir la gradation de l'ampoule prise en série avec le triac. En effet, il est possible, par la prise dans le réseau RC évoqué plus haut d'un potentiomètre, de déterminer soi-même à quel moment le condensateur aura atteint une charge suffisante pour produire l'impulsion d'amorçage. Si nous optons pour un instant d'amorçage rapide (partie gauche de la figure 1), le triac sera conducteur pendant la majeure partie de la demi-période et la luminosité de l'ampoule sera relativement forte. Si, à l'inverse, nous optons pour une constante de temps RC importante (figure de droite) l'amorçage du triac se fait bien plus tard et la durée de fonctionnement de l'ampoule en sera très notablement diminuée. Si l'impulsion d'amorçage arrive juste avant le passage par zéro suivant, l'ampoule se trouve sous tension pendant une partie de chaque demi-période si courte qu'elle s'illuminera à peine.

## Les spécificités de l'halogène

Mais pourquoi donc n'est-il pas possible d'appliquer sans autre forme de procès la méthode décrite quelques lignes plus haut aux ampoules halogènes ? Eh bien, le problème ne se situe pas tant au niveau de l'ampoule proprement dite qu'à celui du transformateur monté en amont. Si une ampoule à incandescence normale constitue une charge ohmique relativement importante, le dit transformateur présente lui une composante inductive très forte.

Dans ces conditions la tension et le courant ne sont plus parfaitement en phase et c'est bien là que le bât blesse. Il arrive en effet à intervalle régulier

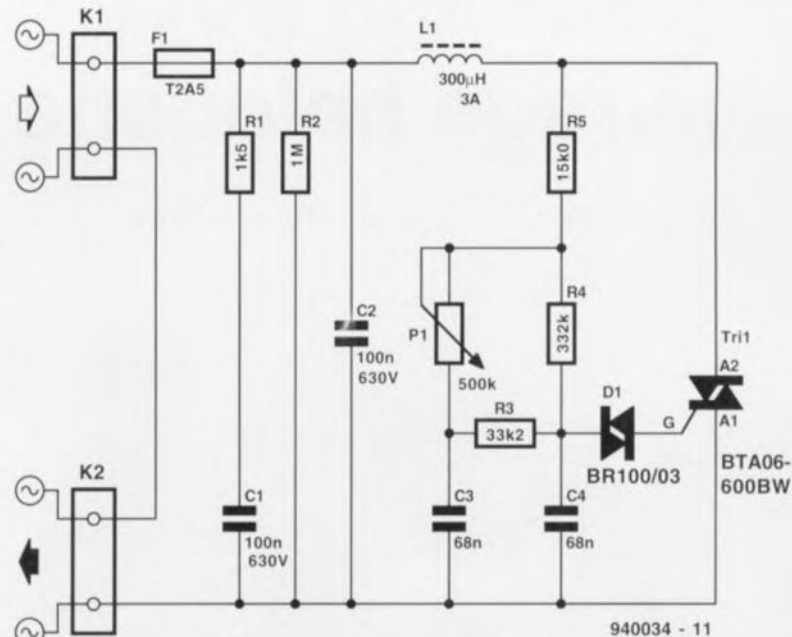


Figure 2. Le réseau RC s'est vu doté d'un condensateur additionnel de façon à permettre au gradateur de fonctionner correctement même avec des charges inductives; ce condensateur permet la génération de salves d'impulsions d'amorçage.

qu'une impulsion d'amorçage arrive au triac à l'instant où ce n'est pas la tension mais le **courant** précisément qui passe par zéro. Le triac se trouve dans l'incapacité d'entrer en conduction vu que le courant nécessaire pour cela doit être pour le moins supérieur au courant de maintien du triac. La conséquence de tout ceci est que le triac entre ou non en conduction au rythme défini par une impulsion d'amorçage et que partant on se trouve en présence d'un comportement de régulation parfaitement imprévisible.

Peut-on remédier à cette situation ? On pourrait bien évidemment envisager l'utilisation d'un triac ayant un courant de maintien extrêmement faible. Cette approche diminue très sensiblement le risque de ratés d'amorçage. Ceci ne fait cependant que circonvenir quelque peu le problème. La vraie solution consiste à s'attaquer à l'impulsion d'amorçage proprement dite. Nous pouvons opter pour 2 approches : soit augmenter la largeur de l'impulsion d'amorçage de manière à ce que celle-ci se poursuive jusqu'à ce qu'un éventuel point de passage par zéro du courant soit dépassé, soit faire en sorte que l'impulsion se répète un certain nombre de fois dans un intervalle de temps bref.

Nous avons opté pour cette seconde variante. Il suffit de jeter un coup d'oeil au schéma de **figure 2** pour comprendre la solution adoptée pour résoudre les difficultés évoquées plus haut. La partie droite du schéma

constitue le gradateur à triac proprement dit. Si nous faisons, momentanément, abstraction du condensateur C3 et qu'en esprit nous nous imaginons le potentiomètre P1 et la résistance R3 en parallèle sur R4, nous nous retrouvons en présence d'un gradateur tout ce qu'il y a de plus classique. En effet, le condensateur C4 se charge par le biais des résistances R3, R4 et R5 et du potentiomètre P1. Au bout d'une durée ajustable par action sur P1, le condensateur C4 aura atteint une charge telle que le diac devient conducteur et que la gâchette du triac Tri1 se voit appliquer une impulsion d'amorçage. Le triac entre en conduction et constitue de ce fait une interconnexion entre les embases K1 et K2, qui sont respectivement les connecteurs d'entrée et de sortie du gradateur. Rien de neuf sous le soleil jusqu'à présent direz-vous.

Le clou du schéma se trouve précisément au niveau du condensateur que nous avons, provisoirement, « oublié », C3. Ce condensateur se charge en fait en quasi simultanéité avec le condensateur C4 et fonctionne comme une sorte de réservoir de tension à l'égard de C4. Immédiatement après l'entrée en conduction de D1, une partie de la charge de C4 a, sous la forme d'une impulsion d'amorçage, disparu dans la gâchette du triac Tri1, on a, via la résistance R3, recharge très rapide du condensateur C4 par C3, processus qui se traduit par la génération d'une nouvelle impulsion d'amorçage.

ge. Ce processus se répète un certain nombre de fois, de sorte que le triac reçoit à chaque fois des courtes séries de 3 à 4 impulsions de gâchette. La recopie d'écran de la **figure 3** montre le signal de gâchette du triac Tri1 visualisé par un oscilloscope; on y voit clairement les différentes impulsions constituant ce signal.

Le reste de l'électronique n'appelle pas de remarque particulière, sachant que l'on retrouve ces composants sous la même forme dans pratiquement n'importe quel gradateur. Résumons rapidement pour la forme : le réseau R1/C1 constitue un court-circuit pour d'éventuelles crêtes de tension néfastes pouvant naître avec une charge inductive et qui pourraient endommager le triac.

La bobine L1 associée au condensateur C2 évite la transmission vers le secteur des signaux parasites produits inévitablement par le découpage de phase. La résistance R2 sert, pour terminer, à permettre une décharge du condensateur C2 de manière à éviter la présence, en cas de déconnexion de la charge, de tensions dangereuses sur les borniers de connexion. Notons pour finir que le triac que nous avons utilisé semble conçu spécialement pour cette application : il possède un courant de maintien de 50 mA seulement et est capable de supporter des crêtes de courants brèves de 63 A, ni plus ni moins !

## La réalisation

Nous avons, pour faciliter la réalisation de ce montage, dessiné un circuit imprimé à son intention; nous vous en proposons la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 4**. Il vous faudra le graver vous-même. L'implantation des composants ne devrait pas poser le moindre problème, même pour un débutant. Il faudra veiller, pour les condensateurs C1 et C2, au respect des caractéristiques indiquées dans la liste des composants, à savoir une tension de service de 630 V; le potentiomètre P1 doit avoir un axe en plastique. Il ne faudra pas, en ce qui concerne la bobine L1, utiliser n'importe quelle petite self; on fera appel à une véritable self de choc ayant un courant de service de 3 A. Tant que le courant de charge ne dépasse pas 1 A –  $P = 200 \text{ W environ}$  – il n'est pas nécessaire de prévoir de refroidissement du triac. Si l'on prévoit de travailler à des courants plus importants il faudra doter le triac d'un petit radiateur que l'on montera verticalement. Le courant maximal admissible est de

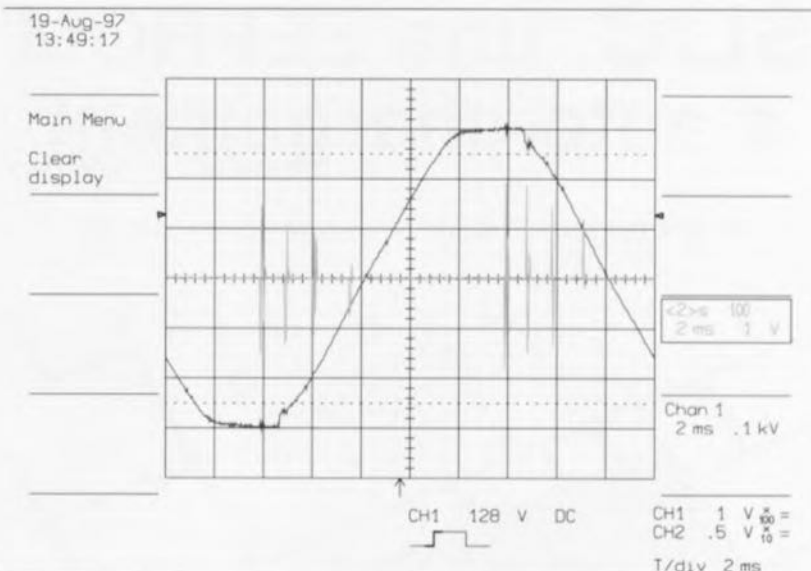


Figure 3. Cet oscillogramme montre le signal de gâchette du triac.

2,5 A environ, ce qui correspond à une puissance de l'ordre de 500 W. Un gradateur étant par définition un montage relié directement au secteur, il est plus que jamais vital de s'intéresser de très près à l'aspect sécurité du montage. On mettra le montage dans un boîtier en plastique dont le contact ne présente pas le moindre danger et l'on veillera à doter les câbles arrivant aux, et partant des, borniers K1 et K2 respectivement d'une bride anti-arrachement de

bonne qualité. Il ne saurait être question de « jouer » d'un quelconque instrument métallique à l'intérieur du boîtier alors que le montage se trouve branché sur le secteur !

La photographie en début d'article montre l'un de nos prototypes fixé solidement dans son boîtier. Les dimensions de la platine en permettent l'implantation dans un coffret standard de OKW. On pourra bien évidemment en utiliser un autre.

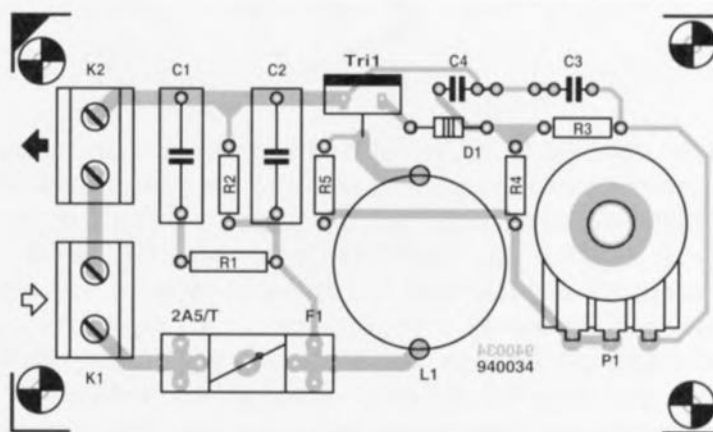


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le gradateur pour éclairage halogène.

### Liste des composants

#### Résistances:

R1 = 1k $\Omega$  1% MRS25  
R2 = 1 M $\Omega$  1% MRS25  
R3 = 33k $\Omega$  1% MRS25  
R4 = 332 k $\Omega$  1% MRS25  
R5 = 15k $\Omega$  1% MRS25  
P1 = 500 k $\Omega$  lin. à axe plastique

#### Condensateurs:

C1, C2 = 100 nF/630 V  
C3, C4 = 68 nF

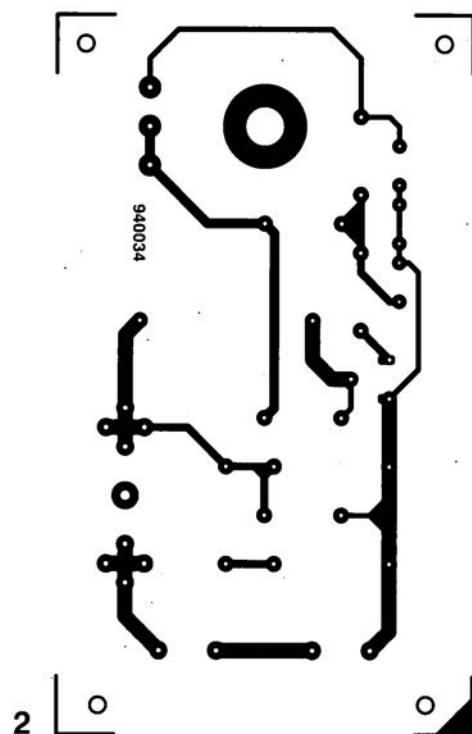
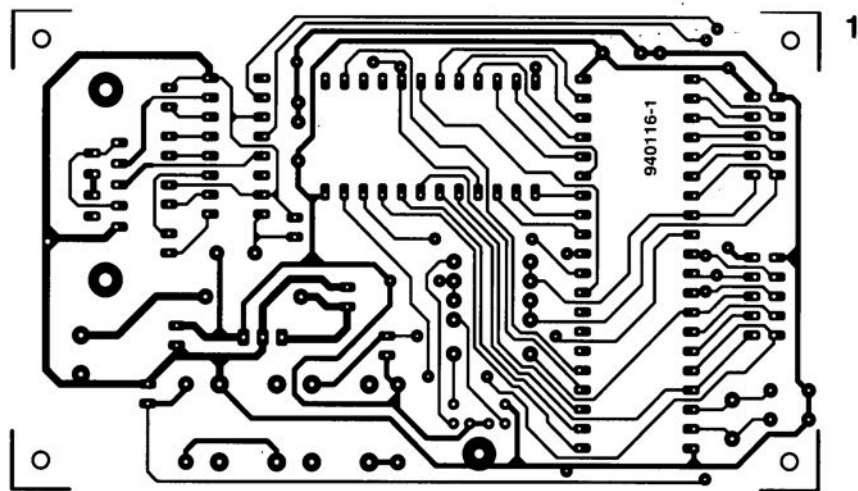
#### Semi-conducteurs:

D1 = diac BR100/03  
Tri1 = BTA06-600BW (SGS-Thomson)

#### Divers:

L1 = self de choc antiparasitage 300  $\mu$ H/3 A  
K1, K2 = bornier à 2 contacts au pas de 7,5 mm  
F1 = porte-fusible encartable + fusible de 2A5 retardé  
boîtier en plastique (65 x 120 x 40 mm) tel que, par exemple, OKW A 90 20 087  
2 brides anti-arrachement

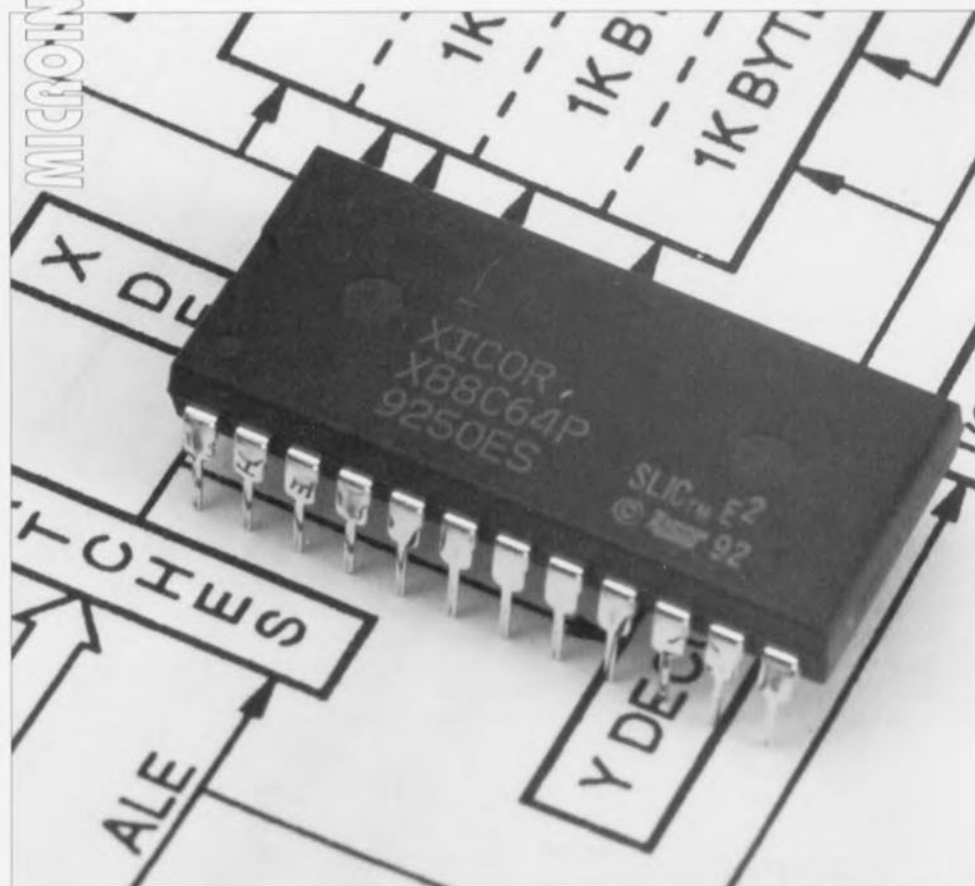
## CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE





# SLIC, une EEPROM à auto-chargement

*où programmer devient encore plus simple*



Avec le X88C64 SLIC, le fabricant de semi-conducteurs américain Xicor lance sur le marché un composant pour systèmes à microprocesseur très spécial. En effet, le, ou faudrait-il dire la, X88C64 est une EEPROM de 8 Koctets x 8 à décodeur d'adresses intégré et bus de données/d'adresses multiplexé. La mémoire est subdivisée en 2 blocs de 4 Koctets x 8 indépendants. Grâce au logiciel adapté stocké en mémoire, le développement de programmes pour microprocesseurs devient encore, si cela était possible, plus simple.

On pourrait s'attendre à ce que, au fur et à mesure de l'explosion de la popularité des microprocesseurs, leur mise en oeuvre se simplifie. La nécessité de disposer d'environnements de développement chers et complexes n'est sans doute pas l'une des conditions améliorant l'acceptation à grande échelle de ce type de composant. Jusqu'à présent, l'environnement de développement le plus abordable a été l'émulateur (ou simulateur) d'EPROM. Un tel émulateur se trouve en liaison directe avec le support dans lequel viendra s'enficher

l'EPROM du logiciel système. Outre cette liaison vers le support de l'EPROM, l'émulateur dispose également d'une interface vers un ordinateur, un PC dans la grande majorité des cas, qui sert lui de support pour la mise au point du logiciel. Le code-machine généré peut ensuite être transmis à l'émulateur par le biais d'un format de données standard quelconque tel que, par exemple, Jedec, IntelHex ou Motorola.

Bien que cette solution associe simplicité (relative) et coût relativement

abordable, il semblerait que l'on puisse encore faire plus simple. Avec son X88C64 SLIC (abréviation de *Self Loading Integrated Code*) Xicor donne la direction dans laquelle il faut chercher la technique la plus efficace.

L'essence de cette approche est que le système à microprocesseur utilisant les routines SLIC peut être programmé par l'intermédiaire du port sériel standard du processeur. Le SLIC comporte, à cette intention, une librairie compacte de routines activée en principe automatiquement après une initialisation (*Reset*). La seule exigence que pose le logiciel SLIC au code-machine est l'émission, en amont des données, d'un bloc de code de 3 octets (l'amorce, le *header* en anglais). À nouveau, il existe un logiciel pour PC (MS-DOS) rendant le code IntelHex compatible avec le protocole SLIC.

Le X88C64 SLIC est une EEPROM à bus de données/d'adresses multiplexé constitué de 2 blocs de mémoire de 4 Koctets chacun. Chacun de ces blocs comporte des routines SLIC. Dans la version Beta 2.1 on a 256 instructions dans la partie supérieure de l'EEPROM (1F00<sub>HEX</sub> à 1FFF<sub>HEX</sub>) et 240 octets dans le bloc inférieur, juste après les vecteurs d'interruption (0030<sub>HEX</sub> à 011F<sub>HEX</sub>). C'est très exactement la cartographie qu'illustre le dessin de la **figure 1**. L'utilisateur devra veiller à ce que son programme n'empiète pas sur les dits domaines de mémoire. Tous les programmes que l'on écrits soi-même peuvent utiliser l'espace mémoire allant de 0120<sub>HEX</sub> à 1F00<sub>HEX</sub>.

Les routines de programmation SLIC constituent une partie du logiciel et sont présentes dans les 2 blocs de mémoire. Au cours de la programmation la moitié de l'EEPROM en cours de programmation à cet instant précis se voit interdite d'accès pendant 5 ms. Ceci explique qu'il faille utiliser pendant ce court intervalle le logiciel présent dans l'autre bloc de mémoire. Lors de la réception de l'EEPROM, le vecteur d'initialisation situé à l'adresse 0000<sub>HEX</sub> pointe vers l'adresse 0030<sub>HEX</sub> (c'est-à-dire que c'est l'adresse mentionnée à l'emplacement de mémoire 0000). De ce fait, le processeur connecté au système est, après une impulsion d'initialisation, envoyé directement au début des routines SLIC. L'utilisateur devra écraser ce vecteur et le remplacer par une autre valeur d'adresse pour obtenir un démarrage automatique de son programme.

Il faudra, pour pouvoir, après réécriture du vecteur d'initialisation, conti-

nuer d'utiliser les routines SLIC, prévoir un saut vers les dites routines depuis son propre programme. Il est également possible, par adjonction d'un rien de code additionnel à son programme, de lancer les routines SLIC par le biais, par exemple, des lignes INT0 ou INT1. Si l'on oublie d'intégrer une fonction de ce genre, on perd, après programmation, toute possibilité d'accès au logiciel SLIC.

La programmation demande donc d'être faite avec attention et réflexion. Il ne saurait être question, lors d'une première prise de contact, d'écrire, à des fins de simple test, un programme quelconque. Savoir se maîtriser est, dans le cas présent, d'une importance capitale. Une fois que l'on a écrasé le vecteur d'initialisation il n'y a plus le moindre obstacle s'opposant à l'écrasement par son propre code machine du code SLIC existant. Après une telle opération – c'est bien le cas de le dire – on a perdu les routines SLIC et du même coup les caractéristiques faisant la spécificité du X88C64. Ce n'est qu'à condition de disposer d'un programmeur spécial capable de travailler avec le bus de données/d'adresses multiplexé et connaissant les codes spéciaux qu'il est possible de remettre dans l'EEPROM les routines SLIC – il en est fourni une copie sur disquette avec l'EEPROM.

## Les conditions

Les données envoyées vers le logiciel SLIC doivent satisfaire à un certain nombre d'exigences. Il doit y avoir une amorce (*header*) de 3 octets constitué des éléments suivants :

- un identificateur de type d'instruction (*command type identifier*);
- le nombre total d'octets du bloc de données;
- l'adresse de début de mémoire (LSB (octet de poids faible) en premier).

Les données faisant suite à cette amorce doivent toujours se trouver dans le même bloc de mémoire (page) de 32 octets. Le logiciel lit ensuite les octets et les stocke en mémoire vive (RAM). On procède ensuite au blocage de toutes les interruptions, y compris celles en provenance de l'UART. Les données sont ensuite transférées vers l'EEPROM. La programmation de la totalité du bloc prend exactement autant de temps que la programma-

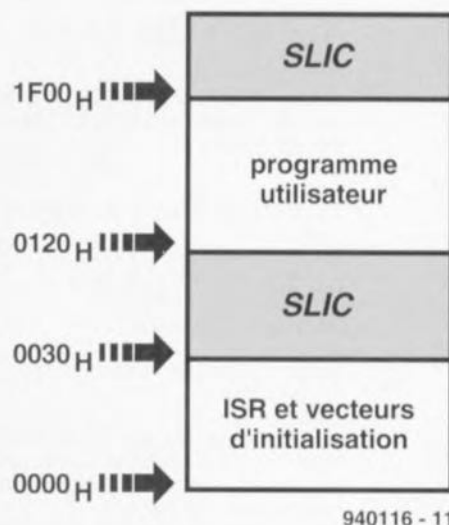
tion d'un unique octet. Pendant le processus de programmation toutes les données émises en direction de l'UART sont perdues. Ceci explique qu'il ne faille envoyer de nouvelles données qu'après que le logiciel SLIC ait indiqué qu'il en avait terminé avec la programmation. Cette annonce de fin de programmation prend la forme de l'émission du caractère « D » (pour *done* comme on pouvait s'y attendre).

La complexité du protocole tient au fait qu'il n'est pas possible de procéder à une lecture de la mémoire EEPROM si l'on est en train, d'écrire des données dans le même bloc. Si donc, par exemple, on procède à l'écriture de données dans le bloc de mémoire inférieur (à partir de 000<sub>HEX</sub>) le processeur devra chercher ses instructions dans l'autre moitié de la mémoire, le bloc supérieur donc. Les vecteurs étant, tout comme les instructions, stockés en EEPROM, il n'est pas non plus possible, en cours de programmation, de lire des vecteurs – le vecteur de l'UART en particulier. Cette spécificité explique du même coup le fait que la liaison série soit, pendant la programmation, momentanément inutilisable.

Comme il reste possible d'utiliser le logiciel SLIC après modification du vecteur d'initialisation par l'utilisateur, la première action du logiciel SLIC après activation du système est la reprogrammation du vecteur d'interruption de l'UART. Cette reprogrammation se fait après chaque remise sous tension, initialisation ou appel du programme SLIC. Cette opération connaît une limitation : le fabricant garantit un maximum de 10 000 opérations de réécriture d'un emplacement d'EEPROM.

## Un système complet

Le programme SLIC écrit par Xicor possède donc une taille de quelque 500 octets et se compose de 2 parties. La partie de logiciel sise dans la moitié inférieure de l'EEPROM peut programmer la partie supérieure, la partie stockée dans la partie supérieure comportant elle les routines permettant la programmation de la moitié inférieure. L'EEPROM quitte la fabrique et portant l'inscription « SLIC » comporte le dit programme à sa sortie de l'usine. Il existe bien évidemment également des versions d'EEPROM standard vierges de tout programme. Dès que l'on a installé l'EEPROM dans le système, on peut immédiatement se lancer dans la programmation. Voici



940116 - 11

Figure 1. Cartographie schématisée de la mémoire de l'EEPROM.

comment les choses se passent : l'ensemble de la communication se fait à 9 600 bauds, 8 bits de données, pas de bit de parité et 1 bit d'arrêt. Les instructions prennent la forme de l'émission d'un caractère ASCII en direction du SLIC.

Les dits caractères peuvent – mais ce n'est pas une obligation – être suivis par un retour chariot (<CR>). Le SLIC réagit de la façon décrite ci-dessous et ne génère en règle générale pas de <CR> et en tout cas jamais de <LF> (*Line Feed*, retour à la ligne). Après une initialisation à

```
:03000000020030CB
:100030007581601200F07D23E4FEF52178407602A0
:1000400008761F0876BC7803D219121F00E4F521A8
:10005000F522D2AF7444121FEC1200CEC21BC2199B
:10006000C218D2AC121F53121F6C3018F1C2AC125E
:100070001FF4D2AC101B047444017D7446121FECB3
:10008000015E3019031200BB8E838D8274402521DE
:10009000F9052153211F301904E7F001A0121F397F
:1000A000D80201B0E582A3658230E5E01582000048
:1000B000301907E0F8E06820E6F92290155574AA97
:1000C000F0901AAA7455F090155574A0F022900083
:1000D000E2121F53B458FAE4936006A3121FEC0116
:1000E000D7225838384336343AE120322E310D00C9
:1000F00075A810759850D21A758920758DFA4387A6
:100100008075884022863293932205869636F72CC
:050110002C496E632E76
:101F0000301903121F408E838D8274402521F930D1
:101F10001904E7F0E119121F39052153211FD802D6
:101F2000E12EE582A3658230E5E0158200003019DC
:101F300007E0F8E06820E6F922E0676002D21B22A1
:101F400090055574AAF0900AAA7455F0900555743E
:101F5000A0F022E521B52202E1532440F8E676AA5A
:101F6000C0A8C2AC052153211FD0A822B44D20D255
:101F700019121F53F524121F53FD121F53FEC3E500
:101F800022952150022420B5240040F2D21822B418
:101F90004B12121F53F8121F40121FAFE89000009F
:101FA000F0021F31B45203020030B456E1E17190E7
:101FB000055574AAF0900AAA74C0F022C0D0C0E0FF
:101FC00075D00810980C309904D21AC299D0E0D07C
:101FD000D032E522440F8E52204541FB52102E165
:101FE000C6E599F6052253221F021FC6101A02E108
:101FF000ECF59922A824EE30E403020082021F00CF
:00000001FF
```

940116 - 12

Figure 2. Un fichier de format IntelHex doit respecter la structure représentée ici. Le code présent dans le SLIC respecte le dit format.

```

REM SIMPLE TEST FOR SLIC
CLOSE #1
CLS
OPEN "COM1:9600,N,8,1" FOR RANDOM AS #1
PRINT "PLEASE PUSH RESET BUTTON"
PRINT INPUT$(1, #1); " RECEIVED"
PRINT "SLIC IS ALIVE, NOW ASKING FOR ID"
PRINT #1, "X"
PRINT "WAITING FOR RESPONSE..."
ID$ = ""
WHILE RES$ <> CHR$(&HD): REM UNTIL <CR>
RES$ = INPUT$(1, #1)
ID$ = ID$ + RES$
PRINT ASC(RES$);
WEND
PRINT : PRINT "THE ID IS "; ID$

PRINT
PRINT "NOW WE DO SOME PROGRAMMING"
REM IF YOU CHANGE NEXT LINE REMEMBER LSB OF ADDRESS FIRST!!
PRINT #1, "M"; CHR$(3); CHR$(&H30); CHR$(5); CHR$(&H12);
CHR$(34); CHR$(56)
PRINT "WAITING FOR RESPONSE"
RES$ = INPUT$(1, #1)
PRINT "RECEIVED IS ";
PRINT RES$; "("; ASC(RES$); ")"

PRINT
PRINT "VERIFICATION OF PROGRAMMED BYTES"
PRINT #1, "V"; CHR$(3); CHR$(48); CHR$(&H5); CHR$(18);
CHR$(&H22); CHR$(56)
PRINT "WAITING FOR RESPONSE"
RES$ = INPUT$(1, #1)
IF RES$ = "F" THEN PRINT "F RECEIVED, VERIFICATION FAILED"
IF RES$ = "D" THEN PRINT "D RECEIVED, VERIFICATION O.K."

CLOSE #1

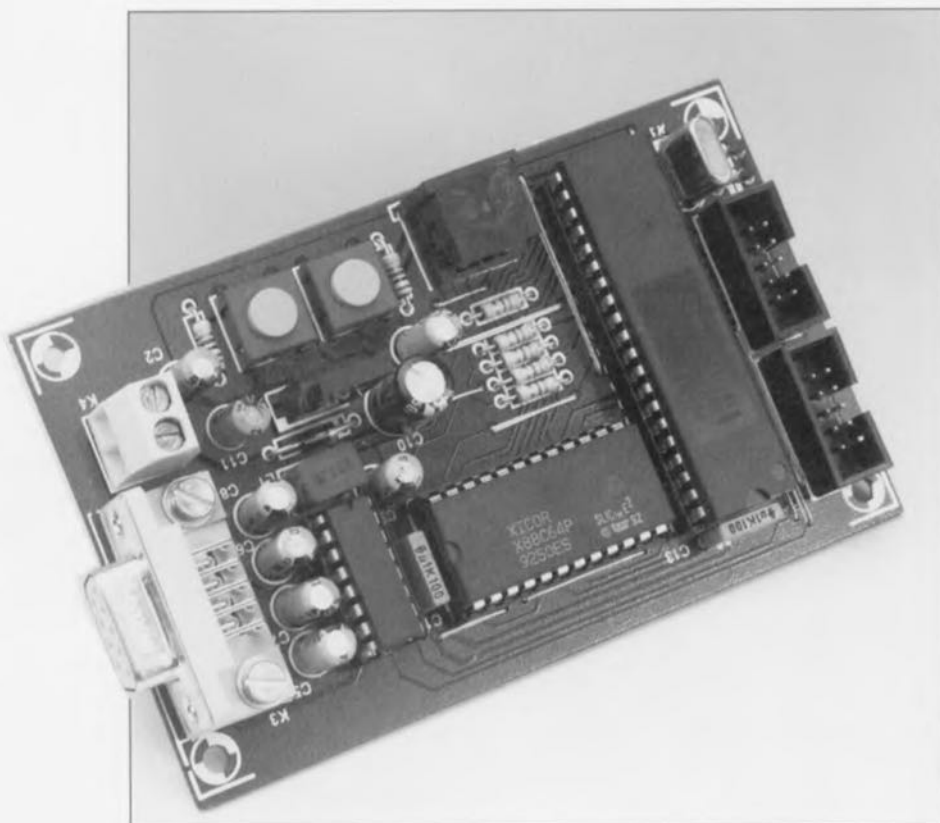
```

940116 - 13

Figure 3. Ce petit programme écrit en BASIC montre comment un PC peut entrer en communication avec le logiciel SLIC d'un système à base de 8031.

froid (*hardware reset*) on a lancement de la routine SLIC. La première étape consiste à émettre, par le biais de la liaison série, un « D » vers l'ordinateur. Cette émission indique

que le système est prêt à recevoir des instructions. L'absence de transmission d'un tel « D » signale un problème à un niveau ou un autre de la chaîne de transmission.



Après initialisation, qu'elle soit matérielle ou logicielle il faut à chaque fois entrer l'instruction suivante :

**Instruction: X**

**Réponse: X88C64:B2.1 <CR>**

Après réception de cette instruction le SLIC indique son numéro de version par émission d'une combinaison de chiffres précédés d'un double point. Cette version est dans notre exemple B2.1.

À partir de là on peut entrer l'une des instructions suivantes :

**Instruction: Mxxxdonnée(s)**

**Réponse: D**

Cette instruction programme (ce M est la première lettre de *modify*) le contenu de l'EEPROM. La lettre majuscule M doit être suivie par un octet (représenté par le premier x de la série de 3) qui indique le nombre d'octets de donnée à programmer.

Le second x représente un octet comportant l'octet de poids faible de l'adresse à programmer, le troisième x représentant l'octet de poids fort de cette adresse. Ce trio d'information capitale est suivi par les données. Tout nombre compris entre 0 et 255 est émis sous la forme d'un octet, sans présence d'un dispositif de détection d'erreur quelconque. Il faudra, lors de la programmation, faire attention aux points suivants : le nombre d'octets admissible doit être compris entre 1 et 32. Si l'on ne programme qu'un seul octet on peut indiquer l'adresse que l'on veut. Si l'on procède à la programmation de plusieurs octets, le logiciel SLIC commencera par stocker dans un tampon tous les octets concernés avant de procéder, en vue de gagner du temps, à une programmation de l'EEPROM en mode page (*page mode*). Dans ce mode on a transmission vers l'EEPROM et programmation dans celle-ci en quelque 5 ms de jusqu'à 32 octets successifs. Ce système fonctionne parfaitement tant que les octets de données sont destinés à des adresses se trouvant dans les limites d'une page. Cela est le cas tant que les lignes d'adresses A5 à A12 sont identiques. Il vous faudra donc faire attention, lors de la programmation de plus d'un octet, à ce que les octets d'adresses aient uniquement des bits A0 à A4 différents.

Une fois la programmation effectuée, le logiciel SLIC émet un « D » pour signaler qu'il a terminé. Ce caractère sert uniquement à indiquer que l'opération est terminée, sans préjuger de la correction de la programmation des données.



**Instruction:** Vxxdonnée(s)

**Réponse:** D ou F

Cette instruction compare (V pour *verify*) le contenu de l'EEPROM avec les octets de donnée sériels. L'instruction présente de fortes similitudes avec la programmation. Attention, cette fois encore, les octets reçus sont stockés dans un tampon et doivent se trouver dans les limites physiques d'une même page ! En l'absence de la moindre différence le caractère renvoyé est un « D » ; en cas de différences le message émis est un « F » (pour *false* = faux).

**Instruction:** R

**Réponse:** D

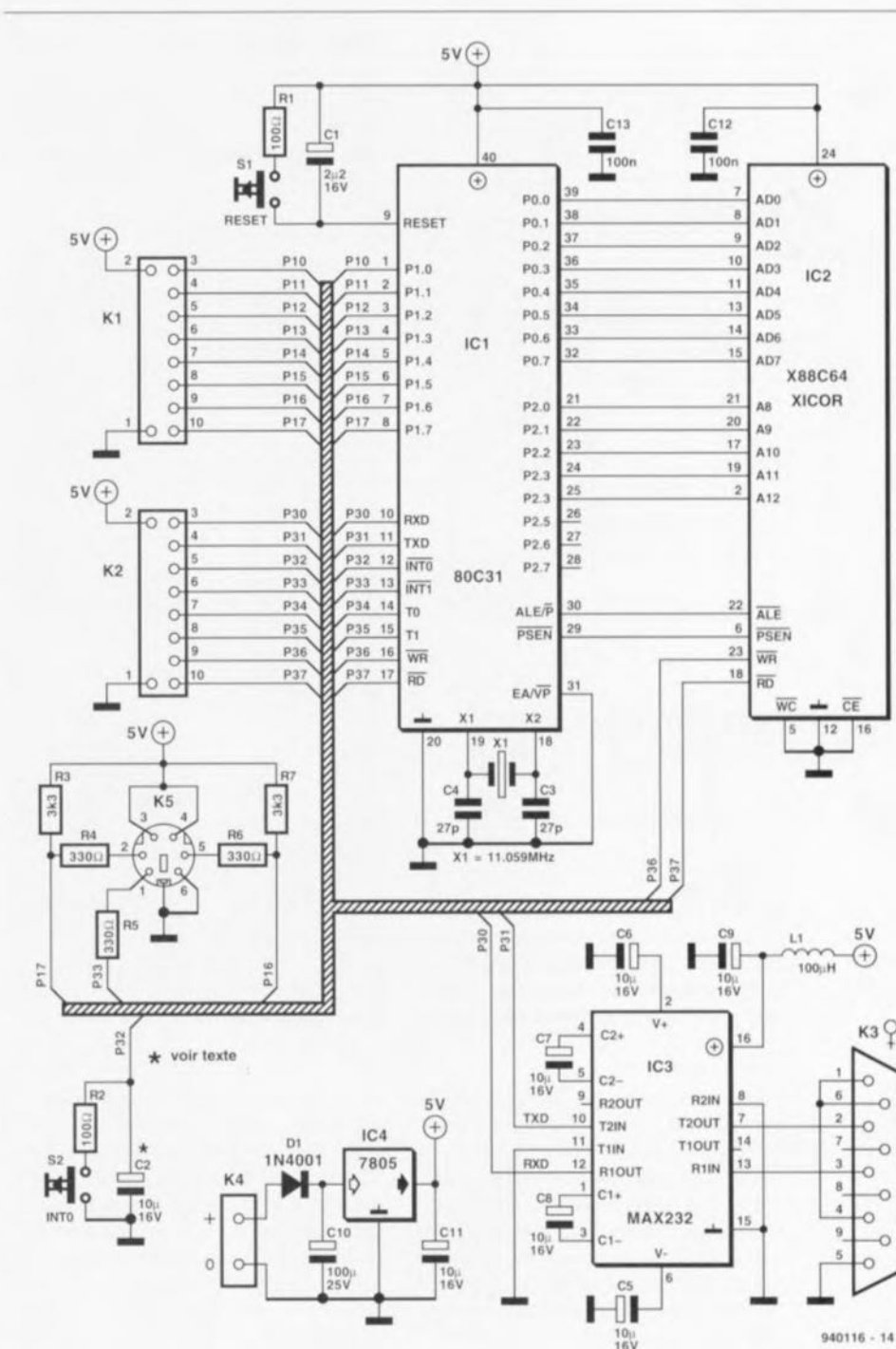
Cette instruction force le SLIC à démarrer sa routine de mise sous tension (*Power Up*). L'émission d'un « D » indique l'exécution de l'instruction. Le logiciel attend ensuite un « X » – de ce fait on n'aura pas, immédiatement après une initialisation par application de la tension d'alimentation ou par émission d'une instruction « R », de réaction à une nouvelle instruction d'initialisation de programmation ou de comparaison.

**Instruction:** Kdonnée

**Réponse:** aucune

Cette instruction permet de modifier le contenu du registre BPR. Le terme donnée représente l'octet à écrire dans le registre BPR. C'est ainsi que sont déterminés les blocs accessibles pour la programmation. Chaque bit définit un bloc de 1 K (sous-entendu octet) autorisé à la programmation. (0 = programmer), le bit 0 étant le bloc à l'adresse la plus faible.

Vu que l'ensemble du processus peut sembler quelque peu complexe, Xicor fournit avec l'EEPROM SLIC un programme pour PC qui met l'utilisateur à l'abri des protocoles évoqués plus haut. Avec la version actuelle (Version 3.34) l'utilisateur peut décider lui-même du port sériel (COM) auquel est relié le montage. On pourra, de temps à autre, aller jeter un coup d'œil au BBS de Xicor (aux USA, 1-408-943.06.55) pour voir s'il existe une nouvelle version du dit logiciel. Immédiatement après la mise en fonction du système le logiciel signale si la communication est possible avec le SLIC. Si tel n'est pas le cas il faudra commencer par définir à l'aide du Setup le port de communication correct. Ce programme exige, comme données d'entrée, un fichier de format IntelHex. C'est le type de format de fichier que l'on peut envoyer vers un programmeur d'EPROM « normal ». La structure d'un tel fichier est relativement



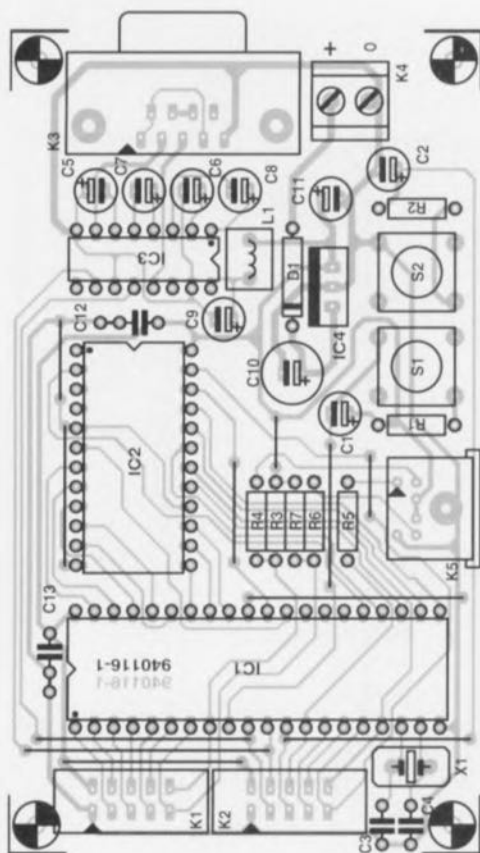


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette mono-carte à 80C31 compacte. Les composants se résument à bien peu de choses n'est-ce pas ?

truction du code SLIC;

- Faire en sorte que la reprogrammation du vecteur UART (adresse vecteur 0023<sub>HEX</sub> dans le cas d'un 8031) se fasse toujours sur la toute dernière ligne du fichier IntelHex.
- Placer à l'adresse du vecteur INT0 (0003<sub>HEX</sub>) un saut vers le début du code SLIC (JMP 0030<sub>HEX</sub>) et ne pas oublier de libérer l'interruption INT0 (registre de bit EX0 = 1) ainsi que toutes les interruptions (registre de bit EA = 1).

Tout ce dont nous venons de parler ci-dessus peut paraître beaucoup et d'une complexité redoutable, mais dès que l'on s'y est un peu habitué les différentes pièces du puzzle tombent en place comme par enchantement. Les plus férus en (Visual) BASIC ou PASCAL d'entre nos lecteurs peuvent bien évidemment écrire un programme pour leur PC prenant en charge l'ensemble du processus et fournissant le cas échéant les messages d'avertissement requis. Il est écrit, dans la documentation du kit SLIC, que la majeure partie des 500 octets du programme SLIC, les routines de l'UART par exemple, peuvent également être intégrées dans un program-

#### Liste des composants

##### Résistances :

R1, R2 = 100  $\Omega$   
R3, R7 = 3k $\Omega$   
R4 à R6 = 330  $\Omega$

##### Condensateurs :

C1 = 2 $\mu$ F/16 V radial  
C2, C5 à C9, C11 = 10  $\mu$ F/16 V radial  
C3, C4 = 27 pF  
C10 = 100  $\mu$ F/25 V radial  
C12, C13 = 100 nF

##### Bobines :

L1 = 100  $\mu$ H

##### Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001  
IC1 = 80C31  
IC2 = X88C64SLIC, EEPROM 8 Ko x 8 avec logiciel SLIC (Xicor)  
IC3 = MAX232 (Maxim)  
IC4 = 7805

##### Divers :

K1, K2 = embase encartable à 10 broches  
K3 = connecteur sub-D encartable, femelle en équerre à 9 broches  
K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm  
K5 = embase châssis mini-DIN à 6 broches  
S1, S2 = bouton-poussoir Multimec à contact travail  
X1 = quartz 11,059 MHz

me utilisateur. Il n'y a donc pas la moindre raison que le logiciel SLIC constitue un ballast inutile. L'EEPROM peut être fournie sous la forme d'un kit (« *SLIC design pack* »). Ce kit comporte la fiche de caractéristiques, des notes d'application et une disquette avec logiciel. On trouve sur la disquette le code source du logiciel « grillé » dans l'EEPROM ainsi que le programme à utiliser avec son PC.

## Le matériel

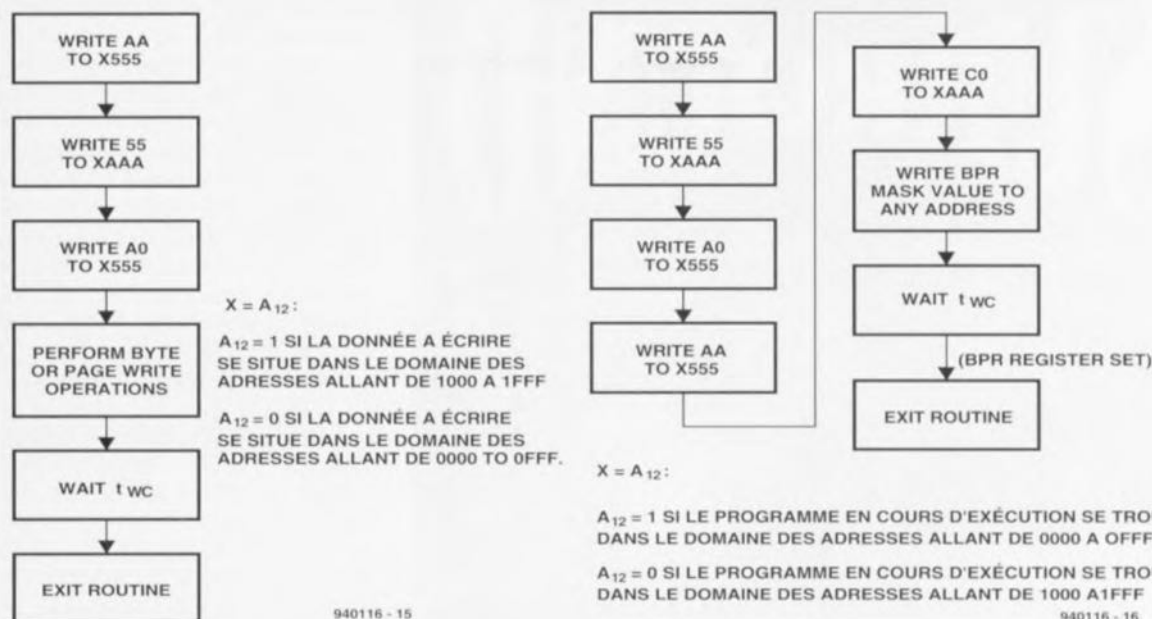
Totalement pris par notre sujet, nous avons failli oublier de vous parler de la petite platine d'expérimentation dessinée à l'intention du SLIC. On peut argumenter quant à cette dénomination vu qu'il s'agit en réalité d'une mono-carte à 80C31 complète dont on retrouve le schéma électronique en figure 4. On y découvre, outre le X88C64, un microcontrôleur du type 80C31 et un circuit de commande d'interface RS-232 de chez Maxim, IC3. Ce composant se charge de faire en sorte que la communication prenant place sur le port sériel se fasse à de « vrais » niveaux RS-232. Cette platine dispose en outre

d'une interface I2C accessible par le biais d'une embase mini-DIN. Cette embase permet la connexion directe au système de tous les modules d'extension développés au fil des années pour le dit bus et décrite dans votre magazine. Il ne faut pas perdre de vue cependant que le 80C31 ne possède pas de protocole I2C dans son environnement matériel de sorte qu'il faudra prévoir un rien de logiciel de remplacement, disponible sur le BBS de Philips Semiconductors (31-40.721.102) et d'autres BBS spécialisés en la matière (tel que Out Time BBS par exemple).

Il faudra respecter la fréquence de quartz indiquée, même si l'on ne voit pas d'inconvénient à ce que le montage tourne plus lentement. En effet, la vitesse de transfert sérielle dépend directement de la fréquence du quartz, étant de 9 600 bauds très exactement si l'on respecte cette valeur de quartz. Il reste à mentionner la présence, à proximité du bouton-poussoir de remise à zéro, S1, d'un second bouton-poussoir, S2, servant à la génération d'une interruption INT0. Si l'on prend soin de choisir pour C2 un condensateur de capacité sensiblement supérieure à celle de C1, le circuit génère automatiquement une interruption INT0 à la mise sous tension. Il est possible de ce fait, de faire, automatiquement, si tant est que le logiciel utilisateur ait été écrit à cette intention, un saut aux routines SLIC. Les lignes d'Entrées/Sorties des ports 1 et 3 sont amenées aux embases K1 et K2. Ceci permet de connecter au système des périphériques à piloter par le 80C31.

La figure 5 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Nous avons réussi, au prix de quelques ponts de câblage il est vrai, à dessiner un circuit imprimé simple face qu'il vous sera donc relativement facile, le cas échéant, de fabriquer vous-même. Étant donnée l'absence de pièges de réalisation, nous ne nous étendrons pas inutilement sur l'étape construction de la platine. Il suffira de procéder à la mise en place des composants comme à l'accoutumée en veillant à ne pas faire d'erreur de polarité. La photographie d'illustration de la page précédente vous permettra de répondre aux dernières questions si tant est qu'il doive s'en poser. Si l'on a travaillé proprement, le montage devrait démarrer dès sa mise sous tension. Il ne vous reste plus maintenant qu'à écrire le programme d'application permettant d'en tirer le meilleur usage.

## Autres spécificités



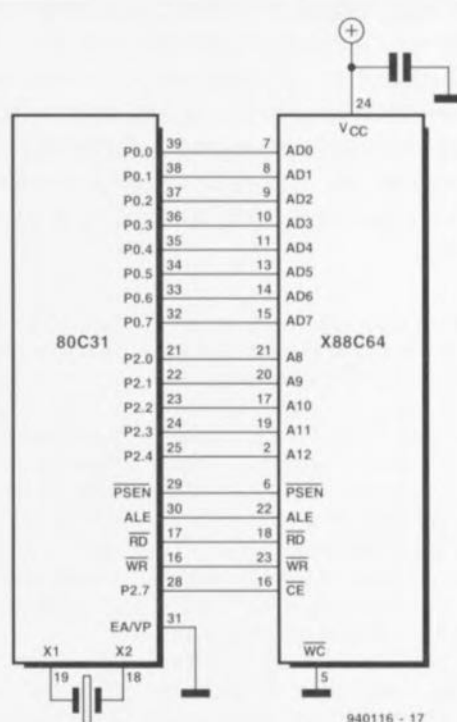
L'EEPROM X88C64 de Xicor présente certaines particularités qui la différencient très nettement d'un certain nombre d'autres EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Memory* = mémoire morte programmable à effacement électrique). La première d'entre elles est un multiplexage du bus de données et d'adresses. De par cette caractéristique, elle peut être connectée au bus de processeurs des membres de la famille d'Intel tels que le 8031. Il existe également une version de cette EEPROM, la X68C64, destinée à être reliée directement au bus de processeurs de Motorola tels que le 68HC11. Cette EEPROM est subdivisée en 2 blocs de mémoire de 4 K x 8, pouvant être lus et programmés indépendamment l'un de l'autre. Il existe 2 techniques de protection des données stockées en mémoire :

- **SDP**, protection par le biais du logiciel : cette approche sert à éviter une réécriture malencontreuse d'un octet. La programmation n'est possible qu'après écriture de 3 octets définis auparavant vers 3 adresses prédéfinies. C'est ce qu'illustre l'ordinogramme de la **figure 1** de cet encadré.
- **BPR**, protection, par l'intermédiaire d'un dispositif de protection additionnel, de parties de l'EEPROM (d'une taille de 1 Koctet chacune). Cette protection est éliminée par écriture de 5 octets prédéterminés à 5 adresses prédéfinies. Cf l'ordinogramme de la **figure 2**.

Comme nous le disions en termes moins clairs, la structure interne de l'EEPROM se subdivise en 2 parties indépendantes l'une de l'autre pouvant être lues et programmées sans s'influencer. Il a été imaginé une configuration de système, celle illustrée en **figure 3**, permettant la modification du programme du microcontrôleur sans avoir à extraire

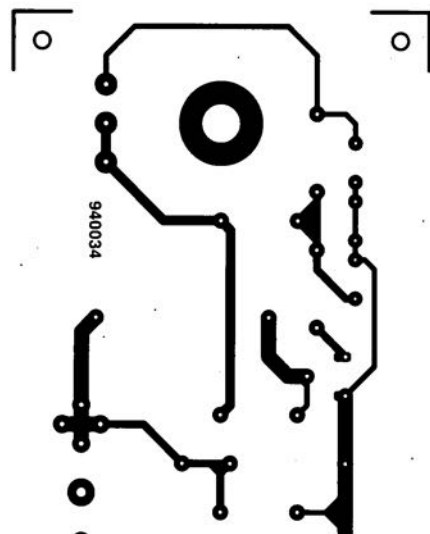
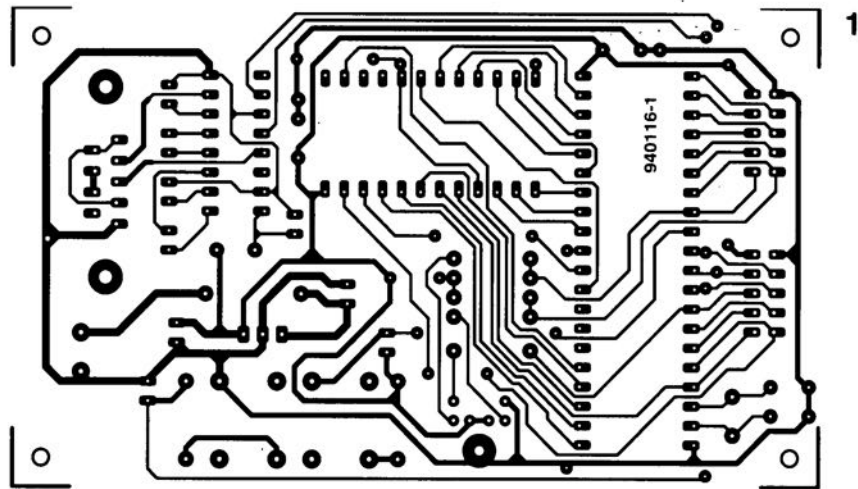
l'EEPROM du système. L'interfaçage entre le processeur et l'EEPROM fait alors appel tant aux signaux ALE et PSEN que WR (*Write*) et RD (*Read*). Il est possible alors, de procéder et à une lecture des instructions par l'intermédiaire de la ligne PSEN et à une écriture de données dans l'EEPROM par le biais du signal WR. La lecture des données se fait sous la baguette du signal RD. L'EEPROM se subdivise en fait en 2 EEPROM de 4 K x 8 que nous allons baptiser, pour nous permettre de nous y retrouver plus facilement, moitiés « inférieure » et « supérieure ». Lorsque le processeur lit des instructions stockées dans la moitié inférieure la moitié supérieure reste inutilisée de sorte que l'on peut programmer librement cette dernière. La durée de la programmation est de 5 ms au maximum; au cours de cette durée le processeur ne peut pas chercher d'instruction dans le bloc concerné. Comme nous l'indiquons dans l'article, la programmation se fait toujours à l'intérieur d'une page de 32 octets. Dès que l'utilisateur écrit un octet à l'intérieur d'une page ainsi définie, l'information est stockée dans une mémoire intermédiaire de l'EEPROM. Le processeur peut ensuite écrire l'octet suivant dans cette même page. La présence d'un intervalle de quelques microsecondes entre 2 octets successifs n'a pas de conséquences.

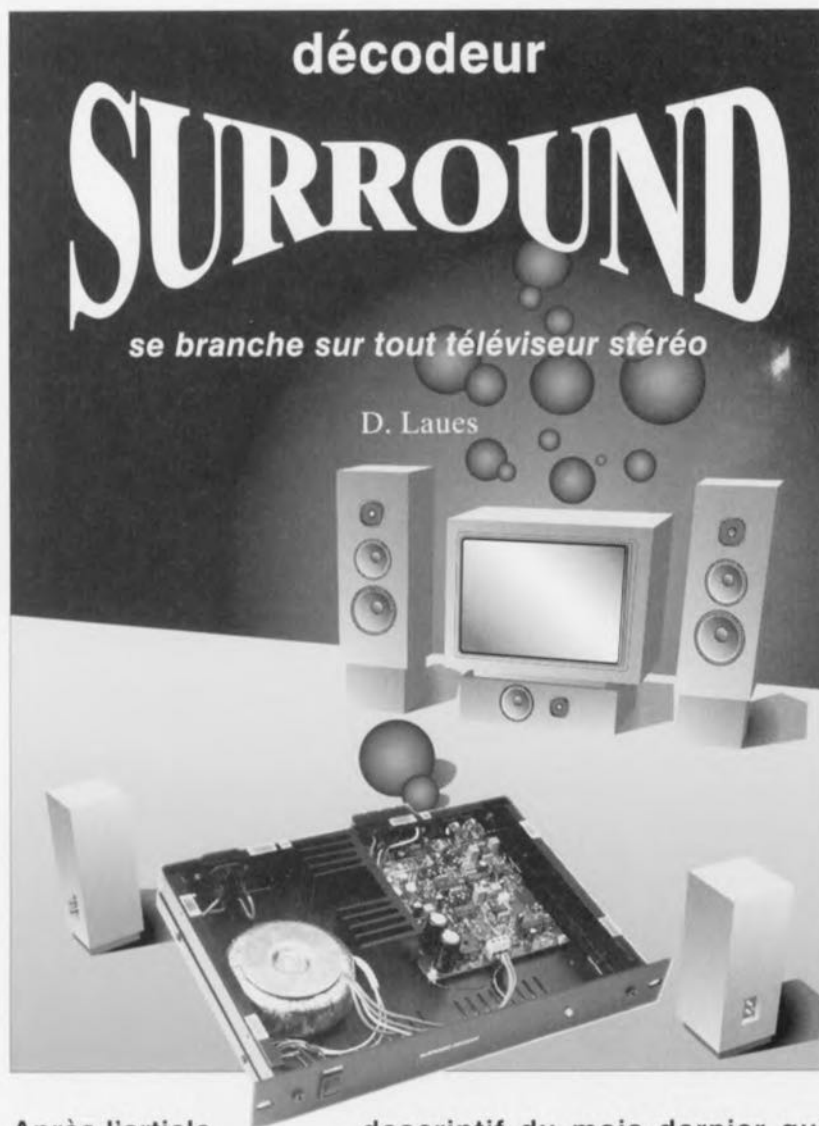
Dès qu'il s'est écoulé un intervalle de 100  $\mu$ s sans écriture d'une nouvelle information dans la page de mémoire on a un lancement effectif du processus de programmation. Comme indiqué plus haut, en cours de programmation, l'accès de l'EEPROM se trouve bloqué pendant une durée de 5 ms au maximum. Dans la pratique, ce processus prend la plupart moins de 5 ms. Ceci explique la présence d'un protocole permettant de déterminer la fin de l'opération de programmation. Lors de chaque instruction de lecture au cours de la programmation la ligne de donnée 6, AD6, voit son niveau changer. Ainsi donc, si 2 niveaux successifs de cette ligne sont identiques, cela signifie que le processus de programmation est terminé.





# CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE





**Après l'article** descriptif du mois dernier qui traitait la théorie du phénomène « surround-sound » et ses principes, nous allons, dans les paragraphes à suivre, nous intéresser au côté pratique de la chose. Le circuit que nous vous proposons ce mois permet de réaliser un décodeur ajoutant au son stéréo existant des canaux « centre » et « surround » et ceci sans faire appel à des circuits intégrés spéciaux « Dolby » (seuls sont utilisés des composants standard). Il n'est même pas nécessaire de prévoir des amplificateurs de sortie supplémentaires, ces derniers étant intégrés dans le décodeur.

L'obtention d'un effet « surround-sound » domestique pourra se faire selon deux approches différentes. On pourra envisager de réaliser un décodeur générant la totalité des signaux requis – à savoir : gauche, droit, « centre » et « surround ». Une seconde option consiste à réaliser un décodeur conçu de façon à ce qu'il n'ajoute que les deux canaux manquants : centre et « surround ». La première solution est sans doute la plus « chic », mais aussi ... la plus complexe, nécessitant, de plus, un câble de connexion supplémentaire servant à la réinjection des signaux

gauche et droit disponibles à la sortie du décodeur vers l'entrée de l'installation audio.

La seconde solution, sensiblement plus simple, n'en résulte pas moins, dans la pratique, en un excellent effet spatial. La légère perte de qualité allant de pair avec la mise en oeuvre d'un tel décodeur est donc ramenée à un minimum pratiquement négligeable.

Nous avons, en ce qui concerne le décodeur « surround sound » objet de cet article, opté pour l'approche numéro 2. Ceci résulte en un appa-

reil compact et relativement bon marché, permettant de transformer très facilement l'installation audio existant en une installation « surround sound ».

Le croquis de la **figure 1** montre la disposition donnée, dans le living, aux différents éléments de l'installation. Les signaux des canaux gauche et droit seront reproduits de façon « classique », c'est-à-dire via les haut-parleurs du téléviseur (comme l'illustre la figure 1), soit encore par l'intermédiaire des enceintes de l'installation audio connectée au téléviseur. Il n'est donc pas requis de modifier cette situation (existante).

Les éléments à ajouter se limitent dans ces conditions au décodeur et à trois (petites) enceintes. Les entrées du décodeur seront reliées (via l'embase Péritel ou autrement) aux sorties Ligne (*line out*) du téléviseur. Les enceintes destinées à la reproduction des canaux centre et « surround » se branchent directement aux sorties correspondantes du décodeur. Le décodeur étant équipé de deux étages de sortie intégrés fournissant chacun 20 W dans 4  $\Omega$  pour les canaux « centre » et « surround » respectivement, il est inutile de faire appel à des amplificateurs de sortie externes additionnels.

Dans l'article du mois dernier nous avons déjà évoqué le cahier des charges auquel doivent répondre les enceintes à utiliser. Il est recommandé de faire appel à des enceintes Hi-Fi compactes. Comme la plage des fréquences du canal « surround » est limitée par rapport à celle des canaux gauche, droit et « centre », on pourra, pour les enceintes « surround », utiliser des enceintes de petite taille, de type « satellite » par exemple. On notera cependant qu'il est recommandé de faire appel à des enceintes dont le rendement est pratiquement identique à celui des enceintes de l'installation audio existante. On disposera ainsi de plus de liberté lors du réglage final de l'installation en vue de l'obtention de l'effet « surround ».

## Le synoptique

Il n'est pas nécessaire d'insister sur le fait que le décodeur décrit dans ces pages n'est pas une simple variante à matrice. La séparation des canaux, nous l'avons mentionné dans l'article du mois dernier, d'un décodeur à matrice (*passif*) est si limitée que l'effort supplémentaire – tant sur les plans électronique que financier – requis pour la réalisation d'un décodeur **actif** est parfaitement justifié.

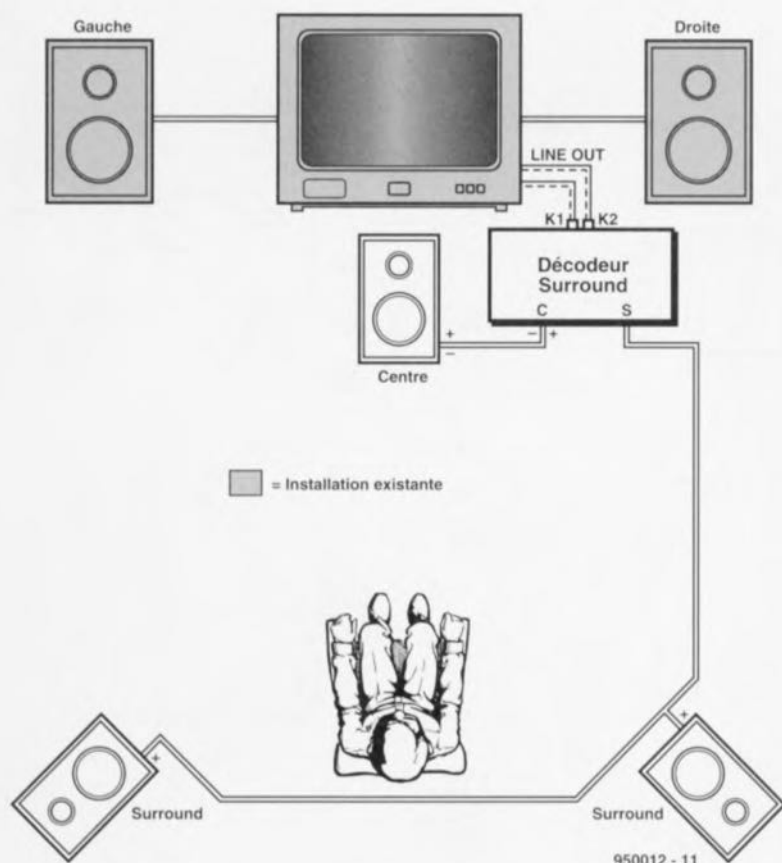


Figure 1. On utilise, pour les canaux gauche et droit, les haut-parleurs du téléviseur (ou de l'installation audio existante). Le décodeur fournit « uniquement » les signaux « centre » et « surround » manquants.

Nous avons développé, dans notre laboratoire, un décodeur actif avec un fonctionnement du type « Pro-Logic ». Ceci explique – et cela n'a donc rien d'étonnant – que le schéma synoptique du décodeur soit quasiment identique au schéma de principe d'un tel décodeur publié dans l'article du mois dernier. Il existe bien quelques différences qui

s'expliquent cependant par le simple fait que notre décodeur ne fournit les signaux que pour les canaux « centre » et « surround » et qu'en outre il comporte les deux étages de puissance requis.

Intéressons-nous donc au schéma de la **figure 2**. Nous savons à présent que les deux canaux supplémentaires

sont dérivés, à l'aide de processus de sommation et de différenciation, des deux canaux de transfert. Pour le canal « centre » les choses sont en fait très simples : il suffit d'additionner les informations gauche et droite et d'appliquer, par le biais d'un amplificateur commandé en tension (VCA ou *Voltage Controlled Amplifier*), ce signal de sommation à l'étage de sortie correspondant.

On commence, pour la génération du signal « surround », par « soustraire » l'un de l'autre les canaux de transfert. Le résultat de ce processus, le signal G-D donc, arrive, via un filtre passe-bas, au bloc fonctionnel « Dt » qui introduit le retard requis. Pour pouvoir adapter l'effet à son goût personnel, le retard est réglable sur une plage allant de 10 à 30 ms. Le filtre passe-bande qui se trouve en aval du bloc « Dt » écrête la plage des fréquences du signal tant vers le haut que vers le bas. L'expansur est requis pour la simple et bonne raison que le signal « surround » a été comprimé lors de l'enregistrement. Un second amplificateur commandé en tension applique le signal « surround » à l'étage de sortie correspondant.

Il ne reste qu'à expliquer le fonctionnement du bloc « compensation dynamique ». Ceux d'entre nos lecteurs qui ont lu l'article théorique du mois dernier consacré au phénomène du « Surround Sound » savent maintenant que c'est très précisément ce bloc, associé aux amplificateurs commandés en tension, qui fait la différence entre un décodeur passif à matrice et un exemplaire actif comme le nôtre. La compensation dynamique se charge d'une analyse constante de la réciprocité entre les

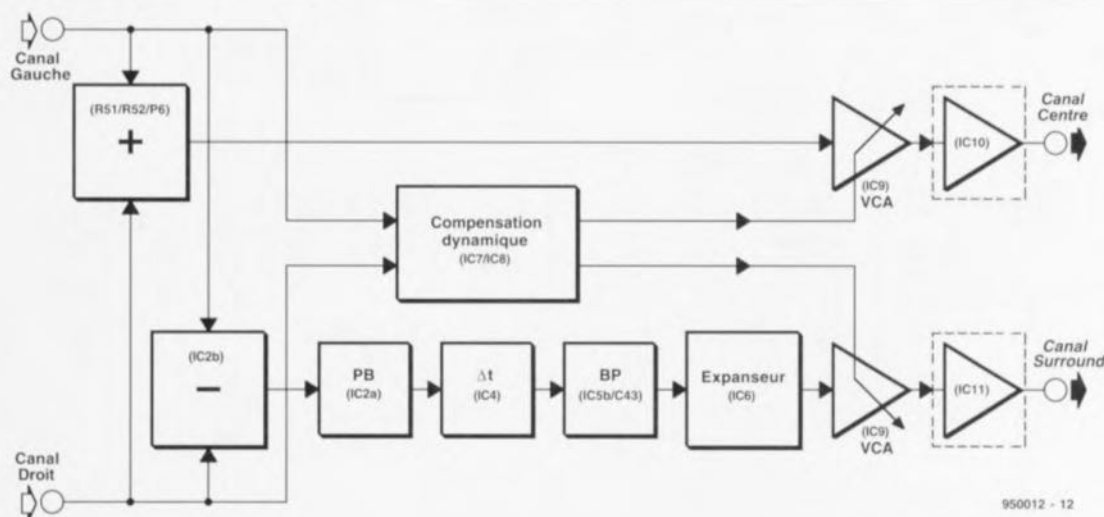


Figure 2. Synoptique du décodeur « surround ». Les références des composants indiquent quelle partie du schéma électronique remplit une fonction donnée.





deux canaux de transfert. Cette électronique transforme les résultats de cette analyse en signaux de régulation pour les amplificateurs commandés en tension, qui, à leur tour, adaptent continuellement les niveaux des canaux « centre » et « surround ». Cette technique permet donc d'améliorer sensiblement la séparation de canaux qui est relativement faible (c'est le moins que l'on puisse dire) dans le cas d'un décodeur à matrice.

### Le canal « centre »

Comment donc transformer le schéma synoptique de base en une électronique pratique ? Le pas du synoptique vers un schéma électronique complet est relativement « géant ». Du fait le schéma de la figure 2 comporte un nombre important de blocs fonctionnels nous les avons complétés de références indiquant quels composants, dans le schéma définitif, se chargent en fait de la fonction en question. Cette approche facilite la lecture du schéma de la figure 3.

La génération du signal pour le canal « centre » se fait avec une électronique très limitée. Dans le coin supérieur gauche du schéma (on notera qu'il faudra le tourner de 90° pour pouvoir le lire) nous retrouvons les embases d'entrée, K1 et K2, des canaux de transfert. Les signaux arrivent, par le biais de deux tampons d'entrée (IC1), aux résistances R51 et R52. En aval de ces deux résistances, le potentiomètre P6 procède à leur sommation. Le signal de sommation est, ensuite, appliqué à la broche 5 de IC9. Ce circuit intégré, un TDA1074A, comporte deux (à strictement parler quatre même) amplificateurs, baptisés « potentiomètres électroniques » par le fabricant. Une tension de commande appliquée aux broches 9 et 10 de ce composant permet de définir le gain. Cette caractéristique permet donc d'utiliser ce circuit intégré comme double amplificateur commandé en tension. Dans l'un des paragraphes à suivre nous examinerons d'un peu plus près la commande de ces amplificateurs. Le signal de sortie de la partie en question de IC9 est appliqué (via la broche 7) à l'entrée d'un amplificateur de sortie du type TDA2040 (IC10). Ce composant se contente d'un minimum de composants externes pour rehausser le signal vers un niveau (relativement) « imposant » de 20 W dans 4 Ω.

Un relais, Re1, pris entre la sortie de IC10 et l'embase de connexion pour l'enceinte centrale, commandé par le transistor T1, introduit un certain retard à la connexion de cette enceinte éliminant ainsi tout bruit de mise en fonction dans les haut-parleurs (ploc ou autre cloc).

### Le canal « SURROUND »

Sortant des tampons IC1a et IC1b les deux signaux d'entrée arrivent également à l'amplificateur opérationnel IC2b. Par l'application du signal droit à l'entrée inverseuse de IC2b et celle du signal gauche à l'entrée non-inverseuse de ce même amplificateur opérationnel, nous disposons, à la sortie de ce dernier, du signal de différenciation G-D. Ce signal traverse ensuite un filtre passe-bas actif du quatrième ordre, réalisé autour de IC2a, qui limite à une valeur de 7 kHz la fréquence supérieure de la bande passante du signal G-D. Ce filtre antirepliement de spectre (*anti-aliasing*) réduit au strict minimum la production de produits de mélange indésirables entre la fréquence du signal et la fréquence d'horloge de la ligne de retard suivante.

Le circuit intégré MN3008, IC4, se charge d'introduire le retard requis. Il s'agit ici d'un circuit BBD (*Bucket Brigade Device* \*), un circuit à transfert de charge, à 2 048 étages.

Le signal d'entrée (arrivant sur la broche 7) « glisse », au rythme d'un signal d'horloge externe et sous la forme d'une charge électrique, via toute une série de transistors FET de commutation et de condensateurs, de l'entrée vers la sortie. La charge et décharge successive des 2 048 étages introduit donc le retard requis. La vitesse à laquelle la charge glisse à travers les 2 048 étages est fonction de IC3, un circuit intégré CMOS conçu spécialement pour fournir un signal d'horloge biphase à faible impédance à un circuit BBD. Les composants (R15, R16, P1 et C9) définissant la fréquence d'horloge sont dimensionnés de façon à ce que le potentiomètre P1 permette de régler le retard entre 10 et 30 ms. Dans le cas de notre application, cette plage d'ajustage s'est prouvée être parfaitement adéquate.

Il s'agit ensuite de débarrasser le signal « retardé » de tous les résidus de la fréquence d'horloge. À cet effet, le signal est envoyé, via le tampon

IC5a, vers un nouveau filtre passe-bas. Le condensateur C15, partie intégrante du tampon, commence par éliminer les impulsions en aiguille les plus amples présentes dans le signal. Un second filtre passe-bas du quatrième ordre, réalisé autour de IC5b et de dimensionnement identique à celui associé à IC2a, limite le seuil supérieur du signal à 7 kHz. Ceux d'entre nos lecteurs qui ont bien étudié le synoptique n'auront pas manqué de remarquer que cette section de filtrage devrait être un filtre passe-bande. Il suffit de faire un petit saut dans le schéma pour découvrir que la fonction de passe-haut, apparemment absente, est remplie par le condensateur C43. La durée RC de la combinaison R55/C43 est dimensionnée de façon à obtenir une fréquence de coupure inférieure de 50 Hz environ.

Le traitement de signal suivant consiste à supprimer la compression introduite lors de l'enregistrement du son. Pour ce faire nous faisons appel au circuit intégré NE571, IC6. Ce composant spécial comporte en fait deux sous-ensembles distincts qui se composent, chacun, d'un redresseur, d'une cellule à gain variable et d'un amplificateur opérationnel. Avec un rien d'électronique externe il est possible d'utiliser chacune de ces 2 moitiés soit comme compresseur, soit comme expanseur. Nous n'utilisons ici qu'une partie du circuit, dimensionnée, bien entendu, comme expanseur. Les composants externes (C23 à C29 et R27 à R32) ont été choisis pour obtenir un facteur d'expansion de 1 : 1,3 environ.

Le signal « surround » arrive finalement, via l'ajustable P7, au second amplificateur commandé en tension intégré dans IC9. Disponible en broche 17 de IC9, le signal « traité » par cet amplificateur est ensuite appliqué à l'entrée d'un second étage de sortie réalisé autour de IC11, à nouveau un TDA2040. Le signal de sortie de cet étage de sortie gagne, via une autre paire de contacts du relais Re1, l'embase de sortie destinée à la connexion des enceintes « surround ».

### La compensation dynamique

Passons maintenant à la partie « active » du décodeur – la partie analysant le contenu des canaux de transfert pour en dériver les signaux de com-

**Bucket Brigade Device** : dispositif à transfert de charges comparable au circuit CCD\*, mais comportant en outre des transistors MOS disposés entre les condensateurs et rendus successivement conducteurs par des impulsions d'horloge pour provoquer le déplacement des charges électriques d'un condensateur au suivant.

**CCD** : (Charge Coupled Device) circuit à transfert de charges comprenant essentiellement un certain nombre de condensateurs MOS, avec déplacement de charges électriques de l'un à l'autre sous l'action d'impulsions de tension appliquées successivement aux condensateurs. Un circuit CCD fonctionne comme un registre à décalage.

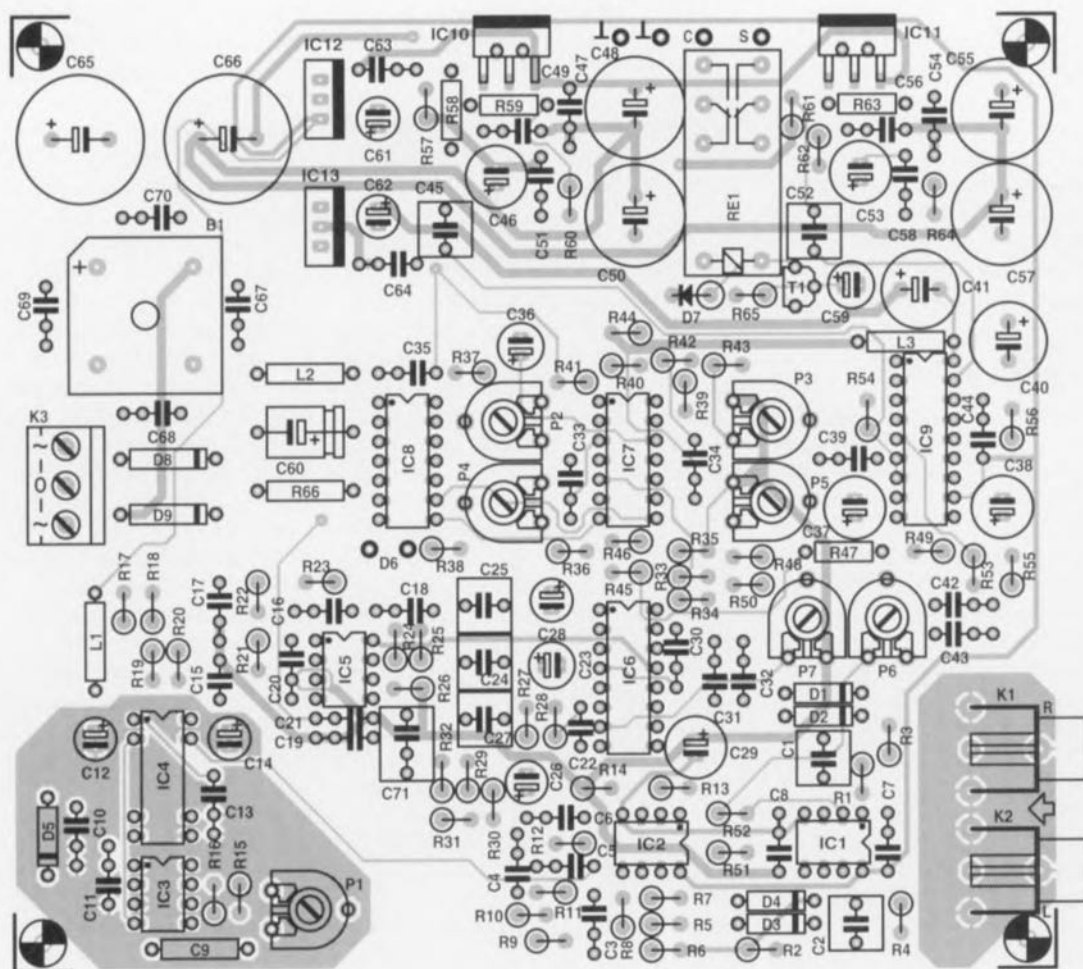


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé à double face et trous métallisés du découpeur. Exception faite du transformateur-secteur tous les autres composants trouvent place sur la platine.

mande des amplificateurs commandés en tension. L'électronique de cette partie du montage se centre, comme l'illustre le synoptique de la figure 2, sur les circuits intégrés IC7 et IC8.

Les signaux d'entrée, tamponnés par IC1, arrivent, via les condensateurs C31 et C32, sur un double comparateur (IC7b/IC7c). Les sorties de ces comparateurs présentent donc une tension rectangulaire dont la fréquence rend les variations de la tension d'entrée correspondante. Les deux tensions rectangulaires arrivent ensuite sur la porte OU-EXCLUSIF (EXOR) IC8c. Une porte de ce type ne fournit de signal de sortie que si ses signaux d'entrée sont dissemblables (ne sont pas de même niveau). Si donc, comme c'est le cas ici, on procède à l'intégration des impulsions de sortie de IC8c (via le réseau R37/C36), on obtient une tension continue dont la valeur reflète le déphasage entre les canaux de transfert.

Les amplificateurs opérationnels IC7a et IC7d découplent la tension de commande ainsi générée et l'appliquent – une fois sous forme

inversée et une fois sous forme non-inversée – aux entrées de commande (broches 9 et 10) des amplificateurs commandés en tension intégrés dans IC9. Cette technique aura comme résultat une augmentation du gain du VCA « centre » en présence de signaux monophoniques (déphasage pratiquement nul) et du VCA « surround » en présence de signaux « surround » (déphasage important).

Les ajustables P2 et P3 permettent de définir l'importance de l'influence des signaux de commande sur le gain des VCA. Si l'on tourne les curseurs de ces potentiomètres en butée dans le sens anti-horaire (curseur directement à la masse) les VCA fonctionnent avec un gain fixe totalement indépendant des tensions de commande de IC7. Si l'on met les curseurs en butée dans le sens horaire, l'effet du système de régulation est maximal.

Les ajustables P4 et P5 sont pris dans le circuit de façon à permettre de jouer sur le point d'entrée en fonction des VCA. Ils élargissent la plage de possibilités de régulation et, en fait, élargissent la fonction de P6 et

P7. Si l'on a, par exemple, réglé le niveau « surround » au maximum à l'aide de P7, P5 permet d'aller encore un tout petit peu plus « loin ». Ceci s'applique donc également aux ajustables P4 et P6, responsables eux du réglage du niveau « centre ».

Les courants circulant à travers les résistances R45 et R46 d'une part et à travers R48 et R50 de l'autre sont purement et simplement additionnés. Il n'existe donc pas la moindre intermodulation, ni entre P2 et P4, ni entre P3 et P5.

### Quelques détails électroniques

Nous avons passé en « revue » tous les sous-ensembles importants. Il reste cependant quelques composants auxquels nous ne nous sommes pas encore intéressés.

Directement en aval des embases d'entrée K1 et K2 se trouve un certain nombre de composants dotés d'un astérisque : R3, R4 et D1 à D4. L'ensemble de ces composants limite à une valeur sûre la tension d'entrée et est, de ce fait, **impérativement**



## Liste des composants

## Résistances:

R1,R2,R27,R28,R45,R50,R53 à R56 = 47 k $\Omega$   
 R3,R4 = 1 k $\Omega$ \*  
 R5 à R8,R11,R23 = 10 k $\Omega$  1%  
 R9,R21 = 11 k $\Omega$  1%  
 R10,R22 = 11 k $\Omega$  1%  
 R12,R24 = 6 k $\Omega$  1%  
 R13,R25 = 4 k $\Omega$  1%  
 R14,R26 = 5 k $\Omega$  1%  
 R15 = 18 k $\Omega$   
 R16 = 22 k $\Omega$   
 R17,R18,R36 = 100 k $\Omega$   
 R19,R20 = 5 k $\Omega$   
 R29,R31 = 2 k $\Omega$   
 R30,R32 = 6 k $\Omega$   
 R33,R34,R37,R42,R57,R59,R61,R63 = 10 k $\Omega$   
 R35 = 100  $\Omega$   
 R38 = 2 k $\Omega$   
 R39 = 270 k $\Omega$   
 R40,R41 = 560 k $\Omega$   
 R43 = 15 k $\Omega$   
 R44 = 12 k $\Omega$   
 R46,R48 = 39 k $\Omega$   
 R47,R49,R51,R52 = 1 k $\Omega$   
 R58,R62 = 560  $\Omega$   
 R60,R64 = 4  $\Omega$   
 R65 = 5 M $\Omega$   
 R66 = 10  $\Omega$   
 P1 = ajustable 50 k $\Omega$   
 P2 à P7 = ajustable 10 k $\Omega$

## Condensateurs:

C1,C2,C25,C27,C45,C52 = 2  $\mu$ F MKT au pas de 5 mm

C3,C5,C16,C18 = 2 nF  
 C4,C17 = 3 nF  
 C6,C19 = 1 nF  
 C7,C8,C20,C21,C30 à  
 C34,C39,C44,C47,C49,C51,C54,C56,C58 =  
 100 nF  
 C9 = 100 pF styroflex, axial  
 C10,C11,C13,C35,C63,C64,C67 à C70 = 100 nF  
 céramique  
 C12,C36,C60 = 47  $\mu$ F/25 V radial  
 C14,C26 = 4  $\mu$ F/63 V radial  
 C15 = 270 pF  
 C22 = 68 pF  
 C23,C59,C61,C62 = 10  $\mu$ F/63 V radial  
 C24 = 1  $\mu$ F MKT, pas de 5 mm  
 C28 = 1  $\mu$ F/63 V radial  
 C29 = 220  $\mu$ F/10 V radial  
 C37,C38 = 47  $\mu$ F/16 V radial  
 C40,C41 = 100  $\mu$ F/25 V radial  
 C42 = 150 nF  
 C43 = 68 nF  
 C46,C53 = 22  $\mu$ F/40 V radial  
 C48,C50,C55,C57 = 220  $\mu$ F/25 V radial  
 C65,C66 = 4 700  $\mu$ F/25 V radial  
 C71 = 820 nF

## Selfs:

L1,L2 = 100  $\mu$ H  
 L3 = 150  $\mu$ H

## Semi-conducteurs:

D1 à D4 = diode zener 4V7\*  
 D5 = 1N4148  
 D6 = LED bicolore (à deux broches, telle que, par exemple, MV5491A de Siemens)  
 D7 = 1N4001

D8,D9 = 1N4004

B1 = pont de redressement encartable 10 A/100 V  
 (tel que, par exemple, SB102)

T1 = BC517

IC1,IC2 = NE5532

IC3 = MN3101 (Panasonic)

IC4 = MN3008 (Panasonic)

IC5 = TL072

IC6 = NE571

IC7 = TL084

IC8 = 4030

IC9 = TDA1074A (SGS-Thomson)

IC10,IC11 = TDA2040 (SGS-Thomson)

IC12 = 7808

IC13 = 7908

## Divers:

K1,K2 = embase cinch encartable (doré)

K3 = bornier encartable, 3 contacts au pas de 5 mm

Re1 = relais 12 V/5 A/270  $\Omega$  encartable (tel que V23037-A0002-A101 de Siemens)

1 radiateur SK57 (Fischer) de 37,5 mm de haut

2 ensembles d'isolation céramiques (tel que AOS220 de Fischer)

1 coffret tel que ESM ET32/04 (21 cm de profondeur)

1 transformateur torique 2 x 12 V/80 VA (tel que, par exemple, Amplimo ou ILP, type 31012)

1 entrée-secteur CEE avec porte-fusible intégré

1 fusible 230 V/0,5 A (action temporisée)

1 bornier à pinces pour enceintes (4 contacts) ou 4 douilles « banane » 4 mm

1 interrupteur-secteur

\* voir texte

requis si l'on dérive les signaux gauche et droit directement des sorties pour haut-parleur du téléviseur. On notera qu'un certain nombre de sorties du type « Ligne » (*line out*) fournissent une tension dépassant largement la valeur « standard » de 1 V. Ceci s'explique par le fait que ces signaux sont dérivés, d'une manière ou d'une autre, de l'amplificateur de sortie du téléviseur. Si l'on a donc le moindre doute quant à la caractéristique électrique des signaux de sortie du téléviseur, il est recommandé de mettre en place les dits composants : on ne risque rien à essayer ! Si, au contraire, on est absolument sûr que les signaux présents sur les sorties « Ligne » répondent à la norme, les résistances R3 et R4 peuvent être remplacées par des ponts de câblage et les diodes D1 à D4 deviennent superflues.

Nos lecteurs se sont, sans aucun doute, rendus compte de l'adjonction à l'électronique de régulation, d'une LED bicolore (D6). À quoi sert-elle et comment cela fonctionne-t-il ? Eh bien, D6 fait office de moniteur de signal rudimentaire, visualisant les changements entre les sorties « centre » et « surround ». En présen-

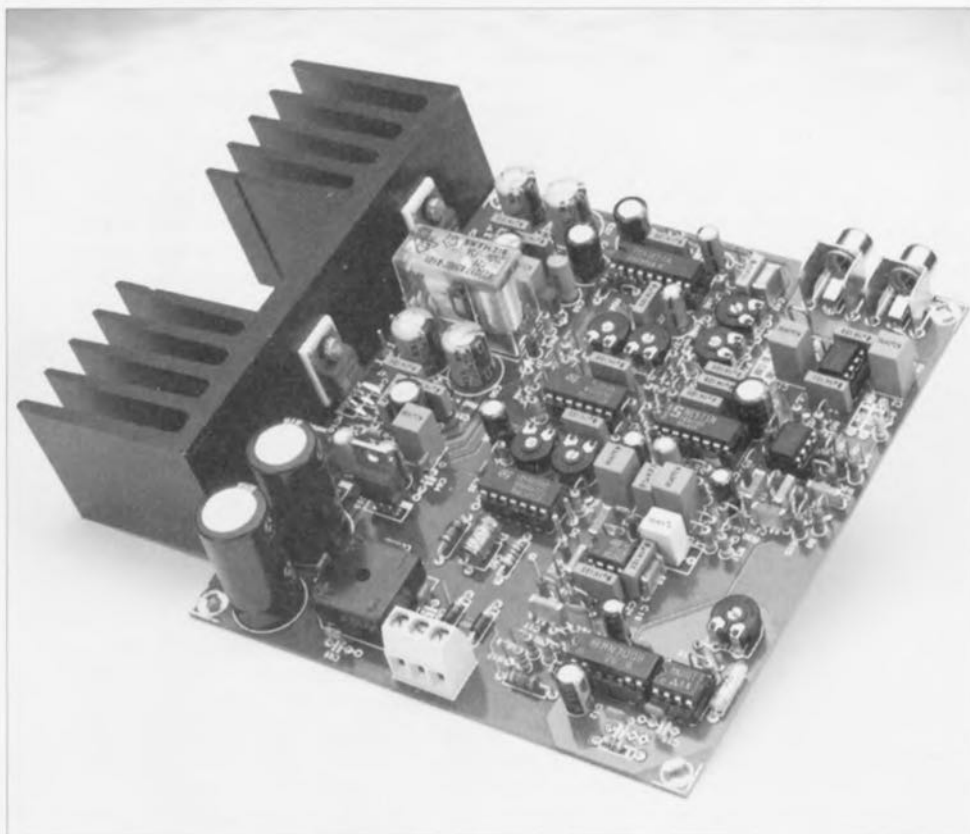


Figure 5. La platine du décodeur dotée de la totalité de ses composants y compris le radiateur servant au refroidissement des étages de sortie des canaux « centre » et « surround ».



Figure 6. Notre prototype, mis en place dans un coffret métallique extrêmement plat (voir liste des composants). Le choix de ce coffret nous a obligé à exploiter au maximum l'espace disponible.

ce d'un signal « surround », la sortie de la porte OU EXCLUSIF IC8c se trouve au niveau haut. Le fait que l'une des entrées de IC8d soit reliée en permanence à la ligne de +8 V, les deux entrées de cette dernière porte se trouvent au niveau haut et, par conséquent, sa sortie au niveau bas. Dans ces conditions la partie rouge (droite dans le schéma) de la LED D6 entre en fonction. En présence d'un signal « centre », la broche 12 de IC8d passe au niveau bas et la broche 11 au niveau haut. Ceci se traduit alors par l'entrée en fonction de la partie verte de la LED D6. Dans la pratique les changements se produiront si rapidement que le changement de couleur de la LED D6 se fera de manière progressive.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à examiner d'un peu plus près l'alimentation de notre décodeur qui se trouve dans la partie inférieure du schéma de la figure 3. Elle fournit trois tensions d'alimentations distinctes. Nous faisons appel ici à un transformateur-secteur torique de 2 x 12 V/80 VA dont nous connectons le secondaire au circuit par le biais du bornier encartable K3. Après redressement par le pont B1 et lissage/tamponnage par les condensateurs C65 et C66, nous disposons donc d'une tension symétrique de + et de -16 V environ, tensions faisant office de tension d'alimentation pour les étages de sortie IC10 et IC11. À l'aide de deux régulateurs de tension tripodes (IC12 et IC13) on génère ensuite une ten-

sion symétrique de  $\pm 8$  V alimentant le reste de l'électronique. Sachant que le relais aura besoin d'une tension de 12 V son alimentation est séparée du reste du circuit. Via les diodes de redressement D8 et D9 et la résistance-série R66 cette tension est dérivée directement du secondaire du transformateur Tr1.

### Le circuit imprimé

La figure 4 donne la sérigraphie de l'implantation des composants du décodeur; il s'agit d'une platine double face à trous métallisés. La mise en place de tous les composants sur ce circuit imprimé prendra sans doute quelques heures (souder 66 résistances et 71 condensateurs n'est pas une sinécure) mais ne devrait pas poser de problème. Si l'on prend son temps le résultat sera une réalisation propre sans erreur de polarité.

Les composants utilisés sont des exemplaires relativement « standard » et devraient être disponibles partout dans l'Hexagone. Si l'on se décide à utiliser le coffret (très) plat mentionné dans la liste des composants il devient impératif que la hauteur des condensateurs électrolytiques C65 et C66 ne dépasse pas 32 mm : il faudra opter pour les types les plus petits disponibles. On notera de plus qu'il ne faudra pas se laisser convaincre, par l'un ou l'autre revendeur « professionnel » séduisant, de remplacer le condensateur styroflex C9 par un exemplaire céramique. Un condensa-

teur céramique se caractérise par une tolérance notablement trop importante dans le cas de notre application. Ceux d'entre nos lecteurs qui préfèrent des connexions de haute qualité et à durée de vie importante (économies) se feront un plaisir de faire appel à des embases Cinch encartables dorées. Lors de la mise en place des composants la photo de la figure 5, montrant une platine dotée de tous les composants, pourra servir comme point de repère.

C'est avec « préméditation » que nous avons positionnés les étages de sortie, IC10 et IC11, sur l'un des côtés de la platine. Ce positionnement facilite sensiblement leur montage sur le radiateur requis. On notera que la fixation sur le radiateur de ces deux circuits intégrés doit se faire impérativement avec des ensembles d'isolation céramiques.

Les embases K1 et K2 se trouvent, elles aussi, sur l'un des bords de la platine : il suffit donc de percer deux orifices dans la face arrière du coffret pour pouvoir accéder à ces embases d'entrée. On notera que le diamètre des orifices à percer doit être suffisamment large pour éviter tout contact entre les fiches des câbles de connexion et la masse du coffret métallique.

Quant au boîtier à utiliser, chacun est parfaitement libre de son choix, à condition cependant de faire appel à un boîtier métallique dont les dimensions permettent la mise en place et de la platine avec son radiateur et du transformateur. La hauteur du coffret utilisé (voir liste des composants) pour notre prototype était quelque peu sur le bord juste : nous avons eu du mal à réussir la mise en place du grand transformateur torique. Il est recommandé donc de choisir le coffret à utiliser après l'achat des autres composants « encombrants », à savoir le transformateur et le radiateur.

Le plus logique est de mettre en place la platine de façon à ce que les embases K1 et K2 « émergent » un tout petit peu de la face arrière. Dans cette même face arrière on pourra également monter un bornier à pinces pour enceintes (à 4 contacts) ou quatre douilles « banane » de 4 mm pour la connexion des enceintes « centre » et « surround ». Il faudra faire appel, pour relier la pince ou les douilles aux points « C » et « S » et leurs points de masse adjacents sur la platine, à quatre morceaux de fil de câblage souple de bonne qualité. Le transformateur se fixe sur le fond du coffret, à côté du radiateur. Il ne reste

plus ensuite qu'à mettre en place l'entrée-secteur avec son porte-fusible intégré ainsi que l'interrupteur-secteur, le premier de ces composants dans la face arrière du boîtier, le second dans la face-avant. Dans cette même face-avant viendra également se mettre en place la LED D6 qui fera automatiquement office de dispositif de visualisation de la présence de tension. Avec deux morceaux de fil de câblage souple de faible section on connectera les broches de cette diode électro-luminescente aux points correspondants sur le circuit imprimé. Avant de pouvoir procéder au réglage du décodeur il faudra relier la masse du circuit électronique au coffret métallique. Pour ce faire il suffit d'établir, à l'aide d'un morceau de tresse de Litz par exemple, une connexion entre le point central du bornier K3 et le boîtier métallique.

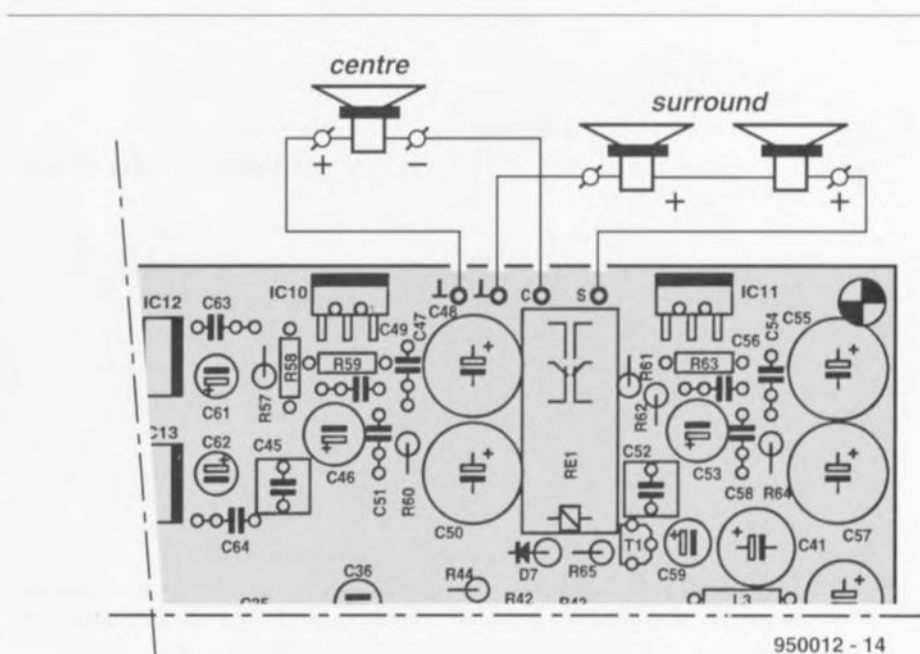
La photo de la **figure 6** montre nettement comment nous avons réalisé le prototype de notre décodeur. On pourra, à la rigueur, doter le fond et le dessus du boîtier de quelques orifices de ventilation. Dans la pratique ceci n'est pas nécessaire !

## Le réglage

Après avoir terminé la réalisation pratique du décodeur et après une vérification méticuleuse du résultat de cette opération, il est temps de connecter quelques enceintes aux sorties et d'appliquer un signal d'entrée aux embases K1 et K2 (**figure 7**).

En ce qui concerne les enceintes à connecter au décodeur, on notera que les étages de sortie utilisés sont conçus pour une charge de 4  $\Omega$  voire une impédance plus élevée. On pourra donc, pour le canal « surround », prendre en parallèle deux enceintes de 8  $\Omega$ . Si l'on ignore l'impédance des haut-parleurs à utiliser il est recommandé, par mesure de sécurité, de prendre en série les deux enceintes du canal « surround ». De cette façon on ne court pas le moindre risque ! Il est requis de plus que les deux enceintes du canal « surround » soient connectées « en phase » : le contact « + » des deux enceintes doit être relié au même contact du bornier à pinces.

Il est sans la moindre importance que ce contact soit relié, sur la platine, au point « S » ou à la masse. Suite au retard « important » (tout est relatif) introduit dans le signal du canal « surround », la relation de phase entre ce canal et les autres perd énormément de son importance, pour ne pas dire que cette dernière est purement négligeable. Il faudra cependant respecter la phase du canal « centre »



**Figure 7.** Croquis illustrant comment il faudra connecter les enceintes pour les canaux « centre » et « surround » aux différents points prévus à cet effet sur la platine.

et des enceintes reliées à votre installation audio. Du fait que l'amplificateur commandé en tension dans le décodeur fonctionne comme inverseur, il faudra relier la borne « + » de l'enceinte « centre » au point de masse sur la platine et sa borne « - » au point « C » de la platine.

Pour pouvoir procéder au réglage du décodeur, il faudra disposer, bien entendu, d'un signal stéréo « Dolby Surround » d'un téléviseur, voire d'une autre source « vidéo ». Bien que le réglage possède un caractère largement expérimental et subjectif, il existe cependant quelques « règles du jeu » à respecter.

Il est recommandé de commencer par la mise en position médiane des curseurs des ajustables P2 à P7 et de tourner le curseur de l'ajustable P1 complètement dans le sens horaire (position maximale). On définit ensuite, par action sur P6 et P7, le niveau « absolu » des canaux « centre » et « surround ». Pour le réglage de P6 il faudra disposer d'un signal monophonique ou de dialogue : on joue sur le curseur de cet ajustable jusqu'à ce que le dialogue « sorte » clairement de l'enceinte « centre ».

En présence d'un signal « surround » propre (présence indiquée par l'illumination rouge de D6) on tournera le curseur de P7 jusqu'à ce que les enceintes « surround » entrent en fonction. Soyez modeste et n'augmentez pas trop le niveau de ce canal pour éviter d'obtenir un effet

« surround » exagéré. Si l'on a l'impression que les niveaux obtenus en jouant sur P6 et P7 sont encore trop faibles, on pourra les augmenter en tournant, petit à petit, les curseurs des ajustables P4 et P5.

Après avoir trouvé une interrelation satisfaisante entre les quatre canaux, il faudra s'intéresser aux ajustables P2 et P3, responsables, eux, de la séparation entre les canaux « centre » et « surround ». Si, jusqu'ici, on entendait bien ces canaux sans remarquer cependant un effet spatial, il est temps de jouer sur P2 et P3 pour introduire une séparation plus importante entre ces canaux. Il est possible – voire probable même – qu'après ce réglage on ait le besoin de corriger la position des curseurs de P6 et P7. On notera ici que P6 et P7 sont les seuls ajustables dans le circuit qui fonctionnent à l'envers : un déplacement du curseur dans le sens horaire diminue le niveau.

Si on a l'impression que les enceintes « surround » produisent une réverbération exagérée, on pourra, en jouant sur la position du curseur de P1, modifier la durée du retard introduit dans ce signal. La valeur de 25 ms – correspondante pratiquement à la position « maximale » de P1 – pour ce retard devrait être suffisant pour la quasi-totalité des environnements domestiques.

Si, au bout d'une heure de réglages, on est persuadé d'avoir trouvé le réglage idéal, il est recommandé cependant d'attendre avec la fixation définitive (par vis) du dessus du coffret. La pra-



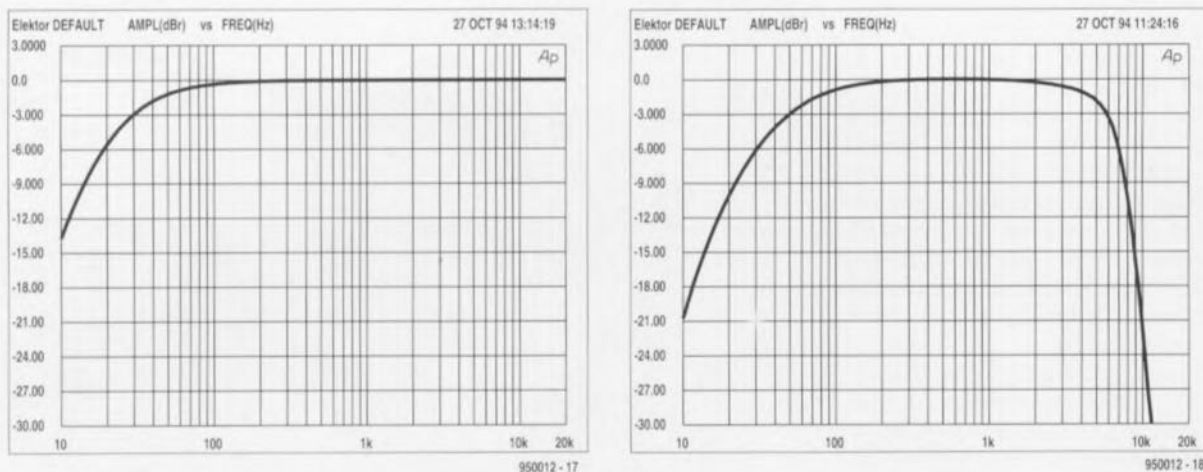


Figure 8. Courbes représentant la réponse en fréquence des canaux « centre » et « surround ». Le canal « centre » (courbe de gauche) n'est filtré que dans le domaine des graves. La limitation supérieure raide de la courbe du canal « surround » (courbe de droite) évite l'apparition (production) de sons sifflants faisant partie du signal de dialogue du canal « centre ».

tique nous a montré qu'après l'euphorie initiale des premiers films, il devient nécessaire de corriger certains réglages. Un effet trop spectaculaire de l'effet « surround » s'avère fatigant, voire irritant même !

## Des courbes

Bien que nous nous soyons intéressés, plus haut, au circuit dans ses moindres détails, la pratique du dépouillement du courrier qui nous arrive nous a appris que certains d'entre nos lecteurs n'apprécient rien plus que des nombres « purs » et « durs ». La **figure 8** montre, pour la plus grande satisfaction de notre lec-

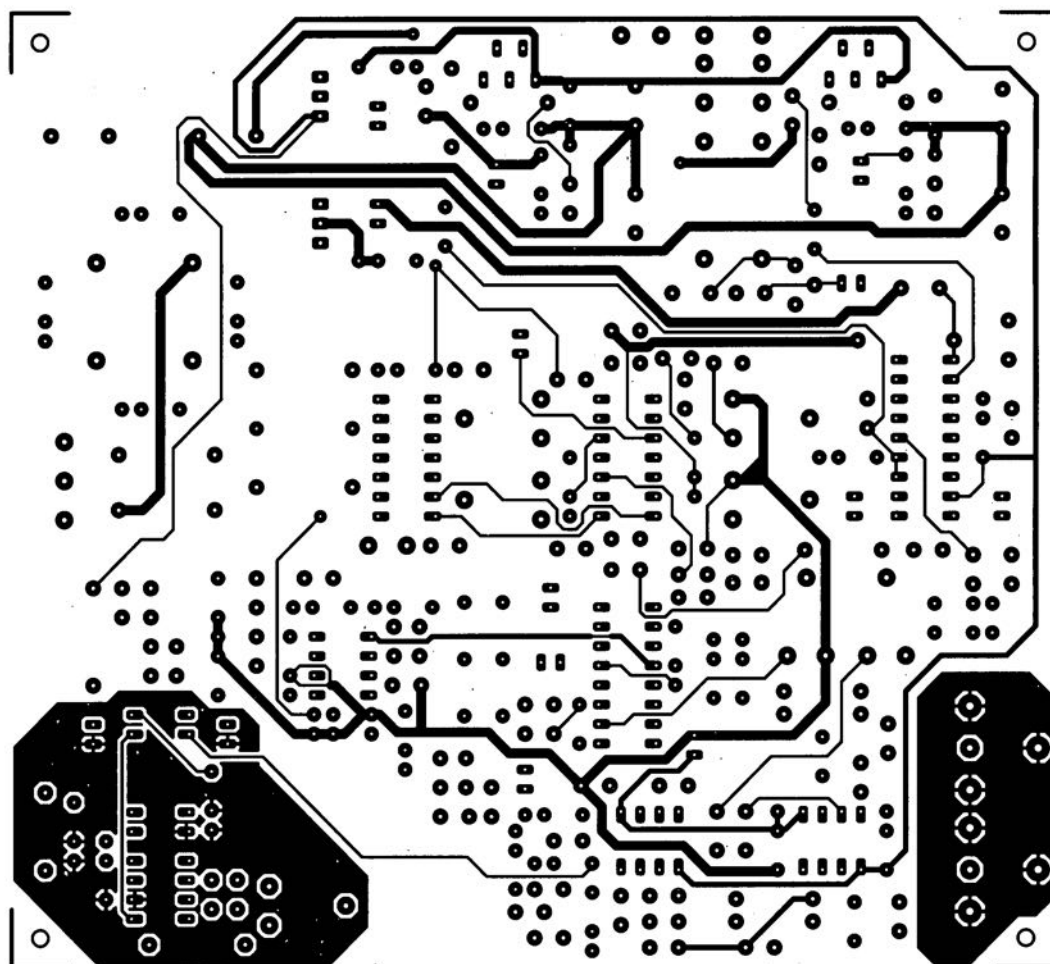
torat le plus exigeant, deux courbes faites avec un analyseur-audio et représentant la réponse en fréquence des canaux « centre » et « surround » respectivement. On notera que cette réponse correspond, à peu de choses près, à ce que nous avons décrit plus haut. Le point -3 dB pour le canal « centre » se trouve à 30 Hz. Pour le canal « surround » les points -3 dB se situent à 50 Hz et 6 kHz. La bande passante à -6 dB s'étend de 30 Hz à 7 kHz environ.

La seconde courbe illustre également que la mise en oeuvre de tweeters avec une réponse linéaire jusqu'à

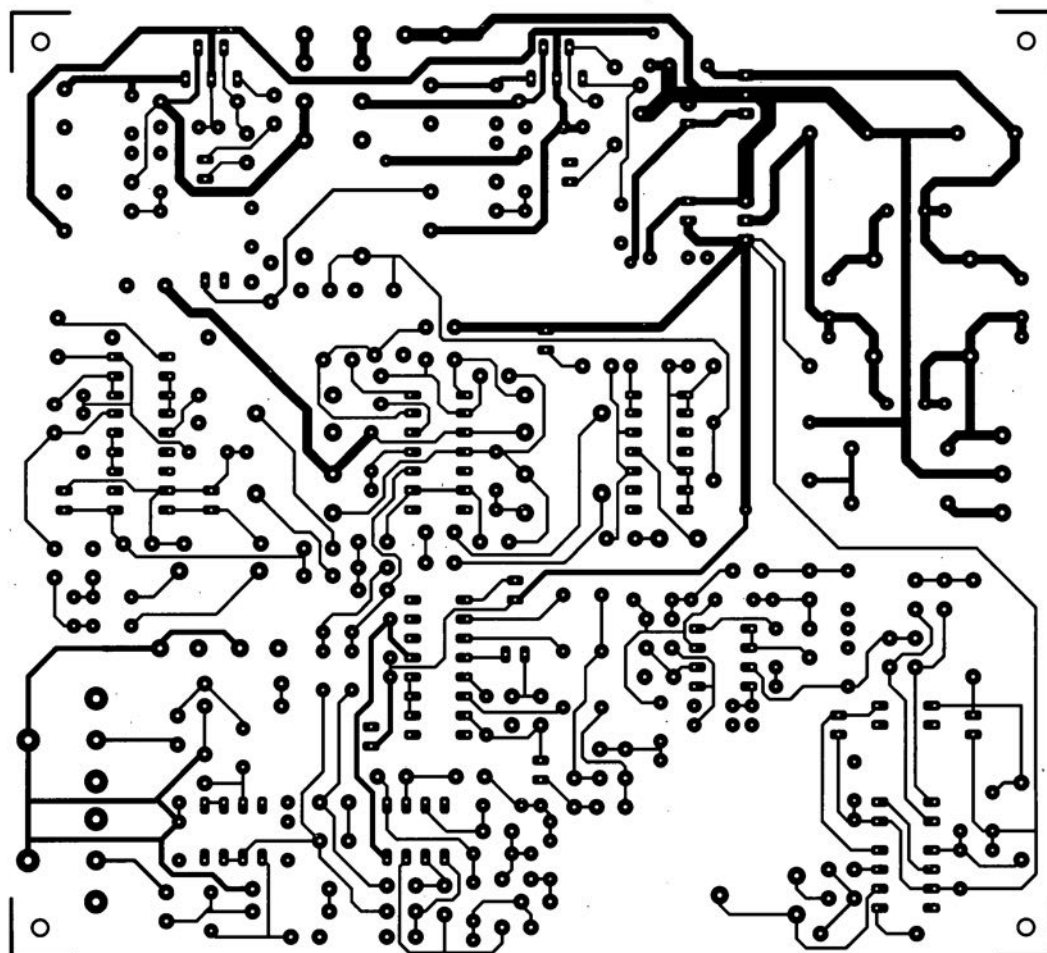
20 kHz n'a que fort peu de sens. La limitation inférieure de la fréquence montre également qu'il faudra connecter un (éventuel) caisson de graves aux canaux principaux (ceux de l'installation audio donc) et certainement pas aux sorties « centre » ou « surround » du décodeur.

Nous vous souhaitons bien du plaisir avec votre nouvelle installation « surround » qui devrait pouvoir se mesurer aux systèmes sensiblement plus chers pour la reproduction en cinémascope sonore de nombreux films d'action tels que Top Gun ou L'Empire contre-attaque...

5



6



Seules des questions ou des remarques présentant un intérêt général pour les lecteurs d'Elektor et concernant des montages publiés dans Elektor au cours des 2 dernières années peuvent entrer en ligne de compte pour une éventuelle réponse. La rédaction se réserve le droit de procéder à une sélection des lettres ou d'en raccourcir le contenu. Vu l'abondant courrier nous arrivant chaque semaine, il n'est malheureusement pas possible de répondre à toutes les lettres et nous est totalement impossible de répondre aux souhaits et demandes d'adaptation ou d'information additionnelle concernant des projets décrits dans ce magazine.



Elektor service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

## Décodeur « surround sound »

Le décodeur « surround sound » décrit dans le numéro d'anniversaire de février 95 semble avoir touché une corde sensible auprès de nos lecteurs. Le nombre de lettres et de télécopies nous arrivant à ce sujet le prouve. Dans la grande majorité des cas il ne s'agit pas de problème technique mais de souhaits d'adaptation ou de désirs d'éclaircissement sur l'un ou l'autre détail nébuleux sur les possibilités du décodeur. Nous avons sorti quelques lettres significatives du sac postal.

### Décodeur → amplificateur

Cela faisait un moment déjà que je pensais à actualiser mon installation audio de sorte que la lecture de votre article sur le décodeur « surround sound » m'a donné à réfléchir. N'étant pas très technicien je campe avec les questions suivantes : Puis-je brancher le décodeur « surround sound » à la sortie enceintes, en d'autres termes, ce signal (amplificateur de  $2 \times 40\text{ W}$ ) peut-il être converti en un signal utilisable par le décodeur ? En cas de réponse affirmative, comment dois-je effectuer le branchement ? La platine est-elle fournie « nue » ? Si oui, pouvez-vous me dire combien coûte (à peu près) les pièces nécessaires, y compris le transformateur torique ? Où puis-je commander un kit ; j'habite tout près de Versailles.

W. Cuiper

Il est possible de brancher le décodeur « surround sound » directement à un amplificateur de puissance. Il est judicieux dans ce cas-là d'accroître la valeur des résistances d'entrées R3 et R4 du schéma jusqu'à une valeur de 100 à 150 k $\Omega$ . Les sorties enceintes de l'amplificateur sont purement et simplement

reliées aux entrées du décodeur, en veillant lors de cette opération à ce que le contact – des sorties enceintes soit relié au point de masse des entrées – ce branchement n'est pas possible dans le cas d'un amplificateur en pont... qui ne tarde pas à dépasser dans ces conditions). La plupart des lecteurs d'Elektor savent où trouver le circuit imprimé et les composants électroniques nécessaires à une réalisation. Mettons tout de suite les choses au clair. Ni Elektor ni Publitrone ne vendent de composants électroniques. Notre activité première est la publication d'un magazine. Il existe un certain nombre de sociétés de vente par correspondance et de vente au comptoir qui constituent des kits à partir de la liste des composants du magazine. Un coup d'oeil aguerri aux publicités reproduites dans le magazine devrait vous permettre de trouver l'un ou l'autre kit du décodeur « surround sound ». Notons que certains revendeurs de kits travaillent également par correspondance. Le prix d'un kit complet devrait se situer aux alentours de 1 900-2 000 FF. (La rédaction)

### La phase des hauts-parleurs

Dans votre article consacré au Dolby Surround vous donnez les caractéristiques auxquelles doit satisfaire le canal central. Le fait que celui-ci doive être en phase avec les enceintes gauche et droite est si évident que vous ne le mentionnez pas. Il me semble cependant que vous oubliez de signaler que cela implique, dans le cas de l'utilisation d'un système multi-voies que la courbe de phase des systèmes de hauts-parleurs gauche, centre et droite doit être identique sur toute la plage de fréquences.

M. Frein

En ce qui concerne ce point, vous avez théoriquement raison. Le comportement de phase n'est cependant identique pour les canaux gauche, centre et droit que si vous utilisez les mêmes enceintes. Supposons que vous utilisiez pour la gauche et la droite un système 3 voies et un système à 2 voies pour le centre. Dès lors on aura, en raison des fréquences de coupure des différentes enceintes des différences de phase – sans même parler des dérives entre les différents hauts-parleurs utilisés. Dans la pratique cependant les choses sont bien moins graves. Avec un système « surround sound » on dispose en règle générale le canal centre en-dessous de la TV, et la distance entre cette enceinte et l'auditeur ne sera que rarement égale à la distance séparant les enceintes gauche et droite de l'auditeur. Ceci se traduira inévitablement, par définition, par un déphasage sur l'ensemble

du spectre de fréquences. Si alors on ajoute à cela une dérive introduite par l'utilisation de filtres différents, ces petites déviations n'auront que fort peu d'effet. Si l'on veut se trouver dans les conditions les meilleures possibles il faudra en effet prendre 3 enceintes identiques pour les voies gauche, centre et droite et disposer ces dernières en cercle par rapport à la position de l'auditeur, en veillant à ce que les distances séparant les 3 enceintes de l'auditeur soient identiques. (La rédaction)

### Musique avec « surround sound »

J'ai lu avec grand intérêt votre article au sujet du décodeur de « surround sound ». En ce qui me concerne ni la TV ni la vidéo ne m'intéressent, seule la musique sur bande ou CD a ma faveur. Quel effet puis-je obtenir si je branche le décodeur sur ma seconde sortie de mon amplificateur, que j'oublie l'enceinte centrale et que je n'utilise que le canal surround en rendant le potentiomètre P7 accessible de l'extérieur de façon à simuler l'effet spatial. Cette approche est-elle envisageable, faut-il modifier le circuit ou cela est-il purement et simplement impossible ?

A.d.Wetering

Le décodeur de « surround sound » peut parfaitement servir à donner à de la musique un certain effet spatial (notons que l'on trouve actuellement différents D.A.N à effet « surround ». On pourra dans ce cas-là fort bien ne pas prévoir d'enceinte centrale. Si vous utilisez pour P6 et P7 des potentiomètres ordinaires, et que vous les montez derrière la face avant, il vous sera possible de jouer sur la durée d'écho et sur la puissance des canaux arrières. Vous pourrez fermer P3 à fond, de manière à mettre le réglage de niveau hors-fonction. (La rédaction)

**POUR VOUS  
ADRESSER A LA  
REDACTION  
D' ELEKTOR  
SUR LE MINITEL  
FAITES  
3615 + ELEKTOR**

(99 CT/min)





## « Surround Sound » bruyant

J'ai réalisé le décodeur de « Surround-Sound » du numéro de janvier 1996 et, avec mon téléviseur, son fonctionnement en mode « Surround » est impeccable. Il présente cependant, en ce qui me concerne, un petit défaut : il est relativement bruyant. Le dit bruit se manifeste en permanence (même lorsque le téléviseur est coupé), augmentant même en présence d'un signal de « Surround » transmis vers les haut-parleurs arrières : le VCA correspondant intégré dans IC9 voit en effet son « volume » croître. Cette constatation donne à penser que le bruit naît à un endroit quelconque de la

chaîne de signal allant des entrées jusqu'à IC6. Le niveau de ce bruit est suffisamment important pour qu'il nous faille jouer sur le bouton de volume du canal « Surround » pour diminuer le bruit de fond gênant lors d'émission de TV « ordinaires ». La question que je vous pose : d'autres réalisateurs de ce montage ont-ils rencontré un problème identique et existe-t-il un moyen quelconque pour éliminer ce bruit ou en tous cas en réduire le niveau ?

*Le bruit produit par le décodeur provient principalement des mémoires BBD; les Bucket Brigade Devices ne sont en fait qu'une longue succession de condensateurs chargée de la transmission du signal. Il est possible de réduire le bruit intrinsèque des BBD en augmentant le niveau d'entrée du signal en amont des BBD et en diminuant son niveau en aval de ceux-ci. On pourra dans ce but remplacer les résistances R5 et R7 par des résistances de 4k $\Omega$ 99 (1%) et prendre pour R56 une résistance de 10 k $\Omega$ .*

La rédaction

## Problèmes d'impression

Le CD-ROM Elektor 95 sur lequel on retrouve la totalité des articles parus dans Elektor au cours de l'année 1995, peut se targuer d'un succès incontestable. Dans la majorité des cas le programme spécialement développé pour cette application tourne impeccablement sous Windows 3.1 et Windows '95, ce qui n'empêche pas certains lecteurs d'avoir des problèmes. Comment pourrait-il en être autrement vu qu'il existe aujourd'hui des milliers de configurations d'ordinateurs différentes vu le nombre sans cesse croissant de processeurs, de cartes-mères, de cartes graphiques et autres périphériques différents. Certains lecteurs nous ont fait part de problèmes lors de l'impression des schémas et/ou des dessins des pistes. Ces problèmes se traduisent par la sortie, sur l'imprimante, d'une feuille blanche voire ne comportant qu'une partie du schéma ou du dessin des pistes. Les développeurs du logiciel de pilotage du CD-ROM en question se sont penchés sur le problème sans

cependant pouvoir en déterminer la cause. Le programme ne fait rien de plus que transmettre les données du fichier vers le pilote d'imprimante, le reste du processus étant à la charge de l'imprimante. Ceci nous donne à penser que le problème se situe au niveau de la définition de l'imprimante voire à une taille de tampon trop petite entraînant une interruption prématurée du processus d'impression (les fichiers des dessins de piste en particulier ont une taille plus que respectable, pensez-y). Nous conseillons à ceux d'entre vous qui auraient des problèmes à ce niveau de jeter un coup d'oeil de ce côté-là. Nous sommes « toute ouïe » à vos découvertes. S'il devait s'avérer qu'il est, quoi que vous fassiez, totalement impossible d'obtenir l'impression directe de votre schéma ou dessin des pistes, il vous reste la possibilité de charger directement le dit fichier du CD-ROM vers un programme de traitement graphique tel que MS-Paint ou Paint Shop Pro et de l'imprimer depuis ce dernier.

La rédaction

## Tort d'Elektor

**LED alimentée en 1,5 V,  
Elektor n° 217/218, juillet/août  
1996, page 37**

Il est dit, dans le texte, que la tension d'entrée admissible va de 1 à 6,2 V. S'il est vrai que le circuit intégré est bien capable de supporter un tel niveau de tension, il ne faut pas appliquer à ce circuit une tension de valeur supérieure à la tension de fonctionnement de la LED + 0,3 V pour la diode Schottky interne. À des valeurs de tension supérieure il n'y a plus de limitation de courant et le circuit intégré et/ou la LED sera/seront endommagé(s).

**analyseur logique compact,  
Elektor n° 215, mai 1996, page  
31 et suivantes...**

À la suite d'une erreur, le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants des platines d'extension représentées en figure 6 du dit article sont erronées. Il manque sur le schéma et dans la liste des composants les condensateurs électrochimiques C25, C35 et C45, tous 3 d'une valeur de l'ordre de 10 $\mu$ F/16V. Les

canaux 48 à 64 (sonde D) ne sont pas accessibles, sachant qu'il est impossible d'activer IC40. Ce problème est simple à résoudre par la connexion des broches 28 (CS0) et 32 (CST) de IC40 à masse, opération illustrée par le croquis ci-contre. On pensera également à corriger en conséquence le schéma de la page 34. Il apparaît pour terminer que, sur la platine principale, les pistes (à proximité des contacts 49/50 de l'embase K4) passent très (trop) près des orifices de fixation de la platine. Il faudra donc faire attention à ne pas créer de court-circuit lors de l'implantation des vis ou des entretoises métalliques dans les dits orifices.

**Le MatchBox en centrale de  
mesure en EEPROM,  
Elektor n° 219, septembre  
1996, page 22 et suivantes...**

À la suite d'une erreur de conversion du listing du programme tous les caractères de soulignement ( \_ ) ont été froidement éliminés dans le listing de la page 23. Les lecteurs désirent une version corri-

gée du dit listing peuvent envoyer une enveloppe auto-adressée et affranchie au bon tarif aux bureaux parisiens d'Elektor.

**testeur de SIMM,  
Elektor n°212, février 1996,  
page32 et suivantes...**

Il se peut, lors du test de modules de SIMM rapides, que l'on ait un conflit de bus se traduisant par une situation de verrouillage et l'apparition d'un message indiquant, à tort, que le module en cours de test est défectueux. Cette situation peut se produire en raison de l'utilisation par le tampon IC13 du signal RD pour le basculement de sa direction de passage alors que le module utilise le signal WR à la même intention. On pourra résoudre ce problème de la manière suivante:

- Déconnecter la broche1 de IC13 et la connecter à la broche12 de IC8 (un inverseur resté inutilisé).
- Déconnecter la broche 13 de IC8 et la connecter à la broche 2 de IC7 (WR).

c. Déconnecter la broche19 de IC13 et la connecter à la broche2 de IC8.

**inverseur de copybit,  
Elektor n°211, janvier 1996,  
page26 et suivantes...**

Il se peut, à la suite d'une entrée en oscillation de l'électronique centrée sur IC1a, que le traitement du signal d'entrée soit mis à mal, voire que ce dernier soit purement et simplement maltraité, ce qui empêche un fonctionnement correct du montage voire son fonctionnement tout court.

Cette oscillation se manifeste à proximité du point de réglage optimal de P1. Le remède à ce problème consiste à prendre un petit condensateur électrochimique de 47 $\mu$ F/25 V en parallèle sur Ce (côté « pistes »). Raccourcir les connexions au strict nécessaire. Notons que le positionnement des 3ajustables peut dépendre de la qualité du signal S/PDIF appliqué à l'inverseur de copybit, et donc dépendre de la source de signal.

# VA-mètre pour installations satellite

*détecteur d'erreur pour alimentation de LNC*

G. Kleine

**Un LNC (Low Noise Converter) nécessite soit une tension fixe de +15 V soit une tension commutable de +13 et +18 V. La consommation de courant habituelle de cette sorte d'appareil se situe entre 100 et 400 mA. Le VA-mètre pour installations satellite constituera un auxiliaire précieux pour déceler un court-circuit dans le câble d'antenne ou une panne du côté du récepteur satellite. Il comporte un calibre courant allant de 0 à 1 A et un calibre tension couvrant de 10 à 20 V.**

Les embases F K1 et K2 dont dispose notre VA-mètre permettent de l'intercaler entre un récepteur satellite et l'antenne. L'embase K2 représente ici le côté du montage relié à l'antenne; l'embase K1 est elle reliée au récepteur satellite par l'intermédiaire d'un petit morceau de câble coaxial. Si le condensateur de blocage C1 garantit l'arrêt des signaux de tension continue, il laisse passer le signal HF (950 à 2 050 MHz). Les selfs de choc HF L1 et L2 isolent le reste du montage des signaux HF, les condensateurs C2 et C3 court-circuitant le côté tension continue à la masse pour les signaux HF. Il est impératif de raccourcir au strict indispensable les connexions du condensateur C1 et des 2 selfs de choc, ceci de façon à ne pas trop influencer la structure de la liaison. C'est pour la même raison que l'on utilise à l'intérieur de l'appareil une ligne 75  $\Omega$  de façon à ponter la majeure partie de la distance entre K1 et C1 à l'impédance correcte. La résistance de détection de tension (shunt) R1 ferme la boucle

de courant continu. Avec sa puissance de 1 W, cette résistance est en mesure de supporter un courant constant de 2 A.

En règle générale les récepteurs satellite limitent la valeur du courant de court-circuit à une intensité notablement moindre. Sur les récepteurs satellite les plus simples c'est un fusible interne qui grille en cas de court-circuit dans la ligne d'antenne, composant qu'il faudra donc remplacer.

Le galvanomètre M1 est pris en parallèle sur la résistance R1 lorsque l'inverseur S1 se trouve en position A (Ampère). Dans ce mode la résistance-talon R2 assure un débattement à pleine échelle à un courant de 1 A. Pour la mesure de tensions il faudra basculer l'inverseur S1 en position V (Volt). Il ne faut, dans ce mode, visualiser que la plage de tensions allant de 10 à 20 V. Ceci explique la présence de la diode zener D1 chargée de décaler la tension aux bornes de l'instrument de mesure et de sa résistance de limitation R3 de 10 V. On n'a plus maintenant, aux bornes de la résistance R4, que la chute de la partie de la tension zener dépassant 10 V.

## Conseils de réalisation

Cet appareil de mesure devra être monté dans un petit boîtier métallique. Il existe à cette intention des embases F pour châssis. Les selfs de choc L1 et L2 sont réalisées à l'aide d'un morceau de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre. Il faudra effectuer de l'ordre de 7 spires sur un gabarit de bobinage de 2,5 à 3 mm de diamètre. Ces diverses valeurs chiffrées ne sont pas critiques vu que les selfs de choc L1 et L2 servent uniquement au blocage des signaux HF. Comme nous le disions plus haut lors de la description de l'électronique, il faudra souder le condensateur C1 et les selfs L1 et L2

aussi près que possible de l'embase F châssis K2. La liaison à l'embase K1 se fera, comme l'illustre le schéma, à l'aide d'un morceau de câble coaxial 75  $\Omega$ . Les connexions de masse aux 2 extrémités de ce morceau de câble doivent être reliées aussi court que possible aux contacts de masse des embases F. Les condensateurs C2 et C3 seront eux aussi soudés aussi près que possible entre le côté « froid » des selfs HF et la masse. Le reste du circuit ne présente pas la moindre criticité et pourra être réalisé en montage flottant à l'intérieur du boîtier métallique ou positionné sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles.

Si l'on dispose dans son tiroir d'un galvanomètre de caractéristiques différentes on pourra également le mettre à contribution à condition d'adapter en conséquence la valeur des résistances-talon R2 et R3. Il circule à travers R1 un courant de 1 A

produisant une chute de tension de 220 mV. Il faut faire en sorte qu'il circule, à travers la résistance totale (résistance interne de l'instrument + R2), très exactement le courant produisant, à une tension de 220 mV, un débattement à pleine échelle de l'aiguille de l'instrument. La valeur de R4 se laisse calculer, pour finir, à partir de la tension de 10 V qui tombe au maximum aux bornes de R3 et du courant produisant le débattement à pleine échelle du galvanomètre. Il existe une approche encore plus facile, mettre en place un ajustable et mesurer la valeur de la résistance qu'il représente une fois le réglage effectué.

Attention: une erreur dans le sens de rotation peut comporter des risques d'endommagement de l'instrument.

### Liste des composants

#### Résistances :

R1 = 0 $\Omega$ 22/1 W  
R2 = 1 k $\Omega$   
R3 = 100 k $\Omega$   
R4 = 1 k $\Omega$ 25

#### Condensateurs :

C1 = 100 pF céramique  
C2, C3 = 1 nF céramique

#### Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 10 V/400 mW

#### Divers :

M1 = galvanomètre 100  $\mu$ A/1 900  $\Omega$   
L1, L2 = 7 spires sur gabarit de 2,5 mm de diamètre  
K1, K2 = embase F  
S1 = inverseur simple boîtier métallique

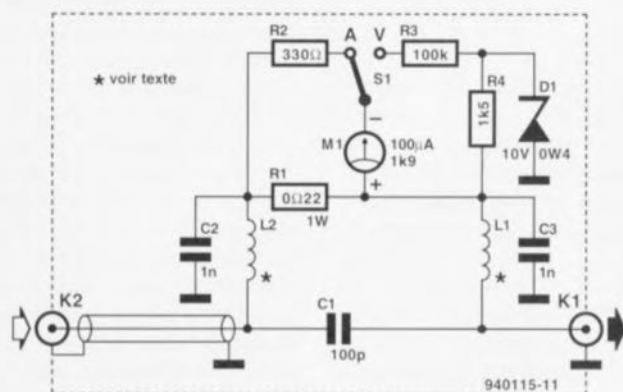
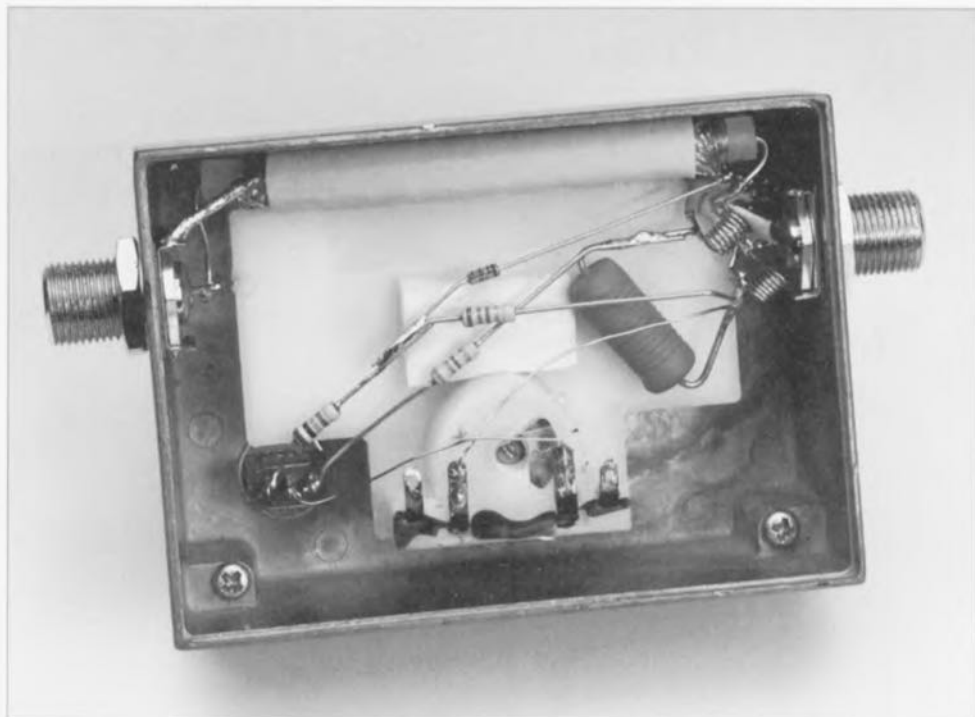
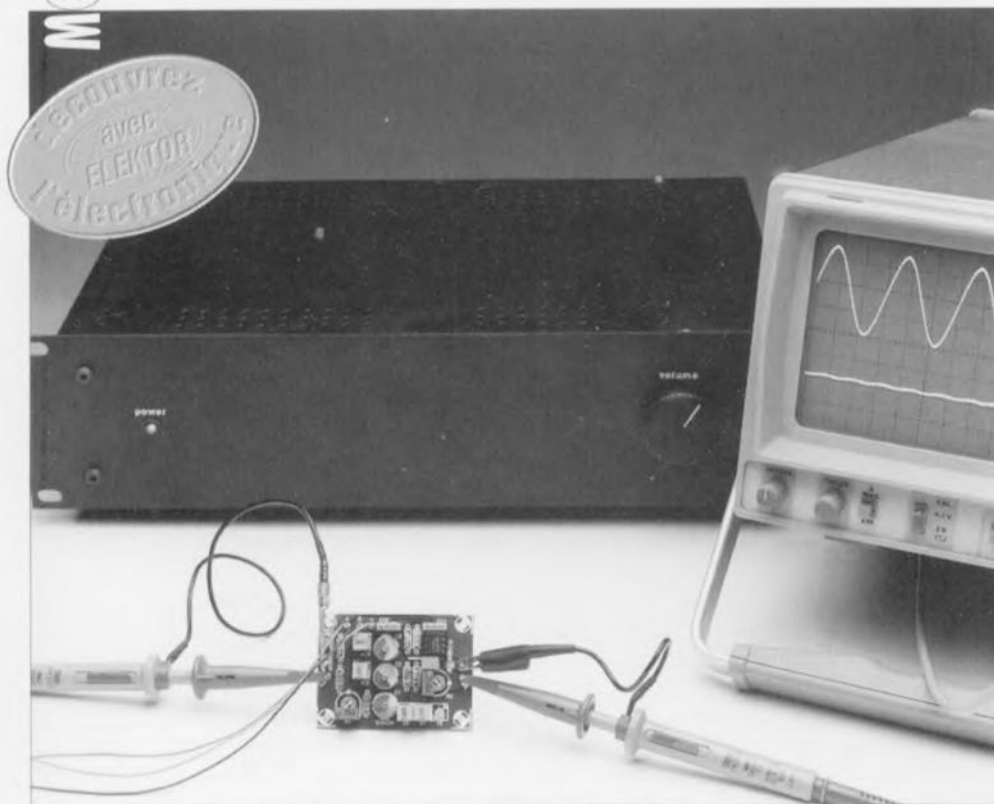


Figure 1. Schéma du VA-mètre pour installations satellite.



# distorsiomètre d'harmoniques

*visualisation des harmoniques sur oscilloscope*



L'amateur d'électronique peut, pour la mesure de grandeurs « électroniques » telles que tensions, courants, résistances, voire fréquences, s'aider des fonctions mises à sa disposition par un multimètre ou un oscilloscope. L'une des caractéristiques souvent évoquée dès que l'on parle d'amplificateurs, la distorsion harmonique n'est elle mesurable correctement qu'à l'aide d'appareils valant leur pesant d'or. Le petit montage présenté ici à monter en amont d'un oscilloscope permet de visualiser sur le dit instrument la distorsion harmonique totale d'un signal et de procéder, à partir de cette image, à une estimation du taux de distorsion.

Très souvent, le véritable amateur d'électronique développe, au fur et à mesure de son évolution, une inévitable préférence pour l'un ou l'autre domaine spécifique de cette « science ». Si l'un se consacre aux bits, octets et autres arcanes de la micro-informatique, le second donnera sa préférence aux réalisations à base de transistors et autres composants passifs. Plus on avance dans la connaissance de sa propre spécialité, plus on découvre qu'il existe tant et tant de facteurs mesurables et plus

on se trouve en mesure d'interpréter au mieux les données de mesure importantes accumulées au cours de ces opérations. L'amateur de micro-informatique s'intéressera par exemple au nombre de bits de sa sortie sérielle, à la fréquence d'horloge d'un système ou à la capacité de mémoire d'un ordinateur. Dans le domaine de l'appareillage audio on se trouve confronté aux impédances, puissances de sortie, rapports signal/bruit, sensibilités et ... distorsion harmonique. Pour l'amateur

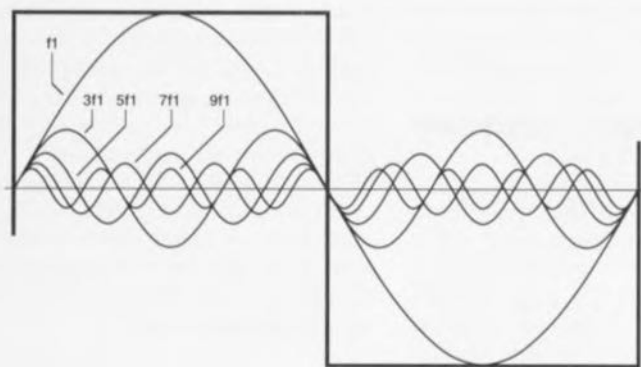
débutant il s'agit dans ce dernier cas du facteur le plus difficile à mesurer. La difficulté ne réside pas tant dans le processus de mesure proprement dit que dans le prix de l'appareillage de mesure concerné (souvent dans les dizaines, voire la centaine de kF, – le kilofranc est une unité de plus en plus souvent utilisée dans cette sphère). Nombreux sommes-nous sans doute à nous demander ce que cache bien cette notion de distorsion harmonique. Le distorsiomètre d'harmoniques décrit ici devrait mettre fin à cette atmosphère d'incertitude.

Ce minuscule montage permet en effet de visualiser sur l'oscilloscope le plus simple la distorsion présentée par un signal. Il n'est pas question ici de mesurer avec une grande précision le pourcentage exact d'une distorsion. Cet appareil convient également fort bien pour vérifier si une modification quelconque faite sur un circuit existant, celui d'un amplificateur par exemple, se traduit par une diminution ou au contraire une augmentation de la distorsion. Il nous semble cependant qu'il serait bon que nous consacrons quelques lignes à l'aspect théorique de la distorsion.

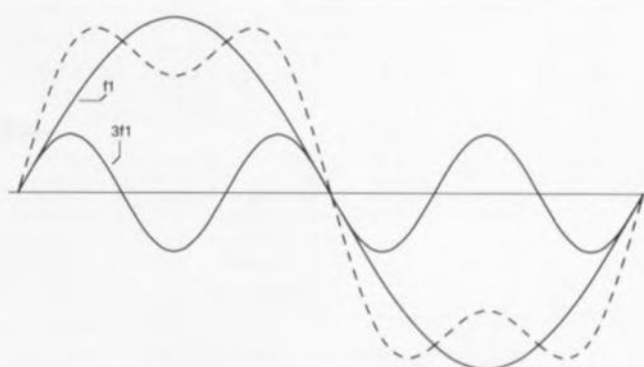
## Est-ce audible ou non ?

C'est sans doute là la question que nous devrions nous poser lors de notre quête à la recherche du traitement de signal présentant la distorsion la plus faible. Il va sans dire qu'il est impressionnant, d'un point de vue technique, de pouvoir affirmer (sans rougir) dans les caractéristiques techniques d'un amplificateur qu'il possède une distorsion de 0,01% seulement. La question se pose alors de savoir si le plaisir d'écouter d'un amplificateur ayant un taux de distorsion de 0,5% en est moindre.

L'intérêt majeur d'un tel chiffre de distorsion griffé dans un tableau de caractéristiques est de permettre de cerner dans une certaine mesure la qualité d'un appareil donné pour ensuite permettre de le comparer à d'autres dont on connaît également le taux de distorsion. Il nous va falloir, pour permettre à chacun de nos lecteurs de déterminer par lui-même dans quelle mesure cette valeur de taux de distorsion est importante, commencer par définir ce que recouvre le terme de distorsion harmonique. Nous pouvons également essayer de déterminer les origines de ce type de distorsion et voir comment l'on peut, à l'aide d'un distorsiomètre, le mesurer.



936024X - 11



936024X - 12

## Les harmoniques

Autant saisir le taureau par les cornes immédiatement. Nous allons commencer par nous intéresser à la structure précise d'un certain nombre de signaux. Les signaux que connaît tout électronicien qui se respecte sont le signal sinusoïdal et le signal rectangulaire.

Un certain monsieur **Fourier** a découvert, il y a bien longtemps, que tout signal, quel qu'il soit, est constitué de plusieurs signaux sinusoïdaux de différentes fréquences. Il existe une exception, un signal sinusoïdal pur ne comportant qu'un unique sinus. Si nous examinons la structure d'un signal rectangulaire nous découvrons la présence de toute une série de sinus (**figure 1**).

La fréquence de l'onde originelle est appelée fréquence fondamentale,  $f_1$ , toutes les autres composantes sinusoïdales de l'onde rectangulaire ont une fréquence multiple de celle de la fondamentale,  $3f_1$ ,  $5f_1$ , etc. Ce sont des **harmoniques**. Un signal rectangulaire ayant une fondamentale de 1 kHz se compose par exemple d'un sinus de 1 kHz, d'un autre de 3 kHz, d'un troisième de 5 kHz etc... Dans le cas d'un signal rectangulaire nous parlons d'harmoniques impaires vu que les facteurs de multiplication correspondants sont impairs.

L'amplitude des harmoniques suit une évolution inverse de la fréquence; elle diminue au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence. Si nous procédons à l'addition graphique de la fondamentale et de la troisième harmonique, nous obtenons une forme d'onde brute approchant, d'assez loin il est vrai, celle d'un signal rectangulaire (ligne pointillée de la **figure 2**). Cette constatation permet de conclure qu'un signal quelconque est en fait constitué de la somme de sa fondamentale et de toutes les harmoniques de celle-ci. Si l'on veut représenter sur un gra-

phique les harmoniques présentes dans un signal, l'approche consistant à visualiser tous les sinus comme nous l'avons fait en **figure 1** devient rapidement confuse. Il existe une meilleure solution : celle de la reproduction de ce que l'on appelle le spectre des fréquences. Nous vous proposons en **figure 3** une partie d'un tel spectre de fréquences d'un signal rectangulaire. La barre la plus haute représente la fondamentale du signal,  $f_1$ . Les barres suivantes représentent dans l'ordre décroissant la 3<sup>ème</sup>, 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup>, 9<sup>ème</sup>, 11<sup>ème</sup>, harmonique. La hauteur de chacune de ces barres rend l'amplitude de signal de l'harmonique concernée par rapport à l'amplitude de la fondamentale. On voit ainsi que la 3<sup>ème</sup> harmonique possède une amplitude égale au tiers de celle de la fondamentale.

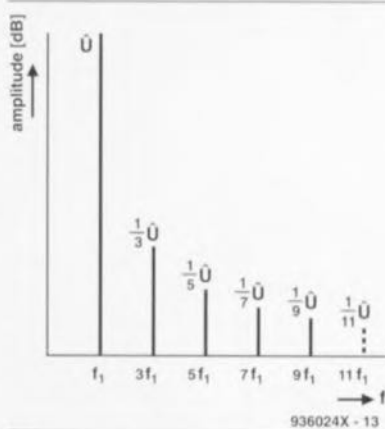
Revenons à nos moutons : comment faire pour **mesurer** la distortion harmonique ? En fait, le cheminement intellectuel est simple. Comme nous le disions plus haut, un signal sinusoïdal pur ne possède pas d'harmonique (**figure 4**). Si nous appliquons un tel signal sinusoïdal ne présentant pas la moindre distortion à l'entrée d'un bon amplificateur, nous devrions retrouver à la sortie de ce dernier un signal amplifié bien évidemment et ne présentant pas non plus de distortion. Si notre amplificateur n'est pas idéal ce signal s'en trouvera quelque peu – même si cela n'est pas visible à l'écran, distordu. Il n'est resté pas moins que l'on aura bel et bien, dans ce cas-là, naissance d'harmoniques. Pour pouvoir visualiser la distortion harmonique totale de notre sinusoïde-cobaye, il nous suffira donc de procéder à une seule opération, éliminer la fondamentale du signal !

## Un rien de filtrage

Nous faisons appel, pour l'élimination de la (fréquence) fondamentale, à un filtre passe-bande très étroit – représenté sous la forme de

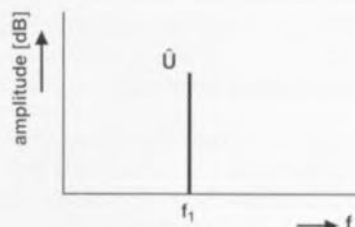
**Figure 1.** Chaque signal se compose de la somme d'un certain nombre de signaux sinusoïdaux de fréquences variées. Le signal sinusoïdal lui-même est une exception à cette règle. Ce signal se compose en effet d'un unique sinus d'une fréquence donnée. À l'inverse, un signal rectangulaire est extrêmement riche en harmoniques.

**Figure 2.** Si l'on additionne la troisième harmonique d'un signal rectangulaire à sa (fréquence) fondamentale nous approchons, assez grossièrement il est vrai, la forme du dit signal rectangulaire. La sommation de toutes les harmoniques, au nombre théoriquement infini, restitue un signal rectangulaire complet aux flancs parfaitement droits.



936024X - 13

**Figure 3.** Le spectre de fréquences donne une image éloquent des harmoniques présentes dans un signal donné.



936024X - 14

**Figure 4.** La représentation graphique du spectre d'un signal sinusoïdal est extrêmement simple. En effet, un sinus pur n'est en fait rien de plus qu'une fondamentale sans la moindre harmonique.

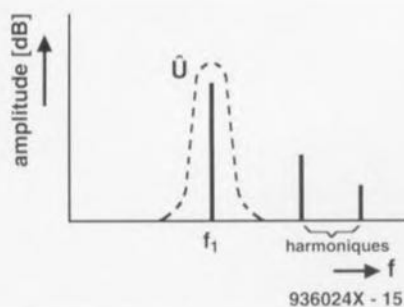


Figure 5. On débarrasse, à l'aide d'un filtre, le spectre de la fondamentale de sorte qu'il ne reste que les harmoniques.

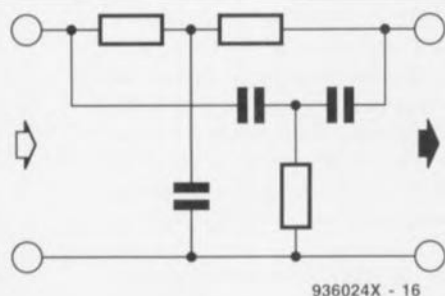


Figure 6. Il suffit de regarder la forme typique des 2 réseaux RC pour comprendre pourquoi l'on parle ici de filtre en double T.

**double T.** Pour peu que l'on en examine le synoptique, représenté en **figure 6**, on aura vite fait de saisir l'origine de sa dénomination. Ce filtre utilise en effet 2 petits réseaux RC en forme de T. Si, théoriquement, ce filtre est capable d'éliminer totalement une fréquence donnée, dans la pratique il s'avère que cette suppression bute à certaines limites. Si la tolérance des composants utilisés joue un rôle important dans le positionnement plus ou moins précis des dites limites, il en va de même pour l'amplificateur opérationnel choisi, vu qu'il n'est idéal que théoriquement.

Dans la réalité, la courbe mesurée d'un filtre en double T prend une forme similaire à celle du graphique de la **figure 7**. L'élimination du signal atteint un maximum à une fréquence dite **fréquence centrale**,  $f_0$ . La qualité d'un filtre est rendue par l'étroitesse et la profondeur du domaine d'élimination, le domaine pris dans la partie supérieure du V. Idéalement on devrait avoir un T à la barre verticale allant bien au-delà des  $-100$  dB. Dans la réalité il en va quelque peu différemment.

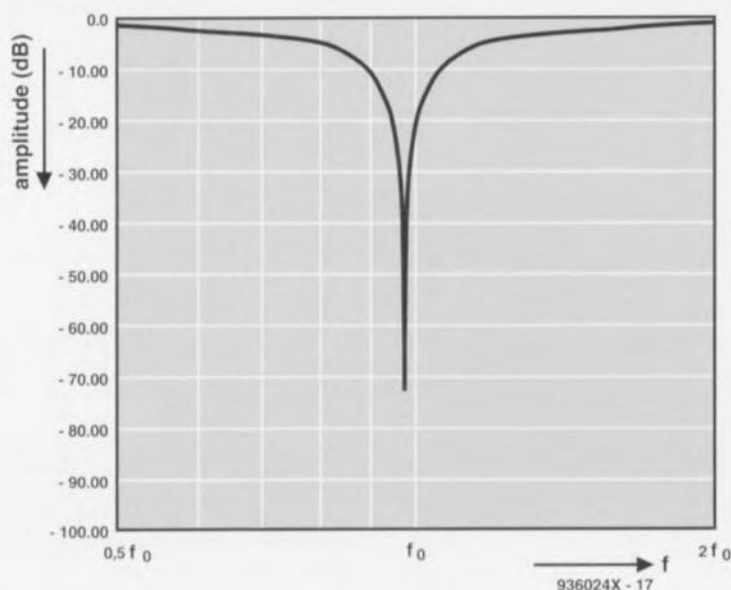


Figure 7. Ce graphique représente les mesures effectuées sur un filtre en double T. La fréquence centrale,  $f_0$ , subit une atténuation maximale, les autres fréquences du spectre n'étant pratiquement pas affectées par ce traitement.

la courbe pointillée de la **figure 5**, qui comme l'illustre ce dessin, n'élimine que la fondamentale, laissant passer toutes les harmoniques. Il nous est possible, à l'aide d'un oscilloscope, de mesurer le signal de sortie du filtre et d'obtenir ainsi une idée de la part constituée par l'ensemble des harmoniques. L'un des filtres les mieux adaptés à la fonction requise est un type de filtre appelé **filtre en**

La conception d'un double filtre en T doit bien évidemment respecter un certain nombre de règles strictes. Il faut, pour commencer, que les composants utilisés aient, entre eux, les rapports donnés dans le synoptique de la **figure 8**. Il faut en outre que l'impédance de source (à gauche) soit la plus faible possible, ce qui signifie que cet étage de commande doit être en mesure de fournir à tout

instant un courant suffisant au réseau. À l'inverse, il faut que l'impédance terminale soit la plus élevée possible. Un amplificateur opérationnel possède une impédance de sortie faible de sorte qu'il tombe à point pour attaquer un réseau en double T. Le hasard veut qu'un amplificateur opérationnel ait également une impédance d'entrée très élevée, de sorte que nous pouvons également prendre à la sortie du réseau un composant de ce type.

Comme le filtre présente une bande extrêmement étroite, une tolérance de 0,5% du moindre composant, condensateur ou résistance, par rapport à la valeur prévue peut entraîner une diminution de l'atténuation de l'infini à un facteur de 25 seulement. Vu que l'on veut débarrasser un signal donné de la totalité de la fondamentale qu'il comporte, il faudra faire en sorte que tous les composants du filtre aient une valeur réelle aussi proche que possible de la valeur théorique calculée. Le schéma va nous montrer comment nous avons réussi une opération quasi-impossible.

## Le schéma

L'examen du schéma de la **figure 9** montre la technique utilisée pour compenser les tolérances présentées par l'un ou l'autre composant. Chaque composant fixe s'est vu associé à un composant ajustable de même nature, résistance ajustable avec résistance, condensateur variable avec condensateur, de façon à pouvoir en ajuster précisément la valeur. Cette approche présente l'avantage de ne pas nécessiter de composants aux tolérances strictes qui sont, tout le monde le sait, extrêmement chers. Le filtre est pris dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur de façon à lui donner de meilleures caractéristiques de filtrage. Il est possible, avec cette version de filtre en double T, de jouer sur le facteur de qualité, le fameux facteur Q, du filtre par action sur le rapporte entre les résistances  $R_5$  et  $R_6$ . Plus le facteur Q est élevé, plus le domaine d'élimination de la caractéristique du filtre s'affine. Nous avons opté ici pour un facteur Q tel que la 2<sup>ème</sup> harmonique déjà puisse passer sans subir la moindre atténuation. Notre exemplaire de test nous a permis d'atteindre, une fois le bon réglage trouvé, une atténuation de pas moins de  $-100$  dB. Cela signifie que la fréquence centrale subit une atténuation d'un facteur 100 000 (100 000 fois) ! Au bout d'un petit quart d'heure de fonctionnement



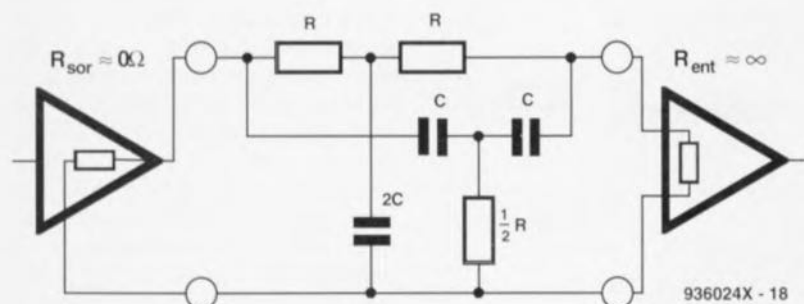


Figure 8. Il ne suffit pas, lors de la conception d'un filtre en double T, de veiller à ce que les composants utilisés respectent du mieux possible les valeurs théoriques; il faut encore faire en sorte que l'attaque du filtre se fasse à faible impédance et que la sortie du filtre « sente » une charge à impédance élevée.

l'atténuation était descendu à quelque  $-70$  dB, ce qui correspond à une atténuation fort respectable de quelque 3 200. Cette valeur d'atténuation de  $-70$  dB est, pour l'application envisagée, largement suffisante (figure 7).

Si nous traitons le spectre de fréquences évoqué plus haut à l'aide de nos  $-70$  dB il ne reste plus que la  $1/3\ 200^{\text{ème}}$  partie de la fondamentale. L'amplitude de la  $11^{\text{ème}}$  harmonique du spectre de fréquences est égale au  $1/11^{\text{ème}}$  de l'amplitude de la fondamentale. La fréquence fondamentale atténuée possède, même par rapport à cette harmonique élevée, une amplitude 290 fois plus faible. Cette valeur montre qu'à ce facteur d'atténuation il ne reste pas grand-chose de la fondamentale qui puisse avoir une quelconque influence néfaste sur les mesures.

Le circuit comporte, en vue débarrasser le signal de sortie du filtre du bruit qu'il pourrait, le cas échéant, présenter, un filtre passe-bas constitué de la paire R7/C10. Ce filtre élimine les fréquences supérieures à 34 kHz, laissant bien entendu passer toutes les fréquences inférieures à cette valeur.

## La réalisation

Nous avons dessiné un circuit imprimé à l'intention de cette réalisation; nous vous en proposons la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en figure 10. Si vous choisissez de réaliser votre propre platine, il faudra veiller au positionnement correct du point de masse central. La réalisation débutera par l'implantation du seul et unique pont de câblage – on évitera ainsi de l'oublier. Le circuit intégré sera monté sur support de bonne qualité. On dotera les points de connexion des signaux d'entrée et de sortie et ceux de l'alimentation de picots. Pour les ajustables P1 et P2 on

optera de préférence pour des résistances ajustables multitour vu que la plage de réglage d'une résistance ajustable ordinaire est bien trop grossière. Notons que le dessin de la platine permet l'implantation de l'un ou l'autre type de résistance ajustable. Les condensateurs seront du type styroflex vu leur niveau de qualité sensiblement supérieur à tout autre type de condensateur. Il n'y a pas d'interdiction technique à l'utilisation de condensateurs MKT « ordinaires » meilleur marché; la qualité du filtre s'en ressentira très sensiblement. Les résistances de définition des fréquences sont du type à couche métallique à tolérance de 1% disponibles auprès de tout revendeur de compo-

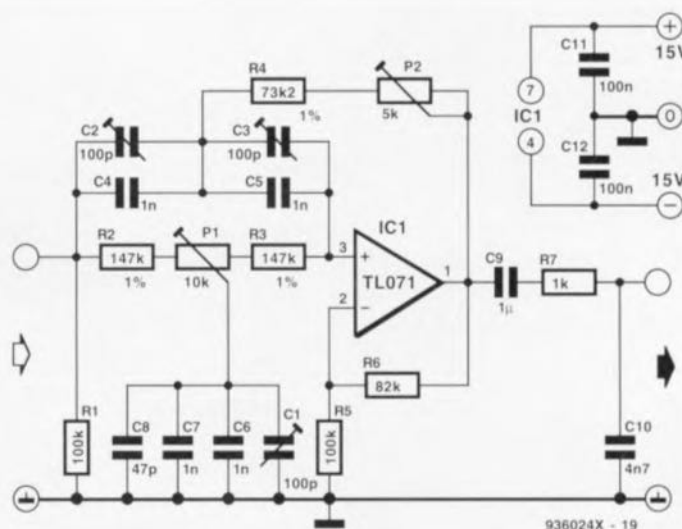


Figure 9. Le concept de notre distorsiomètre d'harmoniques repose sur un unique amplificateur opérationnel. La prise du réseau en double T dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel permet de respecter toutes les exigences du cahier des charges défini dans la légende de la figure précédente de sorte que l'on obtient un filtre très efficace. Le choix, pour les composants déterminant les fréquences-limites, de composants ajustables permet un réglage optimal du filtre.

### Liste des composants

#### Résistances:

R1, R5 = 100kΩ  
R2, R3 = 147kΩ/1%  
R4 = 73kΩ/1%  
R6 = 82kΩ  
R7 = 1kΩ  
P1 = 10kΩ multitour vertical tel que, par exemple, Bourns 3296Y  
P2 = 5kΩ multitour vertical tel que, par exemple, Bourns 3296Y

#### Condensateurs:

C1 à C3 = 100pF ajustable  
C4 à C7 = 1nF styroflex  
C8 = 47pF styroflex  
C9 = 1μF  
C10 = 4nF7  
C11, C12 = 100nF

#### Semi-conducteurs:

IC1 = TL071

sants bien assorti. On plantera le montage de préférence dans un boîtier métallique insensible aux parasites extérieurs. Une fois que l'on

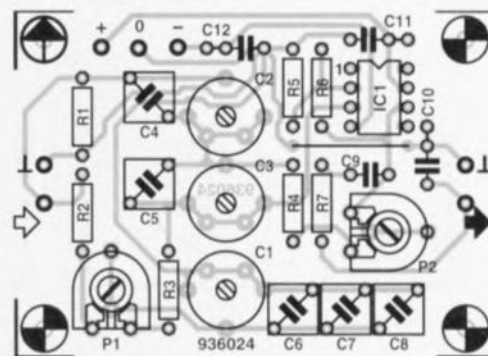


Figure 10. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention du distorsiomètre d'harmoniques.

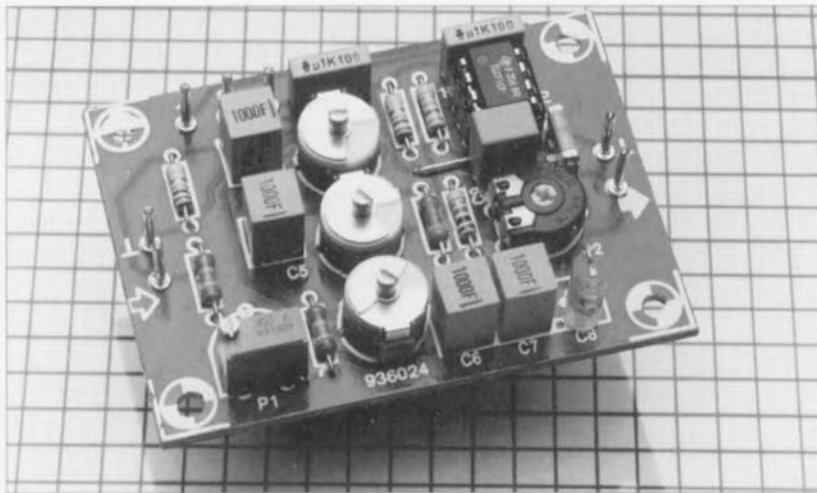


Figure 11. Une fois terminées les opérations de mise en place et de soudure des composants, on pourra passer à l'étape du réglage et de mise en oeuvre du montage.

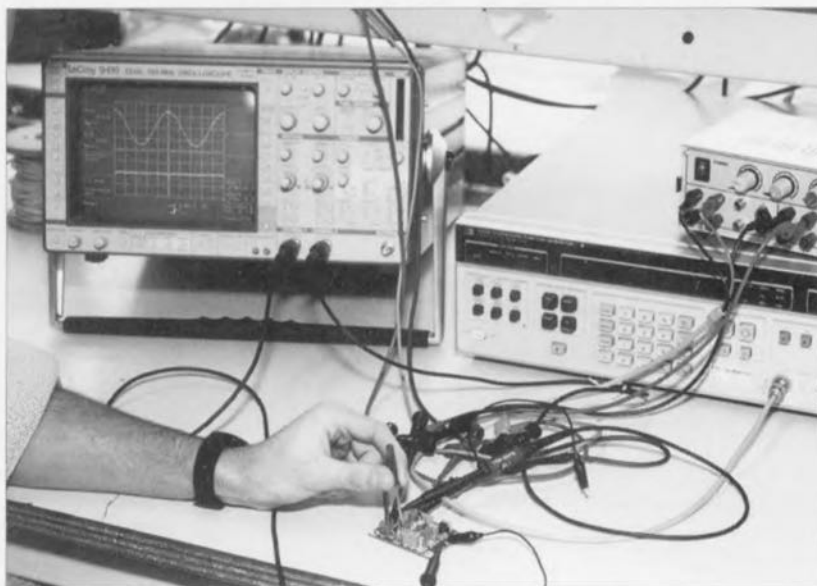


Figure 12. Le réglage du distorsiomètre d'harmoniques se fera à l'aide d'un oscilloscope ou d'un voltmètre alternatif.

aura terminé la réalisation du montage dont on retrouve une photographie en **figure 11**, on pourra procéder à son réglage, processus qui constitue du même coup sa mise en oeuvre.

### Mode d'emploi et étalonnage

On commencera par connecter le circuit à une alimentation fournissant la

tension symétrique requise. Ceci fait, il faudra utiliser un générateur de signal sinusoïdal capable de fournir un signal stable de 1 kHz au niveau de distorsion le plus faible possible. Il n'est pas impératif, de part les possibilités de réglage que possède le filtre, que la fréquence du dit signal soit de 1 kHz très exactement, on peut fort bien s'accommoder d'une petite tolérance sur sa valeur précise. Il est indispensable cependant que la fréquence du signal fourni ne présente pas de variation – il faut donc qu'elle reste parfaitement constante ! Après avoir ajusté à quelque 13 V la valeur de crête du signal sinusoïdal on applique celui-ci à l'entrée du circuit. On pourrait également admettre une amplitude de signal moindre, mais ceci se traduirait par un signal de sortie si faible qu'il en devient difficilement mesurable. On met alors tous les composants ajustables, C1 à C3, P1 et P2, en position médiane. Si l'on utilise, comme recommandé, des ajustables multitour pour P1 et P2, il faudra commencer par compter le nombre de tours à effectuer pour aller d'une position extrême à l'autre. Ceci fait on fait faire au dit potentiomètre un nombre de rotation égal à la moitié de ce nombre, en partant de l'une des positions extrêmes bien entendu.

On mesure ensuite, à l'aide d'un oscilloscope ou d'un voltmètre alternatif, le signal de sortie du montage, opération visualisée par la photographie de la **figure 12**. On ajuste alors la fréquence du signal sinusoïdal de façon à ce que le signal de sortie tombe à la valeur la plus faible possible. Il est possible maintenant d'ajuster la position des différents composants ajustables que comporte le circuit. On débutera cette phase de l'étalonnage par l'ajustage de P1 et de C1. On veillera pendant tout ce processus de réglage à faire en sorte que le signal de sortie reste le plus faible possible. On passera ensuite aux condensateurs ajustables C2 et C3 dont le positionnement respectera la condition évoquée quelques lignes plus haut : le signal de sortie doit rester le plus faible possible. Après avoir ajusté tous les composants concernés de manière à obtenir le signal de sortie le plus faible possible, on pourra, à titre de vérification, reprendre une dernière fois le processus de réglage.

Nous avons, pour vérifier le comportement de notre montage dans la pratique, branché un générateur de signal sinusoïdal à un amplificateur à ampli op ordinaire. Le dessin de la **figure 13** donne la disposition de

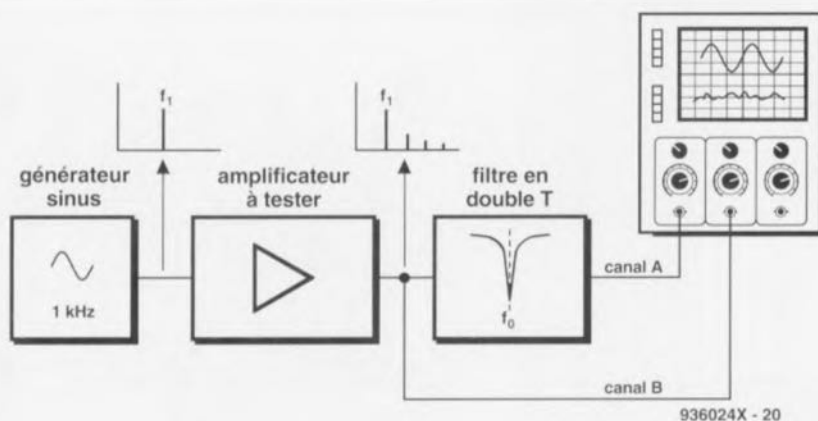


Figure 13. Notre disposition de test consiste à la mesure de la distorsion introduite par un amplificateur à ampli-op ordinaire. Il n'est pas impératif de disposer d'un oscilloscope bi-canal. On pourra en effet se contenter de visualiser la distorsion harmonique totale seule.

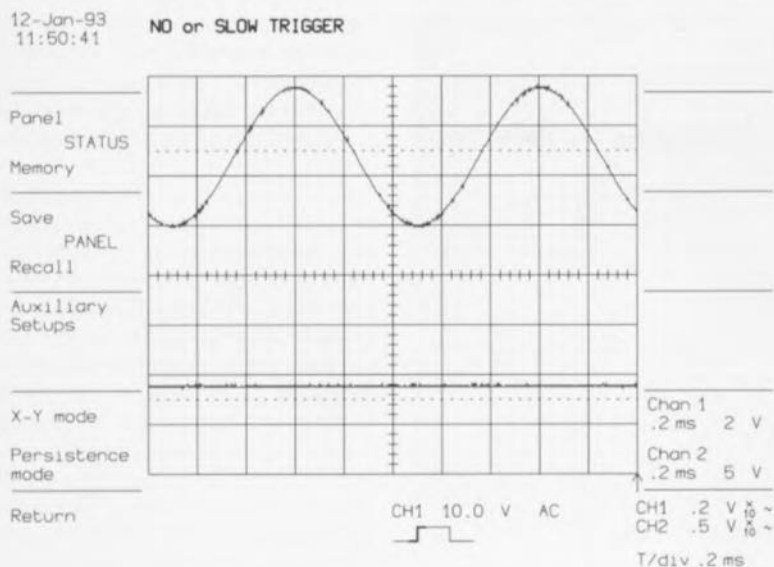


Figure 14. Si l'on attaque l'amplificateur opérationnel à l'aide d'un signal sinusoïdal ne présentant pas une amplitude trop forte on ne constatera pas (ou peu) de distorsion du signal de sortie.

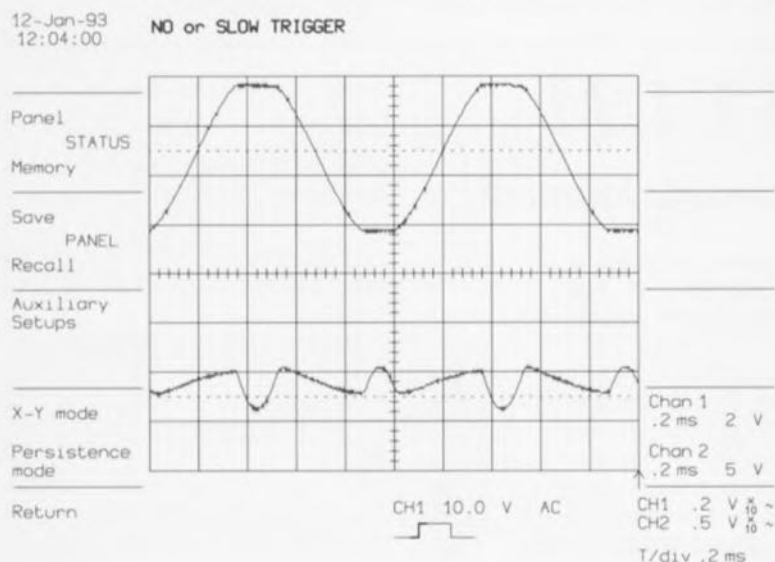


Figure 15. En cas de surmodulation de l'amplificateur à ampli op, le taux de distorsion augmente très sensiblement.

mesure adoptée. Le graphique de la **figure 14** montre qu'en utilisation normale l'amplificateur n'introduit pratiquement pas de distorsion (signal du bas) du signal sinusoïdal (signal du haut). Dès que l'amplitude du signal d'entrée atteint une valeur telle que l'amplificateur se met à « écrêter », le niveau de distorsion augmente très sensiblement comme le montre la recopie d'écran de la **figure 15**.

### En guise de conclusion

Notre instrument ne donne malheureusement pas la valeur de la distorsion sous forme de pourcentage. Il n'en reste pas moins possible, à partir de la distorsion harmonique totale visualisée par l'oscilloscope, d'en

estimer globalement la valeur. Prenons un exemple : si le signal d'entrée possède une valeur de crête de 1 V et que la distorsion harmonique totale ne dépasse pas 1 mV (crête) le taux de distorsion se situe aux alentours de 0,1%. Si vous avez un voltmètre efficace vrai (*true RMS*) à votre disposition vous pouvez déterminer avec précision le taux de distorsion. Il suffit en effet de diviser la valeur de la tension mesurée à la sortie du filtre par la valeur mesurée du signal sinusoïdal appliqué à l'entrée du montage à tester.

Nous espérons que ce petit montage vous ouvrira les portes sur ce domaine si excitant de la mesure sur appareils audio.

# elektor-abc

## fréquence centrale

C'est la fréquence située au milieu très exactement de la bande de fréquences que laisse passer un filtre passe-bande.

## filtre en double T

Ce filtre comporte 3 résistances et 3 condensateurs. Le positionnement de ces composants est tel que l'on peut parler d'une double combinaison RC à la forme de T, ces 2 réseaux étant ensuite montés en parallèle. La caractéristique de ce filtre est de bloquer une fréquence donnée; on se trouve donc en présence d'un filtre coupe-bande. Il arrive que l'on prenne ce filtre, comme filtre passe-bande, dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel. Ce type de filtre est souvent utilisé pour des applications audio, dans les égaliseurs en particulier.

## Fourier

Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830) était un mathématicien qui a développé une méthode de calcul utilisée dans de très nombreux domaines. Il est possible par exemple de convertir un signal électrique quelconque en une série de signaux sinusoïdaux.

## fondamentale

Est également appelée la première harmonique ou harmonique de base. C'est la composante sinusoïdale d'un signal ayant la même fréquence que le dit signal.

## harmonique

L'une des caractéristiques de tout oscillateur est de présenter, outre sa fondamentale, toute une série de signaux dont les fréquences sont des multiples de la fondamentale. Si certains montages tirent profit de cette caractéristique, elle est dans la majorité des cas gênante. Bien que les harmoniques aient, le plus souvent, un niveau plus faible, elles n'en restent pas moins audibles (distorsion harmonique).

**Pour vous adresser**

**à la rédaction**

**d'Elektor sur le**

**Minitel faites:**

**3615 +  
ELEKTOR**

(99 ct/mn)



1. X88C64 SLIC

2. gradateur halogène

3. distorsiomètre

4. central de commutation MIDI

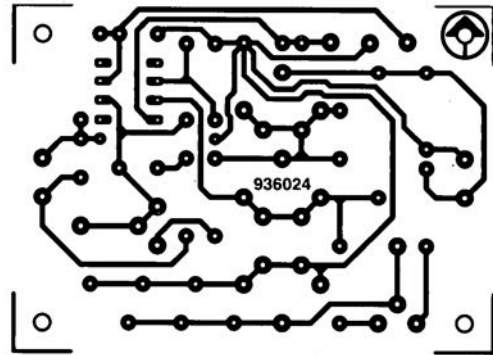
5. décodeur «surround sound» : côté composants

(page 46)

6. décodeur «surround sound» : côté pistes

(page 46)

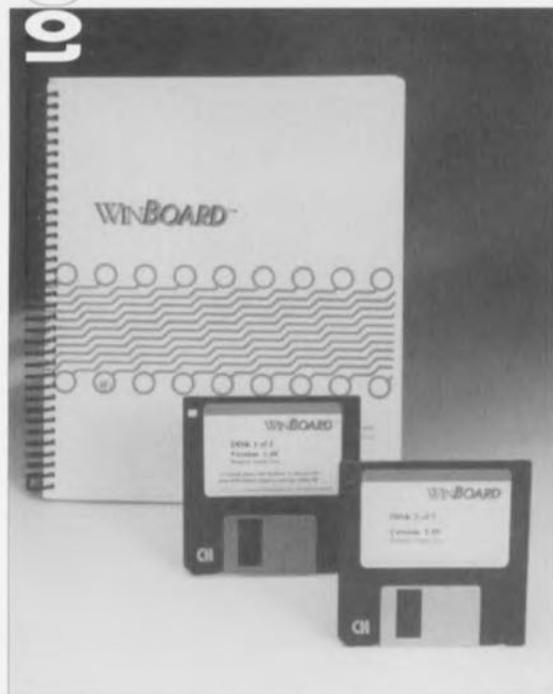
3



# WinBoard V.1.11

## Logiciel de dessin de circuits imprimés

Ndlr: seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.



Nous nous devons, dans ce numéro dont le thème est de l'idée au PCB en passant par le schéma, de faire la part belle à l'un ou l'autre logiciel de saisie de schémas et/ou de dessin de circuits imprimés. Le hasard a voulu que, fin novembre nous vîmes tomber sur le paillason un petit paquet dont le contenu est visible sur la photographie ci-dessus. Une paire de disquettes accompagnées d'un gros manuel à spirale. Ce manuel était encore, à ce

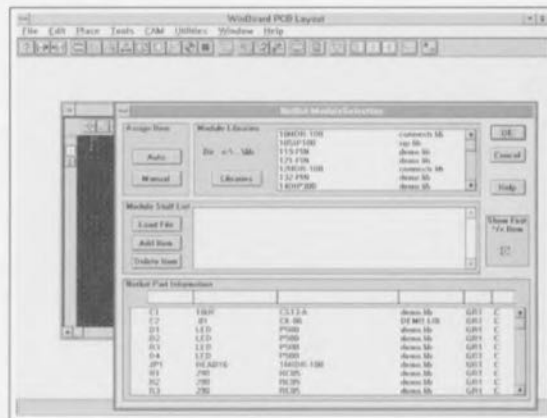
moment-là, en anglais. L'expéditeur de ce cadeau de Noël précoce était Ivex Design International. D'après les dernières informations dont nous disposons, ce serait la société Multipower, entre autres, qui se charge de la distribution de ce logiciel dans l'Hexagone.

### WinBoard ?

#### Connais pas !

WinBoard est un logiciel

de dessin de circuits imprimés de la nouvelle génération, conçu spécialement pour un routage manuel. Mis au point par quelques ingénieurs informaticiens transfuges d'OrCad, l'un des programmes de saisie de schémas les plus utilisés de par le monde, WinBoard répond à l'un des vœux les plus souvent exprimés, disposer d'un routeur manuel puissant et efficace. Notons qu'Ivex Design International est en train de mettre au point un logiciel de saisie de schémas tournant sous Windows et travaillant de concert avec WinBoard, WindDraft. Son existence devrait avoir, lorsque vous lirez ces lignes, été rendue publique. Un examen critique des recopies d'écran de l'article consacré aux programmes de CAO devrait vous permettre de découvrir l'une ou l'autre preuve de son existence. Revenons à WinBoard.



### Pourquoi WinBoard plutôt qu'un autre logiciel?

Les très nombreux essais que nous avons faits dans le cadre de la capture des écrans servant d'illustrations pour l'article thématique de ce numéro nous ont fait découvrir une caractéristique de plus en plus fréquente des programmes de saisie de schémas et de dessin de circuits imprimés: l'évolution vers une interface graphique de plus en plus fine. Si, il y a 2 ans à peine, la plupart des programmes de cette catégorie travaillaient déjà en VGA, certains en étaient encore à EGA, voire CGA... De nos jours, la plupart travaillent en SVGA (800 x 600, voire 1024 x 768). Le malheur veut que le nombre de types de cartes graphiques capables de ces résolutions ne cesse de croître et, avec eux, le nombre de programmes de pilotage (*drivers*) devant

accompagner chacun des dits programmes. Les risques de ne pas pouvoir travailler à ce niveau de résolution avec un programme tournant sous DOS est, d'un ordinateur à l'autre, si tant est que l'on ne dispose pas d'une carte graphique faisant partie des 4 ou 5 quasi-standard, très grand. Et c'est là qu'entre en jeu l'une des avantages indiscutables de l'interface Windows.

Il est vrai que Windows pose des exigences plus grandes aux caractéristiques techniques du système, CPU, vitesse, mémoire, carte graphique – avec accélérateur si possible – mais cette machine, 486DX266, 8 Moctets de mémoire, disque dur de 500 Moctets, moniteur couleur 1024 x 768 à 256 couleurs, etc., est devenu aujourd'hui quasiment le bas de gamme. WinBoard peut donc tirer tous les avantages de compatibilité offerts par l'interface Windows. Des dizaines de programmes de saisie de schémas et de dessin de circuits imprimés que nous ayons essayé ces dernières semaines, tous les programmes tournant sous Windows ont immédiatement marché. Il n'en va pas de même pour de nombreux programmes tournant sous DOS où certains n'ont accepté de fonctionner qu'en mode VGA sur un 486 avec carte graphique Local Bus. Ceci pour dire que les fabricants de logiciels tournant sous Windows prennent bien moins de risques de dysfonctionnement ou de fonctionnement à une résolution moindre que ceux dont les programmes tournent sous DOS.

#### De quel matériel faut-il disposer pour utiliser efficacement WinBoard?

Nous avons déjà indiqué dans le paragraphe précédent ce que nous pensions être les caractéristiques techniques de l'ordinateur sur lequel doit tourner un programme travaillant sous Windows tel que WinBoard. Si une telle plateforme coûtait encore très cher il y a 2 ans, elle est devenue, à quelque 7500 FF, notablement plus abordable. Pourtant, WinBoard se contente aussi de moins. Ce programme tourne sur tout ordinateur permettant de travailler sous Windows (à une vitesse acceptable). Si l'on a un 386 il est recommandé de lui associer un coprocesseur (387, d'Intel, de Cyrix ou d'ailleurs), dont le prix a incroyablement baissé ces derniers mois.

#### WinBoard au travail

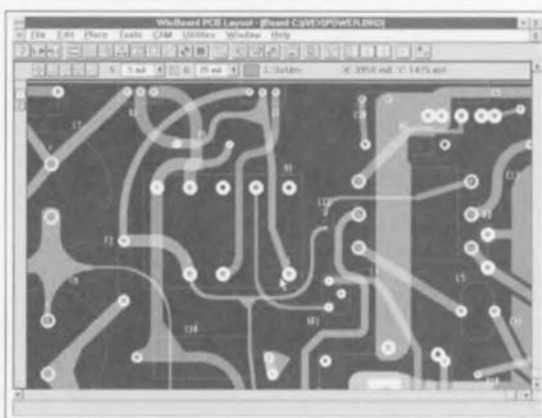
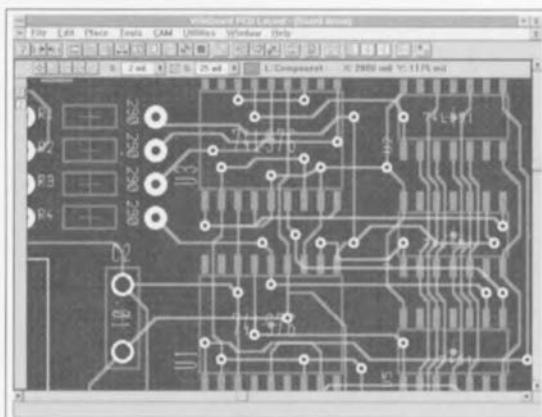
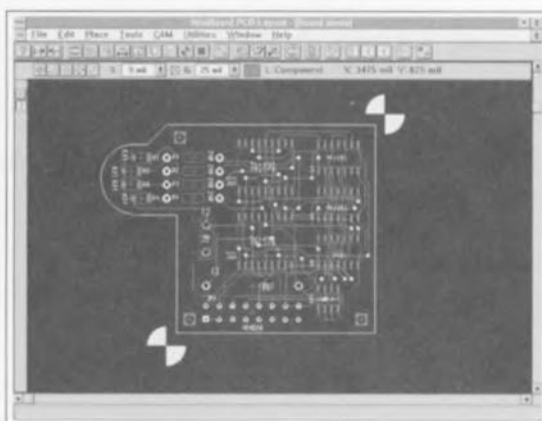
Comme nous le disions, WinBoard est un programme de dessin de circuits imprimés. Son utilisation implique donc un certain nombre de connaissances préalables – rien n'interdit bien évidemment de débuter dans ce domaine avec un tel outil de luxe – quant aux bases du dessin de circuits imprimés tant sous l'aspect d'utilisation de composants que de ceux de leur mise en place et du placement des pistes et autres pastilles. Il faut

ensuite être capable de fournir une liste d'équipotentiels dans l'un des formats les plus courants, Tango, PADS, EDIF2, OrCad, soit par saisie manuelle des informations requises, soit par la mise en oeuvre d'un logiciel de saisie de schémas capable de la générer.

Après une installation sans le moindre problème de quelques minutes seulement, cette durée dépend aussi des caractéristiques de l'ordinateur concerné, nous avions devant nous l'icône de WinBoard dans un ensemble baptisé Ivex. Logique non? La première étape de l'utilisation consiste bien entendu, si tant est que le programme concerné en comporte, de se faire la main sur les exemples. WinBoard est, comme nous le disions plus haut, un logiciel de dessin manuel de circuits imprimés. On doit donc, soit charger un à un les composants pris dans les différentes bibliothèques, soit lui donner une liste d'équipotentiels au format adéquat. Le sous-répertoire «demo» comporte une jolie liste d'équipotentiels qui tombe à pic, DEMO.NET, que l'on se dépêche de charger. Le résultat de cette opération est illustré par la recopie d'écran ci-contre.

Il faut se laisser le temps de prendre les choses en main, mais assez rapidement on est conquis par l'extrême simplicité, le caractère évident, de la plupart des manipulations. Il peut rester intéressant cependant de se fabriquer son propre gabarit de fonctions à placer sur le clavier de l'ordinateur vu qu'une action sur une touche donnée a souvent plus rapidement d'effet qu'une série de commandes entrées à l'aide de la souris. Il va sans dire que l'exemple de démonstration (*Tutorial*) proposé dans le manuel permet de se faire une bonne idée des possibilités de WinBoard. Il n'en reste pas moins que nous attendons avec impatience l'arrivée de WinDraft, les exemples que nous en avons vu, nous ayant beaucoup séduit.

Rien de tel qu'un certain nombre de recopies d'écran pour se faire une petite



idée de l'aspect physique d'un programme. La beauté graphique d'un programme tournant sous Windows est en règle générale difficile à nier. Rares sont en effet les logiciels Windows décevant par leur graphisme. Il reste ensuite à voir comment le dit programme se comporte dans la réalité, ce que l'on ne peut faire que soi-même en demandant au distributeur de fournir une (paire de) disquette(s) de démonstration.

Un examen des recopies d'écran de l'article évoqué plus haut, permettra de constater que les gens de WinBoard ont relevé le défi que nous avons lancé de reproduire avec leurs logiciels de saisie de schémas (WinDraft) et de dessin de circuits imprimés (WinBoard) la platine d'expérimentation pour PIC16C55 décrite dans le numéro de Juillet/Août 94. Ils ont été les seuls.

Note. Le manuel anglais dont nous avons parlé en début d'article est en cours de traduction.