

electronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 574 - SEPTEMBRE 1995

LES TEKSCOPES DE TEKTRONIX

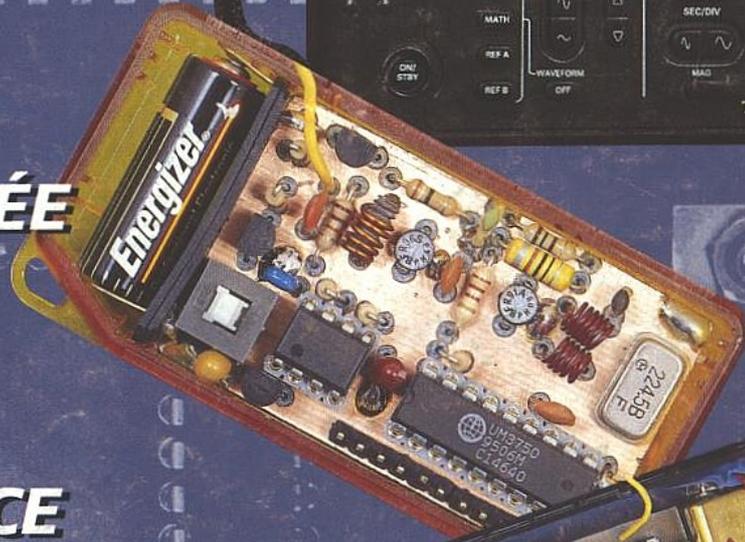
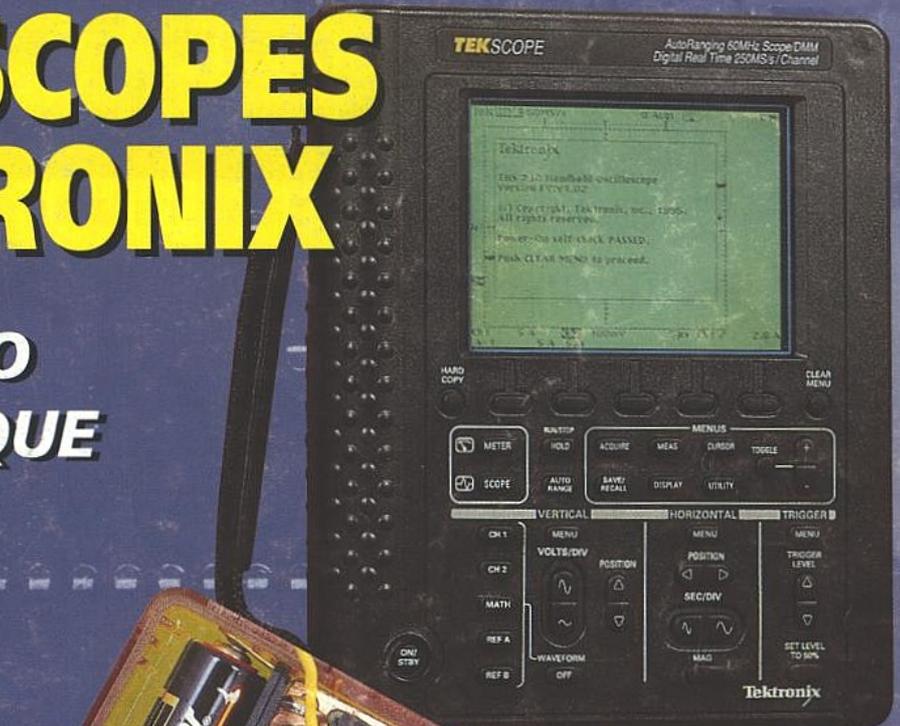
■ LIAISON VIDÉO
PAR FIBRE OPTIQUE

■ INTERFACE
SOURIS - I2C

■ SERRURE CODÉE
À 68705 P3

■ SYSTÈME
DE SURVEILLANCE
PÉRIMÉTRIQUE

■ HORLOGE ÉLECTRONIQUE
SATELLITE



T 2438 - 574 - 25,00 F



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

Secrétaire de rédaction :
Annick HERISSON

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 : Marie-Christine TOUSSAINT -
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
38 400 exemplaires

Dépôt légal septembre 95 - éditeur 1779
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°574-SEPTEMBRE 1995 - ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

27 INTERFACE SOURIS POUR BUS I2C

REALISATIONS

- 9 DEUX MONTAGES POUR TÉLÉPHONIE
- 35 LIAISON VIDÉO PAR FIBRE OPTIQUE
- 58 SERRURE CODÉE À 68705P3
- 61 SYSTÈME DE SURVEILLANCE PÉRIMÉTRIQUE
- 83 ELIPS, SATELLITE D'HORLOGE RADIO

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 22 LES TEKSCOPES THS 710 ET 720 TEKTRONIX
- 55 LE MINI-ANALYSEUR LOGIQUE SLA-16 PICO TECHNOLOGY

CIRCUITS D'APPLICATION

39 TEST DES TÉLÉCOMMANDES ET MODULES IR

TECHNIQUE

44 TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES ET MODEMS

COMMUNICATIONS

49 MONTREUX 95 : LA TV NUMÉRIQUE

IDÉES ET MÉTHODE

71 TRACÉS DE DROITES SUR MICROCONTRÔLEURS

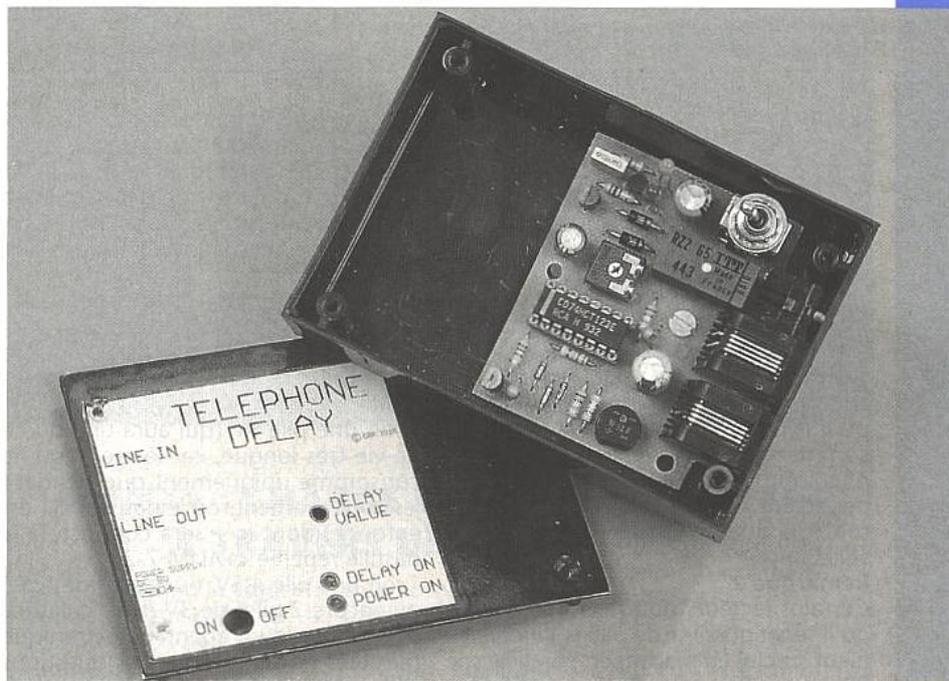
INFOS

- 74 NOUVEAUX AOP COMLINEAR
CARTE MULTIPLEXEUR 1,3 GHz KEITHLEY
- 76 LES «KITS MAINTENANCE» ELECTROLUBE
- 78 CONDENSATEURS CÉRAMIQUE DE 10 µF CHEZ AVX
CONNECTEURS PCMCIA ET ISO 78XX LAR FRANCE
- 80 LA MÉTALLISATION SANS CHIMIE CIF
- 82 LE TDA 7430 ; PROCESSEUR AUDIO ST
LES CONNECTEURS POUR CARTES PC MOLEX
- 96 CONVERTISSEURS HOMOLOGUÉS C.E. VICOR
PACK ÉLECTRONIQUE : UN NOUVEAU CONCEPT
DE DISTRIBUTION.

Ont participé à ce numéro : J. Alary, P. de Carvalho, F. de Dieuleveult,
C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle, R. Letourneur, V. Maury, P. Morin,
P. Oguic, Ch. Pannel, J.-L. Vern.

DEUX MONTAGES POUR LA TÉLÉPHONIE

Nous allons décrire dans les lignes qui suivent deux montages simples dont le but est d'améliorer les possibilités de certains téléphones et répondeurs anciens et/ou bas de gamme sans interférer sur l'interface de ligne.



LA TOUCHE FLASH

Les téléphones d'un bon niveau de qualité, et notamment ceux homologués par France Télécom, possèdent une touche marquée «R» ou Flash ; cette dernière sert lors de l'utilisation de certains services confort, et notamment de la conversation téléphonique à 3 ou du signal d'appel (l'abonnement à chacun de ces services coûte 10 F par mois environ, renseignez-vous auprès de votre agence France Telecom si ce n'est déjà fait). L'utilisation du signal d'appel est élémentaire : si vous avez souscrit l'abonnement correspondant, lorsqu'un correspondant cherche à vous appeler alors que vous êtes déjà en ligne, un bip se fait entendre : vous pouvez alors parler au deuxième correspondant en mettant en attente le premier : il suffit (dès lors que le téléphone est configuré en numérotation à fréquence vocale) d'appuyer sur la fameuse touche «R» ou Flash (la tonalité de ligne libre réappa-

raît) puis sur le chiffre 2, pour parler au second correspondant, et par exemple lui dire de patienter quelques instants ou de rappeler. Pour repasser au premier correspondant, la même manipulation doit être répétée.

Or certains téléphones bas de gamme ou anciens ne possèdent pas la touche «R» ou FLASH : c'est la lacune que nous allons chercher à combler...

LE PRINCIPE

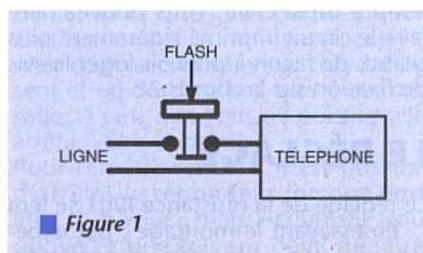
Le principe de la touche flash est très simple ; l'appui sur cette touche «raccroche» la ligne pendant un court instant (quelques dixièmes de seconde) ; il faut savoir que d'un point de vue électrique, un téléphone raccroché est pratiquement similaire à un circuit ouvert (comme s'il n'était pas connecté au réseau : si vous débranchez votre appareil, les correspondants qui cherchent à vous joindre ont l'impression que le téléphone sonne sans que personne ne réponde...). Il est de ce fait possible de simuler une touche Flash en raccrochant brièvement son combiné, ou au moyen d'un simple bouton poussoir fugitif normalement fermé que l'on connecte en série sur la ligne (**figure 1**) ; le gros inconvénient de cette méthode est que la durée du «raccrochage» est fonction de votre dextérité ou de votre humeur : si vous appuyez trop longtemps, vous raccrochez définitivement, donc vous quittez les deux correspondants à la fois, ce qui est exactement l'opposé du but recherché... ; si vous n'appuyez pas assez

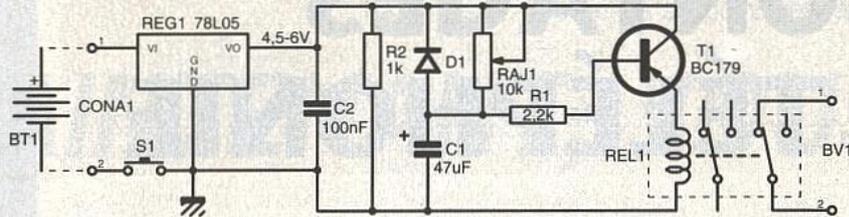
longtemps, la manœuvre est inefficace. Nous allons donc pallier votre maladresse par le petit montage qui suit...

LE FONCTIONNEMENT

Le schéma du montage est donné en **figure 2** : le relais REL1 est câblé de tel sorte que le contact actif soit fermé lorsque sa bobine n'est pas excitée (de façon à ce que la ligne ne soit pas interrompue en temps normal, et ce même si notre montage n'est pas alimenté). Lorsqu'on met le montage sous tension via le poussoir fugitif S1, le condensateur C1 est déchargé (nous verrons pourquoi tel est toujours le cas dans quelques lignes...), donc la base de T1 est à un potentiel voisin de 0V, donc T1 est passant, donc le relais est alors immédiatement excité, et la ligne s'ouvre (c'est-à-dire que l'on «déroche»). Ensuite, C1 se charge via la résistance ajustable RAJ1, qui détermine le temps d'ouverture de la ligne ; au bout d'un certain laps de temps (fonction de la constante de temps $RAJ1 \times C1$, voir en annexe), la base de T1 est à un potentiel suffisamment élevé pour que celui-ci devienne bloqué, et que le relais se ferme et rétablit la ligne ; nous avons donc bien réalisé la fonction recherchée.

Il est à remarquer que le temps d'ouverture de la ligne ne peut en aucun cas dépasser la durée réglée au moyen de RAJ1 ; même si on laisse le poussoir S1 enfoncé indéfiniment : il est donc impossible de raccrocher involontairement (ce qui n'est pas le cas avec un





■ Figure 2 : schéma de la touche flash.

simple switch branché en série sur la ligne comme indiqué sur la figure 1...)

Remarque 1 :

Si on effectue une pression trop brève sur S1 avec ce montage, le temps de raccrochage peut être effectivement plus court que prévu ; mais ceci est hautement improbable car ce temps minimal est d'environ 3 dixièmes de seconde (seul les virtuoses du joystick y parviendront...), et de toute façon sans aucun risque ni pour l'installation ni pour la communication : il suffit de recommencer la manœuvre en appuyant plus longtemps. Ce désavantage est nécessaire si l'on désire que la consommation du montage soit nulle en veille...

Remarque 2 :

Certains lecteurs pourraient rétorquer qu'il serait possible de pallier l'inconvénient suscité en plaçant en parallèle sur R2 un condensateur de forte capacité, qui se chargerait de façon quasi instantanée lors de la fermeture de S1, et ferait office de source d'alimentation temporaire lorsque la pression sur ce dernier est trop brève ; effectuons un petit calcul : si on prend pour hypothèse un temps de fonctionnement minimal du montage de 0,5s (pour avoir de la marge), et quand on sait que la résistance de la bobine d'un relais 5V est de l'ordre de 40 Ω (le relais est de loin l'élément le plus gourmand...), il serait nécessaire d'implanter une capacité de 12,5mF, autrement dit 12500µF : c'est effectivement possible, mais le montage vous en coûtera 10 fois plus cher, et vous ne pourrez l'implanter que dans une boîte à chaussure à côté de votre téléphone... Lorsqu'on relâche le switch S1, on coupe l'alimentation du montage ; la diode D1 devient passante lorsque la tension d'alimentation chute et devient inférieure au potentiel du condensateur C1, qui se décharge alors rapidement à travers la résistance R2. Ceci est nécessaire, car autrement, en l'absence d'alimentation et sans R2, C1 ne se déchargerait que très lentement (via la jonction base collecteur de T1 et via RAJ1) ; dans une telle configuration, lors de deux appuis relativement successifs sur notre touche flash (ce qui est assez courant en pratique), le condensateur C1 n'étant que partiellement déchargé, le temps d'ouverture du relais et donc le temps d'ouverture de la ligne serait diminué et dans certains cas trop court pour être efficace...

Il est à noter que la présence de R2 en parallèle sur l'alimentation augmente quelque peu la consommation du

montage ; mais comparé à la résistance de la bobine du relais lorsque celui-ci est excité (de l'ordre de 40 Ω...), et vu que le montage ne fonctionne que pendant quelques dixièmes de secondes, ceci n'est absolument pas sensible.

Le reste du montage est très classique : un régulateur 5V miniature REG1, accompagné de sa capacité de filtrage C2 stabilise la source d'alimentation. Celle-ci sera :

- soit une pile 9V (qui aura une durée de vie très longue, car le montage ne consomme uniquement que pendant les brefs moments où le poussoir S1 est enfoncé) dont le + sera connecté à la pastille repérée «+ALIM 7-25V»
- soit une pile 4,5V, ou 3 piles de 1,5V, ou encore 2 piles de 3V de calculatrice scientifique ou d'agenda électronique montées en série (pour des questions d'encombrement), dont le + sera connecté à la pastille repérée «+ALIM 5V» ; dans ce cas, on ne montera pas le régulateur 78L05 REG1.
- soit prélevée à l'intérieur du téléphone lui-même, si tant est que celui-ci soit alimenté (cas des récepteurs de

combinés sans fils, ou des téléphones avec amplificateur incorporé) ; dans ce dernier cas, la tension utilisée pourra être comprise entre 7V et 25V environ (grâce à la présence de REG1) ce qui laisse un grand champ de possibilités. Le + sera connecté à la pastille repérée «+ALIM 7-25V».

LA RÉALISATION

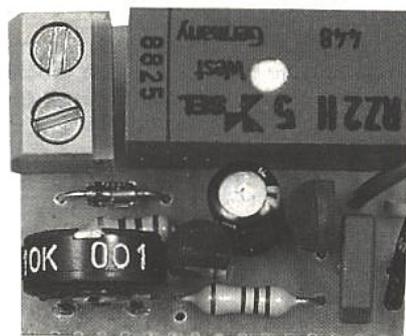
Elle n'appelle que peu de commentaire. Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 3, et l'implantation des composants en figure 4. On plantera et soudera en premier les composants les plus bas (les 3 résistances et C2), puis le régulateur miniature (éventuellement, suivant la source d'alimentation), le transistor, le condensateur C1, en veillant à leur polarité, et enfin le relais et le bornier à vis et éventuellement le poussoir fugitif. La solution du bornier à vis a été choisie pour sa facilité d'approvisionnement, son encombrement et son prix par rapport aux connecteurs «Modular Jacks», qui sont le standard téléphonique d'aujourd'hui utilisés dans le montage suivant.

Avant la connexion au réseau, on fera fonctionner le montage «à vide» : on doit normalement entendre le relais «claquer» deux fois coup sur coup, et aussi vérifier à l'ohmmètre (de préférence sur la position test de continuité avec avertisseur sonore) que le contact entre les deux bornes du bornier à vis ne s'ouvre que pendant ce bref instant.

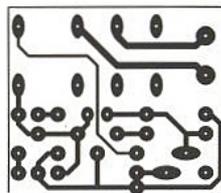
Seulement après que cet essai ait été concluant, on pourra insérer le montage sur la ligne entre la prise et le téléphone comme indiqué sur le schéma d'implantation de la figure 4. Quoi qu'il en soit, votre réseau ne risque rien puisqu'il est totalement isolé galvaniquement de l'électronique de ce montage par le relais...

La dimension du montage a été réduite au maximum de façon à permettre une implantation éventuelle à l'intérieur même du téléphone. Dans le cas contraire, on placera le montage dans un petit boîtier muni d'un emplacement et d'une trappe pour pile style boîtier de télécommande (il en existe de nombreux dans pratiquement toutes les marques...). Le poussoir fugitif pourra éventuellement être déporté du circuit s'il ne peut y prendre place ou pour des questions d'encombrement global.

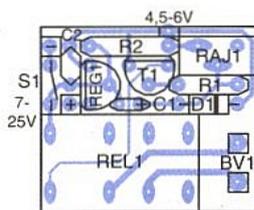
La fixation du circuit, vu sa faible taille et son faible poids, pourra se faire à l'aide d'un petit morceau d'adhésif double-face, ou de points de colle (type araldite, ou mieux car plus facilement démontable, type pistolet à colle chaude). Si toutefois vous n'êtes pas adepte de la colle, vous pouvez faire faire le circuit imprimé légèrement plus grand, de façon à pouvoir loger les vis de fixation sur les bords...



■ Un montage extrêmement compact.



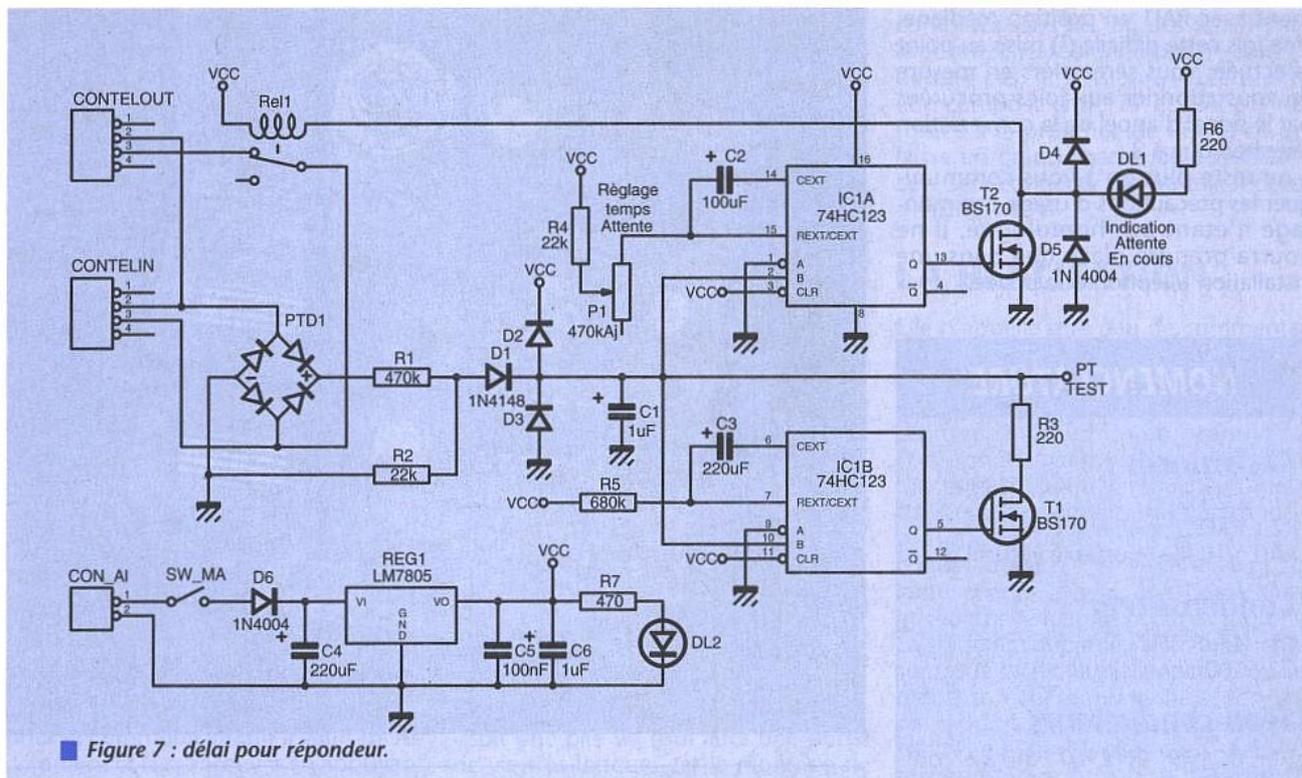
■ Figure 3 : CI touche flash.



■ Figure 4

LE RÉGLAGE

Le réglage de la résistance RAJ1 se fera ... en essayant le montage ; par expérience, celui-ci fonctionne parfaite-



■ Figure 7 : délai pour répondre.

LE PRINCIPE

On intercale le montage entre le répondeur et la ligne : immédiatement lorsqu'une sonnerie « arrive » sur la ligne, le répondeur est déconnecté de celle-ci pendant un délai réglable, ce qui lui évite de détecter les sonneries et donc de décrocher. Une fois ce délai écoulé, la connexion est rétablie et le répondeur peut décrocher au bout du faible nombre de sonneries initialement prévu.

LE FONCTIONNEMENT

Le schéma de fonctionnement est donné en figure 7. La ligne est directement connectée au montage via le pont de diodes PTD1 : celui-ci a pour but de redresser le potentiel présent sur la ligne, de sorte que même si pour une raison ou pour une autre, les deux fils de la ligne sont inversés, le montage fonctionne quand même. On obtient ainsi aux bornes du pont diviseur constitué par les résistances R1 et R2 un potentiel toujours positif. Il faut savoir que (figure 8, chronogrammes) :

- lorsque la ligne est au repos (raccrochée), elle présente un potentiel d'environ 25 à 30V
- lors d'une sonnerie, on a alternativement :
 - des bursts (impulsions de signaux alternatifs) de durée 1,7s, constitués par un signal rectangulaire 0-120V de fréquence 25Hz (sonnerie)
 - du signal continu de 25 à 30 V pendant 3,3s (silence)
- lorsque la ligne est décrochée, elle présente un potentiel d'environ 10V. La numérotation se fait :
 - soit par superposition de signaux sinusoïdaux de faible amplitude au « potentiel de décrochage » de 10V (numérotation par fréquence vocale),
 - soit brefs « raccrochages » successifs (ancienne numérotation par impulsions).

Au point milieu de ce pont diviseur, on obtient un potentiel d'environ $120 \times 22 / (470 + 22) = 5,36V$ pendant les alternances hautes du signal de sonnerie, environ car on ne tient pas compte des résistances ni des entrées du 74HC123, ni de la résistance Drain-Source du Transistor à effet de champ T1 lorsque celui-ci est bloqué (résistance ici négligeable car très élevée).

Dans les autres états de la ligne (raccrochée et décrochée), la tension en ce point est respectivement de 1,36V et 0,44V, et donc toujours insuffisante pour charger C1 à un potentiel assez élevé de telle sorte que les monostables du 74HC123 soient déclenchés.

Les résistances du pont diviseur ont été choisies de forte valeur de façon à présenter une grande impédance vis à vis de la ligne et donc ne pas la perturber. La diode D1 évite que le condensateur C1 ne se décharge via R2 pendant les alternances basses du signal de sonnerie, et les diodes D2 et D3 font en sorte que la tension entrée dans les broches 2 et 10 du 74HC123 soit toujours comprise entre 0 et 5V, même si une tension anormalement élevée se présente sur la ligne. Le condensateur C1 associé à la résistance R1 détermine une constante de temps de 0,5s environ qui assure qu'un parasite de courte durée et/ou de forte tension sur la ligne ne constitue une impulsion qui déclencherait les monostables inopinément.

Le cœur du montage est constitué par le double monostable C11 de type 74HC123, dont le brochage et les fonctionnalités sont donnés en figure 9. Une fois C1 suffisamment chargé, les deux monostables du 74HC123 sont déclenchés en même temps. Le premier, réglable via la résistance ajustable P1, déclenche l'ouverture de la ligne pour retarder la mise en action du répondeur (but recherché...) ; le deuxième, réglé sur une durée néces-

sairement plus longue que le premier, rend passant T1, amenant l'entrée des monostables à un potentiel suffisamment faible pour ne pas qu'ils puissent se redéclencher ; sans cet artifice, une fois la durée du premier écoulé, celui-ci serait immédiatement redéclenché et le répondeur à nouveau déconnecté de la ligne : ce serait un cycle sans fin et il ne pourrait jamais décrocher...

Le relais commandant l'ouverture de la ligne est alimenté via le transistor à effet de champ T1 (les sorties du monostables limitées à 10mA environ ne peuvent commander directement la bobine du relais, qui draine un courant d'environ 125mA). Les diodes D4 (dites de roue libre) et D5 protègent le transistor contre les « retours de manivelle » (impulsions de forte tension...) dus au caractère selfique de la bobine du relais. La LED DL1 alimentée au travers de la résistance R6 de limitation de courant, indique l'ouverture temporaire de la ligne.

Remarque : les avantages des transistors à effet de champ sur les classiques bipolaires dans une telle application, sont :

- quand ils sont bloqués, une résistance drain-source plus élevée que la résistance émetteur-collecteur dans le même cas (d'où une consommation moindre du montage en veille),
- quand ils sont passants, une résistance drain-source plus faible que la résistance émetteur-collecteur dans le même cas, d'où un échauffement moindre de T1, et un potentiel plus faible en P TEST,
- un courant de commande grille infinitésimal (quelques nA), qui autorise la commande de la grille directement sans l'intermédiaire d'une résistance de base comme pour les bipolaires (économie d'argent et surtout de place).

L'alimentation, filtrée par le condensateur chimique C4, fait appel à un classique régulateur de tension miniature

78L05, protégé contre une accidentelle inversion de polarité par la diode D6, découplé par le condensateur C5. C6 est un condensateur de découplage de C11 placé à proximité de celui-ci. La LED DL2 indique que le montage est sous tension.

LA RÉALISATION

Celle-ci n'appelle que peu de commentaires : le dessin du circuit imprimé est donné en figure 10, l'implantation en figure 11. On soudera en premier les éléments les plus bas (résistances, diodes), puis les moyens (condensateurs, transistors, régulateurs, support), pour en finir avec les plus haut (relais, condensateurs chimiques, connecteurs). Il faudra bien entendu veiller à respecter la polarité de certains éléments (condensateurs chimiques, diodes, LED...). Le circuit intégré C11 sera de préférence monté sur support ou barrette tulipe.

Les essais

Après une minutieuse vérification, mais sans connecter le montage à la ligne téléphonique, et sans monter C11 sur son support, on appliquera la tension d'alimentation, qui ne devra guère excéder 15V, faute de quoi le régulateur s'échaufferait anormalement. On vérifiera alors l'allumage de la LED DL2, et la présence du 5V sur les pins n°3, 11 et 16 du support de C11.

Remarque : la LED DL1 peut s'allumer inopinément au bout de quelques instants ; ceci n'a rien de dramatique. En effet, les FET (Field Effect Transistor ou Transistors à Effet de Champ en Toulonnais...) possèdent une capacité parasite entre leur grille et leur source. Lorsque la grille est laissée en l'air (ce qui est le cas lorsque C11 n'est pas monté sur son support), cette capacité se charge lentement via la résistance (certes élevée puisque le transistor est bloqué à l'origine, mais non nulle) présente entre le drain et la grille, en série avec la faible résistance de la bobine du relais ; comme le courant de commande de grille est infinitésimal (quelques nA), cette capacité se charge assez, et au bout d'un certain temps le transistor devient passant...tout seul...

Une fois ces vérifications effectuées, on coupera l'alimentation, et on mettra en place C11. On soudera l'extrémité d'un fil volant sur une broche connectée au +5V d'alimentation (par exemple sur la cathode de D4) ; à l'autre extrémité du fil on soudera une résistance de 10K env. ; on remettra le montage sous tension : la LED DL1 devra alors être éteinte et le rester...

Pour simuler une sonnerie, on appliquera l'extrémité libre de la résistance soudée sur le fil au point P TEST (cathode de D3, anode D2, etc., figure 11) : la LED DL1 devra alors s'allumer en même temps qu'on devra entendre le relais s'ouvrir ; au bout d'un certain laps de temps (réglable de 5 à 25 s environ par P1), DL1 devra s'éteindre et le relais se fermer.

Après l'application d'une impulsion, on vérifiera aussi que la broche 5 de

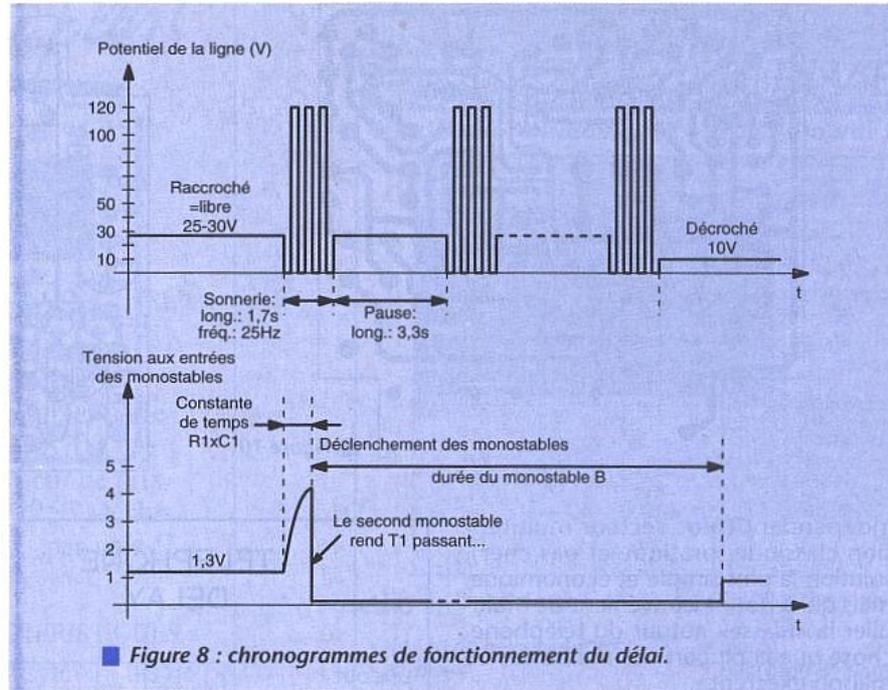


Figure 8 : chronogrammes de fonctionnement du délai.

C11 est maintenue à 5V, et P TEST maintenu à moins de 0,5V (même si la résistance test y reste appliquée...), et ce pendant au moins 35 à 45 s à compter de l'allumage de DL1.

Seulement une fois ces tests effectués, vous pourrez connecter le montage à votre installation et effectuer les essais «grandeur nature» : il suffit de relier votre ligne à l'embase repérée LINE IN, et votre téléphone à l'embase LINE OUT, par un câble prolongateur mâle-mâle 4/6-4/6 (attention de ne pas prendre un câble d'écouteur 4/4-4/4, ils se ressemblent, seule la taille des Modular Jacks change). Celui-ci sera de préférence acheté tout prêt (moins de 10F), plutôt que réalisé par vos soins : en effet, les prises mâles MODULAR JACK nécessitent une pince à sertir spéciale assez chère, qu'il serait idiot d'acheter pour si peu de pièces... A moins que vous n'ayez fait un énorme «pâté» de soudure, ou que vous n'appliquiez directement le secteur 220V à l'alimentation du montage (prenez dans ce cas la précaution de reculer de quelques pas avant la mise sous tension...), la ligne téléphonique ne risque pratiquement rien puisqu'elle n'est reliée au montage que par le pont de diode en série sur un des fils avec des résistances de valeurs élevées (R1 et R2). Toutefois l'autre fil est pratiquement à la masse du montage ; at-

tention donc à ne pas mettre n'importe quoi sur l'alimentation...

Remarque : pour tester le montage, c'est-à-dire faire sonner votre téléphone, point n'est besoin de vous faire appeler par un ami : composer le 36 44 ; attendez un signal grave intermittent ; raccrochez ; décrochez ; attendez un signal grave intermittent plus rapide ; raccrochez ; au bout de quelques secondes, votre téléphone sonne ; si vous décrochez, vous entendrez à nouveau une tonalité grave intermittente plus rapide.

Les connecteurs téléphoniques standards de type embase modular Jack 4/6 pour circuit imprimé, peut-être non tenus en stock par votre revendeur favori, sont notamment disponibles chez RADIOSPARE COMPOSANTS pour env. 50 F le lot de 10 (code produit 01 900 84316C).

L'alimentation du montage pourra certainement s'effectuer à partir du transformateur externe du répondeur : il suffit pour cela de souder une prise jack sur le fil transportant la basse tension dudit transformateur, en veillant scrupuleusement à la polarité.

Si cette solution est impossible ou non fonctionnelle, par exemple pour cause de connexion électrique indésirable entre le montage et de répondeur via la ligne téléphonique, on pourra :
- soit utiliser un transformateur externe

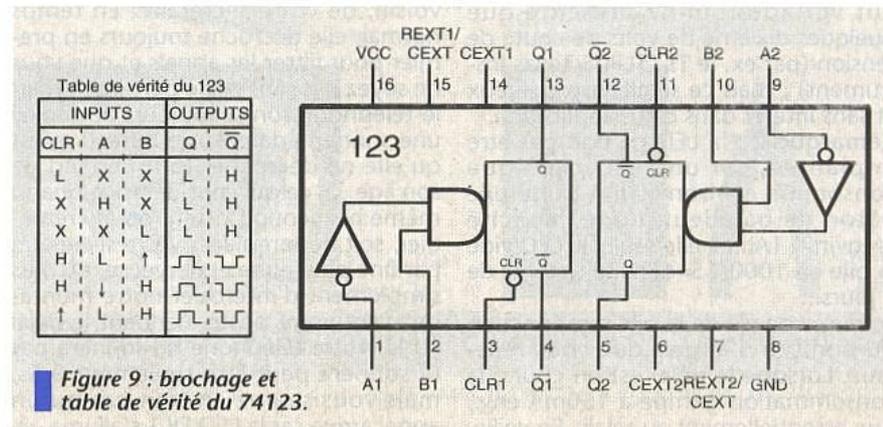
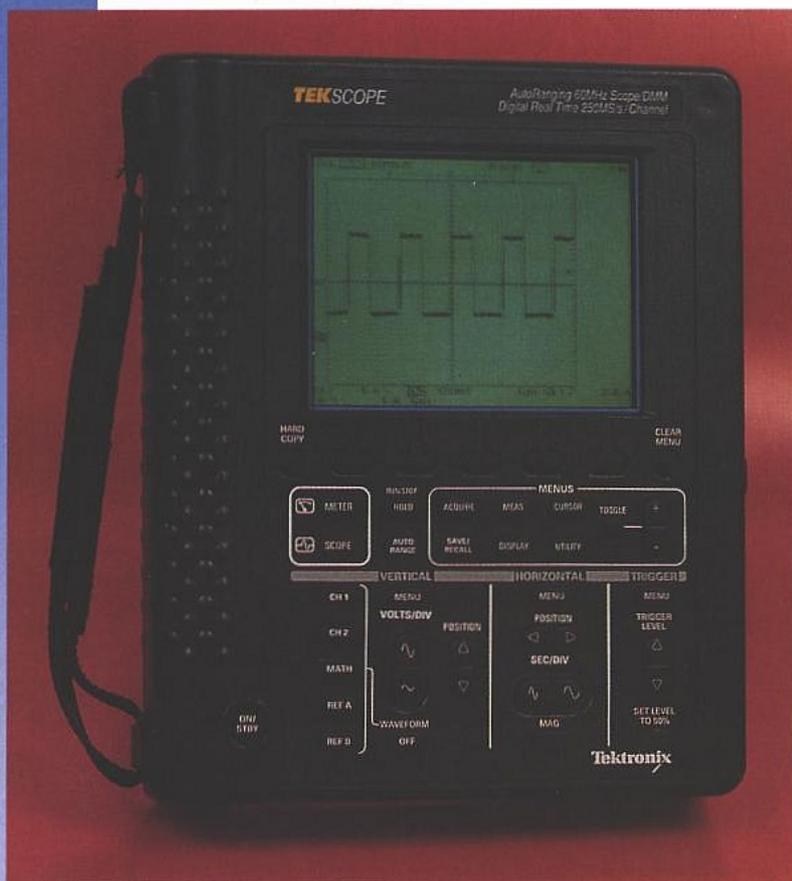


Figure 9 : brochage et table de vérité du 74123.

LES TEKSCOPES THS 710 ET 720



Depuis quelques années, on assiste à une course à la miniaturisation en instrumentation portable et ce particulièrement pour les combinés «scope-multimètre». Tektronix avait proposé une première approche avec les Tekmeters qui comme leur nom l'indique sont plutôt des multimètres avec affichage de la forme d'onde du signal dans une bande de 5 MHz.

Avec les Tekscopes, nous avons affaire à

de véritables oscilloscopes numériques de hautes performances, 2 x 60 ou 2 x 100 MHz, très compacts, dotés d'un multimètre-enregistreur de données indépendant de 4000 points, avec visualisation graphique des résultats de mesure.

Ces appareils ont été conçus pour répondre au mieux aux multiples applications de l'électronique moderne sur le terrain. D'où leur compacité : 217 x 177 x 55 (mm) (H x L x P), leur faible masse : 1,5 kg, batterie Ni-Cd comprise, et leurs performances : 2 x 60 ou 2 x 100 MHz numérique en temps réel (respectivement 250 méch/s et 500 Méch/s), 4000 points RMS vrai (facteur de crête - AC - de 3). Grâce à un affichage LCD monochrome rétro-éclairé de haut contraste de lecture confortable (120 mm de diagonale et 320 x 240 pixels), à leur béquille intelligente et au bon positionnement des bornes de mesure, on peut pratiquement les utiliser dans n'importe quelle position et même tenus en main comme un simple multimètre de poing. Par contre, dans ce dernier cas les gauchers seront désavantagés.

La batterie interne Ni-Cd de 4,8 V-2,8 Ah leur confère une autonomie en

fonctionnement continu de 2 h (à pleine charge) mais l'adaptateur secteur 12 V permet le fonctionnement de l'appareil tout en rechargeant la batterie en 20 h depuis une décharge complète. Un bloc chargeur rapide optionnel (1,5 h) est d'ailleurs proposé pour des utilisations fréquentes hors secteur.

Outre les performances de la section oscilloscope numérique assez exceptionnelles pour ce format d'appareil : 500 méch/s temps réel (monocoup) issues du système d'acquisition développé pour les appareils de table de la série TDS 300, la caractéristique la plus remarquable est certainement l'architecture totalement flottante des voies d'entrée tant CH1, CH2 du scope que des entrées multimètre, ce qui s'avère particulièrement intéressant en exploitation de terrain.

On peut ainsi s'affranchir de matériel annexe telles que sondes différentielles tout en ayant une simultanéité parfaite

des acquisitions et de l'affichage puisque trois préamplis et trois numériques totalement indépendants sont mis en œuvre. Faut-il préciser que toutes les connexions de référence (masse) doivent être établies lors de l'exploitation simultanée des deux voies du scope et du multimètre ?

La tension maximum admissible entre terre et référence vaut 30 VRMS pour le scope avec le jeu de sondes fourni (600 V pour la section multimètre) mais sous la référence P 5102 Tektronix propose une sonde (10X-100 MHz) capable de porter respectivement à 600 VRMS et 1000 VRMS les tensions admises entre masse et terre et masse-point chaud. Ces valeurs maximales admissibles sont d'ailleurs rappelées au dos de l'appareil, béquille relevée. Cette dernière sonde sera donc une acquisition nécessaire pour travailler en électronique de forte puissance ou en électrotechnique de même qu'une des sondes de courant proposées en option.



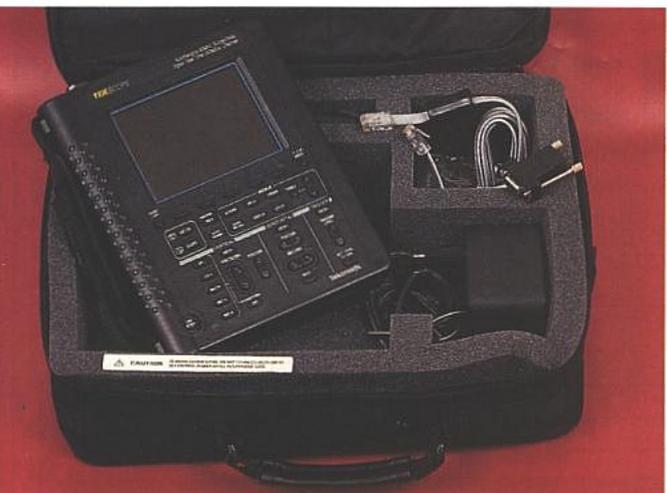
Les accès multimètre, RS232 (modular jack-DB9) et signal de calibration de sondes.

On peut d'ailleurs afficher les grandeurs en V ou en A avec choix du facteur de conversion dans le choix de type de sonde. Ceci conjointement à l'architecture flottante et à la voie MATH qui affiche le résultat des opérations directement opérées sur CH1 et CH2 : \pm (CH1 \pm CH2), (\pm CH1 \times \pm CH2) permet de réaliser des mesures de puissance instantanées sur les semi-conducteurs, notamment en régime de commutation ; ceci est très pratique pour le test et le contrôle d'alimentation à découpage par exemple. Les entrées de voies pour la partie scope : CH1, CH2 ainsi que l'entrée alimentation 12 V protégée par un bouchon en caoutchouc, sont disposées sur la tranche supérieure, au-dessus de l'écran, et les bornes multimètre, modular jack pour le port RS232 ainsi que le signal de compensation des sondes sur la tranche droite, à l'opposé du renflement de prise en main qui abrite la batterie cylindrique. Cette disposition des entrées-sorties alliées à un panneau de commande clair et ergonomique facilite l'exploitation des Tekscopes quelle que soit la position du travail.

UTILISATION

Comme nous l'avons déjà mentionné, il est possible d'utiliser conjointement la partie scope et multimètre avec des références différentes. Si l'on est en mode scope, le résultat de mesure de la section multimètre est rappelé en

La malette souple avec les accessoires standards.



forme d'onde soit les autres modes de représentation choisis : histogramme, enregistreur de données avec réactualisation de la droite vers la gauche comme un enregistreur papier. On peut enregistrer des données sur plusieurs jours, la profondeur mémoire étant comme en mode scope de 2500 points sur 4 mn à 8 jours d'enregistrement (30s/div à 24h/div). Ce mode est très utile pour détecter des perturbations sur une durée relativement grande (secteur, alimentation, etc.). L'utilisateur dispose des fonctions min, max, max-min, relatif, pour fixer une référence d'offset de son choix, maintien et de plusieurs modes d'acquisition : sample (mode normal), détection de crête, moyennage. L'appareil hors fonction ou lors d'un changement scope/meter conserve toujours la dernière configuration de travail et repart avec ce «set-up» lors d'une prochaine utilisation. Ainsi pour travailler simultanément en multimètre et en scope avec affichage scope, on règle la section multimètre à l'aide des différents menus, et on passe en fonction scope par appui de la touche scope, le résultat des acquisitions multimètre dans le mode de fonctionnement préalablement établi est rappelé en haut et à gauche de l'écran. La ligne du haut rappelle le statut du scope : vitesse d'acquisition, mode d'acquisition et déclenchement valide ou non, celle du bas en dehors de l'appel d'un menu rappelle les réglages choisis : type de déclenchement, délai éventuel de déclenchement de la base de temps retardée, échelle verticale ou sensibilité pour chaque voie (après entrée du type de sonde x 1, x 10, x 100 ou x 1000) avec l'unité V, A, VV, AA, W (pour la trace «math»). La partie droite de l'écran sert à l'affichage

haut et à droite de l'écran avec un pictogramme indiquant le type de mesure :

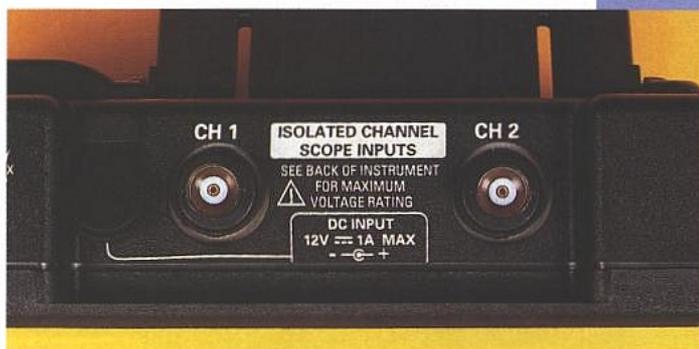
VACRMS, VDC, ohmmètre, test de jonction semiconductrice ou continuité (beep pour $R < 50 \Omega$). A l'inverse en mode multimètre, outre l'affichage grand format quatre chiffres, un bargraph vertical signale la tendance d'évolution de la mesure à la cadence d'acquisition (10 mesures/s) et l'écran graphique affiche soit la

ge des mesures automatiques choisies : quatre en simultanée parmi les seize suivantes accédées par le menu «MEAS» : période, temps de montée, fréquence, largeur d'impulsion négative et positive, overshoot, undershoot, valeur moyenne sur la courbe et moyenne sur une période, valeur efficace et efficace sur une période, largeur de burst, amplitude, valeur crête à crête, min, max...

Enfin cette même zone permet l'affichage des résultats de mesure effectuée à l'aide des curseurs lorsque ces derniers sont activés.

Une fenêtre en haut et au milieu de l'écran donne toujours la position temporelle du point de déclenchement par rapport à la largeur d'acquisition. Bien sûr, tant le scope que le multimètre sont autoranging sur les échelles verticales, horizontales (touche autorange) et sur le niveau de déclenchement que l'on peut fixer à 50% sans réglage grâce à une touche dédiée. Cette fonction est automatiquement désactivée lors du réglage de l'échelle verticale (sensibilité) ou horizontale (base de temps).

Outre les possibilités de prédéclenchement, une deuxième base de temps retardable de 0 à 50 s – par incrément



Les entrées de voies flottantes et la trappe alimentation DC 12V de la tranche supérieure.

réglable à l'aide de la touche «toggle +/-» d'ajustement des paramètres – permet d'aller «grossir» n'importe quelle zone intéressante d'une trace. Bien entendu les Tekscopes disposent d'une commande d'inhibition réglable de 495 ns à 10 s (même touche toggle une fois dans le menu adéquat).

Un autre point fort très important de cet appareil réside dans ces modes de déclenchement, de couplage et d'acquisition très diversifiés qui permettent véritablement de faire face à n'importe quelle situation rencontrée tant en numérique rapide, qu'en vidéo, voire en électronique de puissance.

Qu'on en juge : on peut bien sûr déclencher sur front montant ou descendant avec réglage du niveau mais aussi sur impulsion avec des conditions :

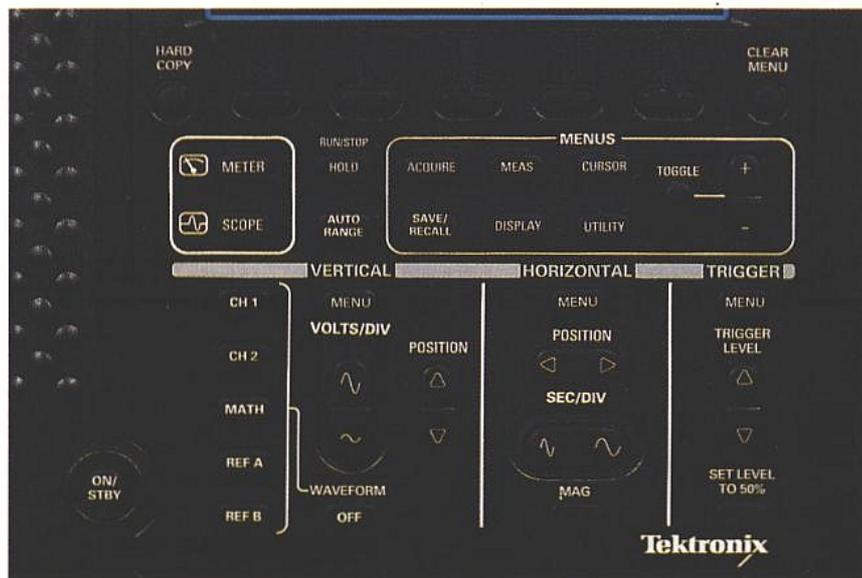
- inférieur à la largeur d'une impulsion définie temporellement
- supérieur à la largeur d'impulsion définie
- non égal à la largeur \pm tolérance
- égal à la largeur \pm tolérance.

On peut aussi choisir le déclenchement TV avec choix : trame 1, trame 2, ligne, image et ce pour des systèmes entrelacés ou non à des balayages (paramétrables) variant entre 15 kHz et 65 kHz, autant dire des systèmes broadcast jusqu'aux moniteurs haute définition.

Le couplage peut s'opérer en DC, AC avec réjection HF, réjection LF, ou réjection de bruit.

On dispose de quatre modes d'acquisition : échantillonnage normal, détection crête, enveloppe et moyennage (jusqu'à 256 acquisitions moyennées) pour extraire le bruit (moyennage) ou capturer des impulsions de largeur minimum 8 ns en mode enveloppe et détection crête (à moins de 50 Mech/s). Les tekscopes permettent de sauvegarder 10 set-ups et 10 traces avec leur paramétrage d'acquisition et l'affichage de cinq courbes simultanément avec réglage de l'espacement ou verrouillage : CH1, CH2, Math (\pm (CH1 \pm CH2) ou CH1 x CH2) REF1, REF2. REF1 et REF2 sont des traces préalablement sauvegardées et rappelées à des fins de comparaison. Enfin, la Hardcopy d'écran est directe

L'écran tel qu'il se présente lors d'une sélection dans un menu en mode Scope.



Un panneau de commande ergonomique avec menus de faible profondeur, les choix s'opèrent grâce aux touches placées sous l'écran et la touche «toggle +/-» pour les paramétrages.

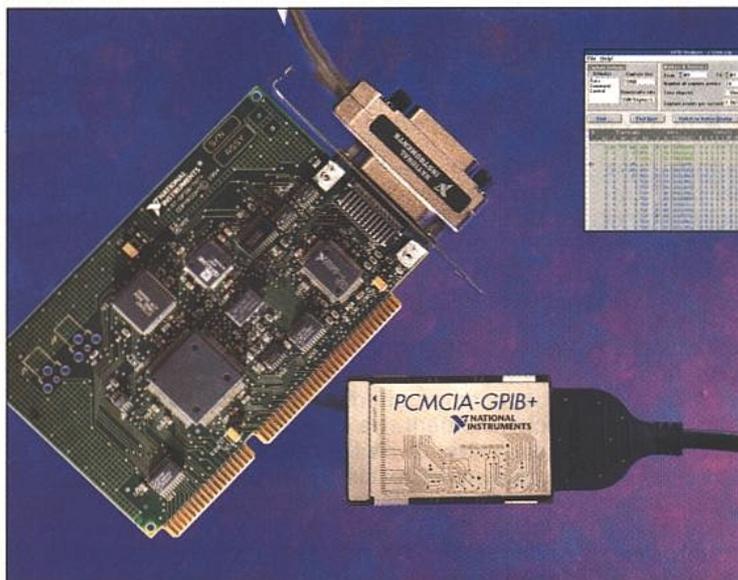
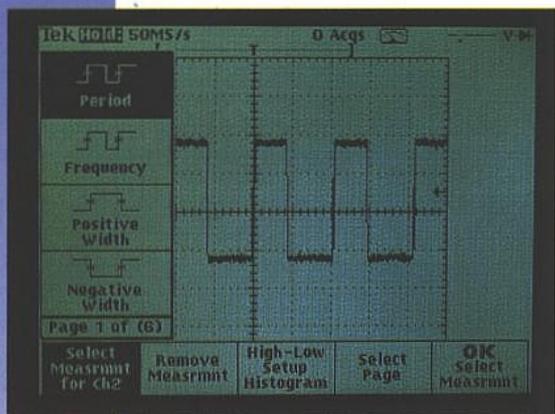
après configuration pour divers formats d'imprimante et de fichiers : Bitmap, PCX, EPS, TIFF, etc.

CONCLUSION

Les Tekscopes sont de véritables concentrés de technologie et de puissants outils d'investigation de terrain proposés à des prix tirés, respectivement 11 500 et 14 100 F HT pour les versions THS 710 et 720 avec les accessoires suivants : sondes, cordons de

sécurité, adaptateur-chargeur, manuels d'utilisation et de référence (en français), cordon RS232, dragonne et malette souple de transport. Leurs performances, leur compacité, leur architecture et leurs fonctionnalités en feront des appareils de prédilection pour les personnels de maintenance et d'installation dans quasiment tous les domaines où l'électronique est actuellement implantée.

C. DUCROS



GPIB+
Un contrôleur + un analyseur
sur une seule carte!

Ne cherchez plus où est passé votre analyseur GPIB. Il est intégré à votre contrôleur.

AT-GPIB/TNT+
PCMCIA-GPIB+

- Approche "2 en 1" économique
- 100% configurable par logiciel
- Circuit TNT4882C pour des transferts ultra-rapides
- Logiciel analyseur simple d'emploi, sous Windows

Fonctions de l'analyseur GPIB

- Enregistre les événements matériels et logiciels
- Plusieurs options d'impression et d'affichage des données
- Marqueur d'événements pour l'analyse de performances
- Simultanéité des activités analyseur et contrôleur GPIB

Cartes fournies avec le logiciel driver NI-488.2 pour DOS et Windows, en totale compatibilité avec les applications existantes.



Pour plus d'information sur ces produits et pour recevoir un catalogue gratuit, appelez le (1) 48 14 24 24



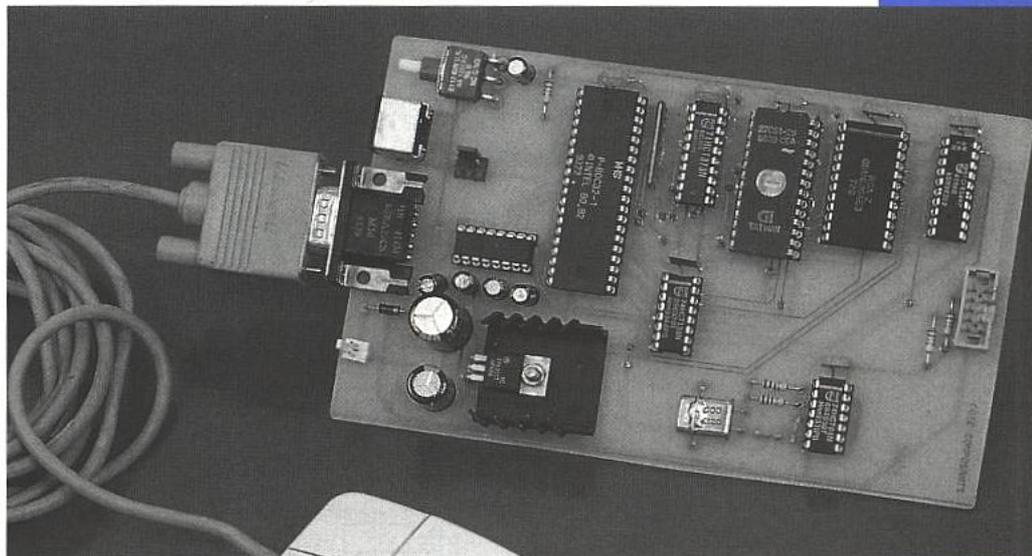
Centre d'Affaires Paris-Nord • Immeuble "Le Continental" - BP 217
93153 Le Blanc-Mesnil CEDEX • E-mail: info@natinst.com
WWW: http://www.natinst.com

Je souhaite recevoir gratuitement le catalogue.

Nom/Prénom _____ Fonction _____
Société _____ Adresse _____
Code/Ville _____ Tél. _____ Fax _____

INTERFACE SOURIS POUR BUS I2C

Il est parfois utile de disposer d'un système de pointage pour asservir un montage. La souris, bien connue des utilisateurs de PC, peut fort bien être utilisée pour monter de nombreuses applications originales.



Pour permettre une adaptation facile aux nombreux cas de figures qui peuvent se présenter, nous avons choisi de réaliser cette interface autour du bus I2C.

Initialement, nous avons prévu de coupler cette interface avec une interface pour moteurs pas à pas. Ceci dans le but de monter les possibilités qu'offre une souris utilisée sur un appareil autre qu'un PC (par exemple un mobile asservi par une souris dans les directions X/Y). Mais gageons que votre imagination ne sera pas en peine pour exploiter cette petite interface fort amusante.

SCHEMA

Le schéma de notre interface pour souris est visible en **figure 1**. Le schéma n'est pas spécialement complexe comme vous pouvez le constater. Le cœur du montage est le microcontrôleur IC1. Le microcontrôleur choisi (80C32) ne dispose pas d'EPROM interne, il faut donc mobiliser les ports P0 et P2 pour réaliser un adressage externe. Dans ce cas de figure le latch IC2 est nécessaire pour capturer le poids faible du bus d'adresse.

Le décodage des adresses en vue de sélectionner les différents boîtiers associés au microcontrôleur est confié au circuit IC8. Vous noterez que la discrimination de l'espace adressé par le microcontrôleur est matérialisée par l'état du signal PSEN. Ce signal sera utilisé

pour commander directement la broche OE de l'EPROM IC3.

La gestion du bus I2C sera confiée au circuit IC5 (PCD8584). Ce circuit prend en charge toutes les transactions avec le bus, ce qui rend la tâche plus facile. Le montage sera utilisé en tant qu'esclave sur le bus I2C. Les résistances R2 et R4 permettent de maintenir les lignes SDA et SCL au niveau haut lorsque le montage n'est pas connecté au bus. Cela est important lors de la phase d'initialisation du circuit IC5.

Le signal d'horloge sera partagé entre le microcontrôleur et le circuit IC5. L'oscillateur interne du microcontrôleur peut convenir, mais il est parfois capricieux à mettre en route si sa sortie est chargée par un autre circuit. Par ailleurs, selon que le microcontrôleur est un modèle CMOS ou non, le rôle des broches X1 et X2 est inversé. C'est pourquoi nous avons préféré utiliser les portes IC6A et IC6B.

Venons-en maintenant à la gestion de la souris. Dans un premier temps l'auteur escomptait gérer aussi bien les souris avec une connectique Sub-D 9 points que les souris avec une connectique mini-Din. En ce qui concerne les souris équipées d'un connecteur DB9, il suffit d'utiliser le port série intégré dans le microcontrôleur, après adaptation des niveaux grâce au circuit IC7.

Vous noterez avec intérêt que dans ce cas de figure la souris est alimentée en énergie par les lignes du port série. Pour ce faire la souris a besoin d'une tension d'alimentation symétrique allant de +/-9VDC à +/-12VDC. C'est ainsi qu'il faut maintenir les broches 4 et 7 à environ 9VDC et la broche 3 à environ -9VDC. Nous aurions pu figer les entrées correspondantes pour le circuit IC7. Mais dans ce cas l'initialisation de la souris ne peut se faire qu'à la mise sous tension du montage. Nous avons préféré confier au microcontrôleur la gestion des lignes d'alimentation des souris connectées sur CN1. Ainsi, lors de l'initialisation du microcontrôleur IC1 (appui sur BP1), le programme de notre application se chargera d'initialiser aussi la souris.

En ce qui concerne l'utilisation d'une souris équipée d'un connecteur mini-Din (PS), notre montage ne sera pas en mesure de la gérer. Cette limitation est liée uniquement au logiciel. L'auteur n'a pas trouvé les spécifications des souris dans ce mode (en particulier la séquence d'initialisation). En conséquence le connecteur CN2 et le jumper JP1 ne seront pas utilisés avec cette version.

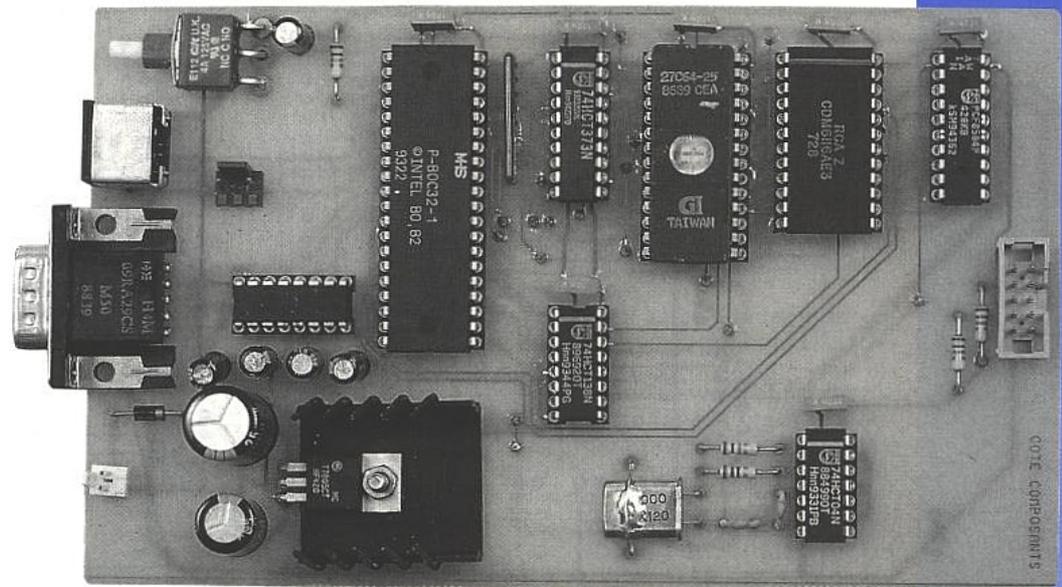
L'interface sera alimentée par une tension de 12VDC environ, qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire,

mée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel (3615 code ERP). Vous trouverez le fichier « MOUSEI2C.BIN » qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM IC3. Vous trouverez aussi le fichier « MOUSEI2C.HEX » qui correspond au format HEXA INTEL, qui peut vous être utile selon le modèle de programmeur d'EPROM dont vous disposez. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers par Minitel, 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).

Pour personnaliser vos montages, vous pouvez modifier l'adresse de réponse de la carte, sur le bus I2C, en changeant le contenu du dernier octet de l'EPROM concernée. L'adresse de l'octet à modifier est 1FFFH. Vous constaterez sur le listing de la figure 5 que la ligne concernée est l'avant-dernière. Tel qu'il apparaît sur la figure 5, le programme de notre interface a été assemblé avec la valeur 80H comme adresse de réponse. Le champ «DATA» du code Hexa au format Intel de l'avant dernière ligne du listing de la figure 5 correspond à cette valeur.

Il est délicat de modifier manuellement le contenu des fichiers au format «Intel Hexa» en raison du «cheksum» en fin de ligne. Pour modifier le contenu à placer dans l'EPROM, il est préférable de charger le fichier dans un programmeur d'EPROM. Ensuite vous utiliserez les commandes du programmeur pour modifier le contenu de l'octet à l'adresse 1FFFH, avant de programmer l'EPROM.

Une fois que vous aurez programmé votre EPROM, vous pourrez passer aux



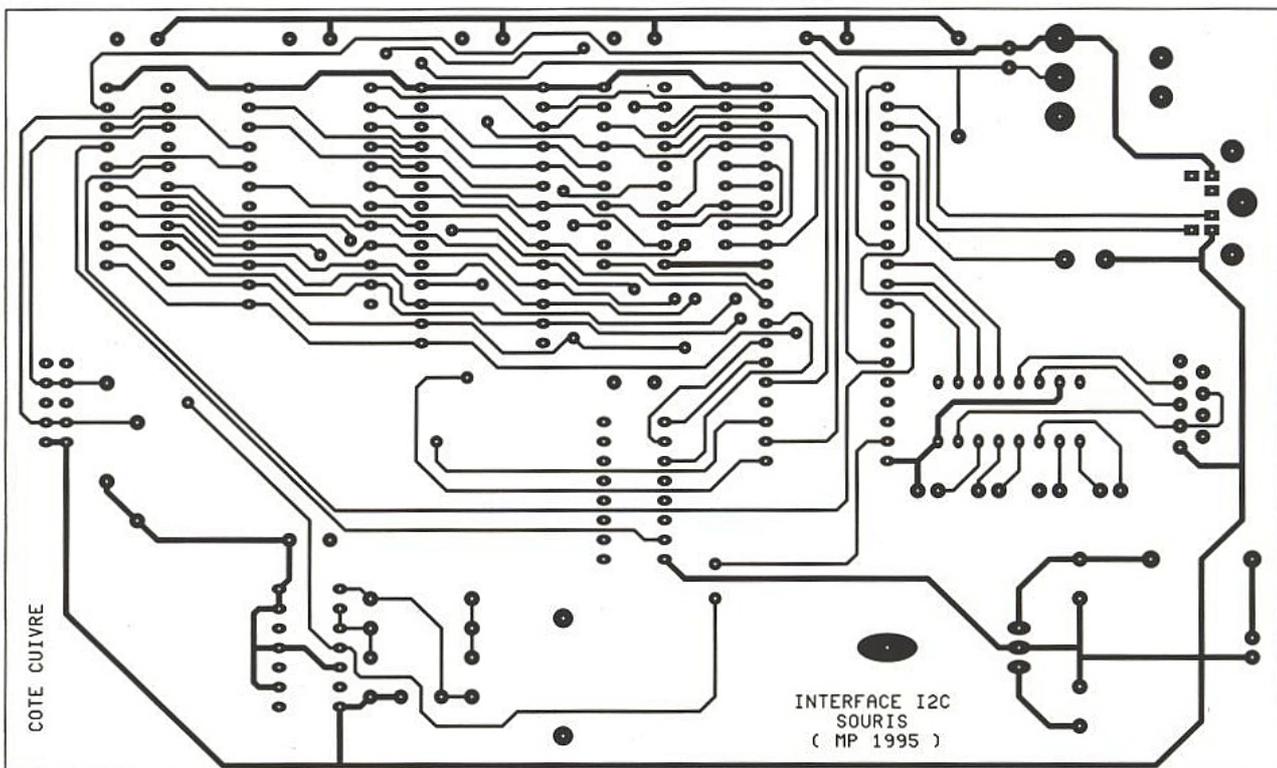
tests de votre montage. Pour cela vous aurez besoin d'une souris compatible Microsoft pour port série (2 boutons). Fort heureusement il s'agit du modèle de souris le plus répandu. Connectez la souris sur le connecteur CN1 de l'interface. Pour rappel le connecteur CN2 n'est pas utilisé par notre montage.

Le format des commandes qu'accepte le montage, via le bus I2C, est indiqué dans la figure 6. En écriture c'est très simple. Chaque octet envoyé à l'interface est interprété comme une commande. Par contre en lecture c'est un peu plus compliqué. Selon le mode de fonctionnement de l'interface, il vous faudra demander 3 ou 5 octets pour récupérer les valeurs utiles.

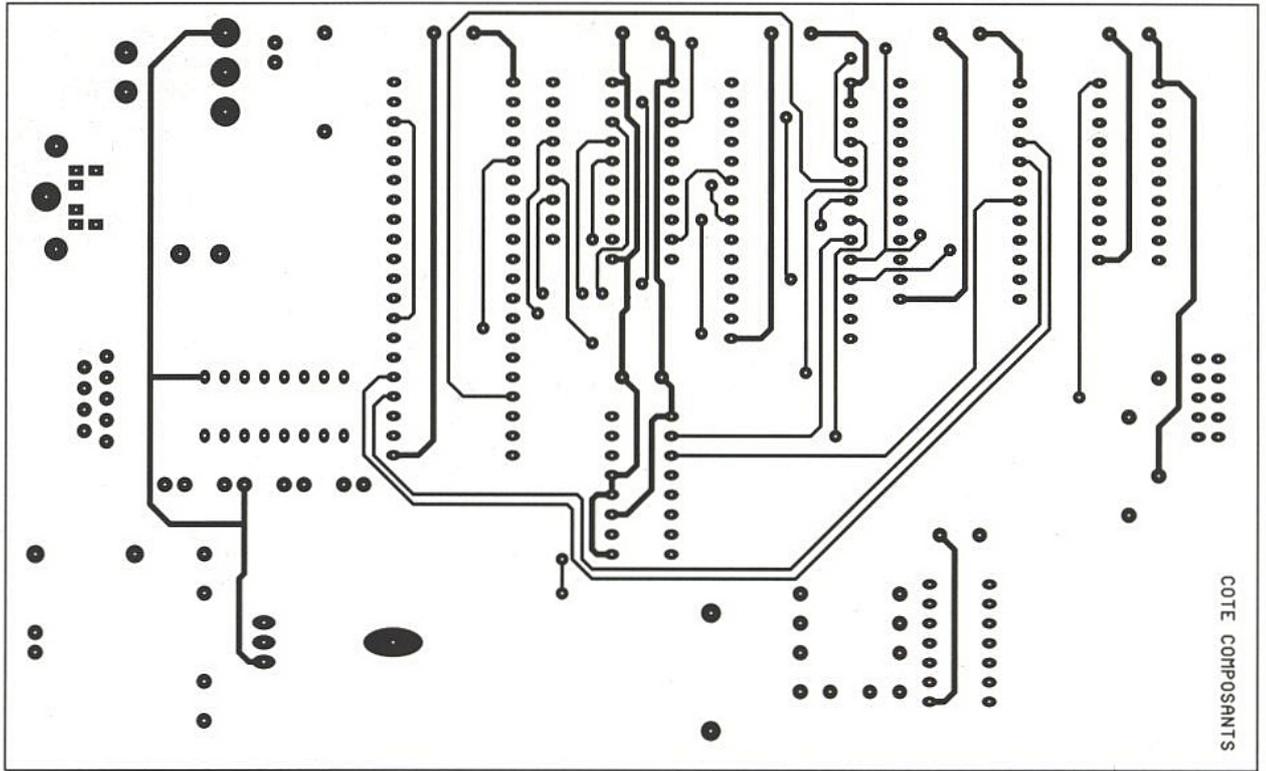
La liste des commandes reconnues par notre montage est indiquée en figure 7. Si vous envoyez successivement plusieurs octets, l'interface se placera dans

le mode de la dernière valeur reçue. De plus, le montage ignore purement et simplement toutes les valeurs qui ne correspondent pas à une commande valide.

Expliquons maintenant les différents modes de fonctionnement évoqués pour notre montage. Dans le mode « brut », notre interface se contente de stocker les messages envoyés par la souris pour les restituer plus tard, à votre demande sur le bus I2C. Les octets envoyés par la souris subissent un léger traitement pour simplifier le résultat de la lecture. Dans ce mode, il vous faut lire 3 octets successifs via le bus I2C pour récupérer ensemble les informations envoyées par la souris. Le premier octet que vous obtenez correspond à l'état des boutons à un instant donné. Les deux octets suivants correspondent aux



■ Figure 2 : le côté cuivre.



COTE COMPOSANTS

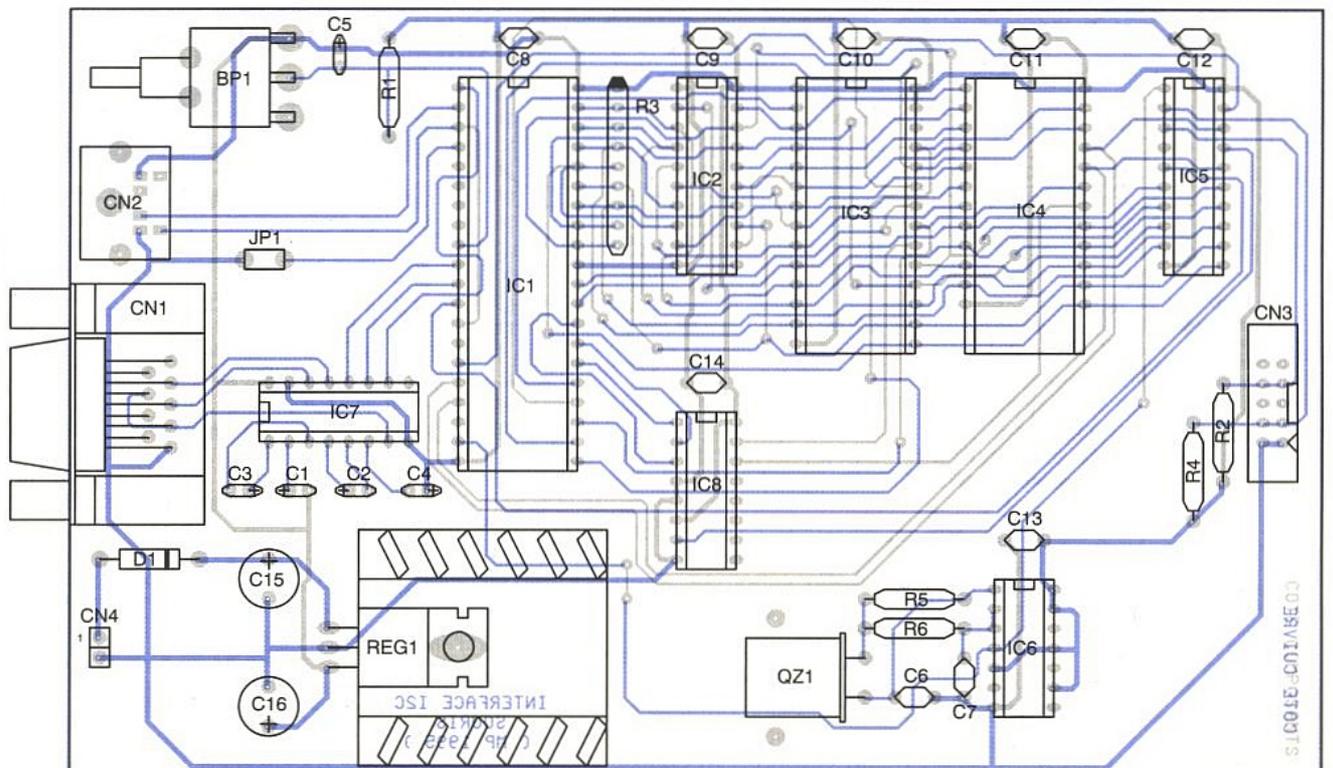
■ Figure 3 : côté composants.

valeurs de déplacement de la souris dans l'axe des X et des Y du plan sur lequel elle évolue (au même instant que celui associé à l'état des boutons). La figure 8 vous donne le détail des octets concernés. Vous noterez que la valeur du déplacement est codée sur 5 bits signés. Le signe du déplacement est le bit 4. Pour gérer les déplacements négatifs vous devrez utiliser le complètement à 2 de la valeur, sur 5 bits uniquement. Ce n'est pas bien compliqué, mais ce n'est pas le mode le plus intéressant puisque toute la gestion de la souris est à votre charge. Fort heureusement notre interface possède deux autres modes que

nous détaillerons dans les prochains paragraphes. Vous aurez sûrement remarqué que l'octet qui indique l'état des boutons indique aussi l'état de progression dans le buffer interne de l'interface (Bits 4 et 5) et que le bit 7 reste toujours à 1 (voir figure 8). Le bit 7 permet d'identifier la 1^{re} valeur lors de la lecture des 3 octets du message (utile uniquement dans le mode « brut »). Ceci permet de savoir où vous en êtes dans la lecture, si vous ne prenez pas soin de lire les 3 octets du message en même temps. Le bit 4 permet de savoir si des messages de la souris ont été perdus,

tandis que le bit 5 permet de savoir si tous les messages contenus dans le buffer ont été lus. Notez que lorsque tous les messages ont été extraits du buffer, l'interface répète la dernière valeur (Boutons, dX et dY). Il est donc utile d'examiner l'état du Bit 5 avant de décider d'utiliser les valeurs. Si vous déplacez rapidement la souris, pendant les échanges avec le bus I2C, vous pourrez constater que certains messages sont perdus. Mais vous constaterez à l'usage que ces pertes ne sont pas très gênantes. En effet les souris compatibles Microsoft décomposent leurs déplacements en de nom-

■ Figure 4 : attention aux traversées à réaliser avec des queues de composant.



SIGCOLE@CINIARE03

```
:020000000124D9
:020003002134A6
:01000B0032C2
:0100130032BA
:01001B0032B2
:100023003275878075814975A0007404714CC29044
:10003300C200D201C202C203C204C205C206C20781
:10004300C208E4F534F53DF53EF53F7530007532F1
:100053007075310075337051B7C209C2B531F2D230
:10006300B531F290F0017480F0901FFFE49354FED9
:100073000390F000F0058274A0F01582741CF03137
:10008300F2058274C9F031F2D2A8D2AF20980930B8
:1000930009FA51B7C20980F4C2AFE599C298F5F0E5
:1000A30054C0B4C00DEF05430C4F53CD200C203D3
:1000B300804E30004BB48048E5F0543F200306F5F2
:1000C3003AD203803BF53B853A3D853B3E853C3F39
:1000D300C203C20030010EE53C51D3E53A51D3E5EA
:1000E3003B51D3801B853C34E53AA830A932310714
:1000F300088308932E53BA831A93331078831893308
:10010300D2AF018F20E510541F28F8502374012922
:10011300F9501D78FF79FFF4541F04C0F0F5F0C3C4
:10012300E895F0F8D0F0E99400F9500478007900EC
:1001330022C0E0C000C001C002C003C004C005C0AB
:1001430006C007C082C083C0D090F001E020E7FC66
:1001530020E051582E080101582E0058260092007
:10016300E0043184800231DBD0D0D083D082D00749
:10017300D006D005D004D003D002D001D000D0E007
:1001830032E020E54C20E24F20E44C20E7F31582D7
:10019300E00582B48008D201C202D209802FB48163
:1001A30014C201C202D20975300075327075310074
:1001B3007533708018B48217C201D202D209853018
:1001C30037853235853138853336853439C20880F1
:1001D300B01582E005822222E0E020E7FB20E3095C
:1001E30031FB1582F0058280EF1582F005822278BB
:1001F3008079FFD9FED8FA2275A0230014B200860
:1002030026200A1451FDF544200A0D51FDF5402026
:100213000A0651FDF5428009853D40853E42853FF2
:1002230044D208C205C204200510E544A20B92E49F
:10023300A20A92E5D2E7D20541B3200406E540D2F3
:100243000441B3E542C20841B320021420082D85BE
:1002530030408532418531428533438534448012B1
:1002630020081985374085354185384285364385D1
:100273003944D208C205C204C206C207200510E5EC
:1002830044A20B92E4A20A92E5D2E7D20541B3203D
:100293000406E540D20441B3200606E541D20641F7
:1002A300B3200706E542D20741B3E543C20841B391
:1002B30075A00022C082C08390200085824685837A
:1002C30045858248858347D20AC20BD083D08222D8
:1002D300C082C083300B03D3801B85468285458350
:1002E300F0C20AA312032785824685834512033988
:1002F3004002D20BC3D083D08222C082C083300A93
:1003030003D3801B854882854783E0C20BA3120376
:10031300278582488583471203394002D20AC3D016
:1003230083D08222C0E0E583B42808E582B40003C9
:10033300902000D0E022C0E0E546B54808E545B589
:100343004703C38001D3D0E022C082C08375985095
:100353005407C0E090037793F5CB90036FD0E093FD
:10036300F5CA75C834D299D083D08222ECD8B16350
:10037300C78E1D09FFFFFFFFFFFDFBF649E746587
:10038300726661636520536F7572697320706F7550
:1003930072204275732049324320284329204D6F30
:1003A30072696E2050617363616C20313939352075
:0B03B300526576203A20312E303000D9
:011FFF008061
:00000001FF
```

■ Figure 5 : fichier programme en Intel-Hex.

breux petits déplacements. Au bout du compte vous ne perdrez qu'un tout petit bout du déplacement total. Au pire, vous perdrez aussi une action très brève sur les boutons. Mais dès le message suivant l'état des boutons sera correct. Et ce ne sont pas les messages qui manquent, puisque le simple fait de taper légèrement sur le plan où est disposée la souris provoque la plupart du temps des messages. Vous constaterez rapidement que, dans ce mode, vous serez submergé

par les messages de la souris. Si vous souhaitez ne prendre en compte les messages de la souris qu'à partir d'un instant précis, il vous suffira de commander à nouveau le mode « brut ». Ceci aura pour effet de vider complètement le buffer de l'interface. Ne perdez pas de vue que, dans le mode « brut », vous devez interroger vous-même l'interface pour être au courant des déplacements de la souris. Qui plus est, vous obtiendrez les valeurs des déplacements différés dans le

temps. Vous récupérerez bien tous les messages successifs envoyés par la souris, mais tant que vous n'avez pas vidé le buffer vous ne connaîtrez pas la position finale (de même pour l'état des boutons). De plus, vous ne devrez pas attendre trop longtemps avant d'interroger l'interface. Car le nombre des messages peut être important, et la taille du buffer est limitée (2K Octets). D'où l'intérêt du mode suivant : le mode « trace ».

Dans le mode « trace » notre interface se charge de suivre la position de la souris à votre place. Ainsi lorsque vous interrogeriez l'interface vous obtiendrez la position exacte (avec l'état des boutons) à l'instant précis où vous en faites la demande. Dans ce mode il y a 5 octets à lire pour récupérer l'ensemble des informations. Le 1^{er} octet correspond à l'état des boutons (voir figure 8). Les deux octets suivants correspondent à la position de la souris dans l'axe des X, codée sur 16 bits. Le poids fort est reçu en premier. Enfin les deux octets suivants correspondent à la position de la souris dans l'axe des Y, codée sur 16 bits (toujours avec le poids fort transmis en premier). Notez que l'interface considère que le plan de déplacement de la souris est un carré de dimensions finies. Le déplacement de la souris s'arrête, une fois arrivé aux limites (0 et FFFh). Pour une souris de bonne précision cela autorise tout de même un déplacement d'au moins +/-50cm, dans les deux directions du plan.

A chaque commande de passage en mode « trace », l'interface replace la position d'origine de la souris au centre du plan (X=7FFFh et Y=7FFFh). Ceci est bien pratique puisque cela vous permet de prendre en compte un déplacement dans un laps de temps donné, sans avoir à mémoriser la position d'origine. Pour ce faire il vous suffit d'envoyer la commande de passage en mode « trace » avant chaque mesure. Notez un point très important : pendant les transactions avec le bus I2C, il peut arriver que le montage ne puisse pas traiter tous les messages envoyés par la souris. Vous devrez veiller à ne pas laisser le bus I2C dans le mode « BUSY » trop longtemps, lorsque vous interrogez l'interface. Bien entendu si vous interrogez un autre dispositif via le bus I2C, vous pouvez ralentir les échanges autant qu'il vous plaira, l'interface n'en a que faire. Rien ne vous oblige à relire les 5 octets en une seule opération. Vous pouvez relire les octets un par un (à condition de libérer le bus I2C entre chaque lecture). Dès que le premier octet est demandé (information sur la position des boutons), l'interface mémorise la position de la souris. Les 4 prochains octets qui seront lus correspondront à la position de la souris en mémoire. Pendant ce temps la position réelle de la souris continue d'être mise à jour par l'interface (à condition que le bus I2C ait été libéré, insistons bien là-dessus). Vous devez terminer la lecture des 5 octets, avant de pouvoir passer à la position suivante. Par exemple si votre application ne s'intéresse qu'à la position des boutons vous devrez quand même lire les 5 octets au complet.

Format en écriture :
[ADDR W] [Commande]

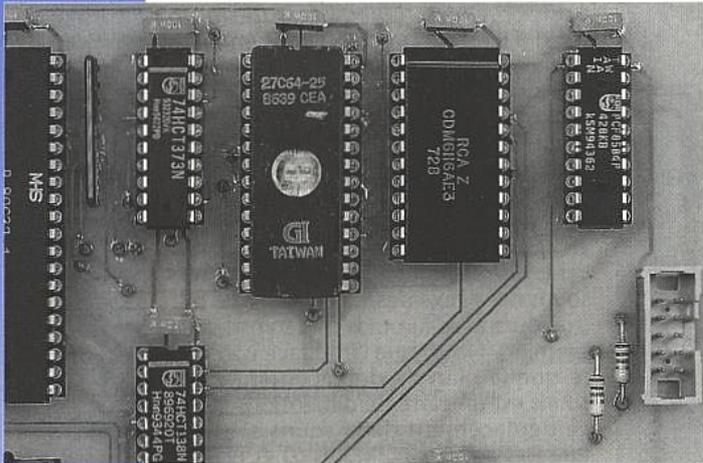
Format en lecture (mode Brut) :
[ADDR R] [Status][dX][dY] [Status][dX][dY] ...

Format en lecture (mode Trace) :
[ADDR R] [Status][poids fort Pos X][poids faible Pos X][poids fort Pos Y][poids faible Pos Y] ...

Format en lecture (mode Capture) :
[ADDR R] [Status][poids fort CaptX][poids faible CaptX][poids fort CaptY][poids faible CaptY] ...

■ Figure 6 : format des transferts sur le bus I2C.

Tant que vous n'aurez pas terminé la lecture des 5 octets vous ne pourrez pas obtenir la position des boutons. Cela signifie que votre application doit savoir où elle en est dans la lecture des différentes valeurs, pour ne pas confondre les octets. Fort heureusement, lorsque la commande de passage en mode «trace» est prise en compte, la lecture suivante redémarre sur l'information des boutons. Ceci permet de se replacer dans une si-



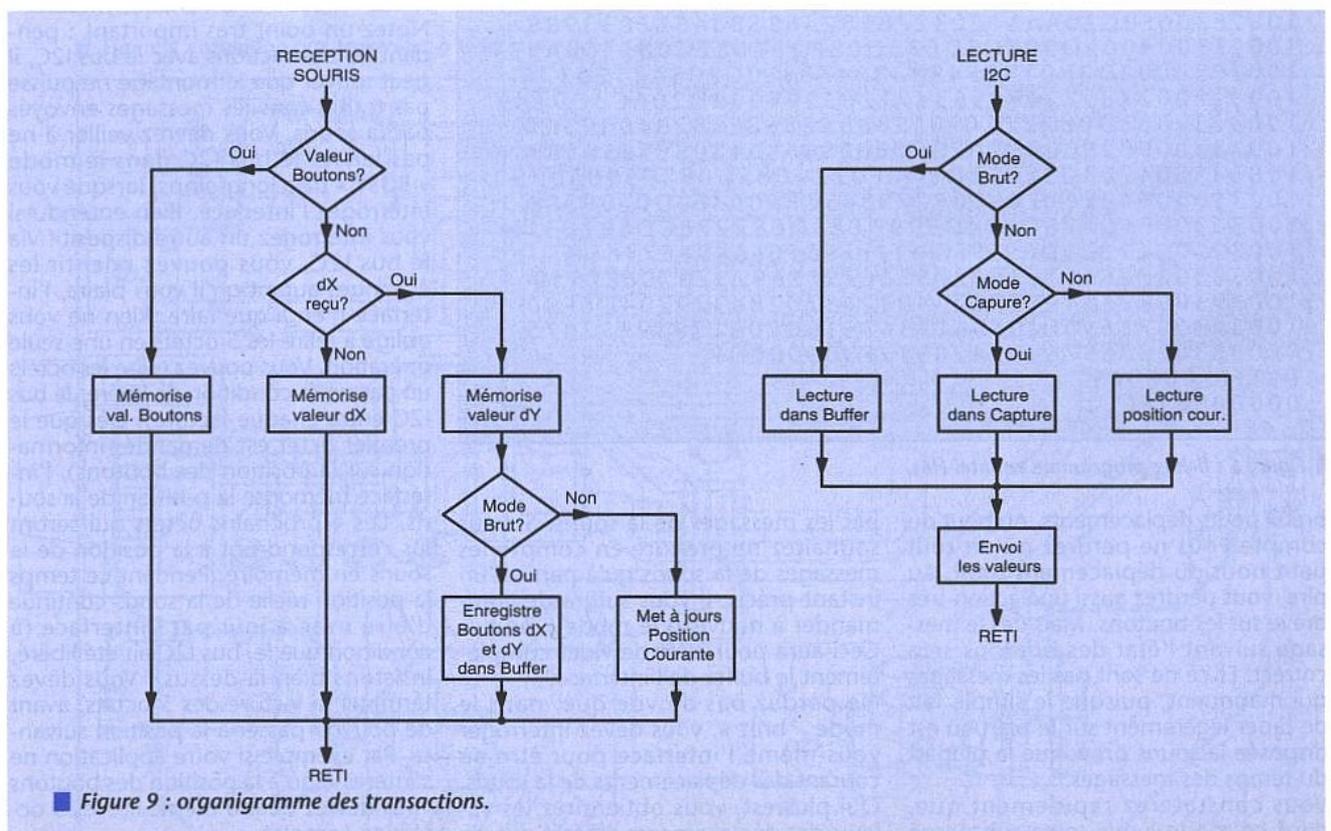
Code de commande	Action associée
80h	Passage en mode Brut (mode actif par défaut après initialisation de l'interface)
81h	Passage en mode Trace
82h	Capture (+ passage en mode trace)

■ Figure 7 : liste des commandes acceptées.

tuation connue, si vous ne savez plus où vous en êtes dans la lecture. Enfin le dernier mode de fonctionnement possible est le mode « capture ». Dans ce mode, la position de la souris et l'état des boutons est capturé par le montage. Les lectures successives qui seront demandées à l'interface fourniront toujours la valeur de la capture, jusqu'à ce qu'une nouvelle capture soit demandée. Le passage dans le mode de capture oblige l'interface à gérer le dé-

Détail	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
Status	1	0	Buffer vide	Buffer plein	0	0	Etat du bouton de gauche	Etat du bouton de droite
dX	0	0	Sens du déplacement	dX/Bit4	dX/Bit3	dX/Bit2	dX/Bit1	dX/Bit0
dY	0	0	Sens du déplacement	dY/Bit4	dY/Bit3	dY/Bit2	dY/Bit1	dY/Bit0

■ Figure 8 : détail des octets Status/dX/dY.



■ Figure 9 : organigramme des transactions.

placement de la souris dans le mode « trace ». L'instant de la capture correspond au début du transfert de la commande sur le bus I2C. Comme pour la commande « trace », lorsque la commande « capture » est prise en compte, la lecture qui suit démarre avec

l'information sur la position des boutons (voir figure 8). Les curieux trouveront en figure 9 l'organigramme simplifié des transactions les plus intéressantes qui se déroulent au sein de l'interface. Vous voilà en possession d'un montage original qui

ne manquera pas de vous ouvrir de nombreux horizons nouveaux. Souhaitons que vous prendrez autant de plaisir que l'auteur à expérimenter cette interface.

P. MORIN

NOMENCLATURE

Carte Interface Souris

Résistances :

R1, R2, R4 : 10 kΩ 1/4W 5%
R3 : Réseau résistif 8x10 kΩ en boîtier SIL
R5 : 1 MΩ 1/4W 5%
R6 : 220 Ω 1/4W 5%

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4 : 10µF / 25 V, sorties radiales
C5 : 4,7µF / 25 V, sorties radiales
C6, C7 : Condensateur céramique 33pF, pas 5,08mm
C8 à C14 : 100nF
C15 : 1000µF / 25 V, sorties radiales
C16 : 470µF / 25 V, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 : 1N4001

Circuits intégrés :

IC1 : Microcontrôleur INTEL 80C32 (12MHz)
IC2 : 74HCT373
IC3 : EPROM 27C64 temps d'accès 200ns
IC4 : Ram 6116 temps d'accès 300ns
IC5 : Contrôleur de Bus I2C PCD8584
IC6 : 74HCT04
IC7 : MAX232
IC8 : 74LS138
REG1 : Régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220 + Dissipateur thermique 17°C/W (par exemple référence Redpoint TV1500)

Divers :

1 Souris compatible Microsoft, pour port série
JP1 : Strap au pas de 5,08mm (inutile pour cette version)

QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U
BP1 : Bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence C&K E112SD1AQE)
CN1 : Connecteur Sub-D, 9 points, mâle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 122 7801)
CN2 : Connecteur Mini-Din 6 contacts (inutile avec cette version de logiciel)
CN3 : Connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties droites, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-6002)
CN4 : Barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2021

Un tarif unique, une tarification colonnée
des renseignements techniques
votre commande par téléphone
simple et rapide
480 Pages à votre service.



37 points de vente en FRANCE

26.50.69.81
BP 1007

51683 REIMS CEDEX 2

Pour les 10.000 premiers exemplaires
un coupon remise de 100 frs

100 frs
De remise immédiate*

*Les 100 frs d'économie sur votre achat minimum de 350 frs sont définis par 29 francs de remboursement du catalogue plus 71 francs de réduction. Valable dans les points de vente HBN et par correspondance.

Valable jusqu'au 31 décembre 1995

Oui, je désire recevoir votre catalogue HBN 1995/96 et profiter de l'offre spéciale valable jusqu'au 31 décembre 1995 pour un montant de 29 frs (le catalogue 95/96) + 28 frs (participation au frais de transport et d'emballage) soit au total 57 francs TTC.

Je joins le règlement de 57 francs

chèque

carte bancaire



Expire le: .. / ..

Signature

NOM:

Adresse: Ville:

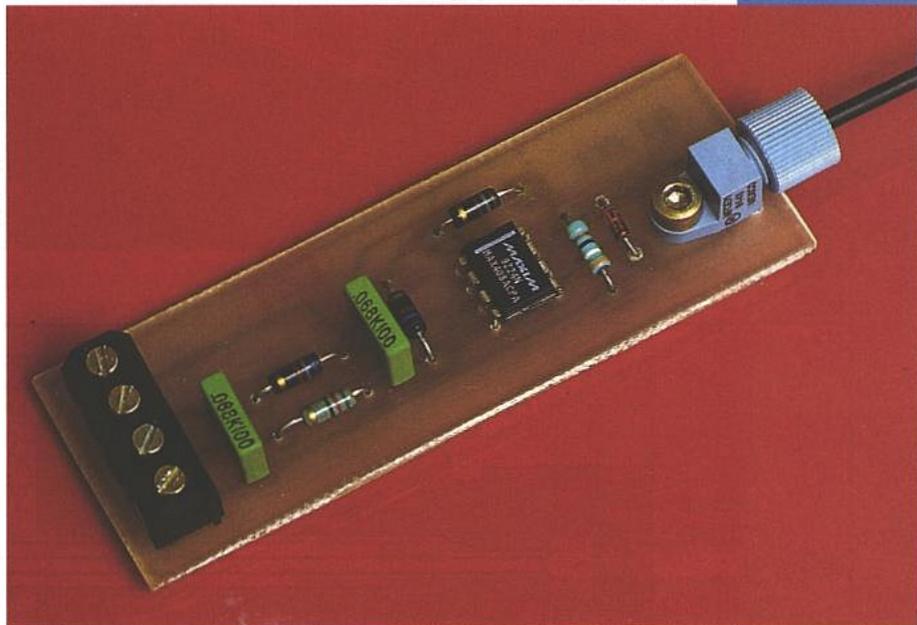
Code postal:.....

Une volonté de vous proposer la différence...

UNE LIAISON VIDÉO PAR FIBRE OPTIQUE

Support de transmission privilégié des
grands réseaux de télécommunications
modernes, la fibre optique est
maintenant à même de prendre place
dans toutes sortes de réalisations à
caractère domestique. Cela grâce à
l'apparition de composants peu
coûteux et faciles à mettre en œuvre :

diodes LED et photodétecteurs à connecteur de fibre incorporé, et fibre
plastique sous gaine vendue au mètre.



Les bandes passantes et les portées accessibles à cette technologie permettent d'envisager très sérieusement le transport de signaux vidéo dans l'enceinte d'une habitation, sur un câble optique de seulement 2,2 mm de diamètre.

UN PHOTOCOUPLEUR TRÈS SPÉCIAL

Une liaison par fibre optique se compose invariablement d'un composant émetteur (LED ou diode laser), d'un composant récepteur (diode PIN, phototransistor, ou photodarlington), et d'une certaine longueur de «câble optique» assurant la transmission de l'énergie lumineuse (en général dans le proche infrarouge).

Les performances de l'ensemble sont étroitement liées aux caractéristiques du «photocoupleur» très spécial ainsi réalisé : temps de réponse des diodes, puissance de l'émetteur et sensibilité du détecteur, et naturellement affaiblissement introduit par la fibre.

Les artères de communication interurbaines ou même intercontinentales (câbles optiques sous-marins) font appel à de puissantes diodes laser et à des fibres en silice dont l'affaiblissement se situe aux environs du dB par kilomètre.

Le cas échéant, des «répéteurs» ou amplificateurs optiques sont intercalés de place en place pour compenser l'affaiblissement.

Les fibres en plastique couramment disponibles au détail sont basées sur une technologie complètement différente : un cœur en plastique transparent d'un diamètre de 1000 μm (1 mm) est recouvert d'une gaine en plastique noir de 2,2 mm de diamètre. Le «câble» ainsi réalisé ressemble fort à un fil de câblage souple, et peut d'ailleurs être manipulé de la même façon. Il faut simplement lui épargner les tractions et courbures excessives.

L'affaiblissement de telles «fibres plastique» est sans commune mesure avec celui des fibres en silice, infiniment plus coûteuses : SELECTRONIC annonce 150 dB par kilomètre pour la fibre «CD-1001» figurant à son catalogue, tandis que nous avons rencontré des exemples de «bilans de liaison» tablant sur des valeurs allant jusqu'à 2000 dB par kilomètre (ce qui ne fait jamais que 2 dB par mètre !).

De tels écarts n'ont d'ailleurs rien de très surprenant, si on considère que les fabricants de fibres mesurent leurs affaiblissements à la longueur d'onde la plus favorable (par exemple 650 nm, autrement dit en lumière rouge-orangé).

Les émetteurs et récepteurs couramment disponibles opèrent par contre dans l'infrarouge (vers 820 nm), longueur d'onde à laquelle l'affaiblissement réel peut être fort différent.

On retiendra donc en première approximation que l'affaiblissement sera important, et qu'il ne faudra pas escompter des portées supérieures à

quelques mètres ou dizaines de mètres avec un bon rapport signal sur bruit. De tels chiffres peuvent toutefois être considérés comme suffisants dans le cadre d'applications domestiques, et même dans certains domaines professionnels (par exemple isolation galvanique de liaisons soumises à des tensions élevées ou dans des environnements parasités).

LES COMPOSANTS D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

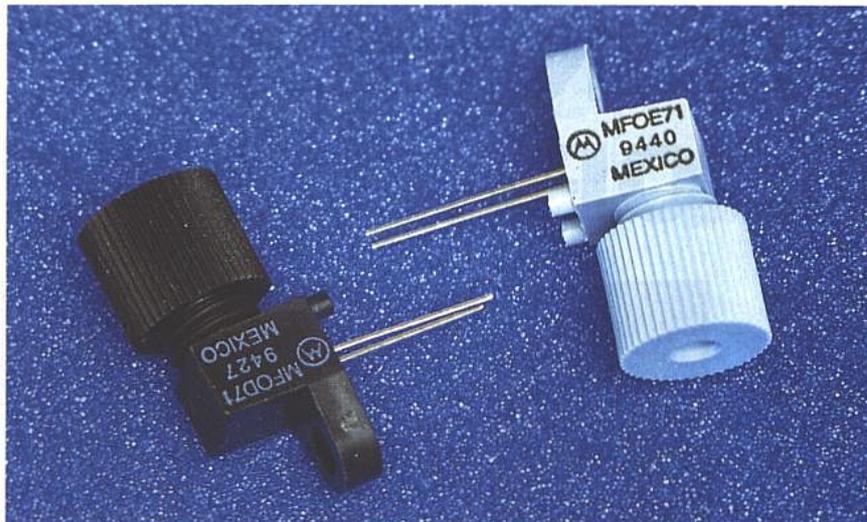
Pour pouvoir transmettre dans de bonnes conditions des signaux vidéo en «bande de base», les composants opto-électroniques utilisés doivent être capables de fonctionner à des fréquences se situant dans la plage allant de 5 à 10 MHz.

Tel est bien le cas des diodes MOTO-ROLA MFOD71 (photodiode PIN 5 ns) et MFOE71 (LED 25 ns).

Ces deux composants d'apparence identique (si ce n'est la couleur !) sont présentés dans un très astucieux boîtier plastique dont la figure 1 reproduit la vue en coupe.

La diode proprement dite est moulée dans un petit boîtier transparent équipé d'une lentille, lui-même inséré dans le corps d'un «connecteur de fibre».

Dénudé sur 3 à 4 mm, le cœur du câble (c'est à dire la fibre proprement



■ Les diodes d'émission/réception préconisées.

prévoir la puissance que recevra le photodétecteur en fonction de la longueur du câble.

Baptisée MFOE71, la photodiode que nous avons sélectionnée présente une réponse spectrale conforme à la figure 6, et donc raisonnablement bien accordée sur la longueur d'onde de l'émetteur.

Montée en pile photovoltaïque, une telle diode PIN délivre un courant proportionnel à la puissance optique reçue, cela à raison de 0,2 μ A par μ W. Toujours basée sur les caractéristiques de la même fibre optique, la figure 7 permet d'évaluer, au moins approximativement, le courant obtenu en fonction de la longueur du câble.

L'ÉLECTRONIQUE D'ÉMISSION

Dans le cadre de l'application qui nous intéresse (transmission vidéo en bande de base), l'électronique d'émission doit posséder, en plus d'une bande passante suffisante, deux qualités essentielles : il faut qu'elle soit linéaire, et qu'elle « passe » le continu.

Bien que très simple, le schéma de la figure 8 satisfait à tous ces impératifs, suffisamment du moins pour permettre une bonne qualité d'image.

Il le doit essentiellement aux excellentes caractéristiques de l'amplificateur opérationnel utilisé, un MAX408 (c'est une référence très courante de MAXIM).

Malgré un brochage identique à celui du 741, le MAX408 exhibe un produit gain-bande de 100 MHz, soit cent fois supérieur (il aura donc une bande passante de 10 MHz si on fixe son gain à 10 fois, et de 5 MHz si on le règle à 20 fois). Capable en outre de débiter 50 mA en sortie, il pourra piloter directement la diode LED émettrice, sans transistor intermédiaire.

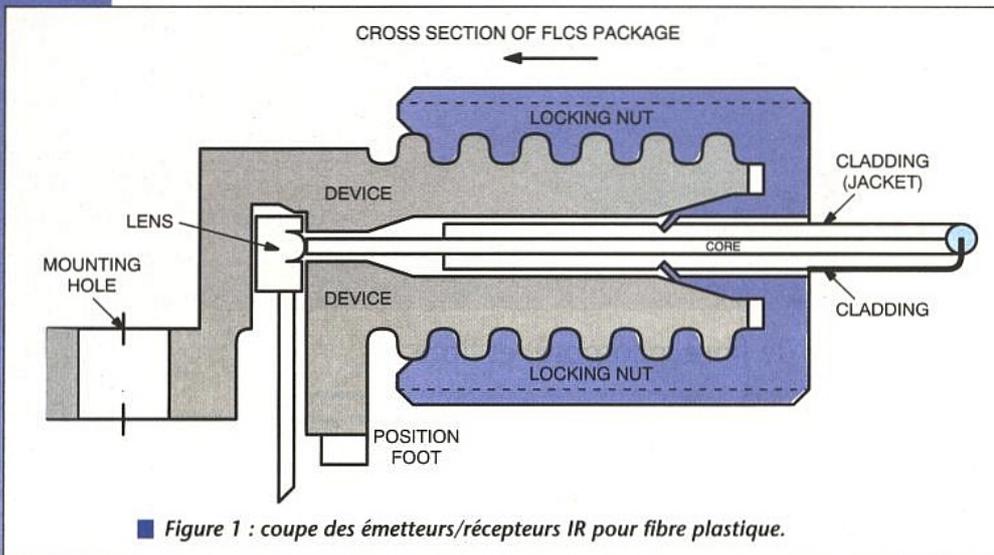
Nous l'avons monté en régulateur de courant, une résistance de 39 Ω se chargeant de produire une tension proportionnelle à celui-ci, utilisée en contre-réaction.

Impérativement alimenté en symétrique (± 5 V ou $\pm 4,5$ V avec deux piles plates montées selon le schéma de la figure 9), ce montage est expressément calculé pour un signal d'entrée vidéo normalisé (1 V crête sous 75 Ω).

Le cas échéant, la puissance d'émission et/ou la sensibilité d'entrée pourraient être accrues en augmentant la valeur de la résistance de 180 Ω . Cela pourrait servir si d'aventure on souhaitait utiliser ce montage pour transmettre autre chose que des images.

Au cas où des tensions négatives viendraient à être appliquées sur l'entrée (essais avec un générateur de fonctions, par exemple), on remarquera qu'une diode 1N 4148 protège la LED émettrice contre une polarisation en inverse fort peu souhaitable (mais il y aurait naturellement écrêtage par redressement simple alternance).

La réalisation pratique de ce module émetteur est prévue sur un petit circuit



■ Figure 1 : coupe des émetteurs/récepteurs IR pour fibre plastique.

dite) entre à frottement doux dans un canal cylindrique aboutissant juste en face de la lentille (un parfait centrage est absolument vital !).

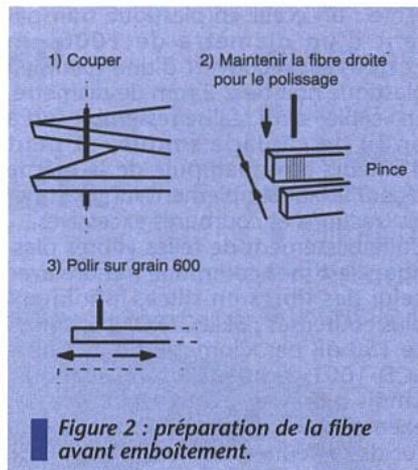
Modérément serré après enfilage sur la gaine externe, un écrou muni d'une collerette déformable vient bloquer le câble dans cette position, évitant ainsi tout glissement intempestif.

Notons qu'il sera avantageux de polir l'extrémité du câble, avant son dénudage, sur du papier abrasif « à l'eau » de grain 600 (ou 1000 si on en trouve), selon les instructions de la figure 2. La coupe exécutée par le détaillant est en effet rarement très franche, ce qui peut faire perdre un nombre de dB non négligeable et par conséquent plusieurs mètres de portée utile.

Mais on peut aussi retailer simplement l'extrémité de la fibre (à angle parfaitement droit) à l'aide d'un « cutter » bien tranchant (ce n'est jamais que du plastique !).

Electriquement parlant, le composant MFOE71 se comporte comme toute LED infrarouge normalement constituée. Elle émet donc, avec la répartition spectrale de la figure 3, une puissance optique qui varie linéairement avec le courant la traversant dans le sens direct.

Capable de supporter de brèves pointes de courant pouvant atteindre l'ampère, la MFOE71 ne doit cepen-



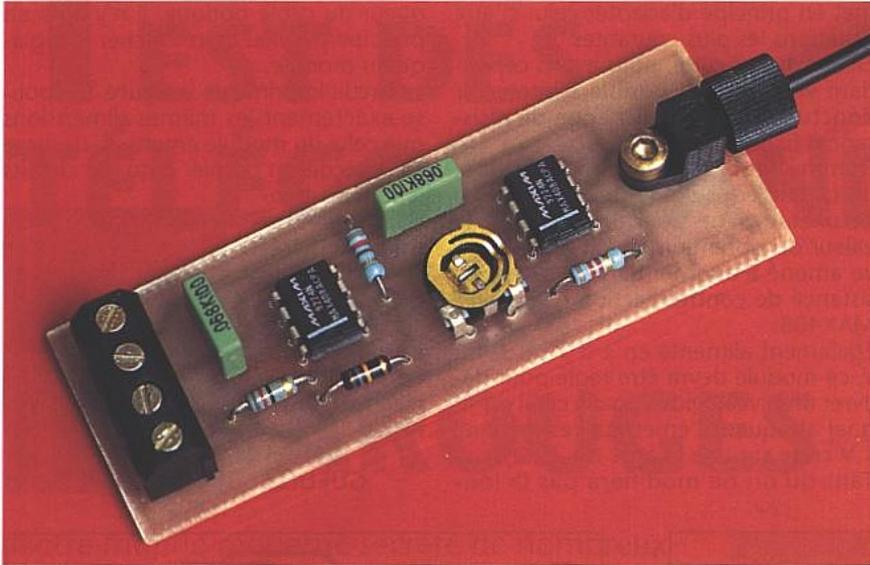
■ Figure 2 : préparation de la fibre avant emboîtement.

dant pas être utilisée avec un courant permanent de plus de 60 mA. En pratique, on se placera souvent entre 30 et 50 mA.

La courbe de la figure 4 permet de déterminer, en fonction du courant traversant la diode, la puissance optique injectée dans la fibre (110 μ W au minimum à 100 mA).

Mais il ne restera qu'une toute petite fraction de cette puissance à l'autre bout de la fibre, comme le montre la figure 5.

Basé sur les caractéristiques des fibres ESKA SH-4001, ce graphe permet de



■ Le module récepteur.

imprimé de 25 x 75 mm dont la figure 10 fournit le tracé.

Le plan de câblage de la figure 11 permet de constater que la diode émettrice est soudée et boulonnée à même la carte, et qu'un robuste bornier à quatre circuits est prévu pour le raccordement des alimentations et du câble vidéo 75 Ω.

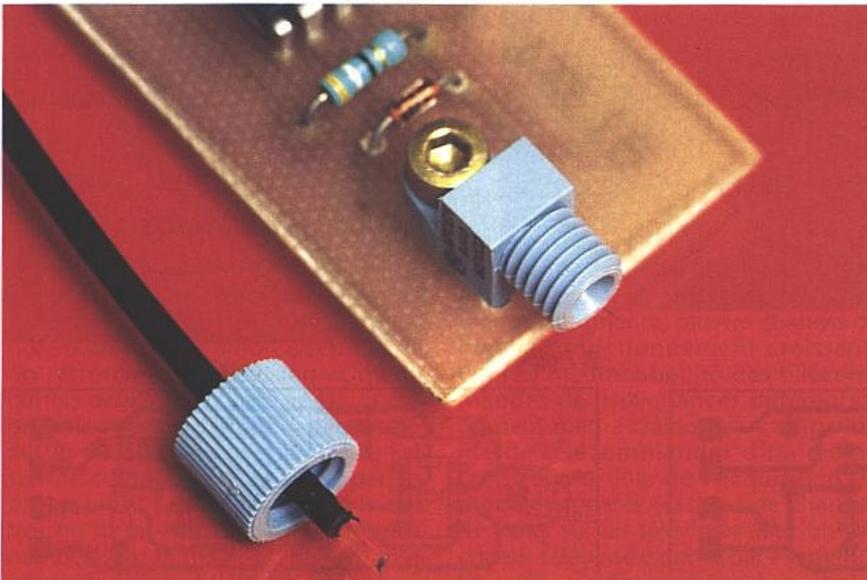
Notons d'ailleurs qu'il n'y a pas grand inconvénient à utiliser, comme résistance de terminaison, 82 Ω au lieu de 75 (mais les puristes pourront toujours souder deux 150 Ω en parallèle).

L'ÉLECTRONIQUE DE RÉCEPTION

Compte tenu de l'affaiblissement important et éminemment variable en fonction de la longueur du câble optique, le module récepteur doit présenter un gain notable, mais réglable dans une large plage.

Deux amplificateurs opérationnels (toujours des MAX408) ne sont pas de trop, même si on peut se prendre à le penser lors d'essais avec une courte longueur de fibre (un ou deux mètres).

■ Gros plan sur la connectique.



C'est dans ce genre de situation qu'on pourra souhaiter réduire à 820 Ω la valeur de la résistance de 1,2 kΩ du second étage (à gain fixe).

Inversement, dans les situations où le gain du premier étage pourrait sembler un peu juste, on pourrait sans inconvénient augmenter quelque peu cette valeur.

On ne perdra toutefois pas de vue que toute augmentation de gain se paie par une perte en bande passante, et qu'inversement un taux de contre-réaction excessif risque d'entraîner des instabilités (oscillations) : le meilleur compromis semble ainsi se situer entre 3 et 15 environ.

La figure 12 montre que le premier MAX408 est monté en amplificateur de photodiode selon un schéma fort classique. Compte tenu du fait que le courant d'entrée de tout amplificateur opérationnel est réputé quasiment nul, tout le courant I débité par la photodiode doit être compensé par celui circulant dans la résistance de contre-réaction R . C'est donc cette dernière qui fixe le rapport de conversion courant / tension, selon la formule extrêmement simple $U = RI$.

Ajustable, cette résistance est le seul point de réglage du module, qui per-

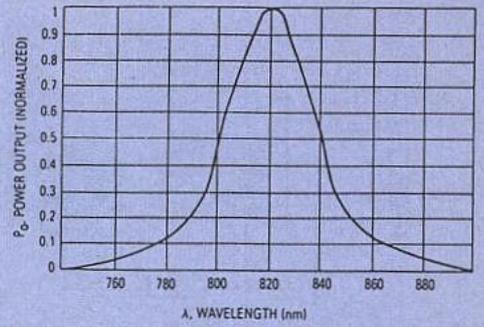


Figure 3 : réponse spectrale de la diode d'émission MFOE71.

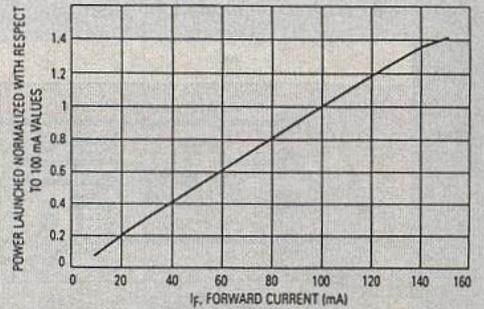


Figure 4 : puissance optique en fonction du courant direct de la diode d'émission.

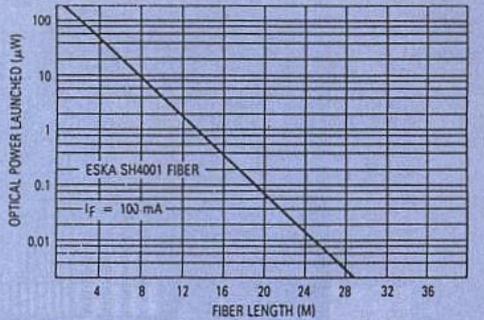


Figure 5 : affaiblissement d'une fibre plastique standard par unité de longueur.

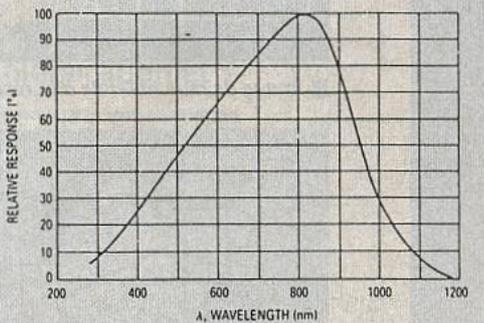


Figure 6 : réponse spectrale de la diode MFOD71.

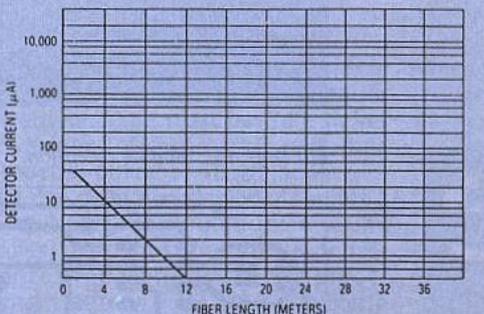


Figure 7 : courant délivré par la diode de réception en fonction de la distance de liaison.

TEST DES TÉLÉCOMMANDES ET MODULES INFRAROUGES

Notre monde moderne secrète de nombreux

dispositifs destinés à améliorer ou simplifier

grandement la vie de tous les jours. Parmi

ceux-ci, les télécommandes de tout poil

apparaissent comme un des signes les plus

visibles du confort. Cela va de la

télécommande la plus usuelle telle que celle

de la télévision ou du magnétoscope, jusqu'à

celle domotique plus évoluée en passant bien évidemment par toutes les

commandes d'alarmes et de système de sécurité. Malheureusement, ces boîtes

magiques sensées simplifier la vie de l'utilisateur sont par leur multiplication et

leurs disparités une source grandissante de problèmes. Qui n'a pas vu ou

entendu parler d'interactions intempestives dans les télécommandes de

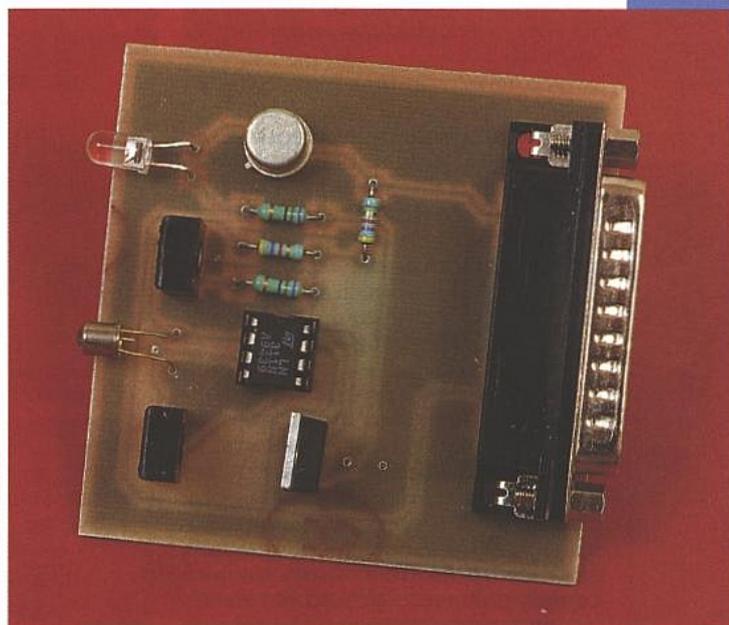
modèles réduits, ou encore de certaines télécommandes de garage qui s'ouvre

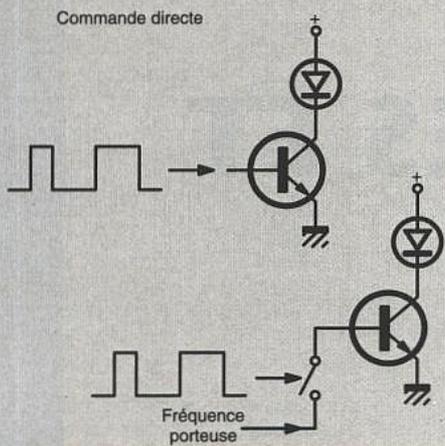
pour des raisons inconnues ?

Mais la télécommande la plus problématique est celle de tout le monde : lorsqu'on dispose d'un certain confort électronique, on retrouve une télévision et même parfois deux, une chaîne HI-FI, un magnétoscope, un décodeur satellite et autres modules du même acabit. Faisant le compte de tous ces appareils, on en vient facilement à avoir une bonne demi-douzaine de télécommandes sous la main. Et malheureusement, la loi de MURPHY aidant, ce

n'est jamais celle souhaitée. Par ailleurs, plus ce nombre de télécommandes augmente, plus les chances de mauvais fonctionnement croissent. Outre l'incompatibilité des télécommandes de provenances différentes, on peut même craindre l'incompatibilité de télécommandes d'un même constructeur lors de l'acquisition de modules séparés (essayez de changer de canal sur un téléviseur avec un décodeur télétexte externe par exemple). En outre ces petites bêtes à multiples

touches sont parfois aussi complexes que les méandres du raisonnement des concepteurs. Et il n'est pas rare de retrouver une télécommande parsemée de touches qui ne serviront jamais. Etant par définition des objets sujets à de multiples manipulations et donc fragiles, elles sont soumises à de fréquentes réparations ou remplacements. L'auteur a été ainsi confronté au problème posé par des amis au sujet d'un téléviseur de marque XXX (que nous ne citerons pas de peur de





■ Figure 1 : commande directe ou pulsée.

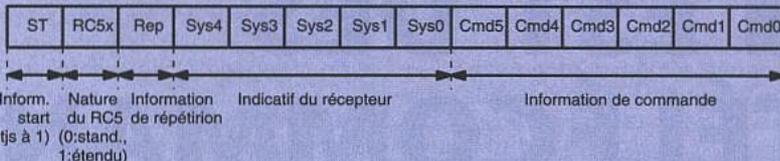
vexer les ingénieurs concepteurs oh combien brillants qui, ayant la télécommande cassée, ne pouvait plus être utilisé. En effet le choix des canaux, et tous les réglages se situaient exclusivement sur la télécommande. Bon, nous direz-vous, il lui fallait une nouvelle télécommande. Ayant pris contact avec plusieurs revendeurs et fournisseurs de la dite marque, il nous est apparu que le prix de la télécommande était grosso modo entre le quart et le tiers du téléviseur neuf. La solution évidente était alors d'utiliser les télécommandes universelles bon marché. Malheureusement, toutes ces télécommandes étaient incompatibles avec notre modèle. Alors un bon conseil, préservez jalousement vos télécommandes et conservez-les dans un coffre bien protégé !

L'article de ce mois vous permettra de plonger dans cet univers quelque peu désordonné des télécommandes infrarouges. Les télécommandes H.F. sont pour des raisons de trop grande disparité éliminées de notre sujet car outre les problèmes de formats très différents entre chaque modèle, les fréquences d'émission et techniques de modulation sont trop nombreuses pour être toutes abordées.

Nous voilà donc cantonnés aux télécommandes infrarouges et pour mieux investir ce domaine, nous allons explorer certains standards établis. En effet la pratique de certains d'entre eux nous permettra de mieux cerner tous les éventuels problèmes que nous aurons à affronter.

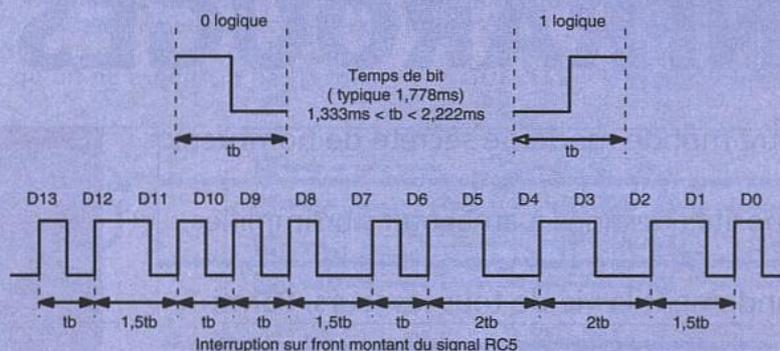
L'ÉMISSION DIRECTE D'UN CODE BINAIRE

De nombreux petits modules de commande IR sont équipés de circuits de type MM53200 ou similaire. Le principe d'émission de ces modules réside simplement dans l'envoi du code binaire appliqué à ses entrées avec reconnaissance de plusieurs trames consécutives en réception. Les ports déterminent en effet soit l'émission d'un 0, soit d'un 1 logique ou encore l'absence d'envoi. La commande des



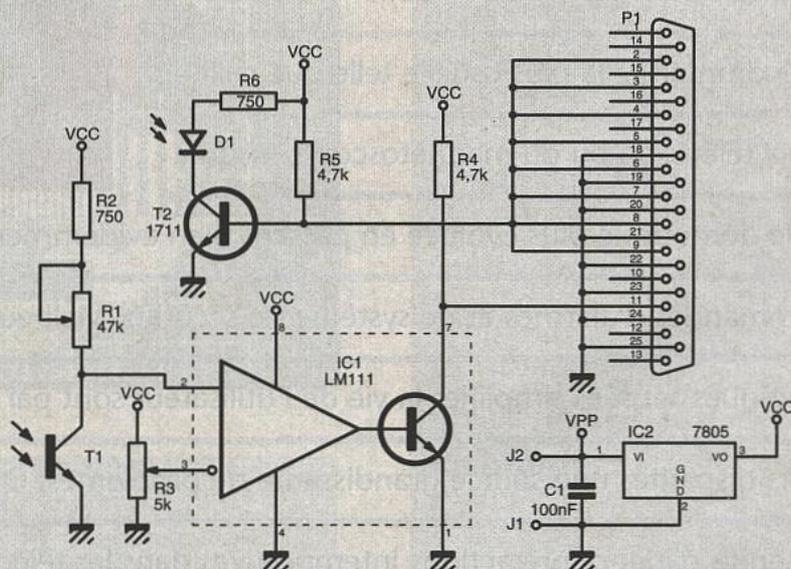
■ Figure 2 : constitution d'une trame RC5 (modulation de 36 kHz).

A Description d'un bit dans la trame



B Rapport entre signal RC5 et interruptions micro

■ Figure 3 : le signal RC5 en biphasé.



■ Figure 4 : schéma du module d'expérimentation.

LED IR se fait soit directement soit par l'intermédiaire d'une modulation à une fréquence plus élevée (figure 1). On retrouve ici deux modes principaux d'émission :

- l'émission directe du code sans modulation nécessite un récepteur large bande. Ces récepteurs sont généralement peu sensibles aux parasites car ces derniers sont de fréquence beaucoup plus élevée, mais sont parfois mis à mal dans des conditions d'éclairage important. De plus et suivant la période des signaux, la puissance d'émission est plus réduite à cause du courant dans les LED IR moins soutenu pour éviter leur destruction.

- l'émission avec une porteuse : le récepteur nécessite alors une faible bande mais doit être un peu plus complexe pour éviter les parasites qui peuvent être à une fréquence proche de la porteuse.

On peut ainsi citer le problème des lampes fluorescentes qui peuvent avec leur fréquence d'oscillation entre 10 et 100 kHz perturber la réception. La commande IR est elle beaucoup plus puissante car on travaille en mode pulsé à des fréquences assez hautes, le courant crête passant dans les LED IR peut être nettement supérieur à celui autorisé en régime continu.

LE FORMAT RC5

Ce dernier est un format bien connu de nos lecteurs car il a été exposé en long et en large dans ces colonnes. Donnons néanmoins quelques rapides récapitulatifs.

D'origine Philips, il équipe un grand nombre d'appareils européens. Le code d'émission est en bi-phase et module une porteuse à 36 kHz (figure 2). L'émission des 0 et 1 se fait suivant le principe exposé figure 3. Sur la période de base d'une donnée logique soit 1,775ms, on dispose soit de l'émission de 1 logique avec un front montant ou d'un 0 logique avec un front descendant. Le message est constitué en trames.

La fréquence porteuse assez faible en fait un sujet de choix pour nos expérimentations actuelles et on a prévu tout un ensemble d'utilitaires permettant d'étudier de manière plus approfondie ce standard.

DIVERS FORMATS

Divers fournisseurs étrangers délivrent des télécommandes avec des formats tous plus différents les uns que les autres. On retrouve notamment chez les fabricants japonais et sud-asiatiques autant de formats que de marques différentes. C'est là un champ d'investigation très important. L'auteur a notamment essayé 5 types de télécommandes audiovisuelles différentes de grandes marques en sa possession (2 européennes et 3 asiatiques) et a pu observer que toutes les 5 présentaient un format totalement différent. Certaines étaient codées en signaux modulés mais sur une très grande période d'émission, d'autres ne disposaient d'aucune modulation et semblaient plutôt fonctionner par largeur d'impulsion, tandis qu'une dernière s'avérait avoir une porteuse avec une fréquence de modulation supérieure aux possibilités de notre module actuel.

LE MODULE D'ÉMISSION-RÉCEPTION

Sans disposer de moyens particuliers, on peut difficilement explorer ce monde des infrarouges. Il nous faut donc des outils adaptés. Pour ceux qui disposent d'un camescope ou d'un module caméra, une première approche peut être faite avec ces appareils. En effet, l'œil humain est aveugle aux infrarouges, ce qui n'est pas le cas des capteurs CCD d'une caméra. En regardant les LED IR d'une télécommande au travers d'un camescope, on distingue nettement le clignotement de ces LED. C'est un moyen très pratique pour s'assurer de l'émission d'infrarouge mais non pour la caractériser, lors par exemple d'un doute sur le fonctionnement d'un émetteur ou d'un récepteur.

Pour pouvoir explorer ce monde des infrarouges, on peut utiliser un petit module rattaché à un ordinateur PC



■ Une LED IR, un phototransistor et un comparateur, cela reste simple !

ou compatible et qui permet ainsi de capter et de générer divers signaux. Ce module est d'une simplicité infantile et on en retrouve le schéma figure 4. Celle-ci se décompose en deux parties.

LA PARTIE RÉCEPTEUR

Un phototransistor délivre une tension à un comparateur. Ce comparateur signale ainsi par l'intermédiaire d'un port d'entrée du PC les informations recueillies sur le phototransistor. Les deux résistances ajustables permettent de régler les paramètres d'acquisition. Les réglages se feront ici de manière empirique avec l'aide du logiciel, car les conditions de réception dépendent d'énormément de facteurs : éclairage ambiant, distance du récepteur à l'émetteur, sources de parasites externes, sensibilité et vitesse de commutation du récepteur... Pour des raisons purement pratiques, la réalisation d'un étage d'entrée adapté aurait été impossible.

L'ajustable R1 permet de polariser le phototransistor à une valeur adéquate. On pourra prendre comme règle simple le fait que la vitesse de commutation du phototransistor dépend du courant qui le traverse. Plus le courant est faible plus la résistance est importante et plus la vitesse de commutation est lente. On pourrait régler l'ajustable pour un courant assez important mais là les parasites extérieurs ne seront plus éliminés par ce filtre de premier niveau. Ce réglage dépend donc du type de signal qu'on envisage de traiter. Pour des signaux sans porteuse, il pourra être d'un niveau assez élevé, tandis qu'il devra être adapté pour les signaux à fréquence élevées. Un deuxième ajustable R2 permet de fixer le point de commutation d'un comparateur formé par un LM111. En effet la modification de R1, déplace le point de repos du phototransistor, et R2 permet de s'y adapter. Enfin la sortie du comparateur attaque directement une entrée logique du port parallèle du PC en vue de son traitement.

LA PARTIE ÉMETTEUR

Cette partie se compose tout simplement d'une commande de LED IR par un transistor. Plusieurs sorties du port parallèle sont branchées en parallèle, ce qui permet ainsi de n'avoir d'émission que lorsque la valeur affectée au registre imprimante est 255. Les sorties parallèles étant du type collecteur ouvert, une résistance de rappel à l'état haut suffit à former un «et» câblé et attaquer le transistor T1 qui assure la commande de puissance de la LED IR.

LES LIMITES DU MODULE

L'acquisition des signaux infrarouges se fait directement par l'ordinateur. Or, et ceci malgré la haute vitesse de certains ordinateurs actuels comme les 486DX2-66 ou supérieurs, l'accès au port imprimante se fait toujours à une fréquence assez basse. En effet, en raison des technologies employées, il y a insertion de cycles d'attentes dans tout accès à ces ports. Ceci est notamment vrai sur les cartes imprimantes avec connecteur ISA. Par contre, sur certaines cartes mère dont l'interface imprimante est directement connectée sur le bus local, tout comme le contrôleur disque et autre, on peut néanmoins avoir une vitesse d'acquisition supérieure. Les limites de ce module seront donc principalement liées à cette vitesse du processeur et au type de connexion interne au bus de communication. Mais insistons tout de même :



sur des anciens 80286 elle reste acceptable et en tout cas supérieure à ce qu'on peut obtenir de l'interface parallèle.

Cette limitation de vitesse ne permettra donc pas de faire l'acquisition de modulations supérieures grosso-modo à 50 kHz. Rassurez-vous, c'est tout de même assez rare. Mais certaines télécommandes fonctionnent à des fréquences nettement plus élevées, comme par exemple 455 kHz, ceci pour éviter le parasitage dû à certaines sources de lumière.

A des fréquences de modulation assez élevées, on risque une perte significative dans la précision de l'acquisition. En effet l'ordinateur est sujet à différentes interventions extérieures, comme par exemple les interruptions matérielles, les cycles de rafraîchissement mémoire, les accès DMA, etc.

L'environnement logiciel lui-même peut engendrer des dysfonctionnements. Il n'est ainsi pas recommandé de lancer le programme à partir d'une boîte MS-DOS de Windows car celui-ci de par son fonctionnement multitâche intercepte les accès aux ports imprimantes et impose ainsi des temps en lecture et écriture qui peuvent différer.

Il est de même d'un ensemble d'utilitaires qui positionne le processeur en mode protégé ou en mode émulation 8086 (EMM386, ...).

LE LOGICIEL

Après avoir vu la simplicité de notre réalisation électronique, il nous faut vous présenter le logiciel qui s'y adapte. La relative simplicité matérielle est en effet secondée par un logiciel sur PC qui donne un grand nombre de possibilités à ce module. C'est en effet sur lui que repose les tâches les plus importantes.

Il va procéder à l'acquisition, au traitement et enfin à la régénération du signal. Ce logiciel est destiné à fonctionner sur PC et est disponible par les canaux habituels auprès de la revue ou sur le 3615 ERP. Nous allons passer à sa description détaillée :

● Listes des commandes

- Sauvegarde et chargement d'un signal à partir d'une disquette ou d'un disque dur.

Cette commande permet de sauvegarder sur disque votre signal et de le recharger pour une utilisation ultérieure. Ces commandes sont fort utiles car vous pouvez ainsi faire une sauvegarde complète des signaux émis par votre télécom-



présence d'un signal IR. Un avertissement vous sera donné si un signal est encore présent au cours d'un temps après le cycle d'acquisition. Cela permet de déterminer le temps actif d'un signal et éventuellement de pouvoir y remédier.

- Traitement du signal

- Inversion
- Pour RC5 : obtention du code
- Pour Binaire : obtention du code
- Suppression de la porteuse
- Addition d'une porteuse

Avec cette commande vous avez la possibilité de moduler votre signal avec une porteuse dont vous fixerez la période

• Anti-parasite

Lors de l'acquisition, certains événements extérieurs peuvent introduire des erreurs sur la réception. Ces parasites sont d'une période très inférieure aux signaux utiles et peuvent donc être annulés par cette commande

• Changement de période

En spécifiant un coefficient de transformation temporelle, vous pouvez diminuer ou augmenter la fréquence d'émission de votre signal. Cela permet de tester par exemple la sensibilité de certains récepteurs à des variations de fréquence ou de phase de signaux.

• Génération du signal

Cette commande permet de régénérer le signal précédemment acquis ou traité. Elle permet ainsi de vérifier la bonne acquisition

• Visualisation du signal

Cette commande permet de visualiser le signal.

On dispose de plusieurs commandes permettant une meilleure visualisation.

- Zoom : on peut diminuer et augmenter le zoom
- gauche-droite :

On peut déplacer la fenêtre de visualisation à gauche et à droite, sur l'ensemble du domaine d'acquisition.

LA MISE EN ŒUVRE

La réalisation du module dont tracé et implantation sont fournis figure 5 ne présente pas de difficulté particulière et une fois le module connecté au port imprimante du PC alimenté, ainsi que son logiciel exécuté vous vous retrouverez avec un écran de type figure 6.

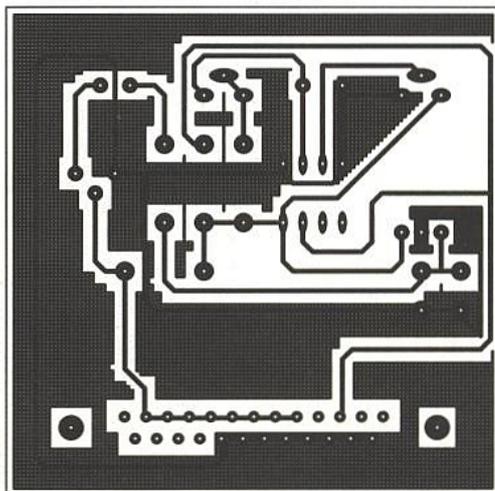
mande. Les fichiers sauvegardés peuvent ainsi constituer une référence en cas de panne de la télécommande d'origine.

- Configuration

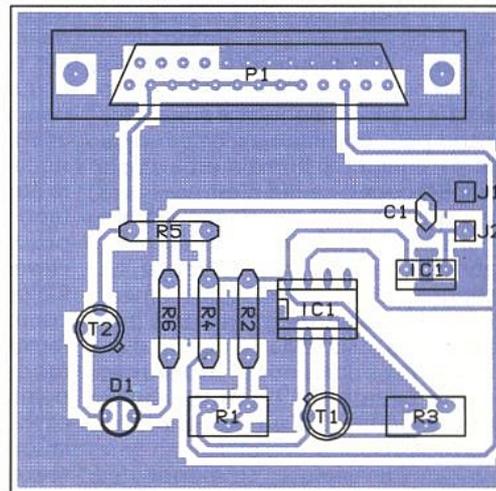
Cette commande permet de configurer certains paramètres du logiciel comme le taux d'échantillonnage. En effet, il vous est possible de déterminer une temporisation entre chaque acquisition d'un échantillon. Celle-ci vous permet ainsi de sélectionner et d'adapter votre acquisition à un type de signal donné. Pour des signaux avec porteuse, la temporisation doit être diminuée tandis que pour des signaux s'étalant sur le temps, elle doit être augmentée.

- Acquisition d'un signal

Celle-ci se fait automatiquement dès la



■ Figure 5a



■ Figure 5b

Celui-ci comporte l'affichage d'un échantillon vide, ainsi que le récapitulatif de paramètres importants : position de visualisation de l'échantillon, zoom actuel de visualisation,...

Le menu de commande vous permet ensuite de procéder à l'ensemble des commandes décrites ci-dessus.

● La suite

Les différents éléments que nous vous avons proposés dans ce numéro constituent un cadre de découverte du monde des télécommandes IR. La simplicité matérielle et les possibilités logicielles conséquentes vous offrent un grand champ d'expérimentation. Malheureusement les limites que nous avons évoquées plus haut peuvent vous handicaper, et c'est ainsi que nous vous proposerons un module d'acquisition nettement plus performant dans un prochain numéro. Le logiciel associé aura les mêmes fonction-

nalités que celui que nous vous proposons ce mois-ci, qui constitue ainsi une bonne prise en main avant d'attaquer les choses sérieuses.

Dans un but plus pratique, nous vous proposerons aussi la réalisation d'un module autonome permettant de constituer à lui tout seul une télécommande. Cette télécommande sera programmable à l'aide des données fournies par le logiciel de traitement.

CONCLUSION

Nous voilà à la fin de cette expérimentation sur les télécommandes infrarouges. Ce module sans être d'une grande prétention permet déjà d'appréhender les différents problèmes des liaisons infrarouges. Et au vu de la complexité, on aurait eu tort de s'en priver. L'auteur a ainsi pu découvrir certains signaux assez surprenants de la part de télécommandes. Ne dit-on pas qu'au domaine des aveugles, un

borgne est roi. En tout cas il est bon de se rendre compte par soi-même de ce qui se passe chez soi !

Nous vous donnons donc rendez-vous dans un prochain numéro pour la suite et l'utilisation pratique de ces enseignements.

P. DE CARVALHO

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 47 k Ω ajustable
- R2 : 680 à 1 k Ω
- R3 : 5 k Ω ajustable
- R4, R5 : 4,7 k Ω
- R6 : 330 à 820 Ω selon LED IR

Condensateur :

- C1 : 100 nF

Semi-conducteurs :

- T1 : phototransistor BPX43 ou TIL81
- T2 : 2N1711
- D1 : LED IR CQY89A ou LD271 ou LTE 4208 (ajuster R6 en conséquence)

Circuits intégrés :

- IC1 : LM311
- IC2 : 7805

Divers :

- Connecteur mâle DB25 pour CI

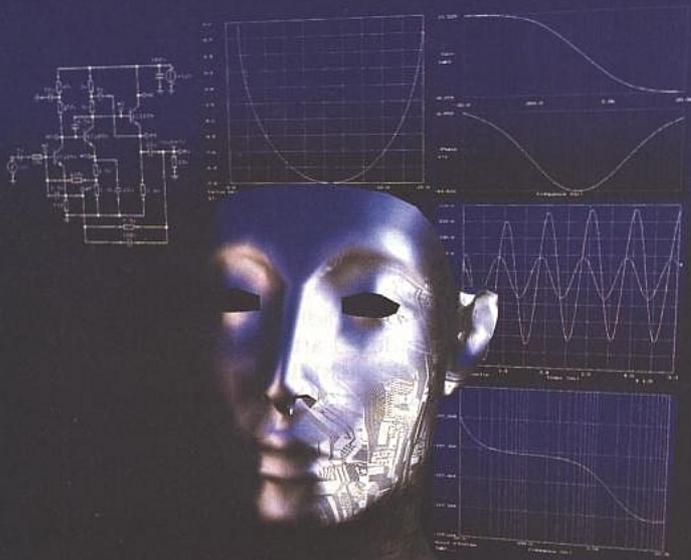


■ Figure 6 : signal RCS reconstitué acquis sur le PC.

TINA Version 3.0

Simulation électronique mixte et mesures temps réel

- Saisie de schéma graphique de circuits analogiques, numériques ou mixtes.
- Compatibilité NetList pSpice et OrCAD, bibliothèque de composants modifiable.
- Analyses DC, AC, transitoires, spectrales, du bruit, des pôles et des zéros.
- Analyses thermiques, analyses de la tolérance, analyses statistiques, simulation de fautes, mode optimisation, mode multiple avec variation de paramètre.
- Carte d'acquisition TINA Lab permettant la mesure des circuits réels et la comparaison avec les résultats de simulation (mesures DC, AC transitoires et spectrales).



La solution complète pour l'analyse et la mesure de circuits électroniques

BCD-i 4, rue René Barthélémy 92120 Montrouge
Tél : (1) 40 92 08 07 - (1) 40 84 82 22 Fax : (1) 40 92 12 11

MULTIMETRE NUMERIQUE - 6 1/2 Digits

A ce prix-là, personne ne fait mieux

Modèle 2000



6110 FHT

(FRANCO)
Tarif au 01/04/95

garantie 3 ans

5 fois plus rapide que ses concurrents

13 fonctions ...

Interfaces IEEE-488 et RS-232

Précision de 20 ppm sur 90 jours

Carte scanner 10 voies en option

KEITHLEY INSTRUMENTS

Tél : (1) 60 11 51 55 - Fax : 60 11 77 26

TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES ET MODEMS (1)



■ Thomson Broadcast : système de production et de diffusion LCI.

Les transmissions numériques envahissent notre monde quotidien, elles ne sont plus uniquement réservées aux liaisons par satellite, faisceaux hertziens ou fibres optiques. L'intégration de fonctions de transmission relativement complexes en VHF a donné un véritable coup de fouet au domaine de la télémétrie, téléalarme ou télécommande. De nombreux industriels, PMI-PME, confortés par une normalisation européenne - norme ETSI à 433,92 MHz - se sont investis dans des domaines aussi variés que le télérelevé des compteurs d'eau ou la surveillance du niveau des liquides dans des cuves. Il ne s'agit là que de deux cas réels et il en existe bien d'autres.

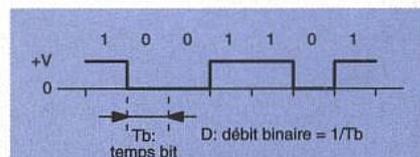
Bien souvent, pour le spécialiste en numérique, le problème de la transmission - surtout en VHF - est un casse-tête et ses compétences s'arrêtent lorsqu'il dispose du signal NRZ à transmettre. Que faire de ce signal ? Comment le transmettre ? Nous nous proposons de répondre à cette question. Dans les pages qui suivent nous n'avons pas voulu vous noyer dans les fonctions d'erreur, loin de là notre intention mais plus simplement vous donner quelques règles de base. L'accent est donc mis sur l'inévitable compromis efficacité-coût et encombre-

ment spectral. Nous insisterons aussi sur les pièges dans lesquels il faut éviter de tomber. Que les spécialistes nous pardonnent ce résumé conçu et articulé comme autant d'éléments de réponses aux nombreuses et fréquentes questions qui nous ont été posées.

DÉFINITION DU SIGNAL NUMÉRIQUE

Le schéma de la figure 1 représente un signal numérique NRZ - non retour à zéro. Nous conserverons au

long de cet article la même notation : T_b est le temps bit. D est le débit binaire et vaut $D = 1/T_b$. D est exprimé en bits par seconde ou bauds (nombre de symboles/s).



■ Figure 1 : signal numérique NRZ.

● Deux exemples concrets

Pour comprendre l'importance que revêt la transmission de données numérique, prenons deux cas concrets.

En téléphonie, la numérisation du signal audio préalablement limité à la bande 300-3400 Hz, est effectuée en échantillonnant le signal à la fréquence de 8 kHz puis en codant ces échantillons sur 8 bits.

Après numérisation le signal audio est donc transformé en une source numérique ayant un débit binaire de 64 kbits/s.

En introduisant un codage -compression - ce débit peut être réduit à 32 kbits/s sans dégradation de la qualité subjective de la parole.

Pour le radiotéléphone cellulaire européen - GSM - ce débit a été réduit à 13 kbits/s.

Pour un signal vidéo à 625 lignes et 25 images par seconde, le signal de luminance Y est échantillonné à 13,5 MHz et les signaux de chrominance U et V à 6,75 MHz. Tous les échantillons sont codés sur 8 bits.

De ce codage il résulte un débit binaire de :

$D = 13,5 \times 8 + 2(6,75 \times 8) + 27 = 243$ Mb/s dont 27 Mb/s sont réservés à des fonctions annexes.

Les techniques de compression permettent actuellement de réduire ce débit à 32 Mb/s sans altérer la qualité subjective des images.

Pour des applications spécifiques, il est encore possible de réduire ce débit.

Pour le visiophone par exemple, le signal est réduit à 64 kbits/s au prix évidemment d'une dégradation notable de la qualité d'image.

Ces deux cas simples mais extrêmement concrets montrent au mieux que l'on dispose de SOURCES NUMÉRIQUES que l'on cherche à transmettre (moindre encombrement) dans un canal ou milieu de transmission.

plus en plus employée en télémesure. A partir de ces quatre cas on peut faire une remarque très importante et fondamentale en transmission numérique.

Dans les trois premiers cas, le milieu de transmission englobe la fréquence 0 - composante continue.

En transmission hertzienne, en général, la composante continue ne peut être transmise et ceci peut poser un véritable problème comme nous le verrons.

Lorsqu'il est possible de transmettre la composante continue, on préfère la réserver à la téléalimentation du ou des récepteurs et amplificateurs répéteurs.

● Problème lié à la composante continue et au signal NRZ

La courbe de densité spectrale de puissance du signal NRZ de la figure 1 est représentée à la figure 2. Cette courbe montre que le signal NRZ possède une énergie à la fréquence 0, donc comporte une composante continue.

Ceci se comprend de manière intuitive en considérant une suite permanente de 0 ou de 1.

La courbe de densité spectrale de puissance est obtenue en analysant un signal numérique aléatoire où les 0 et 1 sont équiprobables.

Grâce au schéma synoptique de la figure 3 qui représente un cas concret de transmission, nous allons démontrer que la composante continue pose un réel problème.

Le synoptique de la figure 3 représente un oscillateur asservi en phase : PLL. La figure 4 donne la fonction de transfert du système bouclé $G(p)$ et la fonction de transfert pour l'entrée de modulation : $1-G(p)$.

Pour l'entrée de modulation la fonction de transfert est celle d'un passe-

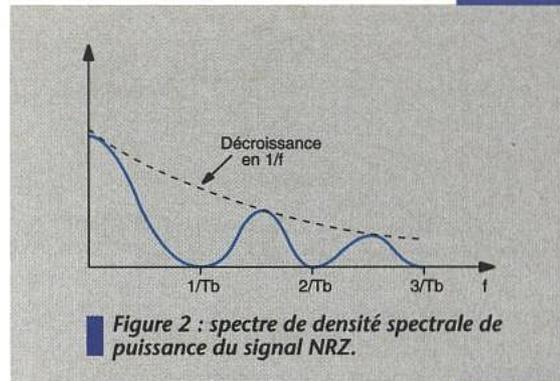


Figure 2 : spectre de densité spectrale de puissance du signal NRZ.

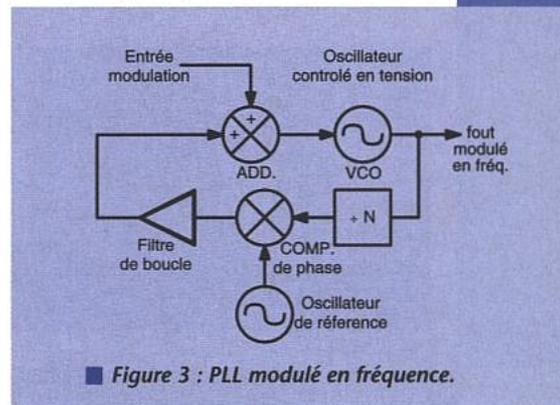


Figure 3 : PLL modulé en fréquence.

haut. L'entrée de modulation ne peut accepter une composante continue. On peut donc découper le spectre en deux parties : de 0 à ω_0 , action de l'asservissement et au-delà de ω_0 , signal modulant.

Vouloir moduler un PLL avec un signal comportant une composante continue est un des pièges classiques.

Ceci est électriquement possible et n'a pour effet que de déverrouiller la boucle à accrochage de phase et donc d'annuler et empêcher tout asservissement.

On doit donc faire subir une transformation au signal NRZ pour le rendre apte à passer dans le canal de transmission.

MILIEU DE TRANSMISSION

Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur, il peut être constitué par l'un des quatre cas suivants :

- un câble bifilaire dont la bande passante est faible et qui est en général réservé à des applications à bas débit : inférieur à quelques Mb/s.
- un câble coaxial dont la bande passante est plus élevée que le câble bifilaire et qui autorise des liaisons à quelques centaines de Mb/s.
- une fibre optique ayant une bande passante de quelques GHz qui associée à une faible atténuation et une bonne immunité aux parasites la destine aux transmissions longue distance voire intercontinentales à très haut débit.
- l'espace libre qui utilise la propagation d'une onde électromagnétique dans l'atmosphère.

Ce milieu était généralement réservé aux transmissions par satellites ou par faisceaux hertziens ainsi qu'aux radio-communications avec les mobiles mais comme il a été signalé dans le préambule, la transmission HF est de

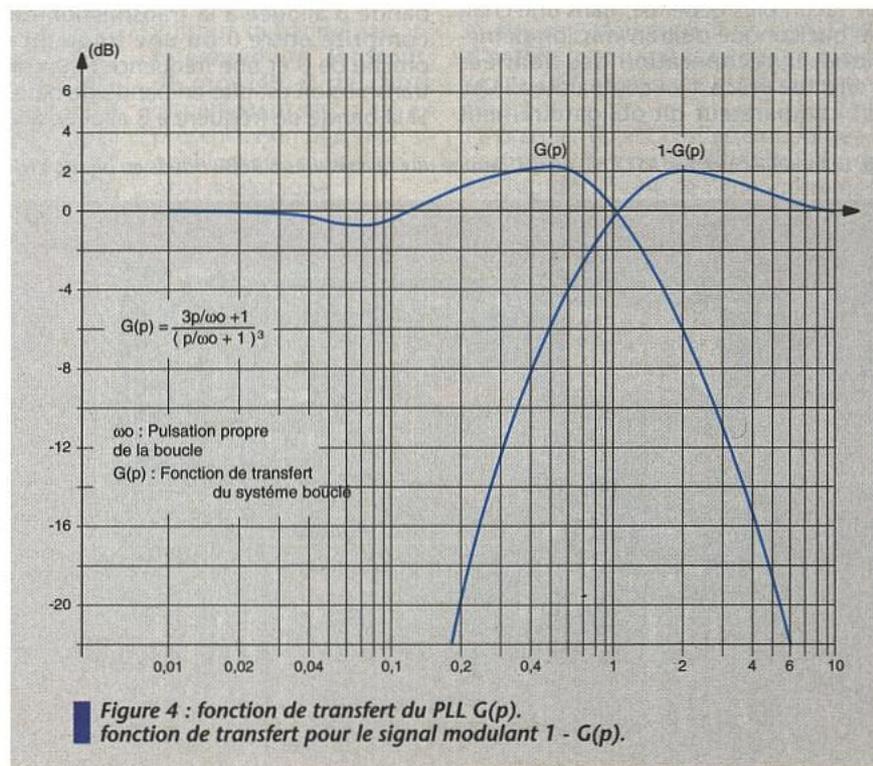


Figure 4 : fonction de transfert du PLL $G(p)$. fonction de transfert pour le signal modulant $1 - G(p)$.

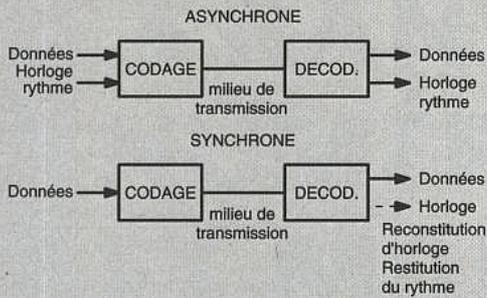


Figure 5 : transmission asynchrone ou synchrone.

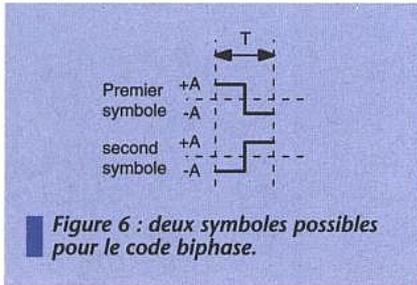


Figure 6 : deux symboles possibles pour le code biphasé.

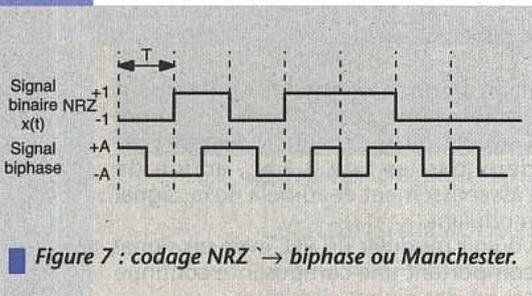


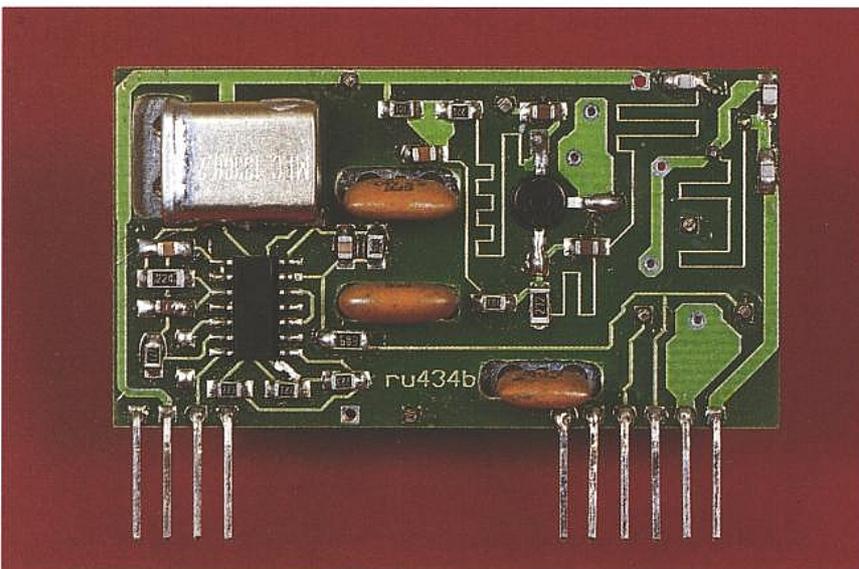
Figure 7 : codage NRZ → biphasé ou Manchester.

Cette transformation est confiée à des circuits modulateurs-démodulateurs que l'on a pour habitude d'appeler modems.

Le rôle des modems va donc consister à transformer le signal NRZ en un autre signal ne comportant pas d'énergie à la fréquence 0.

De façon plus générale, dans une chaîne quelconque de transmission numérique, la récupération des données s'effectue grâce à un comparateur. Qui dit comparateur dit obligatoirement

Le module émetteur AST214, Astral, destiné aux télémesures à 3600 bauds en bande VHF.



seuil de détection ou de comparaison. En amont de ce comparateur, se situent les filtres et les amplificateurs.

Dans les chaînes d'amplification, on préfère travailler sans composante continue donc à couplage capacitif. Ceci permet d'éliminer les dérives des points de polarisation.

Lorsqu'un signal comportant une composante continue comme le signal NRZ traverse une liaison capacitive, il s'ensuit en sortie un niveau moyen fluctuant.

Ce niveau fluctuant est alors incompatible avec le seuil, fixe, du comparateur.

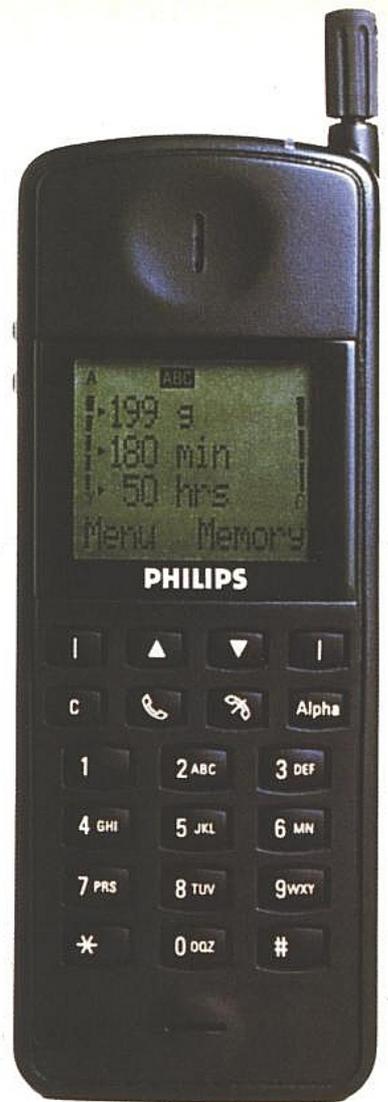
On peut bien sûr atténuer le problème en intercalant des circuits récupérateurs de clamp ou d'alignement ou utiliser une sortie au niveau moyen pour déterminer le seuil du comparateur.

Ces solutions peuvent être intéressantes dans certains cas mais elles ne font que diminuer le problème. Il est toujours préférable d'éliminer le problème à la source, c'est-à-dire trouver et utiliser un signal ne comportant pas de composante continue.

LA TRANSMISSION

La figure 5 résume les deux cas de transmission asynchrone et synchrone. Pour la transmission synchrone, on combine les données et l'horloge de cadencement. Pour les transmissions asynchrones, l'horloge peut être reconstituée à partir du signal transmis et l'on parle alors de restitution ou reconstitution d'horloge. Cette opération n'est pas toujours aussi simple que ce l'on peut lire dans les ouvrages spécialisés.

Finalement on distingue les transmissions en bande de base et les transmissions sur onde porteuse. Lorsque la bande B allouée à la transmission est comprise entre 0 ou une fréquence proche de 0 et une fréquence F_{max} , la transmission est dite en bande de base. Si la bande de fréquence B allouée à la



Le GSM est un excellent cas de compression du débit numérique.

transmission est centrée autour d'une fréquence F_0 , on parle alors de transmission sur onde porteuse.

Notons enfin que l'on réserve plutôt le terme de modulation pour les transmissions sur onde porteuse et que l'on parle de codage pour les transmissions en bande de base (ce qui n'est pas exclusif). Cette longue introduction aux transmissions numériques montre que le choix du modem ou du procédé de codage résultera d'une optimisation sur les paramètres suivants :

- probabilité d'erreurs,
- efficacité spectrale, rapport entre le débit binaire et la bande occupée,
- complexité et coût.

TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

La courbe de la densité spectrale de la figure 2 appelle un commentaire important. La DSP (Densité Spectrale) du signal est constituée d'arches de largeur $1/T_b$ et la première arche comprise entre 0 et $1/T_b$ contient le maximum d'énergie. En transmission numérique on démontre qu'il est inutile de conserver les arches d'ordre supérieur à 1. Le but à atteindre étant d'optimiser le critère d'efficacité spectrale.

Pour le signal NRZ, la bande minimale nécessaire à la transmission vaut $1/(2 \times T_b)$ - critère de Nyquist.

Ceci constitue le premier résultat intéressant. Il est inutile de chercher à transmettre les composantes de fré-

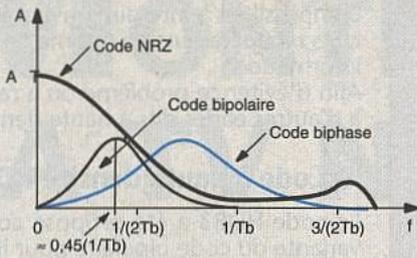


Figure 8 : densité spectrale des codes NRZ, bipolaire et biphase.

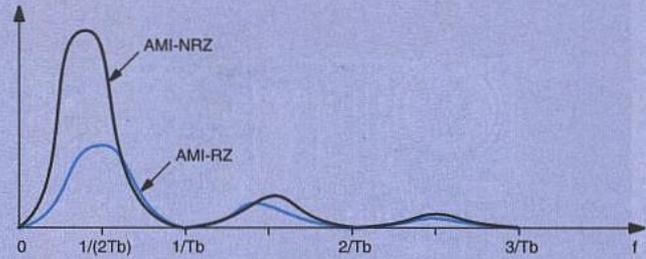


Figure 12 : Comparaison des DSP des signaux AMI RZ et AMI NRZ.

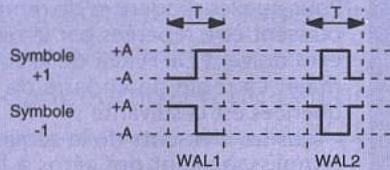


Figure 9 : alternative pour le code biphase.

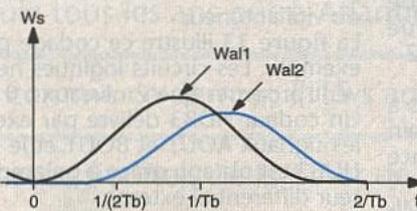


Figure 10 : DSP des codes biphase WAL 1 et WAL 2.

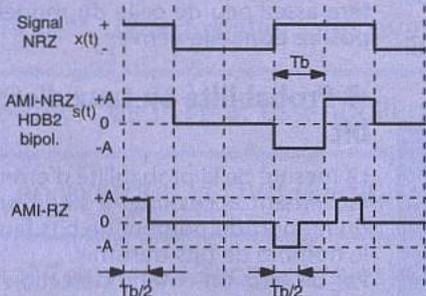


Figure 11 : Codage NRZ → bipolaire/HDB2/AMI NRZ.

quence élevée du signal numérique. Dans la pratique, pour le signal NRZ, on admet une limitation de fréquence légèrement inférieure à $1/Tb$. Pour cette raison et dans la suite de cet article, seule la première arche de la DSP d'un signal est représentée. La limitation de bande fait obligatoirement appel à des filtres et on suppose que la théorie du filtrage est connue. En transmission numérique le choix du filtre est important et il conditionne les résultats en terme de taux d'erreur. Cette configuration, filtrage du signal numérique puis transmission des signaux surprend toujours les électroniciens qui n'ont jamais été confrontés aux problèmes de transmission numérique.

pompeusement organe de décision dans les traités de transmission numérique, restitue le signal original.

Code biphase

Ce code qui est aussi nommé Manchester est une représentation à deux niveaux obtenu en transmettant pendant l'intervalle Tb correspondant à un symbole binaire deux polarités opposées, chacune d'elle occupant un intervalle égal à $T/2$. On a donc les deux formes de symbole possibles de la figure 6. On peut affecter chacun des deux états logiques 0 et 1 à l'un de ces symboles, par exemple 0 au premier et 1 au second.

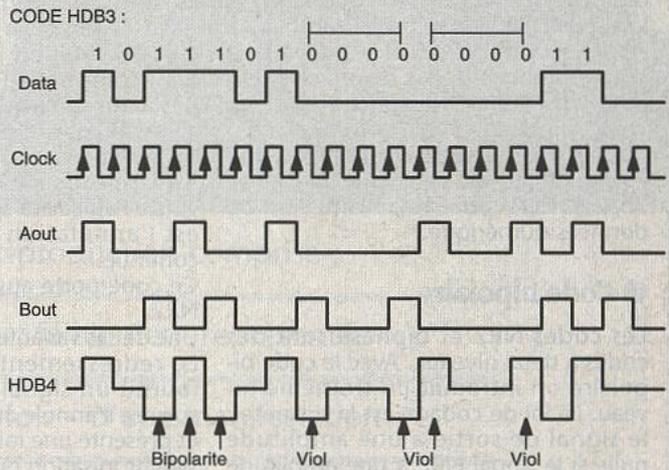
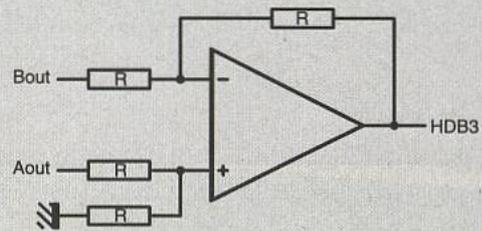


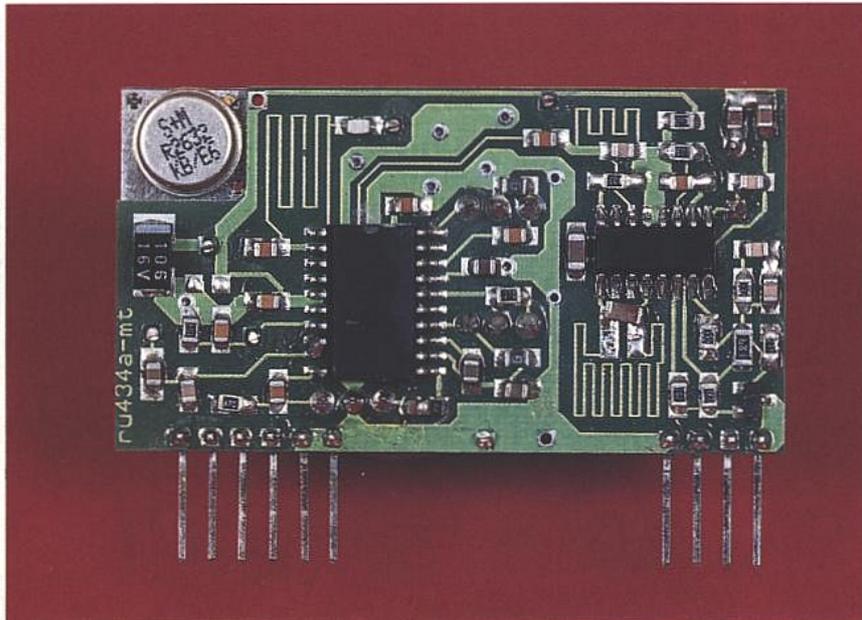
Figure 13 : règle de codage pour le signal HDB3.

La figure 7 donne pour un signal NRZ d'entrée le résultat du codage biphase. La DSP résultante est donnée à la figure 8.

Le premier objectif est atteint puisque la composante continue est nulle mais ceci au détriment de l'encombrement spectral.

Dans le cas du biphase la première arche est comprise entre 0 et $2/3 Tb$. En pratique on admet qu'une bonne restitution du signal nécessite une bande comprise entre $4/Tb$ et $2/3 Tb$. Le principal intérêt de ce code réside dans la simplicité :

- de mise en œuvre du codeur et décodeur.
 - de récupération du rythme de transmission des données puisqu'il existe toujours une transition - front montant ou front descendant - au milieu du temps bit.
- Cette simplicité se paie en encombrement spectral. Il existe deux variantes WAL1 et WAL2 du code biphase représentées à la figure 9. Les DSP des codes biphase WAL1 et WAL2 sont données à la figure 10. A cette figure on remarque qu'en terme



■ Le module récepteur AST215, Astral, complément de l'AST214.

d'efficacité spectrale, le code biphase WAL2 est inférieur au code WAL1. Pour le code WAL2 il y a très peu d'énergie dans le bas du spectre. On peut ainsi séparer le spectre en deux voies, la première voie entre 0 et $2/T_b$ pour transmettre par exemple une voie audio et une deuxième voie entre $T_b/2$ et $2/T_b$ pour la transmission de données numérique.

● Code biphase

Les codes NRZ et biphase sont des codes à deux niveaux. Avec le code biphase on introduit un troisième niveau. La loi de codage est la suivante : le signal de sortie a une amplitude nulle si le signal NRZ a une amplitude nulle et le signal de sortie prend alternativement les valeurs $-A$ et $+A$ lorsque le signal NRZ est non nul.

La figure 11 illustre ce principe et la figure 12 donne la DSP du signal résultant du codage.

Pour transmettre ce signal, la bande passante minimale est la même que celle nécessaire dans le cas du NRZ : $1/(2 \times T_b)$.

Avec ce code il n'y a pas de gain vis à vis de l'efficacité spectrale, le seul gain est l'annulation de la composante continue.

Ce code porte aussi l'appellation AMI-NRZ.

Une de ses variantes est le code AMI-RZ. Le redressement du signal AMI-RZ fournit un signal RZ binaire dont le spectre s'annule aux multiples de $2/T_b$ et présente une raie à $1/T_b$ propice à la synchronisation du récepteur : récupération du rythme.

Ceci démontre l'intérêt des codes biphases ou AMI.

Remarquons que de longues suites de 0 impossibles à interdire privent les circuits récupérateurs de rythme de toute information.

Afin d'éviter ce problème on a recours à d'autres codes dits à haute densité.

● Code à haute densité HDB3

Le code HDB3 a été proposé comme variante du code biphase pour limiter le nombre de zéros successifs. Il ne diffère du code biphase que lorsque le message initial NRZ comprend une longue suite de zéros.

Dans ce cas une séquence spéciale de remplissage est insérée.

Pour que les séquences de remplissage puissent être repérées par le récepteur elles doivent DIFFÉRER de la suite normale. La règle de codage de ces séquences est la suivante :

- tous les éléments de la séquence de remplissage sont des zéros à l'exception du premier et du dernier.
- le dernier élément est un viol de bipolarité.

- le premier élément est soit un 0 soit un 1, il est choisi de telle sorte que la polarité du viol soit différente de celle du viol antérieur.

La figure 13 illustre ce codage par un exemple. Les circuits logiques ne peuvent proposer que 2 niveaux : 0 ou 1. Un codeur HDB3 délivre par exemple les signaux AOUT et BOUT et le signal HDB3 est obtenu grâce à un amplificateur différentiel externe.

Si la séquence de remplissage est de $n+1$ bits, on dit que le code HDB est d'ordre n .

Dans le cas de la figure 13 une suite de 4 zéros est remplacée par une séquence spéciale et le code est HDB3.

La densité spectrale du code HDB3 diffère assez peu de celle du modèle biphase dont elle dérive.

● Probabilité ou taux d'erreur bit

La mesure de la probabilité d'erreur est facilement accessible. Il s'agit en fait du rapport du nombre de bits faux sur le nombre de bits transmis.

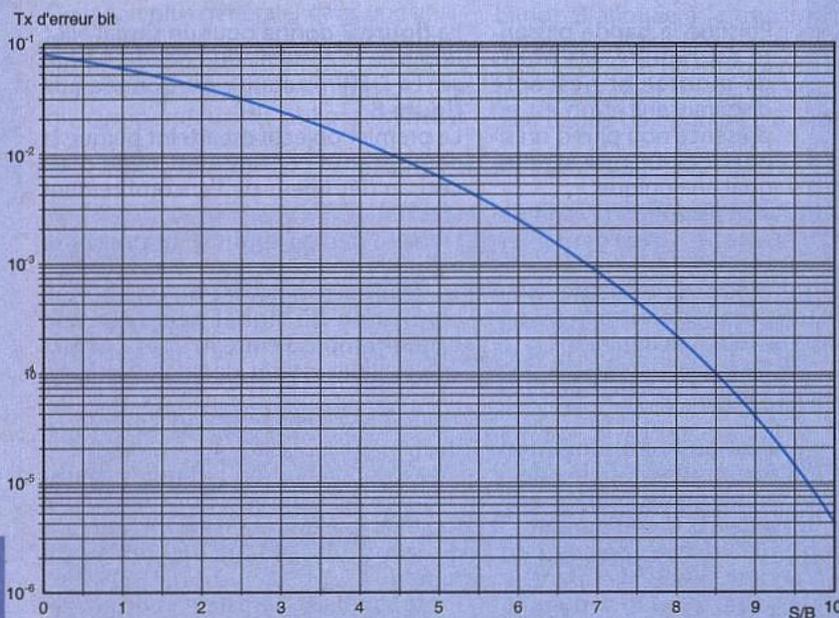
Par bit faux on entend détection d'un 1 alors que 0 était transmis ou l'inverse détection d'un 0 alors que 1 était transmis.

Pour une transmission en bande de base, la probabilité ne dépend pas de la forme d'onde mais uniquement de son énergie.

Deux formes d'onde différentes mais ayant une même énergie conduisent donc à la même probabilité d'erreur.

La courbe de la figure 14 donne le taux d'erreur bit en fonction du rapport signal sur bruit sur un canal idéal. Cette courbe s'applique au codes NRZ et biphase.

Nous continuerons cette description succincte des méthodes de transmission numérique dans notre prochain numéro avec les procédés de modulation.



■ Figure 14 : taux d'erreur bit en fonction S/B pour signal en bande de base.

MONTREUX 95 : LA TV NUMÉRIQUE

L'«International Television Symposium»

(ITS) de Montreux qui en est à sa 19^e

édition, constitue, les années impaires,

le pendant européen du célèbre et

incontournable NAB (National

Association of Broadcasters) qui se

déroule tous les ans outre-Atlantique*.

Tout comme ce dernier, l'ITS s'adresse

aux professionnels de la TV et de la vidéo, post-production comprise ;

cependant, contrairement au NAB, la radio y est faiblement représentée

puisqu'elle fait l'objet – les années paires cette fois – d'une manifestation

distincte**. Avant d'aller plus avant, est-il besoin de préciser que cette

19^e édition de l'ITS a, essentiellement, été placée sous le signe du numérique,

avec en exergue la DVB (Digital Video Broadcasting) et l'ADTT (Advanced

Digital Television Technologies)?...

En matière de TV numérique nous avons été particulièrement gâtés avec de nombreuses démonstrations ; outre celles des organismes que nous venons de citer, ajoutons l'illustration visuelle et sonore du programme RACE (Research and technology development in Advanced Communications in Europe).

LA DVB : LA TV DU TROISIÈME MILLÉNAIRE

Le projet DVB est né en 1991. Au cours de cette année-là, radiodiffuseurs et fabricants d'équipements grand public discutèrent de la possibilité d'une TV numérique. A la fin de cette même année, Peter Kahl, du ministère des Télécommunications de la RFA, pressen-

tant le caractère stratégique de la télédiffusion numérique pour l'Europe en tant que telle et l'importance d'une approche concertée en ce domaine, invitait un groupe européen de radiodiffuseurs, de fabricants, d'opérateurs et d'organismes de réglementation de ce secteur d'activités à se réunir pour discuter de la mise en place d'un groupe pan-européen largement représentatif qui superviserait le développement des normes européennes de TV numérique, l'«European Launching Group» (ELG).

En l'espace d'un an, l'ELG s'ouvrait aux principaux intérêts européens en audiovisuel, publics et privés, fabricants d'électronique grand public et opérateurs. Un «Memorandum of Understanding» (MoU), signé par tous les partenaires, devenait alors la règle du jeu de ce nouvel et ambitieux projet collectif.

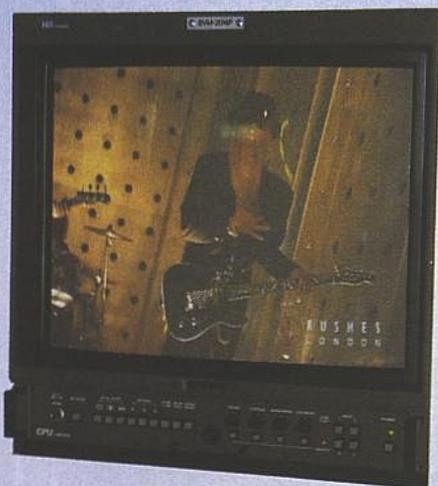
Aujourd'hui, ce projet DVB réunit plus de 170 partenaires de 21 pays (USA et Japon compris) du monde entier. Il s'est fixé pour objectif de parvenir à un consensus quant aux systèmes qui seront utilisés en TV numérique au cours des prochaines années. Ces systèmes doivent être à la fois pratiques de nos

* L'ITS 95 a réuni 26 334 participants (exposants, visiteurs, délégués et journalistes) en augmentation de quelque 300 personnes par rapport à 1993, dont 40% de journalistes en plus (488 cette année), ce qui ne fait que traduire l'impact de l'événement. Quant au nombre de sociétés représentées, il s'est élevé à 301, ces firmes étant réparties sur plus de 24 000 m² (le stand le plus important étant celui de Sony avec... 1100 m² !). S'agissant du 20^e ITS, il se déroulera du 12 au 17 juin 1997.

** Il s'agit du «Montreux International Symposium», lui aussi biennal dont la prochaine édition aura lieu du 6 au 9 juin 1996. Il coïncidera avec le 1^{er} «Montreux Interactive Media Services Symposium». En prélude à ces manifestations aura lieu, les 4 et 5 juin, le «3^e International Symposium on DAB» (Digital Audio Broadcasting), toujours à Montreux.

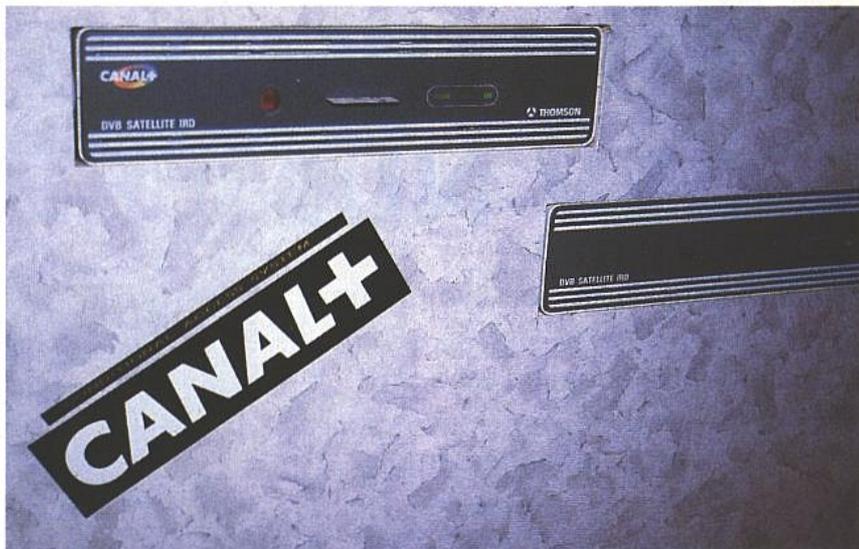


DVB-S feed from Astra 1D
(NTL - A 213)



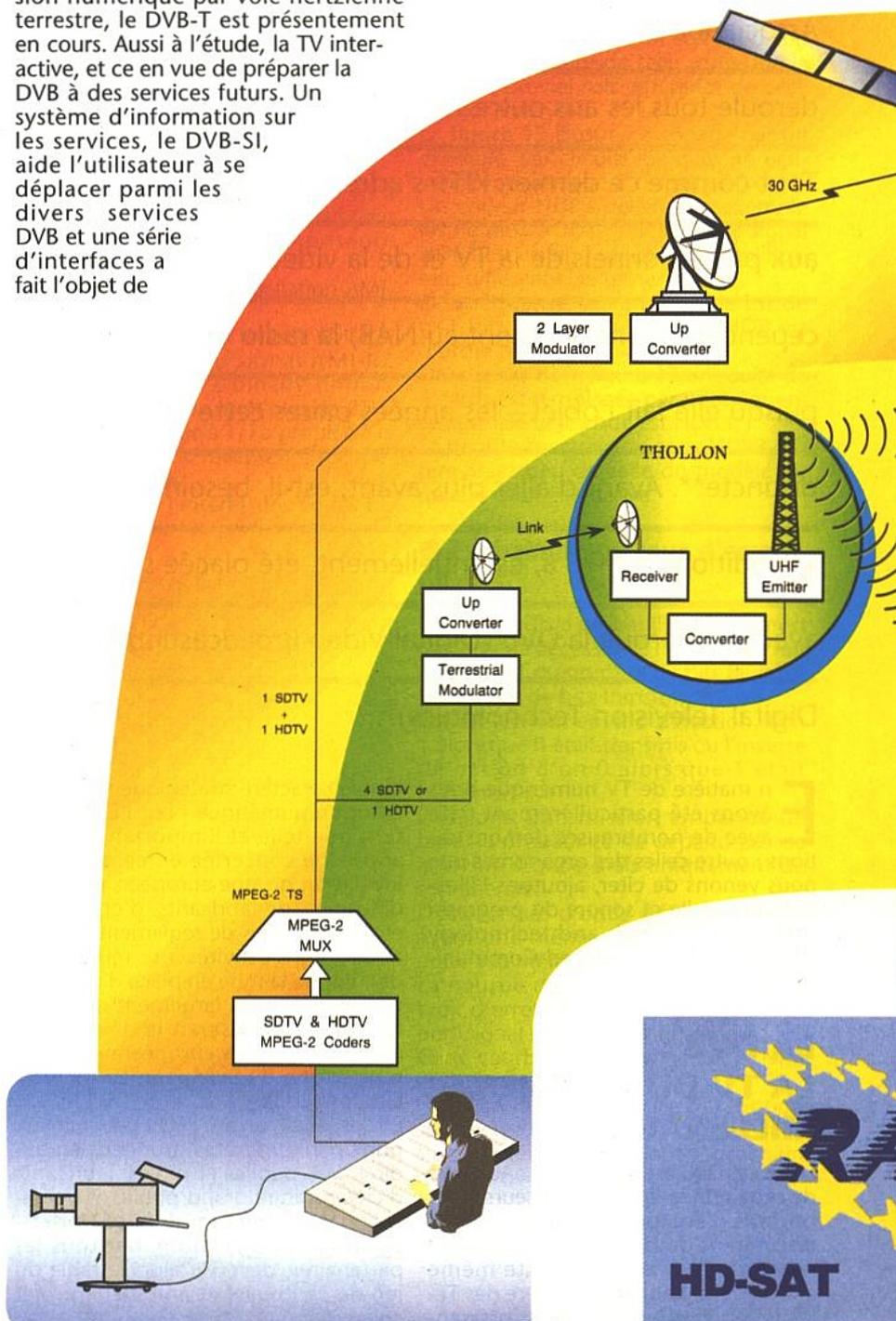
Sur le stand DVB, réception d'un programme de TV numérique retransmis par le satellite Astra 1D (avec compression de l'information MPEG2 du britannique NTL).

jours et à l'épreuve du temps à l'avenir. Lancé initialement, comme il a été dit plus haut, pour apporter une solution européenne à un problème européen, ce projet est désormais devenu une alternative, viable au plan mondial, des systèmes NTSC, PAL, SECAM et MAC. La distribution de la TV et des services télévisés futurs passera par le satellite, le câble et les réseaux terrestres de télécommunications. La DVB a pour but de développer une famille de systèmes appliquant autant de techniques communes qu'il est possible pour l'ensemble des moyens de transmissions. Dans ces conditions, même lorsque les environnements se révèlent différents, il s'avère possible d'utiliser plusieurs éléments essentiels identiques, ce qui ne peut qu'être un grand avantage tant pour les fournisseurs d'équipements que pour les consommateurs. Un système de radiotélédiffusion numérique par satellite, le DVB-S est déjà au point. Il peut être employé à partir de n'importe quel répéteur de satellite, actuel ou futur (et Montreux, avec des transmissions, via le satellite Astra, nous a apporté sur le stand DVB la preuve que le DVB-S était une réalité). Simultanément a été mis au point un système, homologue au précédent, pour le câble : le DVB-C. En ce qui concerne l'évaluation complète avant finalisation de diffu-



Thomson Broadcast Systems : après DirectTv, prêt pour la TV numérique européenne et, en particulier, les décodeurs d'accès avec IRD.

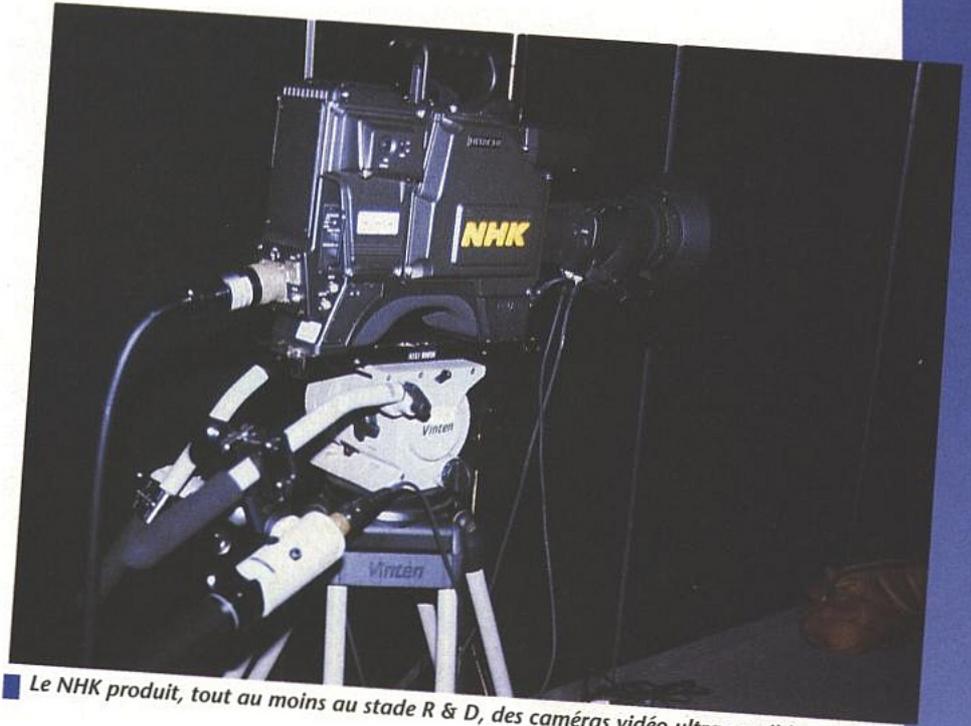
sion numérique par voie hertzienne terrestre, le DVB-T est présentement en cours. Aussi à l'étude, la TV interactive, et ce en vue de préparer la DVB à des services futurs. Un système d'information sur les services, le DVB-SI, aide l'utilisateur à se déplacer parmi les divers services DVB et une série d'interfaces a fait l'objet de



spécifications pour le récepteur du consommateur.

Les différents éléments du système DVB sont étudiés de manière à diffuser toute une gamme de qualités d'images (définition variable) adaptables aux exigences du service considéré ainsi que le son numérique multicanaux. Ce qui signifie que la DVB peut entièrement satisfaire aux demandes du marché : un autre argument à ce propos réside dans le concept «conteneur de données» du système, lequel tient même compte des applications destinées à la radiodiffusion de données générales.

En ce qui concerne l'accès conditionnel (CA), un ensemble de mesures a été approuvé ; axé autour d'un algorithme d'embrouillage commun, le progiciel DVB-CA comprend notamment une interface commune pour les récepteurs DVB et un code «déontologique» sur le partage des techniques



Le NHK produit, tout au moins au stade R & D, des caméras vidéo ultra sensibles.

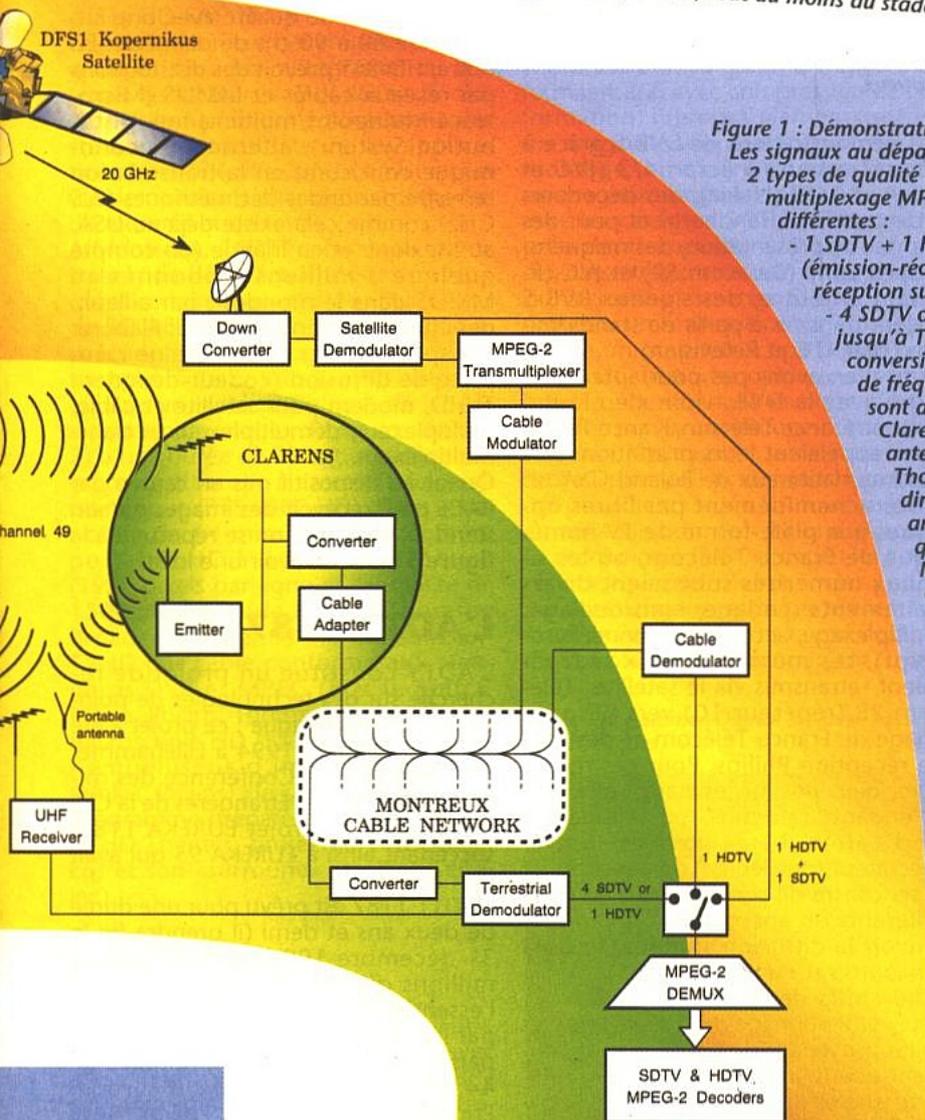


Figure 1 : Démonstrations RACE : dTTb et HD-SAT.

Les signaux au départ du studio de Montreux (à gauche) sont de 2 types de qualité : SDTV et HDTV*. Après codage et multiplexage MPEG 2, ces signaux suivent deux voies différentes :

- 1 SDTV + 1 HDTV transitent par le satellite Kopernikus (émission-réception sur 30 GHz vers le satellite, émission-réception sur 20 GHz, du satellite vers la terre).

- 4 SDTV ou 1 HDTV sont acheminés par relais hertzien jusqu'à Thollon sur l'autre rive du lac Léman et, après conversion

de fréquence, sont réémis en UHF (canal 49) ; ils sont alors captés et réémis par la station de Clarens et alors reçus par un récepteur avec une antenne réduite (portable) mais les émissions de Thollon peuvent également être reçues directement par le même récepteur avec une antenne de plus grande envergure. A noter que la station de Clarens, très proche de Montreux, alimente également le réseau câblé de cette ville tout comme il l'est par les signaux issus du satellite. Une commutation permet de choisir la voie de transport utilisée : terrestre, câble ou satellite. Les signaux sont ensuite démultiplexés et décodés (MPEG 2) et les images projetées (à droite).

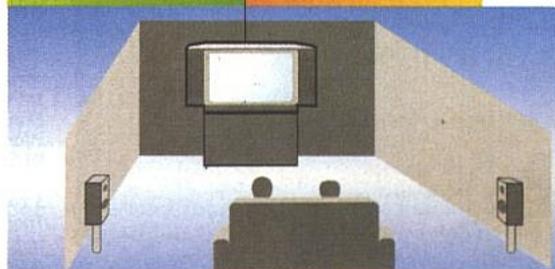
On notera également que le son, numérique, peut être non seulement stéréo mais aussi «surround» (5 canaux).

* Les normes de l'UIT utilisent une terminologie spécifique pour décrire les niveaux de qualité numérique des images. En simplifiant, nous avons :

- TVHD
- EDTV : qualité intermédiaire entre la précédente et la suivante
- SDTV : qualité voisine des images PAL et SECAM
- LDTV : qualité voisine des images d'un magnétoscope VHS.

d'accès et des recommandations sur la législation anti-piratage. Globalement, ces mesures permettront d'atteindre un objectif : donner au consommateur l'assurance de recevoir tous les programmes disponibles pour lui à l'aide d'un seul décodeur ou récepteur intégré.

Témoin de cette évolution, l'IRD - Integrated Receiver-Decoder - présenté sur le stand de Thomson Broadcast Systems,





Eureka, projet ADTT (Advanced Digital Television Technologies) 1187 : image du programme réalisé à l'occasion de l'ITS de Montreux.

appareil qui n'est pas sans rappeler celui utilisé aux USA par la filiale RCA de Thomson Multimedia*** pour son système DBS mis en œuvre pour DirecTV.

Or cet IRD de Montreux (et de Thomson Broadcast Systems) portait la mention «Canal +» sur son boîtier ; au cas où cette inscription n'aurait pas été assez visible parce que de dimensions plutôt réduites, une bande publicitaire en papier bien plus imposante ne pouvait que confirmer la destination de l'appareil.

Quelques jours après Montreux, un communiqué de Thomson Broadcast Systems signalait que cette firme venait de remporter deux importants contrats de diffusion numérique à la norme MPEG 2 pour la fourniture à la fois d'équipements professionnels et de décodeurs grand public :

- Avec France Télécom qui diffusera 40 programmes répartis sur 5 canaux, repris en tête de réseaux câblés. Le système de France Télécom sera opérationnel dès le premier trimestre 1996. Thomson, maître d'œuvre du système d'émission – codage, multiplexage, embrouillage, accès conditionnel, modulation satellite – sera également présent au niveau des têtes de réseaux câblés, transmodulation composée de démodulation satellite, modulation câble et transignalisation.

- Avec le programme Galaxy, qui associe Hughes Communications (dont RCA est le partenaire aux USA pour DirecTV) et des groupes TV d'Amérique Latine. Opérationnel dès 1996, ce programme proposera un choix de 144 chaînes TV et 60 chaînes de radio, les unes et les autres numériques, sur l'ensemble de l'Amérique Latine. Dans ce cadre, Thomson assurera la fourniture des codeurs professionnels à la norme MPEG II et des IRD accompagnés d'antennes de réception.

Sur le stand DVB, on pouvait assister à

des démonstrations de DVB-S grâce à des récepteurs à écran 4/3 (JVC et Sony) et 16/9 (Nokia), des décodeurs (Irdeto, NTL et Tandberg) et pour des séances de présentation, des magnétoscopes Sony (Betacam SP) et JVC (S-VHS) ; en outre, des signaux RVB-S étaient transmis à partir de stands voisins (UER, ITC et Retevision).

Nous n'en avons pas pour autant terminé avec la DVB – loin s'en faut – puisque France Télécom/France Télévision rappelaient leurs prestations lors des Internationaux de Roland Garros : après acheminement par fibres optiques à la plate-forme de TV numérique de France Télécom, où les signaux numérisés subissaient divers traitements (codage, embrouillage, multiplexage, accès conditionnel Eurocrypt), ces mêmes signaux se trouvaient retransmis via le satellite Télécom 2B (répéteur 10) vers l'Espace Image de France Télécom et des sites de réception Philips. Pour ces réceptions, deux possibilités étaient offertes :

- Pendant la première semaine de Roland Garros, il était possible au téléspectateur (privilegié !) de sélectionner la rencontre de son choix sur 4 courts différents ou encore (TV numérique) d'avoir la diffusion simultanée de 4 rencontres sur un même canal.

- Au cours de la seconde semaine, choix entre l'image de la régie finale et celles provenant de trois caméras couvrant une même rencontre sous différents angles de prises de vues ou encore (TV numérique) de diffusion de 4 images différentes du match sur un même canal.

LE PROGRAMME RACE

Dans le cadre de l'ITS, nous avons pu assister à deux illustrations différentes du programme RACE soutenu par la

CEE. Il s'agit de celles proposées par les projets dTTb (digital Terrestrial Television broadcasting) et HD-SAT.

Le projet dTTb vise à appuyer celui de la DVB et ne concerne que la diffusion par voie hertzienne terrestre. Il a pour chef de file le CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications) de Rennes et réunit une vingtaine de firmes et d'institutions européennes.

Quant au projet HD-SAT – chef de file Alcatel Espace, avec une dizaine de firmes et d'institutions européennes, dont certaines d'entre elles sont déjà impliquées dans le projet dTTb) – il a pour objectif la faisabilité d'un système de radiodiffusion TV numérique à haute définition exploitant en particulier les bandes satellites 30/20 GHz telles qu'elles ont été définies par la CAMR (Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications) de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) en 1992. Utilisant le MPEG II, il vise également à permettre au consommateur de recevoir des émissions de qualité avec une antenne de 60 à 90 cm de diamètre. En outre, HD-SAT prévoit des distributions par réseaux câblés et MMDS (Microwave Multipoint/multichannel Distribution System), alternative économique consistant en la transmission terrestre par ondes décimétriques (2,5 GHz) comme cela existe déjà au USA, au Mexique et en Irlande (on compte quelque 3 millions d'abonnés au MMDS dans le monde) ; par ailleurs des études sont en cours pour élaborer des spécifications et une chaîne complète de diffusion (codeur-décodeur TVHD, modem pour satellite et câble, multiplexeur, démultiplexeur et transmultiplexeur...).

Quant au dispositif mis en œuvre par RACE pour recevoir des images sur son stand à Montreux, on se reportera à la figure 1 pour en avoir une idée.

L'ADTT 1187

L'ADTT constitue un projet de recherche sur des technologies de pointe de la TV numérique ; ce projet a été adopté le 16 juin 1994 à Lillehammer (Norvège) par la Conférence des ministres des Affaires Etrangères de la CEE et constitue le projet EUREKA 1187, succédant ainsi à EUREKA 95 qui avait trait à la TVHD.

L'ADTT 1187 est prévu pour une durée de deux ans et demi (il prendra fin le 31 décembre 1996) et coûtera 250 millions d'ECUS (1 ECU = 6,46 FF), l'essentiel de ce montant étant fourni par les sociétés et institutions participantes ; celles-ci sont au nombre de 44, représentant 10 pays d'Europe. Principaux participants : Philips (36% du montant, Thomson (24%), un

*** On pourra se reporter à «Electronique Radio Plans» n° 567 de février 1995 pour de plus amples informations sur le système RCA et DirecTV. En fait, «Canal Plus» a commandé 300000 IRD, avec son propre système de débrouillage et d'accès, à 5 constructeurs (Panasonic, Philips, Sagem, Sony et Thomson). D'autre part, début août, un accord a été conclu avec la CLT, Bertelsmann et Deutsche Telekom pour utiliser ce système «Canal Plus».

consortium britannique (8%), un consortium italien, le CISAE (7%), Nokia (3%), un consortium espagnol, le CETEAD (2%)... Par pays, nous avons la représentation suivante : France (44%), Pays-Bas (22%), Italie (10%), RFA (9%), Grande-Bretagne (8%), Finlande (3%).

L'objectif de l'ADTT est de maintenir un haut niveau de la connaissance et de la technologie en Europe. Le projet couvre totalement tous les aspects de la chaîne HD :

- équipements de production,
- équipements de diffusion,
- équipements de réception (consommateur).

Mais l'ADTT est aussi concernée par :

- les applications médicales,
- la vidéo-conférence,
- la production de films vidéo et cinéma,
- la projection vidéo dans de grandes salles.

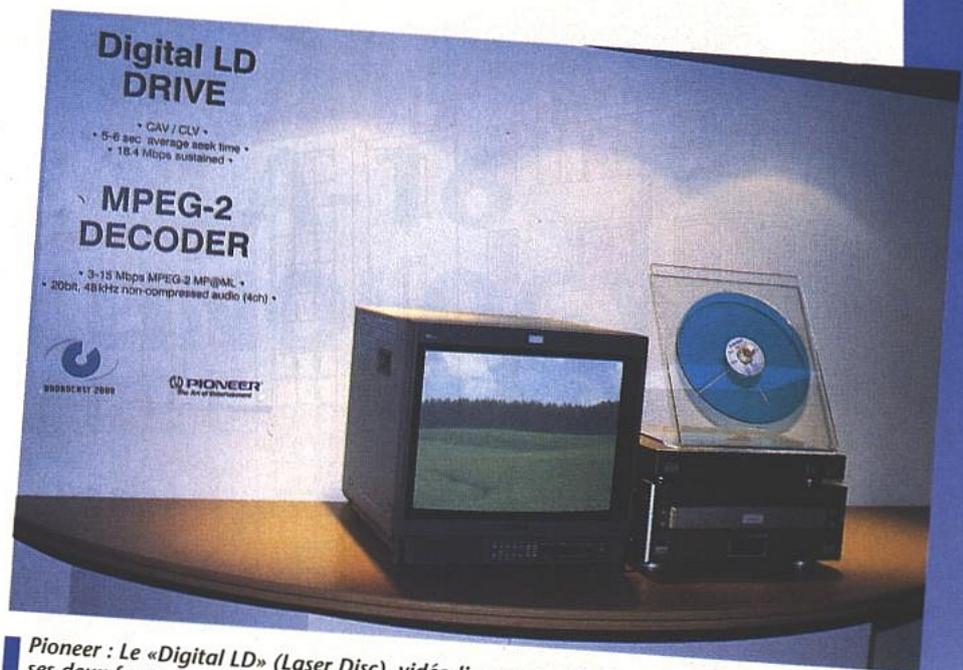
Comme on l'imagine aisément, l'ADTT travaille en étroite collaboration avec la DVB et les autres projets européens : dTTb, HD-SAT, HDTVt...

Le projet ADTT se décompose en cinq groupes d'études : intégration du système, les facteurs «clés» des technologies grand public, l'équipement des studios et les utilisateurs, les applications hors-télédiffusion et l'évaluation (ce dernier étant chargé des méthodes de mesures et de tests).

A Montreux, l'ADTT a fait la démonstration de l'état actuel de ses travaux (dont certains avaient été initialisés lors de l'EUREKA 95, ce qui prouve que le précédent projet constituait un bon tremplin pour le futur), avec en particulier : un lecteur (Philips) de vidéodisques numériques de 30 cm (MPEG 2) d'une durée de 70 minutes chacun ; un magnétoscope à cassettes, lui aussi numérique (BTS 6000 HD) d'une autonomie de 64 minutes ; une caméra portable HD à 3 CCD de 1 pouce (1920 pixels par ligne et sensibilité de 1500 lux à f/4) de 8,5 kg (Thomson Broadcast Systems) ; la transmission TVHD par câble conforme aux standards DVB et MPEG (B & O, Matra, Nokia, Philips, Thomson et CCETT) ; la microscopie HD (BTS, Philips, Nokia) ; l'embellisseur d'images vidéo HD (Nokia, Philips) ; le cinéma HD avec un programme préparé par la BBC, la RAI et HD Thames, projecteurs HD (Selec) et son «surround» (Nokia, Genelec).

ET AUSSI

Présent aussi à Montreux, le NHK – Radio Télévision d'Etat du Japon – avec une caméra «Hi-Vision Super-HARP» portable (mais cependant sur un trépied) à très haute sensibilité : ce qui nous a donné droit à une vision sur un téléviseur HD à format 16/9, d'images vidéo tout à fait remarquables de définition en dépit de la pénombre, d'un Tokyo nocturne enregistré sur cassette en HD numérique. Toujours sur le stand du NHK, la «Bee-CAM», caméra sensible aux ultra-violets développée pour simuler la vision des ... insectes par une falsification des couleurs.



Pioneer : Le «Digital LD» (Laser Disc), vidéodisque capable de stocker, sur chacune de ses deux faces, 65 minutes d'images numériques (compression MPEG 2) de qualité D2.

JVC présentait sa gamme Digital-S au format 4:2:2, avec compression de l'information. Premiers éléments sortis : un magnétoscope enregistreur de montage, un magnétoscope-lecteur, un magnétoscope-lecteur compatible avec les cassettes S-VHS (alors que les précédents appareils n'acceptent que des cassettes, certes de mêmes dimensions que les cassettes S-VHS, mais à particules métalliques obligatoires) et même un magnétoscope prévu pour être associé à une optique d'entrée grâce à une interface et donc alors se transformer en caméscope numérique. Mais là n'était pas la seule nouveauté de JVC puisqu'il présentait la gamme des projecteurs vidéo ILA mise au point en collaboration avec Hughes Aircraft. La technologie ILA – «Image Light Amplifier» – permet d'obtenir des performances largement supérieures aux modèles avec tubes à rayons cathodiques ou à LCD. Comportant 3 mo-

dèles, le plus important de ceux-ci annonce une luminance de 3500 lumens et une résolution de 1600 x 1200 pixels (HxV) soit l'équivalent de 1000 lignes TV. Projection frontale ou arrière.

Enfin, Pioneer qui défend depuis plus de 15 ans le Laser-Disc (LD), présentait toute une gamme d'applications des vidéodisques avec en particulier le Digital LD. Ce dernier est capable d'enregistrer sur un vidéodisque (et sur ses deux faces) 19 Gbytes d'informations numérisées avec une vitesse de transfert de 19 Mbytes/s maximale. Allié à un système de compression MPEG 2, cela permet de faire tenir sur chacune des faces du disque 65 minutes de vidéo de qualité D2. Ce type de LD est garanti 30 ans et plusieurs d'entre eux peuvent être associés dans une même bibliothèque pour disposer d'une plus grande quantité d'informations en stock.

Ch. PANNEL

JVC : la gamme «Digital S», avec cassette S-VHS à bande 1/2 pouce à particules métalliques.



LE MINI-ANALYSEUR LOGIQUE SLA-16 PICO TECHNOLOGY

L'analyseur logique est un puissant outil d'investigation dont on ne peut guère se passer pour le développement ou le dépannage de systèmes logiques un tant soit peu complexes, notamment à microprocesseurs ou à grands réseaux programmables.

Pour une fraction seulement du

prix d'un analyseur de table autonome, il est maintenant possible de trouver des sondes d'analyse logique qui, branchées sur un port série de PC (même portable !), mettent à contribution les vastes possibilités d'affichage et de traitement de celui-ci.

Commercialisé par MULTIPOWER, le SLA-16 rend véritablement l'analyse logique accessible à toute une catégorie d'utilisateurs condamnés jusqu'alors à s'en passer !

UN VÉRITABLE ANALYSEUR 50 MHz

Il ne faut pas confondre le SLA-16 avec les analyseurs logiques très simplifiés (mais aussi sensiblement moins coûteux) dont la partie matérielle est réduite à des circuits d'interface avec un port d'entrée-sortie du PC : tout le traitement « temps réel » étant dans ce cas confié à l'unité centrale du PC, la fréquence d'échantillonnage ne peut guère dépasser quelques dizaines ou au mieux quelques centaines de kHz. Ne nous y trompons pas, le SLA-16 est un instrument nettement plus « sérieux », en ce sens que son petit boîtier

en forme de sonde renferme un processeur rapide indépendant. Cela permet de capturer, dans le meilleur des cas, un échantillon toutes les 20 nanosecondes, c'est à dire à une cadence de 50 MHz.

On peut certes trouver mieux (de l'ordre de 100 MHz) à condition d'y mettre le prix, mais ces performances sont déjà plus qu'honorables et en tout état de cause suffisantes pour une grande majorité d'utilisations potentielles.

UNE MÉMOIRE DE 8192 X 16 BITS

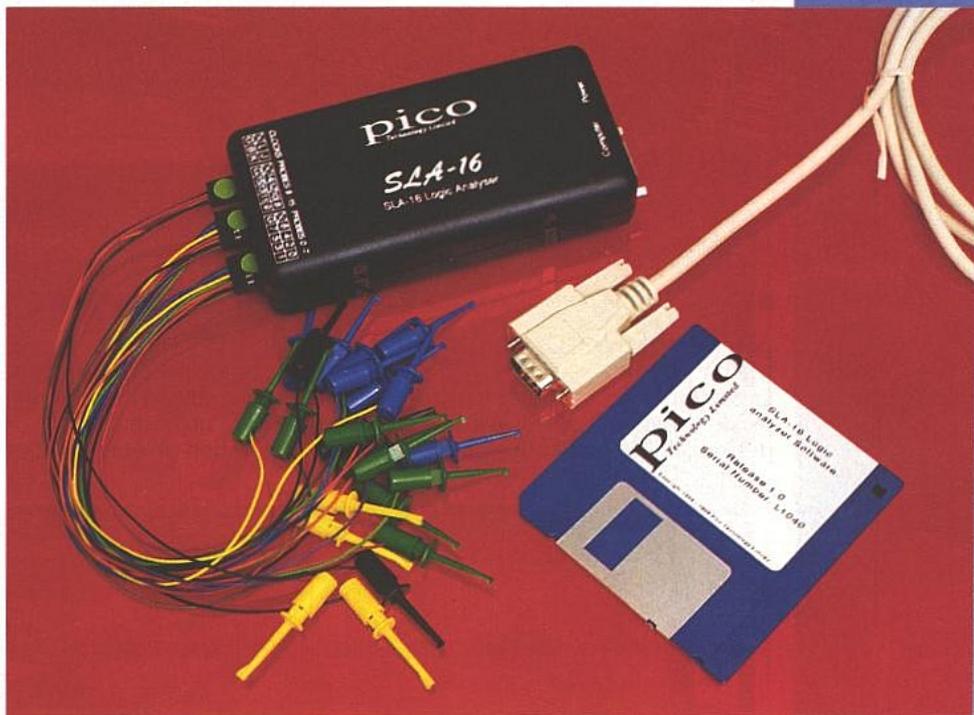
Mis à part son processeur embarqué, l'élément le plus important du SLA-16 est une mémoire tampon de 8192 mots de 16 bits dans laquelle s'emmagasinent, à la fréquence d'échantillonnage choisie, des données captées par

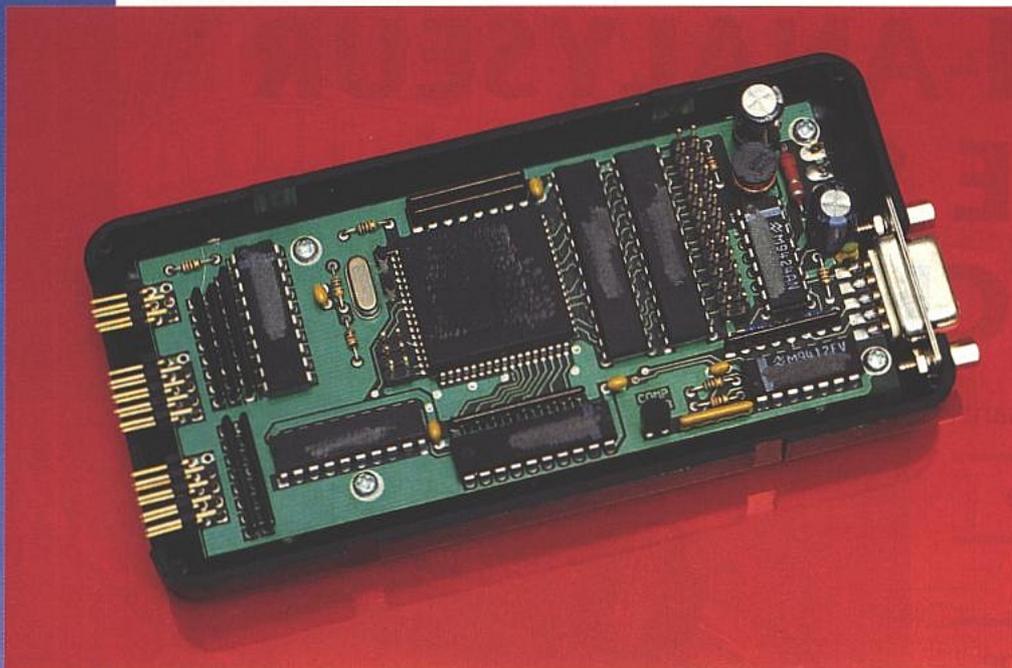
seize petits grippe-fils librement branchés dans le circuit cible (niveaux TTL, tension maximum 12 volts).

Notons que ces seize « sondes logiques » ne peuvent être utilisées toutes ensemble que jusqu'à 25 MHz : à 50 MHz, il faut se contenter de huit signaux, mais il existe par contre une version « SLA-32 » à trente-deux entrées.

Le système est conçu de telle sorte qu'à un instant donné, la mémoire contienne toujours les 8192 derniers mots de 16 (ou 8) bits interceptés.

Il appartient évidemment à l'opérateur de fixer la fréquence d'échantillonnage de façon à ne pas perdre de données significatives entre deux prélèvements, tout en s'assurant une durée d'enregistrement suffisante pour pouvoir observer ce qu'il souhaite. Le bon compromis ne sera pas toujours facile à trouver, un buffer de 8 K-mots étant un peu « court » là où on aurait pu es-





■ Une réalisation particulièrement soignée.

pérer en trouver 32 ou même 64 K. Mais à ce prix... La véritable puissance de l'instrument réside cependant plutôt dans la variété des possibilités qu'il offre pour «geler»

l'acquisition à un instant précis, découplant (à part l'appui sur ESCape !) de la réalisation d'une condition logique définie par l'utilisateur. L'acquisition arrêtée, le contenu de la

mémoire de la sonde peut alors être transféré vers le PC par la ligne série, selon un protocole spécial extrêmement rapide.

Le logiciel d'analyse disposera ainsi des données dont il a besoin pour élaborer les chronogrammes et tables de vérité qu'il présentera à l'opérateur, avec tous les éléments de confort souhaitables à commencer par une fonction «zoom».

Le point d'arrêt peut être plus ou moins décalé par rapport à la réalisation de la condition correspondante, ce qui permet d'étudier aussi bien ce qui s'est passé avant celle-ci qu'après.

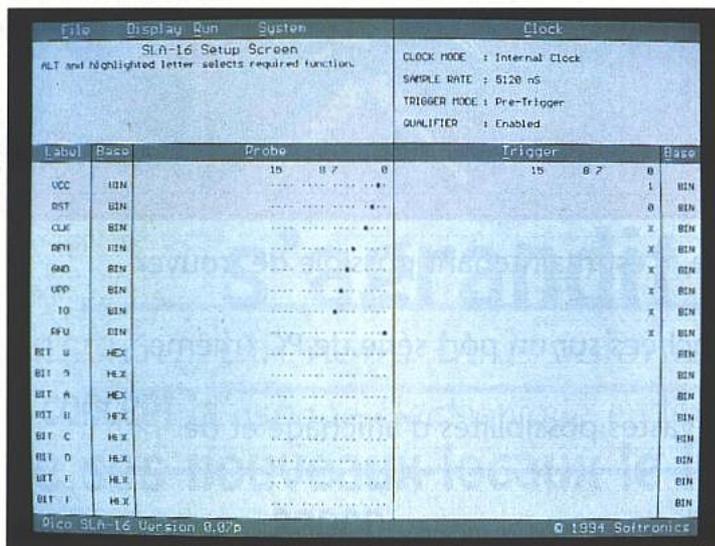
Cette condition peut être l'occurrence d'un mot unique de 16 bits ou moins, librement défini par l'utilisateur (mais pas, hélas, d'une séquence de mots), et aussi la réalisation d'une combinaison logique subsidiaire sur les états de trois grappe-fils spécialisés «J», «K», et «L».

Notons que que ces trois dernières entrées peuvent aussi servir à fournir au SLA-16 un signal d'horloge remplaçant celui qu'il génère en interne : on arrive ainsi à échantillonner à une fréquence aussi basse que peuvent l'exiger certaines applications.

Parallèlement à ces fonctions relativement avancées d'acquisition de données, la logique de déclenchement du SLA-16 est également disponible (par le biais d'un grappe-fil dédié) pour synchroniser un oscilloscope sur un événement précis et répétitif, fût-ce une combinaison d'états fort complexe : c'est assez original et peut se révéler fort utile.

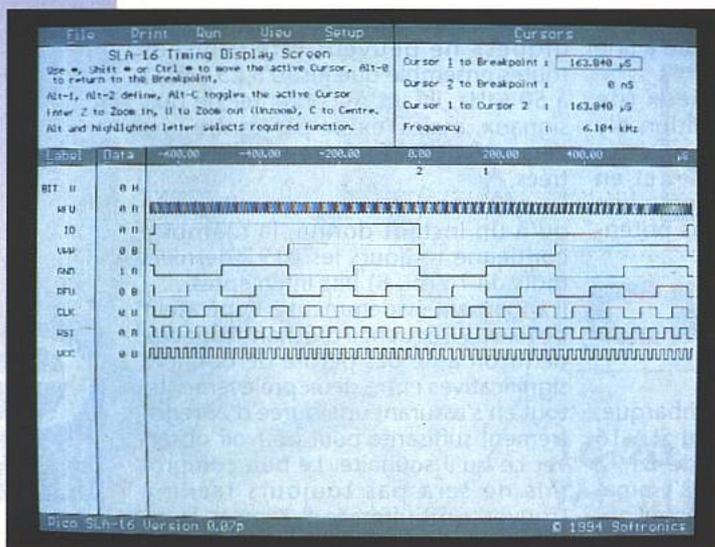
LE LOGICIEL POUR LE PC

Contrairement à certains instruments comparables, le SLA-16 ne fonctionne pas sous WINDOWS, mais est livré avec un logiciel exécutable sous DOS. Il en résulte une installation extrêmement simple et fort peu encombrante (recopie pure et simple de la disquette sur le disque dur ou même lancement direct à partir de celle-ci), tandis que des drivers d'impression particulièrement performants permettent de sortir des rapports «papier» qui n'ont pas grand-chose à envier (à part les caractères «de luxe») à ce que produisent

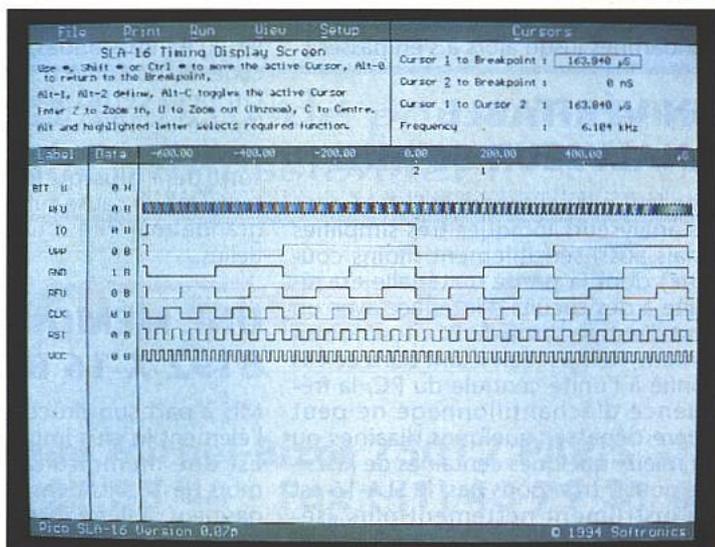


■ L'écran de paramétrage.

■ Un chronogramme.



■ Une table de vérité.



les meilleurs outils bureautiques. Plutôt fruste, l'affichage n'en est pas moins précis et complet, ainsi que d'une rapidité satisfaisante. Naturellement, un écran EGA ou VGA (couleur ou monochrome) est fortement conseillé mais pas obligatoire : un CGA ou un Hercules peut suffire.

Les «menus» (et c'est un bien grand mot...) sont par contre d'une rusticité dont nous commençons à avoir perdu l'habitude : chaque fonction doit être appelée par une combinaison «alt-touche», la touche «chaude» étant indiquée par un caractère souligné dans une barre de sélection parmi deux ou trois qui s'affichent simultanément : ce n'est pas précisément ergonomique, et serait à améliorer d'urgence, si toutefois c'est possible sans nuire aux autres qualités, bien réelles, du logiciel.

Mais on s'habitue à tout, et une fois passée une phase de prise en main quelque peu fastidieuse, on s'aperçoit que l'on va au moins aussi vite de cette façon qu'en «cliquant» sur les «icônes» et les «boutons» de WINDOWS avec une souris qui, dans le cas présent, n'apporte rigoureusement rien.

Le même principe de «communication homme-machine» s'applique indifféremment au paramétrage de l'analyseur avant sa mise en œuvre (y compris par «étiquetage» en clair de tous les signaux et par édition semi-graphique de petits schémas logiques!), et à l'exploitation des données recueillies. A ce stade, il est possible de demander la construction de tables de vérité binaires, décimales, hexa, ou ASCII et/ou de chronogrammes étalonnés.

Deux curseurs mobiles combinés au zoom permettent d'ailleurs de procéder n'importe où à des mesures précises de temps et de fréquence.

Il est même prévu de pouvoir demander au logiciel de rechercher automatiquement la «signature» caractéristique d'un événement particulier, comme un traitement de texte le ferait pour un mot ou une phrase.

NOTRE AVIS

D'une conception astucieuse et d'une réalisation irréprochable, le SLA-16 nous a incontestablement séduit, comme d'ailleurs bon nombre des produits souvent fort originaux que MULTIPOWER déniche pour nous outre-Manche.

Attention toutefois à toujours bien comprendre ce que l'on fait avec un tel instrument : il suffit par exemple de mal choisir la fréquence d'échantillonnage par rapport à ce qui se passe réellement dans le système cible, pour tirer des conclusions grossièrement fantaisistes...

Bref, placé entre des mains raisonn-

ablement expertes, le SLA-16 fera sans aucun doute du bon travail, même si nous le trouvons un tout petit peu cher pour ses possibilités : pas loin de 3000 F TTC, mais complet avec logiciel, bloc secteur, cordons, et même à toutes fins utiles, adaptateur DB9-DB25.

Ce n'est par contre en aucun cas une «baguette magique» permettant de faire des miracles sans une solide habitude des systèmes logiques complexes.

Patrick GUEULLE

MULTIPOWER
22, rue E. Baudot
91120 Palaiseau
Tél. : (1) 69 30 13 79

ULTIboard est un système de tracés de circuits imprimés à la pointe de la technologie actuelle; il est distribué dans le monde entier par les bureaux de ULTIimate Technology et ses représentants. La raison principale du succès d'ULTIboard est sa supériorité technique, due en grande partie à ses caractéristiques d'interactivité. Des aides au placement optimal en temps réel, un test continu du respect des règles de conception et des fonctions de déplacement et de décalage intelligentes; permettent aux utilisateurs d'ULTIboard de bénéficier d'un gain de temps important. La fourniture de ce logiciel, qui va de pair avec la schématisation ULTIcap, garantit une procédure sans faille entre le schéma et le circuit imprimé. La lecture de listes d'équipotentielles générées par d'autres schématisations n'en reste pas moins possible!

L'un des points forts d'ULTIboard est son concept de croissance évolutive extrêmement flexible. L'utilisateur peut débiter avec une version « Lite » au prix très attractif et, évoluer, étape après étape, vers un système 32 bits disposant du puissant autorouteur « Ripup & Retry », et ce, sur la base d'une différence de prix entre versions +5%.

ULTIimate Technology se targue, pour ses clients, d'avoir la politique la plus avantageuse : les utilisateurs actuels reçoivent, dans le cadre du service de mises à jour, la version la plus actuelle correspondant à l'investissement d'origine. Ainsi, un utilisateur de la version DOS d'ULTIboard datant de 1987 et qui dispose d'un abonnement de mise à jour en cours de validité reçoit aujourd'hui un système de développement avancé doté de passerelles 32 bits vers Windows ainsi que 2 autorouteurs, sans payer le moindre centime supplémentaire.

Les aspects « respect de la clientèle » et « support technique de haut niveau » constituent, pour de nombreux utilisateurs, la raison primordiale du choix d'ULTIimate Technology. La satisfaction de ses utilisateurs est la priorité numéro un de notre organisation depuis près de 21 ans!

DE L'IDÉE AU RÉSULTAT DANS LA JOURNÉE

Renseignements:
19.31.800.5900
NBD GRATUIT

ULTIMATE TECHNOLOGY

QUELLE EST L'INTERACTIVITÉ DE VOTRE CAO

Plus de 15000 utilisateurs (octobre '94)

EURO-DAC European Design Automation Conference with EURO-VHDL

Brighton Metropole Hotel Brighton, Great Britain Dec. 19-22, 1993 STAND 0619

Votre objectif	Celui d'ULTIboard
VOUS voulez le placement le meilleur	En plus de nos performances pour Rats Nests, Force Vectors et les Histogrammes de densité, le Système d'ULTIboard Direct Reconnect sélectionne instantanément les connexions les plus courtes possibles. Automatic Gate- & Pin Swap avec Backannotation garantit le meilleur positionnement.
VOUS utilisez la Technologie CMS	ULTIboard connaît les différences techniques de soudure appliquées aux CMS. Si vous changez vos CMS de face sur le circuit, ULTIboard applique automatiquement la définition des pastilles par rapport aux machines à vagues ainsi qu'aux technologies de refusion.
VOUS voulez respecter l'intégrité de votre dessin à 100%	ULTIboard vous empêche, en Temps Réel, de faire des connexions erronées ou de ne pas respecter l'écart minimum entre deux pistes. ULTIboard respecte toujours vos règles de dessin.
VOUS voulez un routage à 100%	ULTIroute GXR Ripup & Retry Autorouter est capable de supprimer les connexions gênantes et cela automatiquement; ULTIroute GXR retrace les nouvelles connexions. L'utilisateur peut définir les paramètres de l'Autorouter.
VOUS ne voulez pas de l'Autorouter	Les caractéristiques interactives puissantes de reconnaissance de Reroute-While-Move and Trace-Shoving under Real-Time DRC de ULTIboard, vous garantissent des dessins sans erreur, dans les délais les plus courts. Pour les dessins sans piéage, vous pouvez utiliser notre second Autorouter qui, associé à votre traceur manuel, vous permettra de router par connexion, composant ou fenêtre.

OFFRE SPÉCIALE

ULTIboard Entry Designer* 5.975 F (TTC: 6950 F)

Un système de CAO professionnel avec une capacité de 1400 pins: ULTIcap Saisie de Schéma + ULTIboard PCB-Layout, 2 autorouteurs inclus, manuel d'introduction en français, autres manuels: user, PCB-shapes & tutorial.

MISE À JOUR GRATUITE VERSION WINDOWS-95 VERSION 5 ET EMC-EXPERT*!
POUR CEUX QUI ONT ENCORE DES DOUTES

*Prix net à la release: 14.990 F

ULTIMATE TECHNOLOGY

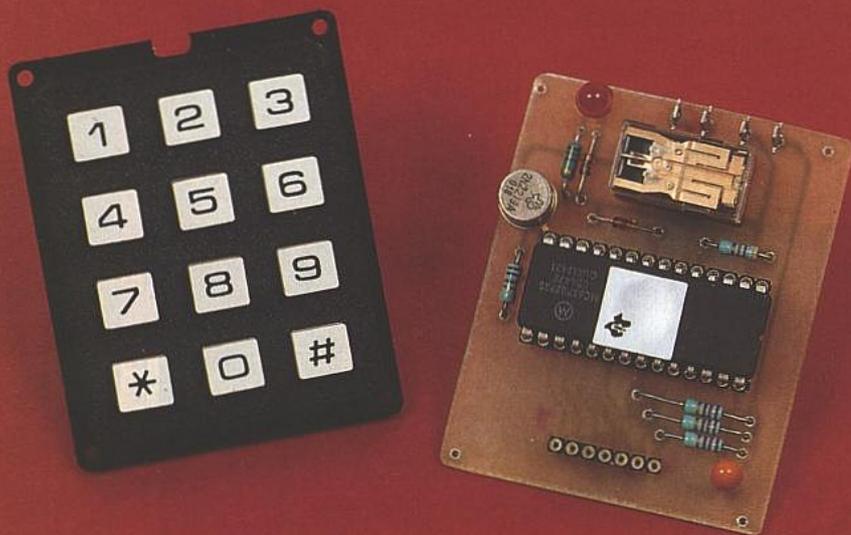
ULTIimate Technology Bureaux centraux
Energiestraat 36 • NL 1411 AT Naarden
Pays-Bas
tél.: (+19 31) 35 6944444 • fax.: 6943345

ULTIimate Technology Belgique
1, Place du Cardinal Mercier
2800 Malines
tél.: 015-401895 • fax.: 401897

Sté. MDS Electronique
FR 89430 MELISEY
tél.: 86 75 83 63
fax: 86 75 83 64

Grâce à la version d'évaluation toutes possibilités (capacité de tracé de 200 broches, manuel d'introduction et course de prise en main inclus au prix de 230 FF (inclusive TVA et frais de port inclus: 290 FF) vous n'achetez pas, chez ULTIimate Technology, de la CAO les yeux fermés.

SERRURE CODÉE À 68705P3



Voici un petit montage facile à réaliser qui permettra de recycler les microcontrôleurs 68705P3 devenus depuis peu obsolètes dans leurs applications bien connues pour certains montages vidéo, et sera aussi l'occasion de ressortir des fonds

de tirer le bon vieux programmeur allant de paire.

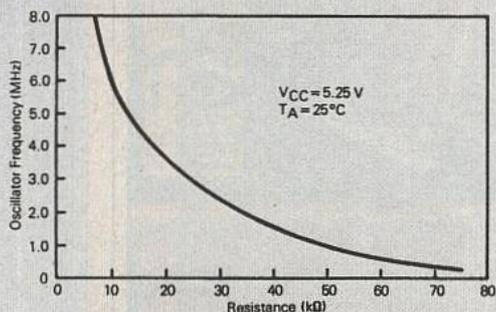


Figure 1 : fréquence d'horloge en fonction de la résistance (68705 P3).

zéro de la séquence de chiffres en cours.

La séquence des chiffres du code peut facilement être diminuée ou augmentée. Vu la simplicité du programme, cela ne devrait pas poser de difficultés. A l'initialisation, le microcontrôleur lit sa chaîne de code dans sa ROM terminée par la valeur hexadécimale FFH et la recopie en RAM. Pour changer le code ROM, pas besoin de recompiler le programme.

Il suffit alors de rechercher sur un programmeur dans l'EPROM 2716 servant à programmer le 68705 le code

ROM, et de modifier les octets du code en rentrant une chaîne de longueur N et se terminant donc par FFH. Ici la chaîne proposée par défaut est le code «1995», la recherche sera donc : «01090905FFH».

La consommation du 68705P3 étant d'environ 90 mA, le montage sera surtout adapté pour réaliser du contrôle d'accès et actionner une gâche électrique. Pour une utilisation de serrure codée de centrale d'alarme, il faudra tenir compte de la consommation si l'on veut garder une autonomie suffisante en cas de cou-

La simplicité du montage ainsi que le nombre de composants réduit devraient pouvoir tenter plus d'un lecteur voire même certains «bidouilleurs» peu avertis en électronique.

Le programme a été écrit en assembleur 6805. Une séquence de code à quatre chiffres doit être rentrée. La sortie est actionnée pendant une seconde environ si le code rentré est correct. Le clavier utilisé est un clavier à douze touches comprenant les chiffres de 0 à 9 ainsi que les touches «*» et «#». La touche «*» étant gérée pour rentrer un nouveau code, différent de celui programmé par défaut dans le microcontrôleur. Pour cela, il suffit de taper l'ancien code précédé de la touche «*», la sortie doit alors réagir si l'ancien code est correct, et il suffit à la suite de taper un nouveau code à quatre chiffres. La touche «#» n'est pas gérée comme une touche de code. Elle permet de refaire une remise à

```
S00A000073657272757265ED
S10700810102000371
S10700890405000660
S1070091070800094F
S10700990A00000B4A
S104078480F0
S10507FE0100F4
S1130100A6F8B7043F123F133F14BE14D6019EA1B4
S1130110FF2706E7153C1420F1A680B711AE08A30B
S11301208027F6BF00B600A407A1002609B611ABCC
S113013008B7115920E9BB1197F6A10A2606AE01AA
S1130140BF132014BE13A302273ABE12E115262EB4
S11301503C12B612B1142710B600A407A10026F869
S1130160AEFF5A26FDCC0119B613A10126023C1399
S11301701E00A67FAEFF5A26FD4A26F820023F1332
S11301803F1220D4BE12E7153C12B612B11426C891
S11301901E00A67FAEFF5A26FD4A26F820E001097C
S10601A00905FF4B
S9030000FC
```

Le DUMP.

SYSTÈME DE SURVEILLANCE PÉRIMÉTRIQUE

La surveillance des enfants

en plein-air n'est pas une occupation de tout repos.

Il suffit d'un moment

d'inattention des parents,

même de très courte durée,

pour que ces petits diables

se soient éloignés de telle

sorte que l'on ne puisse

plus les apercevoir.

Nous avons donc

imaginé un dispositif

électronique qui avertira l'accompagnateur dès que l'enfant sortira d'un

périmètre donné. Ce système se compose d'un émetteur miniature porté par

l'enfant et d'un récepteur à signalisation sonore que l'adulte conservera près de

lui. Il sera ainsi averti immédiatement de l'éloignement excessif de son petit protégé.

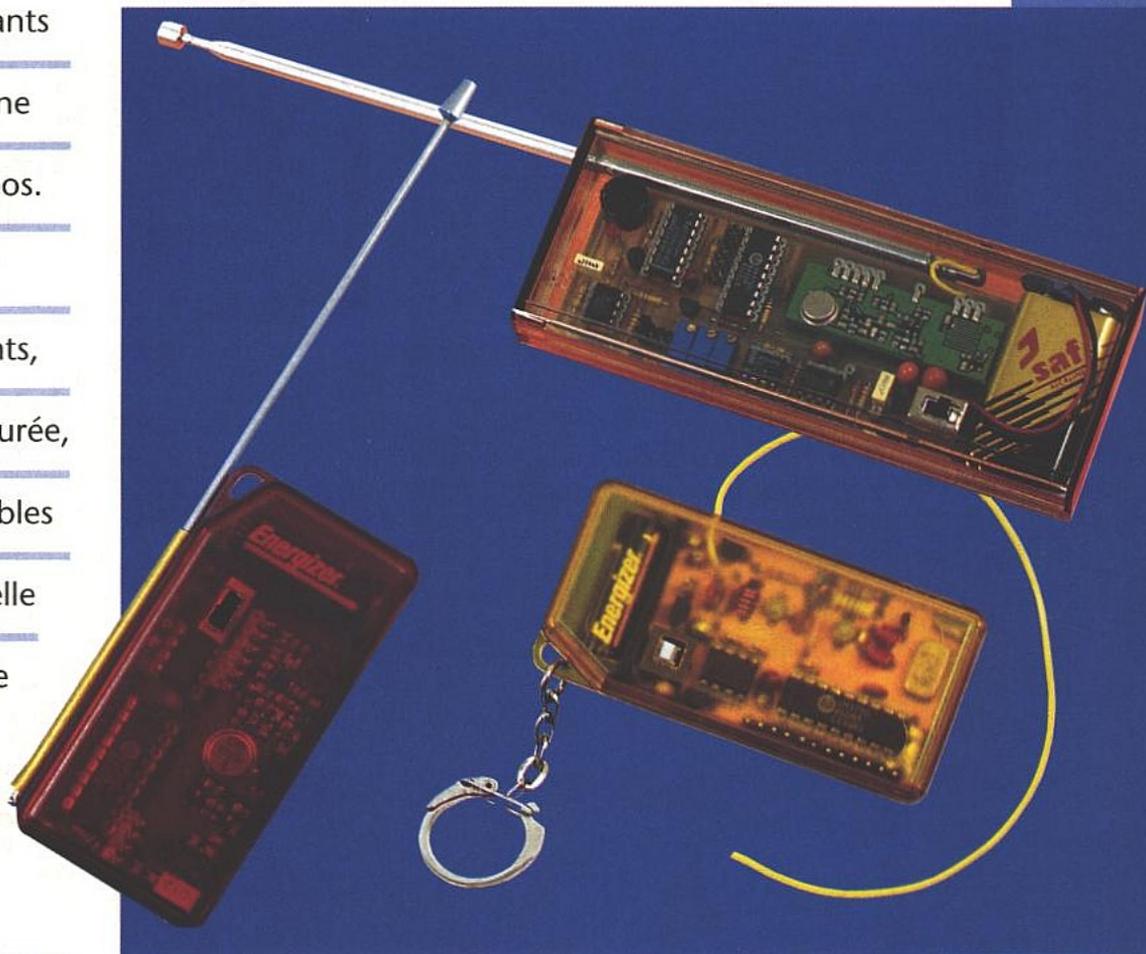
Le principe de notre réalisation est en fait très simple. Le montage est constitué d'un émetteur que nous avons conçu aussi réduit que possible sans devoir utiliser de composants CMS. Il émet un signal codé par un composant spécifique, et cela à intervalles réguliers. Ce signal est capté par le récepteur qui décode le signal. Tant que ce dernier est correctement reçu, l'alarme reste au repos. La puissance du signal reçu est réglable sur le récepteur, ce qui permet de régler approximativement la portée globale. On peut ainsi déterminer à une dizaine de mètres près le périmètre de sécurité que l'enfant ne devra pas franchir. La portée maximale de l'émetteur est d'environ 150 mètres en terrain dégagé, portée

qui sera atteinte si les réglages sont correctement effectués. Nous aurions pu augmenter notablement cette portée, mais cela se serait fait au détriment de la consommation de l'émetteur, et donc de l'autonomie de tout le système. Signalons que sur de mêmes bases on peut trouver d'autres applications. De par le principe on peut si plusieurs émetteurs se trouvent dans le même périmètre, avoir des alarmes intempestives mais cela est préférable à l'inverse.

L'ÉMETTEUR

Nous avons conçu deux émetteurs, afin de laisser le libre choix aux lecteurs qui réaliseront le montage : l'un est fa-

briqué à partir d'un module MIPOT, et l'autre à l'aide de composants discrets, ce qui divise par trois ou quatre le prix de revient de la platine. Chacun des deux possède ses avantages et ses inconvénients : le module MIPOT consommant moins de courant, son autonomie est plus grande, mais sa portée reste limitée à environ 100 mètres, toutes choses égales par ailleurs : mêmes antennes, même récepteur. L'émetteur à transistors consomme au contraire un courant plus important, mais son rayon d'action est plus grand. De plus en changeant quelques résistances, sa puissance peut être diminuée ou augmentée, ce qui ne peut absolument pas être fait sans risques sur un module MIPOT.



L'ÉMETTEUR À MODULE

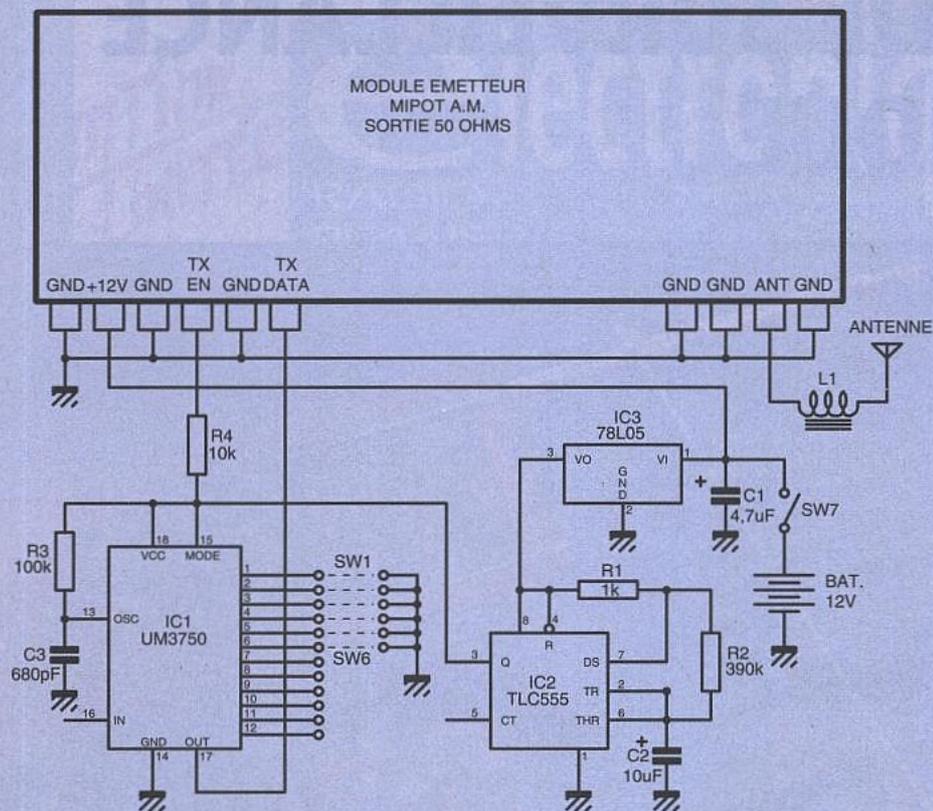
Son schéma de principe est donné en **figure 1** où l'on constate immédiatement sa grande simplicité. Nous avons choisi un émetteur MIPOT à sortie 50 ohms, ce qui permet la connexion directe d'une antenne externe ou d'un étage d'amplification accordé. La fréquence est de 224,5MHz. Sa consommation maximale est de 18mA. L'alimentation est assurée par une pile miniature de 12V, tension nécessaire au fonctionnement du module. Cette dernière est abaissée à +5V afin d'alimenter les circuits de commande d'émission et de codage. Le circuit IC2, un TLC555 (version LIN CMOS faible consommation du NE555) est monté en multivibrateur et fournit sur sa sortie 3 un signal rectangulaire de période d'environ 4 secondes avec un rapport cyclique approximatif de 40% : signal à l'état haut durant 1,6s et à l'état bas le reste du temps. Ce sont les résistances R1 et R2, ainsi que le condensateur C2 qui fixent cette fréquence. Cette sortie alimente le circuit codeur-décodeur UM3750 (IC1, version 5V du MM53200), qui fournit sur sa sortie 17 un train d'impulsions dont la largeur est déterminée par les commutateurs SW1 à SW6. Ce sont ces derniers qui détermineront donc le code envoyé au récepteur sur lequel les mêmes commutateurs seront positionnés d'une façon identique. Cette série de douze impulsions est générée tant que le circuit est alimenté. Employé en codeur, le UM3750 doit avoir sa broche 15 reliée au + alimentation, alors que lorsqu'il est utilisé en décodeur, cette dernière est reliée à la masse.

Ces signaux sont envoyés à la broche 6 du module MIPOT qui est l'entrée des données commandant l'émission. La broche 4, reliée à la ligne d'alimentation du circuit codeur, permet de positionner l'émetteur en mode d'attente, ce qui limite ainsi la consommation du montage. Les broches 1, 3, 5, 17, 18 et 20 sont reliées à la masse, et la broche 2 est utilisée pour l'alimentation du module.

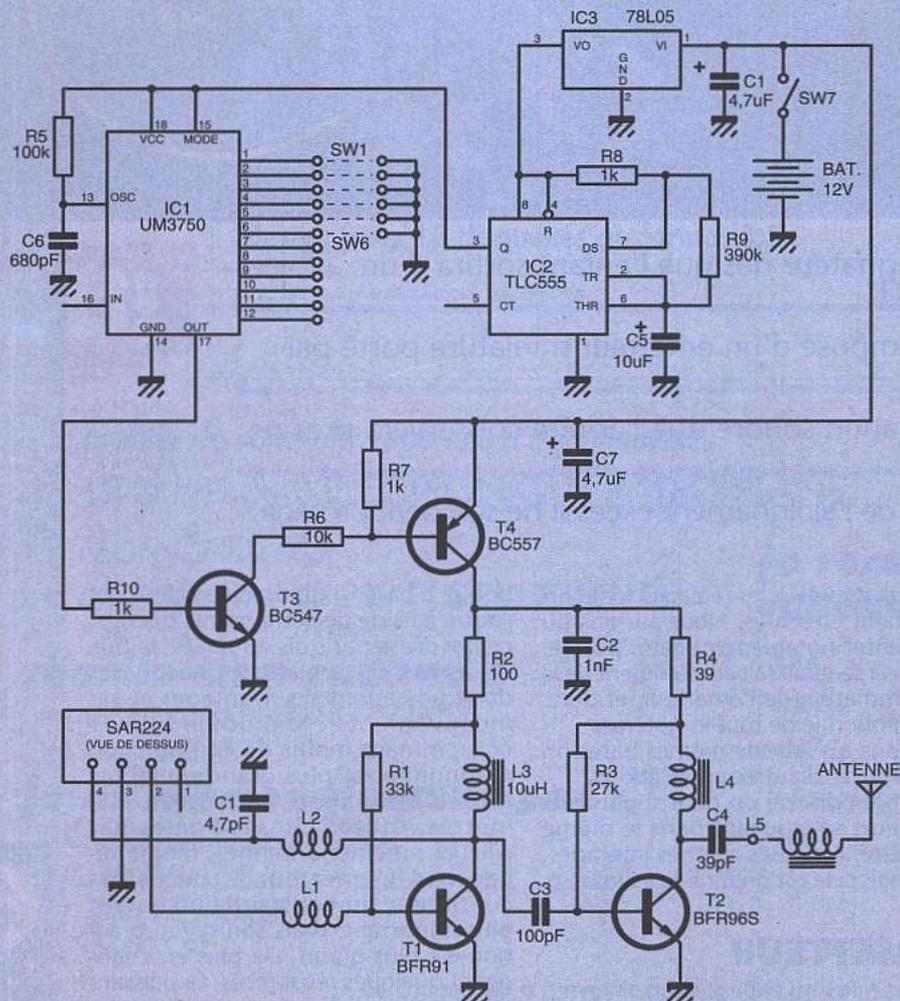
La broche 19 est la sortie d'antenne. Désirant limiter l'encombrement de l'émetteur, nous avons fabriqué l'antenne à partir d'un brin d'une quinzaine de centimètres, longueur insuffisante pour pouvoir rayonner en quart d'onde (environ 34 cm). Il a donc fallu l'allonger à l'aide d'une self placée à sa base (L1), self constituée de 5 à 6 tours de fil émaillé de 5/10ème de mm et de diamètre intérieur de 3mm, dans laquelle on pourra visser un noyau en ferrite afin d'obtenir le meilleur rendement, et donc la portée maximale. La consommation de la platine avoisine les 20mA en émission.

L'ÉMETTEUR À TRANSISTORS

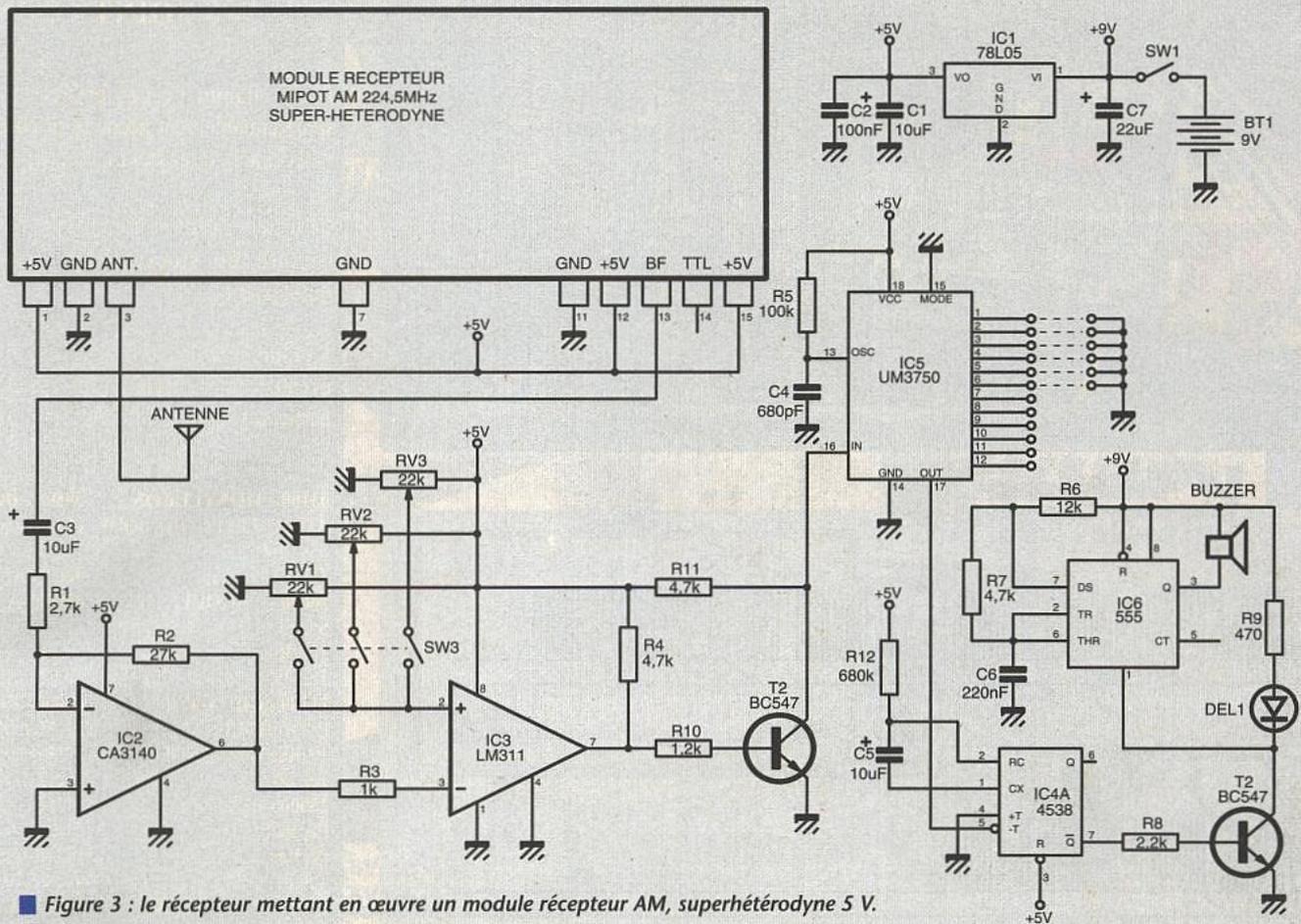
Le schéma de cette version est donné en **figure 2**, et est bien sûr basé sur le même principe, tout au moins en ce



■ Figure 1 : l'émetteur à module MIPOT.



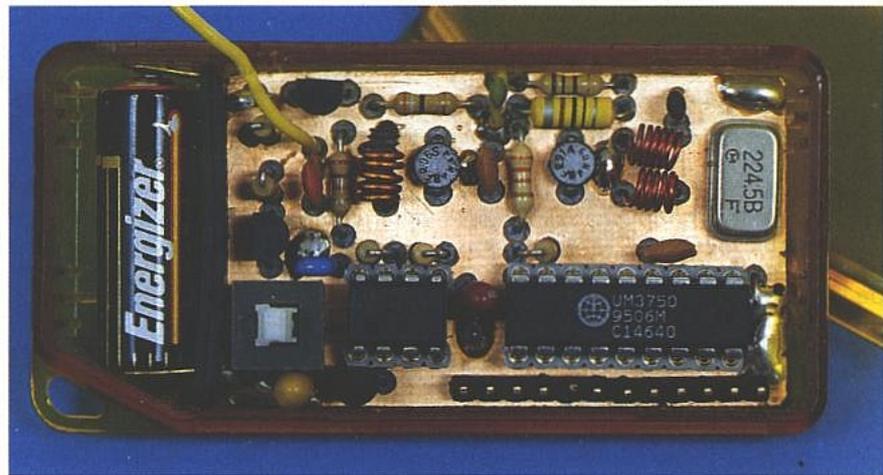
■ Figure 2 : l'émetteur à transistors.



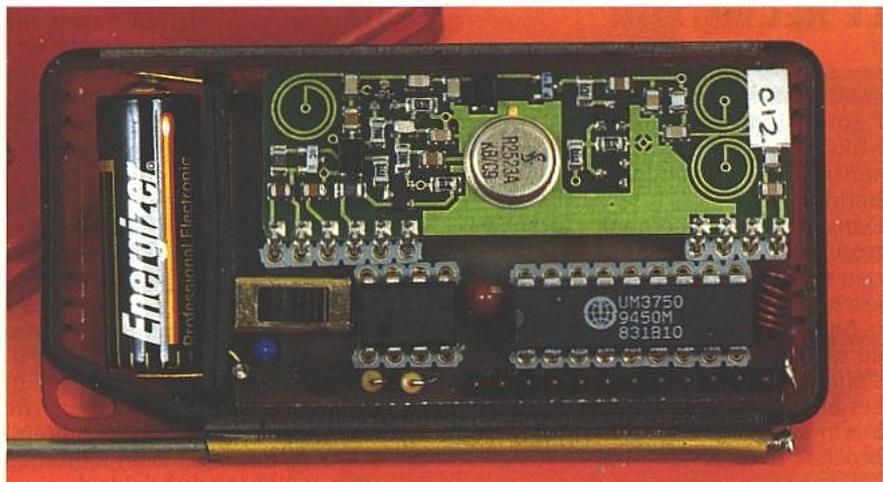
■ Figure 3 : le récepteur mettant en œuvre un module récepteur AM, superhétérodyne 5 V.

qui concerne le système de codage de l'émission.

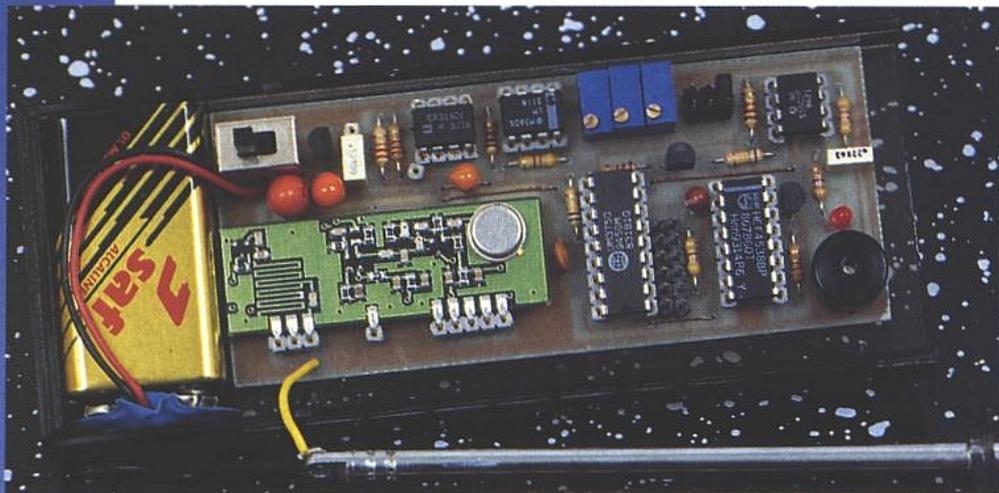
L'émetteur proprement dit est constitué des transistors T1 et T2, respectivement de type BFR91A et BFR96S. Le transistor T1 est l'oscillateur utilisant un résonateur à ondes de surface de type SAR224, et dont la fréquence de fonctionnement est de 224,5 MHz. Les deux selfs L1 et L2 placées en séries dans les pôles du résonateur produisent le déphasage nécessaire à la mise en oscillation du montage. Ces deux selfs seront fabriquées en bobinant 6 à 7 spires de fil émaillé de 3/10^e de mm sur un diamètre de 3mm. La base est polarisée par la résistance R1 de 33 kΩ et le courant de collecteur est fixé par R2 (100 Ω). Le signal, de faible puissance, est transmis à l'étage amplificateur T2 par une capacité de 100pF (C3). Dans son collecteur est insérée la self L4 constituée par 5 spires de fil émaillé de 6 à 7/10^e de mm bobinées sur un diamètre de 3mm. On pourra alors visser directement entre ces spires constituant un filetage, un petit noyau de ferrite qu'il conviendra de régler afin d'obtenir la plus grande puissance de sortie. Le signal H.F. est transmis à l'antenne via une capacité de 39pF (C4). Lors des essais, sans câbler la self L5 et en utilisant un morceau de fil souple de 17cm à 18cm de longueur comme antenne, nous avons atteint une portée de 120 mètres, avec une pile passablement usée qui présentait une tension d'un peu moins de 11V. En accordant l'antenne à l'aide de la self L5, cette distance sera largement dépassée.



■ Emetteur version « discrète ».



■ Emetteur version MIPOT AM 50 Ω.

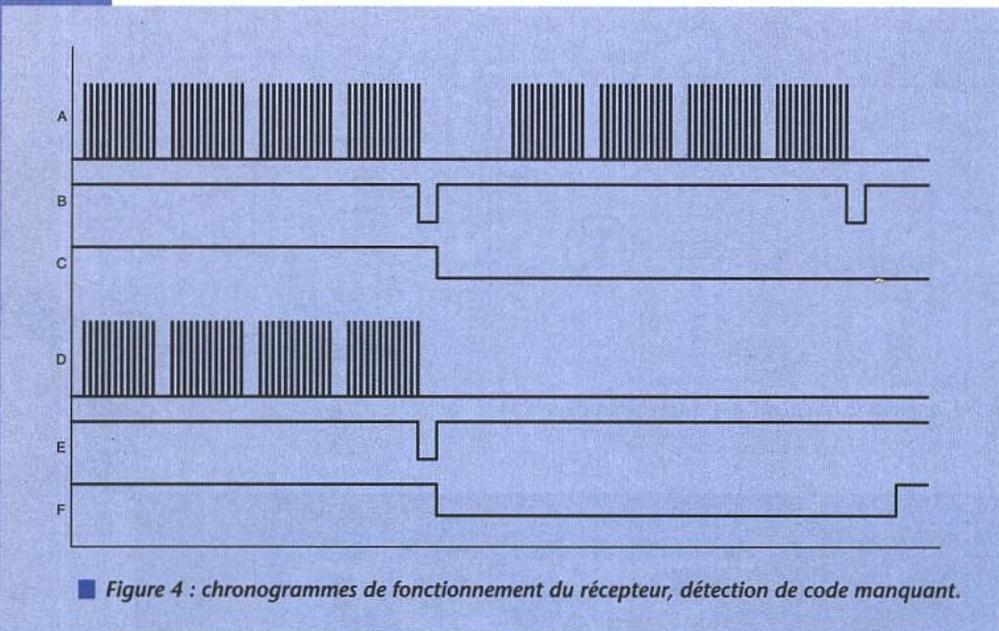


■ Le récepteur.

Dans chacun de ces points de vente, vous serez aimablement accueilli et conseillé, de plus vous bénéficierez des meilleurs prix.

Le matériel **elc** est présenté en vitrine, en cas de rupture de stock, il est réapprovisionné rapidement.

La fourniture de pièces, d'accessoires ou le retour éventuel pour réparation du matériel vendu font partie des services offerts.



■ Figure 4 : chronogrammes de fonctionnement du récepteur, détection de code manquant.

Les créneaux du codage issus de IC1 commandent le couple de transistors T3 et T4 (BC547C et BC557C), qui appliquent aux collecteurs des transistors de l'émetteur H.F. la tension d'alimentation au rythme du codage. Le courant consommé durant les cycles d'émission est de 25 mA à 28mA, alors qu'il retombe à environ 7mA lors des phases de repos du multivibrateur, le courant moyen consommé sera donc de l'ordre de 15 mA.

LE RÉCEPTEUR

Le schéma de principe du récepteur est donné en figure 3. Il est basé sur l'emploi d'un module récepteur MIPOT A.M. super hétérodyne, présentant une sensibilité relativement bonne.

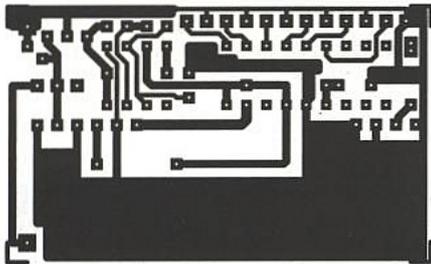
Dans le cas du récepteur, n'étant pas trop limité par l'encombrement, l'aérien sera constitué par une antenne télescopique que l'on pourra déployer à la bonne longueur et qui correspondra au quart d'onde. L'entrée des signaux s'effectue sur la broche 3 du module. Les broches 2, 7 et 11 sont à connecter à la masse et le +5V est distribué aux broches 1, 12 et 15.

Il existe sur ce récepteur deux sorties : l'une est au standard T.T.L. (0 /+5V) ;

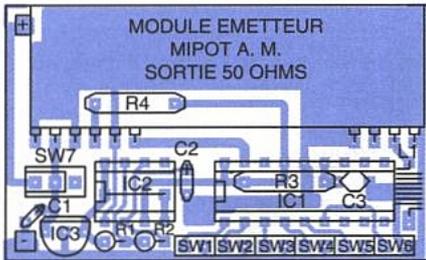
quant à la seconde, on peut la considérer comme une sortie B.F., mais qui présente une tension proportionnelle au niveau H.F. reçu par l'antenne. De plus, les signaux présents sur cette sortie sont inversés ; ainsi, lorsque l'émetteur envoie le code, le niveau monte à +5V maximum et l'on retrouve les créneaux inversés. C'est pourquoi il a fallu employer un amplificateur opérationnel supplémentaire, IC2, un CA3140. Il est d'un emploi facile puisque ne nécessitant qu'une seule tension d'alimentation. Un condensateur (C3, 10µF) bloque la composante continue et les signaux subissent ensuite une amplification par 10. L'AOP étant configuré en amplificateur inverseur, on retrouve en sortie le signal original. Là, l'amplitude des impulsions générées par le codeur de l'émetteur varie selon la distance qui le sépare du récepteur. Il suffit alors de comparer ces différents niveaux à des tensions fixes afin de déterminer cette distance à quelques mètres près.

C'est le rôle qui est attribué à IC3, un comparateur LM311. Il reçoit les signaux sur son entrée inverseuse. Sur son entrée non inverseuse peuvent être appliquées différentes tensions pré-régulées à l'aide des résistances ajustables RV1, RV2 et RV3 et cela à l'aide du commutateur SW3. Ce seront ces résis-

- | | |
|--|--|
| 03100 - MONTLUCON
ATELIER ELECTRONIQUE
2, av. Jules GUESDE
Tel: 70.03.38.33. | 59500 - DOUAI
Electronique Diffusion
16, Rue de la Croix d'Or
Tel: 27.87.70.71. |
| 16000 - ANGOULEME
S.D ELECTRONIQUE
252, Rue de Périgueux
Tel: 45.95.23.44. | 62000 - ARRAS
Electronique Diffusion
50, av. Lobbedez
Tel: 21.71.18.81. |
| 21300 - CHENOVE
Ets. REBOUL
19, Rue Paul LANGEVIN
Tel: 80.52.06.10. | 63000 - CLER - FERRAND
P.S.M. COMPOSANTS
22, Rue St. ADJUTOR
Tel: 73.31.13.76. |
| 25000 - BESANCON
Ets. REBOUL
72, Rue de Trépillot
Tel: 81.50.14.85. | 67100 - STRASBOURG
FORCE 6
227, Route de Colmar
Tel: 88.39.76.49. |
| 25000 - BESANCON
Ets. REBOUL
Place du Marché
Tel: 81.81.02.19 | 69003 - LYON
T.P.R.
60, Cours Lafayette
Tel: 78.60.26.23. |
| 28000 - CHARTRES
E.C.E.L.I.
17, Rue du Petit Change
Tel: 37.21.45.97 | 69008 - LYON
Electronique Diffusion
45, Rue Maryse-Bastie
Tel: 78.76.90.91. |
| 30900 - NIMES
KITS ET COMPOSANTS
85A, Rue de la République
Tel: 66.04.05.83. | 75010 - PARIS
SAINT QUENTIN RADIO
6, Rue St. Quentin
Tel: (1) 40.37.70.74. |
| 31405 - TOULOUSE
Cptoir du LANGUEDOC Pro.
2, Impasse Didier Daurat
Tel: 61.36.07.02. | 75011 - PARIS
C.A.P.
167, Rue de la Roquette
Tel: (1) 43.72.04.01. |
| 34400 - LUNEL
Electronique Diffusion
155, Bd. Louis Blanc
Tel: 67.83.26.90. | 75012 - PARIS
TERAL
26ter, Rue Traversière
Tel: 1 43.07.87.74. |
| 38000 - GRENOBLE
CHARLAS
38, Av. Alsace Lorraine
Tel: 76.46.29.02. | 77000 - REAU
EFICA
51, Rue d'Ourdy
Tel: (1) 64.88.45.65. |
| 44031 - NANTES
E. 44
92, Quai de la Fosse
Tel: 40.73.53.75. | 78700 - CONFLANS Ste.H.
SONEL DIFFUSION
10, Allée du Point du Jour
Tel: (1) 39.19.91.79. |
| 59000 - LILLE
Electronique Diffusion
234, Rue des Postes
Tel: 20.30.97.96. | 84091 - AVIGNON
KITS ET COMPOSANTS
170, Chemin de Ramatuel
Tel: 90.85.28.09 |
| 59100 - ROUBAIX
Electronique Diffusion
15, Rue de Rome
Tel: 20.70.23.42. | 86000 - POITIERS
OHM ELECTRONIQUE
15, Bd. de la Digue
Tel: 49.61.25.29. |
| 59140 - DUNKERQUE
Electronique Diffusion
19, Rue du Dr. Lemaire
Tel: 28.66.60.90. | 92240 - MALAKOFF
Electronique Diffusion
43, Rue Victor Hugo
Tel: (1) 46.57.68.33. |
| 59300 - VALENCIENNES
Electronique Diffusion
39, Av. de St. Amand
Tel: 27.30.97.71. | |



■ Figure 5 : émetteur à module.



■ Figure 6 : attention aux composants placés sous IC1.

l'émetteur à module MIPOT. Le circuit sera réalisé sur de l'époxy double face. La face supérieure sera gardée intacte et lorsque les trous de passage des pattes des composants seront percés, on procédera à un fraisage de ces derniers à l'aide d'un forêt de 4mm de diamètre, afin d'assurer l'isolation sauf aux pastilles de masses, notamment les émetteurs de T1 et T2. Cette face supérieure assurera le plan de masse de l'émetteur et procurera un fonctionnement sans problèmes.

Les circuits intégrés seront placés sur des supports constitués de morceaux de barrettes sécables. Le résonateur à ondes de surface sera plaqué contre la surface cuivrée puis soudé.

Les selfs L1 et L2 n'ont pas une valeur critique, mais il conviendra tout de même de respecter leur mode de réalisation décrit dans l'un des paragraphes précédents. Par contre, la self L4 comportera le nombre de spires indiqué et l'on respectera le diamètre intérieur du bobinage. Les spires seront ensuite légèrement écartées afin de pouvoir être utilisées comme le filet d'un écrou par le noyau en ferrite qui servira au réglage. Si l'on désire atteindre la portée maximale, il conviendra de construire la self L5, qui comportera 6 spires de fil émaillé de 5/10° de mm bobinées sur un diamètre de 3mm. Comme pour l'inductance L4, on vissera ensuite un noyau en ferrite directement entre les spires. Elle sera ensuite placée à la base de l'antenne qui pourra être constituée d'une tige métallique de petit diamètre et le tout sera fixé à l'extérieur du coffret contre le flanc de ce dernier. La self de choc pourra être une inductance surmoulée de 10µH. On pourra également la réaliser en bobinant une vingtaine de spires de fil émaillé de 3/10 à 4/10° de mm sur un bâtonnet en ferrite de 1,6 mm de diamètre (MPK).

Certains des composants devant être connectés à la masse devront être soudés de part et d'autre du circuit imprimé. Cela ne s'applique pas aux transistors T1 et T2 dont les émetteurs seront soudés seulement sur le plan supérieur.

Les commutateurs SW1 à SW7 seront identiques à ceux du premier émetteur.

LE RÉCEPTEUR

Pour le récepteur, nous n'avons pas fait dans la miniature. Le dessin de son circuit imprimé est donné en figure 9 et est réalisé sur de l'époxy simple face. La platine comporte quelques straps qu'il faudra mettre en place avant tout autre composant.

Le module récepteur MIPOT sera placé sur de la barrette sécable, tout comme les circuits intégrés, ce qui sera très pratique en cas de panne de l'un de ces composants.

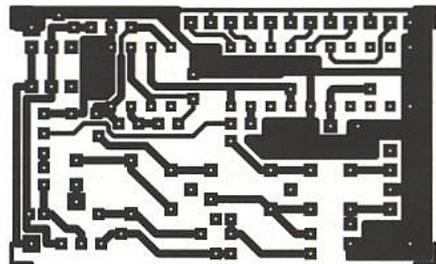
Les résistances ajustables RV1, RV2 et RV3 seront obligatoirement des modèles multitours. Les commutateurs qui les mettront en fonction seront réalisés à l'aide de picots à souder sur lequel on pourra positionner le cavalier. Le circuit intégré IC6 sera soit du type TLC555, soit du type NE555, la consommation important peu ici, puisqu'il ne sera mis sous tension que lors de l'alarme, qui, espérons-le, ne devra pas retentir trop souvent.

Tous les condensateurs polarisés seront des modèles au tantale de type boule, ces derniers ne nécessitant que peu d'espace pour leur positionnement. La diode DEL1 sera choisie de préférence à haute luminosité afin de pouvoir être vue lors de son illumination même par fort éclairage ambiant.

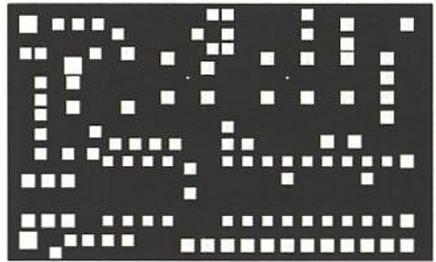
LES ESSAIS

● Le récepteur

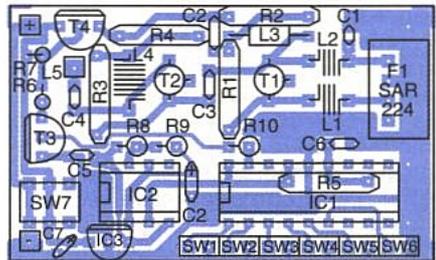
On positionnera le cavalier de SW3 de manière à mettre en service la résistance ajustable RV1. On règlera cette dernière de manière à obtenir 0V sur son curseur, ce qui positionnera le ré-



■ Figure 7a : émetteur « discret » côté cuivre.



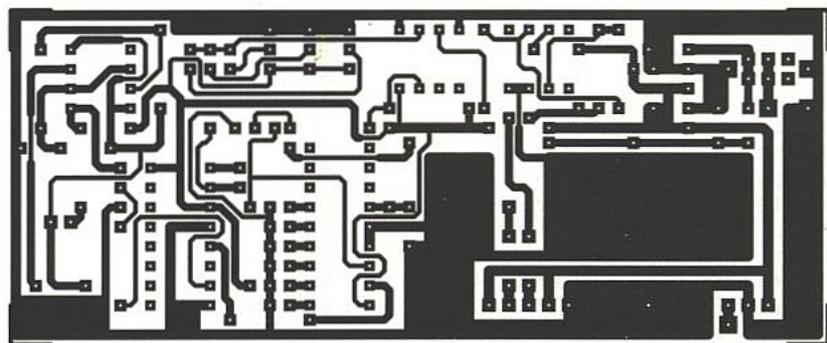
■ Figure 7b : emplacement des plots à fraiser sur le plan de masse.



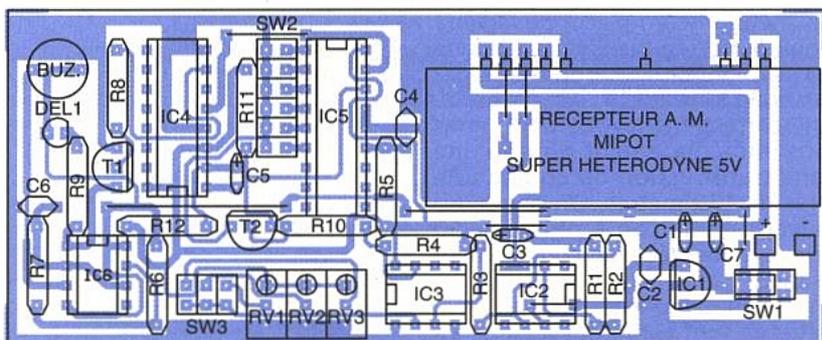
■ Figure 8 : L5 sera en série avec l'antenne hors platine.

cepteur en sensibilité maximale. On ne positionnera pas de cavaliers sur SW2.

On alimentera le montage à l'aide d'une pile de 9V. Dès la mise sous tension, le buzzer doit émettre un son et la DEL doit s'illuminer. On pourra éventuellement connecter la sonde



■ Figure 9 : cuivre récepteur.



d'un oscilloscope en sortie de IC2 et l'on devra apercevoir sur l'écran le bruit produit par le récepteur.

● **L'émetteur à module MIPOT**

L'émetteur à module MIPOT ne nécessitant aucun réglage (mis à part la self L1), il devra fonctionner immédiatement dès sa mise sous tension. Le code émis devra bien entendu être le même que celui préréglé sur le récepteur. On alimentera donc le récepteur qui devra émettre le son d'alarme, puis on mettra sous tension l'émetteur. L'alarme doit se couper après un bref instant (environ 1/2 à 1 seconde). Si tel n'est pas le cas, éloigner l'émetteur de quelques dizaines de cm. Sur l'écran de l'oscilloscope on doit alors apercevoir les trains d'impulsions du codeur. Après extinction de l'émetteur, l'alarme doit se faire à nouveau entendre au bout d'un délai de 4 à 5 secondes. Si cette durée vous semble trop longue, il suffit de diminuer la valeur de la résistance R12 du récepteur.

Pour les essais de portée, il faudra obligatoirement se faire aider par une autre personne. Sans réglage de la self, la portée doit atteindre 70 à 80 mètres. Puis le récepteur sera éloigné jusqu'à ce qu'il ne reçoive plus le signal. Là, il conviendra de régler le noyau de L1 jusqu'à ce que le signal soit de nouveau reçu. Puis on éloignera à nouveau le récepteur et l'on réitérera la précédente opération.

Nous sommes ainsi parvenu à une portée de 100 à 110 mètres.

● **L'émetteur à transistors**

Si tout a été réalisé conformément aux indications données dans le paragraphe de la réalisation, l'émetteur doit fonctionner dès sa mise sous tension. Il se peut toutefois que l'oscillateur refuse de démarrer immédiatement, ce qui proviendrait du résonateur à ondes de surface. Dans ce cas, il suffit d'introduire dans l'une des bobines L1 OU L2, un petit barreau de ferrite ou un petit cylindre métallique (de préférence en laiton). Si l'oscillateur démarre avec la ferrite, il conviendra d'augmenter de 1 à 3 spires l'inductance concernée. Si il démarre avec le noyau métallique, il suffira d'écarter légèrement les spires de la self jusqu'à obtenir l'entrée en oscillations. Il se peut que ces opérations doivent être effectuées sur les deux selfs.

On procédera aux mêmes essais que précédemment avec le récepteur. On réglera les selfs L4 et L5 (si cette dernière a été mise en place) de façon à obtenir la portée maximale. Comme nous le disions plus haut, sans réglages poussés (et sans self L5, donc sans antenne correctement accordée), nous avons immédiatement obtenu une bonne transmission du code à une portée de 130 mètres. On peut ainsi espérer une liaison à plus de 150 mètres avec des réglages correctement effectués.

Signalons pour conclure que les deux émetteurs sont alimentés à l'aide de piles miniatures de 12V, piles affichant une capacité de 33mAh. On peut ainsi

espérer une autonomie d'un peu moins de deux heures.

Nous espérons que cette réalisation intéressera beaucoup de nos lecteurs, parents de charmants bambins aimant

s'aventurer dans la nature et faisant précocement preuve d'une certaine indépendance.

P. OGUIC

NOMENCLATURE

ÉMETTEUR À MODULE MIPOT

Résistances :

- R1 : 1 kΩ
- R2 : 390 kΩ
- R3 : 100 kΩ
- R4 : 10 kΩ

Condensateurs :

- C1 : 4,7 μF 16 V tantale boule
- C2 : 10 μF 16 V tantale boule
- C3 : 680 pF céramique

Circuits intégrés :

- IC1 : UM3750
- IC2 : TLC555
- IC3 : 78L05

Divers :

- 1 module MIPOT AM sortie 50 ohms 224,5 MHz
- 1 noyau ferrite de 3 mm de diamètre
- L1 : (voir texte)
- 1 boîtier plastique
- barrette sécable pour supports
- barrette sécable picots cavaliers
- 1 interrupteur miniature
- 1 pile 12 V

ÉMETTEUR À TRANSISTORS

Résistances :

- R1 : 33 kΩ
- R2 : 100 Ω
- R3 : 27 kΩ
- R4 : 39 Ω
- R5 : 100 kΩ
- R6 : 10 kΩ
- R7, R8, R10 : 1 kΩ
- R9 : 390 kΩ

Condensateurs :

- C1 : 4,7 pF céramique
- C2 : 1 nF céramique
- C3 : 100 pF céramique
- C4 : 39 pF céramique
- C5 : 47 nF
- C6 : 680 pF céramique
- C7 : 4,7 μF 16 V tantale boule
- C8 : 10 μF 16 V tantale boule

Semi-conducteurs :

- T1 : BFR91A
- T2 : BFR96S
- T3 : BC547C
- T4 : BC557C

Circuits intégrés :

- IC1 : UM3750
- IC2 : TLC555
- IC3 : 78L05

Divers :

- 1 interrupteur miniature
- barrette sécable pour supports
- barrette sécable picots cavaliers
- L3 : 10 μH
- L1, L2, L4, L5 : voir texte
- 2 noyaux ferrite
- 1 résonateur à ondes de surface SAR224 (Murata)
- 1 boîtier plastique
- 1 pile 12 V

RÉCEPTEUR

Résistances :

- R1 : 2,7 kΩ
- R2 : 27 kΩ
- R3 : 1 kΩ
- R4, R7, R11 : 4,7 kΩ
- R5 : 100 kΩ
- R6 : 12 kΩ
- R8 : 2,2 kΩ
- R9 : 470 Ω
- R10 : 1,2 kΩ
- R12 : 680 kΩ

Condensateurs :

- C1, C3, C5 : 10 μF 16 V tantale boule
- C2 : 100 nF
- C4 : 680 pF céramique
- C6 : 220 nF

Semi-conducteurs :

- T1, T2 : BC547C
- DEL1 : diode électroluminescente rouge (modèle haute luminosité)

Circuits intégrés :

- IC1 : 78L05
- IC2 : CA3140
- IC3 : LM311
- IC4 : CMOS 4538
- IC5 : UM3750
- IC6 : NE555 ou TLC555

Divers :

- 1 module récepteur MIPOT AM super hétérodyne 224,5 MHz
- barrettes sécable pour support
- barrette sécable picots cavaliers
- 1 interrupteur miniature
- 1 buzzer miniature
- 1 noyau ferrite
- 1 pile 9 V ou 1 accu 9 V de mêmes dimensions
- 1 boîtier plastique

TRACÉS DE DROITES SUR μ CONTRÔLEUR

Les afficheurs LCD «classiques» de type caractères disparaissent progressivement

au profit d'afficheurs graphiques. Ces afficheurs ont généralement un mode

alphanumérique qui permet de les utiliser comme leurs prédécesseurs et

disposent en outre d'un mode complètement graphique qui permet d'accéder

indépendamment aux différents pixels composant l'écran. Ces nouvelles

potentialités facilitent la réalisation de tracés de courbes ou le dessin de

fenêtres pour améliorer la présentation des applications à microprocesseur.

Parmi les primitives graphiques nécessaires, la première est la primitive de tracé

de droite. Si le tracé de droites horizontales ou verticales ne pose pas de

problème (ainsi que les droites à 45°), il en va différemment pour le tracé de

droites d'inclinaison quelconque.

Nous allons voir ce mois-ci comment fonctionne l'algorithme le plus répandu de tracé de droite, celle-ci étant définie par son point de départ (X1, Y1) et son point d'arrivée (X2, Y2). L'algorithme choisi doit satisfaire plusieurs critères :

- les lignes doivent apparaître comme continues (c'est à dire sans trous),
- les lignes doivent commencer et finir à une position précise,
- les lignes doivent être tracées rapidement.

Les points de départ et d'arrivée étant connus, la première idée qui vient à l'esprit est de calculer la pente de la droite $a = (Y2 - Y1) / (X2 - X1)$ et de réécrire l'équation de la droite sous la forme $Y = aX + b$. On pourra donc pour chaque X calculer la valeur Y correspondante. Cette méthode oblige à calculer pour chaque point un produit et une addition en utilisant des opérations en calcul flottant puisque le rapport $(Y2 - Y1) / (X2 - X1)$ n'est pas forcément une valeur entière. La lenteur des opérations flottantes sur les petits microcontrôleurs nous fera donc écarter cette solution.

La deuxième idée est de tracer la droite de manière incrémentale, c'est à dire en utilisant la valeur du dernier pixel tracé pour tracer le suivant. On remarquera que si on ne s'intéresse qu'à des segments dont l'angle par

rapport à l'horizontale est compris entre 0 et 45 degrés, et si on trace le segment de la droite vers la gauche, la position verticale de chaque nouveau pixel est soit identique au pixel précédent, soit égale à la valeur verticale du pixel précédent plus 1. A la limite, pour un segment incliné à 45°, la position verticale de chaque nouveau pixel est incrémentée de 1 chaque fois que l'on se déplace d'un pixel en horizontal. On a donc :

$$Y_{i+1} = Y_i + \Delta Y$$

$$Y_{i+1} = Y_i + \Delta X * ((Y2 - Y1) / (X2 - X1))$$

$$X_{i+1} = X_i + \Delta X$$

En prenant $\Delta X = 1$, la nouvelle valeur du pixel sera :

$$\text{Position}_X = X_{i+1}$$

$$\text{Position}_Y = \text{Valeur Entière}(Y_{i+1})$$

Cet algorithme a l'inconvénient d'accumuler une valeur flottante ce qui, à la longue, aboutit à une imprécision sur la position du pixel, particulièrement pour celui qui correspond au point terminal. De plus, les pixels tracés peuvent être différents si on inverse le point de départ et le point d'arrivée.

L'algorithme de Bresenham permet de s'affranchir de ces problèmes. Voici sa version simplifiée pour une droite dont la pente est inférieure à un angle de 45° :

```

Tracé de droite. Algorithme de Bresenham
; trace la ligne depuis le point R4:R5 Jusqu'au point R6:R7. R4 et R6 sont
; les «x» et R5, R7 sont les «y» L'espace dans lequel on trace est un carré
; pour lequel x et y varient de 0 à 255. La fonction qui trace le pixel est
; la fonction PIXEL qui a pour parametre R6 = X, R7 = Y

SEGMENT_DATA      SEGMENT DATA
SEGMENT_BIT        SEGMENT BIT
SEGMENT_CODE       SEGMENT CODE

RSEG              SEGMENT_DATA
X_PIX :           DS          1           ; position du pixel courant
Y_PIX :           DS          1
DX :              DS          1           ; deltax
DY :              DS          1           ; deltay
INCX :            DS          1           ; incrément de X_PIX
INCY :            DS          1           ; incrément de Y_PIX
CPT :             DS          1           ; compteur de 1 a deltax ou deltay
ERREUR :          DS          2           ; l'erreur peut être supérieure à 255

RSEG              SEGMENT_BIT
CHANGE :          RSEG        1           ; indique |DY| > |DX|

MSB               EQU         0
LSB               EQU         1
    
```

■ Suite page suivante

début

```
X = X1
Y = Y1
ΔX = X2 - X1
ΔY = Y2 - Y1
e = ΔY / ΔX - 1/2
pour i = 1 à ΔX
    Trace(X, Y)
    tant que (e >= 0)
        Y = Y+1
        e = e-1
    fin tant que
```

```
X = X+1
e = e+ΔY / ΔX
```

fin pour i ...

fin

Cet algorithme simplifié a encore une variable (e) flottante. On voit que dans le calcul, seul le signe de e intervient. On peut donc, en multipliant les équations où e apparaît par (2 x ΔX) transformer l'algorithme de manière à n'utiliser que des nombres entiers. Par ailleurs, en inversant le rôle de X et Y, on pourra tracer des droites dont la pente est supérieure à un. Voici l'algorithme de Bresenham définitif qui permet de tracer un segment dont on définit le point de départ (X1, Y1) et le point d'arrivée (X2, Y2) :

début

```
X = X1
Y = Y1
ΔX = abs(X2 - X1)
ΔY = abs(Y2 - Y1)
S1 = Signe(X2 - X1)
S2 = Signe(Y2 - Y1)
si ΔY > ΔX alors
    tampon = ΔX
    ΔX = ΔY
    ΔY = tampon
    XYchange = 1
```

```
sinon
    XYchange = 0
```

fin si

```
e = 2 * ΔY - ΔX
pour i = 1 à ΔX
```

```
    Trace(X, Y)
    tant que (e >= 0)
        si XYchange = 1 alors
            X = X+S1
        sinon
            Y = Y+S2
        fin si
        e = e - (2 * ΔX)
```

```
    fin tant que
    si XYchange = 1 alors
        Y = Y+S2
```

```
    sinon
        X = X+S1
```

fin si

```
e = e + (2 * ΔY)
fin pour i ...
```

fin

Le listing 1 est la traduction en assembleur 80X51 de l'algorithme de Bresenham. Il permet de tracer des segments dans un espace dont les coordonnées X et Y des points peuvent prendre toutes les valeurs de 0 à 255.

```

; BRESENHAM... Tracé de droite ((R4, R5) : (R6, R7))
LIGNE:  MOV     A, R4
        MOV     X_PIX, A
        MOV     A, R5
        MOV     Y_PIX, A
        CLR     A
        MOV     INCX, A
        MOV     INCY, A
        MOV     ERREUR+MSB, A
        CLR     CHANGE
        CLR     C
        MOV     A, R7
        SUBB    A, R5
        JZ     LINE0
        INC     INCY
        JNC    LINE0
        CPL     A
        INC     A
        DEC     INCY
        DEC     INCY
LINE0:  MOV     DY, A
; après avoir calculé dy, calcule dx.
        CLR     C
        MOVA, R6
        SUBBA, R4
        JZ     LINE1
        INC     INCX
        JNC    LINE1
        CPL     A
        INC     A
        DEC     INCX
        DEC     INCX
LINE1:  MOV     DX, A
; compare IDX1 et IDY1 pour savoir si la pente est > à 1
        CJNE   A, DY, LINE4
LINE4:  JNC     LINES
        XCH    A, DY
        MOV    DX, A
        SETB   CHANGE
        MOV    A, DX
; valide le compteur de boucle
LINES:  MOV     CPT, A
; calcule l'erreur initiale
        MOV    A, DY
        ADD    A, DY
        JNC   LINE6
        INC   ERREUR+MSB
        CLR   C
LINE6:  SUBB    A, DX
        MOV    ERREUR+LSB, A
        JNC   LOOP
        DEC   ERREUR+MSB
; teste le compteur de boucle (for CPT = 1 to DX ...)
; ici on ne trace pas le dernier pixel pour permettre un raccordement en
; cas de tracés successifs. Si on désire tracer le dernier pixel, il faut
; modifier le contrôle de boucle pour effectuer la boucle une fois de plus,
; ou ajouter un appel à PIXEL en fin de tracé de ligne
LOOP:   MOV    A, CPT
        JZ     LOOPFN
; début de la boucle d'affichage de pixel
LOOPDB:
; appelle la fonction externe qui affiche le pixel R6, R7. Cette fonction
; est propre au hardware employé... A vous de l'écrire...
        MOV    A, X_PIX
        MOV    R6, A
        MOV    A, Y_PIX
        MOV    R7, A
        CALL   PIXEL
; tant que ERREUR >= 0
ERRSUP: MOV    A, ERREUR+MSB
        JB     ACC 7, ERRINF; MSB = 1, négatif
; suivant le flag CHANGE, incrémente X_PIX ou Y_PIX
        JNB   CHANGE, ERRSU0
        MOV    A, X_PIX
        ADD    A, INCX
        MOV    X_PIX, A
        AJMP  ERRSU1
ERRSU0: MOV    A, Y_PIX
        ADD    A, INCY
        MOV    Y_PIX, A
ERRSU1:
; calcule ERREUR = ERREUR - (2 X |DX|)
        CLR   C
        MOV    A, ERREUR+LSB
        SUBB   A, DX
        JNC   ERRSU2
        DEC   ERREUR+MSB
        CLR   C
ERRSU2: SUBB   A, DX
        MOV    ERREUR+LSB, A
        JNC   ERRINF
        DEC   ERREUR+MSB
        AJMP  ERRSUP
; suivant change incrémente Y_PIX ou X_PIX
ERRINF: JNB   CHANGE, ERRINO
        MOV    A, Y_PIX
        ADD    A, INCY
        MOV    Y_PIX, A
        AJMP  ERRIN1
ERRINO: MOV    A, X_PIX
        ADD    A, INCX
        MOV    X_PIX, A
; ERREUR = ERREUR + (2 X |DY|)
ERRIN1: MOV    A, ERREUR+LSB
        ADD    A, DY
        JNC   ERRIN2
        INC   ERREUR+MSB
ERRIN2: ADD    A, DY
        MOV    ERREUR+LSB, A
        JNC   ERRIN3
        INC   ERREUR+MSB
ERRIN3:
; Fin de boucle. Décrémente le compteur de boucle et saute si différent de 0
        DJNZ  CPT, LOOPDB
LOOPFN: RET
; fin de boucle de 1 à CPT

```

Listing 1

ELIPS, SATELLITE D'HORLOGE RADIO

Les changements d'horaires

(été - hiver et recto - verso)

posent à tout le monde de

nombreux désagréments.

Mettre à l'heure toutes les

montres, horloges, réveils,

magnétoscopes, fax,

ordinateurs, etc. est déjà une

tâche fastidieuse dans un

environnement domestique

«classique». Si on examine le temps passé pour cette mise à jour dans les lieux

publics, les chiffres annoncés sont un peu effrayants. L'idée d'un réseau

permettant d'asservir un nombre important de satellites à un Maître n'est pas

nouvelle, mais s'avère peu appliquée car souvent ruineuse.

L'étude abordée ici ouvre la route aux transmissions série (ou I2C) avec des

moyens simples, pour des horloges type «RADIO». La solution HEILAND, qui

peut paraître coûteuse à première vue, offre toutefois la possibilité de raccorder

50 satellites par paires de lignes MAÎTRE, chacune pouvant atteindre 3 km.

En janvier et février 1991 (ERP n° 518 et 519) nous avons abordé la réalisation d'une horloge dont la particularité était d'afficher les secondes sous la forme d'une «roue» de 60 LED en mode décomptage.

Peu de temps après la disparition au catalogue Intersil du ICM7218E, SELECTRONIC offrait un kit de l'«AC CLOCK» à base de 4297 programmé, capable d'afficher également la date. Dans le numéro 557 il était proposé une solution de remplacement du

7218, en mesure cette fois de gérer la «roue» sous trois modes : décompte, compte, dot (point).

Aujourd'hui, la formule proposée bénéficie des améliorations du n°557, mais s'avère d'une conception globale sensiblement différente, comme nous allons le voir.

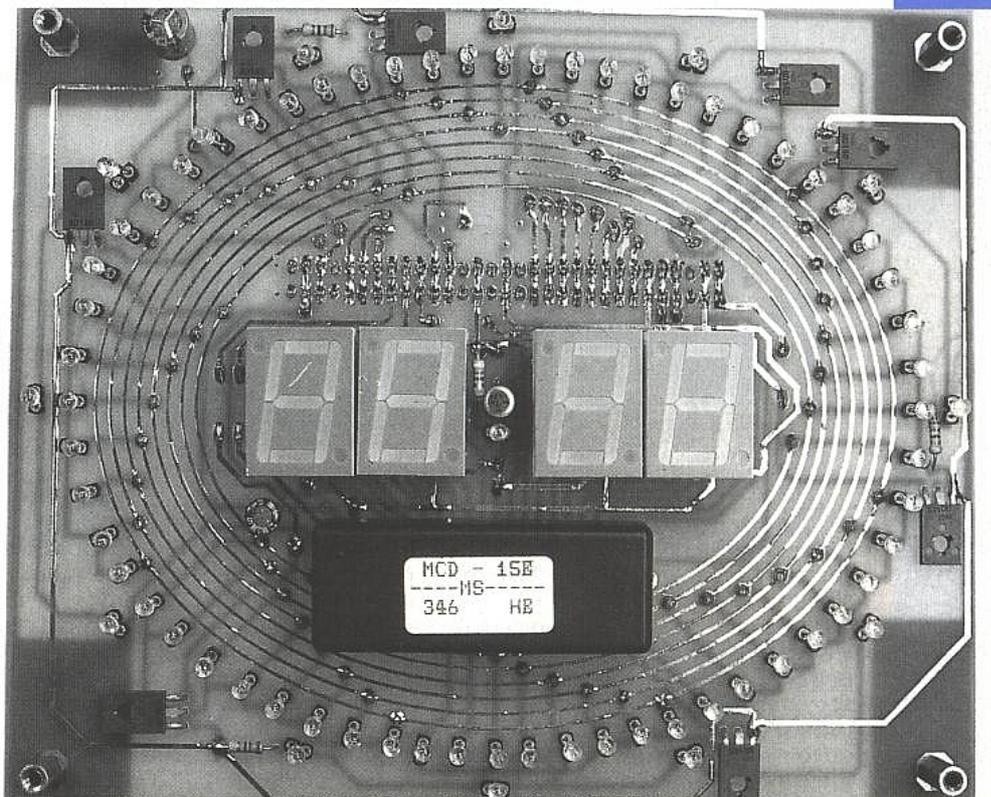
Accessoirement c'était l'occasion pour l'auteur de lancer un défi à sa CAO, en retenant pour la roue la forme d'une ellipse ! Excellent exercice de style mettant en œuvre de nombreuses as-

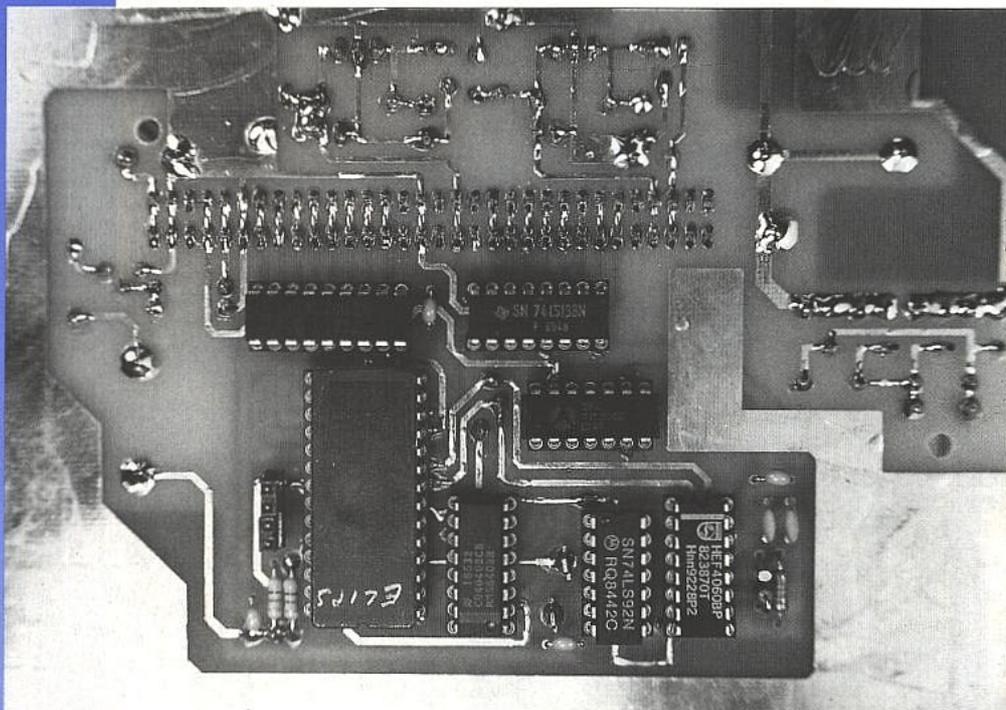
tuces - peu fréquemment employées il est vrai dans les réalisations courantes - mais pourtant efficaces.

A noter enfin qu'ELIPS est un «mémo» de fichiers, volontairement mal orthographié !

CAHIER DES CHARGES

- moyen format (l'ellipse des secondes à été fixée à 15 x 12 cm alors que la roue d'AC CLOCK faisait 23 cm de diamètre).





- affichage des heures et minutes au moyen d'afficheurs de 20 mm.
- construction, maintenance et personnalisation aisées.
- offrir les trois modes cités précédemment (sélectionnables par cavaliers).
- permettre une utilisation en «réseau» tout en gardant l'indépendance de mode à chaque satellite : on devra pouvoir mélanger des satellites commutés indifféremment en décompte, compte ou dot, sans que le MAÎTRE impose sa propre loi.
- la sauvegarde des données (en cas de coupure du réseau) ne sera assurée que par le MAÎTRE.
- la remise en ordre de la distribution EDF conduira naturellement à la réactualisation de tous les satellites (modes compris).

A ce sujet, il est parfois bon de bien réfléchir aux besoins réels : supposons par exemple une station de radio ou autres locaux publics ou privés, ne disposant pas d'un groupe de secours garantissant l'autonomie. En cas de coupure EDF, tout s'arrête : les platines, la console, les liaisons HF vers l'émetteur, mais aussi les ordinateurs non raccordés à des onduleurs, l'éclairage, le fer à souder, etc.

Il faut faire la différence entre une «micro-coupure» qui se traduit généralement par un « flash » de l'éclairage et une belle peur devant un PC ; et la perte franche et nette de réseau pendant parfois des heures. Notons à ce sujet qu'un appareil «innocent» peut parfaitement tout bloquer et forcer à des recherches délicates, voire longues

(déclenchement du différentiel sans saute de fusible pour aiguiller les recherches, amorçage d'inters bipolaires, etc.).

Il faut donc accepter dans cette dernière situation, d'abandonner la tâche en cours, et chercher à isoler le coupable en espérant que les batteries de sauvegarde des autres appareils ne seront pas en grève sauvage !

Ces évidences - connues de tous - nous ont conduit à accepter de faire l'impasse pour la sauvegarde exacte des secondes sur nos satellites. Ainsi, après une coupure franche, les heures et les minutes venant du MAÎTRE seront respectées, mais les secondes devront attendre une RAZ de la roue pour redevenir précises, au maximum 59 secondes après le rétablissement. Nous en reparlerons.

- la mise à l'heure (ou changement) sera appliquée à tous les satellites par une seule commande venant du MAÎTRE.

- les satellites disposeront d'un buzzer permettant d'indiquer les quatre tops des changements d'heure. Il est important de noter que les tops seront envoyés par le MAÎTRE et que ce dernier sera aussi en mesure de fournir des bips sur une ligne audio symétrique prioritaire. De ce fait, même si la «poisse» a voulu que la coupure se fasse quelques secondes avant un passage d'heure - si l'émission est possible - les auditeurs seront informés correctement et les satellites remis en ordre au quatrième top.

- la distribution de l'alimentation des satellites se fera en basse tension alternative ou continue.

- le «réseau» pourra adopter le protocole HEILAND (dit MANCHESTER) mais aussi s'adapter à l'I2C, ou tout autre système capable de gérer 15 bits avec un rafraîchissement minimum toutes les secondes. Le principe retenu pourrait même accepter une seule information de 15 bits toutes les minutes

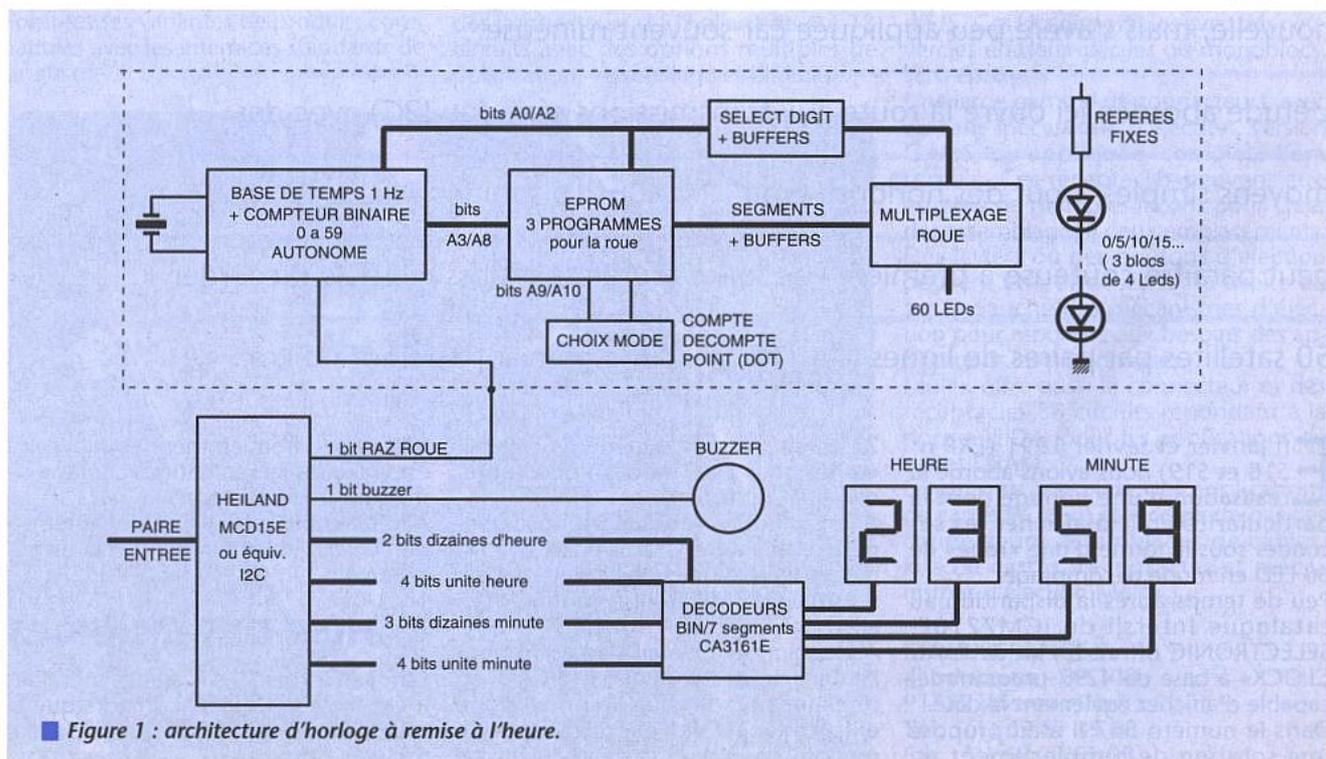


Figure 1 : architecture d'horloge à remise à l'heure.

si on acceptait d'oublier le buzzer interne : les 4 tops pouvant alors être reçus par voie audio.
 - l'adaptation sous la forme d'une simple horloge attractive (avec remise à l'heure individuelle) devra être possible.
 Voilà pour l'essentiel. Comme on peut s'en douter, la «formule» est souple, bien que peu classique.

SYNOPTIQUE

La figure 1 montre l'architecture de ce «récepteur».

Le concept de la roue est simple : une base de temps équipée d'un quartz «horloger» sert à la fois à la gestion du multiplexage des 8 digits utiles pour les 60 LED des secondes, mais commande aussi une EPROM chargée de gérer les 8 «segments» dans les trois modes prévus.

En fait, la roue est quasiment autonome. Seule une commande de RAZ extérieure permettra d'assurer une «synchro» avec le MAÎTRE toutes les minutes, ou à chaque remise à l'heure commandée.

Après une perte de distribution EDF, il est vrai alors que la roue sera fautive au maximum pendant 59 secondes, mais dans ce cas - en général - il y a bien des tâches à accomplir avant de s'intéresser à l'heure exacte à «la seconde près», surtout si HEURE et MINUTE sont immédiatement corrigées.

Par ailleurs, on peut admettre que partant d'un quartz de 32768 Hz dont les diviseurs seront remis à zéro par un MAÎTRE considéré idéal et parfait, l'erreur maximale pour les secondes sera inférieure à 1 point toutes les minutes, et ce grâce à un seul bit de commande : la RAZ de la roue.

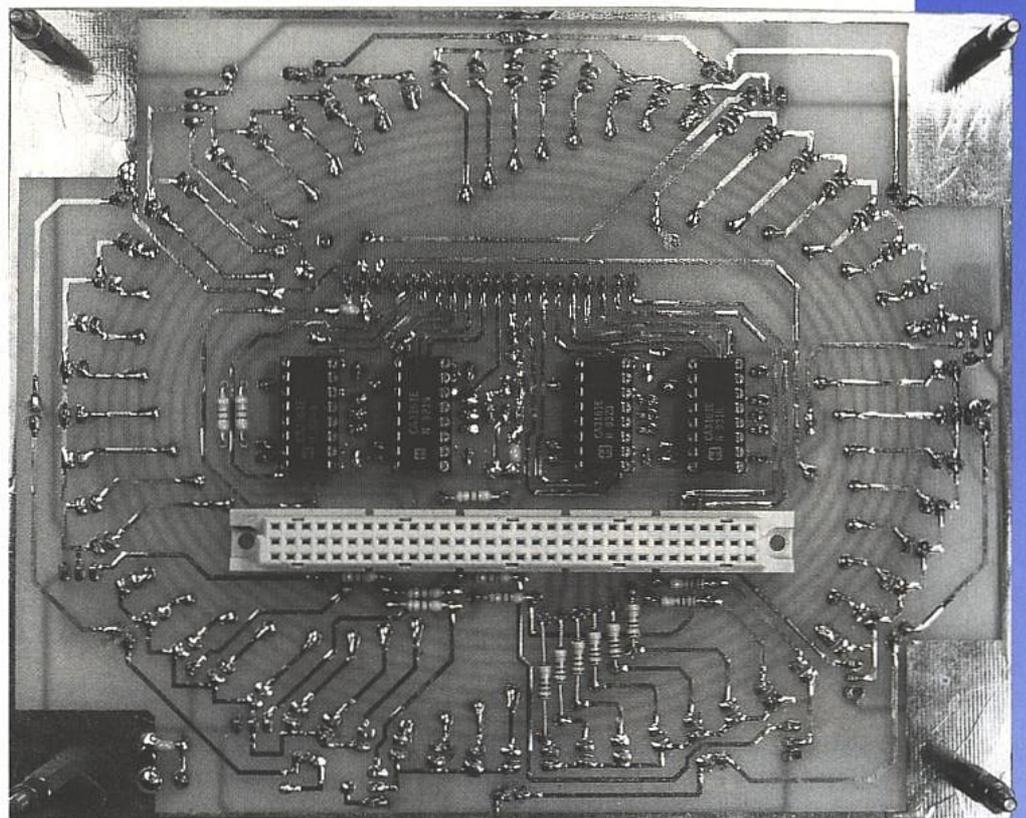
Cette méthode pour le moins originale, présente de nombreux avantages car outre «synchroniser» les 60 LED de la roue avec un seul bit (utilisation en satellite), une base de temps est disponible pour un détournement vers une simple horloge autonome (commande des minutes plus H2 mise à l'heure, etc.).

La suite du synoptique est désespérément ordinaire, pourtant c'est un choix délibéré : les quatre afficheurs nécessaires à l'indication des heures et minutes sont associés à 4 décodeurs BCD / 7 segments CA3161E. Ces derniers présentent l'avantage d'éviter l'usage des traditionnelles résistances à placer en série dans chaque segment (ici 28), mais aussi de gérer les drapeaux pour les 6 et les 9.

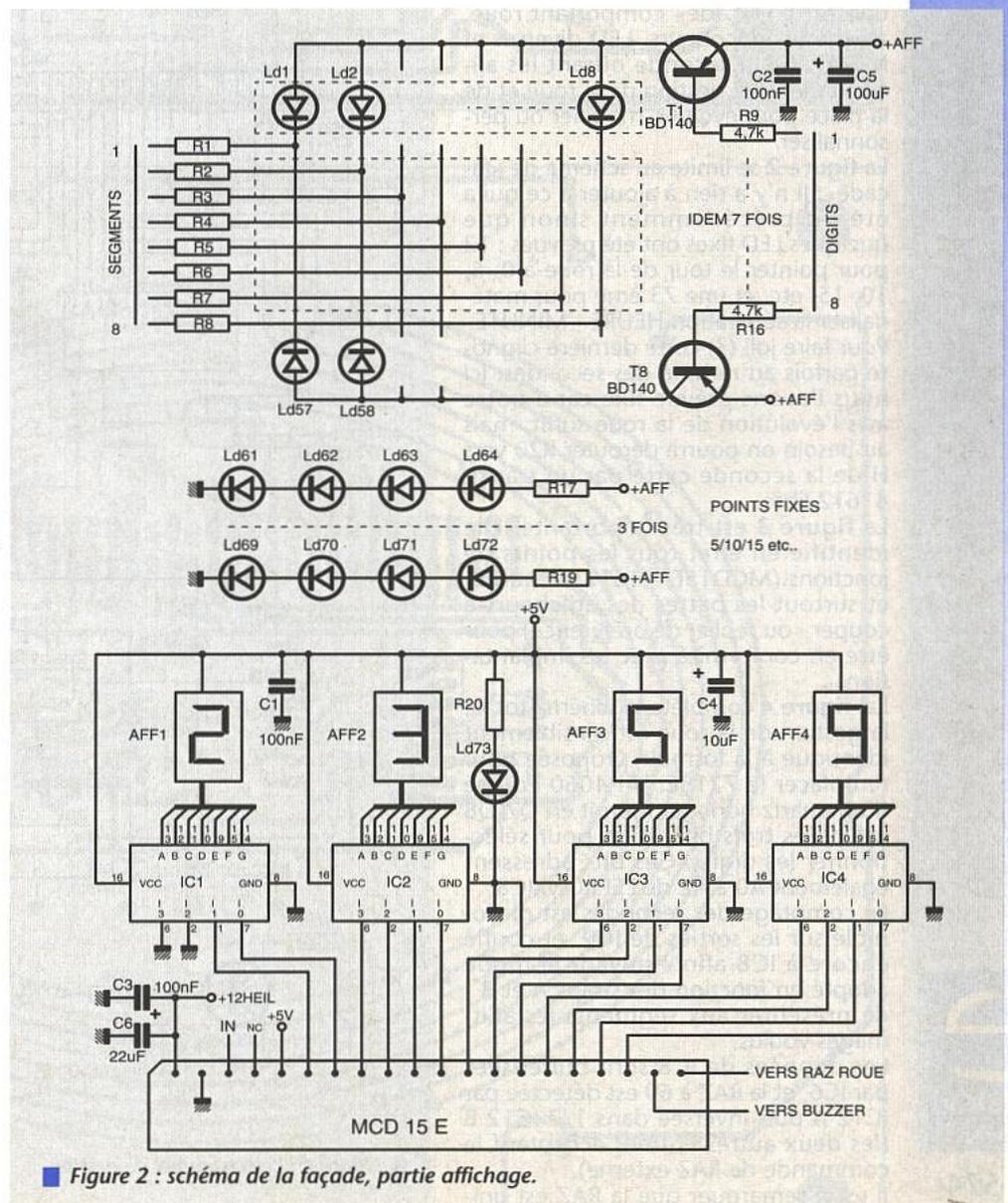
Des 16 bits accessibles seuls 13 sont utiles si on compte jusqu'à 23H59. On peut en effet forcer D du décodeur de dizaines de minutes à zéro ainsi que C et D de celui des dizaines d'heures.

Faisons alors faire le point des bits nécessaires : 1 pour la RAZ roue + 13 pour les afficheurs + 1 pour le buzzer = 15, soit ce que proposent les modules HEILAND MCD15 E et S.

Certains d'entre vous s'étonneront sans doute que nous n'ayons pas tout multiplexé. Outre le fait que nous étions bloqués à 50 rafraîchissements de 15 bits par seconde, nous avons



■ Le verso de la carte.



■ Figure 2 : schéma de la façade, partie affichage.

exigé une qualité d'affichage irréprochable : pas de « choc » sur l'affichage des heures quand la roue passe par exemple de « vide à pleine », etc.

Ayant admis que chaque « satellite » peut perdre son alimentation et se voir réactivé par le MAÎTRE, une autre démarche pouvait être envisageable : commander les quatre décodeurs BCD / 7 segments par deux EPROM soigneusement programmées ; l'affichage des heures et minutes étant alors considéré comme une suite de 1440 événements (24 fois 60 minutes), codables sur 11 bits au lieu de 13.

Les deux bits économisés imposaient donc deux EPROM supplémentaires par satellite.

Sans intérêt à notre avis, sauf que - contrairement à notre système actuel - il était alors permis d'afficher par exemple 0.59 au lieu de 00.59, mais l'esthétique en prenait un coup.

Le seul intérêt de 2 bits supplémentaires serait d'envoyer un plus grand nombre de rafraîchissements par minute à la roue, mais quelle complication !

SCHÉMAS

La découpe de cette réalisation en deux schémas correspond au HARD : une carte « façade » comportant roue, afficheurs, décodeurs, LED diverses et MCD15E ; la seconde offrant les alimentations, la gestion de la roue et de la place pour évoluer, modifier ou personnaliser.

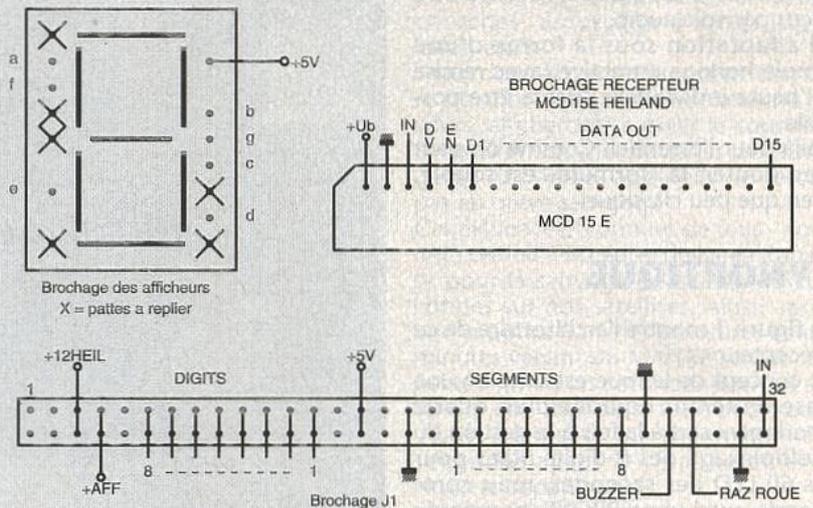
La **figure 2** se limite au schéma de « façade ». Il n'y a rien à ajouter à ce qui a été dit précédemment sinon que quelques LED fixes ont été prévues : 12 pour pointer le tour de la roue à 0, 5, 10, 15, etc. et une 73 ème pour matérialiser la séparation HEURE - MINUTE. Pour faire joli (?) cette dernière clignote parfois au rythme des secondes. Ici nous l'avons prévue fixe car à notre avis l'évolution de la roue suffit, mais au besoin on pourra dérouter R20 vers H de la seconde carte par un transit 41612 libre.

La **figure 3** est très importante. Elle identifie en effet tous les points de jonctions (MCD15E, 41612 de transit, et surtout les pattes des afficheurs à couper - ou replier de préférence) pour être en conformité avec les implantations.

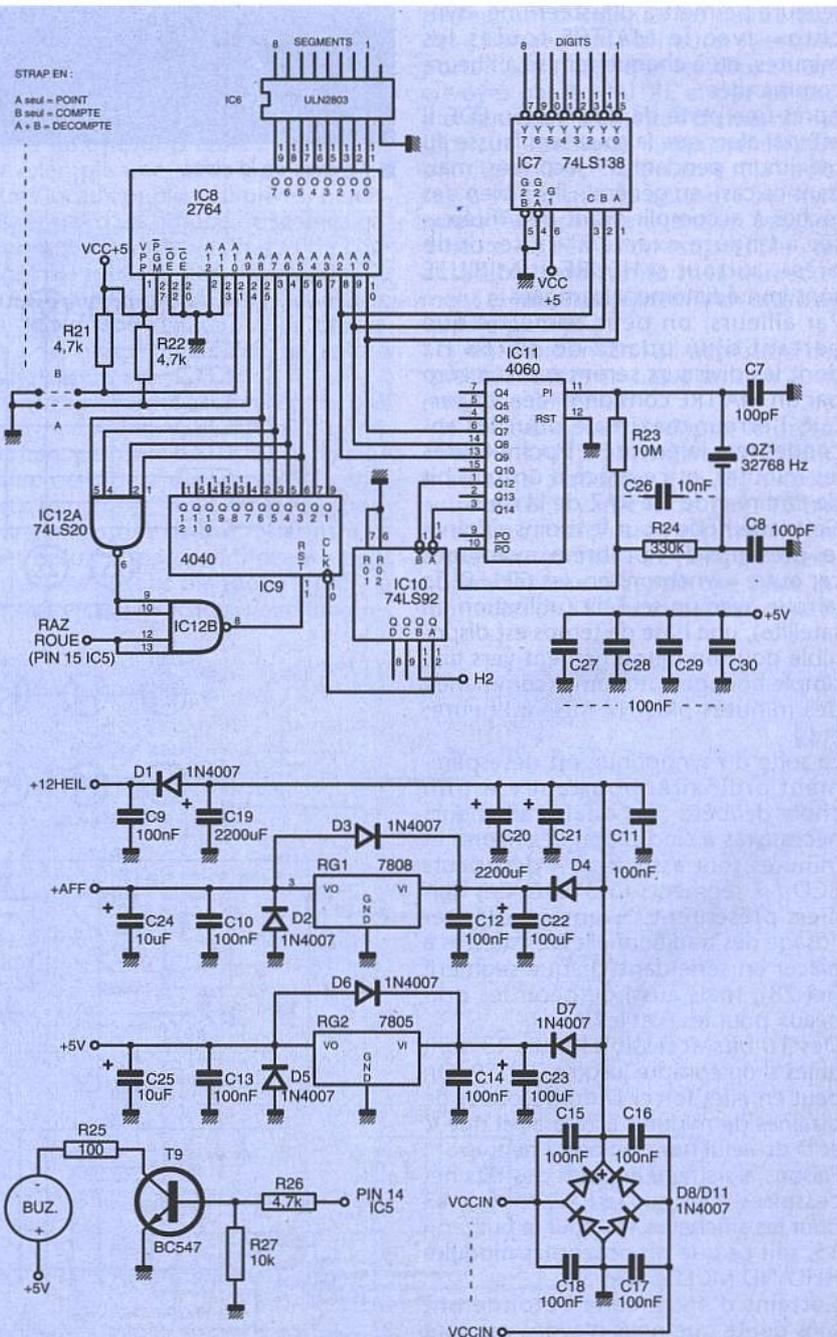
La **figure 4** complète le schéma total : la gestion de la roue est sensiblement identique à la formule proposée pour remplacer le 7218E. Un 4060 équipé d'un quartz horloger fournit en Q7, Q8 et Q9 les trois bits utiles pour sélectionner les digits. Ces bits adressent également A0 à A2 de l'EPROM IC8.

Le comptage des secondes est disponible sur les sorties de IC9, et confié encore à IC8 afin - suivant le mode adopté en fonction des straps A et B - de présenter aux segments les allumages voulus.

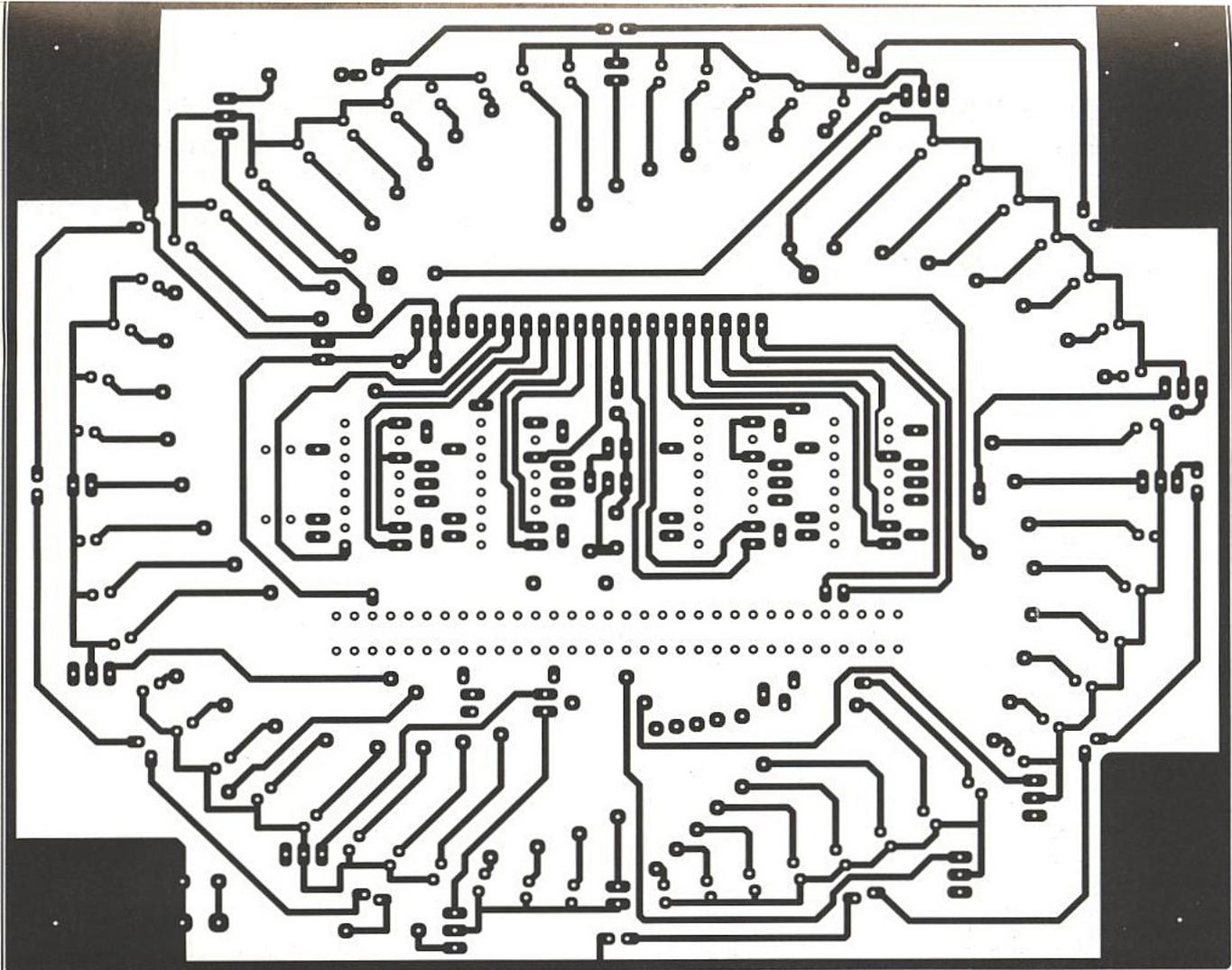
Les données de IC8 sont bufférisées par IC6, et la RAZ à 60 est détectée par IC12 A puis inversée dans 1/2 IC12 B (les deux autres entrées acceptant la commande de RAZ externe). Il est à remarquer que la RAZ est uni-



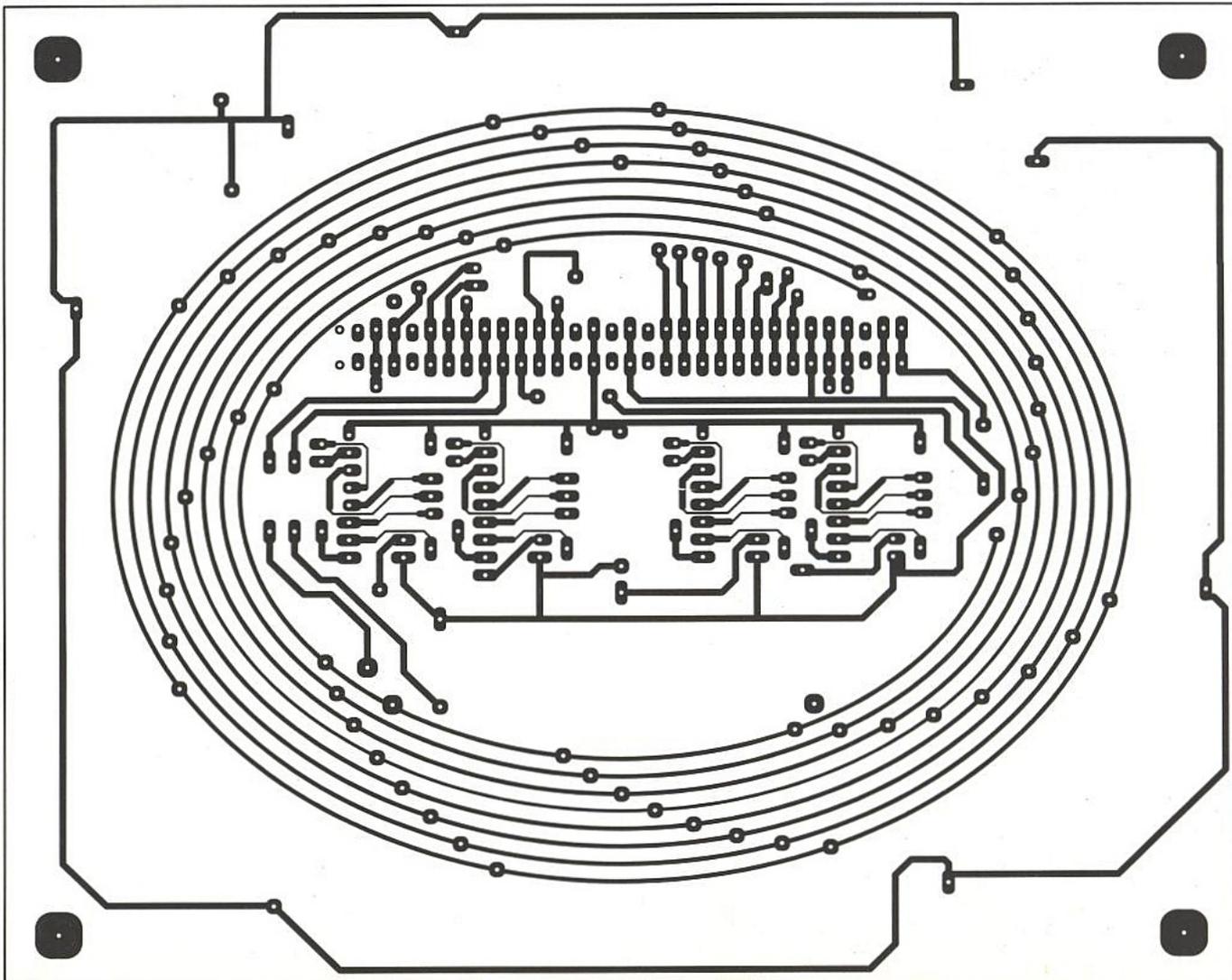
■ Figure 3 : brochages MCD15E, connecteur DIN et afficheurs.

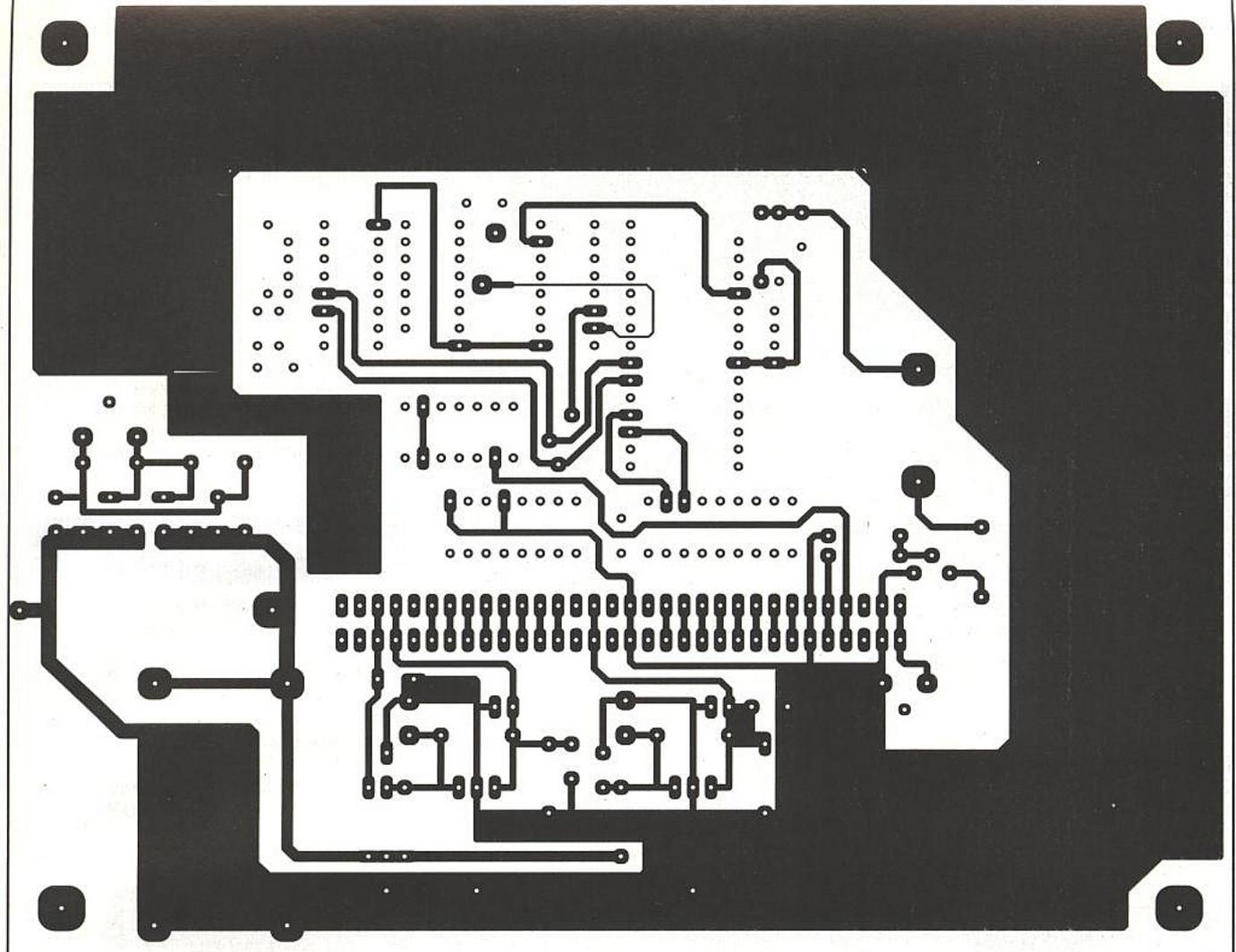


■ Figure 4 : l'électronique de gestion.

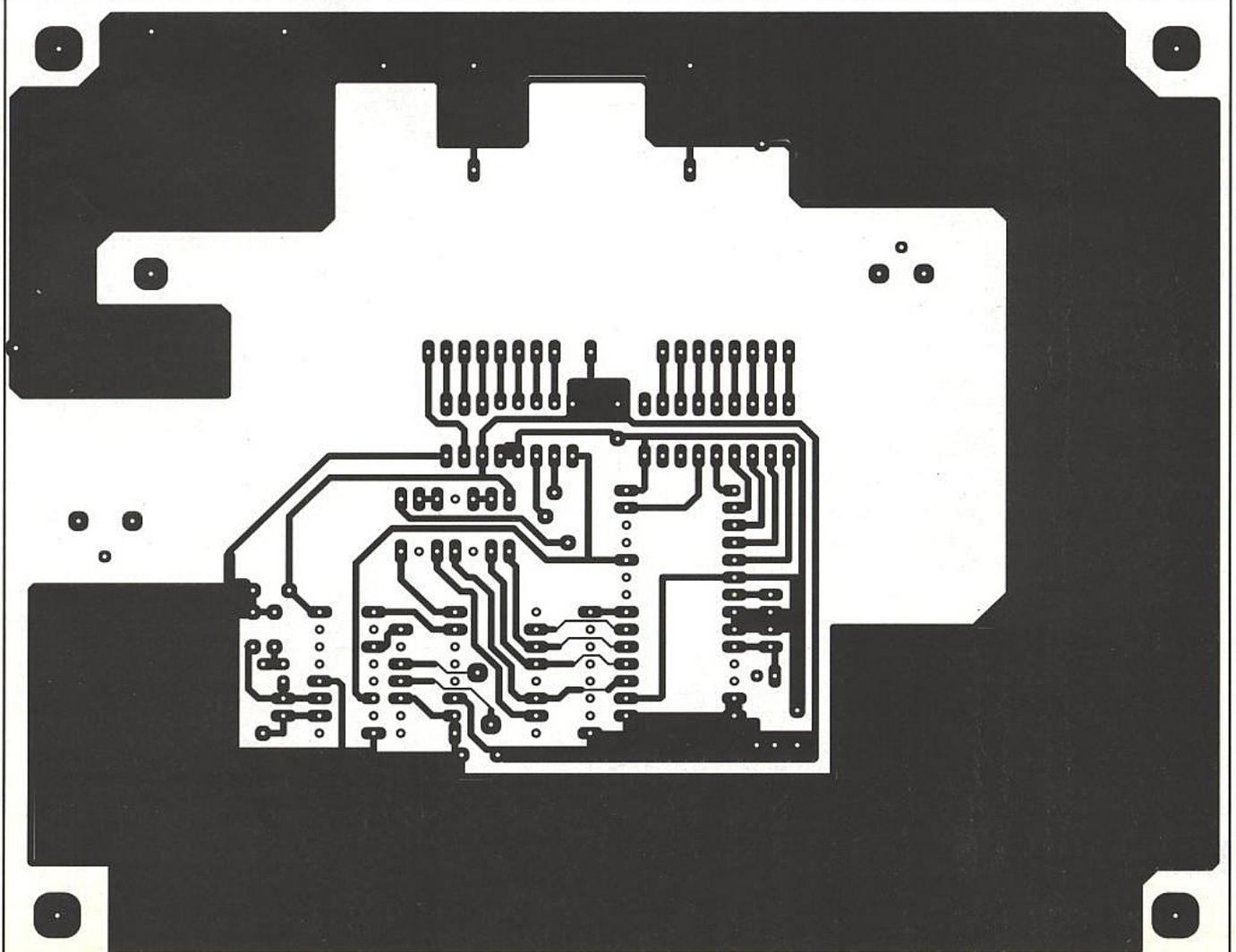


Figures 5a et 5b : la carte recto et verso.





■ Figures 6a et 6b : les deux faces de la carte électronique de gestion.



Pour ce faire, échapper au « double face » était quasi impossible. L'auteur a donc décidé d'établir un niveau de façade réglé sur les afficheurs AFF1 à AFF4 montés sur supports (barrettes). En « négociant » de quelques dixièmes de mm leur engagement, il s'est avéré que la face inférieure d'un plexi (d'épaisseur quelconque) pouvait être établie à 15 mm du CI.

La première version de cette maquette a été montée en engageant les 73 LED dans le CI ; en vissant une plaque (plexi ou autre) sur les colonnettes puis - après avoir retourné le tout - en effectuant les 146 soudures correspondantes.

Que de temps perdu à aligner ensuite, dessouder une ou deux pièces mal engagées, pour constater enfin que les LED en stock n'étaient pas de même source donc de rendement bien divers ! Bref « galère et temps perdu » alors que pour une vingtaine de francs par 64 points de barrettes simple face, on peut équiper chaque LED d'un « support » permettant - par le biais d'une petite cale en carton soigneusement taillée (ici 9,2 mm +0/+0,2),

- 1 - d'ajuster chaque pièce confortablement,
- 2 - s'autoriser une étourderie ou un remplacement,
- 3 - garantir un alignement parfait.

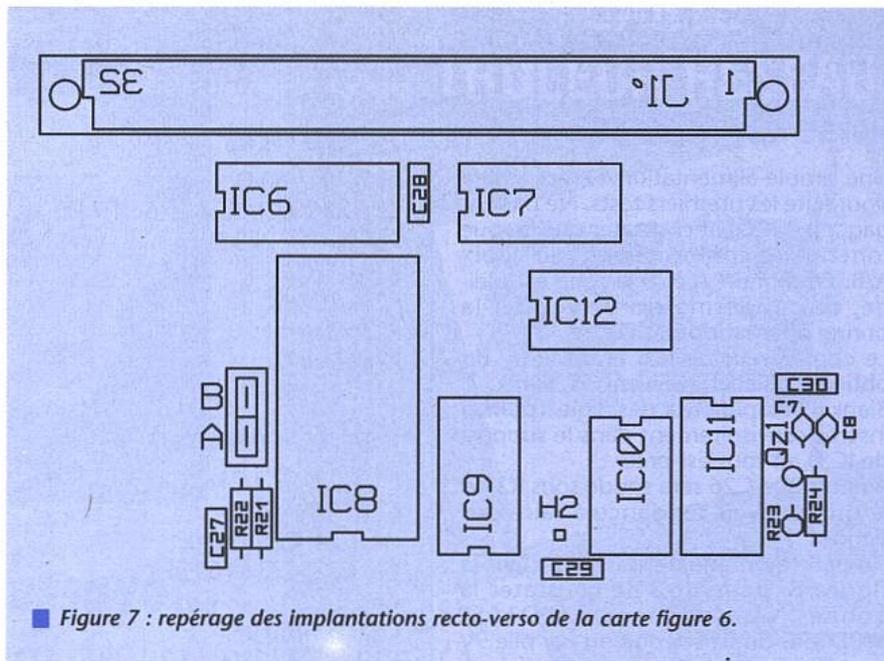
La figure 5 présente les faces du circuit imprimé et son implantation.

Le dessin proposé (exécuté avec LAYO) est tout à fait utilisable ainsi, mais l'auteur doit avouer avoir grossi sur le film les pastilles des LED au moyen de transferts MECANORMA. C'était plus rapide que de saisir 13 empreintes de pastilles rectangulaires sous 13 angles différents.

Les photographies aideront considérablement à la compréhension du montage. Des barrettes expurgées des pins inutiles tiendront lieu de supports pour les afficheurs (revoir figure 3). Les supports des décodeurs CA3161 seront placés sur l'autre face, ainsi que les résistances R1 à R16 et J1.

Afin de monter IC5 (le gros pavé MCD15E) sur support, il a fallu trouver une astuce. Nous avons utilisé du support tulipe pour broches carrées de marque FRB. Toutefois ces derniers étaient un peu trop hauts à notre goût, aussi toutes les broches ont été extraites (très facile), puis la réglette en plastique noir a été tranchée au cutter et réduite de 3 mm. Comme par hasard, il est sérigraphié sur ces barrettes un trait blanc exactement à l'endroit de coupe. Il suffit alors de réinsérer les 20 tulipes, de percer le CI à 1,35 et le support fait alors 5 mm de haut au lieu de 8, ce qui permet d'inclure le MCD et son support dans les 15 mm disponibles.

On pourrait souder directement le MCD sur le CI mais nous déconseillons vivement cette méthode. Deux pastilles destinées à souder une bride de renfort ont été prévues, mais cette dernière ne sera utile que si les satellites sont installés dans des équipements portables ou roulants (car régie par exemple). Dans ce cas, une petite plaque de mousse antistatique servira de surface de repos au MCD et la bride



■ Figure 7 : repérage des implantations recto-verso de la carte figure 6.

l'y maintiendra en tension. Ainsi en cas de maintenance il suffira de dessouder une extrémité de la bride pour extraire à la main le MCD. Ceci offre également la possibilité en cas d'adaptation I2C, de remplacer le MCD par une petite carte SF embrochable comportant la maigre électronique utile (les composants étant tournés vers le CI de façade).

Bien entendu, pour qui voudrait gérer l'affichage directement en I2C, un SAA1064 pourrait s'occuper de AFF1 à AFF4. Il y a largement la place pour négocier un retracé du dessin, et les bits de commandes pour la RAZ roue et le buzzer pourraient être détournés de points décimaux.

Cette base d'implantation est à votre service.

La roue pourrait également être commandée en I2C par un SAA1064, mais les exigences du cahier des charges (mode personnalisé pour chaque satellite, 50 satellites par paires de 3 km) conduiraient à un casse-tête hard et soft.

La figure 6 dévoile la seconde carte toujours en double face. Les grands plans de masse n'ont sur ce dessin, qu'été détournés. Chacun les remplira au besoin ou profitera de la place libre pour câbler des ajouts.

Le côté composants mérite quelques explications : ces derniers étant répartis sur les deux faces, on ne s'étonnera

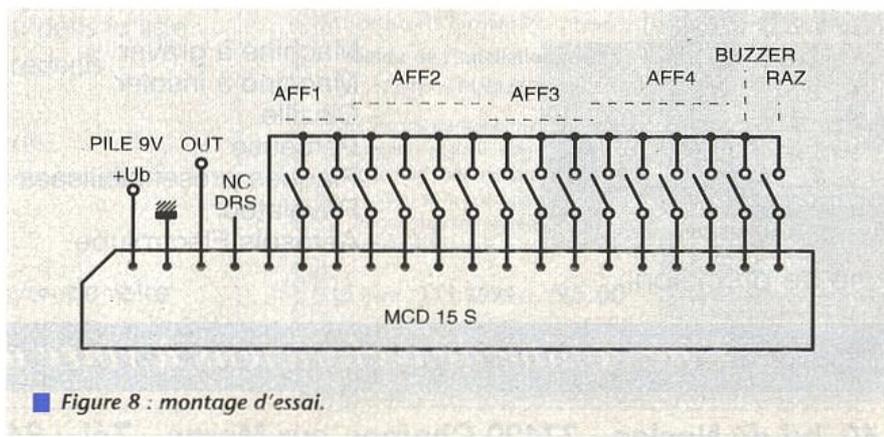
pas de certains marquages inversés, destinés à éviter toute erreur de placement (ce qui serait dramatique).

La figure 7 redonne le bon sens « lecture » de ces pièces.

Comme cette zone exploite complètement les 2 faces du circuit, il faudra impérativement respecter l'ordre de montage suivant si on ne veut pas se laisser enfermer : IC7, IC6, IC9, IC12, IC8, IC11, IC10, broches A/B, R21, via etc. Bien entendu on commencera par les points situés à la partie supérieure des supports.

Dans l'implantation de la figure 6, certains composants ne sont pas repérés (ni câblés) : c'est une suggestion au cas où on souhaiterait transformer ce satellite en horloge autonome. 4 ICs pour compter jusqu'à 23.59, trois poussoirs pour la mise à l'heure et 2 ICs pour gérer cette fonction. Comme on peut le constater, il reste encore de la place pour faire une détection des 4 tops, et d'autres choses encore (une sauvegarde par batteries de l'heure et minute par exemple).

Cette carte étant exactement au même format que la précédente, il suffira de monter aux 4 coins l'équivalent de 25 mm d'entretoises, d'assembler les deux cartes sans avoir soudé J1', de bien engager ce dernier dans J1 et enfin de le souder. Il faudra penser ensuite aux soudures face opposée ! Le dump de IC8 est donné sur le 36-15



■ Figure 8 : montage d'essai.

ERP sous le nom de ELIPS.S1F (compatible ART) et ELIPSDUMP (fichier texte).

MISE EN ROUTE

Une simple alimentation 12 Vcc suffira pour faire les premiers tests. Ne pas engager le MCD, et constater que la roue fonctionne conformément au choix A/B. En retirant A et B la roue est pleine, ce qui permettra de vérifier la bonne orientation des LED.

Le connecteur de IC5 étant vide, on obtient l'affichage suivant : 3, Blank, 7, Blank. Un rapide test des digits (pull up insérés provisoirement dans le support de IC5), et tout est prêt.

A noter que C26 sera soudé sous R24 si le quartz avait tendance à faire des siennes.

Un petit montage d'essai respectant la figure 8 permettra de constater la bonne transmission MCD15S/MCD15E. Une alimentation par pile 9V conviendra parfaitement et la liaison IN/OUT peut (rappelons-le) atteindre 3 km. On s'amusera à débrancher la pile de l'émetteur, à éteindre le satellite puis à le rallumer tout seul : la dernière valeur laissée sur l'affichage est mémorisée (EN à +5V).

Ultime précision : sur l'émetteur MCD15S, la broche 5 est une SORTIE +5V, pas une entrée !

CONCLUSION

Il ne reste plus qu'à élaborer un MAÎTRE solide et fiable pour créer

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 à R8 : 180 Ω
- R9 à R16, R21, R22, R26 : 4,7 kΩ
- R17 à R19 : 270 Ω
- R20 : 470 Ω
- R23 : 10 MΩ
- R24 : 330 kΩ
- R25 : 100 Ω
- R27 : 10 kΩ

Condensateurs :

- C1 à C3, C9 à C18, C27 à C30 : 100 nF
- C4, C24, C25 : 10 μF
- C5, C22, C23 : 100 μF
- C6 : 22 μF
- C7, C8 : 100 μF
- C19 à C21 : 2200 μF 25V
- C26 : 10 nF

Semi-conducteurs :

- Ld1 à Ld73 : LED 3mm cristal
- AFF1 à AFF4 : MAN 8610 ou équiv.

- T1 à T8 : BD 140
- T9 : BC547
- IC1 à IC4 : CA3161
- IC5 : MCD15 E
- IC6 : ULN2803
- IC7 : 74LS138
- IC8 : 2764 ELIPS
- IC9 : 4040
- IC10 : 74LS92
- IC11 : 4060
- IC12 : 74LS20
- RG1 : 7808 + Rd
- RG2 : 7805 + Rd

Divers :

- QZ1 : quartz 32,768 kHz
- J1 + J1' : couple 41612, fem. droite + male droite wrapping
- Buzzer type DM04
- Cosses (4), supports ICs, barrette sécable, colonnettes MF (8 de 15 mm, 4 de 10

enfin la base d'un réseau complet et très souple d'emploi. Ceci fera l'objet d'une prochaine étude.

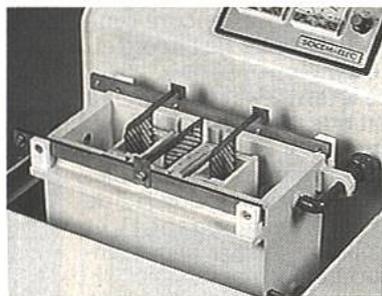
N'hésitez pas à contacter l'auteur pour

vos critiques ou suggestions sur le 36-15 ERP : elles seront toujours les bienvenues.

J. ALARY

SOCEM-ELEC

NOUVEAU

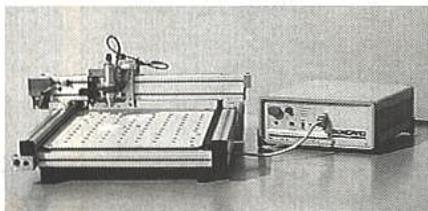


Module de dépollution PRIAM - Brevet EDF

+ 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

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

3795 F TTC

9020E

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

3 990 F TTC

9016E

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

8090 F TTC

9302E

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

7650 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

1995 F TTC

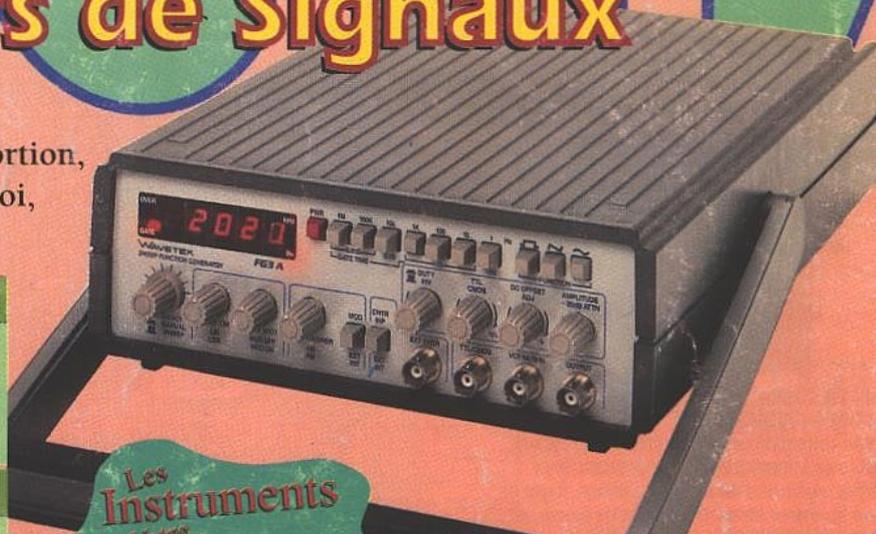
- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE

3095 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
43, 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. : (1) 46 57 68 33

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 : (1) 46 57 27 40