

électronique

**RADIO
PLANS**

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 576 - NOVEMBRE 1995

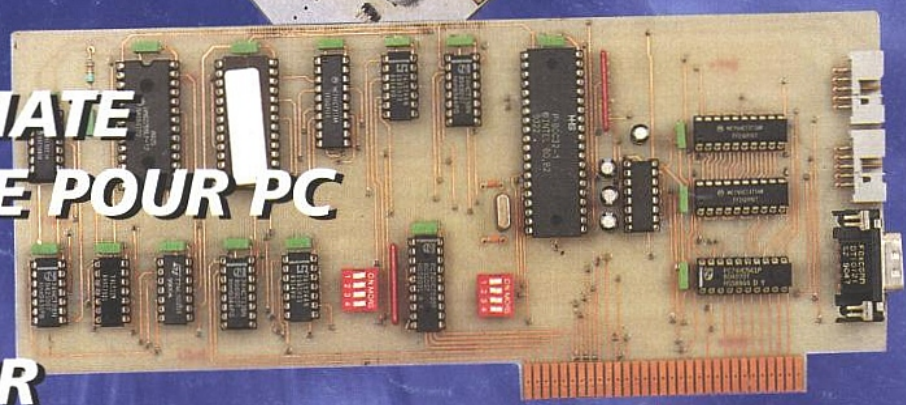
LIAISON FM VIDÉO + AUDIO 400 MHz

■ **UN "SNIFFER EM"
OU RENIFLEUR
ÉLECTROMAGNÉTIQUE**

■ **PLATINE
D'EXPÉRIMENTATION
POUR FPGA XILINX**

■ **CARTE AUTOMATE
PROGRAMMABLE POUR PC**

■ **COMMUTATEUR
POUR LIAISONS SÉRIE**



T 2438 - 576 - 25,00 F



MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS

Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT

Création maquette :
Rachid MARAI

Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE

M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85.
C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur général : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Abonnements : Annie de Bujadoux
Tél. : 44.84.85.16.

Couverture : C. Evellin (CFC-75015)
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée de
2,80 F en timbres.

ABONNEMENTS USA-CANADA : pour vous
abonner à Electronique Radio-Plans aux USA ou
au Canada, communiquez avec Express Mag par
téléphone au 1-800-363-1310 ou par fax au
(514) 374-4742. Le tarif d'abonnement annuel
(12 numéros) pour les USA est de 56 \$US et de
72 \$Can pour le Canada.

Electronique Radio-Plans, ISSN number 1144
5742, is published 12 issues per year by
Publications Ventillard at 1320 Route 9,
Champlain, N.Y., 12919 for 56 \$US per year.
Second-class postage paid at Champlain, N.Y.
Postmaster : Send address changes to
Electronique Radio-Plans c/o Express Mag, P.O.,
Box 7, Rouses Point, N.Y., 12979.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre
numéro de compte pour les paiements par
chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci
n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou
non ne sont pas retournés. «La loi du 11 mars 1957
n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,
d'une part que «copies ou reproductions strictement
réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une
utilisation collective» et d'autre part, que les analyses et
les courtes citations dans un but d'exemple et
d'illustration, «toute représentation ou reproduction
intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de
l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite»
(alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou
reproduction, par quelque procédé que ce soit,
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les
articles 425 et suivants du Code Pénal.»



Ce numéro a été tiré à
37 300 exemplaires

Dépôt légal novembre 95 - éditeur 1783
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses
Mise en page : J.L.C. 75019 Paris
Photogravure : PMP/CE 75011 Paris

SOMMAIRE

N° 576-NOVEMBRE 1995 - ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

- 30 ÉMETTEUR ET RÉCEPTEUR VIDÉO FM 400 MHz
- 55 CARTE AUTOMATE PROGRAMMABLE POUR PC

REALISATIONS

- 11 COMEPROM : ROUES CODEUSES PAR EPROM
- 47 PLATINE D'EXPÉRIMENTATION POUR FGPA XILINX
- 65 MODULE DE COMMUTATION POUR LIAISONS SÉRIE ET MINITEL®
- 73 RENIFLEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE LARGE BANDE

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 7 L'INSTRUMENT VIRTUEL HANDYPROBE

CIRCUITS D'APPLICATION

- 89 LES SHUNTS ÉLECTRONIQUES MAX 471/472 MAXIM

TECHNIQUE

- 79 LES COMPOSANTS POUR TÉLÉCOMMANDES À «ROLLING CODE»

CAO

- 71 ABEL ET LES TABLES DE VÉRITÉ

COMMUNICATIONS

- 27 CONNAITRE INTERNET

IDÉES ET MÉTHODE

- 15 NANO NOYAU MULTITÂCHE POUR 8051

INFOS

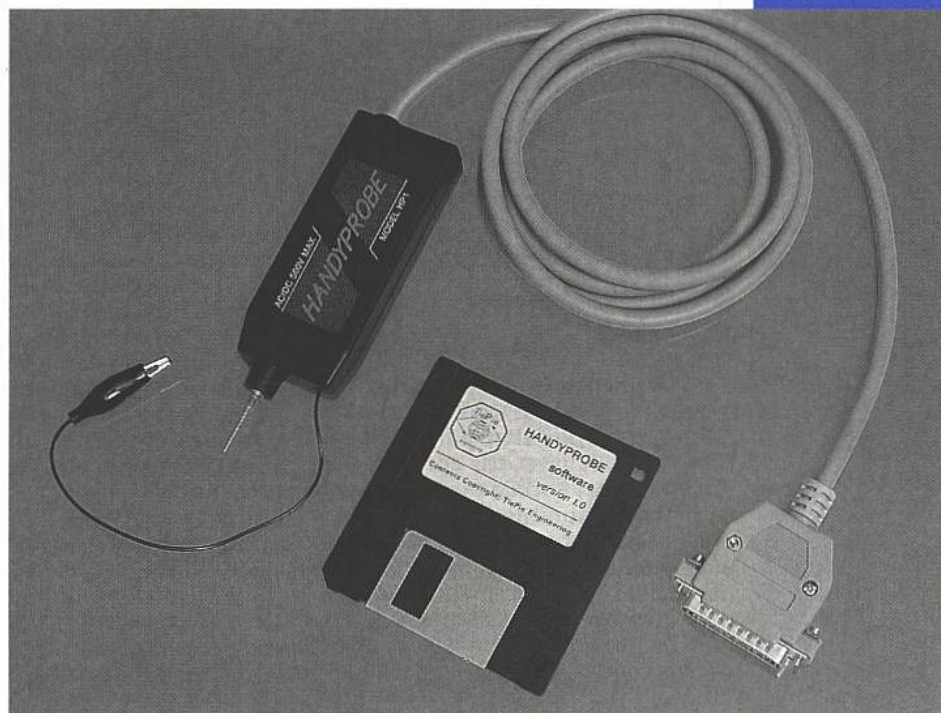
- 44 ÉCOUTEURS PCRT AVX
RENDEZ-VOUS EDUCATEC 95
TIMTEL® POUR WINDOWS
- 78 AMPLIFICATEURS LARGE BANDE EL 2270C ELANTEC
E2PROM's SÉRIE RAPIDES XICOR
GUIDE DE CONCEPTION FPGA MISTRONIC
- 88 LE FLUKE 41B, ÉNERGIMÈTRE AVEC AFFICHAGE TRIPHASE
KIT DE DÉVELOPPEMENT CARTE À PUCE ELEA
- 94 LES ÉTIQUETTES SIGNALÉTIQUES CILS FRANCE
LE CATALOGUE CHAUVIN ARNOUX 96 EST DISPONIBLE
LE VOLT STICK, T.E.C. INSTRUMENTS

Ont participé à ce numéro : J. Alary, B. Cuzeau, F. de Dieuleveult, A. Garrigou, P. Gueulle, E. Larchevêque, L. Lellu, P. Morin, P. Oguic, P. Richoux, J.-L. Vern.

L'INSTRUMENT VIRTUEL «HANDYPROBE»

Le principe de l'instrumentation

«virtuelle» est maintenant bien
entré dans les mœurs : équipé d'un
convertisseur analogique-numérique
plus ou moins perfectionné,
le premier compatible PC venu,
même portable, peut se transformer
en multimètre digital, en oscilloscope
à mémoire, en analyseur de



spectre ou en enregistreur graphique. Entre les solutions d'entrée de gamme à
quelques centaines de francs et les coûteuses cartes d'acquisition de laboratoire,
il y avait évidemment place pour des produits à la fois économiques et
performants. La sonde HANDYPROBE de TiePie Engineering rentre tout à fait
dans cette catégorie, et bénéficie de surcroît d'une présentation fort astucieuse.

UN EXCELLENT COMPROMIS

La firme néerlandaise TiePie Engineering est en quelque sorte le rival direct du britannique Pico Technology sur le marché de l'acquisition de données en général, et de l'instrumentation virtuelle en particulier.

Les deux offres se complètent toutefois plus qu'elles ne se concurrencent, et sont d'ailleurs distribuées en parallèle par MULTIPOWER : c'est un signe ! HANDYPROBE se place tout à fait à mi-chemin entre le célèbre ADC-10 (dont il coûte à peu près deux fois et demi le prix) et l'ADC-100 (dont il coûte un peu plus de la moitié du prix). Cela s'explique fort bien si on considère qu'HANDYPROBE est un convertis-

seur monovoie 8 bits (comme l'ADC-10), mais bipolaire et à sélection automatique de calibre comme l'ADC-100 (à deux canaux 12 bits).

Ajoutons à cela une présentation originale (dans un boîtier en forme de sonde à pointe de touche incorporée), et nous ne pourrions qu'être d'accord avec le nom choisi, qui signifie «sonde pratique».

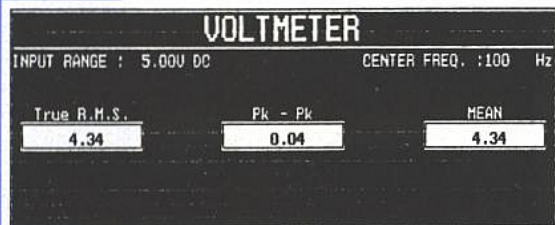
Pratique, la sélection automatique de calibre l'est assurément, mais elle apporte surtout un formidable surcroît de précision par rapport à une gamme unique 0 - 5 volts : on pourra aussi bien mesurer 0,5 V avec une résolution de 4 mV, que 400 V avec une résolution de 3,12 V !

En fait, HANDYPROBE choisit à tout moment le meilleur calibre possible parmi les dix disponibles :

500 mV (résolution 4 mV)
1 V (résolution 8 mV)
2 V (résolution 16 mV)
5 V (résolution 39 mV)
10 V (résolution 78 mV)
20 V (résolution 156 mV)
40 V (résolution 312 mV)
100 V (résolution 780 mV)
200 V (résolution 1,56 V)
400 V (résolution 3,12 V).

Bien que la tension limite admissible (sous 50 Hz) soit de 1000 volts crête à crête, HANDYPROBE ne permet pas d'effectuer des mesures directes sur le secteur sans précautions spéciales : sa masse est en effet reliée à celle du PC, et donc en principe à la terre !

Comme tous les instruments virtuels de cette catégorie, c'est du côté de la fréquence d'échantillonnage qu'on atteindra assez vite les limites de HAN-



■ Figure 1

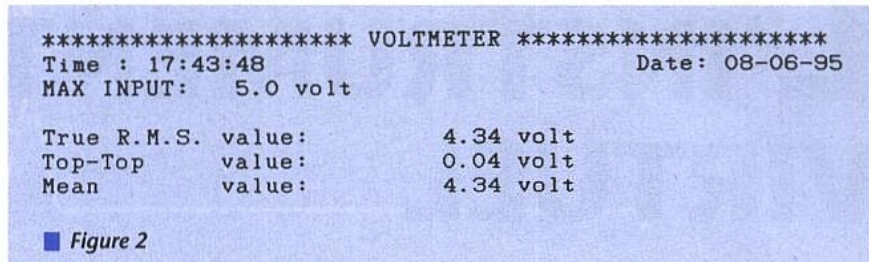
DYPROBE : 40 à 100 kHz selon le PC, ce qui ne permet guère d'observer confortablement des signaux de plus de 8 à 10 kHz sur un 386SX25.

La bande passante de l'électronique embarquée atteint cependant 50 kHz, et on arrivera tout de même à en tirer parti dans certaines conditions de mesure (par exemple analyse spectrale «FFT» jusqu'à 30 kHz).

UNE RÉALISATION SOIGNÉE

Contrairement aux ADC-10 et ADC-12 qui sont logés (tout aussi astucieusement !) dans une simple fiche DB25, HANDYPROBE n'est pas construit autour d'un CAN à sortie série.

La place disponible dans le boîtier «sonde» permet en effet de faire appel à de multiples circuits intégrés (aux marquages soigneusement effacés !), dont un convertisseur à sortie parallèle. Cela ne peut qu'être bénéfique, nous l'avons constaté, sur le plan de la rapidité, même si la conformation des ports parallèles de PC oblige à acheminer les octets de données sous la forme



■ Figure 2

de deux blocs successifs de quatre bits (deux «nibbles»).

La construction («made in Holland») est soignée : circuit imprimé époxy double face à trous métallisés (mais sans CMS), et un connecteur est même prévu entre le cordon DB25 et le circuit imprimé.

Monté sur support «tulipe» (Ah, ces hollandais !), un circuit de protection TL032 (Texas) est visiblement prévu pour être remplacé par l'utilisateur en cas de malheur : un très bon point.

Le boîtier plastique (sonde TEKO grand modèle) est muni d'une pointe de touche dévissable et d'une petite pince crocodile pour la masse.

Cette disposition facilite au maximum les prélèvements de signaux «au vol» sur toutes sortes de circuits, mais les habitués des instruments munis de prises BNC (comme la version bicourbe 12 bits «HANDYSCOPE») se sentiront peut-être un peu frustrés. Qu'à cela ne tienne, il est vraiment très facile de fabriquer un petit adaptateur, en soudant tout bonnement un court boulon laiton de 4 mm derrière une embase BNC de châssis.

Précisons que l'impédance d'entrée est uniformément de 1 M Ω / 25 pF, autrement dit comparable à celle d'un oscilloscope classique mais très inférieure à celle d'un multimètre digital. Il faut le savoir, et en tenir compte si nécessaire.

LE LOGICIEL D'EXPLOITATION

On ne peut plus simple sur le plan matériel (brancher une DB25, un point c'est tout) l'installation de HANDYPROBE l'est également sur le plan logiciel : copier la disquette d'accompagnement (les deux formats courants sont fournis) dans un répertoire du disque dur, ou sur une disquette de travail.

Dans tous les cas, la reconnaissance du port parallèle utilisé et du type d'écran disponible est automatique, lors de chaque lancement.

Bien que les performances des instruments virtuels dépendent de celles du PC «hôte», HANDYPROBE peut se contenter à l'occasion des configurations les plus simples (XT à 4,77 MHz avec 512 K de RAM).

Un écran graphique est naturellement indispensable, qui peut être un simple CGA même si un VGA est éminemment recommandé. Une imprimante compatible EPSON sera également la bienvenue pour la sortie de rapports de mesures : courbes ou «tickets» numériques.

Un seul logiciel (avec toutefois

quelques «overlays») regroupe l'ensemble des instruments virtuels, y compris l'enregistreur graphique. Un système de menus permet à tout moment de passer de l'un à l'autre, mais malheureusement pas de les faire communiquer entre eux. Bien que les oscillogrammes, par exemple, puissent être sauvegardés sur disque avec leur paramétrage, il n'est pas question de leur faire subir après-coup une analyse spectrale, sans repartir du signal.

Par contre, les formats sont compatibles entre l'oscilloscope et l'enregistreur graphique, mais il est vrai que la fonction de base est sensiblement la même.

Pour un habitué d'autres instruments virtuels, l'affichage de HANDYPROBE apparaîtra comme très sobre, voire spartiate : pas de couleur, et un système de menus pour le moins rustique.

Mais nous ne sommes pas sous WINDOWS, et il faut bien reconnaître que cette absence de fioritures inutiles se traduit par une rapidité de réaction au-dessus de la moyenne et par une très bonne précision des courbes.

Rappelons d'ailleurs que bon nombre d'oscilloscopes numériques conventionnels sont équipés, comme HANDYPROBE, d'un convertisseur 8 bits (mais infiniment plus rapide). Bien que plus grande, l'image obtenue sur l'écran du PC sera donc tout aussi précise, grâce aux différents calibres disponibles.

Les recopies sur papier peuvent se faire soit par l'option «print» du menu de chaque instrument, soit par la touche «PrtScr» sans nécessité d'un driver spécial.

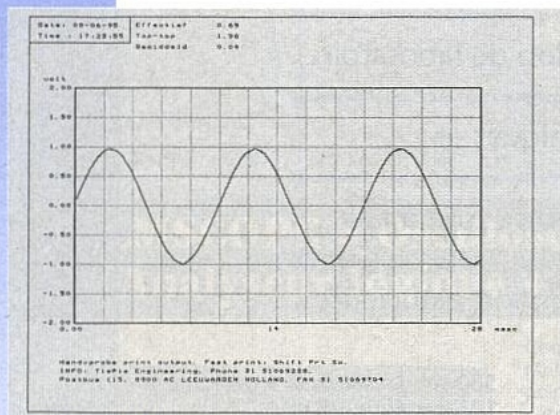
Les résultats obtenus ne sont toutefois en général pas les mêmes : la figure 1 reproduit ainsi une recopie graphique en mode voltmètre, et la figure 2 un «ticket» numérique obtenu, c'est évident, bien plus rapidement.

LE MULTIMÈTRE

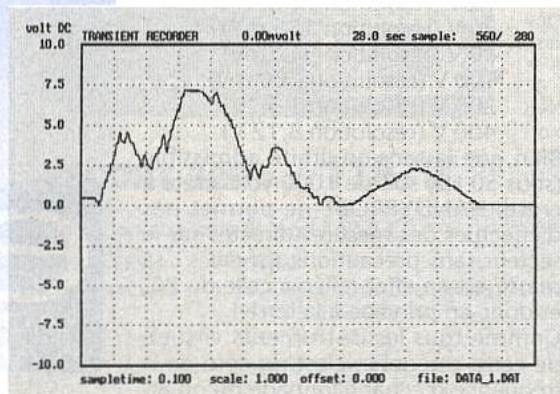
Multimètre est peut-être un bien grand mot pour un instrument qui ne mesure ni les ampères ni les ohms (à moins de réaliser des adaptateurs ad-hoc). En fait, il s'agit plutôt d'un voltmètre numérique, mais plus évolué que la moyenne puisque capable de relever aussi bien les valeurs moyennes (DC) qu'efficaces vraies (RMS) et également crête à crête.

Une option du menu permet même de demander un couplage continu (DC) ou alternatif (AC), cette dernière configuration éliminant la valeur moyenne du signal.

Plusieurs gammes de fréquences peuvent être sélectionnées, de 10 Hz à 10 kHz, dont le respect conditionne la



■ Figure 3 : recopie «papier» d'un oscillogramme.



■ Figure 4 : un enregistrement graphique.

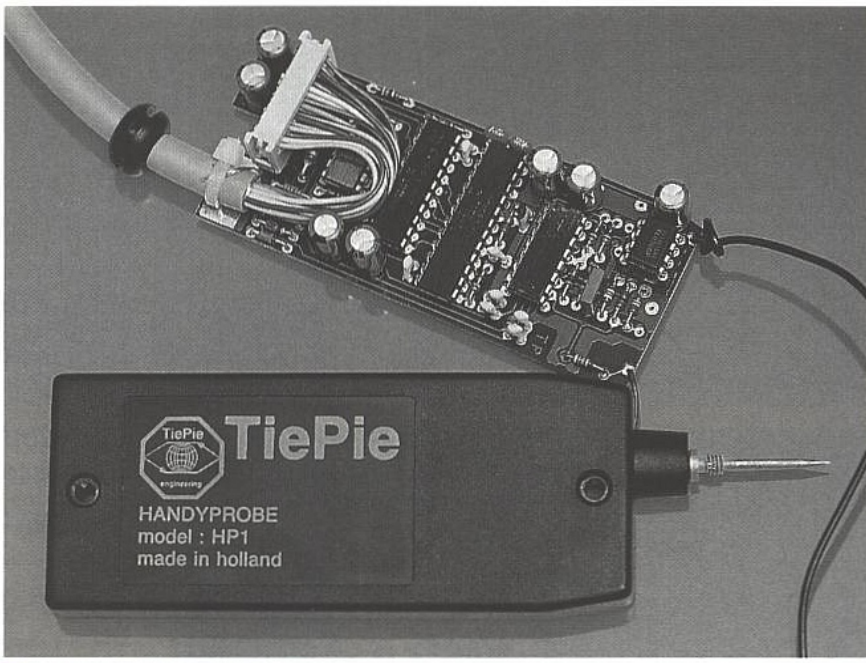
précision des résultats affichés. Il faut savoir, en effet, que les valeurs affichées sont calculées à partir de quelque 200 mesures consécutives, dont la périodicité doit évidemment être adaptée à la fréquence du signal. Une sélection automatique aurait toutefois été la bienvenue, ainsi qu'une fonction «fréquence-mètre». On appréciera la possibilité de «geler» l'affichage ou de déclencher des mesures uniques (mode «one shot»).

L'OSCILLOSCOPE

Fonction essentielle de tout instrument virtuel, l'oscilloscope de HANDYPROBE offre quasiment toutes les possibilités usuelles des scopes à mémoire classiques, y compris un astucieux système de curseur permettant de prendre des mesures précises en tout point d'une courbe.

Compte tenu des possibilités fréquentielles du CAN, la base de temps peut être réglée (selon le PC utilisé) entre 0,5 ms/div et 2 secondes par division. Au-delà, on entre dans le domaine de l'enregistreur graphique.

La figure 3 donne un exemple de recopie d'écran obtenue, sur une imprimante à 9 aiguilles, d'après l'oscillogramme d'un signal sinusoïdal issu d'un générateur de fonctions en MAX038. On notera la présence, en prime, des indications du voltmètre sur le même signal. Curieusement, leur légende est en néerlandais (gemiddeld



■ Une réalisation soignée.

signifie «moyenné») alors que tout le reste, horodatage compris, est en anglais...

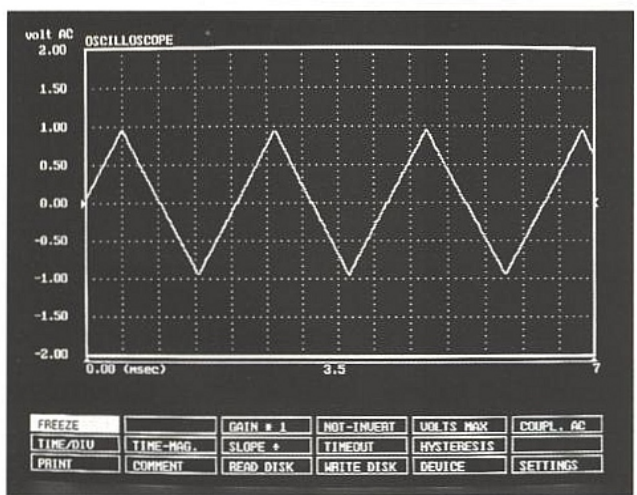
L'ANALYSEUR DE SPECTRE

Cette fonction spectaculaire est typique de ce qu'un simple module logiciel peut apporter à un oscilloscope

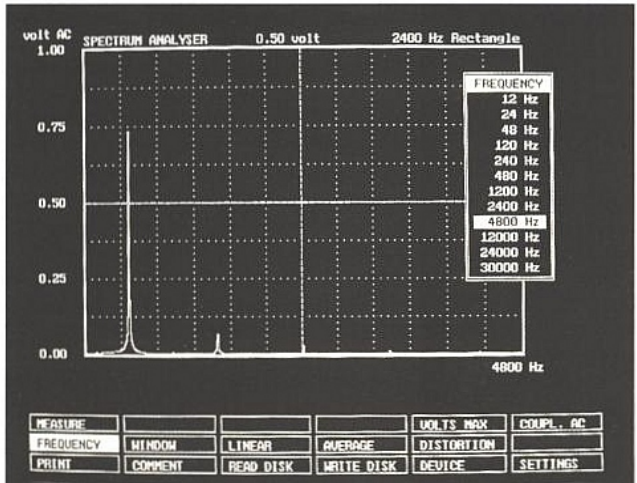
virtuel, sans aucun composant électronique supplémentaire.

Un algorithme FFT (Transformée de Fourier rapide) exécuté sur 1024 échantillons prélevés avec une périodicité convenable, suffit pour extraire 512 composantes spectrales dont 480 seront affichées (12 intervalles de 40 composantes).

Mathématiquement, il s'agit tout simplement d'une façon différente de pré-



■ L'oscilloscope.



■ L'analyseur de spectre.

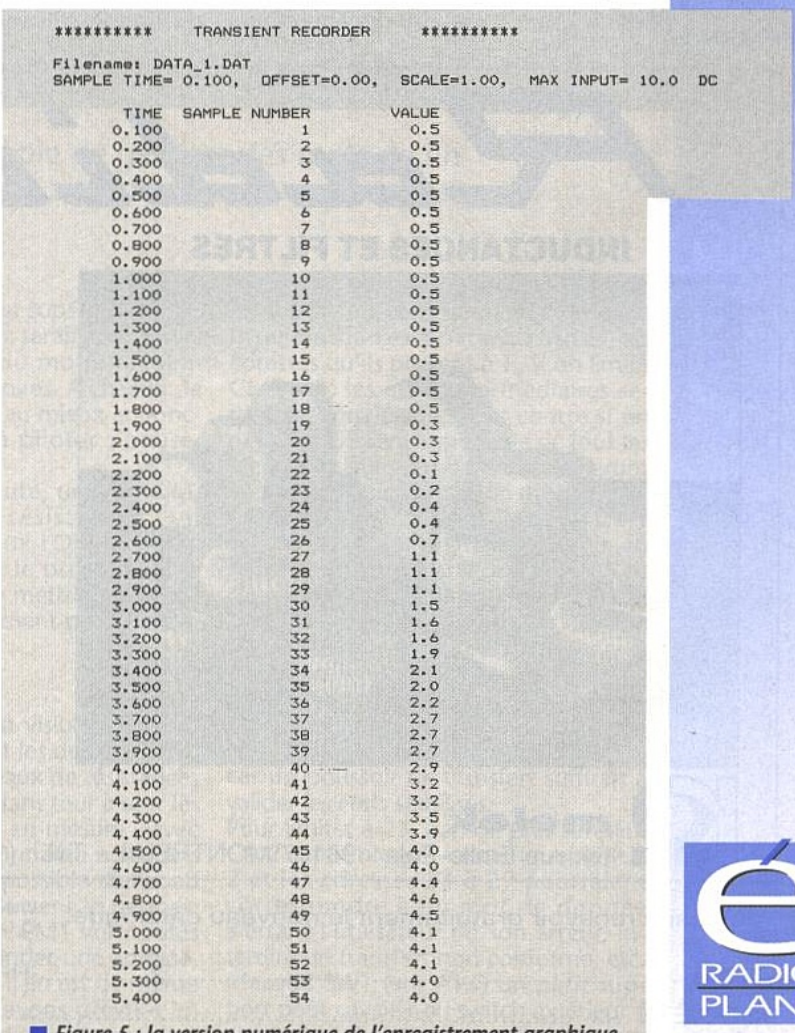
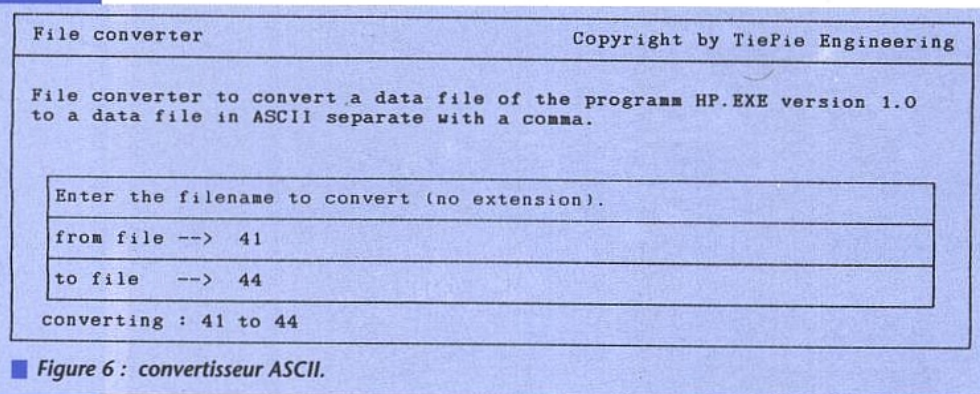


Figure 5 : la version numérique de l'enregistrement graphique (extrait).



(figure 4), soit en tant que tableau de valeurs numériques (figure 5). Un utilitaire séparé (figure 6) permet si nécessaire de transformer le fichier construit pendant les mesures (d'un format spécifique à HANDYPROBE) en un fichier ASCII (figure 7) susceptible d'être exporté vers d'autres logiciels (par exemple EXCEL) aux fins de traitements statistiques ou autres.

UN INSTRUMENT «OUVERT»

Bien que plutôt succinct (un peu trop même à notre goût...), le manuel de HANDYPROBE s'attarde en détail sur les principes de communication de la sonde avec le PC. Aucune information ne manque pour que l'utilisateur puisse écrire lui-même, dans le langage de son choix (typiquement BASIC ou Turbo-Pascal), ses propres logiciels spécifiques. HANDYPROBE pourra donc fort bien servir à réaliser des travaux très particuliers d'acquisition de données, et quelque chose nous dit qu'à condition d'écrire un peu d'assembleur, ses limites de fréquence d'échantillonnage pourraient bien être sensiblement repoussées, potentiellement jusque vers 500 kHz. Autant dire que l'acheteur de ce petit instrument fort intelligemment conçu en aura sans aucun doute pour son argent.

Patrick GUEULLE

1,	0.547
2,	0.547
3,	0.469
4,	0.469
5,	0.547
6,	0.547
7,	0.547
8,	0.547
9,	0.469
10,	0.547
11,	0.469
12,	0.547
13,	0.469
14,	0.547
15,	0.469
16,	0.547
17,	0.547
18,	0.469
19,	0.313
20,	0.313
21,	0.313
22,	0.078
23,	0.234
24,	0.391
25,	0.391
26,	0.703
27,	1.094
28,	1.094
29,	1.094
30,	1.484
31,	1.641

Figure 7 : le fichier ASCII obtenu.

sender la même chose (dans le domaine fréquentiel et non plus temporel comme le fait l'oscilloscope). Une originalité marquante du logiciel de HANDYPROBE est d'intégrer une fonction de mesure de distortion harmonique (THD) dans son analyseur de spectre. Il ne s'agit en fin de compte que d'un calcul relativement trivial sur les résultats de l'analyse spectrale, mais il fallait y penser. On est certes relativement loin des possibilités d'un distorsionmètre de laboratoire,

mais en faisant soigneusement coïncider la fréquence de référence avec le fondamental du signal mesuré, des résultats intéressants peuvent être dégagés.

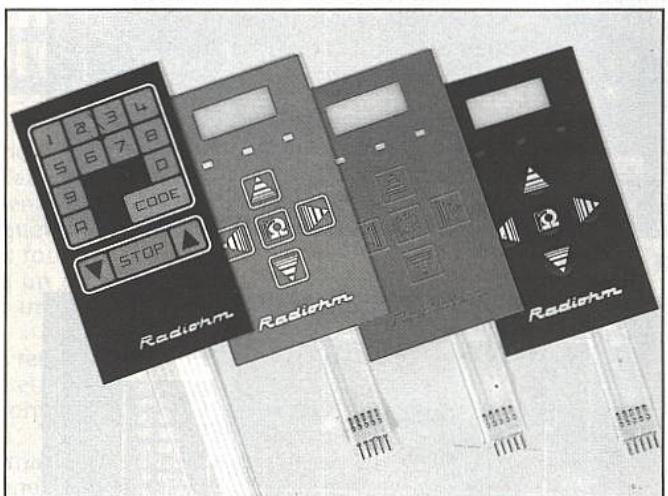
L'ENREGISTREUR GRAPHIQUE

Prolongement direct du mode «oscilloscope» pour des phénomènes lents, l'enregistreur graphique peut emmagasiner jusqu'à 60 000 mesures à raison d'une toutes les 0,1 à 300 secondes : cela mène à une durée d'enregistrement pouvant aller de quelques fractions de seconde à 200 jours ! Bien entendu, les échantillons s'inscrivent sur disque tandis que la courbe se trace sur l'écran, et une copie «papier» peut être imprimée en fin d'acquisition : soit sous forme graphique

Radiohm

INDUCTANCES ET FILTRES

CLAVIERS A MEMBRANE



54, rue Emile-Zola - 93107 MONTREUIL - Tél. : (1) 48 58 94 09 - Fax : (1) 48 58 70 04 - Téléc : 233 414

Je désire recevoir gratuitement le nouveau catalogue.

- INDUCTANCES ET FILTRES
- CLAVIERS A MEMBRANE

ERP 11/95

NOM PRÉNOM

SOCIÉTÉ

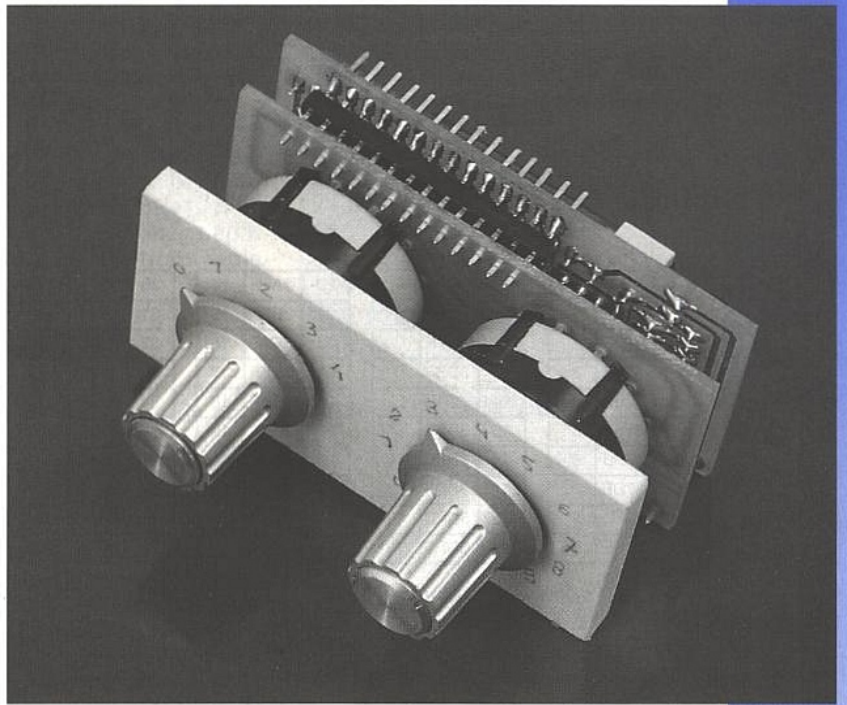
ADRESSE

COMEPROM, ALTERNATIVE AUX ROUES CODEUSES

Ce tout petit montage est en mesure de rendre de grands services. Il permet en effet d'associer 40, 50 ou 60 mots de 8 bits à deux commutateurs ordinaires, l'un étant affecté aux dizaines et le second aux unités.

Cette formule très économique est beaucoup plus souple dans certains cas que les traditionnelles roues

codeuses, par le fait qu'il est possible par exemple de générer des mots de fin ou de changement de position.



Tout le monde s'est trouvé confronté une fois au moins au cruel dilemme : roues codeuses ou non. Outre qu'elles ne sont pas très intelligentes (personne à notre connaissance n'a pensé à proposer des butées réglables), ces pièces sont souvent d'un coût rebutant. Si on veut mettre entre toutes les mains une réalisation comportant par exemple 32 sélections (une commande de jeu) il n'est pas facile d'expliquer qu'il faut afficher «+F» pour obtenir la 32^{ème}, «-A» pour la 10^{ème}, etc.

Opter pour des roues décimales ne simplifie pas le problème : on gaspille des bits et comme il n'y a pas de butées, on offre «99» alors qu'il faudrait se limiter à «31», d'où traitement des données supérieures, bref la galère... Notre cahier des charges est alors le suivant :

- monter dans un espace restreint deux commutateurs classiques de type LORLIN afin d'indiquer en clair les positions par décimales et unités.
- obtenir de ces dernières un mot binaire représentatif et réserver 1 ou 2 bits pour signaler une erreur (butée) ou un état transitoire de commutation. Ainsi, si par exemple on souhaitait in-

terdire toute sélection supérieure à 24, un message d'erreur serait disponible sur le connecteur du module, idem pour les états transitoires. A chacun de les exploiter ensuite au mieux en fonction du montage à piloter : pause, arrêt, latch, etc.

Comme on s'en doute, une EPROM, trois réseaux de résistances, un condensateur et deux LORLINS suffisent pour résoudre le problème ; le plus délicat étant de mettre le tout en forme le plus simplement possible.

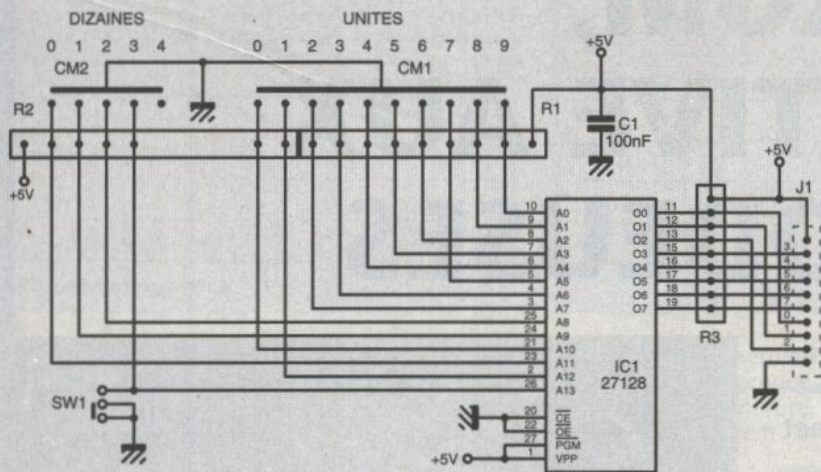
SCHÉMA

Le schéma retenu est visible figure 1. Toutes les adresses et les données sont tirées à 1 par les réseaux de résistances R1 à R3. Ainsi, en portant tour à tour les adresses à 0 on sera en mesure - avec une 27128 - de reconnaître au moins 40 positions. Il sera possible d'aller au delà si le montage suiveur le permet. En effet sur le dessin CM1 voit toutes ses positions commander une adresse. Pour CM2 (dizaines) il en est de même de 0 à 3 mais nous avons prévu 4 en l'air afin de pousser d'une dizaine supplémentaire. Toutefois, il faut remarquer que quand

on tourne les commutateurs, les états intermédiaires portent toutes les adresses qu'ils pilotent à 1. Si on limite CM2 à 3, les états intermédiaires seront reconnaissables, par contre si on exploite 4, il sera impossible de tous les identifier car les «trous» de CM2 seront reconnus comme position 4.

Idem si on voulait passer à 60 : CM1 pourrait avoir par exemple 9 en l'air, A0 serait commandé par 4 de CM2 et 5 de ce dernier serait en l'air. Comme on s'en doute l'usage de deux modules dont un serait limité à 23 et le second à 59 s'avérerait excellent pour une remise à l'heure d'une centrale d'horloges satellites. Dans ce cas les états intermédiaires pourraient ne poser aucun problème car un poussoir de transfert suffirait à valider les états stabilisés.

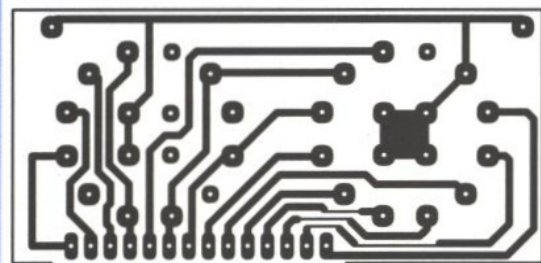
Pour limiter à 23, rien de plus simple : CM2 serait bloqué mécaniquement à 2 et les adresses 24 à 29 pourraient correspondre à un mot de donnée alertant l'utilisateur de son erreur, interdire un transfert non conforme, etc. Marqué SW1 (sur A13) un petit support pour cavalier ou switch extérieur a été prévu afin d'étendre encore l'exploitation. On pourrait ainsi en limitant CM2 à 2 obtenir 30 positions et par



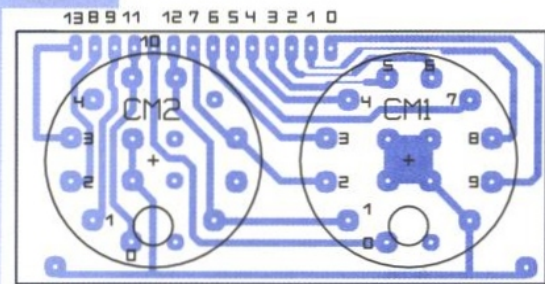
■ Figure 1 : schéma de ComEPROM.

0	33FF	0	10	39FF	A	20	3AFF	14	30	1BFF	1E	40	3BFF	28
1	27FF	1	11	2DFF	B	21	2EFF	15	31	0FFF	1F	41	2FFF	29
2	37FF	2	12	3D7F	C	22	3E7F	16	32	1F7F	20	42	3F7F	2A
3	37BF	3	13	3DBF	D	23	3EBF	17	33	1FBF	21	43	3FBF	2B
4	37EF	4	14	3DEF	E	24	3EEF	18	34	1FEF	22	44	3FEF	2C
5	37F7	5	15	3DF7	F	25	3EF7	19	35	1FF7	23	45	3FF7	2D
6	37FB	6	16	3DFB	10	26	3EFB	1A	36	1FFB	24	46	3FFB	2E
7	37DF	7	17	3DDF	11	27	3EDF	1B	37	1FDF	25	47	3FDF	2F
8	37FD	8	18	3DFD	12	28	3EFD	1C	38	1FFD	26	48	3FFD	30
9	37FE	9	19	3DFE	13	29	3EFE	1D	39	1FFE	27	49	3FFE	31

■ Figure 2 : DUMP EPROM pour 50 positions.



■ Figures 3a et 3b : CI support de commutateurs.



SW1 créer un second jeu de 30. Parmi les idées, on pourrait citer 30 mots de données en logique positive ou négative, en décimal ou en hexa, etc. Nous ne vous ferons pas l'injure de préciser qu'une 2764 suffirait pour 30 mots, et qu'avec un coup ou deux de cutter plus une ou deux liaisons par fils on peut personnaliser cette commande, voire l'adapter à une 27256. On pourra s'étonner de R3, pull-up des sorties de IC1. L'expérience nous a conduit à adopter cette formule afin d'obtenir dans tous les cas des mots de données francs. Un réseau SIL de 22kΩ convient parfaite-

ment, mais il faudra en tenir compte (ou le supprimer) en fonction du montage suiveur : éviter de descendre en dessous de 10kΩ au total. Une bonne solution consisterait à mettre 47kΩ sur COMEPROM et autant sur la carte à commander. Ainsi, en cas de déconnexion, cette dernière ne serait pas « en l'air ».

Bien évidemment, la méthode retenue conduira à des sauts d'adresses vertigineux, surtout avec le câblage adopté figure 1 !

N'oublions pas que le cahier des charges comportait l'exigence d'un montage simple et très peu encombrant. Pour ce faire, c'est - une fois encore - le « hard » qui a imposé UN schéma : connexions courtes et pistes les plus larges possible, usage de simple face au prix de 2 straps sur une des cartes. Si nous avions procédé différemment, il eût été très délicat de prétendre à une personnalisation aisée.

On trouvera donc figure 2 une suggestion de dump (disponible sur le 3615 ERP sous le nom de COMEPROM49.S1F et compatible ART) prévue pour 50 positions. Si on souhaite se limiter à 40 et profiter de la détection des états intermédiaires, on oubliera le dernier bloc. Toutes les autres données sont ici à FF. Comme 6 bits sont utiles pour définir en hexa jusqu'à 64 positions, il en reste 2 afin de signaler les états intermédiaires et les « butées ». Dans cet exemple, ces deux bits (6 et 7) ont été forcés à 00 jusqu'à la 50 ème position, un état intermédiaire étant reconnu par FF. Chacun pourra à son gré en utiliser un comme butée et lui affecter l'état désiré.

Pour simplifier, nous proposons les mots primaires (comme 1B pour la 28 ème position) avec les bits 6 et 7 à «0» et FF en intermédiaire jusqu'à 39. Au delà, comme nous l'avons dit, il sera difficile d'identifier les états intermédiaires.

Cet exemple est uniquement destiné à vérifier que votre montage est correct. Un excellent exercice d'école consisterait à coupler les 8 data de IC1 à 2 décodeurs 7 segments + afficheurs et que chaque élève propose un dump pour des affichages donnés (ne serait-ce que pour 29 positions).

RÉALISATION

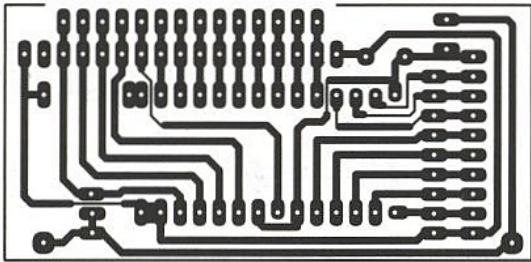
Le schéma «labyrinthe» a permis de simplifier considérablement la construction comme en témoignent les tracés des deux petites cartes proposées figures 3 et 4. Figure 3, seuls les deux LORLINS sont en place et 16 points de raccordement disponibles sur pastilles. Les repères mentionnés sur la ligne des 14 adresses, correspondent effectivement aux adresses d'EPROM.

Quelques précautions seront à prendre toutefois pour CM1 et CM2.

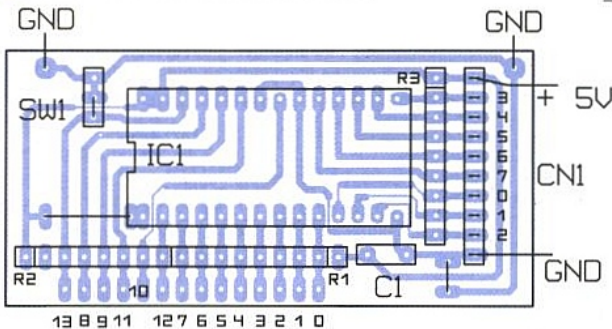
En effet, comme à notre habitude, l'approvisionnement des LORLINS est «bloqué» sur deux types seulement : 3c, 4p et 4p, 3c. On peut alors faire n'importe quel autre modèle, même les plus bizarres, comme par exemple un 1 circuit 5 positions sans autres contacts entre les communs et la périphérie. Pour cela, il faut ouvrir la demicoque arrière de l'objet et ne laisser que le ou les curseurs utiles. Ceci est très facile si on prend soin de serrer l'axe en étai, en gardant le canon de serrage en appui sur les mors. Il faut en effet ABSOLUMENT interdire à l'axe de reculer dans la première coque : la bille et le ressort n'attendant que cela pour voyager dans l'atelier ! Ensuite tout est permis, pour peu que l'on ait tourné précédemment l'axe en position 0, soit à fond à gauche. Les petits curseurs peuvent être retirés, déplacés, et rien n'interdirait des combinaisons rares telles qu'aucun contact commun - position 0 en plaçant le curseur en case 1 : une piste quelconque peut alors transiter par la position 0 sans jamais être en liaison avec le commun ... Bien d'autres choses encore sont possibles, évitant parfois des codages à diodes. Dans notre cas, CM1 et CM2 ne garderont que le curseur 1 (1 circuit, 12 positions) et le circuit imprimé connectera les communs en fonction des besoins, la butée mécanique faisant le reste. Il faudra remarquer enfin que l'ergot d'anti-rotation est en bas de la carte, ce qui facilite encore l'implantation. Une sérieuse vérification au contrôleur sera nécessaire avant soudure si c'est la première fois que vous «opérez» un LORLIN. Par la suite tout sera plus facile : il est plus long d'écrire la méthode que de pratiquer !

La seconde carte (figure 4) est on ne peut plus traditionnelle.

Les straps à droite de C1 et en bout de IC1 seront à monter en premier. Il ne restera ensuite qu'à relier les deux mo-



Figures 4a et 4b : CI support EPROM.

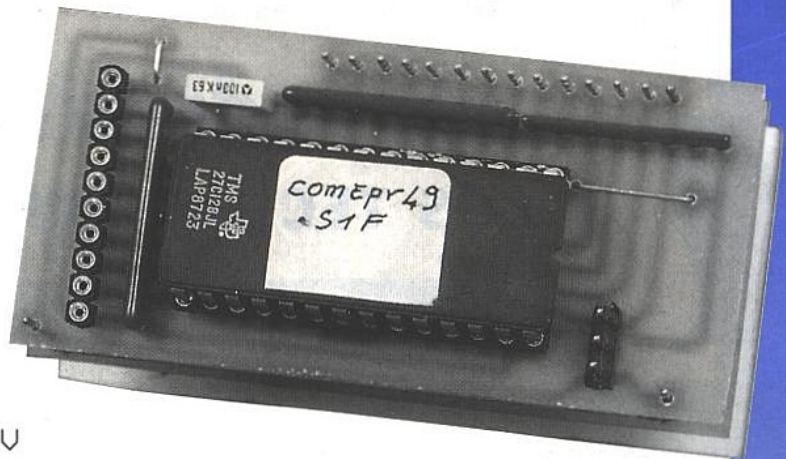


dules pour constituer COMEPROM. Contrairement aux lois élémentaires de la mécanique, les 16 liaisons se font « côté cuivre - côté cuivre ». Pourtant il ne devrait y avoir aucun problème, même si les transits sont exécutés avec des pattes de résistances, étant donné le nombre de points et les faibles contraintes : enfilage de l'EPROM et de J1. Les photographies donnent une idée de l'ensemble avec une simulation de face avant d'épaisseur 5 mm. Les cotes hors tout sont de 70, 33 et 42 de profondeur (FA 5mm comprise) et le

sent 200 F, pour 32 positions seulement.

CONCLUSION

Ce petit montage devrait donc avantageusement supplanter dans de nombreux cas les roues codeuses, surtout quand l'utilisation exige une présentation décimale, des mots hexa ou autres (!), une gestion de butée ou d'erreur, ainsi qu'une mécanique simplifiée : deux trous de 10 mm contre une découpe rectangulaire dans une face 1U méritent réflexion...



NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : SIL 8 fois 10 kΩ
- R2 : SIL 7 fois 10 kΩ
- R3 : SIL 8 fois 22 kΩ (ou 47 kΩ)

Condensateur :

- C1 : 100 nF

Semi-conducteur :

- IC1 : EPROM 27128 + support

Divers :

- CM1, CM2 : LORLIN 3c 4p (cf texte)
- barrette 10 points, éventuellement cavalier pour SW1.

Transformez votre traceur en phototraceur



- Fini les plumes bouchées et l'encre qui sèche
- Production d'un film échelle 1 de qualité avec une définition très contrastée, pistes et pastilles très noires
- Sans chambre noire, utilisation en lumière ambiante
- Utilisable avec n'importe quelle CAO
- Aucune modification du matériel
- Précision et vitesse dépendant du traceur.

GRAVEZ EN 2 MINUTES

Machine à graver en continu, double face, conçue et fabriquée par CIF Micro ou traditionnel, faible ou forte épaisseur, elle satisfait le laboratoire le plus exigeant et convient aux prototypes et aux petites séries.

TROUS METALLISES



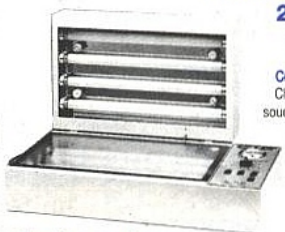
Pour résoudre les problèmes de prototypes, circuits à forte densité, délais courts. L'autonomie totale de la CAO au double face trous métallisés. Circuit maxi : 220 x 420 mm. Le temps nécessaire à la métallisation est de 1 h 50 maximum, pour 1 seul circuit. Ce temps peut être réduit dans le cas de plusieurs circuits métallisés simultanément.

Détails de la procédure : • Bain de dégraissage 15 mm • Rinçage • Traitement de neutralisation 3 mm • Rinçage • Traitement au bain de palladium 15 mm • Rinçage • Bain de métallisation 40 à 60 mm • Rinçage

Maintenance : Un opérateur est formé en une journée. Les produits chimiques sont stockés à température ambiante et couverts. La capacité de la machine permet de réaliser environ 100 cartes Europe.

PRIX CONSTRUCTEUR

Insolseuse U.V. 2 faces à vide

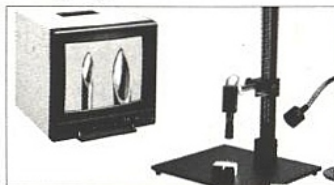


Fonctionnement :

Serrage sous vide entre une feuille de polyester gaufrée et une glace avec contrôle du vide à l'aide d'un vacuomètre - Sélection simple ou double face - Allumage automatique par la minuterie coupe circuit - Format utile : 235 x 400 mm - Equipement : 8 tubes 15 W - Puissance : 120 W - 220 V - 50 Hz - Dimensions : largeur : 605 mm - hauteur : 190 mm - profondeur : 310 mm - Poids : 16 kg

VIDEO MICROSCOPE

image agrandie de 6 à 112 fois

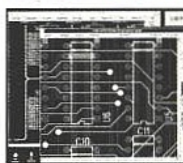


MESUREZ L'IMPALPABLE !

Précision un point vidéo (1/600^e de l'écran) Mesure précise et sans contact, contrôle dimensionnel, mesure des formes souples, adaptation sur binoculaire. Configurations simples faciles à utiliser, impression instantanée (arrêt sur image mobile, mire numérique, inversion vidéo).

PADS - WORK 150

LE PLUS VENDU AU MONDE



Logiciel de saisie de schéma, placement, routage 100 % tourne aussi bien sous DOS que sous WINDOWS.

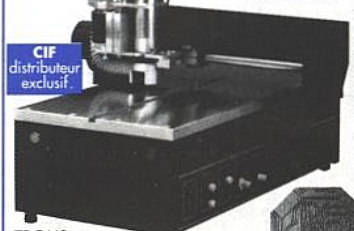
Capacité 150 CI 14 broches (1500 connexions) ou 300 composants, 10 000 segments de pistes.

Principales caractéristiques :

- architecture 32 bits • résolution inférieure au micron • visualisation rapide de la bibliothèque à l'écran • macro-commandes • changement de l'unité du système en cours de travail (inch ou millimètre)
- bibliothèque incluant plus de 10 000 composants et 10 bibliothèques paramétrables (DOS et WINDOWS) par l'utilisateur
- interface utilisateur avec structure hiérarchique simple des menus • formes quelconques de pastilles • gestion des zones de cuivre • centrage automatique des pistes sur les pastilles hors grille

6 MACHINES EN UNE !

Circuits imprimés sans chimie



TROUS METALLISES AVEC POLYMER CONDUCTEUR SOUDABLE (brevet mondial LPKF)

Gravure des circuits, perçage, détourage, gravure des faces avant, réalisation des films. Utilisez les fichiers GERBER et HPLG de toutes les CAO.

ENCRE CONDUCTRICES SOUDABLES...

Au carbone, argent et cuivre : méthode additive



distribution exclusive

GRACE Specialty Polymers



11 rue Charles Michels 92220 BAGNEUX
Tél. : (1) 45 47 48 00 Fax : (1) 45 47 16 14

Prix pratiqués par les distributeurs - Tarif 01/95

Gamme de 40 modèles pour tous les budgets

4725^{FHT}

Nom :
Etablissement :
Adresse :

DEMANDE DE CATALOGUE R6

Contre 11,20F en timbre sauf industrie et Education Nationale

Code postal :

ERP-11/95

NANO NOYAU MULTITÂCHE

Un système multitâche permet l'exécution apparemment simultanée de plusieurs tâches distinctes. Prenons par exemple le cas d'une caisse enregistreuse. Celle-ci doit gérer plusieurs modules : un premier module scrutera le clavier et, à l'appui d'une touche, effectuera les opérations nécessaires. Un deuxième module s'occupera de l'impression des tickets. Un troisième module gèrera une liaison série qui permettra l'échange avec un ordinateur central de données concernant l'état actuel de la caisse, les nouveaux codes associés aux articles, etc. Un quatrième interrogera le centre carte bancaire pour avoir l'autorisation de débit. Ces quatre modules doivent opérer indépendamment les uns des autres. La frappe sur le clavier doit pouvoir être faite pendant l'impression des tickets, un nouveau client peut être traité pendant l'interrogation du centre carte bleu pour le client précédent...

Avec un système multitâche, la programmation de chaque tâche se fait indépendamment des autres tâches. Tout se passe comme si on disposait d'autant de processeurs qu'il y a de tâches. Sans système multitâche, la programmation de ce type d'application demande beaucoup d'astuce de la part du programmeur, et ce souvent au détriment de la lisibilité et de la maintenance du programme. Il existe deux types principaux de systèmes multitâches. Le multitâche coopératif et le multitâche préemptif. Dans un système multitâche coopératif (type windows 3.1), le changement de tâche est à l'initiative de chaque tâche. Il se fera soit de manière explicite en appelant la fonction qui commute les tâches, soit de manière implicite, lors de l'appel d'une fonction système qui elle-même demandera la commutation des tâches. Dans un système multitâche préemptif, la commutation d'une tâche à une autre se fait de manière autoritaire après l'écoulement d'un délai donné. Par exemple toute les millisecondes, la tâche active sera interrompue et une nouvelle tâche sera sélectionnée et reprendra son activité avec le même environnement que celui dans lequel elle avait été interrompue précédemment. En fait les

```

; Micro noyau multitâche assembleur S1
; Le micro noyau permet un multitâche simple coopératif.
; Quatre tâches au maximum peuvent être définies. Chaque tâche utilise
; une banque de registre distincte des autres tâches pour sauver ces propres
; registres R0..7. Les autres registres (PSW, ACC, B, DPTR) sont sauvés dans
; le stack. Chaque tâche dispose de son propre stack qui est défini à
; l'initialisation des tâches.
RELOAD EQU 8192 ; periode entre 2 interruption
_2SEC EQU 244 ; 2000000/RELOAD : env 2 secondes
_1_2SEC EQU 61 ; 500000/RELOAD : env 1/2 seconde
_10MSEC EQU 1 ; 10000/RELOAD : env 10 msec

NB_TSK EQU 3 ; nombre de tâches
DSEG AT NB_TSK*8 ; réserve la place des registres R[0..7]

; VARIABLES ASSOCIEES A LA GESTION DU TEMPS
ITACC: DS 1
ITPSW: DS 1 ; sauvegarde de PSW pendant l'it
TIME: DS 4 ; temps système (incrémenté dans it)

; VARIABLES ASSOCIEES A LA GESTION MULTITACHE
STACKS: DS NB_TSK ; sauvegarde des SP
; Réserve la place pour le stack des différentes tâches (excepté la tâche 0)
; Il faut réserver 7 octets +
; 2 octets pour l'interruption temps +
; 2 * n octets pour les niveaux d'appel de sous programmes +
; n octets poussés au niveau le plus profond dans le stack
STACK1: DS 7+2 ; juste la place nécessaire
STACK2: DS 7+2+2 ; un niveau d'appel en plus de TSKSWI
STACK: DS 1 ; début de la pile système
CSEG AT 0 ; début du programme
JMP START
CSEG AT OBH ; interruption timer0 (temps)
JMP TIMERO

----- PRIMITIVES DE GESTION MULTITACHE -----
; Initialise une tâche. R0 pointe sur le stack de la nouvelle tâche, A le
; numéro de la tâche, DPH:DPL pointe sur la procédure associée à la tâche.
; Il faut réserver au moins 9 octets dans le stack d'une tâche :
; - 5 octets pour la sauvegarde des registres PSW, ACC, B, DPL, DPH
; - 2 octets pour l'appel à TSKSWI (si TSKSWI est appelé directement)
; - 2 octets pour l'interruption temps (si elle est utilisée)
; A ces 9 octets, il faut ajouter tous les octets nécessaires pour les appels
; des sous programmes et les sauvegardes temporaires dans le stack.
; La tâche 0 (la première tâche) ne doit pas être initialisée puisque elle
; réside dans le stack «natif». Le stack de la tâche 0 est automatiquement
; initialisé au premier TSKSWI.
TSKINI: MOV @R0,DPL ; adresse de la tâche dans le stack
INC R0
MOV @R0,DPH
INC R0
MOV R1,A ; sauve le numero de la tâche
RR A
SWAP A ; numéro dans RS1:RS0
MOV @R0,A ; sauve le futur PSW
MOV A,R0
ADD A,#4
XCH A,R1 ; ACC pointe sur le futur DPH
ADD A,#STACKS ; restaure le numéro de la tâche
XCH A,R1
MOV @R1,A ; sauve le stack de la tâche
RET

; Commute de la tâche courante à la tâche suivante. Le numéro de la tâche
; correspond au numéro de la banque utilisée. Celui-ci est présent dans le
; registre PSW, bits RS1:RS0. Les registres qui ne sont pas sauvés dans les
; banques de registres sont sauvés dans le propre stack de la tâche avant
; commutation. Le pointeur de pile de la tâche est stocké dans le tableau
; STACKS comprenant les pointeurs des différentes tâches.
; Appel compris : 42 cycles
TSKSWI: PUSH PSW ; sauve les registres critiques
PUSH ACC
PUSH B
PUSH DPL
PUSH DPH
; sauve R0 dans B pour économiser le stack
MOV B,R0
; prend le numéro de la tâche courante
MOV A,PSW
RL A
SWAP A
ANL A,#00000011B
; sauve le stack de la tâche courante
ADD A,#STACKS ; tableau des pointeurs de pile
MOV RO,A
MOV @RO,SP ; sauve le stack courant

; calcule le numéro de la tâche suivante
INC R0 ; tâche suivante
CJNE RO,#STACKS+NB_TSK,TSKSWO ; compare au nombre max de tâche
MOV RO,#STACKS ; dépasse le max, première tâche

; prend le nouveau stack
TSKSWO: MOV SP,@RO
; restaure R0 dans sa banque d'origine
MOV RO,B
; restaure les registres de la nouvelle tâche
POP DPH ; et restaure les registres critiques
POP DPL
POP B
POP ACC
POP PSW ; restaure la banque (R0..7)
RET

----- PRIMITIVES DE GESTION DE TEMPS -----
; Le temps système TIME+0:TIME+1:TIME+2:TIME+3 est incrémenté a chaque
; interruption. Le PSW n'est pas sauvé dans le stack pour éviter de
; d'encombrer le stack de CHAQUE tâche. TIME reboucle au bout de 407 jours.
TIMERO: MOV ITPSW,PSW ; sauve le PSW (habituellement PUSH)
MOV IACC,A
CLR A
INC TIME+3 ; incrémente le temps système
CJNE A,TIME+3,TIME00 ; TIME[0..3]
INC TIME+2
CJNE A,TIME+2,TIME00

```



```

INC      TIME+1
CINE    A,TIME+1,TIME00
INC      TIME+0
TIME00: MOV      A,ITACC
        MOV      PSW,ITPSW
        RETI
; restaure le PSW

; Prend le temps système
GTIME:  CLR      ETO
        MOV      R4,TIME+0
        MOV      R5,TIME+1
        MOV      R6,TIME+2
        MOV      R7,TIME+3
        SETB    ETO
        RET
; inhibe l'it timer
; prend la valeur du temps
; LSB
; revalide le timer

; Additionne R[4..7] au temps système
ADDTIM: CLR      ETO
        MOV      A,TIME+3
        ADD     A,R7
        MOV      R7,A
        MOV      A,TIME+2
        ADDC   A,R6
        MOV      R6,A
        MOV      A,TIME+1
        ADDC   A,R5
        MOV      R5,A
        MOV      A,TIME+0
        ADDC   A,R4
        MOV      R4,A
        SETB    ETO
        ADDC   A,R4
        MOV      R4,A
        RET
; inhibe les it timer
; additionne R[4..7]
; au temps système

; Compare R[4..7] au temps système
CMPTIM: CLR      C
        MOV      A,R7
        CLR     ETO
        SUBB   A,TIME+3
        MOV      A,R6
        SUBB   A,TIME+2
        MOV      A,R5
        SUBB   A,TIME+1
        MOV      A,R4
        SUBB   A,TIME+0
        SETB    ETO
        RET
; compare le temps «cible» au temps
; système

; Attend R4:R5-R6:R7.
; La valeur R[4..7] est additionnée au temps système puis est comparée à
; celui-ci jusqu'à ce que la différence soit négative.
WAIT:   CALL    ADDTIM
        CALL    CMPTIM
        JNB    ACC.7,WAIT0
        RET
; additionne R[4..7] au temps système
; commute les tâches
; compare le temps cible au système
; cible < système, attend

; Le Timer0 est programme en compteur 13 bits. Il génère une interruption tous
; les 8192 cycles (env 8 ms)
INITM0: ANL     TMOD,#0F0H
        SETB   TRO
        SETB   ETO
        RET
; compteur 13 bits, horloge interne
; compteur actif (TCON.4)
; valide l'interruption timer 0
; (si EA = 1)

----- PROGRAMME PRINCIPAL -----
START:  MOV     SP,#STACK-1
        CALL   INITM0
; initialise le stack (tâche 0)
; initialise le timer 0

; initialise les différentes tâches
        MOV     A,#1
        MOV     R0,#STACK1
        MOV     DPTR,#TASK1
        CALL    TSKINI
        MOV     A,#2
        MOV     R0,#STACK2
        MOV     DPTR,#TASK2
        CALL    TSKINI
        SETB   EA
; tâche 1
; pointeur sur le bas du STACK 1
; adresse de la première tâche
; initialise la tâche
; tâche 2
; pointeur sur le bas du STACK 1
; adresse de la première tâche
; initialise la tâche
; autorise les interruptions activées

----- TACHE 0 -----
; La tâche 0 fait clignoter P1.0 à 1 Hz si le bit P1.2 est à 1
TASK0:  JB      P1.2,TASK00
        CALL   TSKSWI
        AJMP  TASK0
; si doit clignoter ...
; sinon commute sur la tâche 2
; et boucle

TASK00: MOV     C,P1.0
        CPL    C
        MOV     P1.0,C
        MOV     R4,#0
        MOV     R5,#0
        MOV     R6,#HIGH_1_2SEC
        MOV     R7,#LOW_1_2SEC
        CALL    WAIT
        AJMP  TASK0
; attend 1/2 seconde
; et boucle

----- TACHE 1 -----
; La tâche 1 fait clignoter P1.3 à la vitesse maximum
TASK1:  MOV     C,P1.3
        CPL    C
        MOV     P1.3,C
        CALL    TSKSWI
        AJMP  TASK1
; commute sur la tâche 1

----- TACHE 2 -----
; La tâche 2 fait flasher P1.1 toute les 2 secondes
; Tous les 4 flash, inverse l'état de P1.2 qui conditionne la tâche 0
TASK2:  MOV     R0,#4
        MOV     C,P1.2
        CPL    C
        MOV     P1.2,C
        SETB   P1.1
        MOV     R4,#0
        MOV     R5,#0
        MOV     R6,#HIGH_10MSEC
        MOV     R7,#LOW_10MSEC
        CALL    WAIT
        CLR    P1.1
        MOV     R4,#0
        MOV     R5,#0
        MOV     R6,#HIGH_2SEC
        MOV     R7,#LOW_2SEC
        CALL    WAIT
        DJNZ   R0,TASK20
        AJMP  TASK2
; met le P1.1 à 1
; pendant 10 MSEC
; puis remet à 0
; pendant 2 SEC
; flashe 4 fois
; et inverse l'état de cligne

```

END

systèmes multitâches préemptifs sont généralement beaucoup plus complexes. On peut associer à chaque tâche une priorité qui déterminera si une tâche peut ou non interrompre une autre tâche. D'autres mécanismes plus complexes permettent de s'assurer que des tâches ne seront pas complètement bloquées. D'autres encore gèrent les accès simultanés par plusieurs tâches à des ressources communes.

Le nano noyau multitâche permet un multitâche de type coopératif et l'exécution de quatre tâches indépendantes. Chaque tâche a à sa disposition l'ensemble des registres, exactement comme si elle exploitait seule le microprocesseur. Bien évidemment, lors de la commutation des tâches (appel à TSKSWI), le contenu des registres du microprocesseur doit être sauvegardé, et la tâche qui va être activée doit avoir le contenu de ses registres restauré. Les registres R0..R7 sont sauvegardés dans l'une des quatre banques de registres. La banque de registre est sélectionnée par les bits R50 et R51 du registre d'état PSW. Les registres restants (ACC, B, PSW, DPL, DPH) sont sauvegardés dans la pile de la tâche courante. Enfin le pointeur de pile (SP) de chaque tâche est stocké dans le tableau STACKS. La taille de la pile associée à chaque tâche doit être déterminée avec attention. Elle doit être au minimum suffisante pour permettre la mémorisation des registres courants et des adresses de retour de l'appel des sous-programmes et des interruptions. Les piles système associées aux tâches résident dans la mémoire interne du microprocesseur. L'initialisation des tâches activées se fait en appelant le sous-programme TSKINI. A l'appel de TSKINI, l'accumulateur contient le numéro de la tâche, R0 pointe sur le stack associé à la tâche, et DPTR contient l'adresse de la première instruction de la tâche. La tâche zéro utilise la pile courante et ne doit pas être initialisée avec TSKINI. Le listing d'exemple utilise le noyau multitâche pour faire «clignoter» des lignes de ports à des vitesses différentes. La commutation des tâches se fait de manière explicite pour la tâche 1 par l'appel à TSKSWI, et de manière implicite pour la tâche 0 et la tâche 2, les deux autres tâches par l'appel à WAIT qui appelle lui-même TSKSWI. D'autres routines pourront être créés qui elles-mêmes permettront un appel implicite à TSKSWI. Ce sera le cas par exemple d'une routine qui attend la frappe d'une touche, ou celle qui attend un caractère sur l'interface série. Enfin, le programme devra être écrit en tenant compte du fait que chaque tâche utilise une banque données différente. Attention donc aux accès aux registres R0..R7 directement en mémoire. On préférera la séquence MOV A,R0 suivi de MOV RI,A à l'instruction MOV RI,A R0. Le listing est disponible sur le serveur ERP.

CONNAITRE INTERNET

S'il est un concept qui pourra bien changer notre manière de communiquer, c'est bien celui d'Internet. Vaste réseau d'interconnexions entre ordinateurs, le Net, comme on l'appelle aussi, est sans conteste l'une des avancées technologique à même de bouleverser notre quotidien dans un avenir proche.

Cette première partie de présentation vous donne les bases historiques d'Internet, ainsi qu'une description de ses diverses facettes.

Le mois prochain, nous reviendrons à l'électronique en explorant les divers sites

« hardware » de ce gigantesque réseau.

L'HISTOIRE D'INTERNET

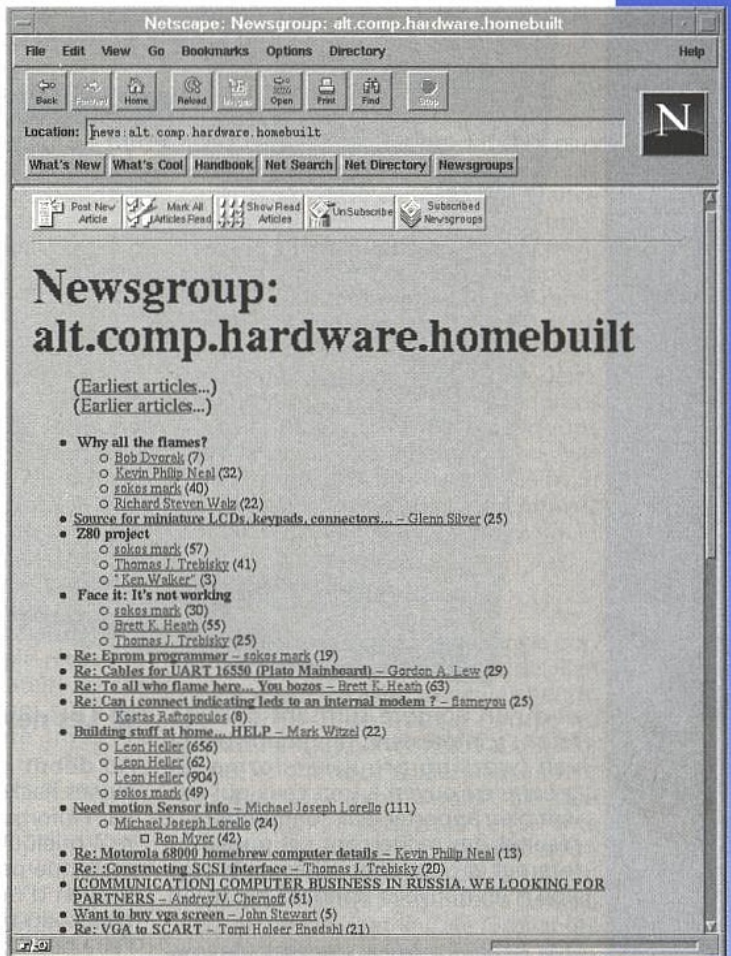
A la fin des années soixante et au début des années soixante-dix, le gouvernement américain a décidé de créer un réseau national qui permettrait l'interconnexion de sites informatiques sur tout le pays. Celui-ci, nommé Arpanet, était le précurseur d'Internet. Ce réseau a servi à l'armée américaine pour faire des recherches sur la construction de réseaux presque insensibles à une destruction locale. Le grand progrès de ce réseau était de répartir les ressources sur tout le territoire plutôt que de les concentrer en un seul lieu. En cas de destruction de l'un ou l'autre des serveurs, les autres devaient être capables de prendre la relève. Pour cela, il ne fallait pas que les lignes de transmission des informations soient figées par construction. Ainsi, les données allant d'un ordinateur A à un ordinateur B pouvaient prendre plusieurs chemins différents. Si l'une des lignes était coupée pour une raison ou pour une autre, le bloc de données trouvait lui-même un nouveau trajet, et ceci, sans l'aide de l'émetteur.

Un autre avantage d'Arpanet est qu'il permettait à des ordinateurs de toutes marques de communiquer ensemble. En effet, il suffit de respecter quelques règles pour configurer le paquet d'information à émettre (l'Internet protocol, IP) pour que celui-ci arrive à bonne destination, quel que soit le type de machine émettrice et réceptrice. Ceci a d'ailleurs fait le bonheur des universités américaines et du gouvernement qui n'avait pas à spécifier à ces institutions quelles machines acheter. Dans les années 80, de nombreux réseaux utilisant la norme IP ont commencé à prospérer. Le plus connu d'entre eux est certainement le NSFNET, créé par la National Science Foundation. Il était composé de plusieurs centres équipés de puissants ordinateurs et reliés aux universités par des lignes téléphonique ayant une bande passante de 56 kbits par seconde. Néanmoins, pour des raisons de coût, toutes les universités n'étaient pas directement reliées aux serveurs centraux mais seulement aux universités voisines. Pour atteindre les ordinateurs surpuissants de la NSF, il fallait donc faire passer le message à l'université voisines qui elle-même le transmettait à une autre université et ainsi de suite,

avant d'arriver à l'ordinateur cible. Bien sûr, les lignes utilisées sont vite arrivées à saturation et il a fallu multiplier le débit par 20 en 1987. Depuis ce temps, le nombre de lignes et le débit de celles-ci ne cessent de s'accroître pour répondre à la demande. Aujourd'hui, Internet est présent dans toutes les grandes institutions mondiales d'enseignement supérieur.

COMMENT EST GÉRÉ INTERNET

Ce qui fait la force, mais aussi la faiblesse d'Internet, c'est qu'il n'a pas de directeurs ou de chefs qui contrôlent les informations disponibles. En ce qui concerne l'attribution des adresses et la création de nouveaux standards, un groupe de volontaires appelés IAB (Internet Architecture Board) se réunit régulièrement et donne les indications nécessaires pour un fonctionnement correct du réseau. Les utilisateurs d'Internet ont aussi un groupe dans lequel ils peuvent discuter des problèmes et réfléchir aux solutions possibles. Ce groupe est nommé IETF (Internet Engineering Task Force). Lorsqu'un problème paraît important



■ Figure 1

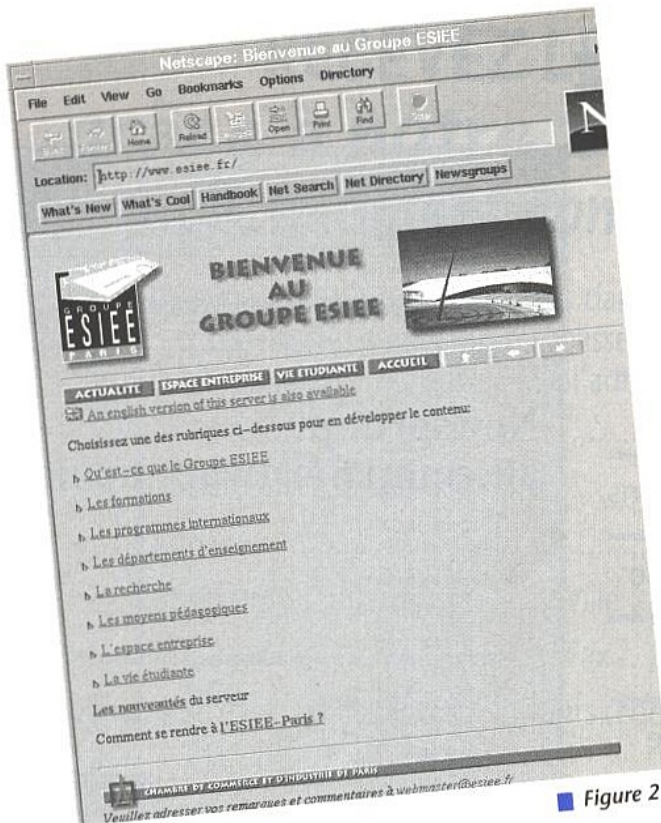


Figure 2

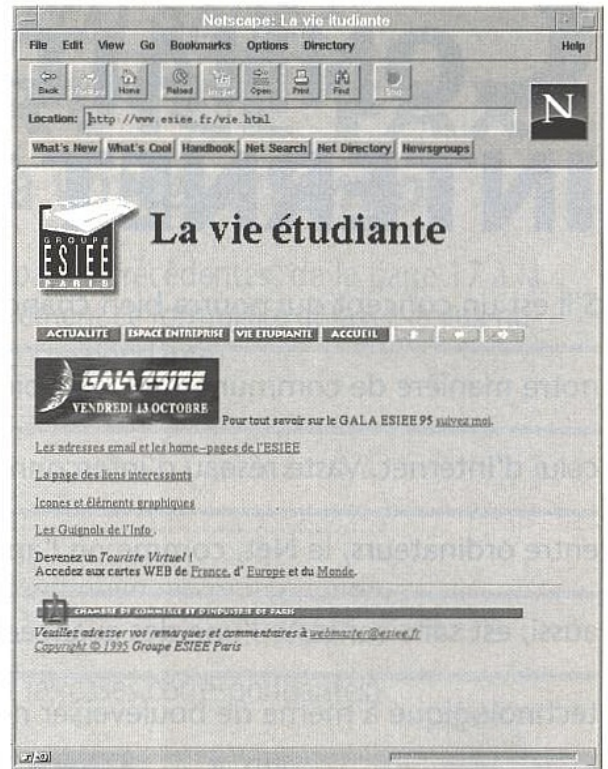


Figure 3

et qu'un nombre suffisant d'utilisateurs s'y intéressent, un groupe de travail (working group) se forme. Ce groupe est ouvert à tout ceux qui veulent bien apporter leur contribution. Le résultat des recherches est publié sur Internet et peut déboucher sur la création d'un nouveau standard par le IAB.

LE FONCTIONNEMENT D'INTERNET

Ce sujet n'étant pas le propos de l'article, nous nous contenterons de dire que la base d'Internet est un outil informatique appelé TCP/IP (Transmission Control Protocol / Internet Protocol). Tout comme nous parlons français pour nous comprendre, les ordinateurs utilisent le « langage » TCP/IP pour échanger leurs informations.

LES SERVICES OFFERTS PAR INTERNET

On peut catégoriser cinq services distincts.

● Le courrier électronique (E-mail)

C'est le service le plus populaire et le plus répandu. C'est l'équivalent électronique de la poste. Ici, pas besoin de se soucier de l'enveloppe ou du timbre. Vous écrivez votre texte, y joignez documents multimédias (images, sons, ...) et n'avez plus qu'à l'envoyer à votre destinataire repéré par une adresse E-mail unique (généralement nom@site.pays, par exemple larcheve@esiee.fr). La différence par rapport au courrier physique est que votre lettre mettra en général moins d'une dizaine de minutes pour aller d'un bout à l'autre du globe.

● Les newsgroups (USENET)

Au début des années 80, quelques jeunes hackers (personnes passionnées par l'informatique) ont décidé qu'écrire à quelqu'un par E-mail c'était bien, mais que partager les informations au moyen d'une sorte de journal serait beaucoup mieux. Ainsi naquit Usenet, l'aire de discussion d'Internet.

A ce jour, plus de 10000 rubriques existent, dans lesquelles vous pouvez apporter votre propre contribution... Il est très difficile de se rendre vraiment compte de la masse d'information que cela peut représenter. Les sujets sont extrêmement variés, allant du fétichisme du pied (alt.sex.fetish.feet) à la destruction de la Terre (alt.destroy.the.earth), en passant par Metallica (alt.rock-n-roll.metal.metallica) et... la culture du cannabis (alt.drug.culture). On y trouve bien sûr un très grand nombre de rubriques informatiques et électroniques, certaines pouvant contenir jusqu'à 2000 articles par jour (lors de la découverte du bug du pentium, alt.comp.sys.intel a littéralement été pris d'assaut).

On y trouve de tout : informations brutes, débats passionnés, questions, méthodes, ...

La figure 1 (titre) présente un exemple de newsgroup dédié à l'électronique (alt.comp.hardware.homebuilt).

● Le dialogue (chat, IRC)

Si Usenet était déjà un progrès certain, il lui manquait une interaction temps réel. Ainsi fut créé les Internet Relay Chat (IRC), qui peut facilement être comparé à la CB. Comme Usenet, des canaux bien spécifiques ont été créés, couvrant chacun un sujet bien particulier. Du plus grivois #hotsex au plus impénétrable #christian (chrétien), chacun pourra y trouver son bonheur et y rester des heures à dialoguer. Quoi de

plus agréable en effet de discuter en groupe avec des gens provenant des quatre coins de la planète...

● Contrôle à distance (telnet)

Si votre ordinateur est connecté à Internet, vous pouvez (en général) vous loger dessus à distance à partir d'un autre site Internet. C'est ce qu'on appelle effectuer un « telnet » ou un « rlogin », du nom de leur commande d'origine. Vous pouvez ainsi prendre contrôle de votre ordinateur favori (dans certaines limites bien sûr) même si vous en êtes éloigné de plusieurs milliers de kilomètres.

● Recherche d'informations (FTP, Gopher, WWW)

Une des choses les plus impressionnantes à propos d'Internet est la quantité incroyable d'informations que l'on peut y trouver. C'est généralement la motivation principale qui fait que les gens s'y abonnent. Gratuite et incommensurable, voilà les deux mots clés définissant l'information brute accessible.

L'explosion médiatique d'Internet est due en majeure partie à la création du World Wide Web, accompagné de son outil Netscape. Il s'agit là d'une interface hypertexte et multimédia facilitant énormément la recherche de données. Fini les écrans « style DOS » du FTP (File Transfer Protocol), fini même l'hypertexte simple de Gopher, place aujourd'hui à la débauche de graphismes et de sons. Très simple à utiliser, pratiquement accessible à tous, l'interface de Netscape est résolument l'un des grands standards de demain. Inventé dans les laboratoires du Cern à Genève, le World Wide Web (WWW) a révolutionné l'utilisation d'Internet. Son impact est tellement énorme que l'on confond ce concept de diffusion

d'information avec le Net lui-même. A partir d'une adresse appelée URL (pour Uniform Ressource Locator ; par exemple <http://www.esiee.fr>); on obtient une « page hypertexte » qui présente l'information. Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'hypertexte, la **figure 2** montre la page présente sur l'URL précédemment citée en exemple. Pour accéder à l'information désirée, il suffit de cliquer sur le mot clé correspondant. Ainsi, en cliquant sur « VIE ETUDIANTE », vous obtenez la **figure 3**. L'intérêt de cette interface est que vous n'avez absolument pas à vous préoccuper de la couche Internet. En fait, vous ne savez jamais implicitement où se trouve l'information recherchée. D'un simple clic, vous pouvez passer d'un site français à un site australien. La seule différence visible sera le temps de chargement de la page. Mais les clics ne s'arrêtent pas qu'à la simple navigation : vous pouvez télécharger une image ou un fichier rien qu'en cliquant sur son nom. De plus, des systèmes de boîtes de dialogue vous permettent de rentrer des informations telles que votre nom ou votre numéro de carte bancaire pour un achat.

Il existe un proverbe sur Internet facilement vérifiable : « qui ne cherche rien ne trouve rien ». Se balader au hasard sans but précis peut être en effet très long et peu passionnant... Mais dans ce cas, comment trouver une information sur un sujet bien particulier quand justement on ne sait pas par où commencer? Ce n'est sûrement pas en voguant au rythme de clics plus ou moins sensés. Imaginons que vous ayez besoin d'informations sur le 68HC11 ; il est clair que vous ne pouvez pas inventer l'URL où se trouvent des données à ce sujet. Heureusement pour nous tous, plusieurs outils puissants de recherche existent. Accessibles directement, ceux-ci s'utilisent de la manière

suivante : une petite boîte de dialogue vous demande des mots clés sur ce que vous recherchez. Dans notre cas : 68HC11 (voir la **figure 4**). Un simple clic sur « RUN QUERY » vous propulse directement sur une page contenant parfois jusqu'à 100 adresses de sites susceptibles de contenir les informations demandées (**figure 5**). Ainsi, en quelques minutes seulement et sans aucun indices préalables, vous pouvez trouver un compilateur C pour votre 68HC11...

COMMENT SE CONNECTER À INTERNET ?

Maintenant que vous êtes convaincu de l'utilité d'un tel outil, vous vous demandez sûrement comment connecter votre PC ou votre MAC à ce réseau si gigantesque... Le seul matériel nécessaire en plus de l'unité centrale est un modem puissant (14400 bauds minimum, 28800 bauds recommandé). La liaison à Internet se fait en effet via le réseau téléphonique par un prestataire de services. Vous pouvez bien sûr faire amener chez vous une ligne 10 Mbit/s, mais cela risque de vous poser quelques problèmes d'ordre financier...

En tant que particulier, la meilleure solution est de faire appel à une société se chargeant de vous fournir un accès par l'intermédiaire de la ligne téléphonique. Celle-ci vous fournit une identité, un mot de passe, les logiciels, ainsi que bien sûr un numéro de téléphone pour établir la passerelle vers Internet. Une fois connecté à l'un des modems du prestataire de service, tout se passe comme si vous étiez réellement connecté à Internet (au niveau utilisateur, bien sûr).

Vu l'engouement des utilisateurs de micro-ordinateurs pour Internet, le nombre de prestataires n'a cessé de croître, impliquant une concurrence assez féroce. Ce phénomène de société a ainsi permis une chute des tarifs assez impressionnante, mettant Internet à la portée de pratiquement toutes les bourses.

Dans cette jungle de prestataires plus ou moins chers et efficaces, les auteurs ont retenu l'offre de la société France Teaser (MouNET) bien connue pour son 3614 Teaser, service Minitel convivial et technique. Pour 60 F par mois et 50 F de frais d'ouverture (durée minimum de 4 mois), vous disposez d'un accès complet à Internet et de 60 heures gratuites par mois. 32 modems US Robotics Courier V34+ répondront à vos appels, et France Teaser vous offre la possibilité d'héberger sur son serveur votre propre page Web. Si vous êtes intéressé(e)s, vous pouvez contacter la hotline au 47 50 62 48.

CONCLUSION

Il est difficile de faire comprendre la portée d'Internet par un simple article. Rien ne remplace en effet quelques heures de « surf » d'un bout à l'autre du globe... Si vous n'avez pas d'accès à Internet et que vous voulez absolument l'essayer sans avoir à souscrire à un abonnement, il vous reste l'excellente initiative des cybercafés où vous pourrez fouiller les archives de la CIA un verre à la main (à Paris, métro Bourse, vous pourrez visiter le Café Orbital qui vous facturera la « cyber-heure » à 60F). Le mois prochain, nous vous présenterons divers sites Internet regorgeant d'informations sur l'électronique. Vous verrez alors que ce réseau est une véritable mine d'or pour nous autres électroniciens.

Eric Larchevêque
Laurent Lellu

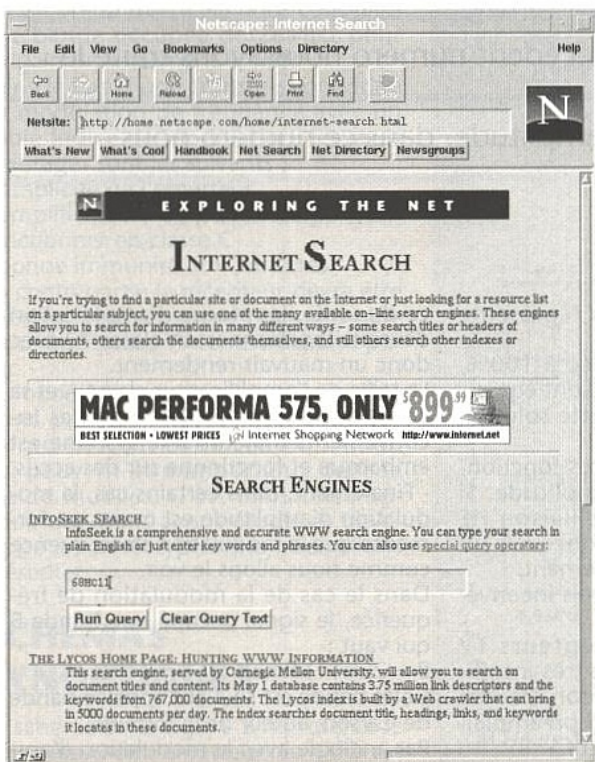


Figure 4

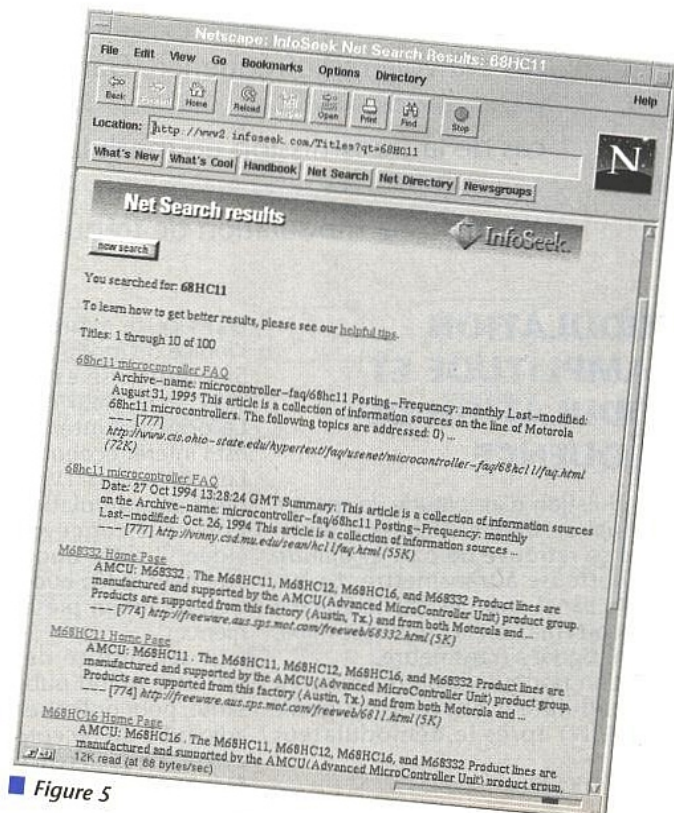
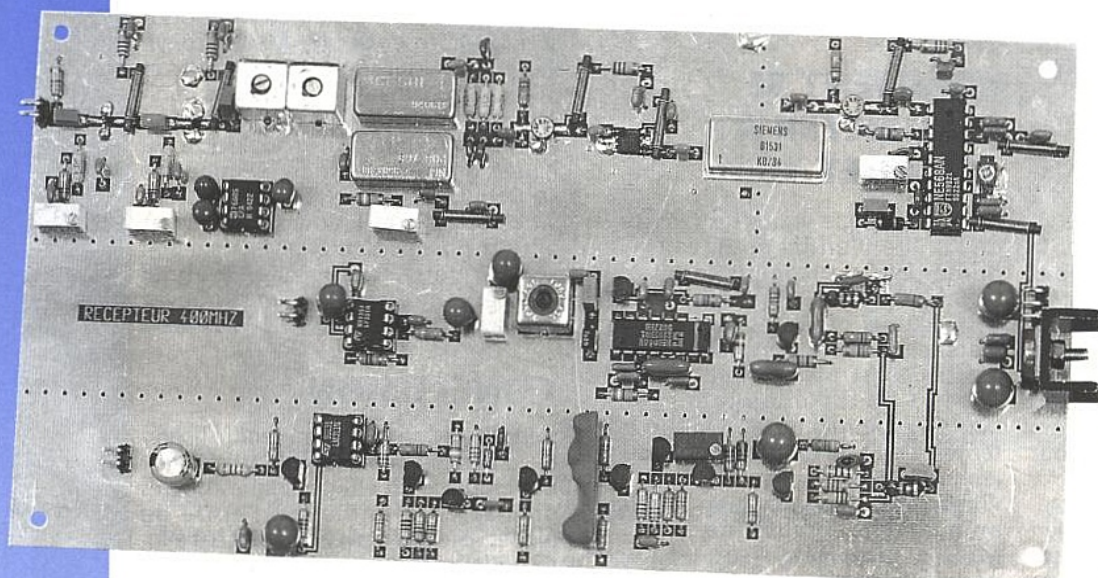


Figure 5

ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR VIDÉO-AUDIO FM



Nombreuses sont les applications où l'on doit transmettre des signaux vidéo et audio. Une énumération de tous les cas serait longue et fastidieuse,

nous nous limiterons donc à préciser qu'il peut s'agir d'applications domotiques, ludiques, industrielles ou de surveillance. Chacun de ces quatre cas se décompose en bon nombre d'applications élémentaires.

Pour la transmission, nous avons le choix du support : câble coaxial, paire torsadée, fibre optique, voie hertzienne. Nous nous intéresserons au quatrième cas : la voie radiofréquence. Dans un précédent numéro nous avons traité le cas de la transmission en modulation d'amplitude, dans ce numéro nous abordons la modulation de fréquence.

MODULATION D'AMPLITUDE ET MODULATION DE FRÉQUENCE

En modulation d'amplitude, le spectre du signal en bande de base à transmettre se retrouve de part et d'autre de la porteuse à transmettre. La largeur de canal radio est donc égale à $2 F_{max}$ où F_{max} est la fréquence maximale du signal à transmettre. La relation porteuse/bruit (C/N) avant le démodulateur et rapport signal/bruit (S/N) après le démodulateur s'écrit :

$$(S/N) = m^2(C/N).$$

Dans cette expression m représente l'indice de modulation. Si la porteuse est modulée à 100%, $m=1$, et les deux rapports sont égaux. Le principal intérêt de cette solution est l'intérêt économique. Les récepteurs TV terrestres fonctionnent en modulation d'amplitude. Si l'on veut concevoir une liaison HF vidéo, il suffit donc de concevoir un émetteur vidéo-audio seulement. Cette solution présente trois inconvénients :

- La sensibilité des récepteurs TV terrestre grand public est très insuffisante, pour optimiser la liaison il faudra adjoindre au récepteur un préamplificateur, de préférence sélectif.
- Si l'on souhaite augmenter la puissance

de sortie, les étages d'amplification devront fonctionner en classe A, avec donc un mauvais rendement. La taille de l'amplificateur classe A et sa consommation peuvent être des inconvénients majeurs si le système est embarqué et fonctionne sur des accus.

- Finalement, dans certains cas, la modulation d'amplitude est moins performante que la modulation de fréquence comme nous allons le voir.

Dans le cas de la modulation de fréquence, le signal occupe une bande B qui vaut :

$$B = 2(m+1) F_{max}.$$

Cette bande est souvent appelée bande de Carson, auteur de la formule. Par analogie avec la modulation d'amplitude m est aussi appelé indice de

modulation mais n'a pas la même signification.

$m = \Delta f / F_{max}$ où Δf est l'excursion de fréquence.

La relation liant les rapports porteuse/bruit et signal/bruit est :

$$(S/N) = 3m^2 (m+1) (C/N).$$

Nous avons, si l'on tient compte du bruit différent dû aux largeurs de bande différentes en AM et FM :

$$S/N [FM] = 3m^2 S/N [AM].$$

L'avantage est donc à la modulation de fréquence qui procure un gain appréciable au prix d'un accroissement de la bande passante.

Les avantages de la modulation de fréquence ne sont effectifs que lorsque le rapport C/N dépasse une certaine valeur.

On considère généralement que l'amplitude du signal doit être supérieure à quatre fois l'amplitude du bruit : 12dB. Ceci constitue l'effet connu en FM sous le nom d'effet de seuil.

Les courbes de la figure 1 récapitule la situation : modulation d'amplitude et modulation de fréquence avec un rapport $m=5$.

Avec cet indice le gain est de 18,8dB au-dessus du seuil.

Ces résultats ne peuvent être interprétés directement avec le cas de la vidéo comme nous allons le voir.

Nous prendrons comme valeur maximale à transmettre $F_{max}=6,5\text{MHz}$ et une largeur de canal de 20MHz.

Grâce à la formule de Carson on peut en déduire la valeur de m , $m=0,54$.

Dans ces conditions le gain par rapport à la modulation d'amplitude vaut : $0,875 = 3m^2$.

Ce qui se traduit par une dégradation de 0,6dB.

Là aussi attention aux conclusions hâtives. A partir de ce résultat que peut-on déduire ?

Dans le cas d'une transmission vidéo et avec $F_{max}=6,5\text{MHz}$, l'excursion ΔF est insuffisante pour qu'il y ait un gain appréciable.

Si l'on prend $m=1$ cela nous conduit à une bande occupée de 26MHz pour un gain de seulement 4,8dB.

Dans le cas d'une transmission vidéo en modulation de fréquence avec un faible indice de modulation, les seuls avantages sont les suivants :

- simplicité de l'émetteur
- amplificateurs de puissance pouvant fonctionner en classe C
- bonne immunité aux parasites.

En contrepartie le récepteur devra être spécifique puisqu'on ne peut plus utiliser un récepteur TV terrestre grand public.

La modulation de fréquence se justifie donc par des critères d'encombrements, de coût et de consommation qui peuvent être importants dans le cas de mobiles. C'est dans cette optique que nous avons étudié et développé les prototypes que nous allons présenter.

vidéo et une sous-porteuse modulée en fréquence. La trappe à 6,5MHz est importante puisqu'elle évite à la sous-porteuse d'atteindre la sortie de l'amplificateur vidéo.

Les deux chaînes vidéo et audio sont classiques et n'appellent aucun commentaire.

Sur ce synoptique la seule remarque importante que l'on puisse faire est l'absence de PLL autour du VCO.

Pour ce VCO on admet que les dérives seront suffisamment faibles vis-à-vis de la largeur du canal.

La modification du schéma consistant à adjoindre un PLL du type SP 5070, par exemple, est extrêmement simple.

Dans cette application la puissance de sortie a été limitée à 50mW. Nous reviendrons à la fin de la description sur les options permettant de passer à des puissances supérieures.

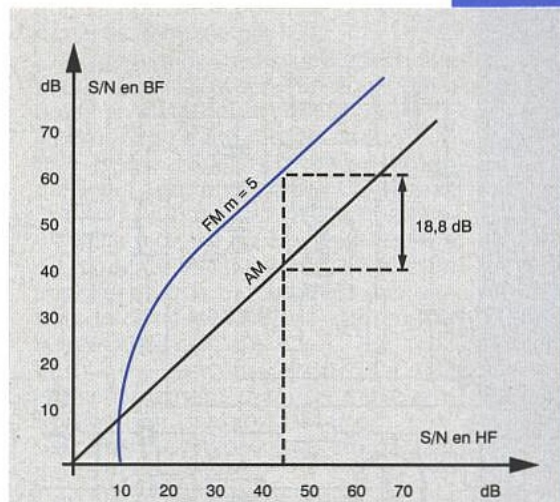


Figure 1 : comparaison des rapports S/N en BF pour l'AM et la FM.

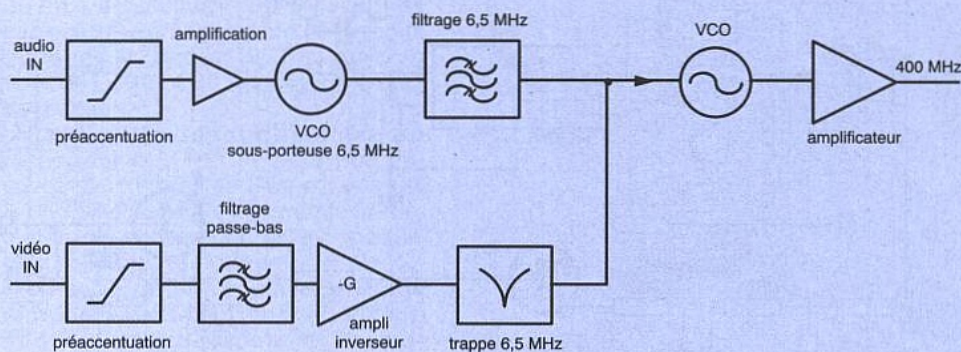


Figure 2 : synoptique de l'émetteur.

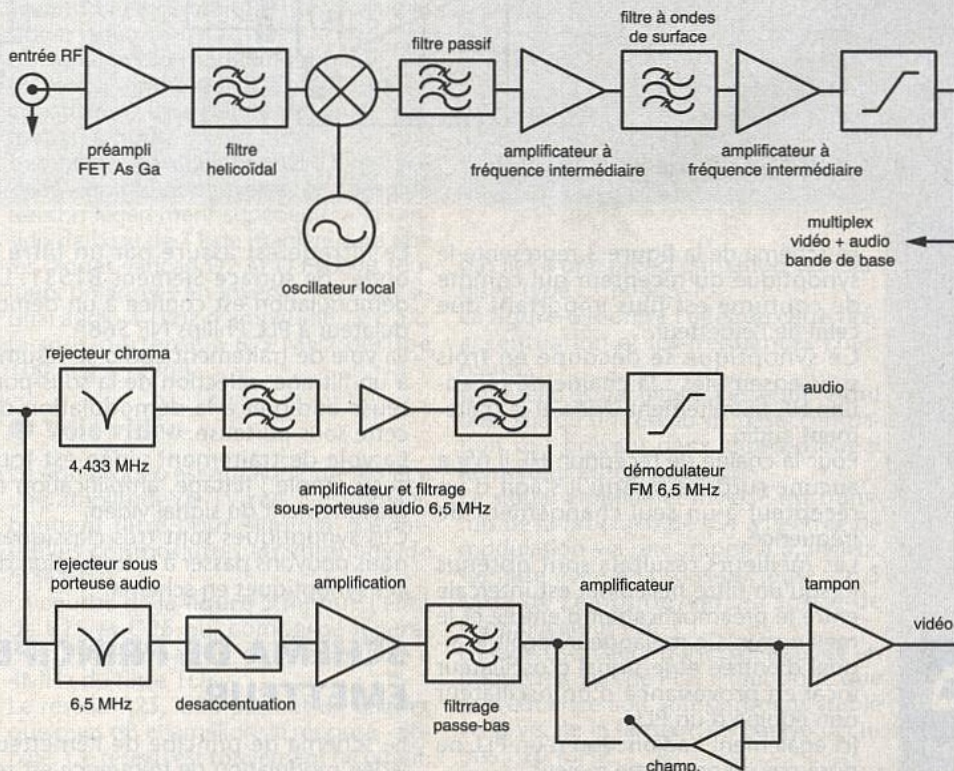
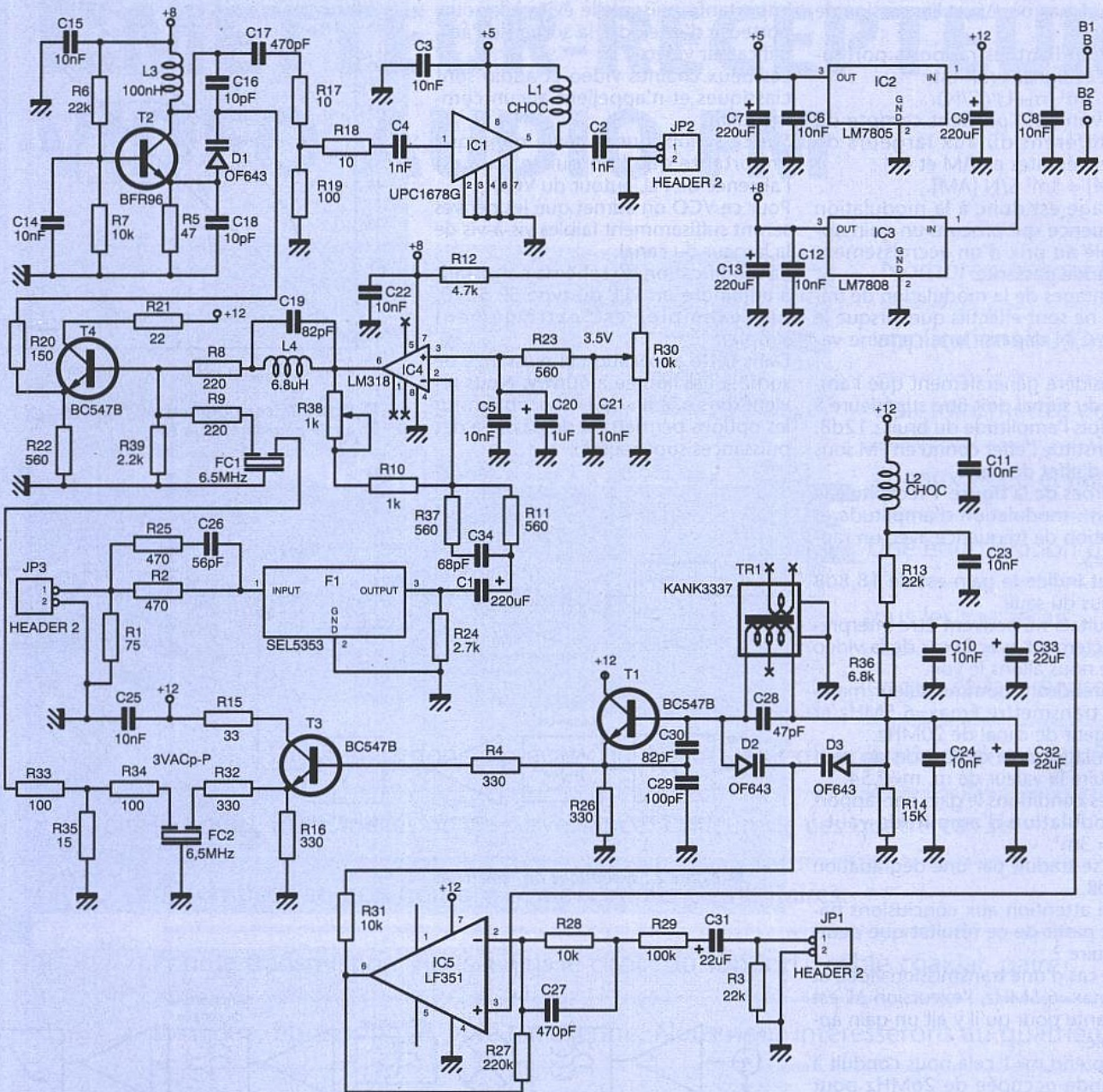


Figure 3 : synoptique du récepteur.

SCHÉMAS SYNOPTIQUES

Le schéma de la figure 2 représente le synoptique de l'émetteur. Le VCO est modulé en fréquence par le signal



■ Figure 4 : schéma de l'émetteur.

Le schéma de la figure 3 représente le synoptique du récepteur qui comme de coutume est plus important que celui de l'émetteur.

Ce synoptique se découpe en trois sous-ensembles : la chaîne de réception HF, le traitement vidéo et le traitement audio.

Pour la chaîne de réception HF il n'y a aucune surprise puisqu'il s'agit d'un récepteur à un seul changement de fréquence.

Les meilleurs résultats sont obtenus lorsqu'un filtre hélicoïdal est intercalé entre le préamplificateur d'entrée et le mélangeur. Ce mélangeur reçoit le signal d'entrée et le signal d'oscillateur local en provenance d'un oscillateur non équipé d'un PLL.

Ici également l'adjonction d'un PLL ne pose pas de problème majeur.

La fréquence intermédiaire est à 140MHz. Dans la chaîne FI on trouve donc une succession classique d'amplificateurs et filtres.

Le filtrage est assuré par un filtre à ondes de surface Siemens B1531. La démodulation est confiée à un démodulateur à PLL Philips NE 568A.

La voie de traitement audio se résume à un filtrage, sélection de la sous-porteuse audio et à la démodulation de cette sous-porteuse.

La voie de traitement vidéo est tout aussi simple : filtrage, amplification et réalignement du signal vidéo.

Ces synoptiques sont très classiques, nous pouvons passer à la traduction de ces synoptiques en schéma.

SCHEMA DE PRINCIPE ÉMETTEUR

Le schéma de principe de l'émetteur vidéo modulation de fréquence est représenté à la figure 4.

Pour cette application le sous-ensemble le plus critique est bien entendu l'oscillateur contrôlé et modulé en

tension : le VCO. Notre première intention était l'utilisation des VCO Mini-Circuits série POS XXX.

Une maquette sur table a été réalisée et les résultats ont montré que ces VCO pouvaient difficilement être mis en service pour la partie émetteur.

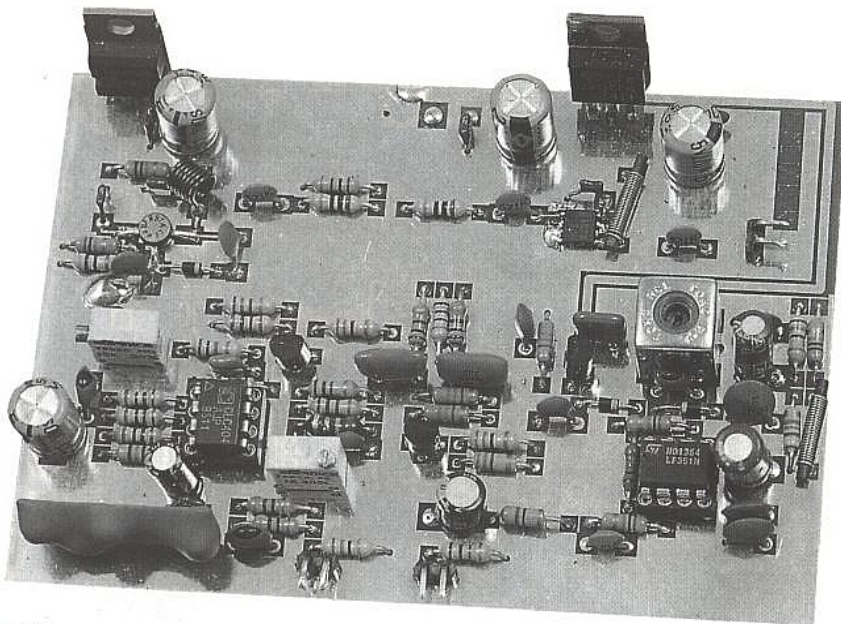
Le problème réside dans l'impédance d'entrée pour l'entrée modulation.

Le constructeur précise que la capacité ramenée à l'entrée vaut environ 100pF.

Si l'on ne tient compte que de cette valeur, un calcul simple montre que l'impédance de source devra être égale au maximum à 150 Ohms.

Ces deux valeurs nous donnent une fréquence de coupure de 10,6MHz pour l'entrée modulation, donc une vitesse de modulation compatible avec le signal vidéo.

Les résultats pratiques montrent que, malgré ces précautions, la bande est limitée à quelques dizaines de kHz. Cette limitation est probablement due à la présence d'une ou plusieurs selfs



■ **L'émetteur.**

d'arrêt internes. Cette bande limitée est incompatible avec la transmission d'un signal vidéo.

Hélas, nous n'avons pu obtenir aucun renseignement en provenance de Mini-Circuits, ni explications sur l'impédance d'entrée exacte, ni d'éventuelles modifications dans le futur.

Nous nous sommes donc résignés, ceci est particulièrement dommage car le VCO intégré simplifiait considérablement la mise au point et les réglages. Dans ces conditions nous sommes donc conduits à l'élaboration d'un VCO avec tous les risques de reproductibilité que cela comporte.

Le VCO est bâti autour d'un transistor BFR 96, T2, monté en base commune. De nombreuses structures ont été testées et nous vous livrons celle qui nous a donné le plus de satisfactions. C16, D1 et C18 dosent le taux de réaction et agissent sur la fréquence centrale.

Pour que cet oscillateur fonctionne correctement, il est impératif que sa sortie soit chargée par 50 Ohms. Il ne peut être utilisé seul, par exemple avec C17 déconnecté. S'il doit être utilisé seul, l'atténuateur en T doit obligatoirement être présent.

Sur notre prototype nous avons relevé les paramètres suivants :

- puissance de sortie : +17dBm en sortie de IC1
- gain du VCO : 13MHz/V
- 364MHz pour Vc=1V
- 416MHz pour Vc=5V
- fréquence centrale 400MHz pour Vc=2,8V.

Pour l'entrée modulation, la capacité d'entrée est de quelques pF.

L'entrée modulation reçoit la vidéo en bande de base à laquelle on adjoint une sous-porteuse audio à 6,5MHz.

Différents essais ont été effectués sur la valeur de R20, si R20 passe à 1kΩ on ne note pas de diminution sensible de la sous-porteuse chrominance à la réception.

■ **Voie audio**

Il s'agit essentiellement de générer une porteuse à 6,5MHz et la moduler en fréquence.

L'oscillateur est bâti autour de T1, c'est une structure collecteur commun très

classique. Le circuit oscillant est constitué de TR1, C28, D2 et D3. La fréquence d'oscillation est fonction de ces quatre éléments et de la capacité ramenée à l'entrée de T1 : mise en série de C29 et C30 qui dosent le taux de réaction.

La sous-porteuse est disponible sur l'émetteur de T1 et ne peut être envoyée directement au filtre céramique. Si l'on place un filtre céramique immédiatement derrière R4, celui-ci perturbe fortement l'oscillateur.

Pour cette raison on place un étage tampon T3 entre T1 et le filtre céramique. Le filtre élimine les harmoniques de l'oscillateur et en sortie de FC2 on dispose d'un signal ayant une amplitude de 3V c à c.

Un atténuateur en T : R33, R34 et R35 permet d'ajuster l'amplitude. La sous-porteuse est finalement transmise à l'entrée modulation, base de T4 via un second filtre céramique qui bloque le signal vidéo.

Le signal audio modulant appliqué sur JP1 est amplifié par IC5. R28 et C27 constituent une cellule de préaccentuation à 50µs.

L'amplificateur opérationnel IC5 est polarisé - entrée non inverseuse - par une tension légèrement supérieure à la tension de base de T1 de manière à ce que les diodes varicap D2 et D3 soient toujours polarisées en inverse. Avec un signal audio à 1kHz d'amplitude 1V c à c, la sous-porteuse à 6,5 MHz occupe 100 kHz à -30dB.

■ **Voie vidéo**

Le signal vidéo est appliqué sur JP3 et a une amplitude de 1V càc. Il est préalablement filtré pour éliminer d'éventuelles composantes au voisinage de 6,5MHz.

La courbe de la **figure 5** montre l'effet de R25 et C26 qui compense légèrement l'atténuation dans la bande à 4MHz du filtre TDK.

Le réseau R25, C26 permet de gagner quelques dB et améliore la réponse globale. Ce réseau est totalement facultatif. Du filtrage il résulte une atténuation de 6dB, le signal vidéo a donc une amplitude de 0,5V càc à la sortie du filtre TDK. Pour avoir l'occupation spectrale re-

quise autour de la porteuse -20MHz- le signal est amplifié par IC4.

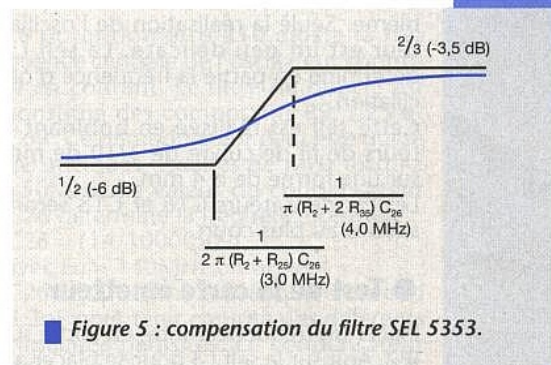
La configuration inverseuse a été choisie pour pouvoir disposer d'un signal vidéo positif en sortie du démodulateur.

Le prototype a été monté avec un LM 318 mais les résultats sont bien meilleurs avec un CLC404 Comlinear. D'autres AOP rapides peuvent convenir : Elantec, Analog Devices, etc. IC4 est alimenté entre 0 et 9V. La tension appliquée sur la broche 3 est une tension de décalage qui agit en outre sur la fréquence centrale.

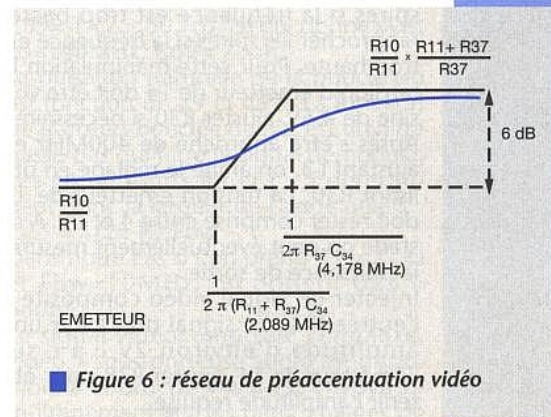
Pour que l'amplificateur IC4 soit convenablement polarisé, cette tension ne doit pas trop s'écarter de 6V, sur notre prototype cette tension vaut 4,5 Volts environ.

Un réseau de préaccentuation est prévu dans la voie vidéo R37, C34.

Puisqu'il ne s'agit pas d'un émetteur ou récepteur satellite, nous ne sommes



■ **Figure 5 : compensation du filtre SEL 5353.**



■ **Figure 6 : réseau de préaccentuation vidéo**

pas liés à une préaccentuation standardisée type CCIR 405-1.

La **figure 6** montre l'effet de cette préaccentuation et les fréquences charnières.

Ce réseau est facultatif, l'essentiel étant bien sûr qu'un réseau de désaccentuation soit présent dans le récepteur si l'émetteur en est pourvu.

Le signal amplifié et inversé est transmis de la broche 6 de IC4 à l'entrée de modulation via une trappe à 6,5 MHz. Ce filtre évite à la sous-porteuse à 6,5 MHz de remonter vers la sortie de l'amplificateur IC4.

L'étage oscillateur n'est pas stabilisé en fréquence, pas de PLL, il faut donc que sa fréquence soit suffisamment stable vis-à-vis de la largeur de bande occupée : 20 MHz.

Pour minimiser les dérives dues aux fluctuations de la tension d'alimentation, notamment dans le cas d'une alimentation par batteries, l'oscillateur

fonctionne avec une tension régulée de +9 Volts. Cette même tension est utilisée pour le calage du point de polarisation de IC4.

RÉALISATION DE L'ÉMETTEUR

Pour cette réalisation nous avons abandonné les composants CMS bien qu'ils eussent été idéaux. Tous les composants du schéma de principe sont implantés sur une carte double face d'assez faibles dimensions : 107mm x 75mm.

Pour cette carte les tracés des pistes côté soudures et côté composants sont donnés aux figures 7 et 8. L'implantation correspondante est à la figure 9. Pour la circuiterie vidéo et audio la réalisation pratique ne pose aucun problème. Seule la réalisation de l'oscillateur est un peu délicate. La self L3 détermine en partie la fréquence d'oscillation.

Cette self est réalisée en bobinant 7 tours de fil de cuivre de 3/10 de mm sur une forme de \varnothing 4 mm.

Les condensateurs C16 et C18 seront soudés au plus court.

● Test de la carte émetteur

Placer un fréquencemètre en sortie sur JP2. Agir sur la self L3 pour se placer au voisinage de 400 MHz. Ecarter les spires si la fréquence est trop basse, rapprocher les spires si la fréquence est trop haute. Pour cette manipulation la tension d'émetteur de T4 doit être voisine de 4,5V, ajuster R30 si nécessaire. Après s'être approché de 400MHz en ajustant L3, on affine le réglage en utilisant R30. La tension émetteur de T4 doit rester comprise entre 4 et 6V. A ce stade on peut éventuellement mesurer la puissance de sortie.

Injecter un signal vidéo composite à l'entrée JP3. Ce signal doit avoir une amplitude d'environ 2V c à c sur l'émetteur de T4, ajuster R38 pour obtenir l'amplitude requise.

Éventuellement si on dispose d'un analyseur de spectre on pourra mesurer la largeur de bande occupée autour de la porteuse à 400 MHz.

Pour la sous-porteuse audio, on peut premièrement s'assurer que l'oscillateur fonctionne en visualisant le signal aux bornes de R26.

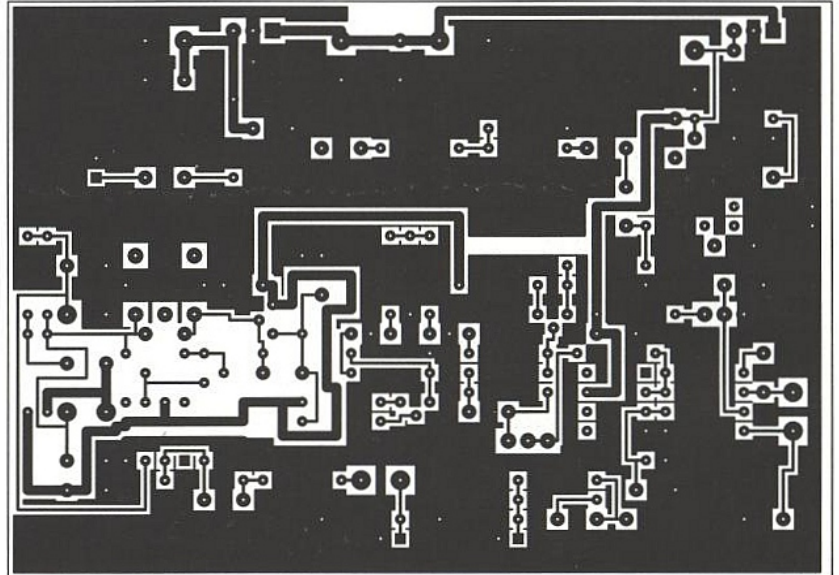
Puis en plaçant la sonde en sortie du filtre FC2 on règle le noyau de TR1 pour obtenir le maximum de sous-porteuse à 6,5 MHz.

Finalement on injecte un signal audio d'amplitude 1 Volt c à c et l'on observe son influence sur la sous-porteuse, la modulation de fréquence est visible assez facilement.

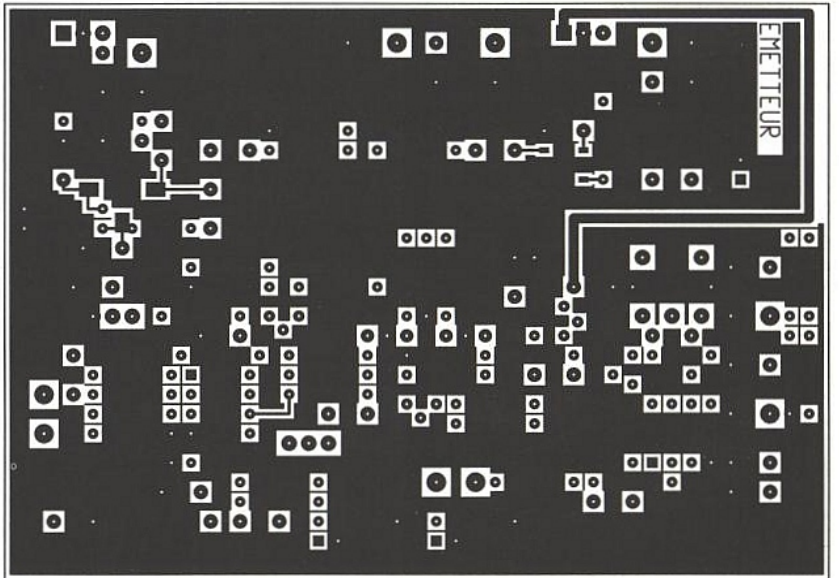
L'émetteur est prêt à l'emploi.

SCHÉMA DU RÉCEPTEUR

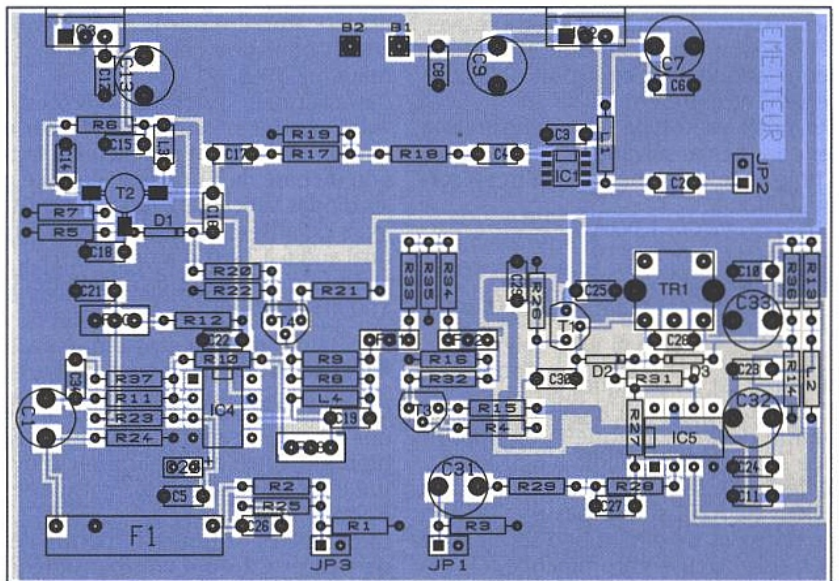
Le schéma du récepteur est donné à la figure 10a. Il se décompose en trois parties : la chaîne de réception HF de-



■ Figure 7 : émetteur côté soudures.



■ Figure 8 : côté composants.



■ Figure 9 : une implantation aisée avec un peu de soin.

puis l'entrée antenne jusqu'à la sortie démodulation et les deux chaînes de traitement vidéo et audio.

Pour le récepteur, donc la partie HF, nous avons effectué d'innombrables essais. Pour chaque étage d'amplification nous avons essayé diverses solu-

tions : transistors bipolaires, FET, FET AsGa et MMIC.

Ce que nous vous proposons constitue à notre avis le meilleur compromis performances/coût/disponibilité des composants.

Nous commençons la description du

circuit logiquement, donc par l'entrée. Le préamplificateur d'entrée est constitué de la mise en cascade de deux transistors FET AsGa Avantek. Cette configuration nous a donné le maximum de satisfaction, faible bruit et gain total de 26dB minimum.

De manière à ce que le bruit soit minimal il n'y a pas de filtre, hélicoïdal par exemple, à l'entrée.

Pour cet étage d'entrée nous avons essayé les BF 960, BF 981 qui nous ont semblé moins performants. Noter que cet étage d'entrée peut être isolé du schéma et faire office d'un très bon préamplificateur pour réception TV terrestre.

Pour ces transistors le seul inconvénient - mineur - est la présence d'une tension de polarisation grille négative. On a donc recouru à un convertisseur de tension IC8 pour générer une tension de -5V locale.

Les deux potentiomètres R2 et R43 permettent la polarisation ad-hoc des grilles. Nous reviendrons sur la valeur de la tension exacte à appliquer ultérieurement.

Le signal reçu est donc amplifié et transmis au mélangeur Mini-Circuits SBL1. L'oscillateur local est fourni par un VCO Mini-Circuits.

Pour que ce mélangeur fonctionne correctement nous avons là aussi effectué quelques essais et les conclusions sont les suivantes.

Un filtre d'entrée doit impérativement être placé après le préamplificateur d'entrée. Ce filtre a deux rôles :

- le premier, évidemment, c'est la sélection du signal ou de la bande à recevoir,

- le second est tout aussi important puisqu'il s'agit de bloquer la raie d'oscillateur local présente à l'entrée RF. Si ce filtre est omis, il s'ensuit d'importants phénomènes d'intermodulation dans l'étage de sortie du préamplificateur d'entrée.

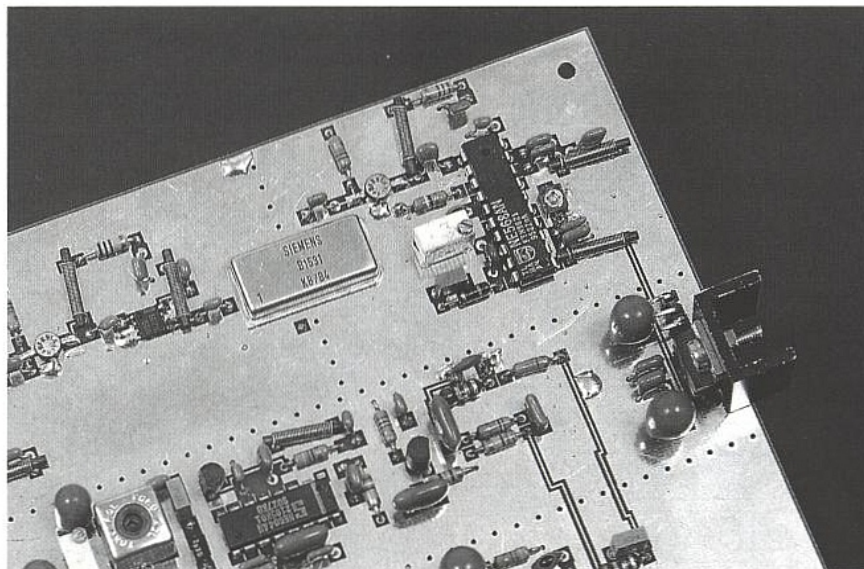
Deuxième constatation, un filtre passe-bas doit être placé sur la sortie fréquence intermédiaire. Ce filtre doit bien sûr laisser passer la fréquence intermédiaire à 140MHz et il doit bloquer au maximum la raie d'oscillateur local, à 540MHz. Dans notre cas un simple passe-bas suffit. Si ce filtre est omis, une fraction de l'oscillateur local est transmis du port d'entrée OL du SBL1 jusqu'au port de sortie FI.

La raie d'oscillateur local est d'un niveau bien supérieur à la raie à la fréquence intermédiaire, en conséquence, associée au fort gain des étages FI, elle risque d'engendrer des produits d'intermodulation par saturation des étages FI.

Le filtre L3, L4, L5, C13, C14 et C15 élimine le problème et l'on peut amplifier le signal à la fréquence intermédiaire.

Pour le premier étage nous avons opté pour la mise en cascade d'un étage classique BFR91 et d'un MMIC μ PC1678. Cette solution a été préférée à la mise en cascade de deux MMIC NEC ou Avantek. Si l'on voulait impérativement réduire le coût, il est envisageable de remplacer IC2 par un autre étage à BFR91.

A la sortie de cet étage nous attaquons l'inévitable filtre de fréquence intermé-



diaire, filtre à ondes de surface 140MHz.

Bien sûr ce filtre nous a posé des problèmes. Techniquement il n'y a rien à dire, c'est évident. Le problème, qui tend à se généraliser hélas, c'est bien entendu la pérennité des composants. Nous nous sommes donc assurés auprès de Siemens que ce filtre existait toujours et était disponible. Nous verrons que ce problème n'est pas propre à Siemens.

Le filtre Siemens B1531 est centré sur 140MHz et la largeur de bande est de 20MHz donc compatible avec la modulation par un signal vidéocomposite de notre porteuse.

Le signal réduit à la bande utile des 20MHz autour de 140MHz est envoyé au démodulateur via un amplificateur à BFR91 similaire au premier étage FI.

Cette configuration allie simplicité et faible coût, des essais avec un MMIC NEC n'ont montré aucune modification des performances.

Avec le démodulateur nous sommes confrontés au deuxième problème de pérennité des composants. Pour cette fonction, nous avions premièrement pensé au classique SL 1454 Plessey. Ce circuit sera définitivement abandonné par le constructeur en janvier 96. Bien sûr personne n'est mis au courant et il faut expressément poser la question pour obtenir des informations valables. Il est assez logique d'abandonner la production d'un composant lorsqu'il s'agit de le remplacer par un équivalent, plus performant, de moindre consommation et pourquoi pas moins cher - on peut rêver - ; dans le cas du SL 1454 la seule raison invoquée est : volume insuffisant. Qu'à cela ne tienne, s'il devient impossible d'utiliser les composants Plessey, nous utiliserons d'autres produits. Par chance Philips dispose d'un démodulateur à PLL fonctionnant à cette fréquence.

C'est une chance car le produit NE 568A est un démodulateur à PLL qui par principe devrait être meilleur qu'un démodulateur à quadrature comme le feu SL 1454 Plessey. Pour que le circuit fonctionne correctement, le niveau d'entrée doit atteindre -20 dBm au minimum : 22mV eff.

Le potentiomètre R10 ajuste la fréquence centrale de l'oscillateur contrôlé en courant. Le filtre de boucle est constitué des composants R9, C25 et C69. Ce démodulateur peut être utilisé de quelques dizaines de MHz jusqu'à 150MHz. La valeur du condensateur C26 détermine la fréquence centrale : $C26 = (14/10000)/F_0$ avec $F_0 = 140\text{MHz}$ on obtient $C26 = 10\text{pF}$, dans la pratique on prend 8,2pF pour tenir compte des différentes capacités parasites. Le condensateur C69 a principalement pour rôle d'éliminer la fréquence F_0 , $C69 = 1/(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot F_0)$, ce qui donne avec $F_0 = 140\text{MHz}$, $C69 = 22\text{pF}$.

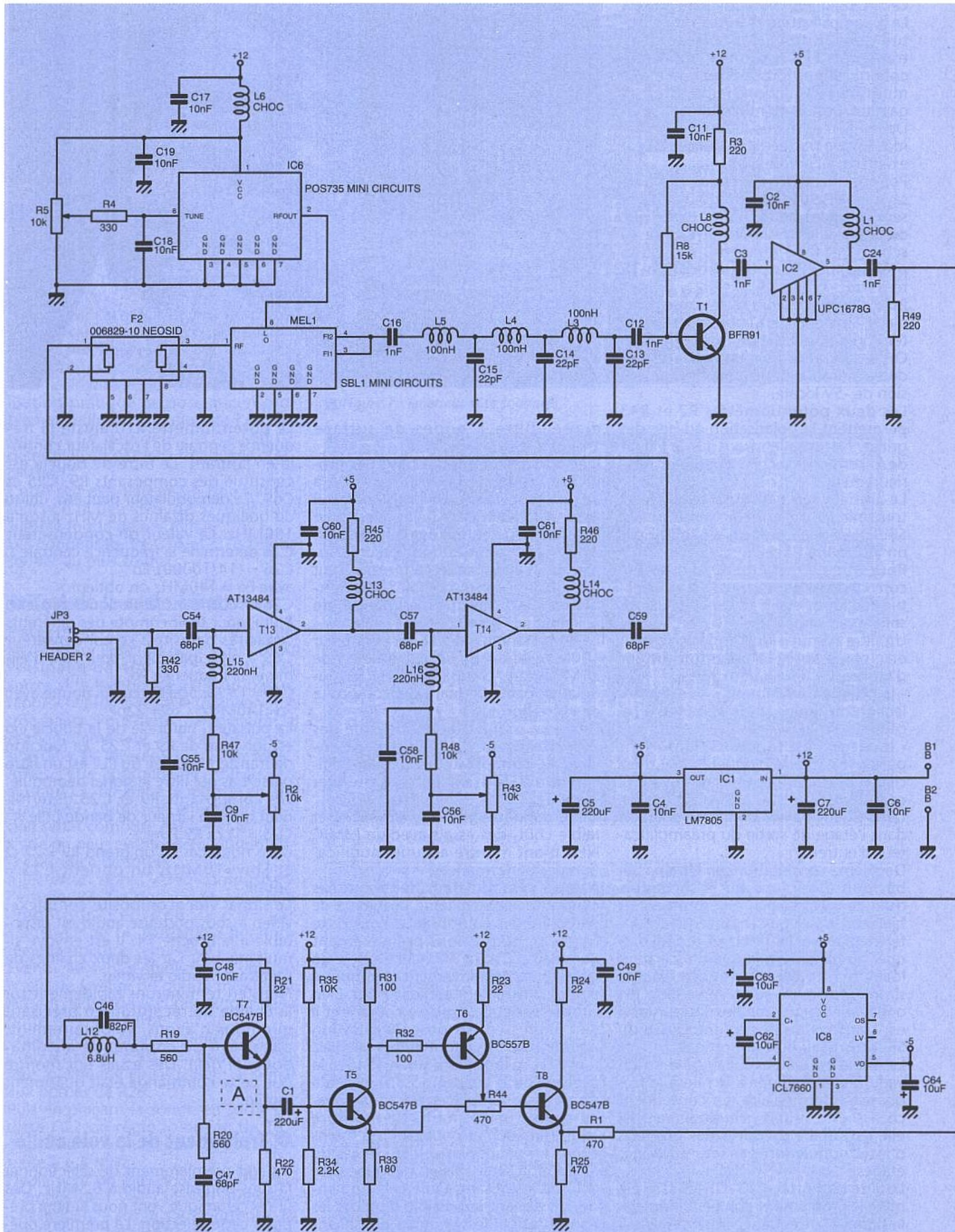
La pulsation naturelle de la boucle ω_0 est fonction de R9 et C25. La fonction de transfert bouclée du PLL est un filtre passe-bas qui filtre le signal démodulé. Les composants R9 et C25 déterminent donc la largeur de bande utile : $C25 = 1/2\pi R9 F_{bw}$ Dans notre cas si l'on prend $R9 = 27 \Omega$ et $F_{bw} = 10\text{MHz}$, on obtient $C25 = 560\text{pF}$.

Le signal vidéocomposite complexe, vidéo + sous-porteuse audio est disponible à la broche 14. Il est envoyé simultanément sur les deux chaînes de traitement audio et vidéo.

Nous en terminerons rapidement sur la chaîne de réception en précisant que nous n'avons, volontairement, pas prévu de commande automatique de gain. Des essais ont montré que cette commande était quasiment inutile.

● Traitement de la voie audio

Il s'agit premièrement de sélectionner la sous-porteuse audio à 6,5MHz. Des filtres céramique vont nous aider à préparer cette sélection. La première opération consiste à éliminer au maximum les composantes vidéo proches de la sous-porteuse. Cette composante proche, c'est bien sûr la sous-porteuse chroma. La sous-porteuse chroma est éliminée par le circuit bouchon L11, C45. On place ensuite une chaîne amplification filtrage FC1, FC2, T3. La sous-porteuse modulée en fréquence est injectée au circuit amplificateur-démodulateur IC4 de type NE 604. Ce cir-

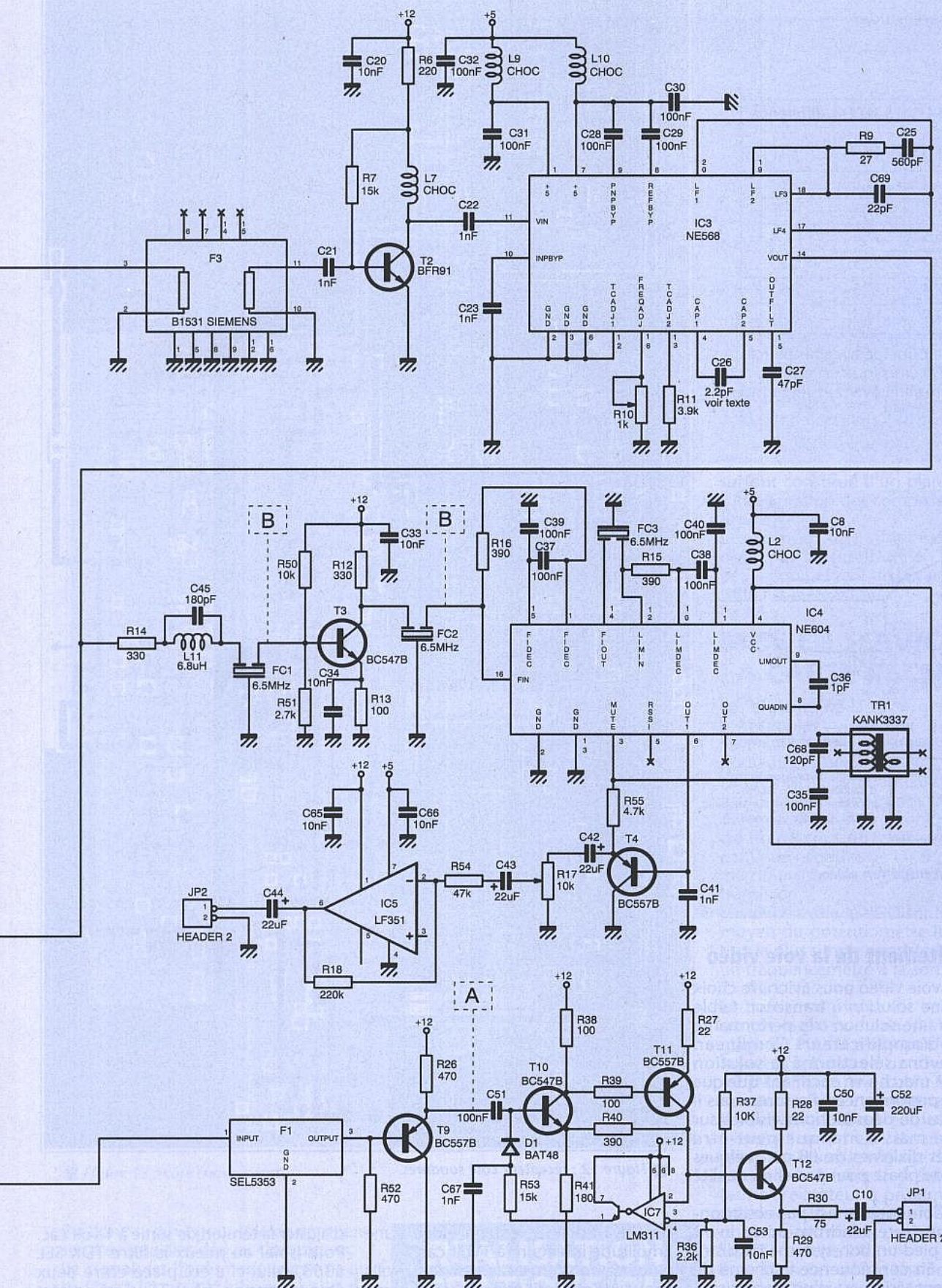


■ Figure 10a : schéma du récepteur.

cuit a été largement utilisé, inutile de revenir sur son fonctionnement. TR1 et C68 déterminent la fréquence de fonctionnement. Le signal démodulé est disponible à la broche 6. La résistance de sortie interne, 50 kΩ et C41

font office de désaccentuation à 50μs. Le signal audio est transmis à un potentiomètre R17 via le buffer T4 puis un amplificateur final IC5. Les mesures du rapport signal sur bruit en fonction du niveau d'entrée de la

chaîne de traitement audio sont consignées au tableau de la figure 10b. Si l'on élimine le filtre céramique FC1 et l'étage d'entrée autour de T3, le rapport signal sur bruit chute d'environ 10dB. Si en sortie du démodulateur à



140 MHz, le niveau de sous-porteuse est compris entre 300µV eff et 1mV eff, le rapport signal sur bruit est supérieur à 50dB sans filtre ni préampli.

Cette valeur est tout à fait satisfaisante et on peut en conclure que si l'on veut

réduire complexité et coût on pourra éliminer FC1 et l'étage T3 au prix d'une légère dégradation sur le rapport S/B. Différents essais sur la valeur des composants ont montré que C68 pouvait être compris entre 100 et

150 pF et C36, 1 pF, 2,2 pF ou 4,7 pF. La self L2 peut être remplacée par une résistance de 10 Ohms. La valeur du potentiomètre R17 a assez peu d'importance : 2,2 kΩ à 22 kΩ donne de bons résultats.

Mesure sur la voie audio

$\Delta f = 50 \text{ kHz}$

$f = 1 \text{ kHz}$

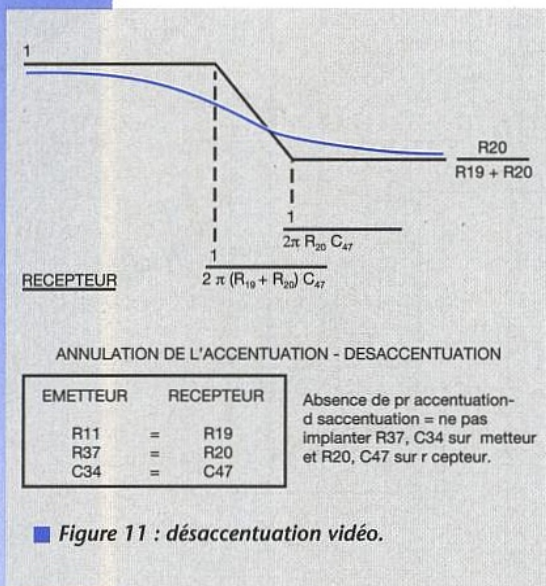
$f_c = 6,5 \text{ MHz}$

Veff μV	S/B (1)	S/B (2)	différence
1000	71,2	65,7	5,5
300	63,2	53,6	9,6
100	52,2	41,7	10,5
50	46,5	37,8	11,7
30	40,7	32,5	8,2
20	37,4	28,5	8,9
10	22,9	14,5	8,4

(1) Schéma de principe avec amplificateur et 2 filtres céramique en entrée.

(2) Schéma simplifié avec un seul filtre céramique en entrée.

■ Figure 10b



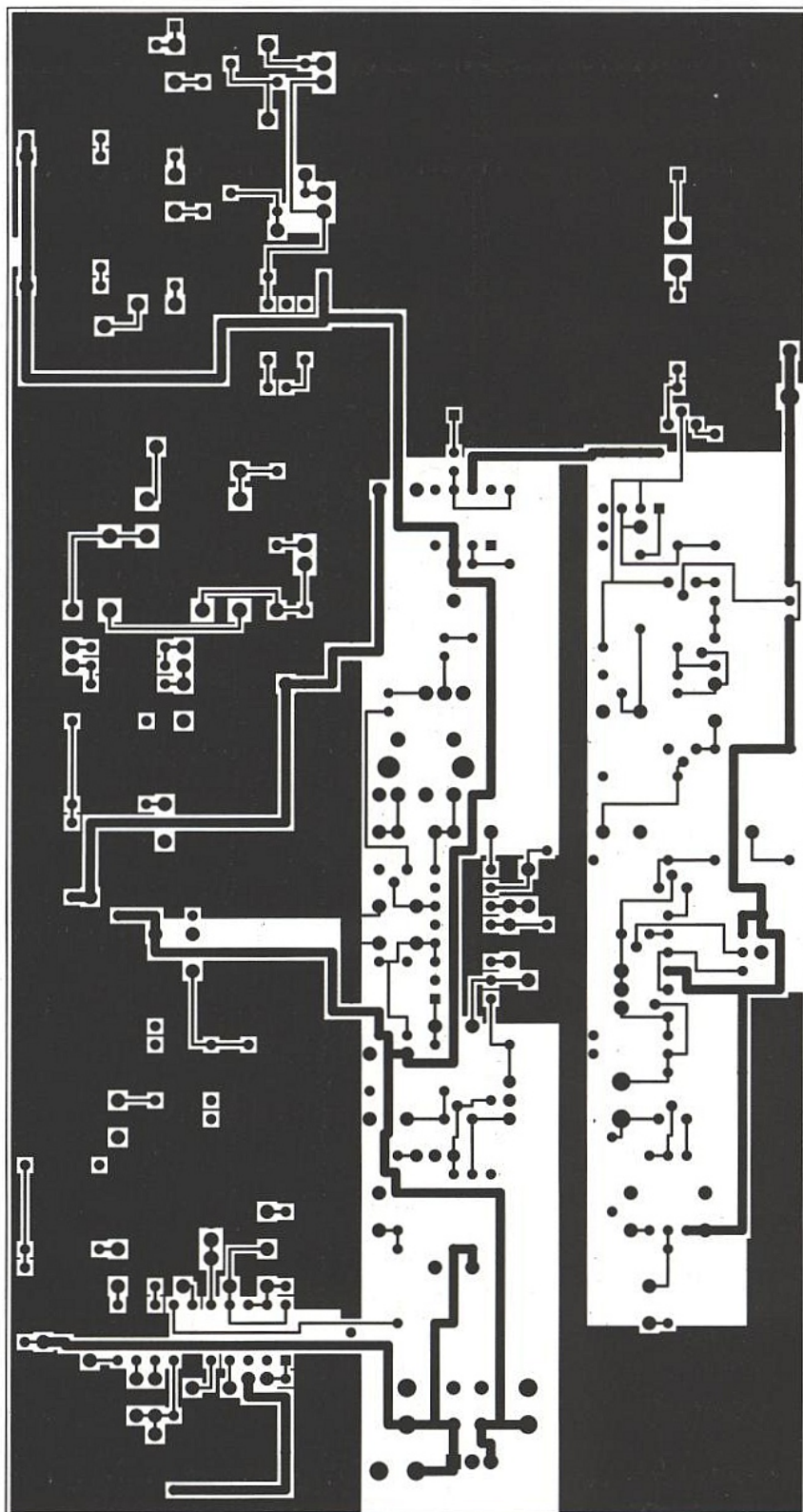
■ Figure 11 : désaccentuation vidéo.

● Traitement de la voie vidéo

Pour la voie vidéo nous avons le choix entre une solution à transistor, faible coût ou une solution très performante à base d'amplificateurs Comlinear. Nous avons sélectionné la solution meilleur marché en sacrifiant quelque peu les performances. Rassurez-vous il n'y a pas de dégradations visibles sur l'image mais il manque peut-être quelques dixièmes de dB ou quelques degrés de phase pour passer en qualité studio.

L'idée Comlinear n'est pas abandonnée, nous y reviendrons après avoir mis sur pied un bon système de distribution. En conséquence la chaîne de traitement vidéo est d'un classissime affligeant. La première opération consiste à éliminer au maximum la sous-porteuse audio grâce à la trappe L12, C46. On trouve ensuite le circuit de désaccentuation R19, R20, C47. Le schéma de la figure 11 montre l'effet de la désaccentuation. R20 et C47 ne seront implantés qu'à la condition qu'il existe un réseau de préaccentuation sur l'émetteur.

A la sortie du démodulateur à PLL,



■ Figure 12 : récepteur côté soudures.

broche 14 de IC3, le signal vidéo a une amplitude inférieure à 1 Volt c.à.c.

Nous devons en sortie délivrer 2 volts c.à.c à vide et 1 volt crête à crête sur une charge de 75 Ohms. Sachant en outre que le filtre passif passe-bas vidéo donne une atténuation de 6dB - 0,5 en tension - le gain total de la chaîne vidéo devra être compris entre 5 et 6.

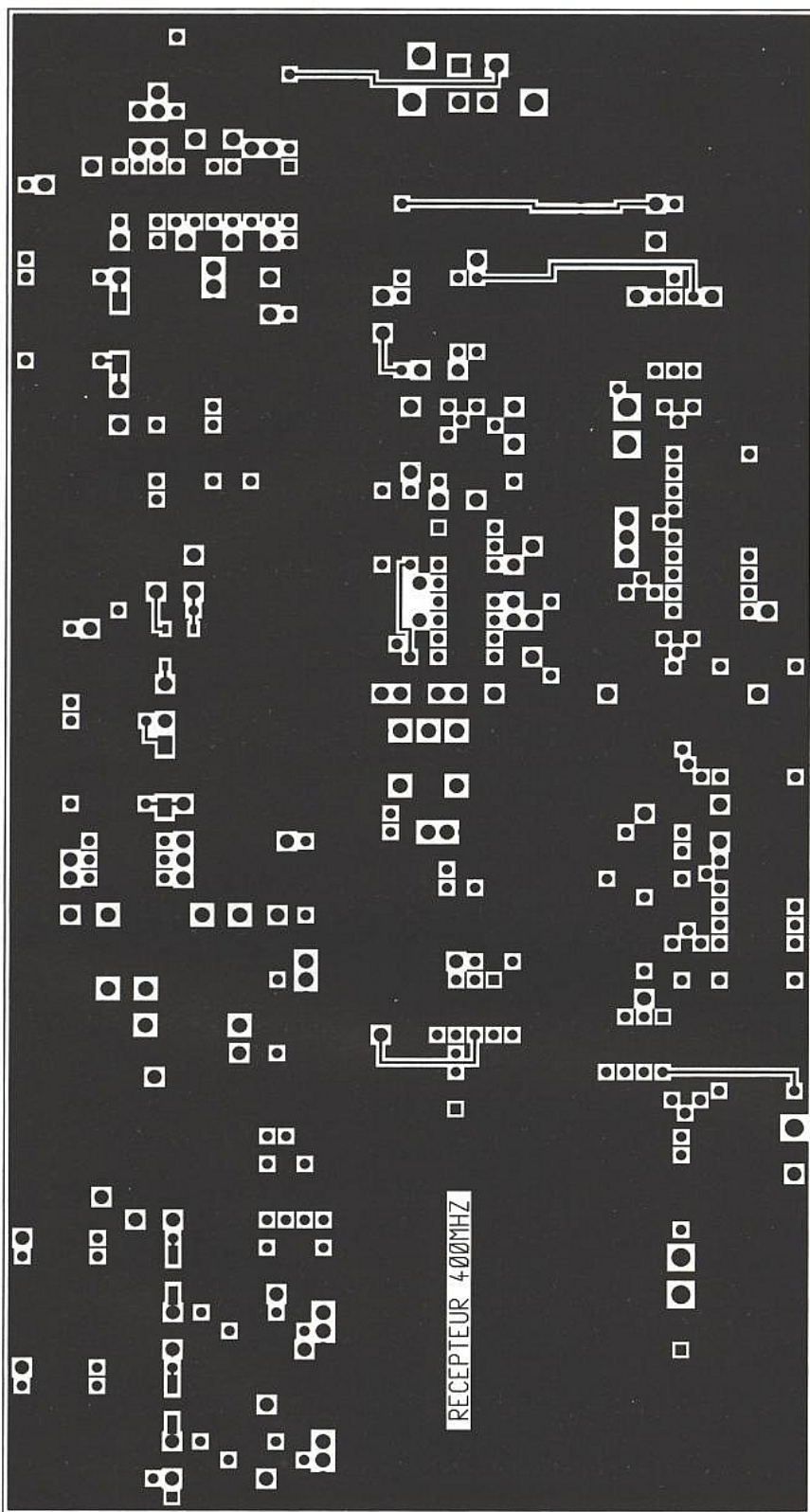
Pour avoir la bande passante la plus large possible, ce gain a été réparti sur deux étages amplificateurs à transistors, un seul AOP Comlinear aurait suffi !

Le premier étage T5, T6 est un amplificateur à gain ajustable, R44 permettra

d'ajuster la tension de sortie à 1 volt c.à.c. Pour isoler au mieux le filtre TDK SEL 5353, celui-ci a été placé entre deux étages tampon T8 et T9. Ceci permet de parfaitement définir les impédances de source et de charge R1 et R52.

Le deuxième étage amplificateur est bâti autour de T10 et T11 auquel on ajoute un circuit de réaligement IC7, D1.

A l'émission il n'y a pas de signal de dispersion d'énergie, comme en transmission par satellite, et le circuit de réaligement n'a que peu d'effort à fournir : le signal vidéo étant très peu désaligné.



■ Figure 13 : côté composants.

Il a donc surtout pour rôle de compenser d'éventuelles dérives thermiques. Le signal est finalement transmis au buffer T12 et à la charge utile de 75 Ohms.

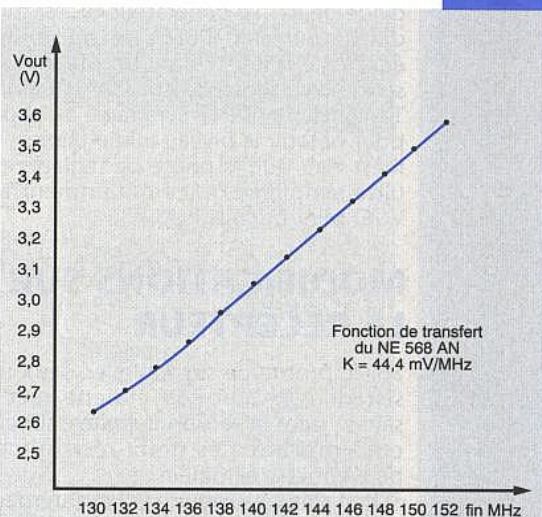
Noter qu'à tous les points importants de la chaîne de traitement vidéo, le signal vidéo est de polarité positive : broche 14 de IC3, base de T5, entrée et sortie du filtre, etc.

Ceci justifie le choix de l'inverseur dans l'émetteur !

Après la lecture de cette description du schéma, vous êtes autorisés à aborder la réalisation pratique.

RÉALISATION PRATIQUE DU RÉCEPTEUR VIDÉO-AUDIO

Pour une réalisation HF, la carte double face est inévitable. Le tracé de cette carte 207 x 104 mm est donné à la figure 12 pour le côté soudures et figure 13 pour le côté composants qui est



■ Figure 15 : fonction de transfert du NE 568 AN. Mesure effectuée à l'entrée du BFR91 avec Pin = - 46 dBm.

surtout constitué d'un plan de masse. L'implantation des composants est à la figure 14.

Les composants sont traditionnels, donc pas de montage en surface ou peu, l'équipement de la carte est donc simplifié au maximum.

MISE EN SERVICE DE LA CARTE RÉCEPTEUR

Les réglages de la carte, sept au total, sont simples et quelques minutes suffisent si tout le soin nécessaire a été apporté au câblage.

La première opération consiste à polariser les grilles des transistors d'entrée T2 et T3. R2 et R43 seront positionnés de manière à obtenir une tension continue négative de - 0,6 V sur le premier transistor et - 0,1 V sur le second transistor.

Ensuite on cale le VCO sur 540MHz au moyen du potentiomètre R5. La solution la plus simple consiste à connecter un fréquencemètre à la sortie - broche 2 - du VCO.

La troisième phase est celle qui demande le plus de soin, il s'agit du réglage du PLL NE 568A par R11.

Injecter à l'entrée un signal UHF à 400MHz non modulé. Ne jamais connecter directement la sortie de l'émetteur sur l'entrée du récepteur. Eventuellement en l'absence d'appareils de mesure, le réglage de R11 peut être fait en faisant fonctionner émetteur et récepteur à proximité et sans antenne. R11 est ajustée de manière à obtenir une tension de 2,5V à la sortie VOUT - broche 14.

Pour s'assurer que la chaîne de réception fonctionne normalement, on peut éventuellement moduler l'émetteur par un signal quelconque : vidéo ou non. Dans le cas d'un signal vidéo, le signal visualisé à la broche 14 est un signal vidéo POSITIF. On règle ensuite R44 pour avoir un signal d'environ 1V càc sur JP1 en présence d'une charge de 75 Ohms. Il ne reste alors que le réglage de la voie de traitement audio. Pour cette voie un générateur 6,5MHz connecté à l'entrée R14 simplifie le ré-



glage de R1. Le générateur HF est modulé par un signal BF à 1kHz distordu, écrêtage haut et bas, en plaçant la sonde d'oscilloscope sur l'émetteur de T4. Finalement R17 sera réglé au choix pour obtenir le niveau audio choisi. Il est clair que la phase de réglage est ultra simplifiée grâce notamment au VCO Mini-Circuits POS 735.

MODIFICATIONS SUR LE RÉCEPTEUR

Sur le prototype sur table les deux résistances R42 et R49 étaient nécessaires ; dans la version définitive sur circuit imprimé ces deux résistances peuvent être éliminées.

Si l'on souhaite réduire encombrement et coût, les voies audio et vidéo peuvent être légèrement modifiées. Sur la voie audio, élimination des composants entre les deux points B et jonction entre ces deux points.

Sur la voie vidéo, élimination des composants entre les points A et jonction entre ces points. Le condensateur C51 peut être augmenté jusqu'à 1µF.

Le réglage du démodulateur à PLL NE 568 est un peu délicat. Sur un prototype en volant, le condensateur C26 valait 8,2pF. Sur le circuit imprimé cette valeur passe à 2,2pF. Lorsque le NE 568 est convenablement réglé, le gain de conversion est voisin de 50mV/MHz, excursion de 1V pour 20MHz. La courbe de la **figure 15** a été relevée sur le prototype circuit imprimé. Après la réalisation de deux prototypes, la meilleure solution nous semble de fixer R10 à 500 Ohms et opter pour un condensateur ajustable CMS 1 à 10pF pour C26.

Ce condensateur s'adapte sans modification du tracé des pistes.

Pour que ce récepteur fonctionne à 400MHz, nous avons sélectionné un filtre hélicoïdal NEOSID 006829-10. Un deuxième prototype à 433MHz a été testé avec un filtre NEOSID 005196-51.

Noter que la structure de ce récepteur peut être conservée dans une très large plage de fréquence. Pour un changement de fréquence, il s'agit simplement de modifier IC6 et F2.

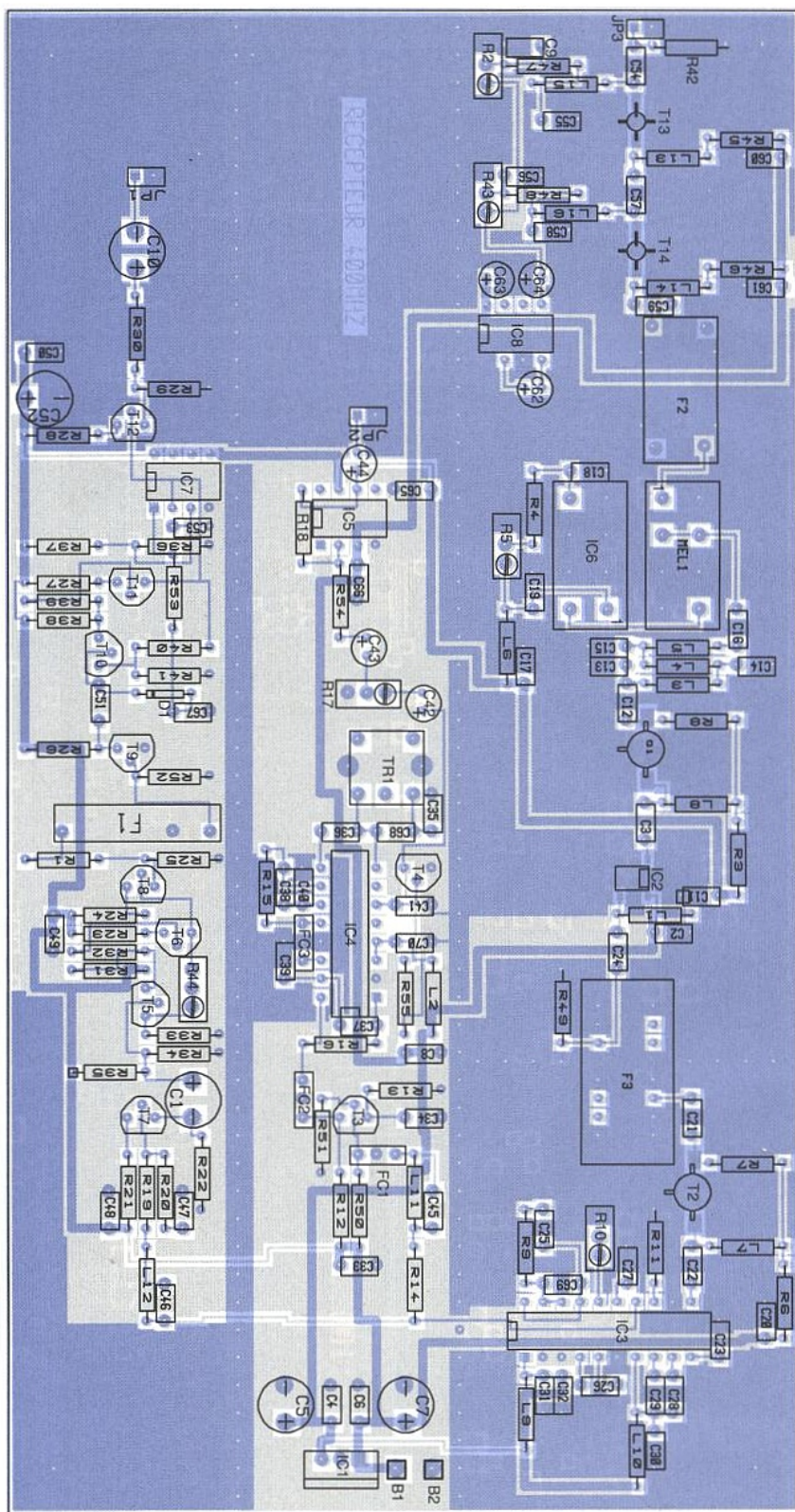
Finalement, pour l'étage d'entrée, il existe une variante de préamplificateur donnée à la **figure 16**. Ce préamplificateur est construit avec deux transistors NEC AsGa Fet double porte et donne des résultats extrêmement proches de ceux obtenus avec des transistors Avantek AT 13484. Le principal intérêt réside dans l'élimination du convertisseur DC-DC ICL 7660.

PORTÉE DE L'ENSEMBLE

Dans ce paragraphe nous allons donner quelques exemples de performances pouvant être attendues avec le couple émetteur-récepteur.

Pour l'émetteur nous avons $f = 400\text{MHz}$, $\lambda = 75\text{cm}$, $P_{\text{out}} = 50\text{mW}$ soit +17dBm.

Pour le récepteur nous avons la puissance minimale requise :



■ Figure 14 : attention à l'implantation et brochage du filtre hélicoïdal.

Pin = -80dBm soit 20 µV environ. Ce niveau de puissance important s'explique principalement par la largeur de bande du canal : 20MHz, très importante.

Sur notre prototype le seuil de réception vaut environ 20µV soit -80dBm. Par seuil de réception on entend niveau minimale pour que le PLL poursuive le signal sur toute la largeur de bande FI, soit + ou - 10MHz.

Dès que l'on franchit ce seuil la plage de poursuite est réduite. On peut se demander pourquoi un tel niveau de 20µV. Pourquoi pas 1µV ou moins

comme sur un récepteur FM 88-108. Les éléments de réponse se situent dans les lignes qui suivent.

Dans un canal de largeur B, cherchons la tension de bruit aux bornes d'une résistance R :

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{4kTBR}$$

où $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (constante de Boltzmann)

Si le canal a une largeur de 400kHz, la tension efficace de bruit vaut 0,22µV. Si l'on prend une marge de 5 soit 14dB, le seuil vaut alors 1,1µV.

Si nous transposons ces résultats au signal vidéo modulé en fréquence, nous avons dans le canal de 20MHz

une tension de bruit de 4,06 μ V. Avec une marge de 14dB, comme précédemment, nous aboutissons au seuil de 20 μ V.

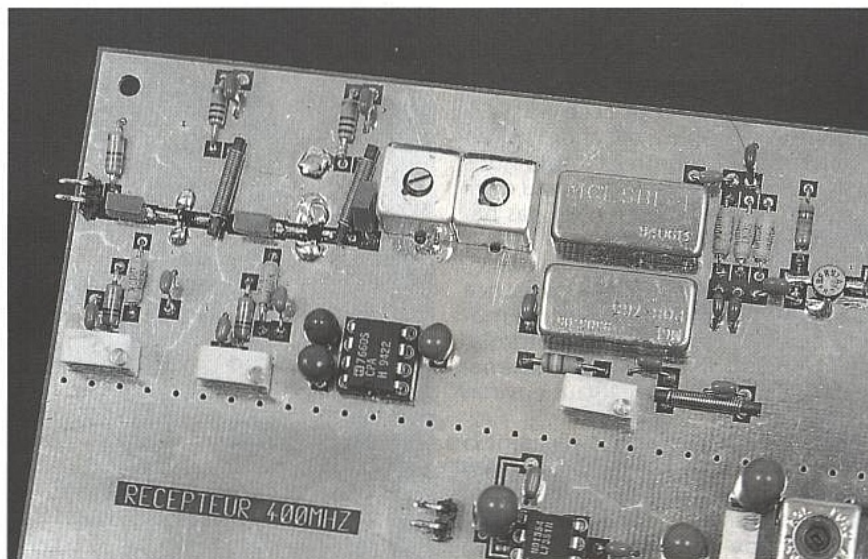
Ceci montre que les résultats obtenus sur la maquette sont tout à fait réalistes et logiques.

Grâce à la formule d'atténuation en espace libre : $A=22 + \log D/\lambda$, nous allons nous livrer à quelques cas pratiques.

Si l'on considère que les antennes n'ont pas de gain, $G=0$ dB, l'atténuation maximale vaut : $A=80 + 17 = 97$ dB.

Ceci donne une portée maximale de 4km environ. Attention dans ce cas on considère que les deux antennes sont EN VUE DIRECTE.

Si maintenant les deux antennes sont constituées par des spires sur circuit imprimé par exemple, le gain de



NOMENCLATURE

ÉMETTEUR

Résistances :

R1 : 75 Ω
R2, R25 : 470 Ω
R3, R6, R13 : 22 k Ω
R4, R16, R26, R32 : 330 Ω
R5 : 47 Ω
R7, R28, R30, R31 : 10 k Ω
R8, R9 : 220 Ω
R10, R38 : 1 k Ω
R11, R22, R23, R37 : 560 Ω
R12 : 4,7 k Ω
R14 : 15 k Ω
R15 : 33 Ω
R17, R18 : 10 Ω
R19, R33, R34 : 100 Ω
R20 : 150 Ω
R21 : 22 Ω
R24 : 2,7 k Ω
R27 : 220 k Ω
R29 : 100 k Ω
R35 : 15 Ω
R36 : 6,8 k Ω

Condensateurs :

C1, C7, C9, C13 : 220 μ F
C2, C4 : 1 nF
C3, C5, C6, C8, C10 à C15, C21 à C25 : 10 nF
C16, C18 : 10 pF
C27, C17 : 470 pF
C19, C30 : 82 pF
C20 : 1 μ F
C26 : 56 pF
C28 : 47 pF
C29 : 100 pF
C31, C32, C33 : 22 μ F
C34 : 68 pF

Semi-conducteurs :

D1, D2, D3 : 0F643
T1, T3, T4 : BC547B
T2 : BFR96

Circuits intégrés :

IC1 : UPC1678G
IC2 : LM7805
IC3 : LM7808
IC4 : LM318
IC5 : LF351

Divers :

TR1 : KANK3337 TOKO
FC1, FC2 : 6,5 MHz céramique
F1 : SEL5353 Filtre TDK
L1, L2 : CHOC
L3 : 100 nH
L4 : 6,8 μ H

RÉCEPTEUR

Résistances :

R1, R22, R25, R26, R29, R44, R52 : 470 Ω
R2, R5, R17, R35, R37, R43, R47, R48, R50 : 10 k Ω
R3, R6, R45, R46, R49 : 220 Ω
R4, R12, R14, R42 : 330 Ω
R7, R8, R53 : 15 k Ω
R9 : 27 Ω
R10 : 1 k Ω
R11 : 3,9 k Ω
R13, R31, R32, R38, R39 : 100 Ω
R15, R16, R40 : 390 Ω
R18 : 220 k Ω
R19, R20 : 560 Ω
R21, R23, R24, R27, R28 : 22 Ω
R30 : 75 Ω
R33, R41 : 180 Ω
R34, R36 : 2,2 k Ω
R51 : 2,7 k Ω
R54 : 47 k Ω
R55 : 4,7 k Ω

Condensateurs :

C1, C5, C7, C52 : 220 μ F
C2, C4, C6, C8, C9, C11, C17, C18, C19, C20, C33, C34, C48, C49, C50, C53, C55, C56, C58, C60, C61, C65, C66 : 10 nF
C3, C12, C16, C21 à C24, C41, C67 : 1 nF
C10, C42, C43, C44 : 22 μ F
C13, C14, C15, C69 : 22 pF
C25 : 560 pF
C26 : 2,2 pF voir texte
C27 : 47 pF
C28 à C32, C35, C37 à C40, C51 : 100 nF
C36 : 1 pF
C45 : 180 pF
C46 : 82 pF
C47, C54, C57, C59 : 68 pF
C62, C63, C64 : 10 μ F
C68 : 120 pF

Semi-conducteurs :

D1 : BAT48
T13, T14 : AT13484
MEL1 : SBL1 mini-circuits
T1, T2 : BFR91
T3, T5, T7, T8, T10, T12 : BC547B
T4, T6, T9, T11 : BC557B

Circuits intégrés :

IC1 : LM7805
IC2 : UPC1678G NEC
IC3 : NE568
IC4 : NE604
IC5 : LF351
IC6 : POS735 mini-circuits VCO
IC7 : LM311
IC8 : ICL7660

Divers :

TR1 : KANK3337 TOKO
FC1, FC2, FC3 : 6,5 MHz céramique
F1 : SEL5353 TDK optionnel
F2 : 006829-10 NEOSID
F3 : B1531 Siemens FOS
L1, L2, L6, L7, L8, L9, L10, L13, L14 : CHOC MPK (10 μ H UHF)
L3, L4, L5 : 100 nH
L11, L12 : 6,8 μ H
L15, L16 : 220 nH

chaque antenne peut être estimée à -15dBi, soit une perte considérable de rendement.

Dans ce cas l'atténuation maximale vaut $A=67\text{dB}$ et la portée passe à 130m. Cet exemple a été choisi volontairement pour montrer l'importance des antennes, un simple morceau de fil grossièrement taillé à 1/4 n'est pas nécessairement une antenne.

Si l'on conserve les antennes précédentes $G = -15\text{dBi}$ et que la puissance passe à 4W, par exemple avec un module de puissance hybride Motorola, $P_{\text{out}}=+36\text{dBm}$, l'atténuation maximale vaut 86dB et la portée vaut environ 1,2 km.

Même en augmentant notablement la puissance le premier résultat de 4 km n'est pas atteint.

Pour les antennes nous vous conseillons donc de considérer qu'il s'agit d'un composant et donc d'approvisionner des antennes «toutes faites». On pourra se faire conseiller par GES par exemple.

A travers ces trois exemples concrets nous espérons vous avoir fait bien sentir l'importance que revêt le choix des antennes. Ne jamais oublier que les chiffres calculés sont des résultats théoriques maxima.

Chaque obstacle placé sur le trajet émetteur-récepteur se charge de faire diminuer le résultat théorique. Dans les phases de test en limite de portée que vous serez tentés de faire, il ne faut pas mettre systématiquement en doute l'émetteur ou le récepteur mais

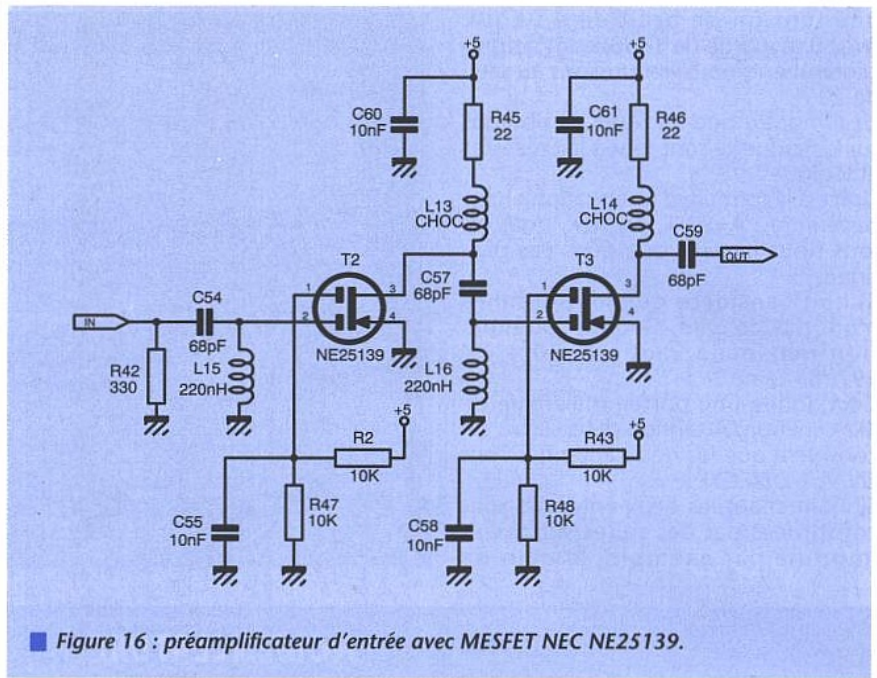


Figure 16 : préamplificateur d'entrée avec MESFET NEC NE25139.

analyser le problème dans son ensemble : émetteur + antenne + MILIEU DE PROPAGATION + antenne + récepteur.

Nous arrivons au terme de cette description en espérant qu'elle vous offrira toute satisfaction dans des domaines aussi variés que le modélisme, vidéosurveillance, ou même applications industrielles, voire reportages.

Le «design» des deux modules a inté-

gré le facteur disponibilité des composants. Il n'y a normalement aucune difficulté pour vos revendeurs qui pourront approvisionner ces composants. Le filtre TDK SEL 5353 est facultatif ; pour diminuer le coût de l'ensemble il est possible de le supprimer purement et simplement et de court-circuiter entrée et sortie.

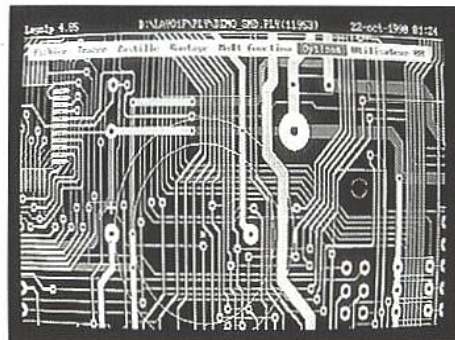
F. de DIEULEVEULT

PUBLICITE

LAYO1

Vous avez dit CAO ! Si comme moi, vous connaissez plusieurs logiciels et que vous avez à réaliser des circuits imprimés, vous avez sûrement passé des nuits blanches. Si en plus, vous avez la responsabilité d'un bureau d'études et des achats, alors vous en avez connu d'autres. En effet, la plupart des logiciels de CAO ont la particularité de se présenter d'abord sous leur angle financier... et ce n'est souvent pas une paille... Le prix justifiant la complexité, nous passons ensuite à la formation qui outre d'être très chère, a aussi la particularité d'être très concentrée et fastidieuse. Viennent enfin la prise en main et la découverte toujours très douloureuse que le fameux logiciel qui route à cent pour cent n'est d'aucun secours dans le cas particulier qui est le nôtre. Il faut dire que nous faisons du spécifique... (c'est en tout cas ce que l'on vous répondra si vous tentez de vous rebiffer). Mais tout cela est bel et bien terminé. En effet, il existe sur le marché un logiciel LAYO1E (E pour Evaluation) qui ne coûte presque rien (195 F TTC). Il dispose de toutes les fonctionnalités qu'un professionnel de la CAO peut souhaiter et ne nécessite pas une auto-formation supplice de plus de quelques heures, un quart d'heure même

si l'on veut travailler dans son mode simple, comme une planche à coller, c'est-à-dire sans création ou importation d'une netliste. De plus, il possède un routeur pour ce mode simple et un auto-routeur programmable (oui ! oui !), simple et double face qui route comme l'éclair (en



tout cas aussi simple que les autres). Mais ce routeur est surtout complètement interactif, c'est l'art du créateur qui s'exprime et c'est le logiciel qui fait le reste. On s'aperçoit tout de suite que l'ensemble est conçu par les électroniciens et non par les informaticiens. De par sa convivialité, sa simplicité (entièrement en français) et sa rapidité, c'est même sûrement le plus rapide de tous... et donc encore le plus économe. La capacité ? La version limitée

de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux...

C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continué à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

J.-C. Charles
Bureau d'études ILEP Lille

Distributeur :
Layo France SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 Hyères
Tél. : 94 28 22 59
Fax : 94 48 22 16
3614 code LAYOFRANCE

PLATINE D'EXPÉRIMENTATION FPGA XILINX

Avec le développement des technologies, de nouveaux moyens de conception s'offrent à l'électronicien.

En 1985, la société Xilinx a mis au point les premiers circuits FPGA (Field Programmable Gate Array).

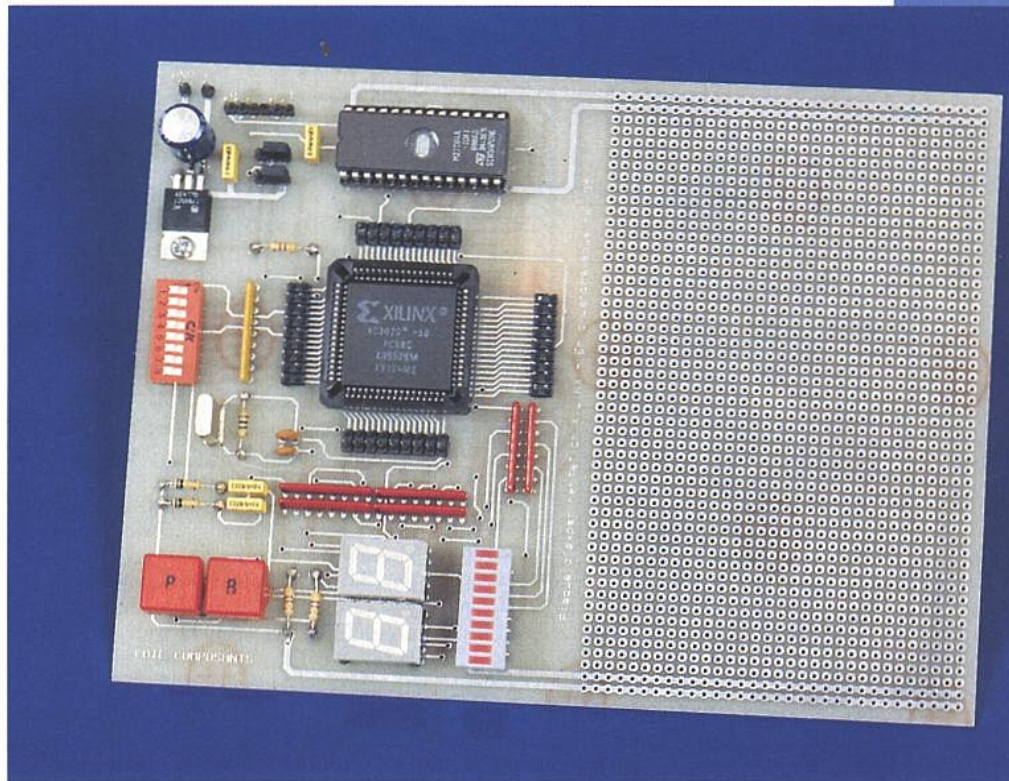
Bien plus qu'une «super PAL», ces composants permettent

une philosophie de développement de type LSI à moindre coût. Afin de vous

permettre de rentrer de plain pied dans cette nouvelle technologie, cet article

vous propose une base de développement permettant la mise en œuvre rapide

d'une application à base de FPGA.



Le marché du FPGA est en pleine expansion depuis quelques années et beaucoup pensent que l'avenir se situe en grande partie dans le gate array reprogrammable. L'augmentation massive de production ayant entraîné une baisse substantielle des prix, la solution Xilinx n'est plus désormais le privilège des PME/PMI. C'est pourquoi nous vous proposons ce mois-ci une platine d'expérimentation qui, espérons-le, vous sensibilisera au développement FPGA.

Les familles Xilinx ayant déjà fait l'objet d'une description complète dans ces colonnes, nous ne reviendrons pas sur le sujet. Pour les personnes ne connaissant pas encore les spécificités de ces composants, nous ne pouvons que leur conseiller de se reporter au numéro 545 d'ERP.

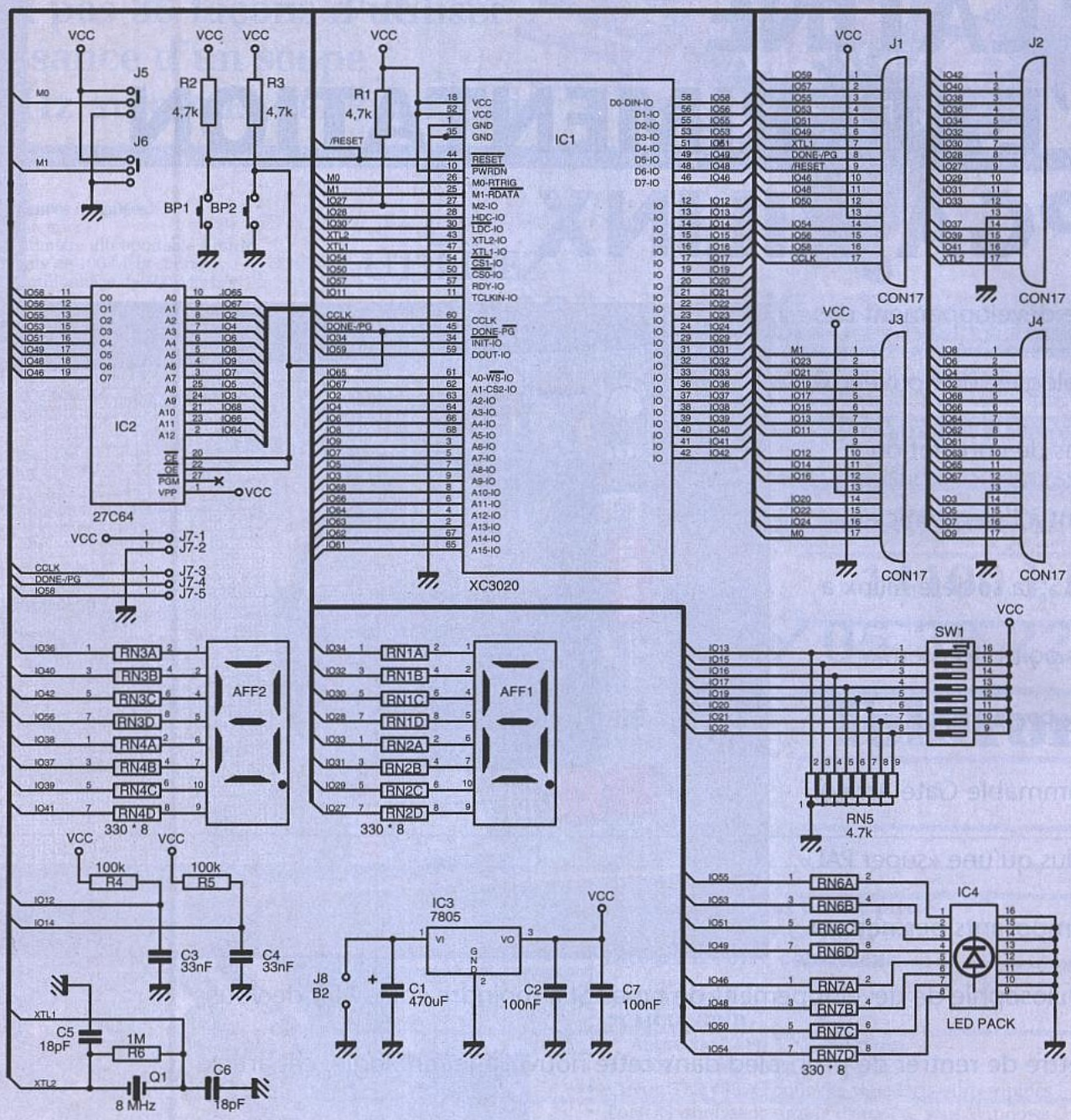
DESCRIPTION

Le schéma de la carte d'expérimentation vous est présenté sur la **figure 1** et son synoptique sur la **figure 2**.

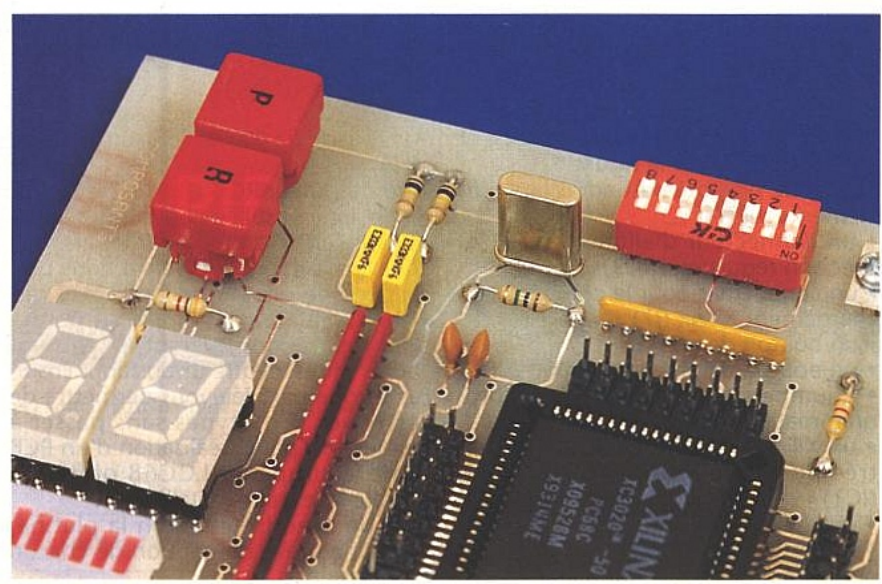
La platine proposée est composée des éléments suivant :

- un connecteur d'alimentation (J8) avec son régulateur (IC3)
- un connecteur pour le câble de télécharge Xilinx (J7)
- un bouton de reset (BP1)
- un bouton de programmation (BP2)
- 2 jumpers réglant le mode de programmation (J5, J6)
- un Xilinx XC3020 (composant d'entrée de gamme de la famille 3000) (IC1)
- une EPROM de type 27C64 (IC2)
- 4 connecteurs (J1-J4) donnant l'accès aux différentes pattes du Xilinx

- 2 afficheurs (AFF1, AFF2)
 - 8 switches (SW1)
 - 8 LED (IC4)
 - un quartz de 8 MHz (ou autre valeur) (Q1)
 - un oscillateur RC
 - une zone pastillée et 4 bandes acheminant l'alimentation pour les essais.
- Tous ces éléments devraient vous permettre une prise en main rapide des FPGAs Xilinx en développant de petites applications utilisant les entrées-sorties mises à votre disposition. Ensuite, la zone pastillée vous permettra de tester vos prototypes sans passer à chaque fois par la réalisation d'un PCB dont le support PLCC68 oblige le double face trous métallisés. Afin de prendre en main la platine, voici une brève description de chacun des éléments.



■ Figure 1 : le schéma complet de la carte.



● L'alimentation (J8)

La platine comportant un régulateur 5V (IC3), une alimentation stabilisée externe n'est pas nécessaire. Une tension d'au moins 8V est nécessaire en entrée sur J8. Un bloc secteur quelconque conviendra parfaitement.

● Le connecteur de téléchargement (J7)

Il permet de relier soit le câble Xchecker, soit le câble de téléchargement, tous deux fournis par Xilinx. Ceux-ci ne sont pas obligatoirement nécessaires dans le cadre de notre carte, car la programmation du Xilinx par EPROM a été implémentée. Le connecteur possède un détrompeur évitant toute inversion de polarité. Son brochage vous est donné en figure 3.

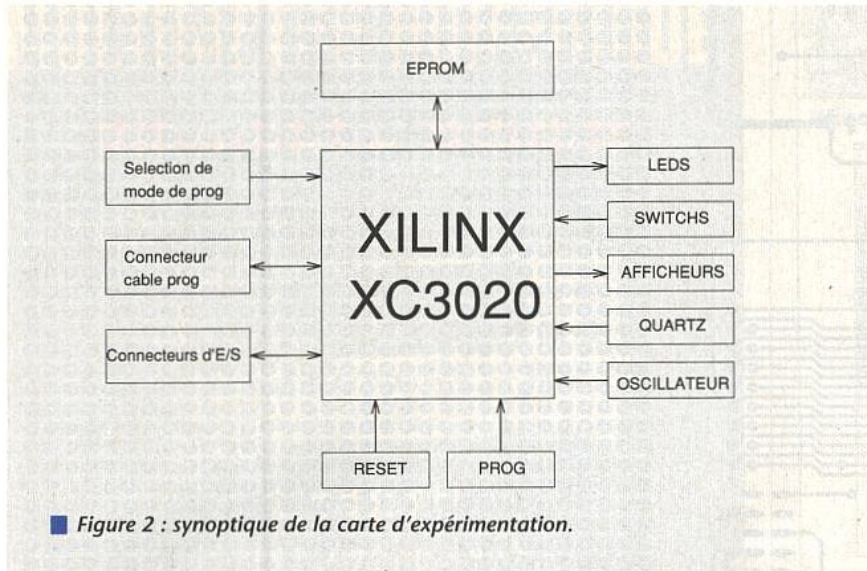


Figure 2 : synoptique de la carte d'expérimentation.

Le bouton de RESET (BP1)

Ce bouton est connecté à l'entrée RESET (active bas) de IC1. La pression de celui-ci provoque un reset asynchrone global des IOBs et CLBs du Xilinx.

Le bouton PROG (BP2)

Ce bouton est connecté à l'entrée DONE/PROG du FPGA. Il permet d'annoncer au Xilinx qu'une programmation va avoir lieu, le basculant en mode de configuration. Dans le cas où l'EPROM est utilisée, une pression sur ce bouton relance la programmation.

Les jumpers de mode (J5, J6)

Ils permettent de configurer le mode de programmation du Xilinx. M2 étant relié à VCC par l'intermédiaire de R1, seuls M0 et M1 interviennent dans la configuration. La figure 4 indique le mode de programmation choisi en fonction de la position des jumpers J5 et J6. Dans le cas de l'utilisation de l'EPROM, il faut choisir dans le Master Parallel Mode (Addr=0000 Up). Si le câble de téléchargement est utilisé, le Slave Serial Mode doit être utilisé.

Les 8 DIP-Switches

Un DIP-Switch est connecté au Xilinx par l'intermédiaire de 8 I/O réservées à l'usage général. Tout switch sur la position ON entraîne l'apparition d'un zéro logique sur l'entrée correspondante du Xilinx. La table de correspondance entre les switches et les I/O vous est donnée sur la figure 5.

Pour un usage personnel, il n'est pas recommandé de configurer ces I/O en sorties à cause des résistances de rappel à la masse (RN5). Il ne faudra bien sûr pas oublier d'ouvrir les switches dans un tel cas sous peine de créer des conflits.

Les afficheurs 7 segments

Chacun des afficheurs AFF1 et AFF2 est connecté à Xilinx par l'intermédiaire de 8 I/O réservées à l'usage général. La figure 6 indique leur brochage.

Afin de pouvoir récupérer ces I/O pour un usage personnel, il faut monter les afficheurs sur supports. Ainsi en les retirant, le FPGA est isolé des résistances RN1-RN4.

Les 8 LED (IC4)

Elles sont connectées par l'intermédiaire de 8 I/O à usage général. Un état haut logique en sortie du Xilinx se traduit par l'allumage de la LED. La table de correspondance entre les LED et les I/O du Xilinx se trouve sur la figure 7. Afin de pouvoir récupérer ces I/O pour un usage personnel, il faut monter IC4 sur un support. Si vous avez besoin des I/O utilisées par les LED, retirez IC4 de son support. RN6 et RN7 seront ainsi isolés du FPGA.

L'oscillateur RC

La platine d'expérimentation inclut un oscillateur RC qui s'utilise en conjonction avec la macro GOSC. Une fois le Xilinx configuré, l'oscillateur génère une horloge à environ 100 Hz. Les I/O 12 et 14 sont utilisés par celui-ci et ne sont donc plus disponibles pour un usage personnel (à moins de dessouder C3, C4, R4 et R5).

Le quartz

Utilisés avec les pattes XTL1 et XTL2 du Xilinx, le quartz permet l'obtention d'une horloge stable. La valeur du quartz est recommandée entre 3,579 MHz et 8 MHz.

RÉALISATION

Le typon double face de la carte d'expérimentation est donné aux figures 8 et 9. L'implantation des composants est fournie figure 10. Vu la présence du support PLCC68, la finesse des pistes et le nombre de traversées, il est fortement recommandé de réaliser la carte en trous métallisés, nous pouvons en fournir les fichiers EPS sur demande.

Lors de l'implantation des composants, n'oubliez pas de placer AFF1,

Brochage de J7	Nom	Couleur du fil
1	VCC	rouge
2	GND	noir
3	CCLK	jaune
4	D/P	bleu
5	non connectée	non connectée
6	DIN	vert

Figure 3 : brochage du connecteur de téléchargement.

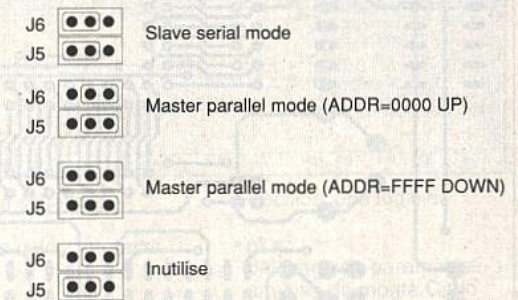


Figure 4 : mode de programmation en fonction de la position des cavaliers.

DIP Switches	numéro d'IO
SW1-7	22
SW1-6	21
SW1-5	20
SW1-4	19
SW1-3	17
SW1-2	16
SW1-1	15
SW1-0	13

Figure 5 : correspondance switch - I/O.

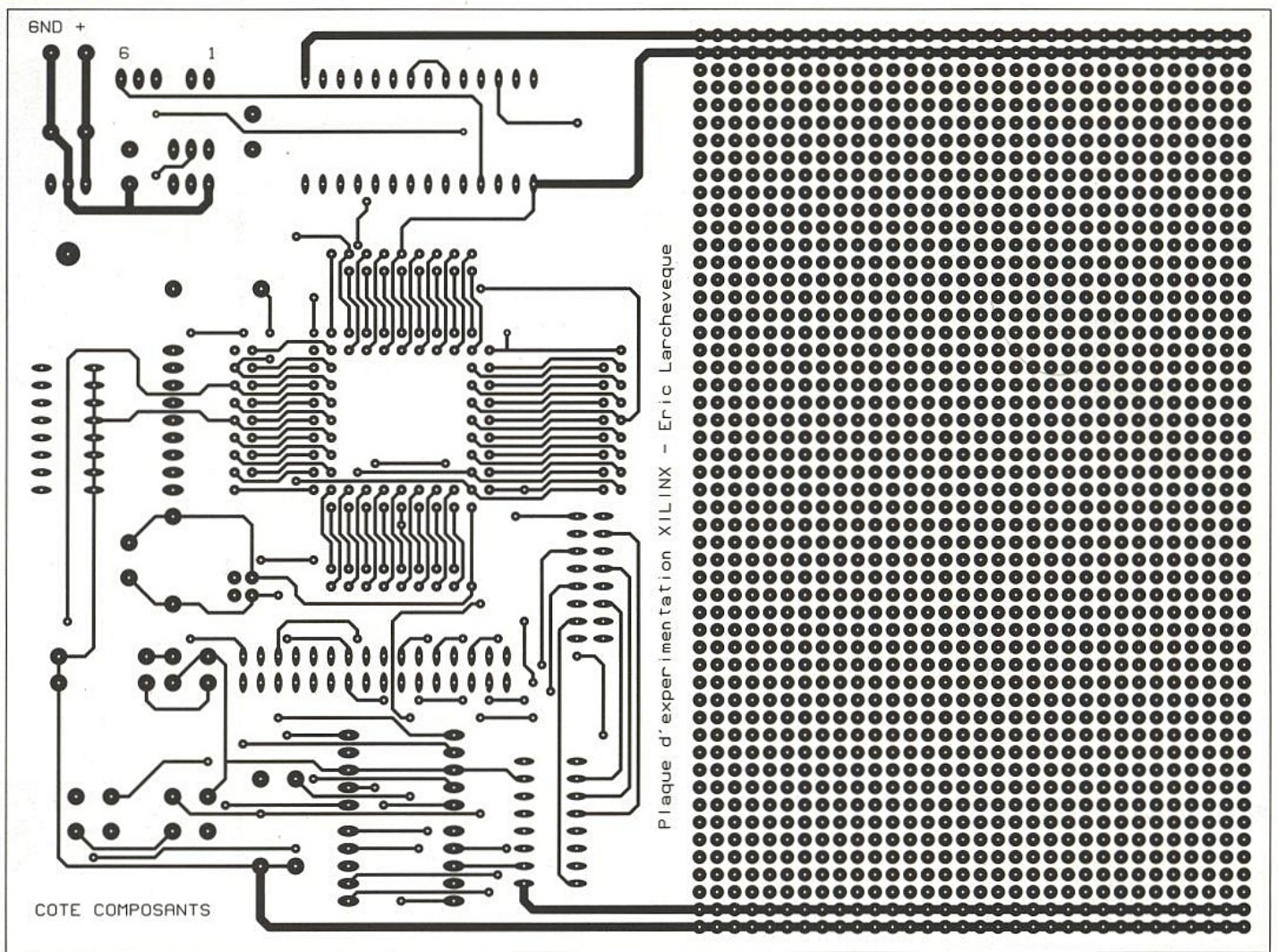
AFF1	numéro d'IO
a	32
b	34
c	27
d	31
e	33
f	30
g	28
point décimal	29

AFF2	numéro d'IO
a	40
b	36
c	41
d	37
e	38
f	42
g	56
point décimal	39

Figure 6 : brochage des afficheurs, 2 x 8 I/O.

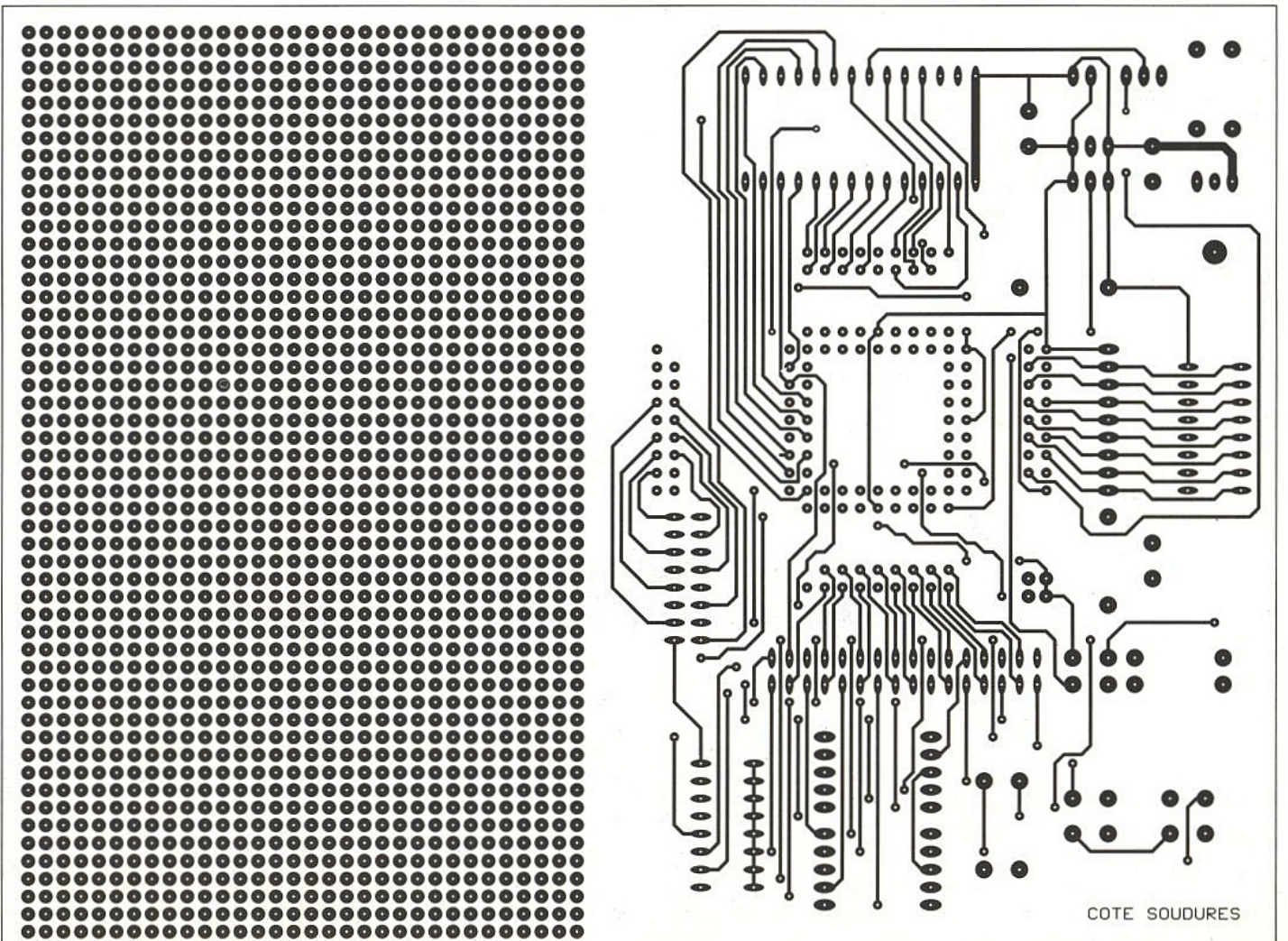
LED PACK	numéro d'IO
O7	54
O6	50
O5	48
O4	46
O3	49
O2	51
O1	53
O0	55

Figure 7 : brochage des 8 LED, 1 x 8 I/O.



■ Figures 8 et 9.

Suite versu suivant



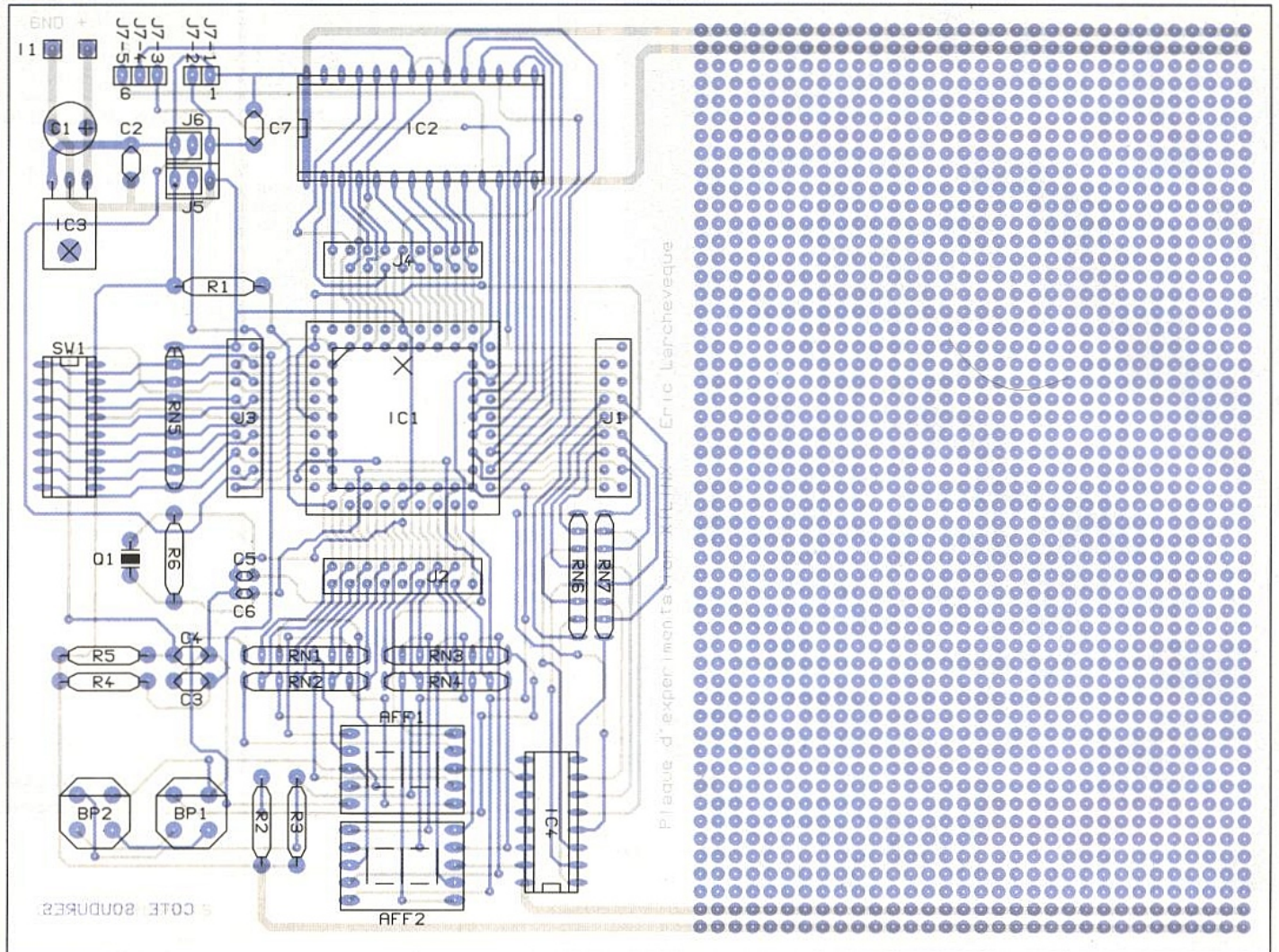


Figure 10.

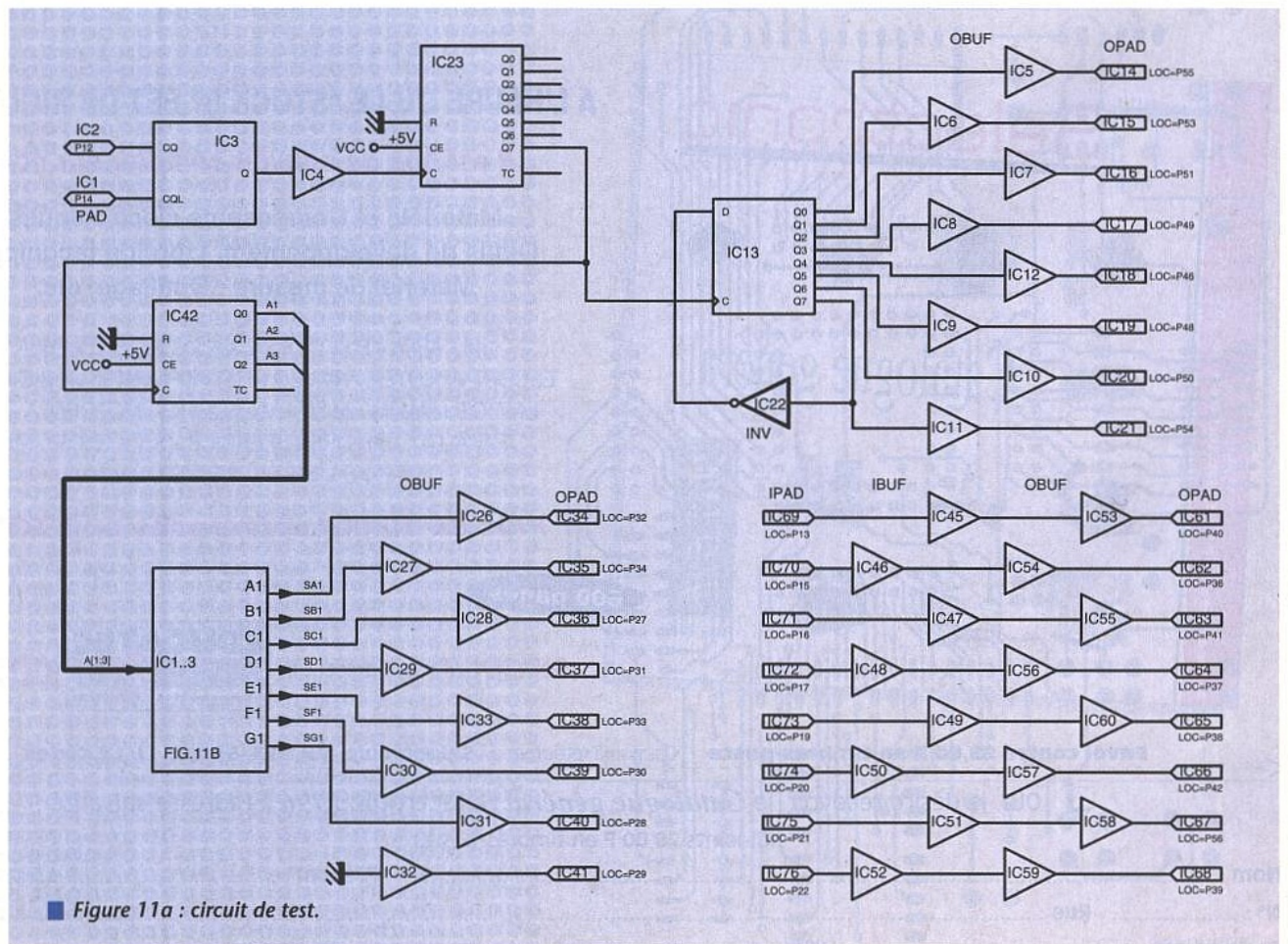


Figure 11a : circuit de test.

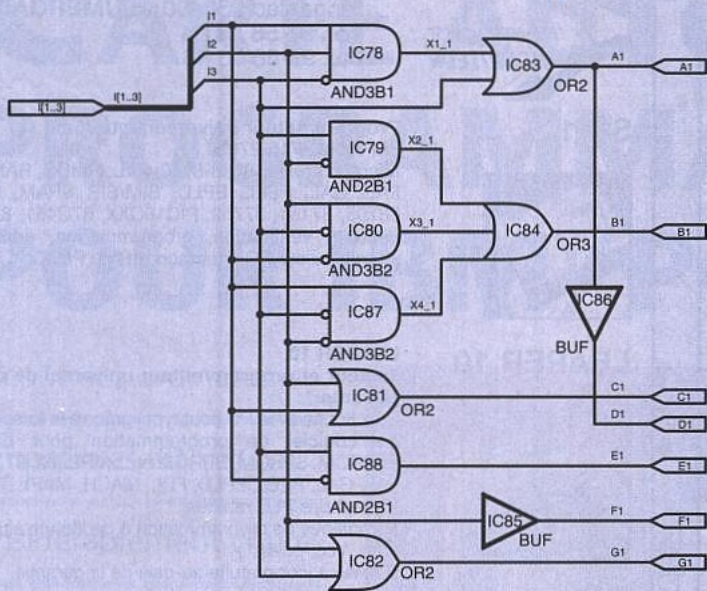


Figure 11b.

AFF2, SW1 et IC4 sur support sous peine de perdre de nombreuses I/O potentielles pour une application personnelle. Attention aussi au sens du support de IC1, qui se repère par la position du détrompeur.

Avant d'installer le Xilinx sur son support, vérifiez la bonne valeur de l'alimentation en sortie du 7805 (on est jamais trop prudent).

EXPÉRIMENTATION

Maintenant que la platine est réalisée, il est temps de passer aux premiers essais. L'application que nous vous proposons a juste pour but d'effectuer un test rapide de la carte et de valider son fonctionnement. Tous les éléments de la platine (switches, LED, afficheurs, circuit RC, quartz) sont utilisés et testés.

Le schéma du circuit de test est présent figure 11. Sa simplicité fait qu'il s'explique de lui-même : des switches commandent l'allumage de AFF2, les LED et AFF1 suivant un cycle d'allumage et d'extinction élémentaire. Le circuit RC fournit l'horloge pour la com-

mande des LED, et le quartz, la commande de AFF1. Afin d'obtenir une base de temps de l'ordre de la demiseconde, des compteurs utilisés en diviseurs sont employés.

Une fois l'exemple saisi et routé, vous pouvez télécharger la configuration du Xilinx soit par le câble X-Checker soit par l'EPROM. Si tout se passe bien, vous devriez voir les LED et AFF1 clignoter. Vérifiez ensuite que SW1 commande bien AFF2.

En appuyant sur le bouton de reset, vous verrez que le cycle d'allumage-extinction est réinitialisé. L'appui sur le bouton de programmation relancera le cycle de transfert EPROM vers Xilinx. Maintenant que tous les éléments de la carte sont opérationnels, vous pouvez donner libre cours à vos propres réalisations. Les entrées-sorties du Xilinx seront récupérées sur J1-J4 (voir la figure 12 pour la topologie des E/S sur les connecteurs), et les deux bandes d'alimentation vous éviteront l'emploi d'une source externe. Attention cependant de ne pas dépasser la consommation maximale indiquée par votre alimentation secteur.

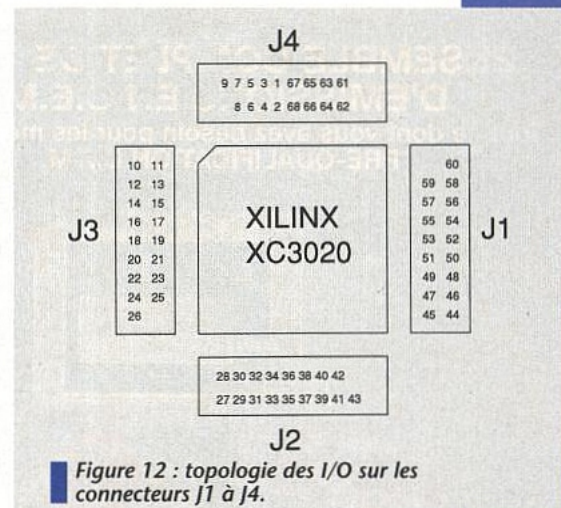


Figure 12 : topologie des I/O sur les connecteurs J1 à J4.

CONCLUSION

Vous êtes maintenant possesseur d'une carte de développement Xilinx qui, nous l'espérons, vous sensibilisera au développement FPGA. S'il faut une preuve que ces composants s'intègrent dans une politique avant-gardiste, une bourse européenne nommée JESSICA se propose de financer entièrement tout projet utilisant des FPGAs afin de populariser cette technique. Cette bourse ne concerne que les PME/PMI qui n'ont encore jamais utilisés d'ASIC.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter bonne réalisation, espérant que cette plaque d'essais vous sera d'une grande utilité pour vos futures études.

E. LARCHEVÊQUE

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1, R2, R3 : 4,7 kΩ
- R4, R5 : 100 kΩ
- R6 : 1 MΩ
- RN1, RN2, RN3, RN4, RN6, RN7 : RSIL4 x 330 Ω
- RN5 : SIL8 , 4,7 kΩ

Condensateurs :

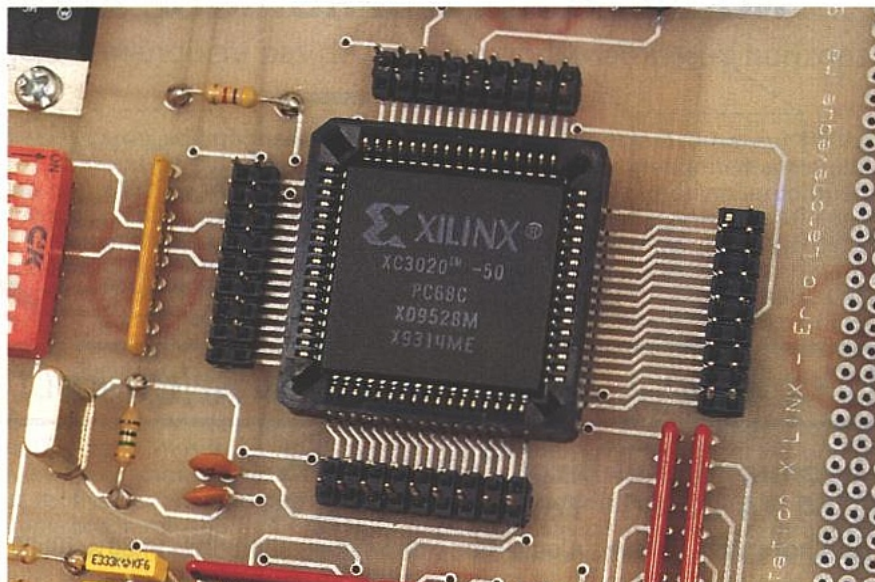
- C1 : 470 μF
- C2, C7 : 100 nF
- C3, C4 : 33 nF
- C5, C6 : 18 pF

Circuits Intégrés :

- IC1 : XC3020 Xilinx
- IC2 : 27C64
- IC3 : 7805
- IC4 : LED pack MV 57164.508 H

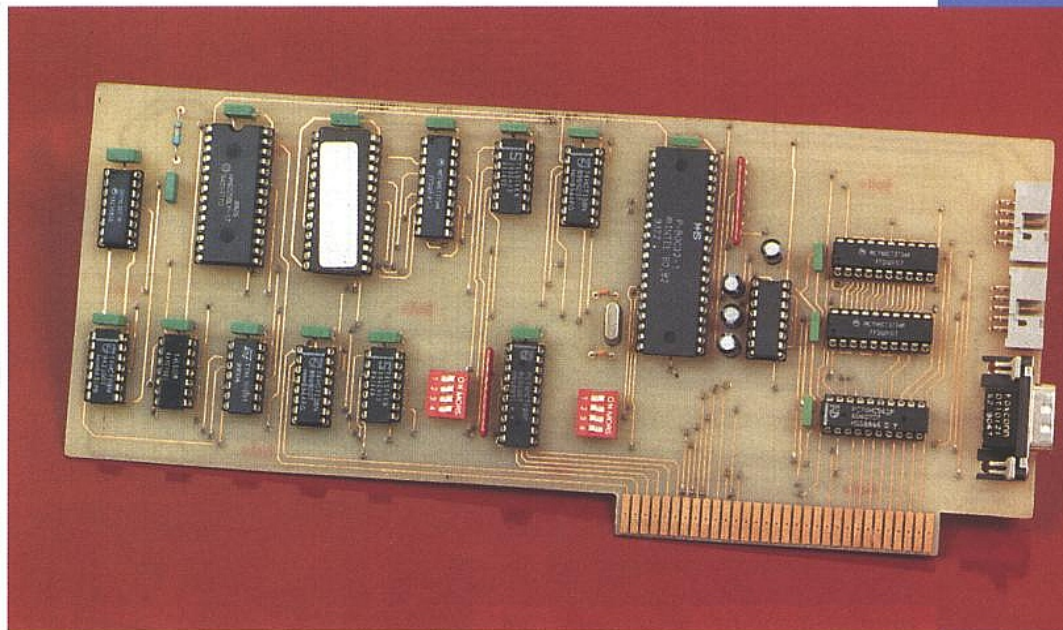
Divers :

- SW1 : SW DIP-8 switches
- J1, J2, J3, J4 : CON17 points
- J5, J6 : cavaliers
- Q1 : 8 MHz
- AFF2, AFF1 : afficheurs LTS 547 AR
- BP1, BP2 : BP inverseurs



CARTE AUTOMATE PROGRAMMABLE POUR IBM/PC

Le coût des ordinateurs
compatibles IBM/PC a
considérablement chuté
ces dernières années
tandis que leurs
performances n'ont
cessé de progresser.
C'est pourquoi il n'est



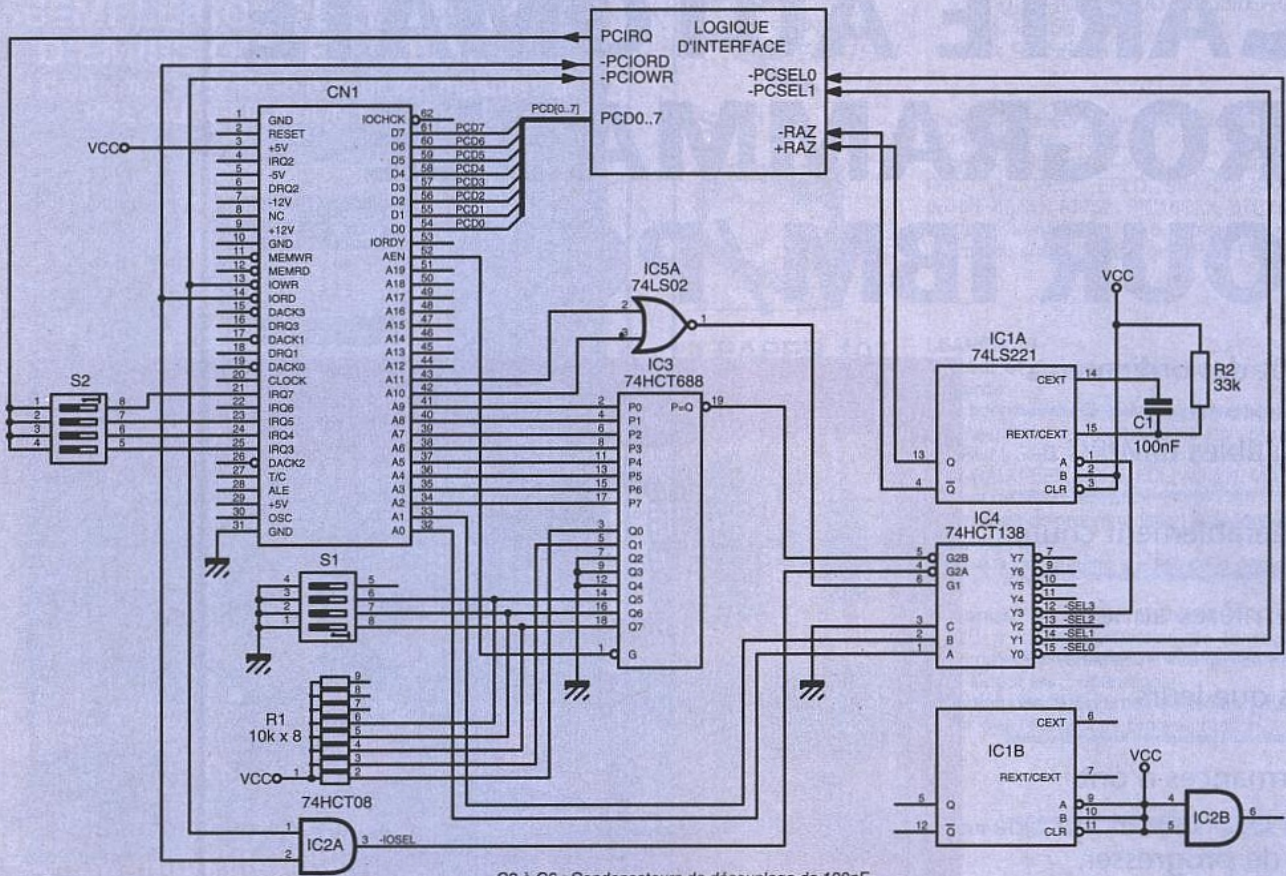
pas étonnant qu'ils soient utilisés pour réaliser des automates de toutes sortes.

Mais bien souvent l'ordinateur est mobilisé complètement pour une application donnée. Cette situation peut être un handicap pour l'utilisateur final. La carte que nous vous proposons ce mois-ci est en réalité un «pico-ordinateur» qui prend place dans votre ordinateur. La carte est accompagnée de plusieurs programmes de démonstration pour l'environnement DOS et WINDOWS, ce qui ne manquera pas de vous ouvrir de nombreux horizons.

Les cartes additionnelles qui permettent de transformer un vieux PC en automate programmable ne manquent pas. Les lecteurs de la revue ont d'ailleurs été comblés dans ce domaine. Les cartes qui vous ont été proposées jusqu'ici nécessitent un programme qui monopolise totalement le temps de calcul du CPU de votre ordinateur. Bien entendu avec l'environnement WINDOWS, vous avez la possibilité de réaliser des programmes multitâches. Mais il faut bien avouer que la programmation sous WINDOWS est relativement plus complexe qu'une simple programmation sous DOS. Quoi qu'il en soit, à moins d'avoir installé la dernière mouture de WIN-

DOS sur votre ordinateur (WINDOWS 95) le fonctionnement multitâches que vous pouvez escompter n'est pas ce qu'il y a de plus «fluide». Vous savez peut-être que WINDOWS, pour les versions 3 et 3.1, est un système multitâches dit «coopératif». Ceci signifie que le temps alloué aux différentes tâches lancées sous WINDOWS n'est pas contrôlé avec précision. La raison de tout ceci est simple : en gros, WINDOWS ne peut passer le contrôle à la tâche suivante que lorsqu'on est sûr que la tâche en cours ne réalise pas une opération bloquante. Le «DOS» n'étant pas un système «réentrant» il n'est pas possible de réaliser certaines actions plusieurs fois de suite de façon

réursive. Ceci concerne essentiellement les actions associées aux fichiers. En définitive le passage du contrôle à la tâche suivante s'effectue essentiellement lors d'une demande au «KERNEL» (ou «noyau») de WINDOWS. Avec «WINDOWS 95», les choses s'améliorent nettement puisque cette version permet un fonctionnement multitâches dit «préemptifs». Avec cette version les différentes tâches en cours peuvent être interrompues après un laps de temps précis, ce qui permet de répartir plus équitablement le temps du CPU de l'ordinateur. La «fluidité» du fonctionnement des différentes tâches en cours est donc grandement améliorée.



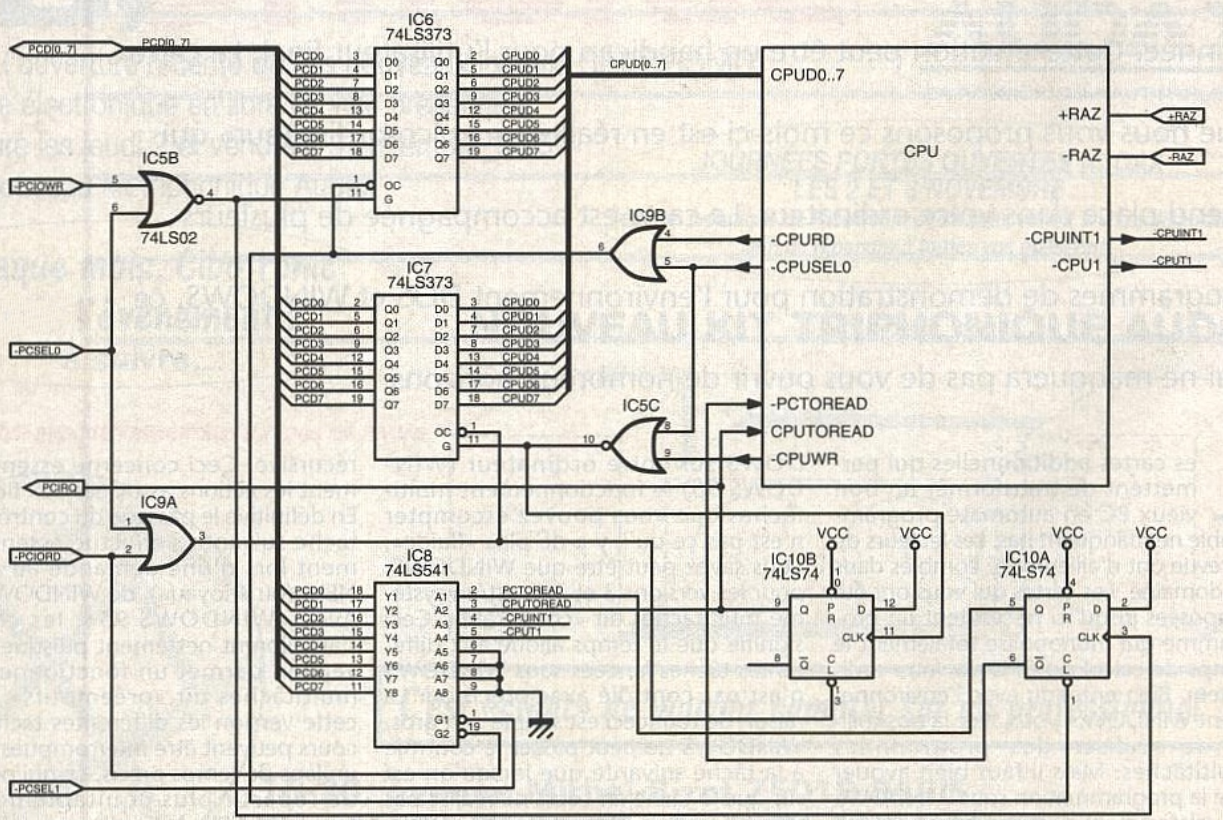
C2 à C6 : Condensateurs de découplage de 100nF

Figure 1 : schéma - partie décodage d'adresses.

Mais quel que soit le système multi-tâches que vous utiliserez, le temps de calcul du CPU est compté. C'est bien pour cette raison que les dernières ver-

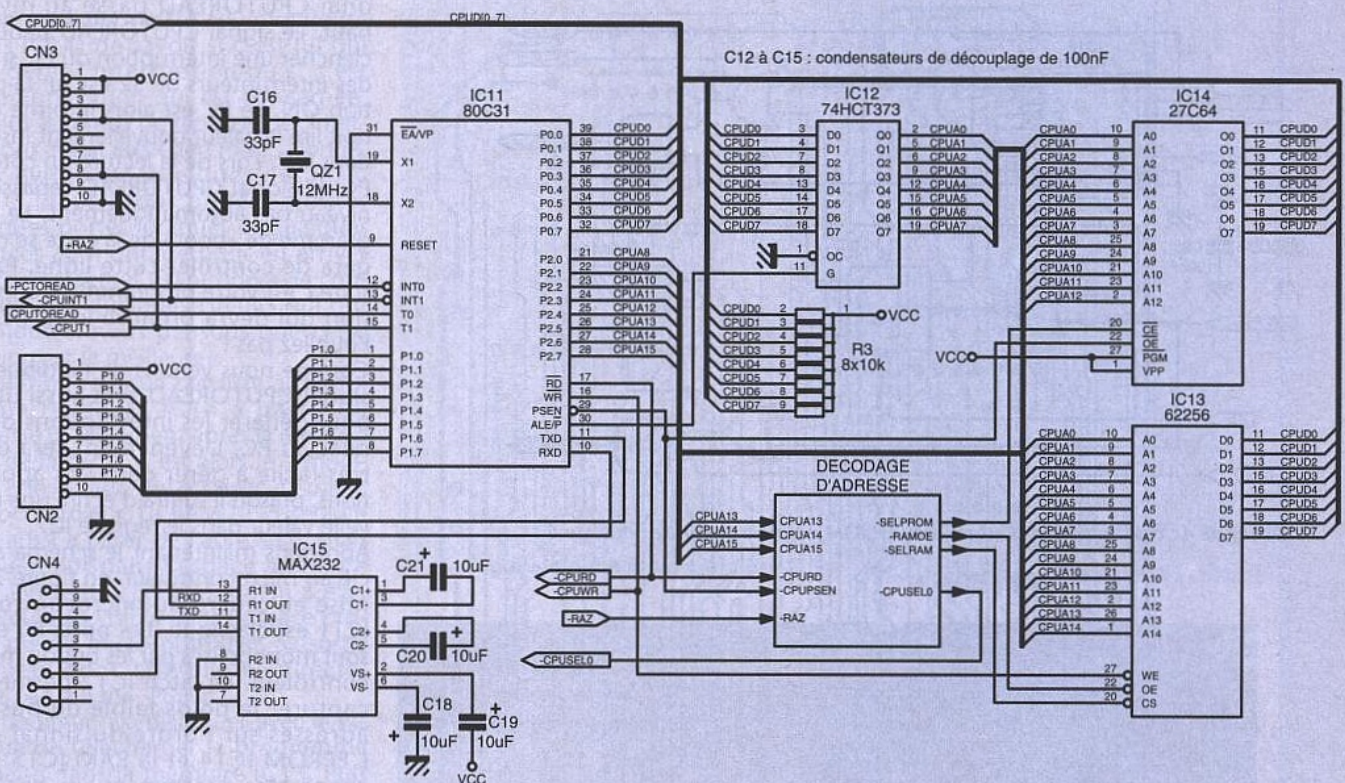
sions de WINDOWS réclament un ordinateur rapide pour conserver des temps de réponse acceptable, et donc un confort d'utilisation appréciable.

Après ces quelques détails, nous pouvons revenir à l'intérêt de notre carte programmable. Imaginons un instant que vous souhaitiez réaliser un système

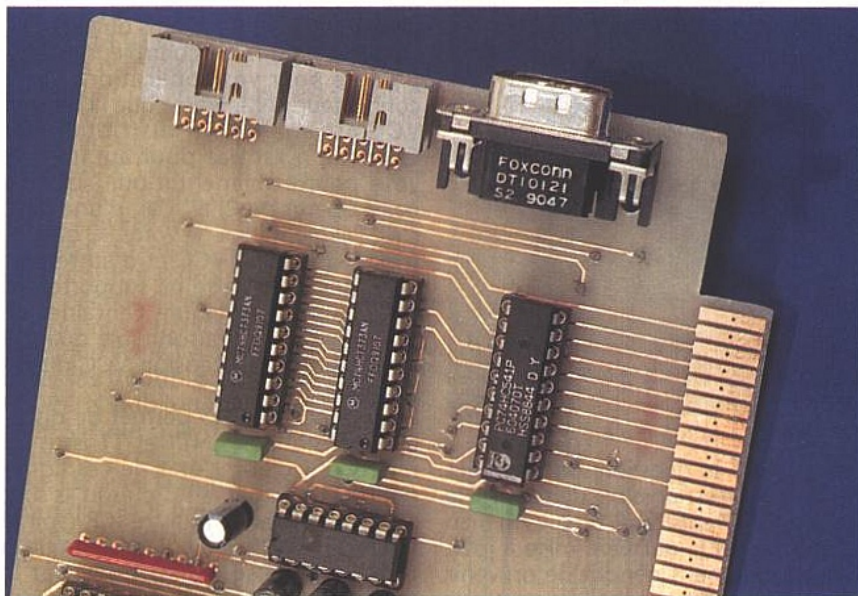


C7 à C11 : Condensateurs de découplage de 100nF

Figure 2 : logique d'interface.



■ Figure 3 : le microcontrôleur et son environnement.



qui scrute des contacts d'alarme et qui, dans le même temps, examine des messages qui transitent sur un port série.

Le but du système sera d'informer une personne présente devant l'ordinateur si certaines conditions surviennent, sans pour autant monopoliser l'ordinateur. Il est possible de réaliser un tel système avec des cartes d'acquisition, en plus de l'utilisation d'un port série du PC. Sous DOS l'ordinateur sera totalement monopolisé, tandis que sous WINDOWS le traitement des informations risque fort de ralentir le travail de l'opérateur. A la longue ce dernier sera sûrement excédé par les temps d'attente, au point qu'il abandonnera l'idée de tout faire à partir d'un seul ordinateur.

C'est dans ce contexte que notre carte peut venir à votre secours. Cette carte

dispose d'un microcontrôleur 80C32 dont les ressources seront entièrement disponibles pour votre application. Vous pourrez télécharger à loisir tous les programmes de votre crû, ce qui rend la carte quasi-universelle. La carte pourra ensuite attirer l'attention de l'ordinateur au moyen d'une ligne d'interruption, lorsque votre programme d'application le décidera. La carte dispose d'un port série indépendant ce qui peut même vous permettre de rendre une application totalement indépendante. Le PC se contentera alors de télécharger le programme, au démarrage de la machine. Nous vous proposerons quelques programmes de démonstration pour accompagner la carte. Vous constaterez que la programmation de l'ensemble reste accessible, bien que les possibilités soient très entendues.

SCHÉMAS

Les schémas de la carte PC8052 sont visibles des figures 1 à 4. En figure 1 on trouve le décodeur des lignes d'adresses de l'ordinateur. Le circuit IC3 associé à la porte IC5A réalise le plus gros du travail, tandis que le circuit IC4 détermine le registre adressé au final. Vous noterez que la porte IC2A bloque le fonctionnement de IC4 en dehors des opérations d'entrées/sorties du PC. Ceci est nécessaire pour ne pas interférer avec la mémoire conventionnelle.

La sortie Y3 du circuit IC4 commande le monostable IC1A. Les sorties du monostable serviront à la remise à zéro de la carte PC8052, en vue de pouvoir télécharger le programme d'application. Les deux sorties complémentaires du circuit IC1A seront utilisées par les différentes sections de la carte. Vous noterez avec intérêt que le déclenchement du monostable IC1A peut s'effectuer à la fois par une opération de lecture et une opération d'écriture. Le contenu du bus des données (en lecture ou en écriture) n'a aucune importance. Seule l'adresse demandée sur le bus du PC est importante, du moment qu'elle correspond à l'adresse qui rend active la sortie Y3 du circuit IC4.

La ligne d'interruption sera distribuée sur le bus du PC via S2. Vous pourrez ainsi piloter au choix IRQ3, IRQ4, IRQ5 et IRQ7. Nous avons délibérément limité le choix aux lignes d'interruptions associées habituellement aux ports série et imprimante du PC. Ceci évitera d'interférer avec des fonctions importantes, comme par exemple le contrôle d'un disque dur (avec le «plantage» assuré de la machine).

Abordons maintenant le sous-ensemble «logique d'interface» indiqué

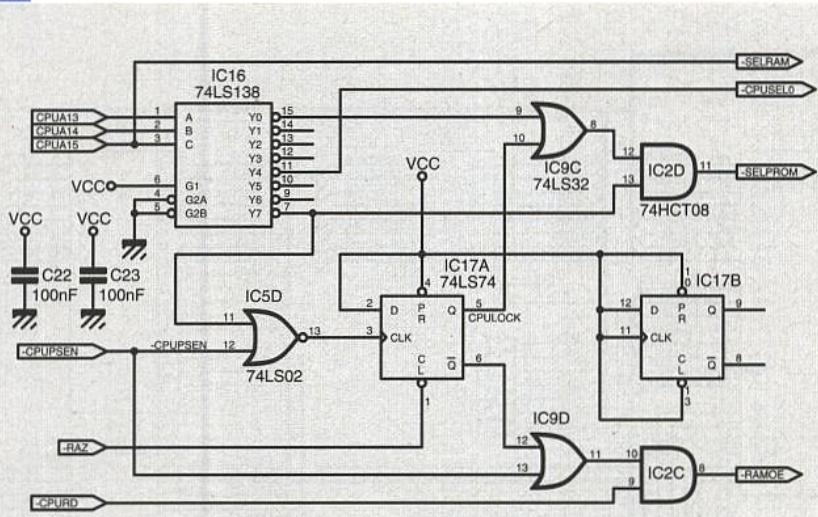
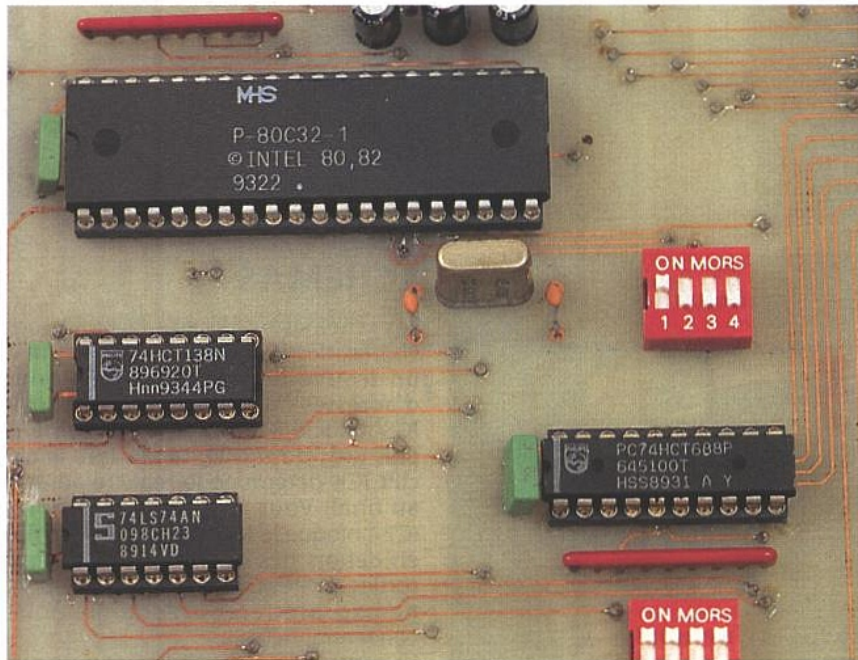


Figure 4 : astuce utilisée pour rendre l'EPROM visible à partir de l'adresse 0.



sur la figure 1. Les détails de ce sous-ensemble sont reproduits en figure 2. On trouve sur cette figure les registres qui permettent le dialogue entre le microcontrôleur de notre carte et le microprocesseur de votre ordinateur. Le registre IC6 permet de capturer les données que le PC souhaite fournir au CPU de la carte, tandis que le registre IC7 permet l'opération inverse. Vous noterez que les deux registres en question répondent à la même adresse par paire, du côté vu par le PC (-PCSELO) et du côté vu par le CPU de la carte (-CPUSELO). Ce sont les signaux de lecture ou d'écriture qui déterminent le registre concerné par la sélection. Les portes IC5B, IC5C, IC9A et IC9B sont utilisées dans ce but.

Le registre IC8 est un peu différent, puisqu'il permet au PC de prendre connaissance de l'état du fonctionnement de la carte. Les signaux -CPUT1 et -CPUINT1 sont fournis directement par le microcontrôleur qui équipe notre carte. Votre application aura le contrôle total des ces lignes. Les signaux PCTOREAD et CPUTOREAD sont issus des bascules IC10A et IC10B.

Les bascules en question sont montées de sorte qu'il est possible de savoir si le contenu des registres IC6 et IC7 a bien été lu depuis la dernière mise à jour. Cet arrangement permet de prévenir les pertes de données qui ne manqueraient pas de survenir. Le logiciel du PC et le logiciel de la carte devront tous les deux venir examiner les lignes en question avant de placer une nouvelle valeur dans les registres.

Notez que du côté du PC, les signaux sont actifs au niveau haut, tandis que du côté du CPU de la carte nous utiliserons aussi le complément du signal PCTOREAD. Lorsque le PC écrit une valeur dans le registre IC6 le signal PCTOREAD passe au niveau haut. En même temps, le signal -PCTOREAD passe au niveau bas pour indiquer au microcontrôleur de la carte qu'il est temps de lire le contenu du registre IC6. Le PC attendra que le microcontrôleur ait lu le registre IC6 avant d'y placer une nouvelle valeur. Pour cela il devra attendre que le signal PCTOREAD repasse au niveau bas.

Dans le même ordre d'idée, lorsque le microcontrôleur de notre carte écrit

une valeur dans le registre IC7, le signal CPUTOREAD passe au niveau haut. Le signal CPUTOREAD peut déclencher une interruption du PC si l'un des interrupteurs de S2 est sur la position ON. Le PC est alors informé qu'il doit lire la valeur nouvellement inscrite dans IC7. Lors de la lecture du côté du PC, le signal CPUTOREAD repasse au niveau bas automatiquement. Le programme de «boot» de la carte se chargera de contrôler cette ligne. Par la suite c'est votre programme d'application qui devra prendre le relais. Ne l'oubliez pas !

Comme nous venons de l'indiquer, le signal CPUTOREAD sera aussi utilisé pour générer les interruptions destinées au PC. L'événement sera donc très facile à gérer dans vos applications, puisqu'il suffira d'écrire une nouvelle valeur dans le registre IC7.

Abordons maintenant le schéma associé à un microcontrôleur, en figure 3. La mise en œuvre du microcontrôleur IC11 est classique. Les ports P0 et P2 sont monopolisés par les bus du microcontrôleur. Le latch IC12 permet de capturer le poids faible du bus des adresses sur l'ordre du signal ALE. L'EPROM IC14 et la RAM IC13 sont connectées directement aux bus ainsi formés. Les résistances du boîtier R3 permettent de garantir l'état haut du bus des données, puisque le port P0 dispose de sorties à drains ouverts.

Le port P1 du microcontrôleur est disponible pour vos applications via le connecteur CN2. Notez que la tension VCC est également distribuée par CN2. Ce n'est pas pour autant que vous pourrez alimenter une «usine à gaz» à partir de CN2. Car, d'une part, c'est l'alimentation de votre PC qui distribue la tension VCC et d'autre part les pistes de la carte ne supporteront guère plus de quelques centaines de mA. Soyez donc raisonnable quant à l'utilisation de la tension VCC disponible sur CN2.

Le connecteur CN3 permet de distribuer les signaux -INT1 et T1 issus du microcontrôleur. L'état de ces lignes pourra être lu par le PC puisqu'ils sont aussi distribués au registre IC8 (voir la figure 2). Une fois de plus, bien que la tension VCC soit distribuée par le connecteur CN3 il ne faudra pas être trop gourmand.

Nous avons passé sous silence la sélection des boîtiers IC14 et IC13 volontairement, pour pouvoir aborder la question en même temps que les explications associées au schéma de la figure 4. L'EPROM IC14 contiendra le programme de «boot» de la carte tandis que la RAM IC13 contiendra votre programme d'application.

Nous aurions pu vous imposer certaines restrictions quant à l'utilisation de la carte, mais nous ne l'avons pas fait. Par exemple si nous avions obligé la RAM à répondre à l'adresse 8000H, cela aurait bien arrangé nos affaires. En contrepartie tous vos programmes auraient dû débuter par l'instruction «ORG 8000H». Dans ce cas de figure nous aurions été obligés de rediriger les interruptions vers les adresses de la RAM pour vous permettre d'utiliser les lignes -INT0 et -INT1. Par ailleurs il au-

rait été nécessaire de réserver au moins un bit pour permettre au «moniteur» (dans IC14) de savoir si c'est lui qui doit gérer l'interruption ou si c'est votre application qui est concernée. De plus le temps de réponse des interruptions aurait été légèrement allongé. Pour éviter ces quelques désagréments, nous avons préféré ajouter quelques portes logiques et quelques bascules au montage pour en arriver au schéma actuel. Etant donné le coût ridicule des quelques circuits qui ont été ajoutés, nous pensons que cette solution est la meilleure.

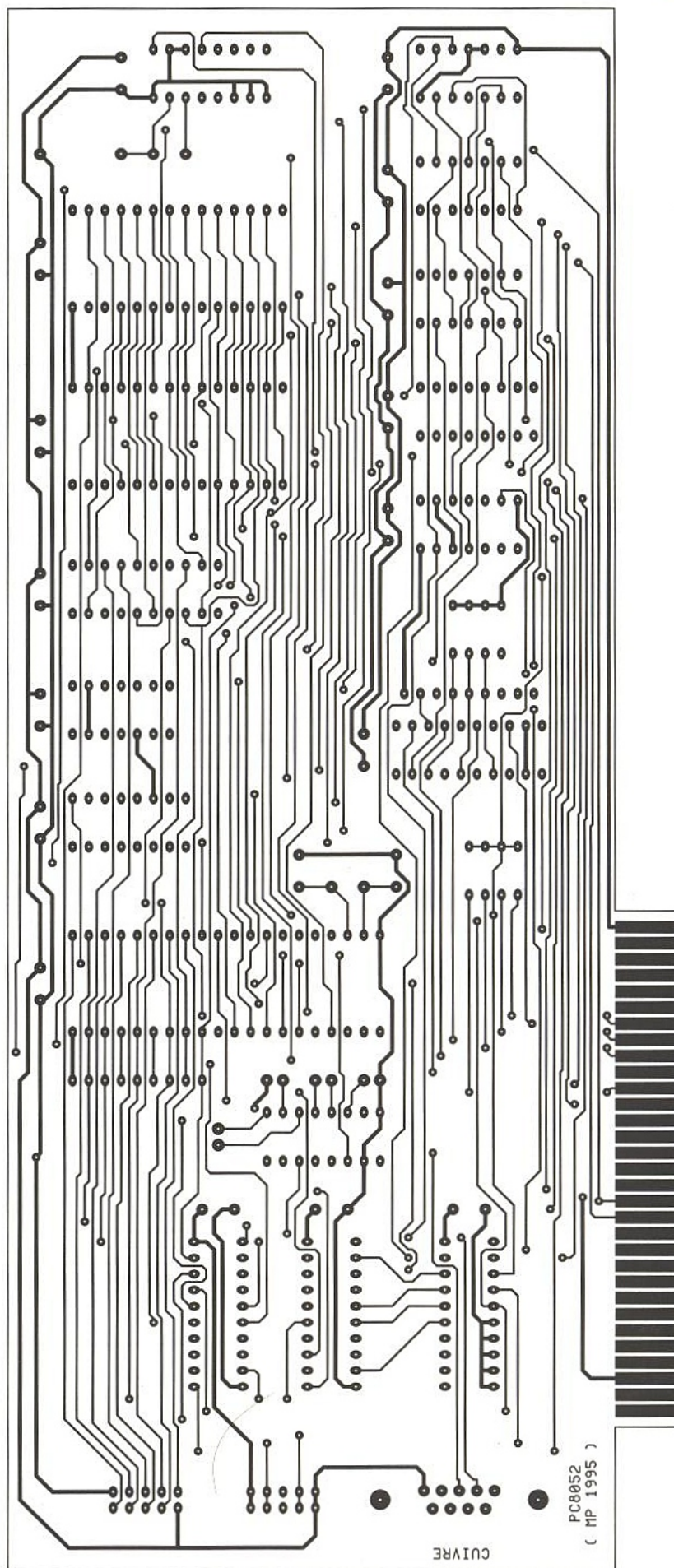
La solution retenue consiste à rendre visible l'EPROM IC14 à partir de l'adresse 0, seulement après la remise à zéro de la carte. C'est alors le «moniteur» de la carte qui est exécuté par le microcontrôleur. La RAM IC13 sera visible aussi à partir de l'adresse 0, mais uniquement dans l'espace mémoire pour l'instant. L'EPROM, quant à elle, sera toujours visible dans l'espace programme du microcontrôleur. Sa sortie -OE peut donc être pilotée directement par la ligne -PSEN.

Le «moniteur» va dialoguer avec le PC en vue de télécharger le programme souhaité dans la mémoire IC13. Puis lorsque le chargement est terminé le «moniteur» va rendre la RAM IC13 visible dans l'espace programme à partir de l'adresse 0. Dans le même temps, la ROM IC14 va changer d'adresse, pour laisser la place libre.

Examinons comment cela est possible (voir la figure 8). Lors de l'initialisation le signal -RAZ force la sortie Q de la bascule IC17A à l'état bas (signal LOCKCPU). Dans ce cas de figure la sortie -SELPROM est le résultat d'une fonction «ET» entre les sorties Y0 et Y7 du démultiplexeur IC16. Le circuit IC16 découpe l'espace adressé par le microcontrôleur en tranche de 8KO de sorte que l'EPROM sera visible pour les adresses 0000h à 1FFFh et E000h à FFFFh. N'oublions pas que l'EPROM n'est visible que dans l'espace programme en raison de la liaison de l'entrée -OE avec le signal -PSEN.

Les registres IC6 et IC7, quant à eux, seront sélectionnés par le signal -CPUSEL issu de la sortie Y4 du circuit IC16. Cette sortie sera active pour les adresses 8000h à 9FFFh. Les registres seront donc visibles à plusieurs adresses, ce qui n'est pas gênant puisque l'espace concerné est disponible.

Toujours après initialisation de la carte par le signal -RAZ, la sortie -Q de la bascule IC17A est au niveau haut. Le signal -RAMOE est alors la copie du signal -CPURD. Les sorties du boîtier IC13 ne pourront donc prendre le contrôle du bus du microcontrôleur que pendant une opération de lecture dans l'espace mémoire. Lors d'une lecture dans l'espace programme la ligne -RAMOE restera au niveau haut. La sélection du boîtier RAM IC13 (-SELRAM) n'est autre que la ligne CPUA15. Le boîtier IC13 sera donc actif en permanence pour les adresses 0000h à 7FFFh, quel que soit l'espace adressé par le microcontrôleur. C'est la ligne -RAMOE qui interdit les conflits dans ce cas de figure.



■ Figure 5 : la carte côté cuivre.

Abordons maintenant le rôle de la porte IC5D. Si le programme «moniteur» de la carte demande l'exécution d'une instruction à une adresse com-

prise entre E000h et FFFFh la ligne -CPUPSEN est à l'état bas en même temps que la sortie Y7 du circuit IC16. Dans ce cas précis, la sortie de IC5D

passé au niveau haut ce qui génère un front d'horloge pour la bascule IC17A. La sortie Q de la bascule passe au niveau haut tandis que la sortie -Q passe au niveau bas. A partir de ce moment là, le signal -SELPROM est actif seulement lorsque la sortie Y7 du circuit IC13 est active. L'EPROM devient alors visible seulement pour les adresses E000h à FFFFh. L'instruction demandée pourra donc être trouvée normalement dans l'EPROM. Mais désormais le signal -RAMOE est actif lorsque l'un des signaux -CPURD ou -CPUPSEN est actif. La mémoire IC13 devient visible à la fois dans l'espace mémoire et dans l'espace programme.

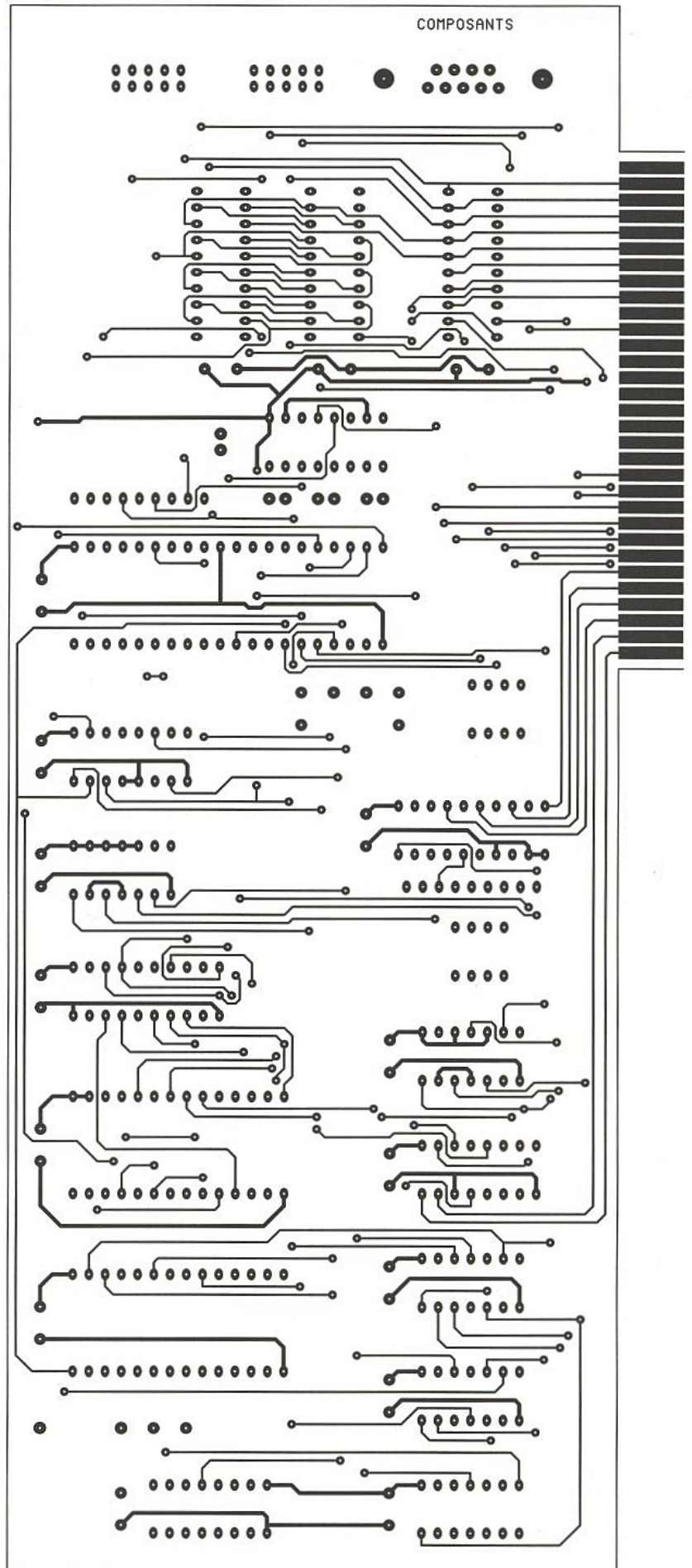
Le «moniteur» n'a plus qu'à passer la main au programme nouvellement chargé en RAM. C'est ce qui sera fait immédiatement après avoir replacé à zéro toutes les variables internes du microcontrôleur, comme si une remise à zéro matérielle était survenue.

Notez que le changement d'état de la bascule IC17A n'est pas réversible à moins d'initialiser à nouveau la carte. Le «moniteur» de la carte ne pourra donc plus revenir en arrière. Néanmoins le contenu de l'EPROM sera toujours visible des adresses E000h à FFFFh. Le programme du moniteur étant relativement court vous pourrez même utiliser l'espace restant pour implanter des fonctions usuelles, à la façon du BIOS de votre PC. Les possibilités offertes valent bien les quelques portes supplémentaires.

RÉALISATION

La réalisation de notre carte nécessite un circuit imprimé double face. La vue du côté cuivre est reproduite en **figure 5** et la vue du côté composants en **figure 6**. La vue d'implantation associée est visible en **figure 7**. Avec un peu de dextérité vous pourrez vous passer des trous métallisés, à condition de percer les pastilles avec des forets de très bonne qualité. Cette remarque concerne particulièrement les traversées dont le diamètre est relativement restreint. Après avoir percé les pastilles concernées (de préférence à 0,6mm de diamètre), vous réaliserez les traversées en soudant des petits bouts de fil, de part et d'autre du circuit. Commencez l'implantation par les traversées puisque certaines d'entre elles sont disposées en dessous des circuits intégrés. Étant donné le nombre de traversées nécessaires il vaut mieux vous armer de patience.

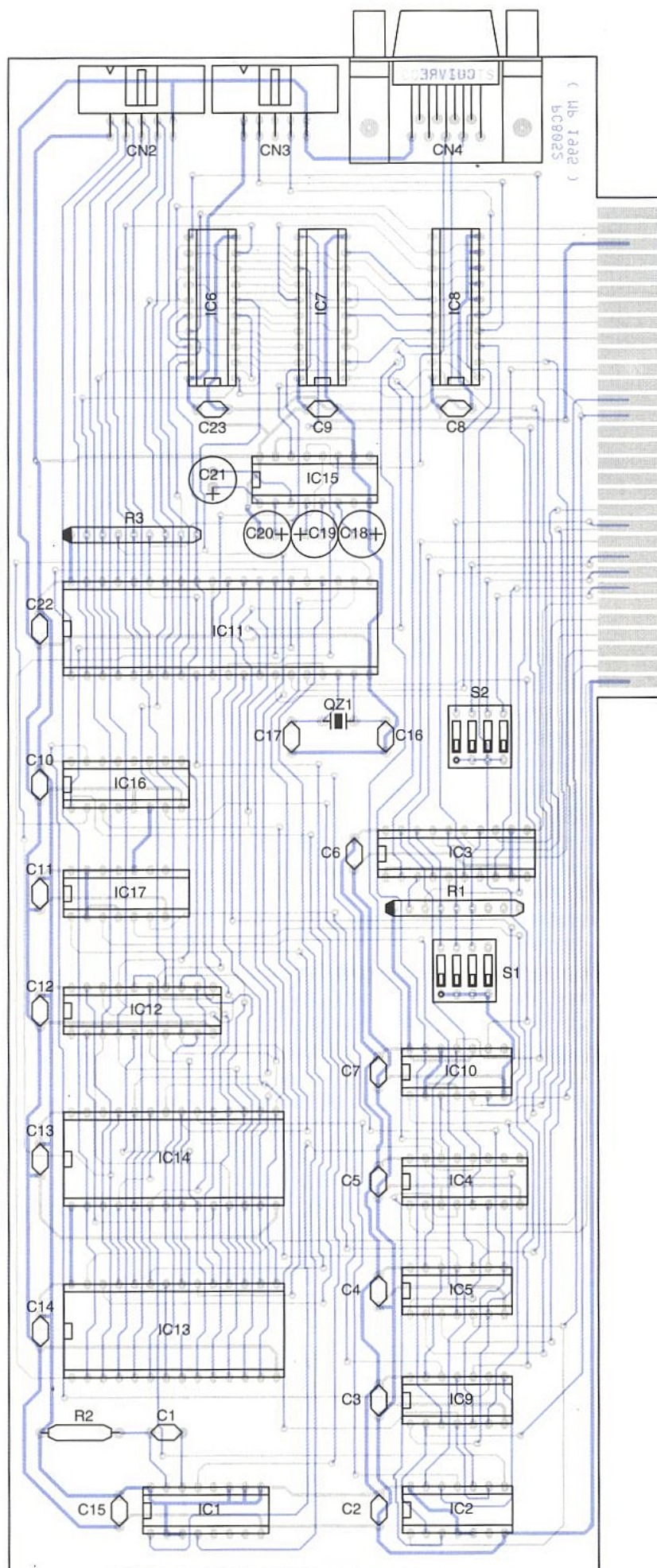
Tous les circuits intégrés seront montés sur des supports de type «tulipe» pour vous permettre de souder les pattes du côté composants, là où cela est nécessaire. Pour certaines pattes, la soudure du côté composants nécessitera pas mal de dextérité. Si vous êtes soigneux vous y arriverez facilement. Vous noterez que certains condensateurs de découplage doivent être soudés aussi sur les deux faces du circuit. Lors de l'implantation prévoyez donc de les monter un peu plus haut sur les pattes, pour pouvoir accéder au côté des composants avec votre fer à sou-



■ Figure 6 : côté composants.

der. Pour éviter d'oublier de souder certaines pastilles du côté des composants, il sera utile de garder les dessins du circuit à portée de vue.

Plus tard, si votre carte ne semble pas fonctionner, passez en revue toutes les pastilles qui devraient être soudées du côté des composants avant de soupçon-



■ Figure 7 : une implantation simplifiée grâce au double face.

ner les composants actifs du montage. Pour le reste de l'implantation, il n'y a pas de difficulté particulière. Soyez tout de même attentifs au sens des cir-

cuits intégrés. Respectez scrupuleusement le placement des condensateurs de découplage des lignes d'alimentations si vous voulez éviter les surprises.

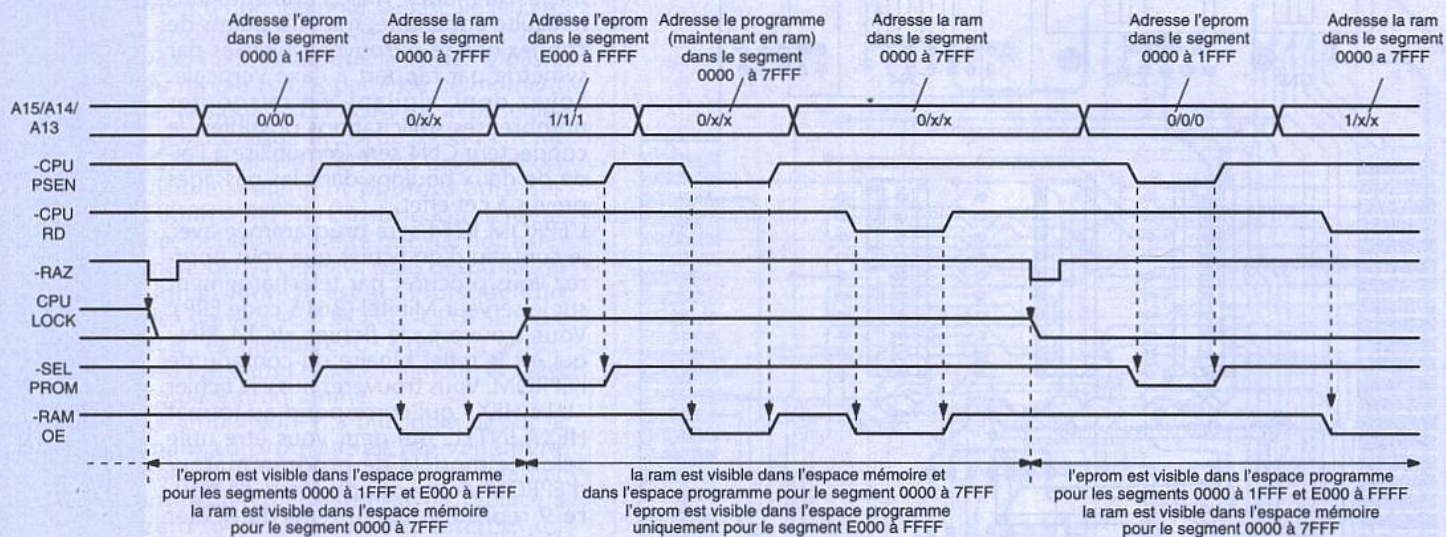
Le connecteur CN4 est un modèle femelle. Un modèle mâle s'implante sans difficulté apparente, mais les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe verticale. Soyez donc vigilant. En raison des nombreuses sollicitations possibles, le connecteur CN4 sera immobilisé à l'aide de deux boulons dans les passages prévus à cet effet.

L'EPROM IC14 sera programmée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel (3615 code ERP). Vous trouverez le fichier «IC14.BIN» qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM. Vous trouverez aussi le fichier «U14.HEX» qui correspond au format HEXA INTEL, qui peut vous être utile selon le modèle de programmeur d'EPROM dont vous disposez. La figure 9 reproduit le contenu du fichier «U14.HEX» pour vous permettre un contrôle visuel, en cas de doute sur l'intégrité des fichiers. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pourrez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette).

UTILISATION DE LA CARTE PC8052

Pour pouvoir charger un programme dans la carte PC8052, il faut commencer par initialiser celle-ci. Comme nous l'avons expliqué dans les paragraphes consacrés aux schémas, il suffit de lire ou d'écrire n'importe quoi à l'adresse qui rend active la sortie Y3 du circuit IC4. L'adresse en question dépend de l'adresse de sélection de la carte, en fonction de la position des interrupteurs de S1. La figure 10 regroupe les différentes combinaisons possibles. Il suffit d'ajouter la valeur 3 à l'adresse de sélection pour obtenir l'adresse qui nous intéresse.

Lorsque la carte est initialisée, le «moniteur» de l'EPROM IC14 vient lire le contenu du registre IC6, pour effacer le signal PCTOREAD. Ensuite le «moniteur» place la valeur 'AAh' dans le registre IC7. Puis le programme attend que la valeur soit lue par le PC. Ensuite le programme place la valeur '55h' dans le registre IC7. Puis le programme attend de nouveau que la valeur soit lue par le PC. Enfin le programme recommence une dernière fois le cycle avec la valeur '00h'. Après cette phase de test succincte le programme attend que le PC ait inscrit une valeur dans le registre IC6. La première valeur qui sera puisée dans le registre IC6 correspondra au poids fort de l'adresse de départ où doit être placé le programme à charger. Le deuxième octet correspond au poids faible de l'adresse de départ. Le troisième octet correspond au poids fort du nombre d'octets à placer en mémoire, et enfin le quatrième octet correspond au poids faible du nombre d'octets. Ensuite le «moniteur» va lire le nombre d'octet précédemment indiqué. Dès que le compte est atteint, le moniteur va exécuter un



■ Figure 8.

saut à une routine située à l'adresse E200H, pour obliger la bascule IC17A à changer d'état. Le programme situé en E200H n'est autre que la suite du moniteur. Il ne reste plus qu'à remettre les variables nécessaires à zéro, pour enfin exécuter un saut à l'adresse 0000h, comme si une remise à zéro matérielle venait de survenir. C'est maintenant votre programme qui est visible à partir l'adresse 0000h. La figure 11 regroupe les chronogrammes associés à la phase de «boot» que nous venons de décrire.

Pour utiliser facilement la carte PC8052 vous disposerez du programme «BOOT8052.EXE» qui réalise pour vous les opérations que nous venons de décrire. Ce programme se contente de prendre le contenu d'un fichier binaire pour le placer dans la mémoire de la carte PC8052. Lorsque le programme est en place la carte se chargera de lui «donner la main». Le programme BOO8052 a besoin de connaître l'adresse de réponse de la carte (voir figure 10). Le paramètre en question sera passé au programme sur la ligne de commande, après le nom du fichier à charger. La ligne de commande aura donc l'allure suivante : BOO8052 <Fichier> <Addrlo>.

Pour pouvoir tester votre carte, nous vous proposons de charger dans sa mémoire un programme de démonstration («TEST.BIN») qui réalise les opérations suivantes : le programme scrute le contenu du port P0 disponible du CN2. Dès que l'état du port change, le programme envoie l'écho de la nouvelle valeur sur le port série de la carte (en hexadécimal).

Puis le programme place la nouvelle dans le registre IC7, ce qui va générer une interruption sur le PC, selon la position des interrupteurs de S2. Vous pourrez connecter un terminal sur CN4 pour suivre visuellement l'évolution des lignes du port P1. Pour modifier manuellement l'état du port, vous pourrez brancher un interrupteur entre la masse et l'une des lignes de P1 (via CN2). Dans ce cas soyez prudent de ne pas court-circuiter la ligne

```
:040000002002C329C
:01000B0032C2
:0100130032BA
:01001B0032B2
:0100230032AA
:10002B0032007587007581307401511390026A514B
:10003B005E908000E074AAF020B4FD7455F020B4FB
:10004B00FD7400F020B4FD5103F5835103F582518B
:10005B0003FF5103FEF7005EE7002017E5103F0BA
:10006B00A3EE60031E8006EF60091F7EFFBF00ED4D
:10007B00BE00EA75810775C80075CC0075CD00759B
:10008B00CA0075CB007F007E00900000740002E276
:01009B000064
:10020000020000C082C08390800020B2FDE0D08355
:10021000D08222C082C0837598505407C0E09002FB
:100220003E93F5CB900236D0E093F5CA75C834D230
:1002300099D083D08222ECD8B163C78E1D09FFFF0D
:10024000FFFFFFEDEFBFB63099FDC299F599C006C08F
:10025000077E327F32DFFEFDEFAD007D00622E4933B
:10026000B4000122A312024680F40D0A0A417574FB
:100270006F6D6174652049424D2D5043202F2075CC
:100280004320383035320D0A284329204D6F7269DA
:100290006E2050617363616C2031393935205265AD
:0B02A00076203A20312E30300D0A008D
:00000001FF
```

■ Figure 9 : fichier Intel.HEX, U14.HEX.

S1-1	S1-2	S1-3	Adresse de sélection de la carte
ON	ON	ON	0300h
OFF	ON	ON	0304h
ON	OFF	ON	0308h
OFF	OFF	ON	030Ch
ON	ON	OFF	0310h
OFF	ON	OFF	0314h
ON	OFF	OFF	0318h
OFF	OFF	OFF	031Ch

■ Figure 10 : adresses de réponse de la carte PC8052.

correspondant à VCC puisque c'est l'alimentation de votre PC qui est derrière !

Le programme «TESTIRQ.EXE» vous

permettra de vérifier que vous récupérez bien les valeurs fournies par la carte PC8052. Vous pourrez vous inspirer librement du fichier source pour réaliser

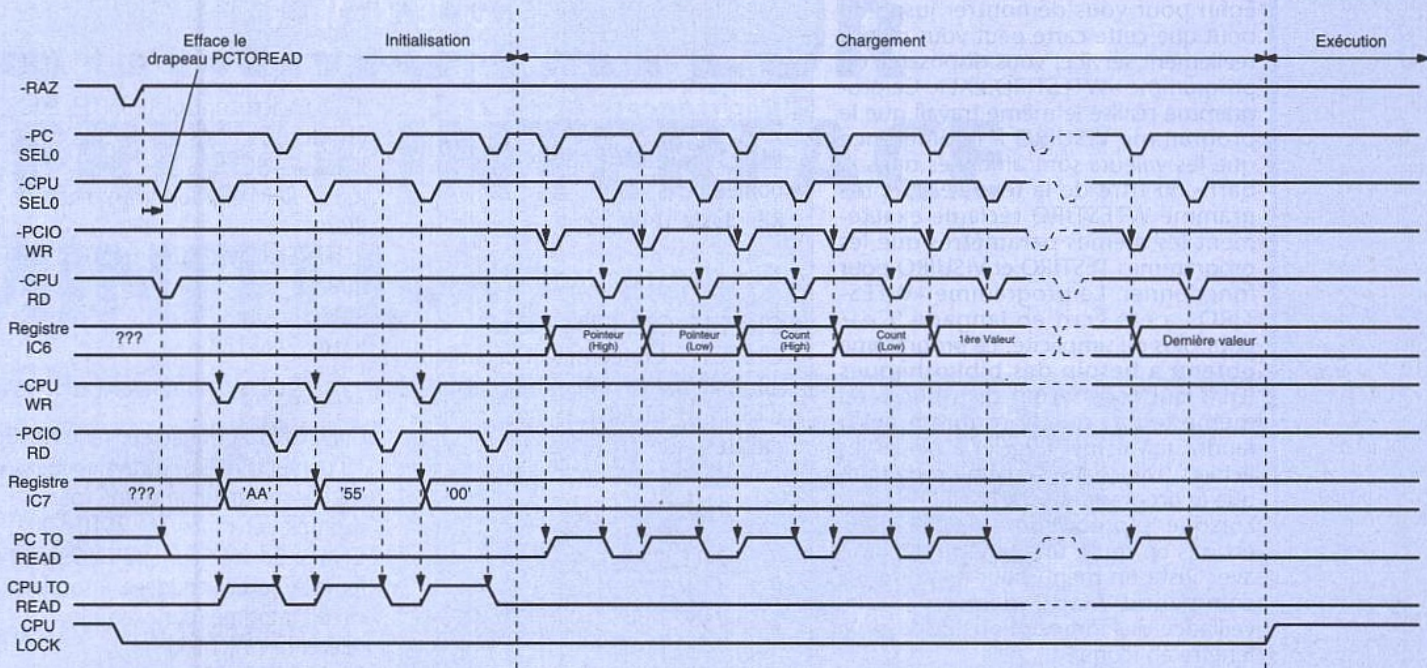


Figure 11 : chronogrammes de la phase changement-initialisation (boot).

vos propres applications. Vous noterez que le programme en question fait appel au langage 'C' associé à une routine écrite en assembleur pour gérer les interruptions.

La gestion des interruptions sur le PC n'est pas aussi évidente qu'il n'y paraît. En effet, en plus du remplacement du vecteur d'interruption associé à la ligne IRQ (voir la figure 12), il faut veiller à activer le contrôleur d'interruptions (PIC) pour la ligne IRQ choisie. Lorsque l'interruption survient il ne faut pas oublier d'informer le PIC de la fin du traitement, sinon l'interruption suivante ne sera pas prise en compte. Enfin lorsque le programme prend fin il ne faut pas oublier de désactiver le PIC et de remettre l'ancien vecteur d'interruption en place. Les fichiers sources qui accompagnent les programmes contiennent suffisamment

Ligne IRQ	Vecteur d'interruption sur PC
3	0Bh
4	0Ch
5	0Dh
7	0Fh

Figure 12 : vecteurs d'interruptions.

de commentaires pour que vous puissiez vous y retrouver, même si c'est la première fois que vous abordez la question.

Le programme «TESTIRQ.EXE» réclame des paramètres pour fonctionner. La syntaxe d'appel du programme est la suivante :

TESTIRQ <AddrIO> <lrq>.

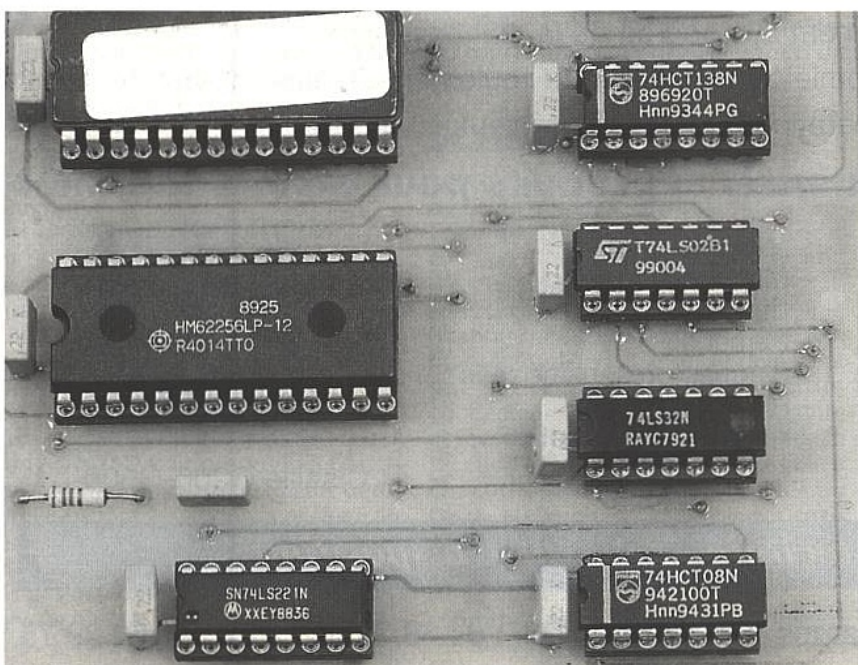
Le paramètre AddrIO correspond à

l'adresse de réponse de la carte selon la position des interrupteurs de S1 (voir la figure 10). Le paramètre AddrIO est attendu en hexadécimal par le programme.

Le paramètre lrq correspond à la ligne d'interruption choisie selon la position des interrupteurs S2 (3,4,5 ou 7). Le programme se contente d'afficher les valeurs qui lui sont transmises par la carte PC8052, à savoir le contenu du port P1. Si les changements du port P1 sont rapides, vous noterez que le programme peut perdre certaines valeurs intermédiaires. Ceci est dû essentiellement au programme de test (à cause de l'écho qui est envoyé sur le port série).

Un second programme vous est proposé pour suivre les interruptions de la carte PC8052. Le programme «VISUIRQ.EXE» réalise le même travail que le programme précédant à la différence près qu'il reste résidant en mémoire. Le programme VISUIRQ demande les mêmes paramètres sur la ligne de commande avant d'accepter de rester résidant en mémoire. Le programme VISUIRQ vous permettra de continuer d'utiliser votre PC pour une autre application tandis que les valeurs transmises par la carte PC8052 seront affichées en haut à gauche de l'écran en hexadécimal.

Les fichiers sources sont suffisamment commentés pour vous permettre d'envisager une adaptation du programme à vos besoins. Notez juste un détail : le programme VISUIRQ adresse directement la mémoire vidéo du PC pour afficher les valeurs. Le programme suppose que vous disposez d'une carte vidéo couleur (CGA à VGA), et que vos applications restent dans le mode texte. Pour utiliser le programme avec une carte vidéo monochrome vous devrez modifier la valeur du segment attribuée au registre ES dans la routine d'interruption. Ensuite il vous



suffira de recompiler le programme. Enfin pour vous démontrer jusqu'au bout que cette carte peut vous rendre réellement service, vous disposerez du programme «WTESTIRQ.EXE». Ce programme réalise le même travail que le programme VISUIRQ à la différence que les valeurs sont affichées dans la barre du titre de la fenêtre. Le programme WTESTIRQ réclame exactement les mêmes paramètres que les programmes TESTIRQ et VISUIRQ pour fonctionner. Le programme «WTESTIRQ» a été écrit en langage 'C++' pour plus de simplicité. Le programme obtenu a besoin des bibliothèques 'DLL' qui vous seront distribuées en même temps que le programme. Il faudra simplement veiller à placer les fichiers 'DLL' dans le même répertoire que le programme «WTESTIRQ».

Lorsque le programme «WTESTIRQ» est mis en route une fenêtre apparaît avec juste un menu pour contenu. La commande 'Active' démarre la surveillance des interruptions et passe la fenêtre en icône.

Lorsque des nouvelles valeurs sont passées par la carte PC8052, le titre associé à l'icône change et un «beep» retentit. La mise à jour du titre de l'icône n'est effectuée, si nécessaire, que toutes les 100ms, pour ne pas ralentir outre mesure les autres applications. Néanmoins toutes les valeurs passées dans l'intervalle de temps sont prises en compte par la routine d'interruption. La commande 'Désactive' interrompt la surveillance des interruptions, bien que ces dernières soient toujours

prise en compte par la routine d'interruption. Les commandes 'About' et 'Fin' ont une signification évidente, aussi nous en resterons là.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaitez beaucoup de plaisir à utiliser cette carte.

P. MORIN

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R3 : Réseau résistif 8x10kΩ en boîtier SIL
R2 : 33kΩ 1/4W 5%

Condensateurs :

C1 à C15, C22, C23 : 100 nF
C16, C17 : Condensateur céramique 33pF, au pas de 5,08mm
C18 à C21 : 10μF / 25 Volts, sorties radiales

Circuits intégrés :

IC1 : 74LS221
IC2 : 74HCT08
IC3 : 74HCT688
IC4 : 74HCT138
IC5 : 74LS02
IC6, IC7 : 74LS373
IC8 : 74LS541
IC9 : 74LS32
IC10, IC17 : 74LS74

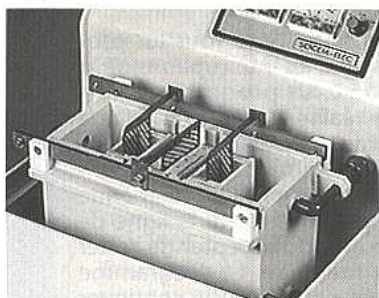
IC11 : Microcontrôleur INTEL 80C32 (12MHz)
IC12 : 74HCT373
IC13 : RAM 62256 temps d'accès 200ns
IC14 : EPROM 27C64 temps d'accès 200ns
IC15 : MAX232
IC16 : 74LS138

Divers :

CN2, CN3 : Connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-5002)
CN4 : Connecteur Sub-D, 9 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 112 7601)
QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U
S1, S2 : Bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIL.

SOCEM-ELEC

NOUVEAU



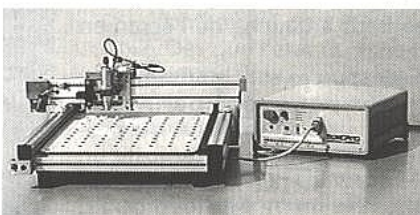
UNE QUALITÉ, UN SERVICE DE PROFESSIONNEL

Module de dépollution PRIAM - Brevet EDF

+ écologique + économique

- traitement à la source de la pollution
- économie d'eau (nécessite seulement 20 litres d'eau)
- récupération d'un métal précieux)

Matériels et produits pour circuits imprimés



Perceuse de précision

- Machine à graver
- Machine à insoler
- Cisaille
- Perceuse
- Plaques présensibilisées
- Révélateur
- Aérosols Electrolube



Cisaille G200-G300

Une équipe de techniciens à votre disposition

ZAC, 40, bd de Nesles - 77420 Champs-sur-Marne - Tél. : 64 68 23 37 - Fax : 64 68 29 75

COMMUTATEUR SÉRIE + INTERFACE MINITEL

A force de vouloir exploiter

au maximum un «PC», il

s'avère que les ports

viennent à manquer bien

vite ! Nous ne traiterons ici

que des accès série afin

d'offrir sur un même COM :

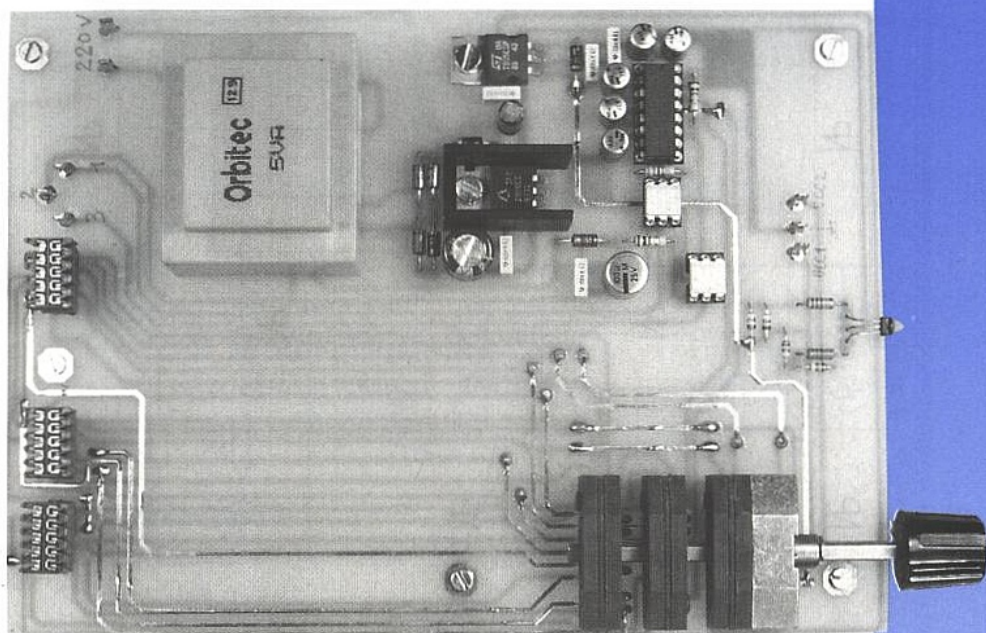
deux reports directs et une

liaison Minitel opto-isolée. Un simple commutateur trois positions permettra

donc de relier par exemple un traceur, un multimètre et un Minitel. De plus,

une distribution basse tension continue de 8V suivra les deux premiers reports

et sera disponible pour alimenter des accessoires quelconques.



Bon nombre de machines ne disposent que d'une seule prise RS232, et il n'est pas toujours possible d'ajouter une carte d'extension (ordinateurs portables par exemple). La manipulation fréquente des câbles - outre être exaspérante - fait courir de grands risques à ces prises souvent fragiles car directement soudées sur circuit imprimé.

En 1988 (ERP n° 492) nous avons décrit une interface Minitel PC opto-isolée ainsi qu'une commutation à relais offrant un renvoi de la RS232. L'auteur utilise d'ailleurs toujours ce système pour relier une de ses machines entre Minitel et table traçante.

En 1992 (ERP n° 530), une autre petite carte interface Minitel réalisée autour d'un MAX232 était proposée à l'occasion de la naissance du 3615 ERP. Cette dernière (dont les abonnés avaient pu découvrir en encart le circuit imprimé prêt à l'emploi) ne comportait toutefois pas de commutation vers un quelconque report.

Nous avons donc choisi de mettre à jour ce montage en lui adjoignant

cette fois deux extensions et une alimentation basse tension pouvant se raccorder à un modem, un multimètre ou tout autre élément disposant d'un port série.

SCHÉMA

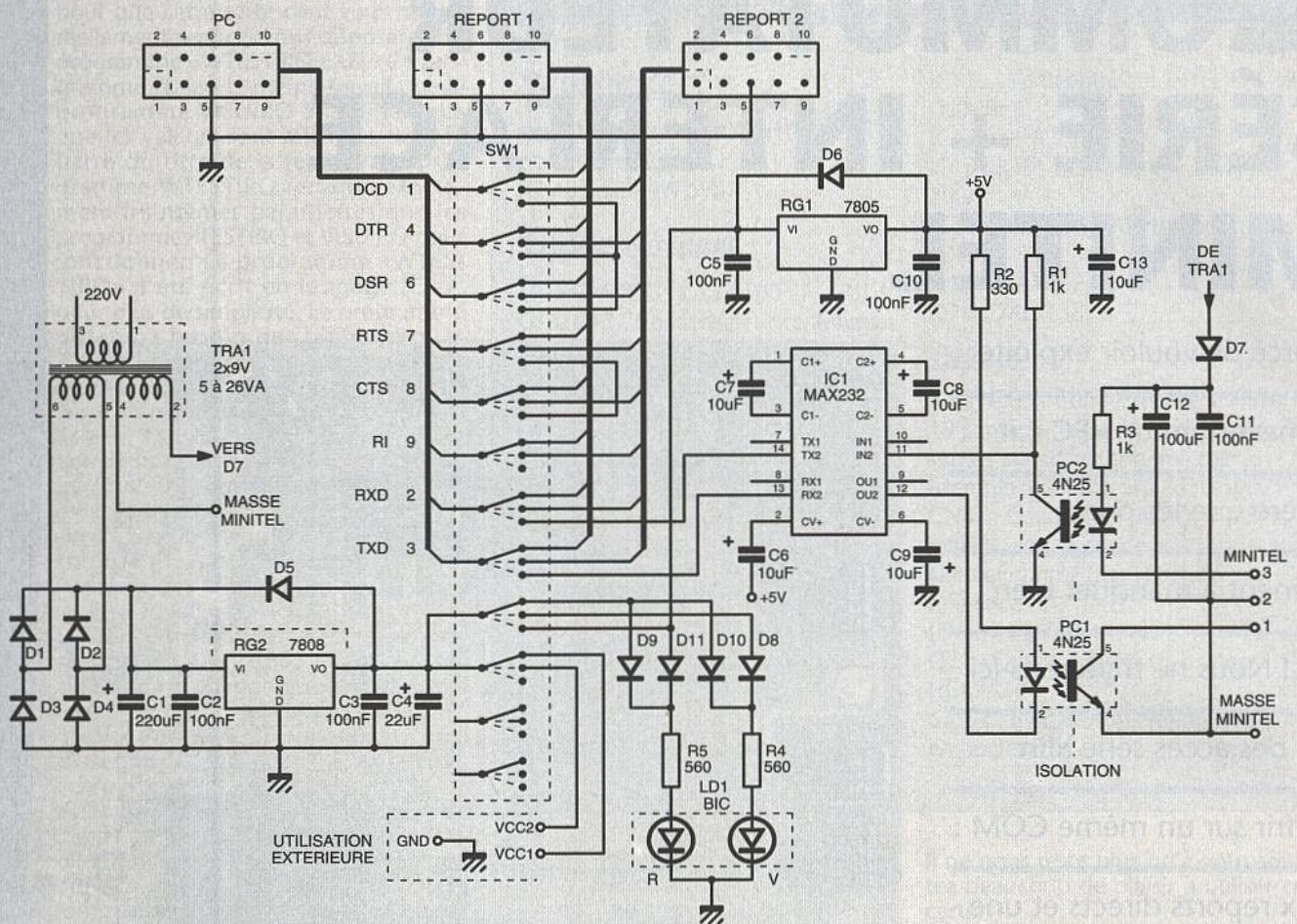
Le schéma présenté **figure 1** exige peu de commentaires. On remarquera toutefois que les accès série (PC, reports 1 et 2) sont fait sur connecteurs et non directement sur DB9. Il y a deux raisons à cela : la première est liée à la fixation mécanique de ces prises. Un montage solide (vissé sur le boîtier) et une petite nappe terminée par un connecteur éviteront toute contrainte et favoriseront un démontage aisé. La seconde raison est qu'il sera possible à chacun d'opter pour de la DB9 ou DB25, au besoin de les mélanger, mais encore de faire l'économie de trois couples en arrivant directement par fils sur le boîtier.

Le commutateur SW1 est purement mécanique et comporte 12 circuits trois positions. Les huit signaux utiles

(la masse étant commune aux trois prises) sont intégralement transférés aux deux reports, alors que pour la section Minitel les bouclages classiques (DCD, DTR, DSR et RTS, CTS) sont automatiquement effectués par SW1. Seuls TXD et RXD seront donc confiés à IC1.

Le MAX232 avait été décrit en détail dans le numéro 530. Rappelons simplement que ce circuit comprend 4 buffers adaptateurs TTL/CMOS RS232 (nous n'en utiliserons que 2) et qu'il dispose d'un système d'inversion et de doublage permettant d'obtenir - à partir d'une mono tension de 5V, les +/- 10V nécessaires au «vrai» standard RS232.

Quatre condensateurs sont utiles pour cette transformation. Il s'agit de C6 à C9 dont on ne s'étonnera pas des polarités indiquées et qu'il faudra impérativement respecter pour un bon fonctionnement. L'inversion est simple : un condensateur est chargé sur Vcc puis retourné sur la charge. Le doublage quant à lui consiste - après charge d'un autre condensateur sur Vcc - à le

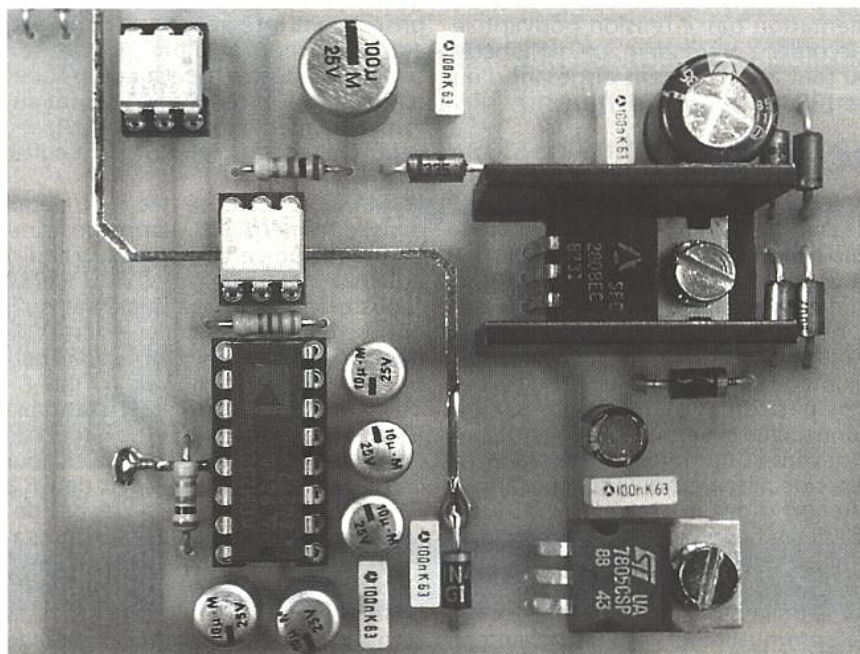


■ Figure 1 : schéma du commutateur série/Minitel.

mettre cette fois en série avec cette dernière. En conjuguant les deux principes au moyen d'une logique interne à 15 kHz, on obtient bien les +/- 10V espérés. Deux cellules de SW1 se partagent la distribution d'alimentation 8V délivrée par RG2. Une seule aurait suffi mais ceci nous convenait mieux pour le tracé du circuit imprimé. VCC1 et

VCC2 suivront donc les affectations REPORT 1 et 2. Ces points seront disponibles sur cosses Faston. En position Minitel, le +8V est confié à RG1 afin d'obtenir les 5V exigés par IC1. Les trois positions de SW1 seront identifiables par une LED bicolore commandée au moyen de 4 diodes : Report 1 orange, Report 2 vert, Minitel rouge.

La liaison Minitel / IC1 est assurée par les deux photocoupleurs PC1 et 2. Pour profiter pleinement de cette sécurité, il est indispensable que l'alimentation côté Minitel soit totalement indépendante du reste du montage. Pour ce faire, plusieurs solutions sont possibles : soit on utilise les 8V que l'on peut trouver en broche 5 de certains Minitels, soit on utilise un tout petit transfo si le modèle dont on dispose ne fournit pas cette tension, soit enfin on opte pour un transfo à deux enroulements secondaires, chacun étant dédié à l'une ou l'autre partie du montage. Cette troisième formule est intéressante, mais nous a quand même posé problèmes par le fait que - si on souhaitait pouvoir tirer 500 mA en VCC1 ou 2 - un transfo de 2 fois 9V, 10 ou 12 VA était nécessaire. Une astuce aurait consisté à profiter de SW1 pour séparer les secondaires en position Minitel et les mettre en parallèle pour Report 1 et 2. Ainsi, un 5VA ou 6VA pouvait suffire, mais nous avons abandonné l'idée quand nous avons commencé à implanter SW1... La décision finale a donc consisté en une quadruple implantation pour TRA1, permettant de monter des modèles de 5 à 26 VA. Chacun fera ainsi à sa guise et adaptera cette section en fonction de ses exigences personnelles. Un petit transfo de 2 fois 6V, 3 ou 4 VA pourrait d'ailleurs suffire si VCC1 et 2 s'avéraient inutiles (pour peu que l'on supprime RG2).



■ Le MAX232 et son environnement.

RÉALISATION

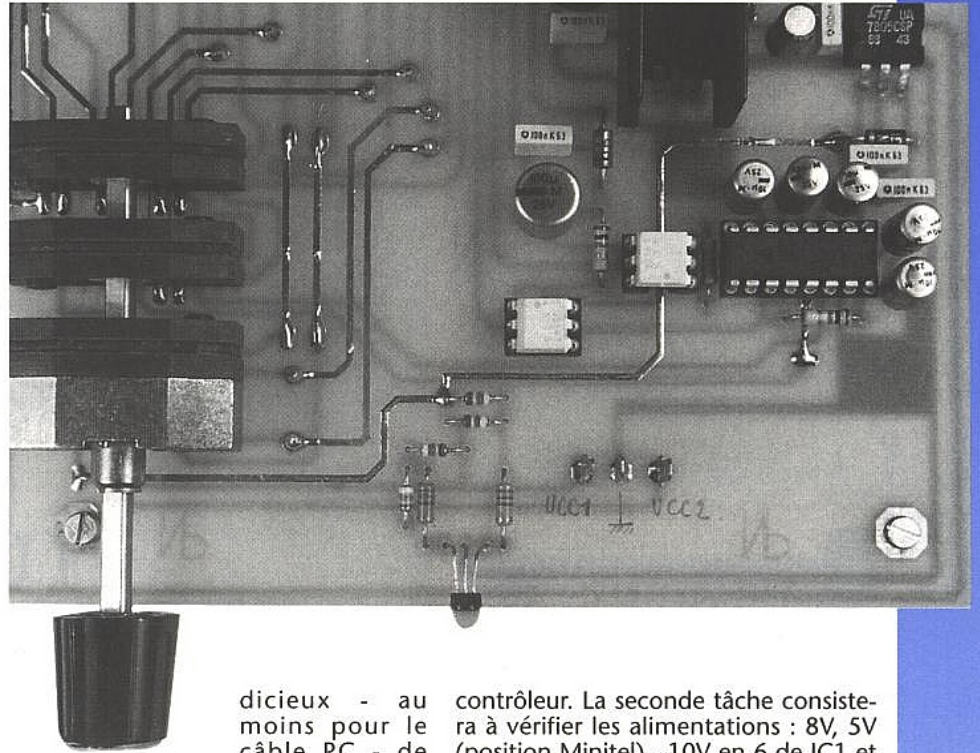
Malgré tous nos efforts, il nous a été impossible d'échapper au câblage en double face, comme le montre la figure 2.

Le choix d'un commutateur de qualité (ELMA) et le grand nombre de pistes à tirer excluait des liaisons par fils si on souhaitait une reproductibilité quasi garantie. Le plus délicat sera sans doute de placer correctement les traversées, notamment celles situées entre les galettes de SW1.

Après mûre réflexion, il a été décidé d'abandonner les intercalaires que le constructeur suggère d'insérer entre deux galettes et ce pour deux raisons. La première est qu'il eût fallu les limer afin de laisser place aux soudures des vias, et la seconde - plus importante - est qu'ils rendraient quasiment indémontable une cellule défectueuse. En procédant comme nous l'avons fait, on peut sortir le mécanisme (2 vis) et tirer l'axe par l'avant. Chaque cellule est alors indépendante, rendant ainsi un remplacement raisonnablement envisageable. On remarquera à ce sujet - par rapport à la maquette photographiée - une légère modification d'implantation d'un via, afin d'en éviter le démontage en cas d'extraction du mécanisme.

Le reste de la réalisation ne pose pas de problème particulier et le câblage des liaisons avec l'extérieur est laissé au gré de chacun.

L'auteur pense toutefois qu'il serait ju-



diceux - au moins pour le câble PC - de faire l'économie d'une paire de SUBD, ainsi que couper les broches 10 pour insérer des détrompeurs.

MISE EN ROUTE

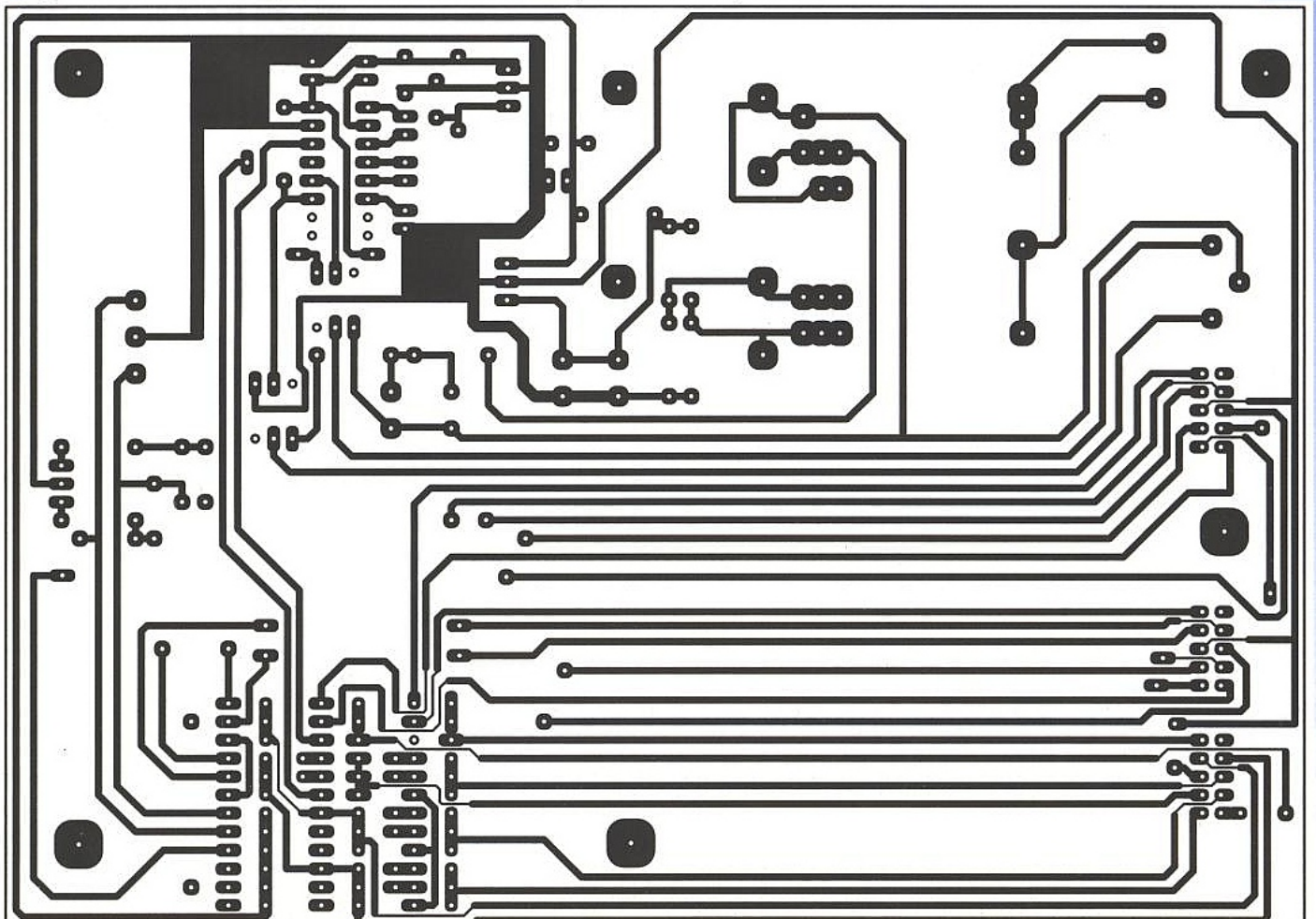
Avant tout raccordement, on procédera à une vérification complète des transits PC-Reports (liaisons comme éventuels court-circuits) avec un simple

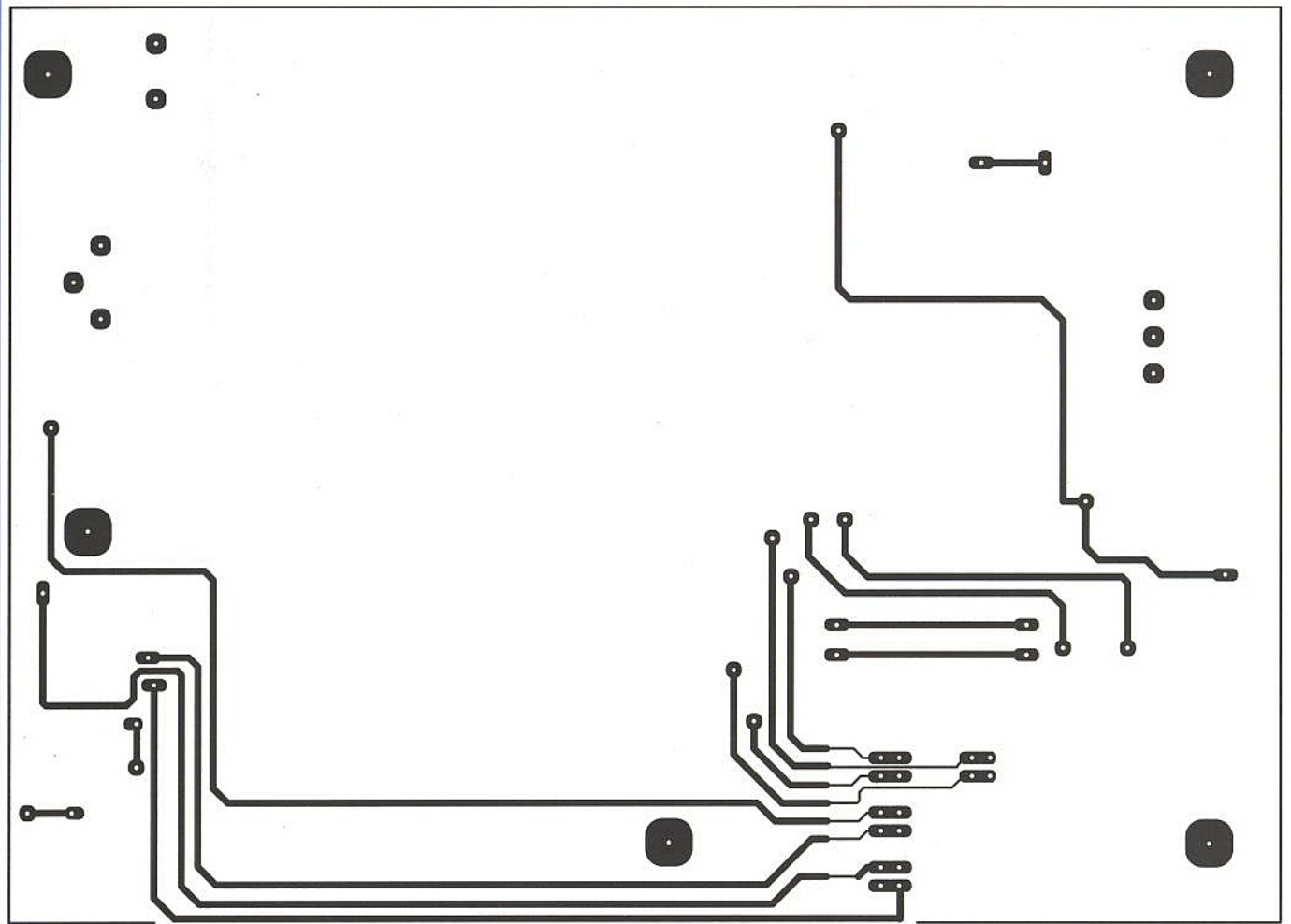
contrôleur. La seconde tâche consistera à vérifier les alimentations : 8V, 5V (position Minitel), -10V en 6 de IC1 et +10V en 2 de ce dernier. Toutes ces tensions seront bien entendu à relever par rapport à la masse PC !

On peut ensuite procéder ainsi :

- 1 - mettre une résistance provisoire de 10 kΩ entre la broche 1 de la DIN Minitel et le + de C12,
- 2 - au repos, on doit mesurer approximativement -10V en 14 de IC1,
- 3 - faire un court-circuit entre 2 et 3 DIN Minitel. 14 de IC1 doit passer à +10V,

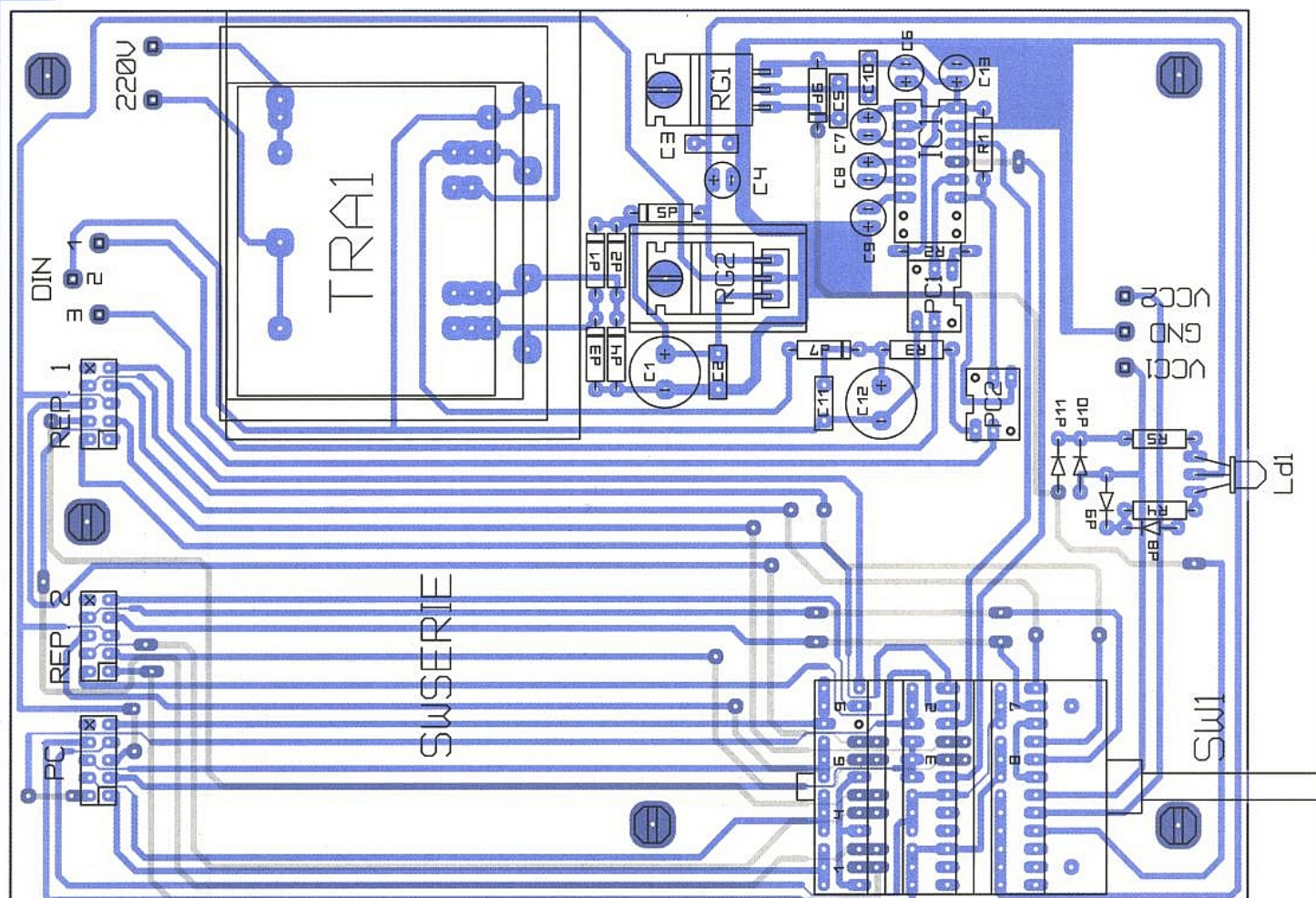
■ Figure 2a : CI côté soudures, attention certaines sont fines et passent entre des pastilles.





■ Figure 2b : côté composants.

■ Figure 2c : implantation, plusieurs modèles de transfo peuvent rentrer.




```

10 ' Programme TEST91.BAS * AC Soft 1991 *
20 '
30 TRR%=&H3F8:LSR%=&H3FD:MSR%=&H3FE ' Registres du 8250
40 OPEN "COM1:1200,E,7,1" AS #1:CLOSE #1 ' Init. interface serie
50 '
60 CLS:KEY OFF:T%=12:GOSUB 4000 ' Effacement ecran Minitel
70 PRINT "TEST de la LIAISON Minitel-PC":PRINT
80 RESTORE 90:FOR I%=1 TO 4:READ L$:PRINT I%;"] ";L$:NEXT
90 DATA PC --> Minitel,Minitel --> PC,Opposition du Modem
100 DATA Fin des tests
110 PRINT:INPUT "NUMERO du TEST : ",N:IF N<1 OR N>4 THEN 60
120 ON N GOSUB 500,600,700,900
130 GOTO 60
140 '
500 CLS:PRINT "PC --> Minitel":PRINT
510 FOR T%=65 TO 90:PRINT CHR$(T%);:GOSUB 4000:NEXT:PRINT:PRINT
520 PRINT "L'ALPHABET DOIT ETRE AFFICHE SUR LE PC ET LE MINITEL ";
530 GOSUB 1000:RETURN
540 '
600 CLS:PRINT "Minitel --> PC":PRINT
610 PRINT "LES CARACTERES TAPES SUR LE MINITEL DOIVENT S'AFFICHER ";
620 PRINT "SUR L'ECRAN DU PC. Tapez 'S' sur le PC pour finir":PRINT
630 Q$=INKEY$:GOSUB 5000
640 IF R%<>255 THEN PRINT CHR$(R%);
650 IF Q$<>"S" THEN 630
660 GOSUB 1000:RETURN
670 '
700 CLS:PRINT "OPPOSITION DU MODEM":PRINT
710 RESTORE 720:FOR I%=1 TO 3:READ T%:GOSUB 4000:NEXT ' Opposition
720 DATA &h1B,&h39,&h6F
730 PRINT "LA LETTRE 'F' EN HAUT A DROITE DU MINITEL ";
740 PRINT "DOIT ETRE REMPLACEE PAR UN 'f'":GOSUB 1000
750 RESTORE 760:FOR I%=1 TO 3:READ T%:GOSUB 4000:NEXT ' VIDETEXTE
760 DATA &h1B,&h39,&h7F
770 RETURN
780 '
900 CLS:KEY OFF:END
910 '
1000 PRINT " --> tapez une touche";
1010 Q$="":WHILE Q$="":Q$=INKEY$:WEND:RETURN
1020 '
4000 IF (INP(LSR%) AND 32)=0 THEN 4000 ELSE OUT TRR%,T% ' EMISSION
4010 RETURN
4020 '
5000 IF (INP(LSR%) AND 1)=0 THEN R%=255 ELSE R%=INP(TRR%) ' RECEPTION
5010 RETURN
5020 '
6000 ' *** Fin du listing ***

```

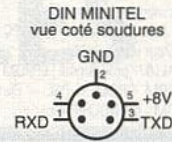
■ Figure 3 : logiciel de test basic.

4 - mesurer ensuite entre 1 et 2 Minitel. Au repos, on doit obtenir un niveau logique haut,
 5 - avec une pile de 9V entre masse PC et 13 de IC1, constater qu'avec +9V en 13, 1 et 2 Minitel passe à l'état bas et qu'avec -9V en 13 (inverser la pile) on revient à l'état haut.
 Il ne reste plus qu'à raccorder un PC et un Minitel au boîtier et lancer le petit programme basic «TEST91.BAS» visible figure 3 (téléchargeable sur le 3615 ERP) et procéder aux tests d'émission, réception et opposition du modem (en local).
 Attention : en ligne 40 le programme initialise COM1. Si votre port est en COM2, pensez à corriger cette ligne (remplacer le 1 par un 2).
 La figure 4 rappelle les brochages des

SUBD 9 et 25 points (sortie PC) et de la DIN Minitel. On notera qu'entre PC et boîtier le câble doit être «droit» (non croisé TXD/RXD). Il s'agit en effet d'un simple report vers REPORT 1 et 2 : ces prises doivent être strictement identiques à celle(s) montée(s) d'origine sur le PC. Le croisement TXD/RXD pour la position Minitel est effectué en interne, sur le circuit imprimé. Ainsi, on pourra utiliser ses câbles habituels pour raccorder traceurs, COMM'net, etc.

CONCLUSION

Les quelques heures de travail accordées à la construction de cette carte seront largement récupérées ensuite à l'utilisation, c'est évident. Nous nous



SUBD 9b.		SUBD 25b.
7	-----	RTS ----- 4
8	-----	CTS ----- 5
2	-----	RXD ----- 3
3	-----	TXD ----- 2
6	-----	DSR ----- 6
1	-----	DCD ----- 8
4	-----	DTR ----- 20
5	-----	GND ----- 7

■ Figure 4 : brochage des prises.

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1, R3 : 1 kΩ
- R2 : 330 Ω
- R4, R5 : 560 Ω

Condensateurs :

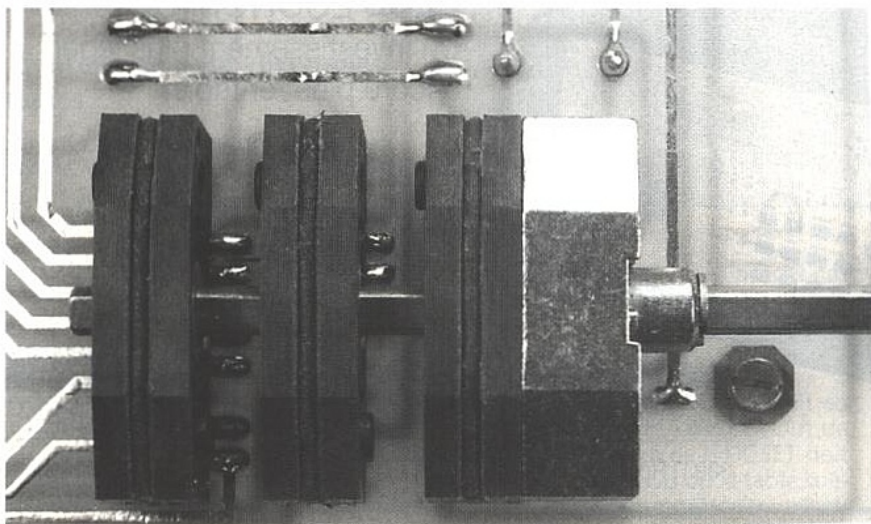
- C1 : 220 µF 25V
- C2, C3, C5, C10, C11 : 100 nF
- C4 : 22 µF 25V
- C6 à C9, C13 : 10 µF 25V
- C12 : 100 µF 25V

Semi-conducteurs :

- D1 à D7 : 1N4007
- D8 à D11 : 1N4148
- IC1 : MAX 232
- Ld1 : LED bicolore 3 mm
- RG1 : 7805
- RG2 : 7808 + radiateur
- PC1, PC2 : 4N25

Divers :

- TRA1 : transfo 2 x 9V, 5 à 26 VA
- SW1 : mécanisme ELMA type 08 + 3 galettes quadripolaires 3 voies non court-circuitantes + axe 75 mm
- 2 supports 6 broches, 1 support 16 broches
- 3 connecteurs double rangée droits de 10 broches
- 3 femelles pour dito
- 8 cosses Faston
- Visserie, SUBD, câbles.

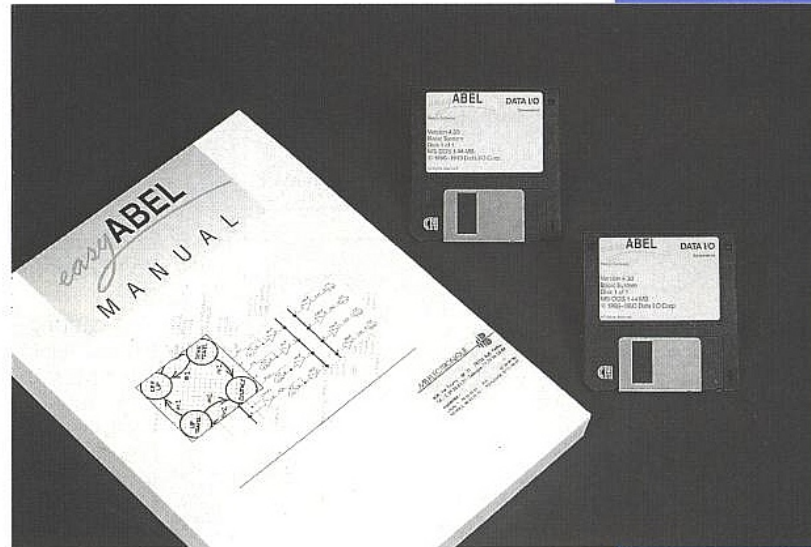


attaquerons prochainement à une commutation sur port parallèle, incluant en exclusivité des placements pour dongle.

Espérons que nos PC's sauront nous être reconnaissants de telles attentions !

ABEL ET LES TABLES DE VÉRITÉ

Les Tables de Vérité (Truth Tables) sont une des méthodes de description logique qu'offre le langage Abel. Elles représentent une méthode simple et efficace, applicable à de nombreuses situations faisant appel à de la logique combinatoire. Cependant, leur usage, qui peut sembler évident, demande en fait au



concepteur d'en avoir bien assimilé le principe. Ayant dû répondre à beaucoup de questions d'utilisateurs concernant cette méthode, il nous a semblé utile d'en décrire pas-à-pas l'utilisation. Les exemples listés sont bien entendu compilables sur les différentes moutures du compilateur ABEL, depuis la version easyABEL décrite dans cette revue (n° 567), jusqu'à l'environnement Synario pour les FPGAs / CPLDs.

PRINCIPE

Le principe de base d'une Table de Vérité est de construire une liste exhaustive des combinaisons d'entrées pour lesquelles chaque sortie devient active. Les termes de cette définition sont importants : nous allons voir que les implications sont nombreuses.

● Syntaxe de base - Exemples simples

Pour une description syntaxique exhaustive, vous pourrez vous reporter au Manuel de Référence du langage ABEL, mais les exemples qui suivent sont assez clairs. Vous vous reporterez également avec profit à l'article déjà paru. Dans l'exemple 1, les lignes L1 et L2 constituent le « ON-set » (ensemble des conditions d'activation de la sortie). Comme l'équation obtenue le confirme, les lignes L3 et L4 sont ignorées car Out est de type défaut (donc '0' pour les cas non spécifiés). Par contre, l'exemple 2 diffère du premier par Out qui est de type 'com, DC'. Dans ce cas, les lignes L3 et L4 consti-

```
MODULE DEMO1
TITLE 'Exemple 1'
« Inputs
  A, B, C pin;
«Output
  Out pin istype 'com';
Truth_Table
( [A, B, C] -> Out )
[0, 1, 0] -> 1; // L1
[1, 1, 1] -> 1; // L2
[0, 0, 1] -> 0; // L3
[1, 0, 0] -> 0; // L4
END
// Equation Réduite résultat :
// Out = (!A & B & !C) # (A & B & C);
```

■ Exemple 1

tuent le « OFF-set » et les autres cas sont don't care (DC) c'est-à-dire 0 ou 1 suivant les besoins de l'optimisation. L'équation qui en résulte, on le voit, est très simplifiée ! Une instruction « @DCSET » aurait eu le même effet que de déclarer Out de type « dc ». L'emploi de @DCSET doit être réfléchi dans le cas où la table spécifie plusieurs sorties : toutes seront affectées par la réduction.

```
MODULE DEMO1
TITLE 'Exemple 2'
« Inputs
  A, B, C pin;
«Output
  Out pin istype 'com, dc';
Truth_Table
( [A, B, C] -> Out )
[0, 1, 0] -> 1; // L1
[1, 1, 1] -> 1; // L2
[0, 0, 1] -> 0; // L3
[1, 0, 0] -> 0; // L4
END
// Equation réduite résultat :
// Out = (B);
```

■ Exemple 2

● Influence de la polarité

Nous allons voir que la polarité de la sortie (active à 1 ou à 0) a une influence importante.

Ici, Out1 et Out2 conduisent à deux résultats identiques. Dans le cas de !Out1, le « ON-set » correspond aux valeurs « 0 » :

la troisième ligne est ignorée. Conclusion : pour les signaux de pola-

MODULE DEMO2
TITLE 'Exemple 3' ■ Exemple 3
« Inputs
A, B, C pin;
«Output
Out1 pin istype 'com, neg';
Out2 pin istype 'com, neg';
Out3 pin istype 'com, neg'; // BEWARE

Truth_Table
([A, B, C] -> [!Out1, Out2, Out3])
[0, 0, 1] -> [0, 1, 0]; //L1
[0, 1, 1] -> [0, 1, 0]; //L2
[1, 1, 0] -> [1, 0, 1]; //L3

END
// Equations réduites :
// !Out1 = !Out2 = (A # !C);
// ou : Out1 = Out2 = (IA & C);
// MAIS Out3 = (A & B & !C); ce que vous vouliez ?

MODULE DEMO3
TITLE 'Exemple 4' ■ Exemple 4
« Inputs
A, B, C pin;
«Output
Out pin istype 'com';
« Equivalence
X = .X.;
Truth_Table
([A, B, C] -> Out)
[0, 0, 1] -> 0; //L1 (ignorée)
[0, 1, 0] -> 1; //L2
[1, X, X] -> 1; //L3
[0, 0, 1] -> 1; //L4 incompatible L1
[1, 1, 0] -> 0; //L5 incompatible L3

END
// Resultat : Out = A # (B & !C) # (!B & C)

MODULE DEMOS
TITLE 'Exemple 5' ■ Exemple 5
« Inputs
A, B, C pin;
«Output
Out pin istype 'com, pos';
Truth_Table
([A, B, C] -> Out)
[0, 0, 1] -> 0;
[0, 1, 0] -> 0;
[1, 0, 0] -> 0;
[0, 0, 0] -> 1; //changes everything!

END
Without line L4 :
!Out=(A & !B & !C)# (IA & B & !C)# (IA & IB & C);
WITH L4 : Out = (IA & IB & !C);

MODULE DEMO6
TITLE 'Exemple 6' ■ Exemple 6
« INPUTS
A, B, C PIN;
«OUTPUT
OUT PIN ISTYPE 'COM';
« EQUIVALENCE
X = .X.;
TRUTH_TABLE
([A, B, C] -> OUT)
[0, 0, 0] -> 0;
[0, 0, 1] -> X;
[0, 1, 0] -> 1;
[0, 1, 1] -> X;
[1, X, X] -> X;

END
// AS IS : OUT = (IA & B & !C);
// WITH ISTYPE 'COM,DC' : OUT = (B);

● Utilisation de « .X. » dans les conditions

Les Don't Care que l'on peut utiliser dans la partie gauche des Tables de Vérité ne doivent pas être confondus avec les états « DC » servant à optimiser les équations. Les .X. ne servent qu'à regrouper plusieurs lignes de conditions en une seule, c'est une facilité d'écriture.

Caveat : Il faut utiliser avec précaution les .X. dans la mesure où l'on peut arriver à des conditions ambiguës car se chevauchant et incompatibles. Ce type d'incohérence n'est pas détecté ni reporté par le compilateur. La raison en est simple : l'une des assignations ne fait pas partie du « ON-set » et elle est donc ignorée.

Voir l'exemple 4 :

Explications :

L1, qui semble en conflit avec L4 est en fait ignorée (Out de polarité positive ou default), donc L4 seule est prise en compte, sans rapport d'erreur.

De même, L5 intersecte L3, mais est ignorée car ne fait pas partie du « ON-set ».

Donc, seules L2, L3 et L4 sont prises en compte, ce qui conduit au résultat mentionné, sans qu'aucune erreur ne soit générée.

Il est donc très important de vérifier la cohérence de ce que l'on écrit, car des conflits « visibles » dans les Tables n'en sont en général pas du point de vue du compilateur.

● Utilisation de .X. dans les assignations

La syntaxe autorise d'employer « .X. » comme valeur de sortie. Dans ce cas, il semble que le compilateur ignore alors la ligne, sans autre effet.

Dans tous les cas, ce n'est pas la méthode pour spécifier des états « don't care » optimisables automatiquement pour simplifier les équations obtenues. L'exemple 2, lui, montre comment spécifier ce type d'optimisation.

L'exemple 6 prouve que les lignes du type « -> .X. » ne sont pas optimisées si « DC » ou @DCSET ne sont pas spécifiés. Et dans ce dernier cas, elles ne servent à rien.

Elles semblent donc être d'aucune utilité, sauf peut-être pour documenter des conditions pour lesquelles la valeur de la sortie est réellement sans importance.

● Cas spécial où le « ON-set » est vide

Il est rare que l'ensemble d'activation (« ON-set ») soit vide, mais ceci peut présenter un intérêt. Dans ce cas, le comportement du compilateur nous semble peu intuitif, aussi est-il important de comprendre de quoi il retourne. Voyons l'exemple :

Le résultat est un peu inattendu. On pense obtenir Out=0 puisque nous n'avons que des conditions où Out est nul, et que sa polarité est POS (ou défaut). Il n'en est rien !

Ce cas peut se présenter lorsque plusieurs sorties sont assignées dans la

table, et que l'on souhaite « inactiver » une sortie pour une raison ou une autre.

Résultat : en l'absence de la ligne L4, la sortie vaut zéro uniquement pour les trois cas listés ! Pour les cinq (8-3) autres possibilités, Out vaut 1 même si il est de type POS ou DC !

Par contre, si la ligne L4 est présente, le « ON-set » est non vide, et l'équation obtenue est Out = (IA & !B & !C); ce qui redevient tout-à-fait normal.

CAS DE LA LOGIQUE SYNCHRONES

Il est possible de déclarer des sorties de type « registre » plutôt que combinatoires.

Dans ce cas, la syntaxe change légèrement. L'assignation se fait par « :> » au lieu de « -> ».

Tout ce qui précède s'applique. Une bacule est simplement insérée entre le signal et la sortie.

EN RÉSUMÉ

Les combinaisons de type « OFF-set » sont nécessaires lorsque la Table construit plusieurs sorties car elles ne sont pas activées toutes en même temps.

Il est important de se souvenir que les combinaisons de type « OFF-set » sont ignorées (cas par défaut), sauf si la sortie est déclarée de type « DC » (ou si l'instruction @dcset est active). Dans ce cas, un ensemble « DC-set » est construit à l'intérieur duquel les sorties se voient assigner des états propres à simplifier la logique générée.

Si les sorties ne sont pas de type « dc » et que @dcset n'est pas utilisé, alors on peut considérer chaque sortie une-à-une et ignorer les combinaisons ou elle n'est pas active.

.X. utilisé à droite de l'assignation n'a aucun effet d'optimisation par lui-même.

Lorsque la table spécifie plusieurs sorties de types différents, évitez @DCSET qui affectera toutes les sorties. Utilisez plutôt « istype '....DC' » pour chaque concernée.

ATTENTION au cas où l'ensemble d'activation (« ON-set ») est vide !

En conclusion générale, ne vous fiez pas à une impression visuelle ou à l'intuition pour analyser ou construire une Table de Vérité, malgré son apparente simplicité. La seule « interprétation » qui fasse foi est celle du compilateur !

C'est lui qui mènera au fichier Jedec... Présentez vos Tables de façon la plus claire possible, évitez les effets de bord, et documentez-les à l'aide de commentaires judicieux. Enfin, un « coup d'œil » aux équations réduites générées est une bonne pratique et permet de lever un doute éventuel ou détecter une anomalie.

Nous espérons que ces quelques lignes vous aideront à tirer le meilleur parti de la puissance du langage Abel, et en particulier de cette méthode très efficace que sont les Tables de Vérité.

LE «SNIFFER» OU RENIFLEUR EM LARGE BANDE

La pratique de l'électronique dans le

domaine des hautes et très hautes

fréquences impose un minimum

d'appareillage de mesure voire

d'outils simples d'investigation.

Le petit appareil baptisé renifleur EM

que nous vous proposons fait partie de la

dernière catégorie. Il permettra la

simplification de la mise au point des

maquettes HF en détectant les défauts,

mauvais découplages ou fuites de blindage, en

vérifiant les accords par couplage, etc. et ce dans une très large bande jusqu'à

1 GHz. A l'heure où l'on parle beaucoup de compatibilité électromagnétique, il

autoriserait sinon une mesure précise des champs rayonnés, du moins la localisation

des points chauds avec appréciation de l'ordre de grandeur.

RAPPELS

● Le champ électromagnétique

Deux conducteurs soumis à une différence de potentiel engendrent un champ électrique E . Ce champ est proportionnel à la valeur de la différence de potentiel divisée par la distance séparant les deux conducteurs (figure 1).

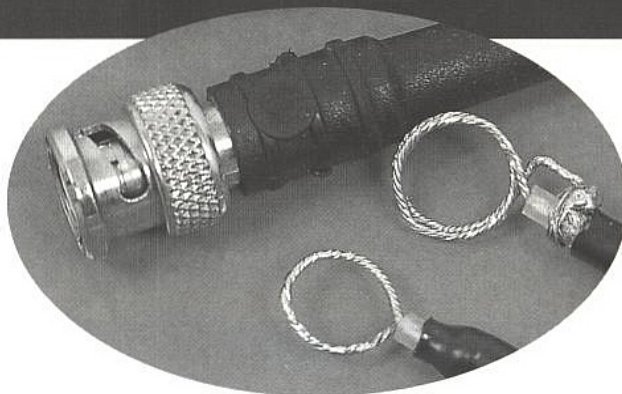
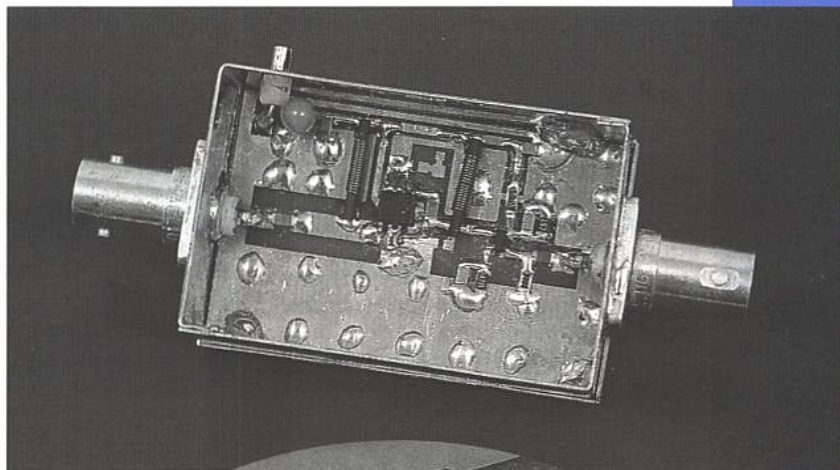
Un champ magnétique (H) est présent autour d'un conducteur véhiculant un courant et est proportionnel à la valeur de ce courant divisé par la distance à laquelle se situe le conducteur (figure 2).

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif, il donne naissance à un rayonnement électromagnétique. Ce rayonnement est composé d'un champ électrique et d'un champ magnétique dont les directions sont orthogonales (figure 3). La vitesse de propagation de ces champs dépend du milieu de propagation. Dans l'air, milieu de conductivité nulle en première approximation donc diélectrique pur, elle est égale à la vitesse de la lumière, soit $c = 3.10^8 \text{ m/s} = 1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$.

A l'inverse, un conducteur soumis à un champ électromagnétique devient le siège d'une énergie électrique, propriété qui sera utilisée par les sondes de prélèvement de notre renifleur EM.

● Impédance d'onde ou de champ

Le rapport entre le champ électrique (E) et le champ magnétique (H) est appelé l'impédance d'onde ou de champ. Cette impédance dépend du milieu de propagation et de la distance d séparant les éléments rayonnants du point de préhension du champ E.M. Le graphique de la figure 4 représente les différentes valeurs de l'impédance d'onde en fonction de cette distance. Le graphe montre distinctement deux régions : l'une où l'impédance du champ est variable et l'autre où l'impédance est constante. Cette dernière région appelée région de champs cou-



plés ou champ lointain a pour impédance celle du vide, soit :

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120 \pi \approx 377 \text{ ohms}$$

où $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

et $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ respectivement perméabilité magnétique et permittivité diélectrique du vide.

La position médiane sur l'axe des distances est normalisée à $\lambda / 2\pi$ ou approximativement $1/6^e$ de la longueur d'onde $\lambda = c/f$. Cette région est appelée la région de transition entre le champ proche (d'impédance variable) et le champ lointain (d'impédance constante).

Dans la région du champ proche, deux cas peuvent se présenter : soit prédominance du champ électrique soit du champ magnétique. L'impédance est fonction des caractéristiques de la source. Un élément rayonnant une haute tension et un faible courant produira un champ électrique (haute impédance) alors qu'un élément soumis à une faible tension mais un courant important (par exemple une self) produira un champ magnétique (faible impédance).

Il peut néanmoins exister un cas particulier lorsque la structure rayonnante

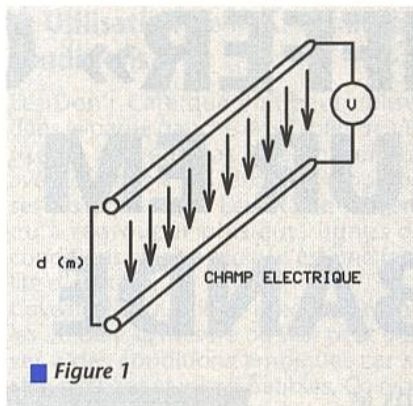


Figure 1

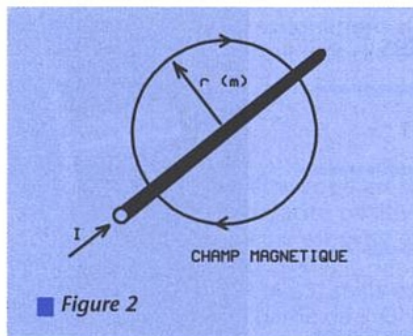


Figure 2

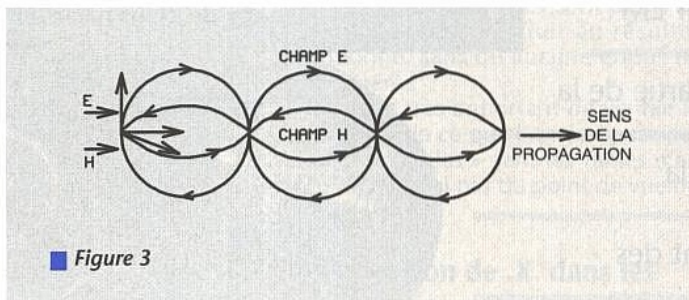


Figure 3

approche l'impédance de 377 ohms : il y a «adaptation» entre la source et le milieu.

On ne peut parler d'ondes planes, et encore ne le sont-elles jamais réellement, qu'en champ lointain et pour autant que la source soit ponctuelle vue de la distance d'analyse.

LES SONDES

On comprend alors, en rapport avec les variations d'impédance des sources, pourquoi l'on doit disposer de différentes sondes selon la longueur d'onde et la prédominance du champ magnétique ou électrique. Dans un cas, la sonde sera constituée d'une boucle (pour le champ H) et dans le second cas, elle sera formée d'un brin (pour le champ E). Le diamètre de la boucle et la longueur du brin seront évidemment fonction de la fréquence du champ électromagnétique, ce qui explique la nécessité de fabriquer différentes sondes si l'on souhaite couvrir une bande de fréquences importante (typiquement 30 MHz-1 GHz pour la CEM en première approche).

LES AMPLIFICATEURS

Afin d'amener l'amplitude des signaux prélevés à une valeur pouvant convenir à l'étage d'entrée d'un appareil de mesure, par exemple, d'un fréquence-

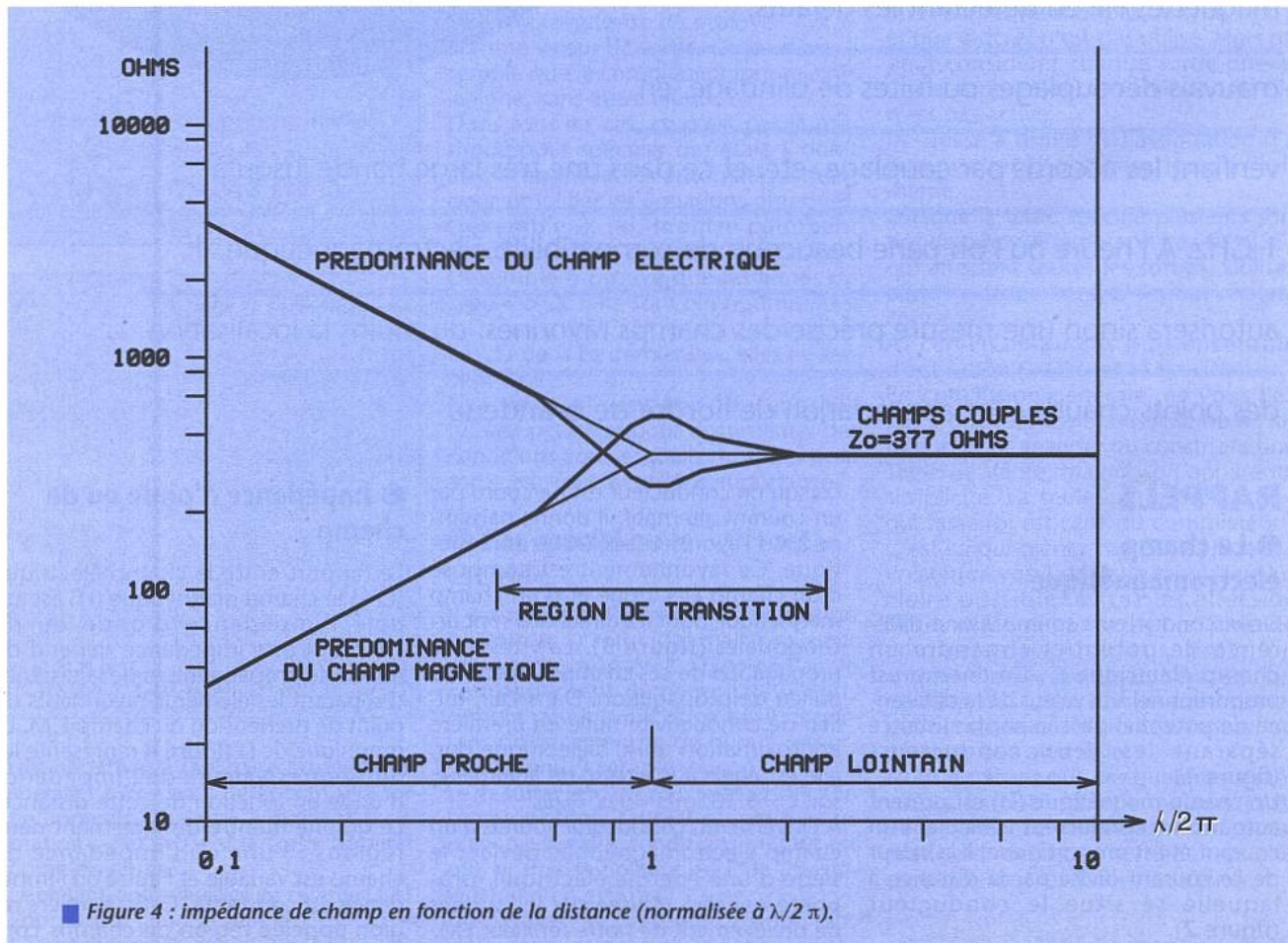


Figure 4 : impédance de champ en fonction de la distance (normalisée à $\lambda/2\pi$).

mètre ou un milliwattmètre, il est nécessaire d'utiliser des amplificateurs. Ceux-ci procureront un gain respectif de 10dB et de 35dB et pourront être cascades, module 35 dB en tête dans ce dernier cas.

Le premier d'entre eux est représenté en figure 5. Il utilise un MAV11 qui apporte un gain maximal de 12,5dB, gain réglable à 10dB par la résistance ajustable de 47 ohms. Alimenté sous +5,6V, RV1 devra être ajustée afin d'obtenir une consommation maximale de 55mA à 60mA. Ce composant fonctionne jusqu'à une fréquence de 1,5GHz.

Ses impédances d'entrée et de sortie sont fixées à 50 ohms. Ses broches d'entrée et de sortie sont chargées par des lignes 50 ohms réalisées sur le circuit imprimé (micro strip line). Les condensateurs de couplage de 1nF sont nécessaires afin de bloquer la composante continue du signal. L'alimentation du circuit s'effectue au travers d'une self d'arrêt confectionnée sur un bâtonnet de ferrite (large bande, matériau 4B1 Philips) à l'aide d'une vingtaine de spires de fil émaillé de 2/10 à 3/10 de mm..

Le second amplificateur apportant un gain plus important, il a fallu tenir compte du facteur de bruit des composants utilisés. Son schéma est donné en figure 6.

Le transistor d'entrée est de type NE25139, équivalent NEC CMS du défunt CF300 Telefunken. C'est un transistor FET double porte As Ga, pouvant procurer un gain de 20dB jusqu'à 1 GHz avec un facteur de bruit de 1,1dB. Il est tout spécialement désigné pour être utilisé comme mélangeur ou amplificateur faible bruit. Il peut également remplacer les transistors MESFET simple porte en connectant sa broche G2 à sa broche S (source). On obtient ainsi un gain en général plus important qu'en utilisant les transistors FET courants.

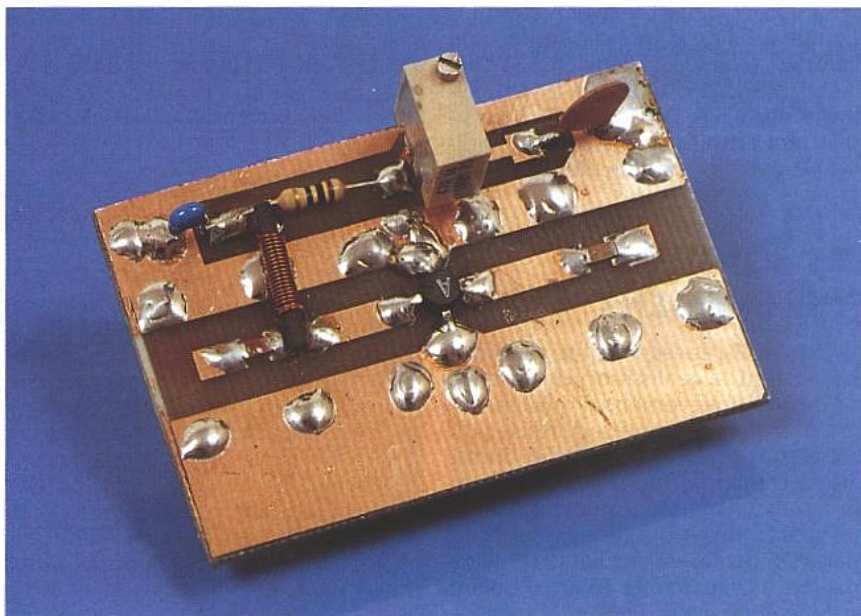
Caractéristiques électriques du NE25139:

- figure de bruit à $V_{ds} = 5V, V_{g2s}=1V, I_d=10mA, f=900MHz$: $F = 1,1dB$ typique
- gain en puissance à $V_{ds} = 5V, V_{g2s}=1V, I_d=10mA, f=900MHz$: $G_{max} = 20dB$ typique

Le schéma de principe de l'amplificateur est donné en figure 6. Le NE25139 reçoit le signal sur sa porte 1 par l'intermédiaire d'une capacité de 1nF. Sa porte 2 est polarisée par les résistances de 3,9 kohms (R1 et R3) qui l'amène à un potentiel de +1,5V (soit $V_{G2S} = 1V$). Un courant de 10mA circule alors par le drain de T1 et $V_{G1S} = -0,5V$.

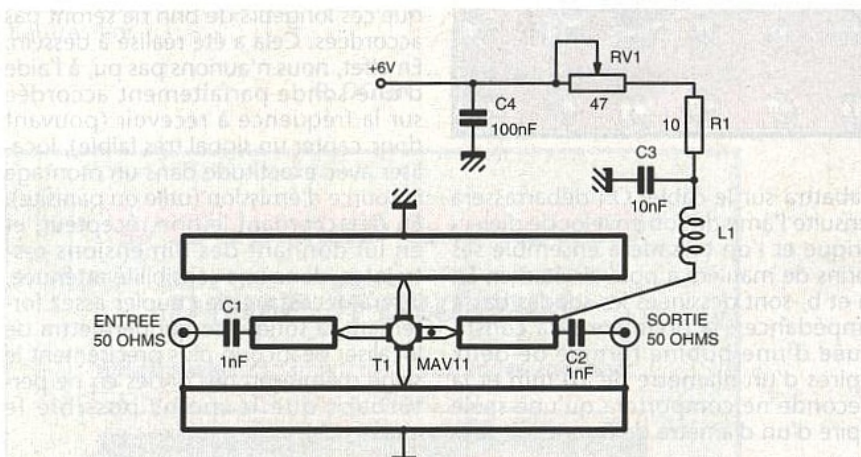
Le signal est ensuite amené à l'entrée de IC2, de type $\mu PC1678G$. C'est un circuit monolithique destiné à fonctionner dans les bandes HF et UHF jusqu'à 1,9GHz et procurant un gain typique de 23dB sous 50Ω à 500 MHz.

- Caractéristiques électriques :
- courant consommé sans signal d'entrée : 49mA typique
 - gain en puissance à $f=0,5GHz$: 23dB typique
 - fréquence de coupure du gain à -3dB : 1,9GHz typique

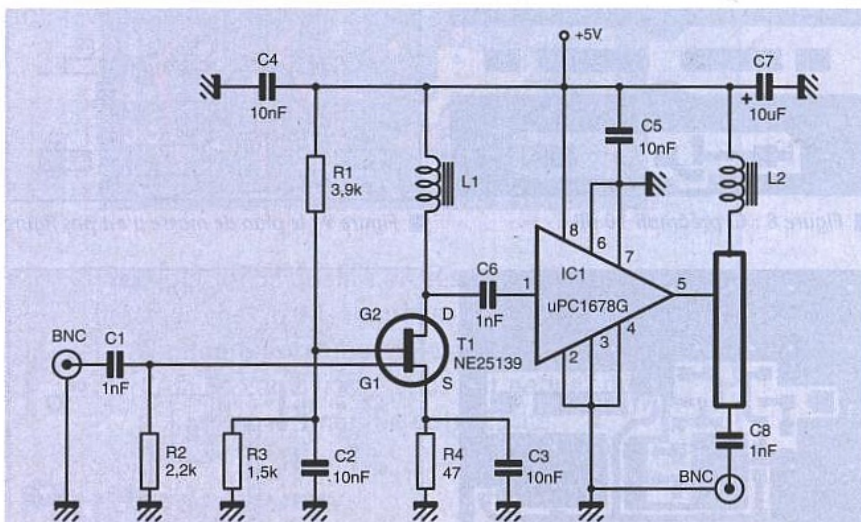


- figure de bruit à $f=0,5GHz$: 6dB typique
 - tension d'alimentation : +5V
 La sortie de IC1 est chargée par une ligne d'impédance 50 ohms. La sortie du signal s'effectue via une capacité d'isolation de 1nF.
 Signalons, comme nous l'avons dit plus haut, que la sortie de ces amplificateurs pourra être raccordée à l'en-

trée d'un fréquencemètre ou de tout autre appareil par exemple un analyseur de spectre ou un récepteur panoramique (voir scanner ERP). On pourra également réaliser un petit montage qui permettra la lecture de l'importance du champ sur un galvanomètre. Pour cela, il conviendra de fabriquer un petit montage annexe. Ce dernier devra comporter en tête un circuit de



■ Figure 5 : schéma préampli 10db.

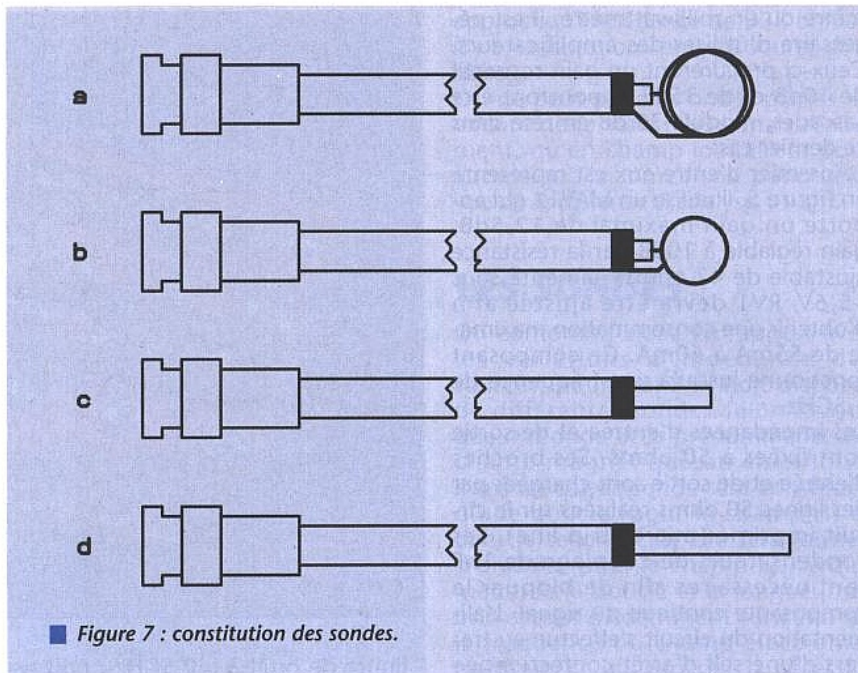


■ Figure 6 : schéma préampli 35db.

détection et de filtrage, détection effectuée à l'aide d'une diode de type Schottky (voir ELECTRONIQUE RADIO PLANS n°561 de AOÛT 1994, «Un milliwattmètre H.F. 1mW à 10W»). Le signal sera ensuite amplifié puis conditionné par des amplificateurs opérationnels.

LES SONDES DE PRÉLÈVEMENT

La figure 7 représente les schémas permettant la réalisation des quatre sondes de prélèvement. Pour leur fabrication, il conviendra d'utiliser du câble coaxial d'impédance 50 ohms. On en coupera 4 morceaux de 30 cm de longueur que l'on munira à l'une des extrémités d'un connecteur BNC mâle. On dénudera ensuite le câble de manière à ce qu'il reste 15 cm d'isolant entre le connecteur BNC et le haut de la sonde. Il faudra ensuite couper le blindage en en laissant 1 cm que l'on



■ Figure 7 : constitution des sondes.

jours une boucle très inférieure à $\lambda/4$ dans la gamme 30 MHz-1 GHz. Les bobines réalisées, il faudra souder l'extrémité libre de celles-ci au blindage du câble coaxial.

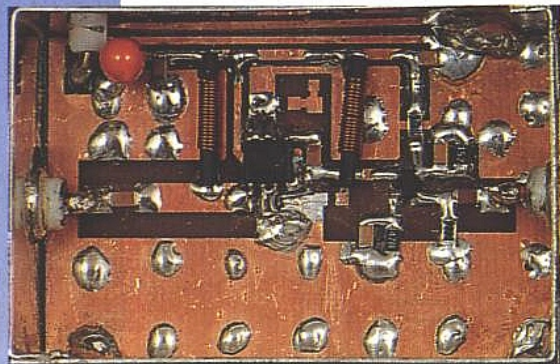
Les figures 7c et 7d représentent les sondes «antennes». Plus simples à réaliser, elles ne seront constituées que de brins de 1 cm et 2 cm. Il est évident que ces longueurs de brin ne seront pas accordées. Cela a été réalisé à dessein. En effet, nous n'aurions pas pu, à l'aide d'une sonde parfaitement accordée sur la fréquence à recevoir (pouvant donc capter un signal très faible), localiser avec exactitude dans un montage la source d'émission (utile ou parasite). En désaccordant le brin récepteur, et en lui donnant des dimensions restreintes, donc une sensibilité atténuée, il sera nécessaire de coupler assez fortement la sonde, ce qui permettra de localiser beaucoup plus précisément le siège d'émission des ondes en ne perturbant que le moins possible le champ EM.

D'autres sondes, basse et haute impédance, pourront par ailleurs être réalisées en se basant sur les données décrites plus haut. On pourra ajuster ainsi chacune d'entre elles pour une plage de fréquence donnée.

Celles dont nous avons donné la description de fabrication permettent de couvrir :

1/ 2 spires de diamètre 10 mm et un brin de 2 cm : 30MHz à environ 300MHz

2/ 1 spire de diamètre 8 mm et un brin de 1 cm : 300MHz à 1GHz



rabattra sur le câble. On débarrassera ensuite l'âme de son enveloppe diélectrique et l'on torsadera ensemble ses brins de manière à pouvoir étamer. En a et b, sont dessinées les sondes basse impédance : la première sera constituée d'une bobine formée de deux spires d'un diamètre de 10 mm et la seconde ne comportera qu'une seule spire d'un diamètre de 8 mm soit tou-

LA RÉALISATION PRATIQUE

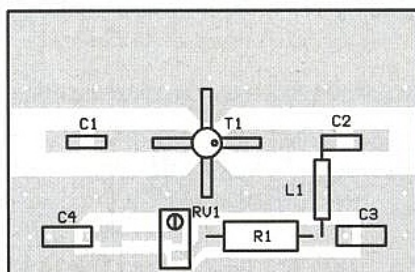
Le dessin du circuit imprimé de l'amplificateur utilisant le MAV11 est donné en figure 8. Le schéma d'implantation des composants est représenté en figure 9. Le circuit sera réalisé sur de l'époxy double face, dont la face inférieure sera laissée recouverte de son cuivre. Plusieurs traversées seront effectuées afin de connecter ensemble les différents plans de masse supérieures et inférieures et obtenir une **masse propre** en HF, c'est-à-dire de résistance et d'inductance très faible, nulle au mieux. Les condensateurs d'entrée et de sortie seront de type CMS. La résistance ajustable est un modèle multi-tours afin d'obtenir un réglage fin et durable dans le temps.

Le circuit imprimé du second amplificateur est dessiné en figure 10 et le schéma d'implantation est donné en figure 11. La réalisation de la platine est identique à celle du premier amplificateur, c'est à dire en utilisant la face inférieure du circuit comme plan de masse. Là, tous les composants sont de type CMS ; c'est dire qu'il faudra apporter un maximum de soins dans le câblage.

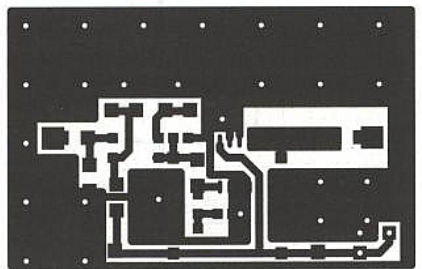
Les selfs d'arrêt seront réalisées en bobinant une vingtaine de spires de fil émaillé de 2/10 à 3/10 de mm sur des bâtonnets de ferrite de 1,6 mm de diamètre et 15 mm de longueur en maté-



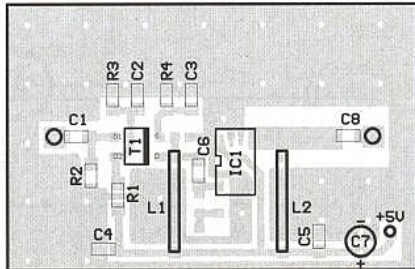
■ Figure 8 : CI préampli 10 dB.



■ Figure 9 : le plan de masse n'est pas figuré.



■ Figure 10 : CI préampli 35 dB.



■ Figure 11 : même remarque que pour la figure 9.

riau 4B1, ce qui correspond à environ une dizaine de μH .

Les deux amplificateurs seront placés obligatoirement dans des coffrets métalliques.

Leurs entrées et sorties s'effectueront à l'aide de connecteurs BNC femelle fixés sur ces coffrets (on soudera les plans de masse au coffret, une fois les ensembles câblés). L'alimentation des circuits se fera par l'intermédiaire de by-pass traversant les boîtiers métalliques à la hauteur des circuits imprimés

et à l'emplacement de la piste distribuant la tension d'alimentation. Celle-ci sera issue d'une alimentation externe procurant une tension régulée et stabilisée.

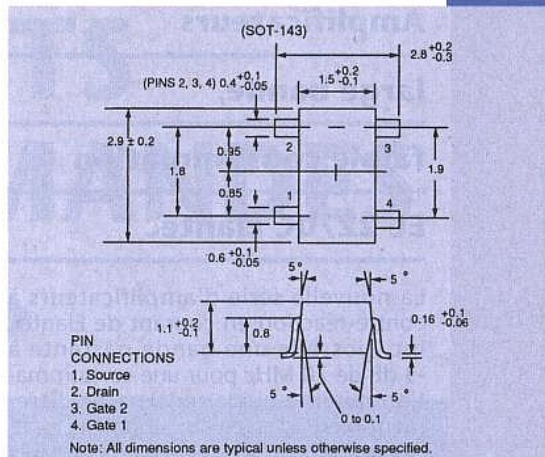
LES RÉGLAGES ET LES ESSAIS

Ils se résument à peu de choses. On réglerait la résistance ajustable RV1 de manière à obtenir la consommation annoncée pour l'amplificateur à MAV11.

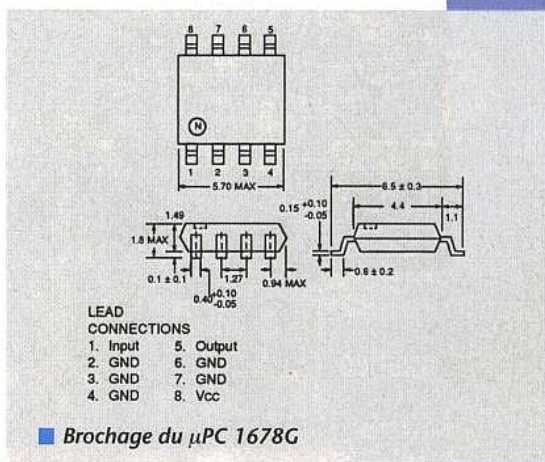
On raccordera les amplificateurs munis d'une sonde à un fréquencemètre, et l'on approchera la sonde du montage à tester, par exemple une platine d'émetteur comportant un oscillateur pilote et des étages multiplicateurs. Les différentes fréquences devront pouvoir être lues sur l'indicateur du fréquencemètre. Lors du couplage des sondes avec les circuits à tester, il ne faudra pas oublier que ces dernières peuvent influencer sur le fonctionnement du montage en cours de test. Le couplage correct sera donc à déterminer par essais successifs.

Comme nous l'avons mentionné en ouverture, il ne faut pas considérer ce petit ensemble comme un appareil de mesure mais comme un outil d'investigation, les niveaux obtenus dépendent de trop de paramètres inquantifiés. Enfin les amplificateurs associés aux sondes pourront servir à d'autres fins.

P. OGUIC



Brochage du NE 25139, le repérage se fait uniquement par le léger désaxage de la source, attention donc !



NOMENCLATURE

Amplificateur 10 dB

Résistances :

R1 : 10 Ω 5% (de préférence à couche carbone ou carbone aggloméré)
RV1 : résistance ajustable multitours 47 Ω

Condensateurs :

C1, C2 : 1 nF CMS 1206
C3 : 10 nF
C4 : 100 nF

Semi-conducteur :

IC1 : MAV11

Divers :

L1: self d'arrêt (voir texte)
1 boîtier métallique
2 connecteur BNC femelle pour châssis

Amplificateur 35dB

Résistances :

R1 : 3,9 k Ω CMS 1206
R2 : 2,2 k Ω CMS 1206
R3 : 1,5 k Ω CMS 1206
R4 : 47 Ω CMS 1206

Condensateurs :

C1, C6, C8 : 1 nF CMS 1206
C2, C3, C4, C5 : 10 nF CMS 1206
C7 : 10 μF 10 volts tantale goutte

Semi-conducteur :

T1 : NE25139 NEC

Circuit intégré :

IC1 : μPC 1678G NEC

Divers :

L1, L2 : self d'arrêt (voir texte)
1 boîtier métallique
2 connecteurs BNC femelle pour châssis.

WINBOARD

pour Windows

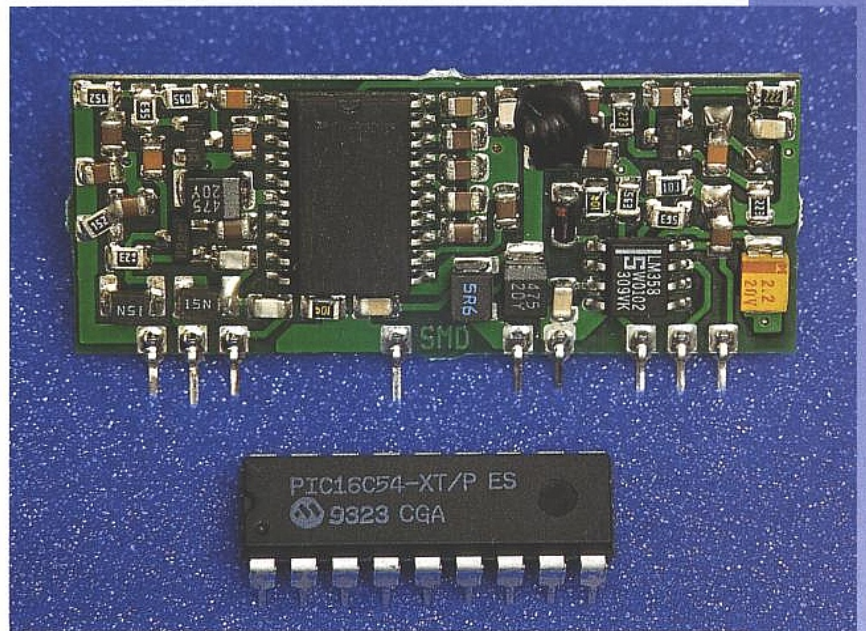
1er logiciel de qualité professionnelle pour dessiner vos circuits imprimés sous Windows. WinBoard est compatible à 100 % avec OrCAD. Sa convivialité vous fait gagner du temps et simplifie votre tâche.

Multipower

22, rue Emile Baudot - 91120 PALAISEAU - Tél: 16 (1) 69 30 13 79 - Fax: 16 (1) 69 20 60 41

LES COMPOSANTS POUR TÉLÉCOMMANDES «ROLLING CODE»

Au fur et à mesure de la banalisation des télécommandes codées de toutes sortes, de sérieuses lacunes ont progressivement été mises en évidence dans la prétendue inviolabilité de la plupart des systèmes les plus répandus. Actuellement, il suffit d'un peu de patience et d'un



minimum de matériel pour ouvrir facilement certaines voitures utilisant des clés à infrarouges, et également bien des portes de garage à télécommande radio. Les fabricants de composants ont fort heureusement réagi, et leur réponse à ce nouveau défi se traduit par une technologie dite «rolling code», c'est-à-dire à modification dynamique de code.

Malgré quelques contraintes de mise en œuvre et d'utilisation, cette nouvelle génération de télécommandes semble promise à un brillant avenir.

QUELQUES VÉRITÉS BONNES À DIRE

Il n'est pas nécessaire d'être un expert en sécurité pour faire rapidement le tour des principales faiblesses dont souffrent les systèmes de télécommande codée les plus simples.

Bien évidemment, les commandes opérant par voie radio sont les plus exposées au piratage, en raison de la discrétion avec laquelle on peut, à une certaine distance et pas nécessairement en vue directe, intercepter et simuler leurs échanges de données.

Moins vulnérables à ce genre d'attaques, les transmissions par infra-

rouges ne doivent cependant pas être considérées comme à l'abri de toute surprise: des moyens optiques raisonnablement simples, voire des lasers, peuvent en effet permettre des manœuvres indéliçables à cent mètres et plus de distance.

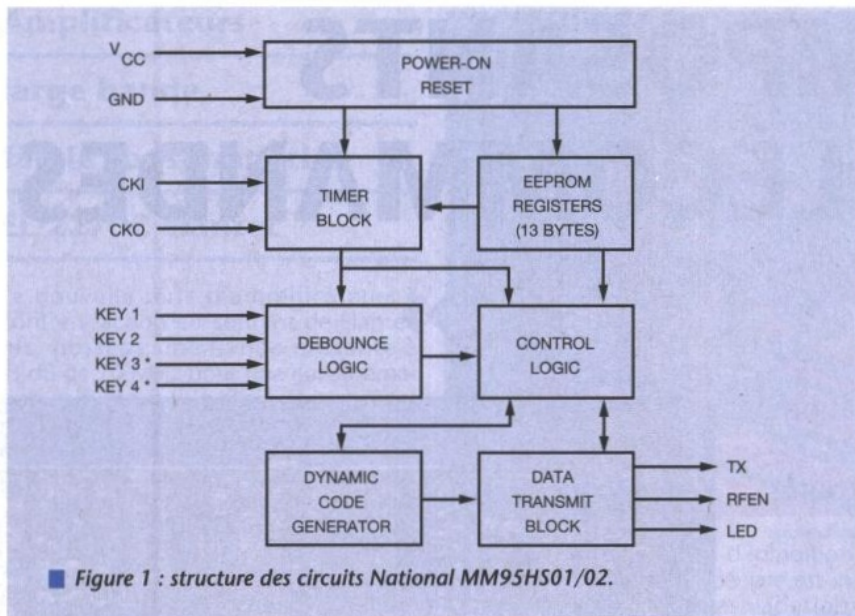
Cela étant posé, on peut classer les risques en trois grandes catégories :

- le balayage : même si le nombre de combinaisons possibles est important, le temps nécessaire pour les essayer toutes, au besoin par des moyens automatiques («scanners») n'est pas forcément prohibitif. Avec un codage sur 12 bits, le très courant MM53200 offre 4096 codes différents: à raison d'une tentative par seconde, l'affaire est faite

en une bonne heure, voire beaucoup moins si une partie du code est commune à tous les émetteurs d'une même série...

- l'interception-rejeu : pour cause de réglementation particulièrement contraignante, les fréquences allouées aux télécommandes radio utilisables sans licence ne sont pas légion. Muni d'un récepteur approprié, il ne faut pas bien longtemps pour découvrir la bonne puis pour enregistrer le code lors d'une utilisation normale du système. Il ne reste plus, alors, qu'à le décrypter (par exemple à l'oscilloscope) et à le programmer dans un boîtier adéquat.

- la duplication : lorsqu'un nombre im-



■ Figure 1 : structure des circuits National MM95HS01/02.

portant de boîtiers utilisant le même code sont mis en circulation (par exemple dans une copropriété), on ne peut guère éviter la communication illicite de leur code et/ou de leur schéma, soit aux fins de programmation de boîtiers achetés «vierges», soit carrément en vue de la confection de faux boîtiers.

LES CONTRE-MESURES USUELLES

S'il est fort difficile de se protéger contre l'interception-rejeu, à moins de changer très fréquemment de code, il est en revanche assez simple de déjouer les tentatives de balayage.

La parade la plus courante consiste à bloquer le décodeur pendant une durée assez longue dès qu'est reçu un code conforme à son protocole, mais erroné.

Un délai de trente secondes peut être considéré comme un bon compromis entre efficacité et inconvénient : dans notre exemple du «craquage» du code passe ainsi à plus de vingt-quatre heures...

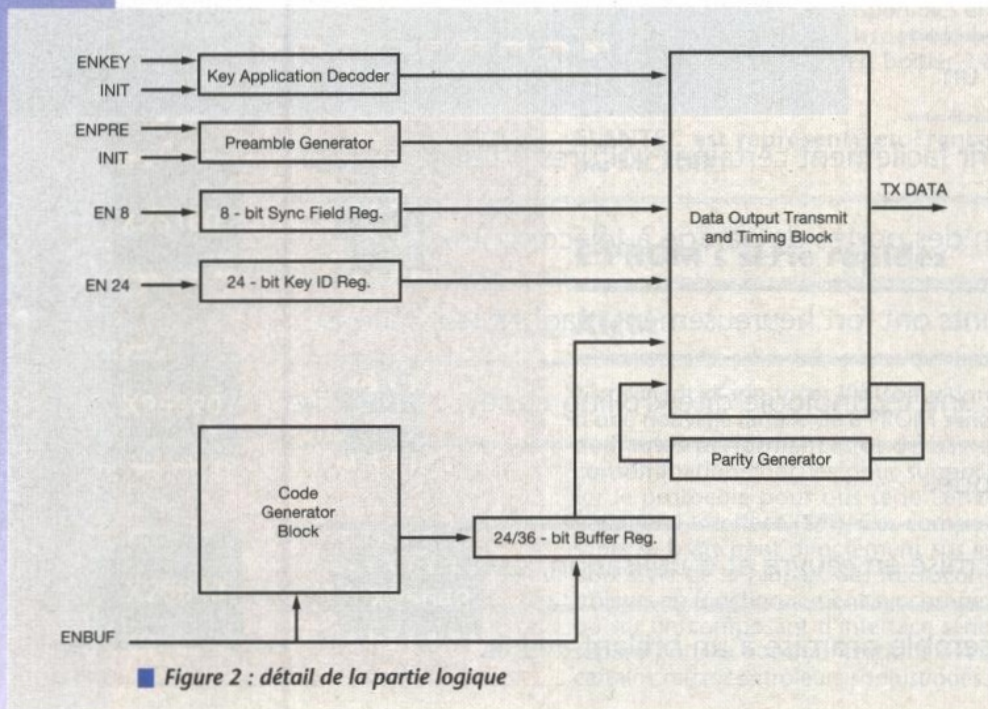
On peut même aller plus loin, et bloquer durablement le décodeur au bout d'un certain nombre de réceptions consécutives de codes erronés.

Parallèlement, des circuits intégrés codeurs-décodeurs à nombre de combinaisons très supérieur sont maintenant disponibles, l'association de ces diverses approches pouvant être considérée comme apportant une réponse satisfaisante au problème.

Le risque de duplication frauduleuse des codes ou des boîtiers peut être pour sa part quasiment éliminé en supprimant la classique barrette de codage à interrupteurs DIL ou à cavaliers.

Le TMS3637 de Texas Instruments, par exemple, fait appel à une programmation du code dans une mémoire E2PROM interne, et donc invisible de l'extérieur.

Au prix d'une certaine complication de l'exploitation, on y gagne une réduction d'encombrement (boîtier à huit broches seulement), tandis que pour «cloner» un codeur il faudrait un programmeur dédié et une bonne connaissance de la relation existant entre le code émis et le contenu de la mémoire.



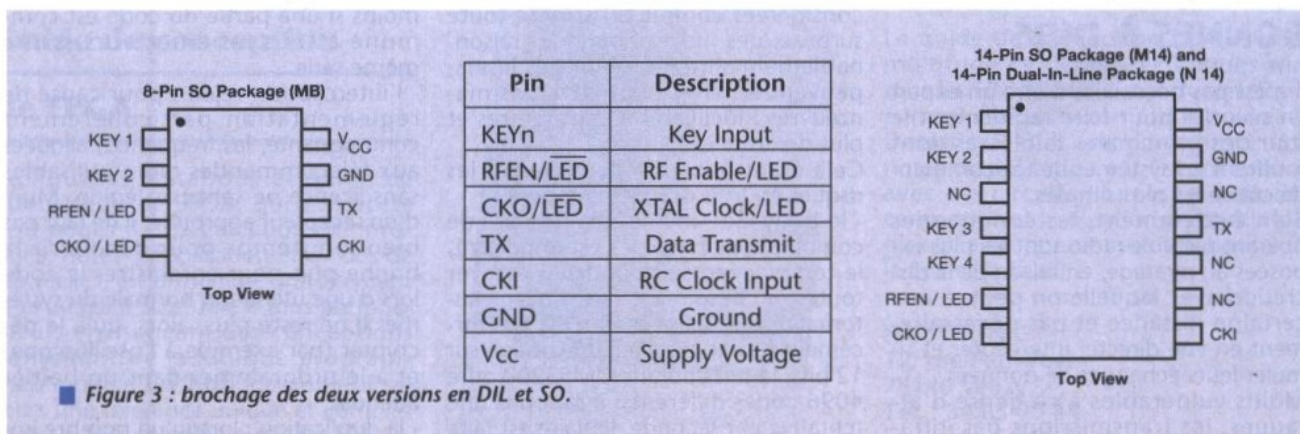
■ Figure 2 : détail de la partie logique

LE PRINCIPE «ROLLING CODE»

Nous avons vu que l'un des meilleurs moyens de protection contre toutes les formes de piratage était de changer fréquemment de code, à l'intérieur d'un nombre de combinaisons aussi élevé que possible.

Poussée à l'extrême, cette idée débouche sur la technologie à code pseudo-aléatoire, dite «rolling code» : on change carrément de code à chaque transmission, bien évidemment de façon automatique.

Un problème se pose donc forcément : la synchronisation entre le codeur et le décodeur, ce dernier devant pouvoir



■ Figure 3 : brochage des deux versions en DIL et SO.

«se douter» du prochain code que va lui envoyer le codeur.

En pratique, codeur et décodeur contiennent chacun une table de valeurs pseudo-aléatoires élaborée par un algorithme secret, à partir d'une «clef» cryptographique commune.

A la fin de chaque transmission d'un ordre, le codeur incrémente le compteur d'adresses qui «pointe» dans la table, et le décodeur fait de même.

Mais alors, que se passe-t-il en cas de perte de synchronisation, par exemple dans le cas fréquent où le boîtier émetteur a été actionné hors de portée du récepteur ?

En général, les décodeurs sont conçus pour reconnaître comme valide non seulement le code qu'ils doivent normalement s'attendre à recevoir, mais aussi les N qui le suivent dans la table. On appelle «fenêtre de reconnaissance» la valeur N, qui tourne couramment autour de 256. Cela offre une confortable marge de manœuvre, sans pour autant affaiblir sensiblement la sécurité du système car la capacité de la table est la plupart du temps de l'ordre de 65000 codes différents, non consécutifs.

Un autre moyen consiste à inclure carrément l'adresse du code au sein de la table, dans le «télégramme» transmis par le codeur: en quelque sorte de «l'adressage indirect» !

Ce procédé peut être appliqué systématiquement lors de chaque transmission (mais cela diminue quelque peu la sûreté du système), ou bien à la demande en cas de perte de synchronisation non rattrapable par le mécanisme de la «fenêtre».

De telles fonctionnalités exigent bien sûr la présence de mémoires non volatiles des deux côtés. Ce sont souvent des E2PROM, mais on rencontre aussi des codeurs équipé d'une simple RAM soutenue par la pile d'alimentation générale, et secondée par une PROM de configuration.

A l'initialisation du système et bien souvent lors de chaque changement de pile de l'émetteur, une manœuvre de synchronisation nommée «apprentissage» est nécessaire : le codeur transmet au décodeur la clef secrète que tous deux utiliseront par la suite pour construire leurs tables, et un recalage des pointeurs est effectué.

Certains décodeurs sont même capables d'apprendre à reconnaître indifféremment plusieurs codeurs utilisant des clefs distinctes, ce qui peut se révéler fort utile. En effet, le principe même du système se prête mal à l'utilisation aléatoire de plusieurs codeurs rigoureusement identiques.

Pour l'utilisateur, la manœuvre d'apprentissage consiste généralement en une séquence particulière d'actionnement du ou des boutons de l'émetteur, à proximité du récepteur.

Parfois, le mode «apprentissage» du décodeur doit aussi être autorisé grâce à une touche spéciale, ou dans le cas d'une voiture, par mise du contact au moyen de la clef ad-hoc.

En règle générale, le bon déroulement de l'opération est signalé par un clignotement particulier de la LED du codeur, et par un ou plusieurs voyants au niveau du décodeur.

MISE EN ŒUVRE PRATIQUE

Il est évident que la mise en œuvre d'un codage «rolling code» est plus complexe que celle d'un codage fixe du style MM53200.

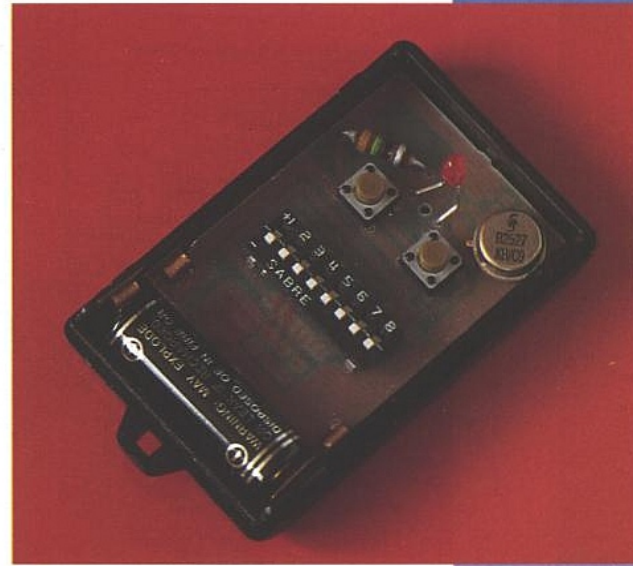
Des produits spécifiques ont naturellement été développés, qui peuvent se présenter sous différentes formes : circuits intégrés spécialisés, modules hybrides incluant émetteur ou récepteur radio, microcontrôleurs préprogrammés, ou logiciels permettant de programmer des microcontrôleurs standards.

Dans la majorité des cas, un système de développement ou au moins un programmeur spécial est nécessaire pour personnaliser les composants, une règle assez communément admise voulant qu'il n'existe jamais deux composants de même origine utilisant la même clef ou la même table.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS SPÉCIFIQUES

NS propose sous la marque «HiSeC» un jeu de composants permettant de réaliser aussi simplement que possible des systèmes «rolling code» de différents niveaux de performances.

Les NM95HS01 (horloge RC) et NM95HS02 (horloge à quartz) sont les



■ Un émetteur VHF à F.O.S.

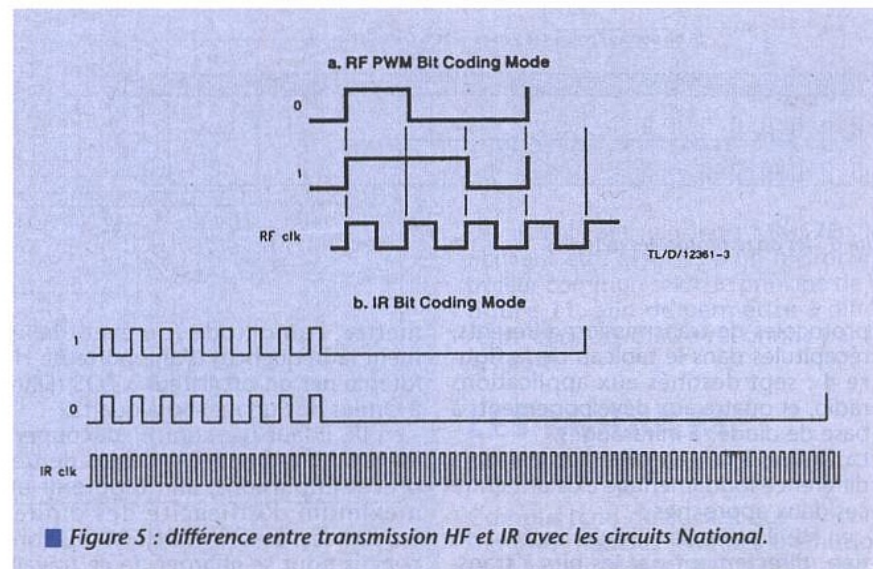
deux versions disponibles pour le composant de codage dont la figure 1 décrit l'organisation générale, la figure 2 détaillant davantage le fonctionnement de la partie logique et les signaux internes.

Deux variantes de brochage, réunies en figure 3, permettent respectivement d'utiliser deux touches de commande et donc deux canaux de télécommande (boîtier SO à 8 broches), ou quatre touches pour autant de canaux (boîtier SO14 ou DIL14).

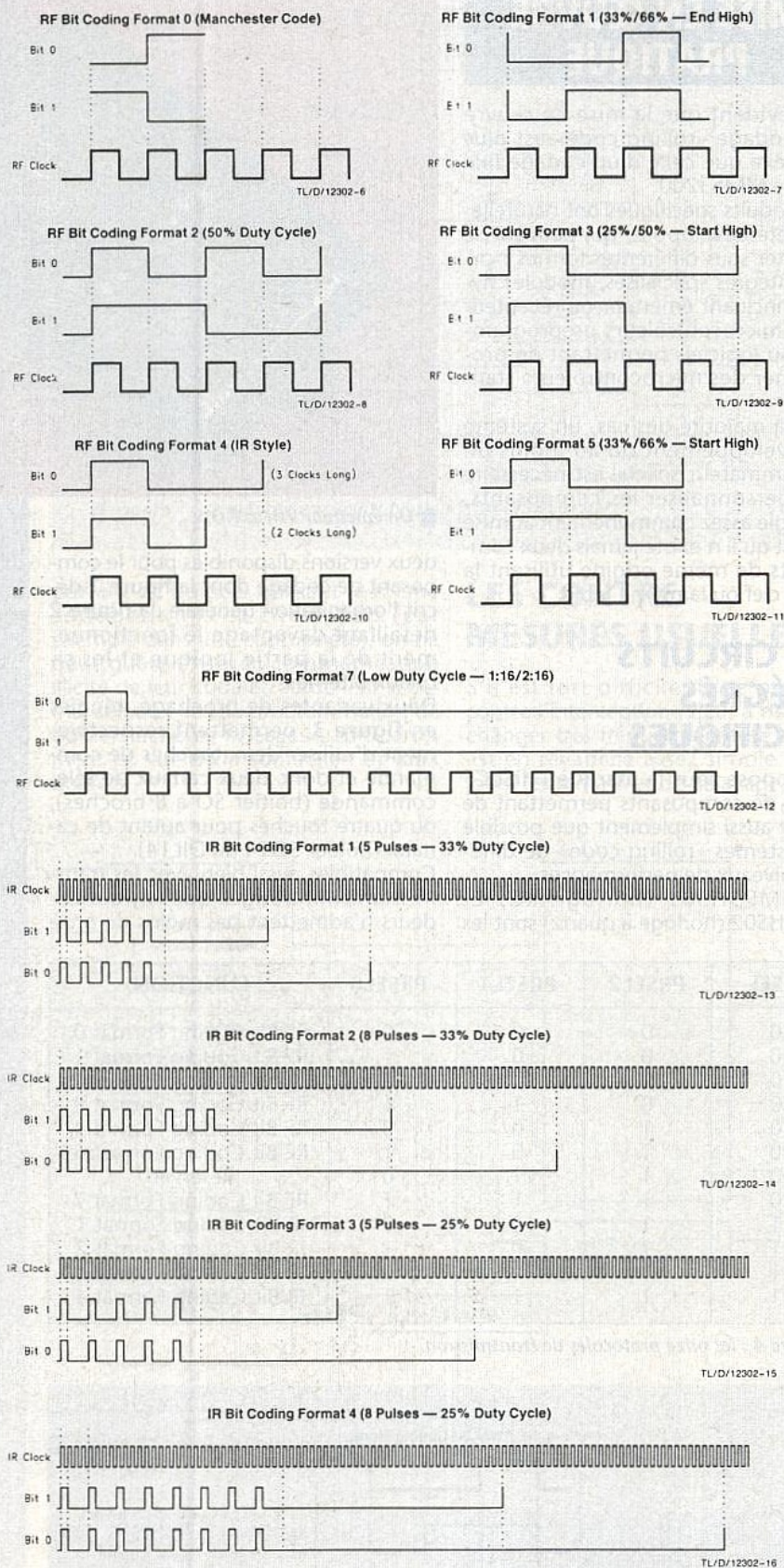
Compatibles aussi bien avec les transmissions infrarouges que HF, ces codeurs n'admettent pas moins de onze

IRSEL	PRSEL2	PRSEL1	PRSELO	FUNCTION
0	0	0	0	RF Bit Coding Format 0
0	0	0	1	RF Bit Coding Format 1
0	0	1	0	RF Bit Coding Format 2
0	0	1	1	RF Bit Coding Format 3
0	1	0	0	RF Bit Coding Format 4
0	1	0	1	RF Bit Coding Format 5
0	1	1	0	Reserved
0	1	1	1	RF Bit Coding Format 7
1	1	0	0	IR Bit Coding Format 1
1	1	0	1	IR Bit Coding Format 2
1	1	1	0	IR Bit Coding Format 3
1	1	1	1	IR Bit Coding Format 4

■ Figure 4 : les onze protocoles de transmission.



■ Figure 5 : différence entre transmission HF et IR avec les circuits National.



■ Figure 6 : les onze protocoles détaillés.

que les composants de codage moins élaborés «sous-traitent» fréquemment à une petite logique externe.

Ces onze protocoles sont détaillés, sous forme de chronogrammes, à la figure 6. Le choix de l'un ou de l'autre permet une optimisation très fine par rapport aux circuits de transmission, et aide dans une certaine mesure à compliquer encore un peu plus le travail d'un éventuel pirate.

Le choix de tel ou tel protocole est matérialisé par la programmation des bits IRSEL et PRSELn, lors de la personnalisation de chaque composant (13 octets en tout).

Celle-ci peut se faire sur certains programmeurs universels du commerce (Xeltek, SuperPro, Hi-Lo, System General, Universal, etc.), mais NS ne cache rien de l'algorithme de programmation à utiliser, proche du «MICROWIRE» couramment employé pour écrire dans les E2PROM série.

On peut donc parfaitement songer à créer un programmeur dédié, par exemple autour d'un PC.

C'est lors de cette personnalisation que chaque codeur sera chargé avec les données secrètes qui lui sont nécessaires pour élaborer ses «télégrammes». Selon les options choisies, la longueur de ceux-ci peut atteindre jusqu'à 92 bits, ce qui en soi est déjà très supérieur à ce qu'émettent la plupart des codeurs à code fixe.

Le code pseudo-aléatoire peut être long de 24 ou 36 bits, le code fixe d'identification qui lui est associé peut comporter 20 ou 24 bits, et le champ de «données», identifiant les touches actionnées, tient sur quatre bits (d'où un maximum de quatre canaux indépendants).

Cela étant posé, la mise en œuvre pratique brille par sa simplicité : la figure 7 reproduit trois exemples représentatifs, en HF ou en IR, avec horloge RC ou à quartz.

Dans le cas particulier des transmissions radio, le schéma de la figure 8 montre avec quelle facilité on peut réaliser un étage d'émission VHF, à antenne imprimée, à partir de filtres à ondes de surface 224 ou 433 MHz.

Le décodage sera pour sa part confié soit à un microcontrôleur, soit plus simplement à un composant baptisé MM57HS01. Dans les deux cas, une E2PROM série contient les données de personnalisation indispensables, bien évidemment cohérentes avec celles du codeur correspondant, et accueillera le moment venu les données envoyées par le codeur pendant l'opération «d'apprentissage».

Le MM57HS01 est un décodeur mixte code fixe ou rolling code, qui ne supporte qu'un sous-ensemble limité des protocoles précédemment décrits.

Son utilisation ne nécessite pas l'écriture d'un quelconque logiciel, simplement la réalisation d'un schéma fort simple, reproduit à la figure 9 pour la version «rolling code», et à la figure 10 pour la version à code fixe.

On notera que l'E2PROM série n'est nécessaire qu'en mode «rolling code», l'utilisation avec un code fixe se faisant très classiquement par dipswitch ou câblage fixe.

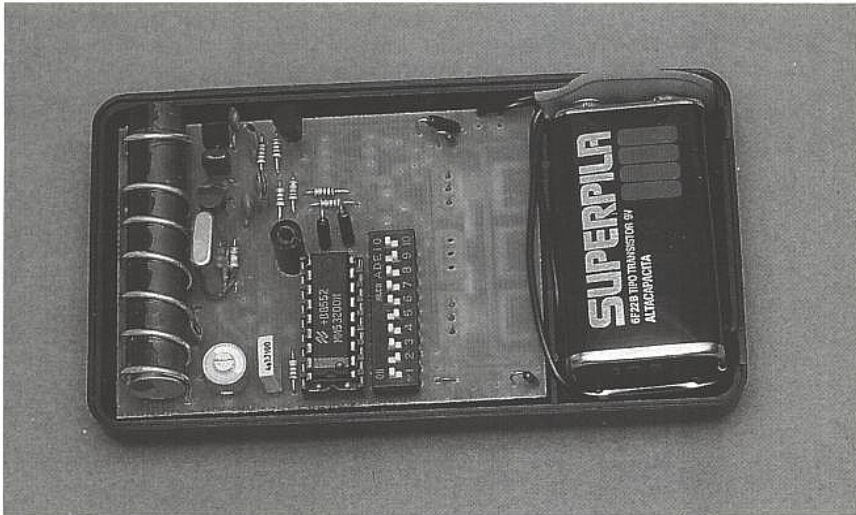
protocoles de transmission différents, récapitulés dans le tableau de la figure 4 : sept destinés aux applications radio, et quatre aux développements à base de diodes à infrarouges.

La figure 5 fait en effet apparaître la différence fondamentale existant entre ces deux approches :

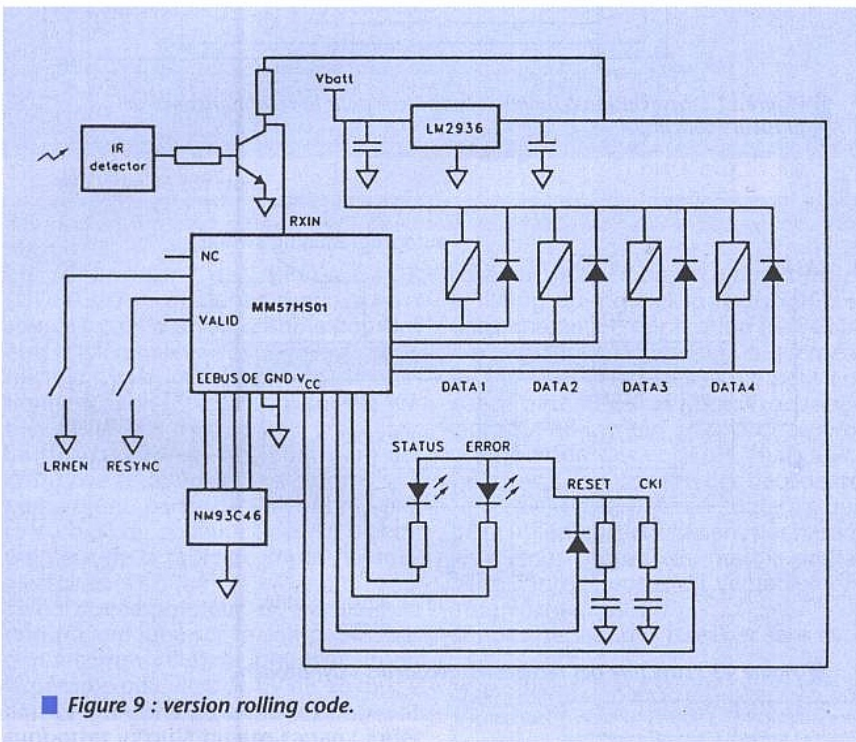
- en HF, il suffit de moduler en tout ou rien, directement par les bits à trans-

mettre, l'amplitude (ou éventuellement la fréquence) d'une porteuse HF fournie par un oscillateur à FOS (Filtre à Ondes de Surface) ou à quartz.

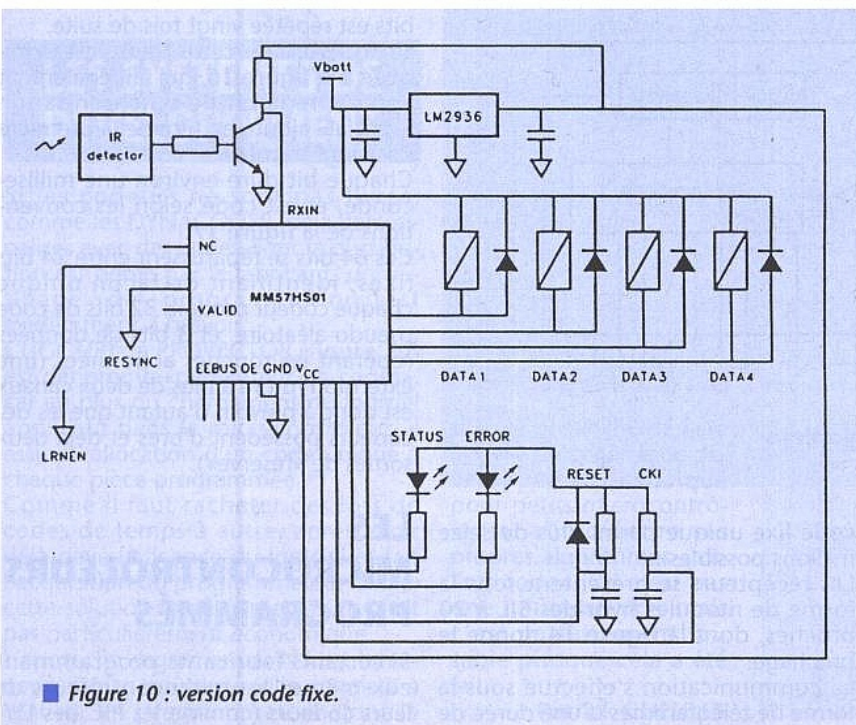
- en IR, il faut par contre «découper» les bits à transmettre en trains de très brèves impulsions, afin d'obtenir un maximum d'efficacité des diodes émettrices. Les NM95HS01/02 sont conçus pour se charger de ce travail,



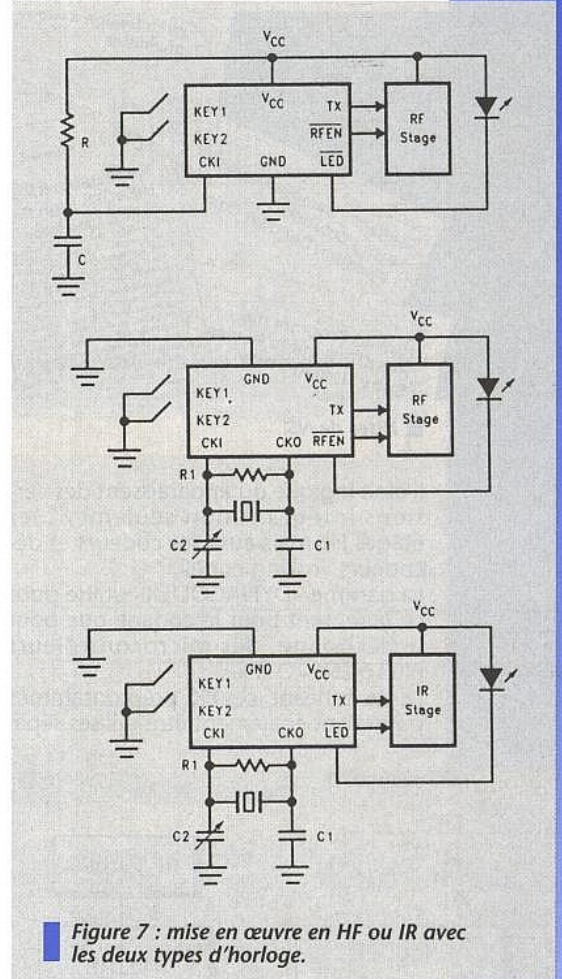
■ Un système désormais menacé d'obsolescence...



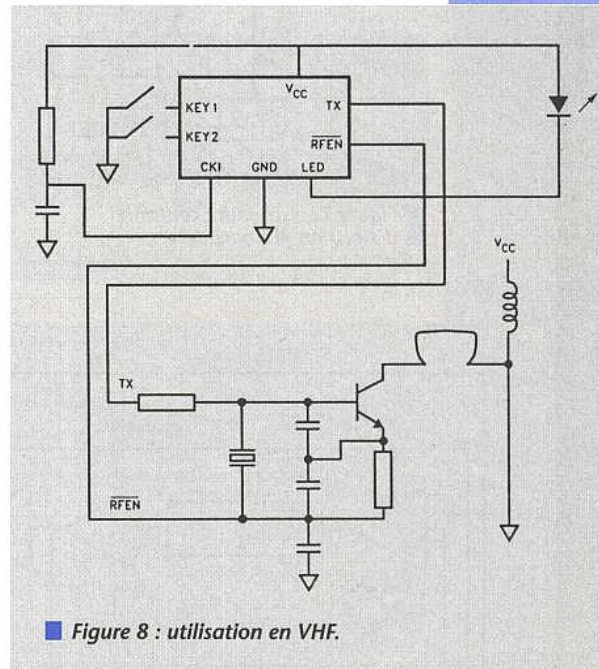
■ Figure 9 : version rolling code.



■ Figure 10 : version code fixe.



■ Figure 7 : mise en œuvre en HF ou IR avec les deux types d'horloge.



■ Figure 8 : utilisation en VHF.

Le cas échéant, plusieurs MM57HS01 peuvent être associés à un microcontrôleur commun selon le principe de la figure 11, afin de permettre à différents codeurs d'être reconnus par le système.

LES MODULES HYBRIDES

Compte tenu du succès que rencontrent les modules hybrides d'émission et réception VHF (AUREL, MIPOT, etc.),





■ HiSec de NS.

il était logique qu'apparaissent des versions intégrant non seulement les étages HF mais aussi les codeurs et décodeurs «rolling code». La gamme «DYNACODER» utilise pour ce faire, tant pour le codage que pour le décodage, des microcontrôleurs PIC16C54 «OTP». Le cas échéant, ces PIC préprogrammés pourraient également être utilisés sépa-

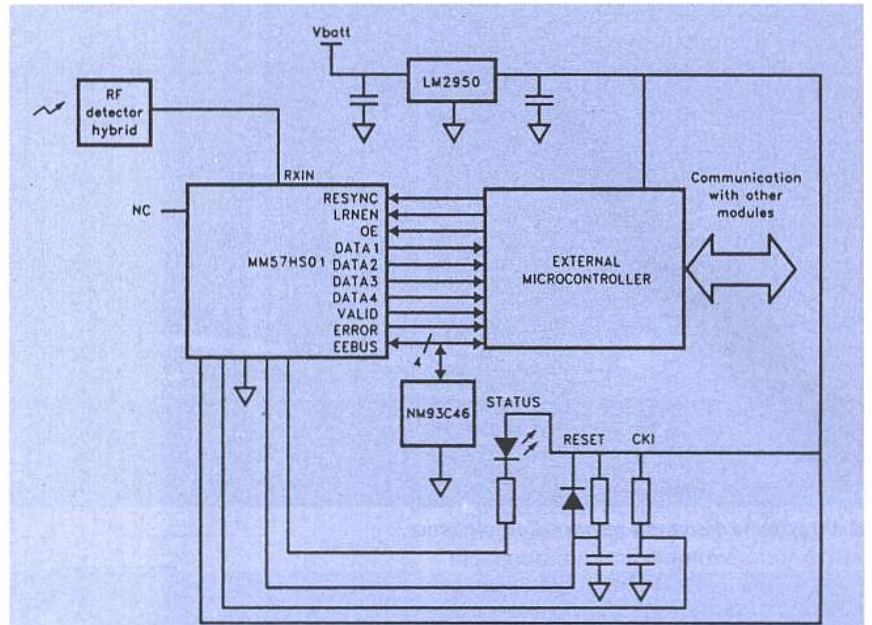


Figure 11 : association à un microcontrôleur pour la reconnaissance de plusieurs codeurs.

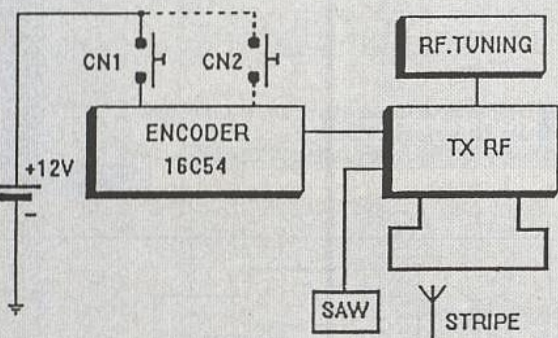


Figure 12 : structure courante d'émission «Dynacoder».

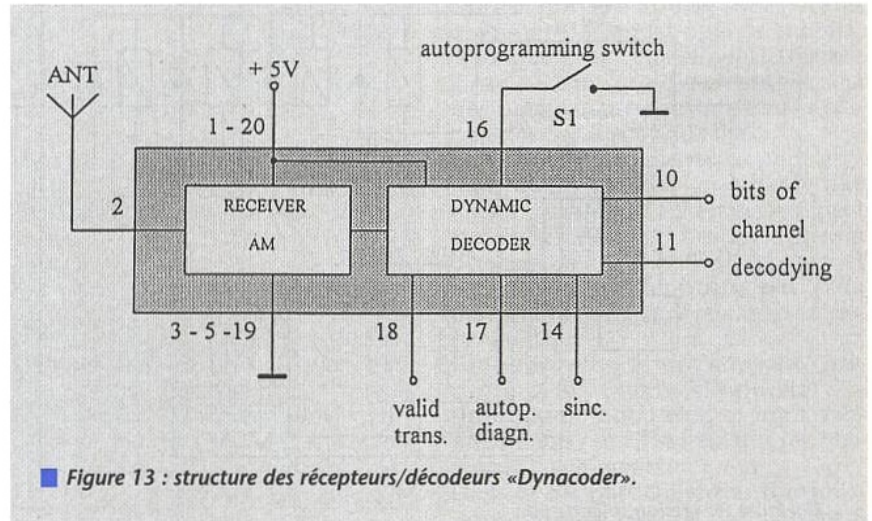


Figure 13 : structure des récepteurs/décodeurs «Dynacoder».

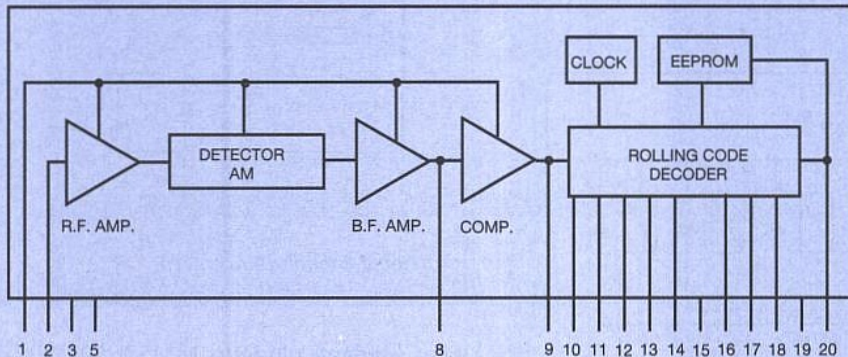


Figure 14 : brochage des modules hybrides récepteurs.

rieur desquels une même trame de 64 bits est répétée vingt fois de suite. La structure de cette trame est expliquée à la figure 16, qui fait également apparaître le bit de synchronisation «spécial» ajouté en tête de la première des vingt trames. Chaque bit dure environ une milliseconde, et est codé selon les conventions de la figure 17. Ces 64 bits se répartissent entre 24 bits fixes, identifiant de façon unique chaque codeur produit, 32 bits de code pseudo-aléatoire, et 8 bits de données repérant les touches actionnées (une extension future à plus de deux canaux est donc à prévoir, d'autant que les décodeurs possèdent d'ores et déjà deux sorties de «réserve»).

LES MICROCONTRÔLEURS PROGRAMMÉS

Si certains fabricants programment eux-mêmes les microcontrôleurs de leurs codeurs (comme les PIC des DYNACODER), d'autres préfèrent vendre

rément, en liaison avec des étages radio plus «musclés» ou opérant en FM. La figure 12 décrit l'agencement des émetteurs, à un ou deux boutons de commande, tandis que la figure 13 détaille la structure des décodeurs. Les émetteurs sont livrés prêts à l'emploi, montés dans un boîtier porte-clé et personnalisés à raison d'un

code fixe unique parmi plus de seize millions possibles. Les récepteurs se présentent sous la forme de modules hybrides SIL à 20 broches, dont la figure 14 donne le brochage. La communication s'effectue sous la forme de télégrammes d'une durée de 1,46 s, décrits à la figure 15, à l'inté-

des systèmes de développement permettant à leur acheteur de programmer des microcontrôleurs vierges. Le problème de l'unicité de chaque composant est résolu en ne permettant pas à l'utilisateur de fixer lui-même les codes, mais en lui vendant aussi souvent que nécessaire des lots de codes dans lesquels le programmeur puisera sans jamais utiliser chaque code plus d'une fois. C'est ainsi que procède la firme suédoise PROVECTOR, dont le circuit intégré codeur UEC100 n'est autre qu'un 68HC05K1, auquel les opérations de personnalisation confèrent le brochage de la figure 18.

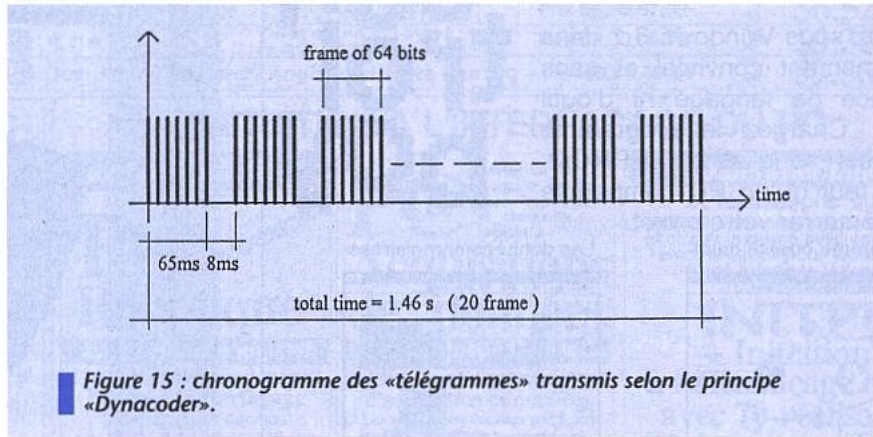


Figure 15 : chronogramme des «télégrammes» transmis selon le principe «Dynacoder».

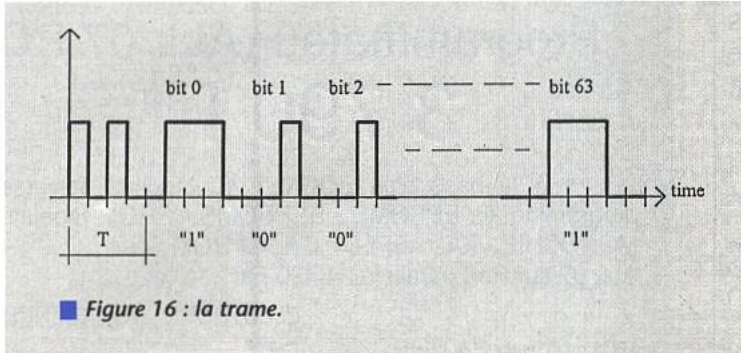


Figure 16 : la trame.

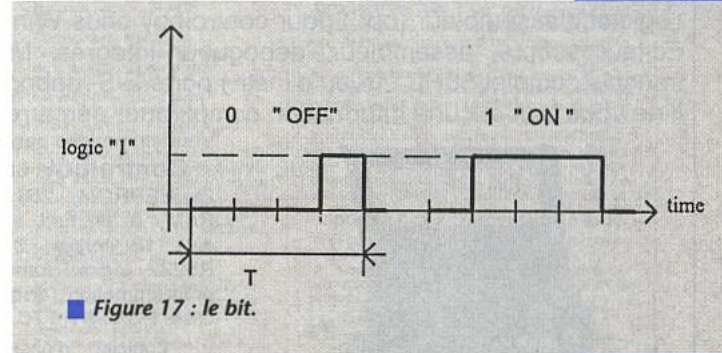


Figure 17 : le bit.

Le décodeur de PROVECTOR (UDS090) se présente pour sa part sous la forme d'un algorithme pouvant être implémenté sur un large choix de microcontrôleurs 8 bits, puisqu'il fonctionne à partir d'opérations sur des entiers de 16 bits modulo 16. La figure 19 explique comment est composé le télégramme transmis, à partir d'une partie de l'identifiant fixe (à 40 bits) du codeur et des 16 bits du pointeur de la table de codes pseudo-aléatoires. Selon que le pointeur est transmis ou non (ce qui joue sur le compromis sécurité-commodité), la longueur du télégramme peut être de 80 ou 96 bits, y compris six bits de données pouvant supporter jusqu'à quatre canaux indépendants.

schéma, le tracé du circuit imprimé et le listing du logiciel sont disponibles dans une note d'application (N°961). Branché sur un PC servant uniquement de terminal écran-clavier, ce petit appareil bâti autour d'un microcontrôleur COP888 prend en charge la programmation des codeurs, mais aussi celle des E2PROM série des décodeurs. Le risque, fort limité, est toutefois que deux utilisateurs choisissent par hasard les mêmes codes fixes, mais la probabilité d'interférences est véritablement insignifiante. Et nous ne saurions terminer sans évo-

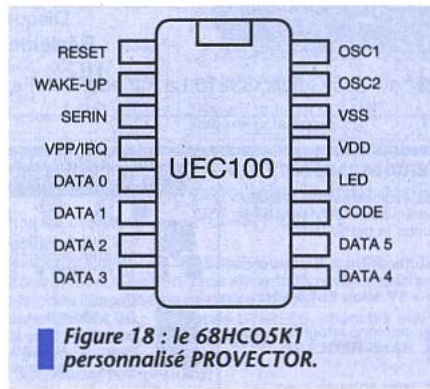


Figure 18 : le 68HC05K1 personnalisé PROVECTOR.

LES SYSTÈMES DE DÉVELOPPEMENT

Si les codeurs ne sont pas livrés, comme les DYNACODER, déjà personnalisés avec des codes dont la distribution est gérée par le fabricant, un outillage de programmation est évidemment à prévoir. L'UGC100 de PROVECTOR (figure 20) est dénommé «générateur de codes», car en plus du chargement du logiciel applicatif dans le microcontrôleur, il assure l'allocation d'un code unique à chaque pièce programmée. Comme il faut racheter des lots de codes de temps à autre, après avoir déjà payé la licence du logiciel et fait l'acquisition du programmeur dédié, cette solution extrêmement sûre n'est pas particulièrement économique. L'approche suggérée par NS est beaucoup moins coûteuse: elle consiste à réaliser un programmeur dont le

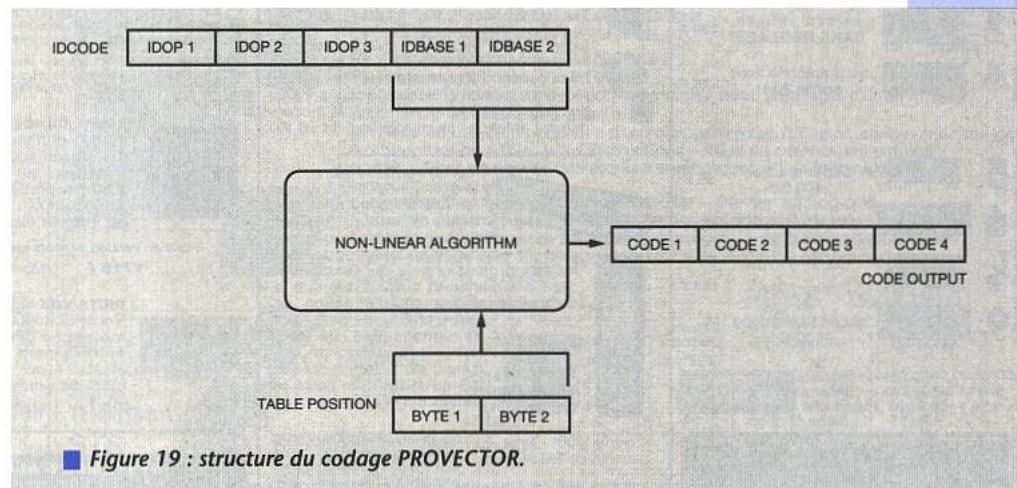


Figure 19 : structure du codage PROVECTOR.

quer la possibilité de faire appel à un système de développement classique pour petits microcontrôleurs, afin d'écrire ses propres algorithmes «rolling code». Ce n'est pas une mince affaire, mais c'est parfaitement faisable puisque cela a été fait...

Patrick GUEULLE

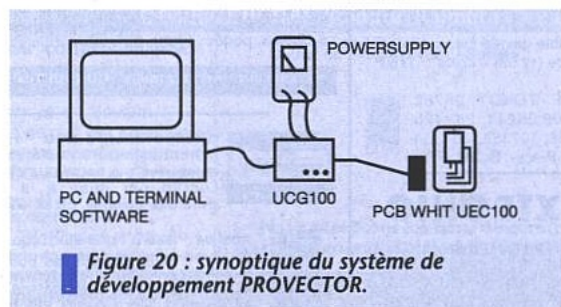


Figure 20 : synoptique du système de développement PROVECTOR.

LES SHUNTS ELECTRONIQUES MAX471 et MAX472

Avec le développement des systèmes de charge et décharge «intelligentes» de batteries, de nouveaux besoins apparaissent en matière de mesure précise de courants continus susceptibles de varier dans une très large plage.

Les MAX471 et MAX472 sont la réponse de MAXIM aux aspirations de tous ceux

qui ne souhaitent pas faire appel à des circuits intégrés par trop spécialisés

en gestion d'énergie: véritables «shunts électroniques», leur vocation se borne en effet à élaborer une image (en valeur absolue) du courant qui les traverse, et une indication logique de polarité.

C'est dire que leur domaine d'application pourra déborder très largement de la supervision des batteries de matériels portables.

UNE «RESISTANCE AMPLIFIEE» :

Le principe du shunt est bien connu: une résistance de faible valeur est insérée en série dans le circuit parcouru par le courant qu'on souhaite mesurer, et développe à ses bornes une tension proportionnelle au courant qui la traverse.

Bien entendu, cette image du courant présente un niveau d'autant plus élevé que la résistance du shunt est forte ($U=RI$), alors même que tout plaide par ailleurs pour une résistance série aussi faible que possible.

D'abord pour perturber le moins possible le circuit, mais aussi pour minimiser les pertes joules ainsi introduites ($P=RI^2$).

Celles-ci sont en effet pénalisantes au niveau de l'échauffement et par ailleurs de l'encombrement du shunt, mais également au niveau du rendement énergétique d'ensemble : à quoi bon développer des systèmes d'optimisation d'alimentation si ceux-ci dissipent allègrement l'énergie qu'ils sont censés faire économiser ?

Dans une note d'applications, MAXIM s'était déjà penché sur la question en suggérant d'amplifier, à l'aide des deux sections d'un MAX478 monté selon la figure 1, la tension présente aux bornes d'un shunt de 0,05 Ω .

C'est ce concept que reprend le MAX471, mais avec cela de révolutionnaire que la résistance de mesure est intégrée dans le boîtier même des amplificateurs !

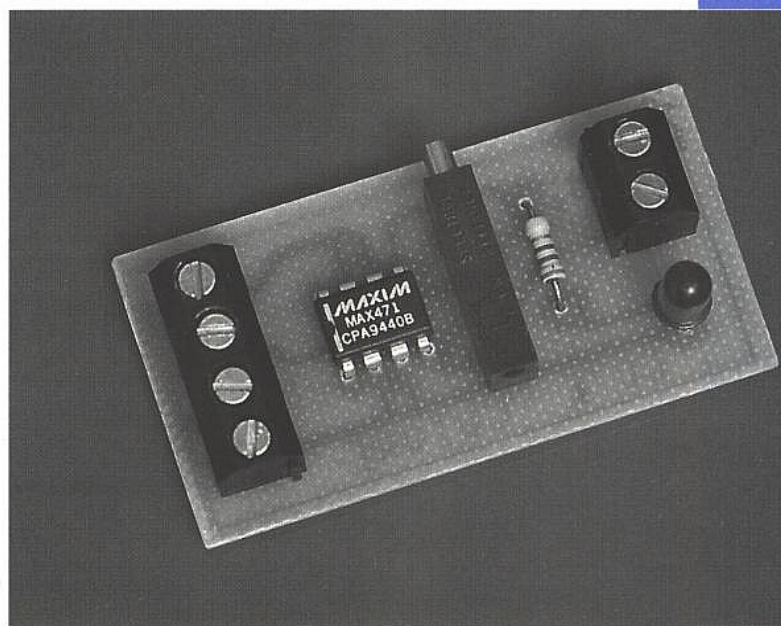
Sa valeur tombe au passage, en valeur

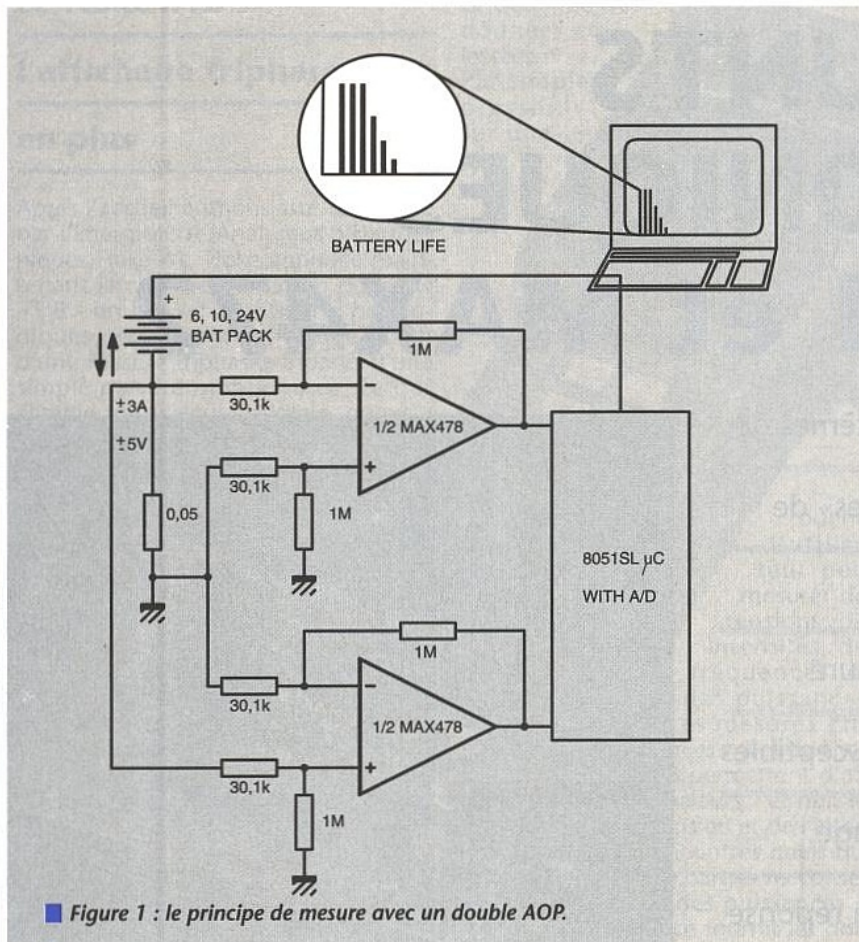
typique, à 0,035 Ω (maximum 70 m Ω), ce qui lui permet de supporter jusqu'à 3 ampères sans excéder la dissipation admissible.

Autre particularité remarquable du composant, la mesure de courant se fait en valeur absolue: le courant de sortie, image «au 1/2000^{ème}» du courant mesuré, est toujours positif quel que soit la direction de ce dernier.

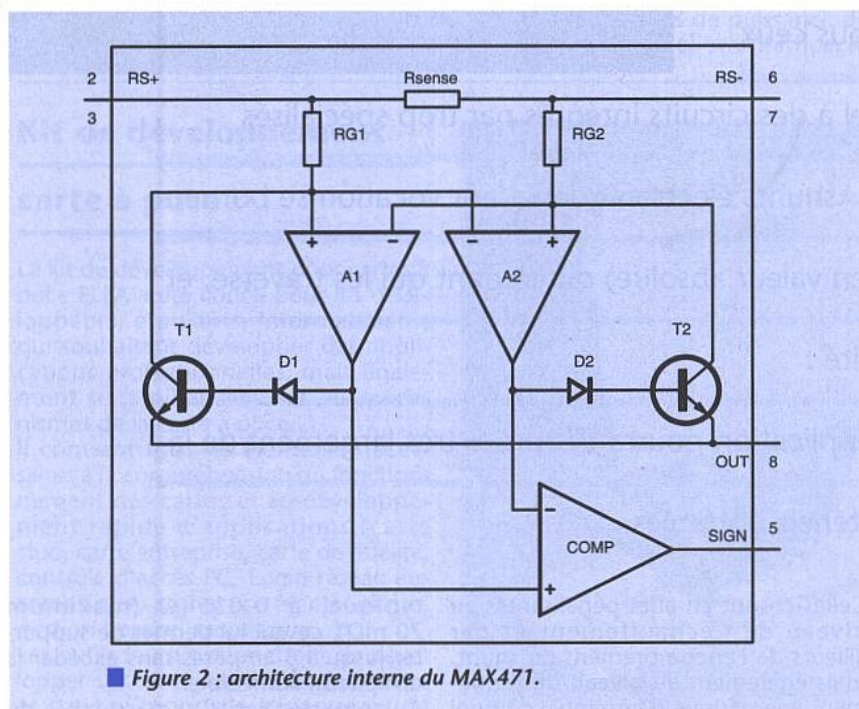
Une simple résistance de 2 k Ω permet ainsi par exemple d'obtenir une tension-image positive d'un volt par ampère, référencée à la masse et donc facile à appliquer à un CAN n'acceptant pas les tensions d'entrée négatives.

L'information de direction du courant mesuré (typiquement batterie en régime de charge ou de décharge) est pour sa part disponible sur une broche séparée, que pilote un comparateur

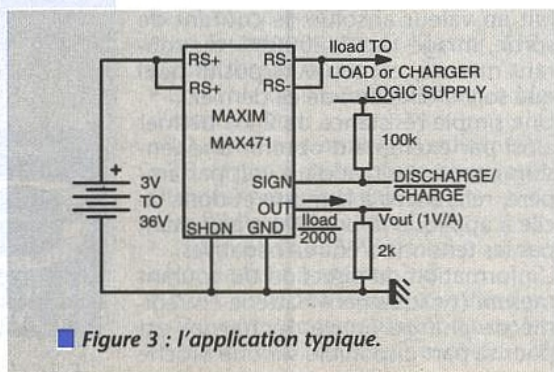




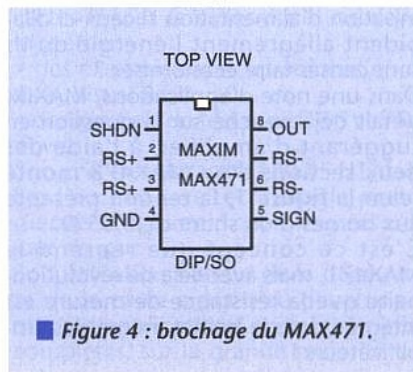
■ Figure 1 : le principe de mesure avec un double AOP.



■ Figure 2 : architecture interne du MAX471.



■ Figure 3 : l'application typique.



■ Figure 4 : brochage du MAX471.

monté selon le schéma interne de la figure 2.

Le schéma d'application typique de la figure 3 brille donc par sa simplicité, mais il convient toutefois de noter que la borne positive de la résistance de mesure est commune avec l'alimentation positive (3 à 36 V).

Rien de plus logique pour une application de gestion d'une batterie dont le pôle négatif est à la masse; c'est même un avantage décisif de ce composant par rapport à bien des solutions concurrentes qui intercalent leur shunt entre batterie et masse!

Il faudra cependant tenir compte de cette particularité en cas d'utilisation du MAX471 avec une alimentation devant être plus ou moins indépendante par rapport au courant à mesurer.

En tout état de cause, la consommation propre du MAX471 est quasiment insignifiante (100 μ A au maximum, tombant à 5 μ A en mode «shutdown», commandé par une broche spécialisée).

Le MAX471 est livrable en boîtier plastique à huit sorties, soit en DIP soit en SO, avec le brochage représenté à la figure 4.

UNE VERSION A SHUNT EXTERNE

Bien qu'il soit possible de connecter deux MAX471 en parallèle, comme le montre la figure 5, pour mesurer des courants plus importants, il est souvent plus rentable de faire appel au MAX472 qui ne contient pas de shunt intégré.

La figure 6 montre les différences de schéma interne par rapport au MAX471 (voir figure 2), tandis que la figure 7 fournit le brochage correspondant.

On notera avec intérêt que cette fois, la broche Vcc est indépendante des deux entrées destinées au raccordement du shunt externe: un degré de liberté supplémentaire, qui pourra se révéler utile dans certaines situations.

Le courant principal n'ayant plus à traverser le composant, il devient en effet inutile de doubler les broches de raccordement du shunt, ce qui permet d'en récupérer deux: l'une sert pour Vcc, et l'autre demeure inutilisée (N.C.)

Le schéma d'application typique, reproduit à la figure 8, fait apparaître deux résistances entre le shunt et le circuit intégré (RG1 et RG2). Elles permettent de fixer le gain en courant du composant à une valeur éventuellement autre que 2000, ce qui n'est pas inutile du fait que le courant mesurable n'est maintenant limité que par les possibilités du shunt externe.

Rien n'interdit d'ailleurs, dans certains cas, d'incorporer ce shunt dans le tracé du circuit imprimé lui-même comme le suggère la figure 9. Compte tenu de la minceur du cuivre, une piste de largeur comprise entre 2 et 3 mm environ n'aura pas besoin d'être très longue pour atteindre la résistance nécessaire, tout en supportant facilement au moins dix ampères. On veillera toutefois à l'élargir de part et d'autre des

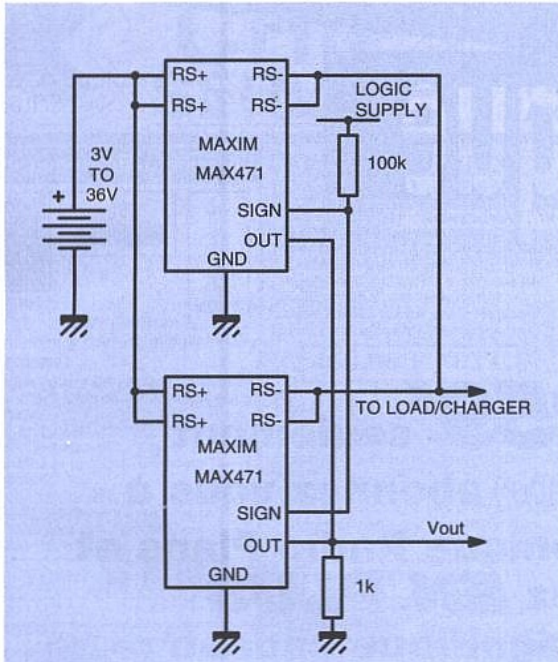


Figure 5 : configuration parallèle pour une intensité importante.

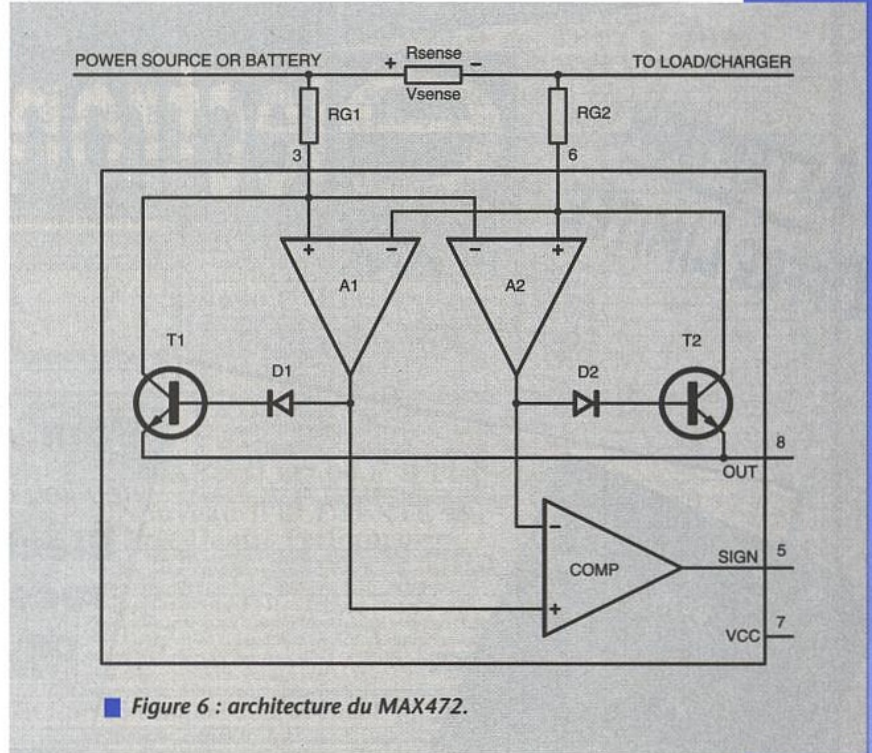
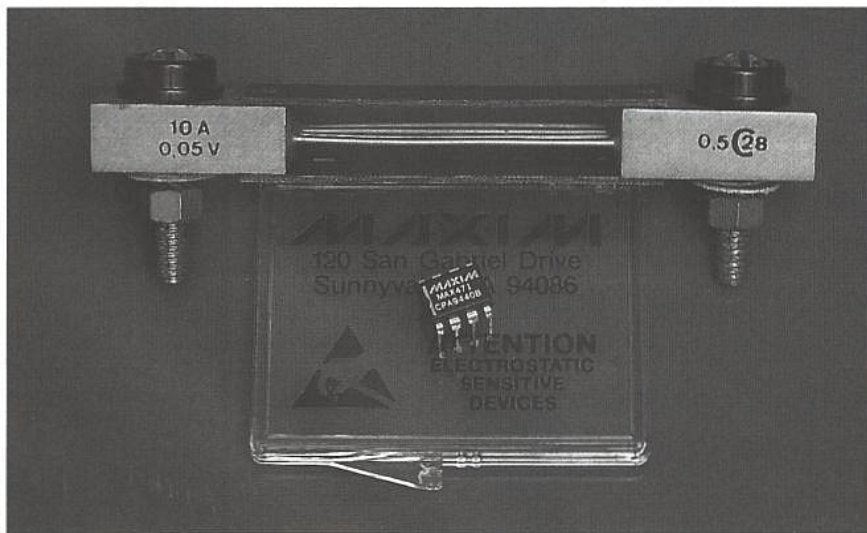


Figure 6 : architecture du MAX472.



points de raccordement au MAX472, de façon à limiter le chemin résistif au strict nécessaire.

DES APPLICATIONS ORIGINALES EN VUE

Bien que développé dans la perspective très nette d'applications dans le domaine de la supervision de batteries, les MAX471 et MAX472 ne peuvent

manquer de suggérer des idées dans d'autres domaines.

Nous vous ferons très bientôt partager nos cogitations quant à une utilisation du MAX471 permettant de procéder à toutes sortes de mesures de courant à l'aide d'un compatible PC équipé de l'un de ces petits « instruments virtuels » qui le transforment en multimètre, oscilloscope, ou enregistreur graphique.

Patrick GUEULLE

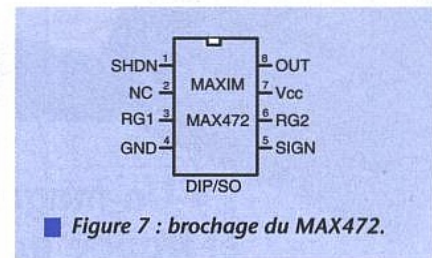
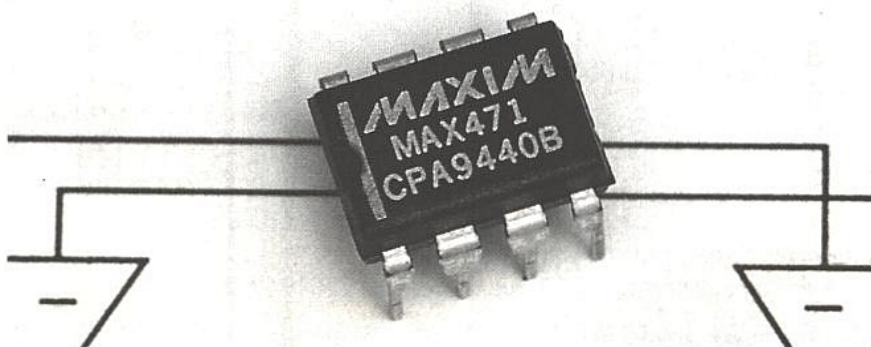


Figure 7 : brochage du MAX472.

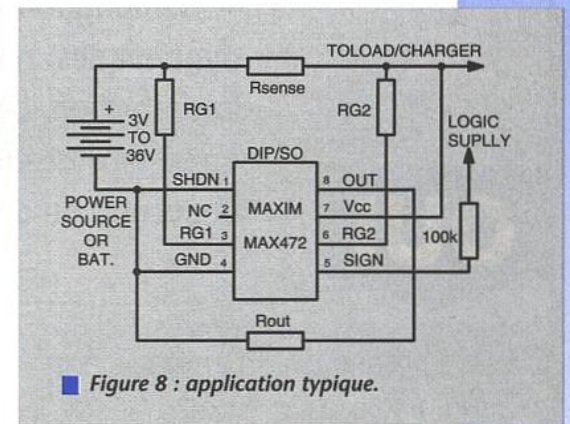


Figure 8 : application typique.

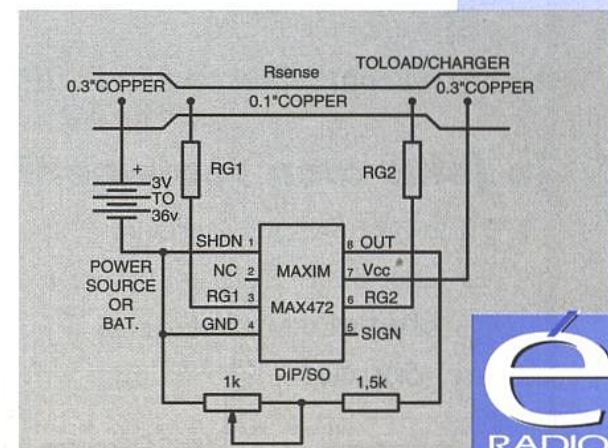


Figure 9 : le shunt peut être réalisé sur circuit imprimé comme le montre la figure.

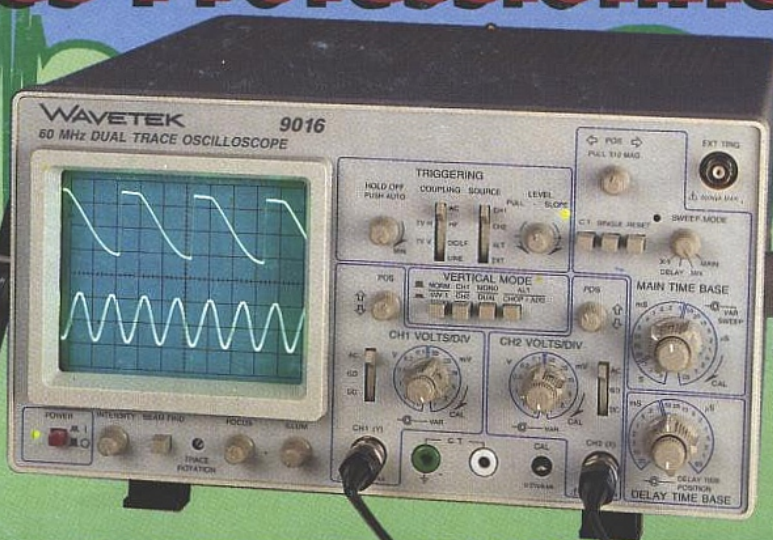
Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;

Analogiques

Digitaux

Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10



9012E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3860 F TTC

9020E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

4060 F TTC

9016E

- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

8230 F TTC

9302E

- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7780 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distorsion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.

FG2AE

1985 F TTC

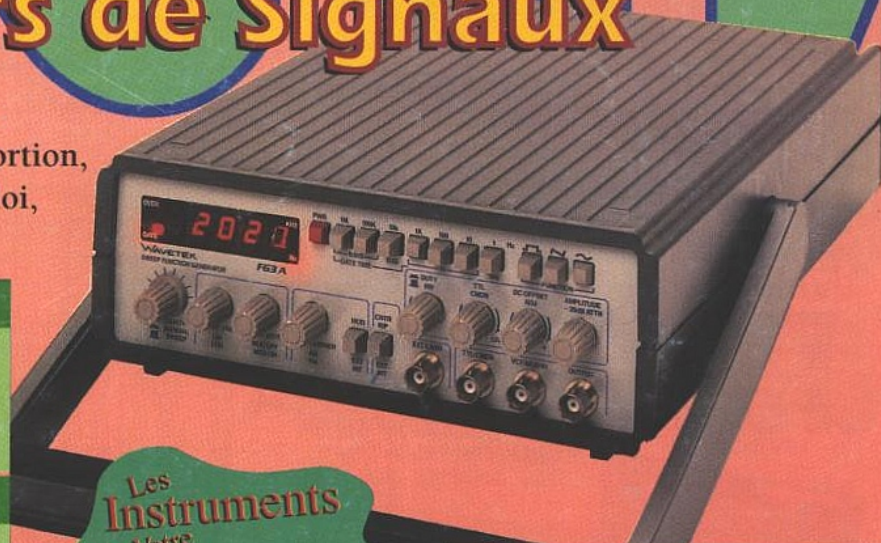
- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE

3046 F TTC

Toutes les fonctions du FG2AE, plus:

- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique



Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK

ELECTRONIQUE

Diffusion

59100
59000
59500
59300
59140
62000
69008
34400
92240

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON
LUNEL
MALAKOFF

15, rue de Rome
234, rue des Postes
16, rue de la Croix-d'Or
39, avenue de Saint-Amand
19, rue du Dr Lemaire
50, avenue Lobbedez
45, rue Maryse-Bastie
155, boulevard Louis-Blanc
42, rue Victor Hugo

Tél. : 20 70 23 42
Tél. : 20 30 97 96
Tél. : 27 87 70 71
Tél. : 27 30 97 71
Tél. : 28 66 60 90
Tél. : 21 71 18 81
Tél. : 78 76 90 91
Tél. : 67 83 26 90
Tél. : (4) 46 57 68 22

Fax : 20 70 38 46
Fax : 20 30 97 96
Fax : 27 87 70 71
Fax : 27 30 97 71
Fax : 28 59 27 63
Fax : 21 71 18 81
Fax : 78 00 37 99
Fax : 67 71 62 33
Fax : (4) 46 57 97 40