

# RADIO PLANS

LA PUISSANCE INTELLIGENTE AVEC LE TPIC 2801  
CARTE UNITÉ CENTRALE AVEC LE 80 C 552  
SAS : SYSTÈME D'AFFICHAGE SOPHISTIQUÉ  
TESTEUR DE 68705  
CARTE À PUCE À EEPROM  
LE DSO GOULD 465 À L'ESSAI  
FONCTIONNEMENT DU SERVEUR 3615 ERP



BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6.30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4.5

T 2438 - 532 - 24,00 F



# SOMMAIRE

## ETUDE ET CONCEPTION

- 25** Carto unité centralo à 80C552
- 79** SAS : Système d’Affichage Sophistiqué

## MONTAGES

- 29** Une carte à puce à EEPROM
- 49** Un testeur de virginité pour 68705

## CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 37** La puissance intelligente avec le TPIC 2801

## MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** L’oscilloscope numérique GOULD 465

## TECHNIQUE

- 11** L’interface I2C du 80C552
- 01** Les lignes à retard en filtrage analogique

## COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 67** Structure des MOSFET's : introduction aux circuits de commande

## COMMUNICATION

- 45** Le serveur ERP est à votre service — 3615 ERP —
- 52** La diffusion à 12 GHz (2)

## INFOS

- 76** La Tolerie Plastique se diversifie  
Le Guide Bose de Design acoustique
- 78** Le NE/SA 630, nouveau switch RF Philips  
La série de coffrets GRANIT, SEMRAC
- 09** Circuits à ajustage numérique MAXIM  
Le TSL 220 : convertisseur lumière-fréquence
- 92** Nouveaux produits et stages SYNTHES INSTRUMENTS  
Relais DIL solid state Teledyne
- 94** Une nouvelle pile lithium ETON  
Le D2 MAC sur Telecom 2A : un succès
- 95** Adaptateurs PQFP Emulation Technology  
Brochure EMI/EMC Rohde et Schwartz  
L'AD 7568 : octuple CNA 12 bits

Ont participé à ce numéro :  
J. Alary, C. Basso, J.-P. Billiard, A. Garrigou,  
X. Fenard, G. Girolami, P. Gueulle, C. Lefèbvre,  
S. Nueffer, D. Paret.

Ce numéro comporte un encart folioté I, II, III, IV au centre, réservé aux abonnés et à la diffusion venue au numéro Toulouse VIII.

# RADIO PLANS

## ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la Société Parisienne d'Édition  
Société anonyme au capital de 1 950 000 F  
Siège social  
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75010 Paris Cedex 10  
Tél. : 42.00.33.05  
Télex : PGV 220409F - Télécopie : 42.41.89.40  
Président-Directeur Général,  
Directeur de la Publication :  
J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :  
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :  
Claude DUONOO

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité  
70, rue de Compans, 75019 Paris  
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER  
Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU  
Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Noël PFTAITON  
Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE  
M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.  
Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Service des abonnements :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif  
« spécial abonnement ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande  
accompagnée de 2,50 F en timbres.

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

Électronique 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  
représentations ou reproductions intégrales, ou partielles, faites 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 47 300 exemplaires

Dépôt légal mars 92 - Éditeur 1678 -

Mensuel paraissant en fin de mois.  
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.



Avec Hewlett-Packard, offrez-vous le meilleur de la technologie à un prix avantageux.

Avec les instruments de base HP, vous disposez d'un matériel performant à un prix défiant toute concurrence.

Vous recherchez une alimentation à double gamme! C'est facile, la gamme HP E3610 vous apportera une alimentation courant continu 30 W à faible bruit et au prix de 2 360,14 F TTC\*.

Vous souhaitez intégrer un multimètre numérique dans un système ou l'utiliser en laboratoire, avec le HP 34401A 6 digits 1/2, profitez de performances exceptionnelles au prix de 8 699,00 F TTC\*.

Pour les oscilloscopes numériques 100 MHz, vous ne pourrez pas rêver mieux avec la série HP 54600. Ces instruments qui associent l'aspect de l'analogique à la puissance de diagnostic du numérique sont disponibles pour seulement 21 774,96 F TTC (version 2 voies) ou 25 297,38 F TTC (version 4 voies).

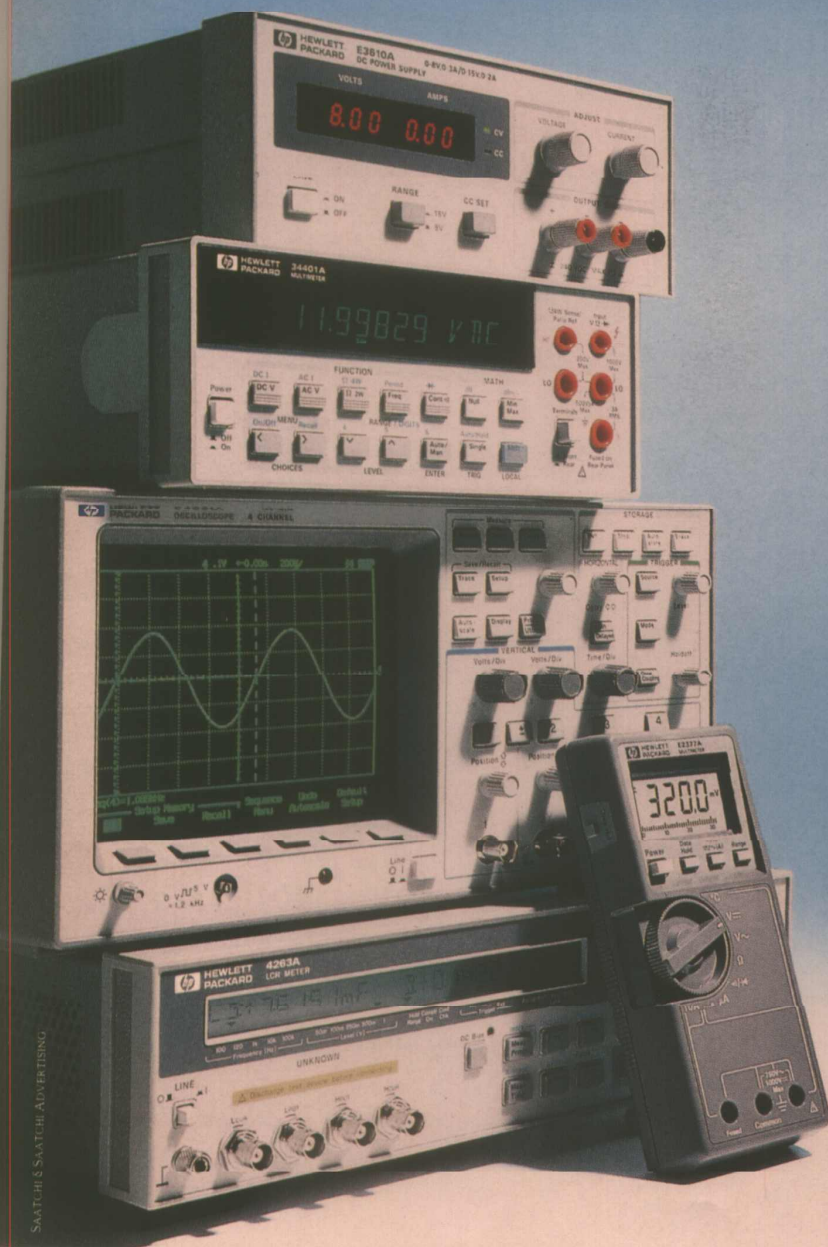
Pour un prix de 31 156,22 F TTC\*, le pont de mesures LCR HP 4263A vous permettra de réduire le coût des mesures de composants en système ou sur banc, avec une précision de 100 Hz à 100 KHz.

Enfin, le HP E2377A, un des meilleurs multimètres de poche de la série HP E2300 2000 points, est disponible avec 5 fonctions à un prix compris entre 865,78 F TTC\* et 1 648,54 F TTC\*.

Pour de plus amples informations, appelez le : 60 77 31 08 et nous vous ferons parvenir une notice qui vous confirmera que chez Hewlett-Packard, performances et coût modéré font bon ménage.

Il est temps de passer à Hewlett-Packard.

 **HEWLETT  
PACKARD**



\*Prix valables au : 01.01.1992



# L'interface I2C du 80 C 552

Le mois dernier nous vous avons présenté l'organisation générale de l'architecture du 80 C 552, plus particulièrement au niveau de ses mémoires de données et de programme, en essayant de vous montrer comment disposer raisonnablement tous vos octets de code et données.

Nous allons continuer aujourd'hui en vous exposant où et comment disposer "intelligemment" le "sous-programme" que représente la routine de l'interface I2C de ce composant. Afin de bien comprendre cette routine et la puissance qu'elle renferme, nous allons être obligés de vous décrire par le détail ce que contient ce fameux interface (hardware) I2C dit de "compétition" que nous évoquions dans le précédent article... Donc pour tous les amoureux de togctel, un peu de patience et nous sommes à vous !

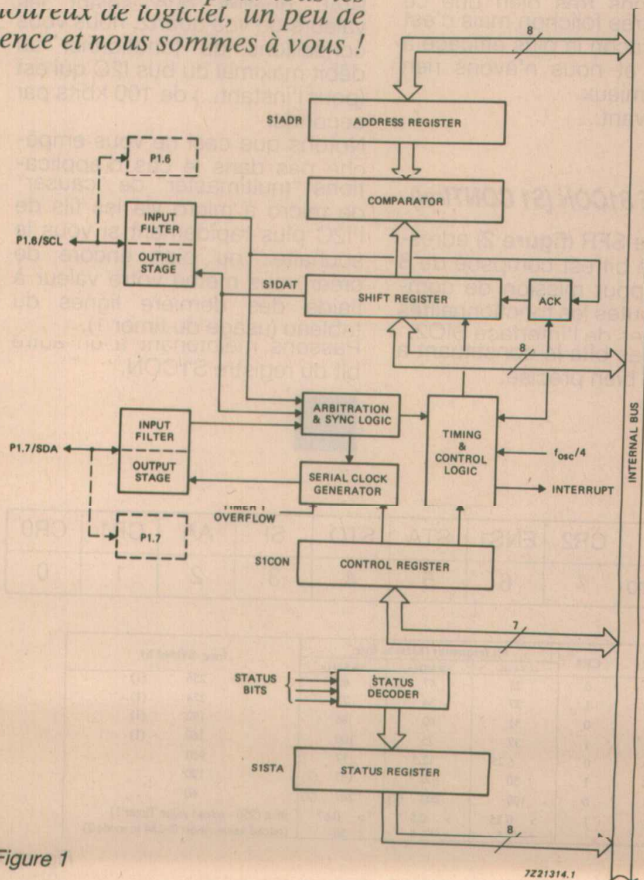
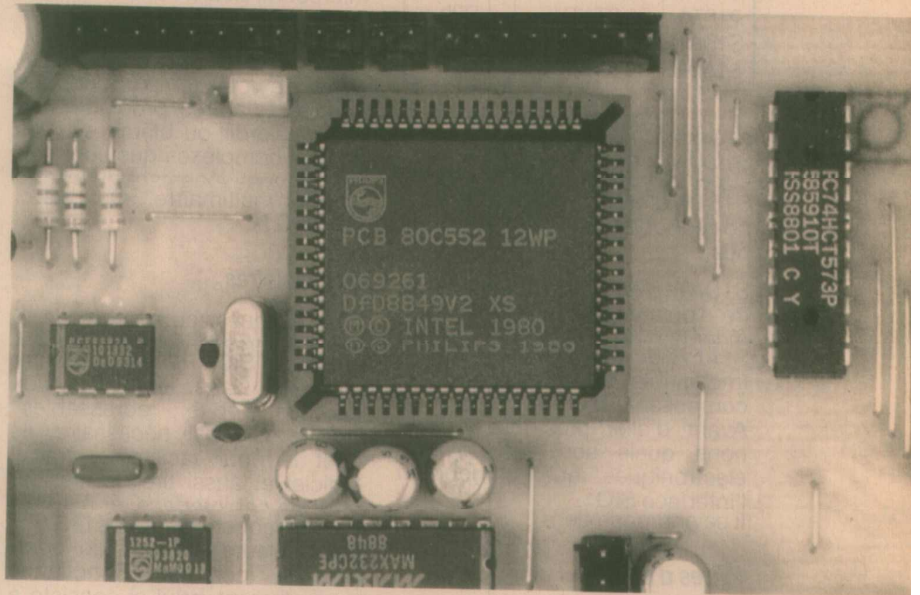


Figure 1

7221314.1

L'interface hardware I2C du 80 C 552 représente une surface non négligeable (cf photo du numéro 530 ERP) du cristal de ce composant car il a été prévu pour satisfaire la quasi-totalité des spécifications de l'I2C (soit de maître, d'esclave, d'émetteur, de récepteur en mode mono et multi-master) dont nous ne vous ferons pas l'injure de vous rappeler les qualités (ERP de janvier 1989 à nos jours !).

**Remarque :** tout ce que nous allons vous décrire s'applique directement au 80, 83, 87 C 552, C 625 et C 654 qui sont implantés avec des interfaces hardware I2C de constitution strictement identique.

En langage savant cet interface baptisé "SIO1" (Serial Input/Output "1", le "0" étant l'UART) dont le schéma synoptique est donné **figure 1** a pour sorties les ports P1.6 (pour l'horloge SCL) et P1.7 (pour les données SDA). Ceux-ci doivent normalement être au repos (c'est-à-dire à l'état haut — état logique 1 —) en l'absence de toute autre commande.

Cet interface SIO1 est intégralement commandable par logiciel à l'aide de 4 registres "SFRs" que nous avons pris soin de sou-

ligner lors du précédent numéro et ayant pour doux noms :

Tableau 1

Registres SFR's		Adresses
S1CON	S1 CONTROL	D8h
S1STA	S1 STATUS	D9h
S1DAT	S1 DATA	DAh
S1ADR	S1 ADDRESS	DBh

et aux vocations suivantes : S1CON a pour mission de s'occuper de la gestion de l'interface, S1STA d'être un vilain petit rapporteur de ce qui se passe sur le bus,

S1DAT d'être une boîte à lettre de "données" en émission ou réception et

S1ADR de représenter l'adresse (modifiable au besoin) I2C du composant 80 C 552.

Avant d'aller plus loin, examinons quels sont les organes électroniques que comportent l'interface SIO1.

Il se compose de :

### Filtres d'entrée

Les filtres sont physiquement disposés, de façon interne, sur les broches SCL et SDA du microcontrôleur. Ils sont de conception "numérique" et sont échantillonnés au quart de la fréquence horloge (quartz) du microcontrôleur. De par ce principe, tout parasite dont la durée est plus petite que trois périodes d'oscillateur est réjecté.

### Etages de sortie

Hormis le fait que les niveaux électriques sont en accord avec les spécifications du bus I2C, les sorties sont en "vrais" drains ouverts. Encore de vilains sous-entendus. Y en auraient-ils des faux ? OUI !

En effet les sorties I2C du 80 C 552 sont de vrais "open drains" SANS aucune diode de protection d'alignement au + VDD, ce qui permet le cas échéant de pouvoir désalimenter (V alim = 0 V) le microcontrôleur sans perturber le fonctionnement du bus (sur SCL et SDA) dans le cas où plusieurs maîtres cohabiteraient.

### Générateur de SCL

Des diviseurs internes par 60, 120, 160, 192, ..., 960, divisent la fréquence pilote du microcontrôleur (quartz) pour créer un signal SCL à fréquence programmable et à rapport cyclique constant 50/50.

### Une logique d'arbitrage et de synchronisation

Afin de vous libérer d'acrobaties "softeuses" de tout poil, gourmandes en code et en temps d'occupation de la CPU du microcontrôleur, il a été disposé sur le cristal une logique câblée effectuant ce travail si délicat.

Ceci vous permettra donc de disposer de votre temps pour vous occuper d'autres problèmes au lieu de verdier ou blêmir sur ces phases complexes que sont celles du fonctionnement du bus en emploi "multimaître". Ouf, merci PHILIPS !

### Des registres

Déjà évoqués, au nombre de 4, ces registres sont l'âme de cet interface SIO1. Judicieusement disposés dans les SFRs aux endroits "bits adressables" quand cela est nécessaire, ils sont là pour faciliter le travail logiciel et aussi tirer le meilleur parti de cet interface (et par voie de conséquence) du bus I2C.

La meilleure manière de comprendre comment fonctionne correctement celui-ci consiste à étudier l'un après l'autre chacun de ces SFRs.

Nous savons très bien que ce n'est pas très rigoureux mais c'est de loin la façon la plus efficace à nos yeux et nous n'avons rien trouvé de mieux.

Alors en avant...

### REGISTRE S1CON (S1 CONTROL)

Ce registre SFR (figure 2) adressable bit à bit est composé de 8 bits et a pour mission de commander toutes les fonctionnalités structurelles de l'interface SIO2. Chacun des bits le constituant a une tâche bien précise.

### Les bits CR2, CR1, CR0

Nous allons achever tout de suite les bits 0, 1 et 7 de ce registre qui ont pour fonction de définir le débit du bus I2C c'est-à-dire de définir la valeur de l'horloge SCL (uniquement lorsque le microcontrôleur se comporte en maître or course, sinon il ne serait pas maître !).

Le tableau figure 3 donne les relations entre tout ce beau monde que sont les débits, les fréquences horloge micro et les valeurs à charger dans ces bits.

Afin d'éviter un volumineux courrier, il est bon de savoir que la (première) version 12 MHz du 80 C 552 — ils sont tous 16 MHz maintenant — ne supportait pas le bit CR2 (le bit n'était pas physiquement "implanté" — en révisant de la république comme diraient certains) et que si vous écriviez le bit 7 à "1" ou "0" en allant le relire vous trouviez, oh surprise, un "1". Miraculeux n'est-ce pas, sauf pour ceux qui choisiraient d'écrire volontairement un "0" et de transporter leurs logiciels de microcontrôleurs fond de tiroir 12 MHz" directement sur un "actuel 16 Mhz". Attention donc à la valeur de ce registre après reset et à vos initialisations.

Bref, quelles que soient les valeurs de vos quartz, nous vous conseillons de fonctionner au débit maximal du bus I2C qui est (pour l'instant...) de 100 kbits par seconde.

Notons que ceci ne vous empêche pas dans le cas d'applications "multimaster" de "causer" de micro à micro via les fils de l'I2C plus rapidement si vous le souhaitez ou bien encore de créer vous même votre valeur à l'aide des dernière lignes du tableau (usage du timer 1). Passons maintenant à un autre bit du registre S1CON.

Figure 2

	CR2	ENS1	STA	STO	SI	AA	CR1	CR0
Bit numéro	7	6	5	4	3	2	1	0

CR2 (1)	CR1	CR0	bit frequency (kHz) at fosc			fosc divided by
			6 MHz	12 MHz	16 MHz	
0	0	0	23	47	63	256 (1)
0	0	1	27	54	71	224 (1)
0	1	0	31	63	88	192 (1)
0	1	1	37	75	100	160 (1)
1	0	0	6.25	12.5	17	960
1	0	1	50	100	133 (2)	120
1	1	0	100	200 (2)	267 (2)	60
1	1	1	> 0.25 < 62.5	> 0.5 < 62.5	> 0.67 < 56	96 x (256 - reload value Timer 1) (reload value range: 0, 254 to max. 255)

Figure 3

### Le bit ENS1 (ENable S1)

Sa tâche est de valider l'interface SIO1.

Pour le bit 6 de S1CON Monsieur de La Palisse aurait dit qu'il y a deux cas :

ENS1 = "0"

Lorsque ENS1 = "0", les lignes internes amenant SDA et SCL aux broches P1.0 et P1.7 sont mises à un état haute impédance et on peut alors se servir de ces broches comme d'un port conventionnel I/O en drain ouvert (en effet pour assurer son bon fonctionnement, l'I2C demande de sortir en "open drain" avec des résistances externes de rappel aux + 5 V).

ENS1 = "1"

Dans ce cas tout l'interface I2C SIO1 est activé et prêt à fonctionner. Il est à noter que dans cette éventualité les ports P1.6 et P1.7 devraient être normalement et préalablement positionnés à "1" par logiciel (par exemple à l'aide de l'instruction d'assemblage SETB (set bit) puisque le port P1x fait partie des SFRs "bit adressable")

En principe, le bon aloi fait que généralement l'on ouvre via logiciel ce "gros robinet" ENS1 = "1" quand beaucoup d'autres bits (les petits robinets) sont déjà prépositionnés sur les valeurs de votre choix

### Le bit STA (comme STArt)

Sa fonction réside à valider le départ de l'échange I2C.

Pour ses valeurs, même motif, même punition !!

STA = "1"

Ça y est, le combat commence. En effet en positionnant ce bit à "1", cela signifie à l'interface I2C SIO1 que vous désirez démarrer un échange, c'est-à-dire être le patron de la communication donc le maître et de fait l'interface génère électriquement une condition de START sur les fils I2C après s'être assuré que ces derniers sont libres (dans le cas contraire il attend gentiment de voir passer une condition de STOP libérant le bus).

Si par hasard, étant déjà en position de "maître émetteur", vous re-insistiez pendant l'échange en repositionnant STA = "1", vous inventoriez la condition de RE-START bien pratique pour l'accès à certains composants I2C, notamment les mémoires (RAM, E2PROM...).

STA = "0"

Dans ce cas pas plus de START que de RE-START !

### STO (comme STOp)

STO = "1"

Vous, le Maître, désirez terminer l'échange. En effet en positionnant ce bit à "1" cela signifie à l'interface I2C SIO1 de générer électriquement une condition de STOP sur les fils I2C. Etant donné que l'interface relit systématiquement ce qui se passe électriquement sur les fils du bus, il détecte la condition de STOP et passe STO à "0".

Si par hasard STA et STO sont simultanément égaux à "1", un stop est d'abord généré puis un nouveau start est créé.

STO = "0"

Dans ce cas pas de STOP !

### SI (Serial Interrupt)

SI = "1"

Lorsque le bit SI est positionné à 1 et lorsque les bits EA et ES1 du registre d'autorisation des interruptions sont aussi positionnés à 1, l'interruption propre à l'interface I2C "SIO1" sera demandée.

Le bit SI est positionné à 1 par l'électronique interne au microcontrôleur lors de la détection de l'un des 26 cas de figure pouvant se présenter pendant la transmission ce qui a pour conséquence de suspendre momentanément la suite des événements sur le bus I2C.

Après avoir décidé de l'action à faire, il est alors nécessaire de passer par software SI à 0.

Une exception à tout cela est le cas où S1STA(tus) vaut F8H. Ce cas indique qu'aucune indication significative n'est présente donc pas de demande d'interruption et SI reste sagement à "0".

SI = "0"

Aucune interruption n'est demandée ni souhaitée et donc les codes de status ne déclencheront rien du tout !!

### AA (comme Assert Acknowledge)

AA = "1"

Si le bit AA est positionné, un acquittement (acknowledge) est retourné pendant le 9<sup>e</sup> coup d'horloge de SCL quand :

- la propre adresse "esclave" a été reçue

- un appel général a été reçu

- un octet de donnée a été reçu en mode Maître récepteur

- un octet de donnée a été reçu en mode Esclave récepteur

AA = "0"

Si le bit AA est "reseté" (mis à "0") un "non-acquittement" sera retourné pendant le 9<sup>e</sup> coup d'horloge. (Attention, la notion de

"non-acquittement" représente une volonté de ne pas acquitter (quelque chose.) Cool à liou lorsque :

- un octet de donnée a été reçu en mode Maître récepteur

- un octet de donnée a été reçu en mode Esclave récepteur

Ne désirant pas tomber dans les affreux détails concernant ce bit "AA", nous vous renvoyons pour plus amples informations sur la documentation constructeur pour toutes les variantes et sous-variantes que renferment les différentes possibilités du bus I2C en ce qui concerne les "acquittements" et les "non-acquittements" volontaires.

Passons maintenant au registre de STATUS baptisé pompeusement "S1STA".

### S1STA (S1 STAtus)

Ce registre a pour mission de vous renseigner à tout instant sur l'état d'avancement de l'échange en cours et des problèmes qui auraient pu survenir lors de son déroulement.

Une étude détaillée des différents incidents pouvant se produire montre que l'on en dénombre 26, ce qui nécessite de mobiliser au moins 5 bits d'un registre pour les représenter numériquement.

La figure 4 indiquant la constitution de S1STA montre pour ce faire que l'on a choisi les 5 bits de poids les plus forts du registre et que l'on a décidé de laisser les poids faibles à "0 0 0".

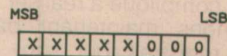


Figure 4

De ce fait et de façon pas innocente du tout, les valeurs obtenues sont espacées de 8 en 8 ce qui, comme nous vous le montrerons par la suite, va donner par conception même de ces valeurs une grande souplesse dans la réalisation du logiciel de commande. (voir paragraphe sur la conception du logiciel).

Cette philosophie étant posée, les 26 différents cas ont été répertoriés afin de satisfaire les 4 modes de fonctionnement de l'I2C, c'est dire :

Maître Emetteur ou Récepteur et Esclave Emetteur ou Récepteur. Lors du lancement de l'interface SIO1, le dispositif se met en action et donne au fur et à mesure les informations sur l'avancement de l'échange. Afin

d'imaginer tous ces propos un exemple détaillé de l'un des 4 modes est donné figure 5 (Oao du maître émetteur). Bien évidemment le constructeur indique dans ses spécifications tous les cas de figures pouvant se produire qui seraient ici trop fastidieux à exposer mais que nous avons pris en compte lors de l'élaboration du logiciel.

En regardant la figure indiquée ci-dessus, on se rend compte qu'après une volonté de départ exprimée en positionnant STA(rt) à "1", dès que celle-ci a été électriquement réalisée sur le bus, le registre de status S1STA se charge automatiquement de la valeur A8h et là, tout se re-complique !

En effet l'architecture de l'interface SIO1 est telle que ce chargement va déclencher une interruption, qu'il va être nécessaire de la traiter, d'examiner si l'on est bien d'accord avec le contenu (espéré) du registre de STATUS et enfin de décider de continuer ou non la suite de l'échange et ainsi de suite jusqu'au stop final.

Ceci peut vous paraître lourd et fastidieux mais c'est d'une efficacité re-dou-table quant à la fiabilité de l'échange réalisé sur lequel vous avez fixé vos yeux d'une façon continue sans rien laisser passer qui puisse perturber vos précieuses petites données adorées.

Comme vous le trouverez dans le listing du programme annexé, vous verrez qu'avec quelques ruses savantes cela n'est en fait pas si compliqué à réaliser.

Terminons maintenant par les deux registres qui sont d'une simplicité enfantine. Vous avez assez souffert précédemment. Ce sont S1ADR et S1DAT.

### S1ADR (S1 Address)

C'est dans ce registre que vous allez décider de baptiser d'un nom charmant votre microcontrôleur afin que l'on puisse un jour lui adresser la parole. C'est donc le registre "de sa propre adresse" en mode esclave. Ce registre n'a donc aucun sens lorsque le microcontrôleur est Maître.

Le nom que vous allez lui donner doit être inscrit sur les 7 bits de poids forts de l'octet du registre S1ADR. Le dernier bit (poids faible, sert à pouvoir créer la valeur nécessaire à l'appel général.

Le bit de poids le plus fort correspond au premier bit reçu après la condition de START du bus I2C et "1" logique corres-

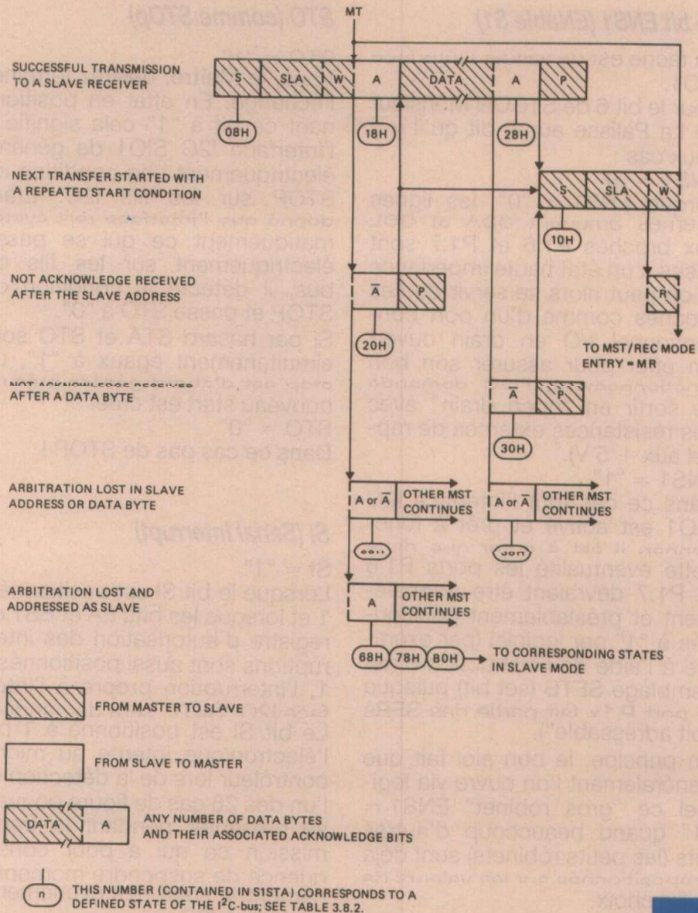


Figure 5

pond électriquement au niveau "haut" sur le bus.

### S1DAT (S1DATa)

Ce dernier registre contient soit les données à émettre, soit les données venant juste d'arriver. La CPU peut soit écrire ce registre soit le lire. Le registre contient toujours le dernier octet qui était présent sur le bus. Pour de plus amples informations nous vous conseillons de vous reporter au logiciel présent en fin d'article pour bien assimiler comment on lit et écrit ce registre lors d'un échange.

Voilà terminé pour l'essentiel ce qu'il est bon de connaître au sujet de cet interface I2C "SIO1" qui, comme nous vous l'indiquions, est très performant. Passons maintenant au logiciel de commande et à son installation "intelligente" dans les espaces mémoire données RAM et programme (EP)ROM.

### LE LOGICIEL DE COMMANDE

Comment réaliser un logiciel

court, complet, performant ayant un bonne architecture et le placer judicieusement. Voilà un bon problème !

Vous pourrez remarquer que nous vous avons déjà un peu mis la puce à l'oreille lors du paragraphe du S1STATUS, sinon une relecture s'impose.

### Son organisation

Il se compose de cinq grandes parties très distinctes.

\* Les "déclarations" qui n'intéressent que le logiciel d'assemblage (et vous bien sûr !!)

\* La routine d'initialisation de ce module logiciel que vous disposerez avec vos "initiatives" là où bon vous semble (pour faire plus propre nous avons "casé" toutes celles-ci dans une page - la page "2" de 256 octets créée à cet effet à partir des adresses "ROM" 0200h et suivantes).

\* Quelques lignes de logiciel qui font généralement partie du programme principal car devant être retouchées au besoin, au cas par cas, à l'appel de chacun des différents composants I2C



adresses et commandant le démarrage de l'échange.

\* La routine de gestion de l'interruption déclenchée par SIO1.

\* La routine d'aiguillage des 26 cas de figure pouvant se produire, elle aussi écrite dans une superbe page bien propre nette : la page "1" (100 h et au-dessus jusqu'à 1FFh).

La figure 0 vous donne une vue d'ensemble de cette disposition de ces logiciels. Clean, is'nt it ? Passons maintenant au contenu.

adresses des registres SFRs, des bits particuliers au programme, de définir des valeurs dont les noms sont à rallonge (!) mais qui sont on ne peut plus explicites, la page où nous allons travailler (et que vous pouvez bien sûr changer si par hasard il y a déjà des tâches de gras dessus) et enfin les noms et adresses des registres de RAM que nous avons réquisitionnés pour faire fonctionner cette routine.

zéro, nous commencerions à l'envoyer faire un tour du côté des "initialisations" "basées" on 0200h. Libre à vous de vous organiser autrement mais gardez si possible une bonne cohérence.

Cette routine initialise l'interface SIO1 comme un esclave soit émetteur soit récepteur de façon à être toujours en écoute.

Vous pourrez nous faire la remarque qu'il n'y a généralement qu'un microcontrôleur sur votre carte et que cela semble du gâchis, remarque à laquelle nous vous répondrons que souvent un microcontrôleur qui est seul s'ennuie et qu'à trois octets près cela ne valait pas le coup de se priver de cette éventualité. Bref c'est comme ça. Mais rassurez-vous, il va vite repasser Maître émetteur ou récepteur.

### Les déclarations

Elles sont très explicites. Nous avons pris soin de rappeler les

### La routine d'initialisation

Nous avons décidé qu'après le reset general du microcontrôleur, celui-ci démarrerait à l'adresse

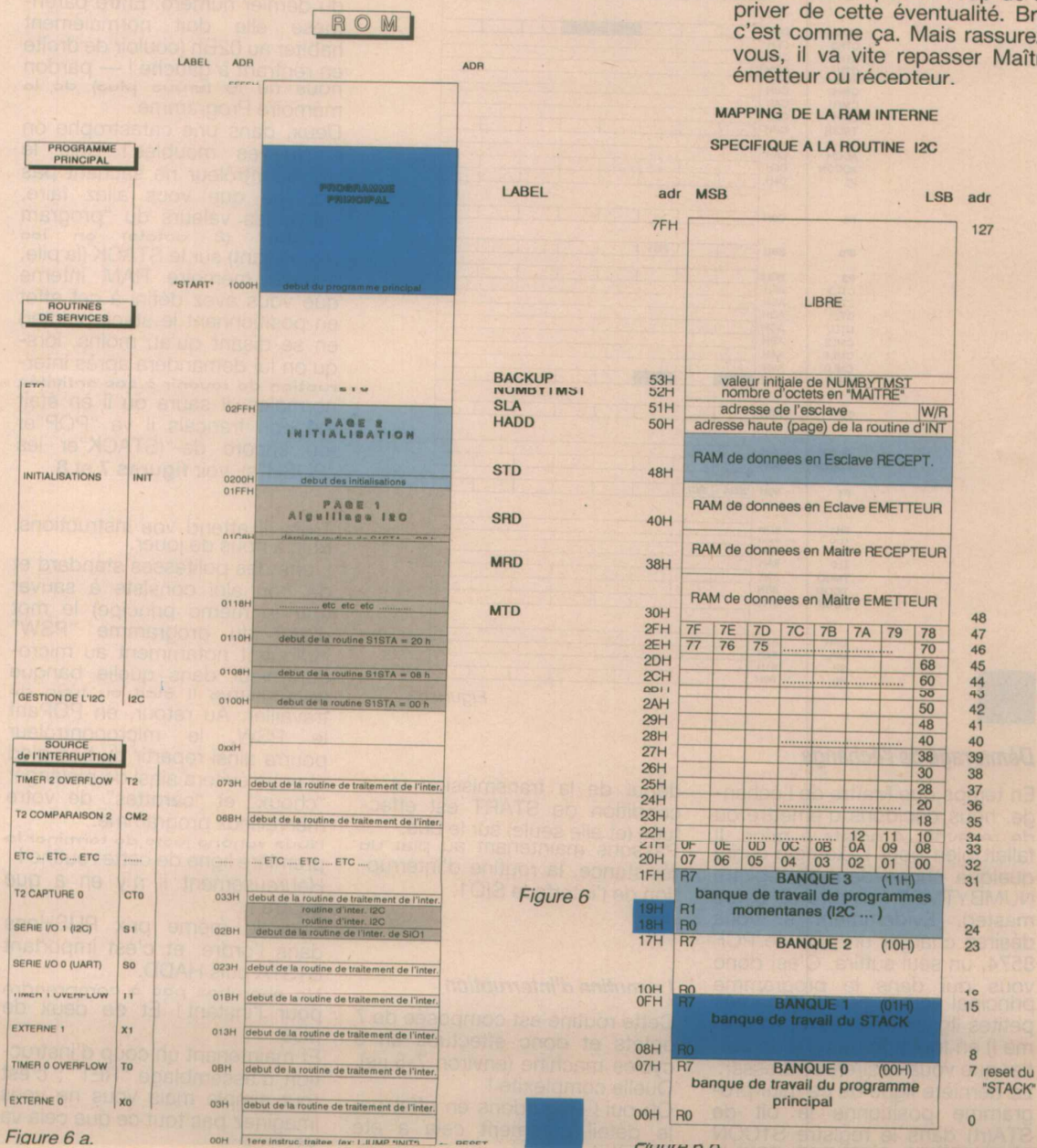


Figure 6 a.

Figure 6

Figure 6 b.

S.F.R. utilisés pour l' I 2 C

REG.	HEX.	MSB	LSB						
T3	FFH		255						
PWMP	FEH								
PWM1	FDH								
PWM0	FCH								
IP1	F8H								
B	F0H								
STE	EEH								
TMH2	EDH								
TML2	ECH								
CTCON	EBH								
TM2CON	EAH								
IEN1	E8H								
ACC	E0H								
S1ADR	DBH	adresse du composant I2C sur 7 bits GC							
S1DAT	DAH	valeurs des données du registre sur 8 bits							
S1STA	D9H	SC4	SC3	SC2	SC1	SC0	0	0	0
S1CON	D8H	CR2	ENS1	STA	STO	SI	AA	CR1	CR0
PSW	D0H			RS1	RS0				
CTH3	CFH								
CTH2	CEH								
CTH1	CDH								
CTH0	CCH								
CMH2	CBH								
CMH1	CAH								
CMH0	C9H								
TM2IR	C8H								
ADCH	C6H								
ADCON	C5H								
P5	C4H								
P4	C0H								
IP0	B8H			PS1					
P3	B0H								
CTL3	AFH								
CTL2	AEH								
CTL1	ADH								
CTL0	ACH								
AML2	ABH								
CML1	AAH								
CML0	A9H								
IEN0	A8H			EA	EA1				
P2	A0H								
SOBUF	99H								
SOCON	98H								
P1	90H			SMA	SCL				
TH1	8DH								
TL0	8BH								
TL1	8BH								
TL0	8AH								
TMOD	89H								
TCOIN	88H								
PCON	87H								
DPH	83H								
DPL	82H								
SP	81H								
P0	80H								

Figure 6 c.

Démarrage de l'échange

En temps que Maître de l'échange, nous décidons d'émettre ou de recevoir, 4 octets à priori. Il fallait bien pour l'exemple écrire quelque chose dans le registre NUMBYTMST (nombre de bytes master). Evidemment si vous désirez charger un port de PCF 8574, un seul suffira. C'est donc vous qui dans le programme principal écrivez ces charmantes petites lignes (3 au total, un drame !) en fonction du type de boîtier que vous désirez adresser. La dernière ligne de ce mini-programme positionne le bit de STA(rt) dans le registre S1CON et on voit, c'est parti pour le

début de la transmission et la condition de START est effectuée (et elle seule) sur le bus. Passons maintenant au plat de résistance, la routine d'interruption de l'interface SIO1.

La routine d'interruption

Cette routine est composée de 7 octets et donc effectuée en 8 cycles machine (environ 7-8 µs). Quelle complexité ! Oh oui ! Regardons en effet par le détail comment cela a été effectué.

La condition de START vient d'avoir lieu. Après le cérémonial d'usage (pus tree ? ...) l'interface SIO1, se relisant (électriquement) systématiquement s'en aperçoit. Il charge donc la valeur ad hoc de 08h dans le registre S1STA, ce qui provoque... une série de catastrophes en chaîne.

Le microcontrôleur rentre en "interruption". Panique à bord !

Une, l'interruption se comporte comme une instruction LCALL hardware ayant pour but d'appeler une sous-routine où qu'on soit dans le programme. En l'occurrence il va appeler l'interruption I2C qui a pour nom S1 faisant partie de celle que nous vous avons présentée en détail lors du dernier numéro. Entre parenthèse elle doit normalement habiter au 02Bh (couloir de droite on rentrant à gauche ! — pardon nous ne le ferons plus) de la mémoire Programme.

Deux, dans une catastrophe on sauve les meubles ! Déjà le microcontrôleur ne sachant pas trop ce que vous allez faire, sauve les valeurs du "programm counter" (2 octets) en les PUSH(sant) sur le STACK (la pile, espace mémoire RAM interne que vous avez défini à cet effet en positionnant le stack pointer) en se disant qu'au moins, lorsqu'on lui demandera après interruption de revenir à ses activités normales, il saura où il en était (en bon français il va "POP"er (ou encore de-"STACK"er les "PUSH"s), voir figures 7 et 8.

Trois, il attend vos instructions. Et là à nous de jouer.

L'une des politesses standard et de bon aloi consiste à sauver (par le même principe) le mot d'état du programme "PSW" indiquant notamment au microcontrôleur dans quelle banque de registres il était en train de travailler. Au retour, en POPant le PSW, le microcontrôleur pourra ainsi repartir du bon pied et vous évitera ainsi de mélanger "choux" et "carottes" de votre morveilleux programme.

Nous venons juste de terminer la première ligne de cette routine ! Heureusement il n'y en a que quatre !

Pour le même prix PUSHons dans l'ordre, et c'est important S1STA puis I1ADD.

Ne cherchez pas à comprendre pour l'instant ! Et de deux de plus.

Et maintenant un coup d'instruction d'assemblage "RET" ; c'est tout simple mais vous ne vous imaginez pas tout ce que cela va déclencher.

PUSH\_POP

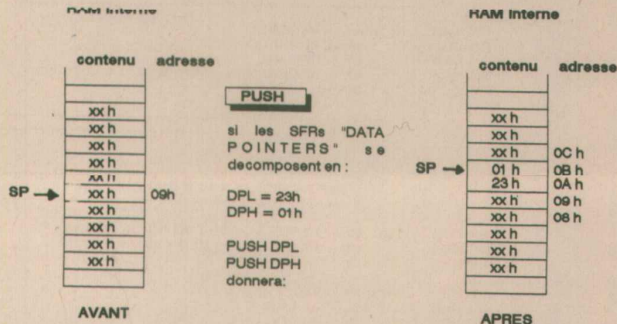


Figure 7

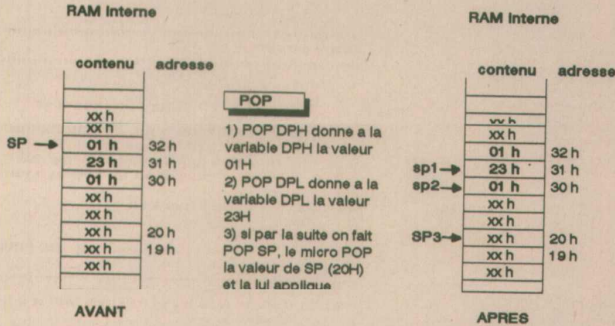


Figure 8

L'instruction "RET" (retour) a pour mission de revenir de ce faux LCALL donc de POPer le nombre d'octets qu'elle a PUSHé, c'est-à-dire deux. Si, dans l'intervalle, personne n'a jouer avec les PUSH et les POP, elle retrouvera ceux qu'elle a mis et les attribuera sèchement aux valeurs haute et basse du "PC" (program counter) pour répartir

de là. Or nous, en PUSHant S1STA puis HADD dans volontairement les de-POPper nous avons jeté la zizanie à bord de cette magnifique machine pour mieux la tromper. Saperlipopette ! L'instruction "RET" va donc POPper les deux derniers valeurs rentrées et attribuer au "PC" les valeurs, ce qui va donner :

PC haut = HADD ici 01h  
 et PC bas = S1STA, 08h  
 soit "PC" = (HADD, S1STA) - 0108h  
 et le programme va donc "stupide-ment" redémarrer de l'adresse mémoire programme (HADD, S1STA)h, et là, oh miracle qu'y avons-nous mis ? : la routine qui correspond donc par principe à la valeur que contient S1STA et ce quelle qu'en soit sa valeur ! Nous venons d'inventer l'auto-vectorisation paginée de cette routine d'interruption par la valeur même du problème soulevé. Rusé n'est-ce pas !

Les routines d'aiguillage

Suivent maintenant, au kilomètre, les différents cas de figures pouvant survenir lors de l'échange pour les différentes situations de MAÎTRE, d'EC CLAVE émetteur ou récepteur. Il n'y a rien de spécial à signaler à leur sujet, la plupart tenant dans les 8 octets fatidiques d'espace-ment de status à status ce qui permet une présentation souple et distinguée du logiciel et avec tout cela vous disposez alors d'une liaison sécurisée à l'aide de ces interfaces I2C (hard et soft) BÉTON !

Maintenant que les fondations sont posées et sûres, nous vous donnons rendez-vous au mois prochain pour réaliser vos chefs-d'œuvre !

Dominique PARET

Remarque : l'assemblage du programme a été effectué à l'aide de l'assembleur "J.-L. Seiguy" décrit dans ERP 525 et le listing du résultat obtenu est donné en annexe.

page 1 ok

Annexe logicielle

Assembleur 8051/31 Version 1.0  
 Copyright (C) 1990 Jean-Louis Seiguy

12/01/92  
 20:58:12

```

;*****
; DONNEES IMMEDIATES A PARTIR DE L'ADRESSE 0100H
; (CAS DU MODE VERSION 08 MOI DE L'ART. A 12 MOI L'EST FONCTIONNANT A 08 MOI)
;*****

00D5 = ENSI_NOTSTA_STO_NOTSI_AA_CRO equ 0d5h ;genere un STOP
; (CRO equ 100 Kb)
00C5 = ENSI_NOTSTA_NOTSTO_NOTSI_AA_CRO equ 0c5h ;Relache le BUS et
; envoi acquittement
00C1 = ENSI_NOTSTA_NOTSTO_NOTSI_NOTAA_CRO equ 0c1h ;Relache le bus et
; n'envoie pas d'acquit
; tement
00B5 = ENSI_STA_NOTSTO_NOTSI_AA_CRO equ 0b5h ;Relache le bus et le
; reprend avec un STA

;*****
; LISTE DES EQUIVALENCES RELATIVES A L'INTERFACE I2C "S101"
;*****
; EMPLACEMENTS DES REGISTRES DE FONCTION SPECIALES (SFR's) DU "S101"
;*****

00D8 = SICON equ 0d8h ;registre de controle I2C
00D9 = S1STA equ 0d9h ;registre de status I2C
00DA = S1DAT equ 0dah ;registre de donnees I2C
00DB = S1ADR equ 0dbh ;registre d'adresse personnelle du 80C557

;*****
; POSITIONNEMENT DES BITS UTILES A LA ROUTINE
;*****

00DD = STA equ 0ddh ; bit STA dans SICON
00DD = S101BP equ 0ddh ; bit de priorite de S101 dans I2P
007F = FIN_TR equ 07fh
0011 = ADR equ 011h

00A8 = IEN0 equ 0a8h ; bit de validation de l'interruption
00B8 = I2P equ 0b8h ; bit de priorite de l'interruption

00A0 = OWNSLA equ 031h ;Adresse personnelle + Appel general
; doit etre ecrite dans SIADR
00A0 = ENSI01 equ 0a0h ;SA=ESI autorise l'interruption S101
; doit etre 'crit dans IEN0
0001 = PAG1 equ 001h ;Adresse de base des routines de
; traitement d'interruption luees
; a l'etat du registre de status S1STA

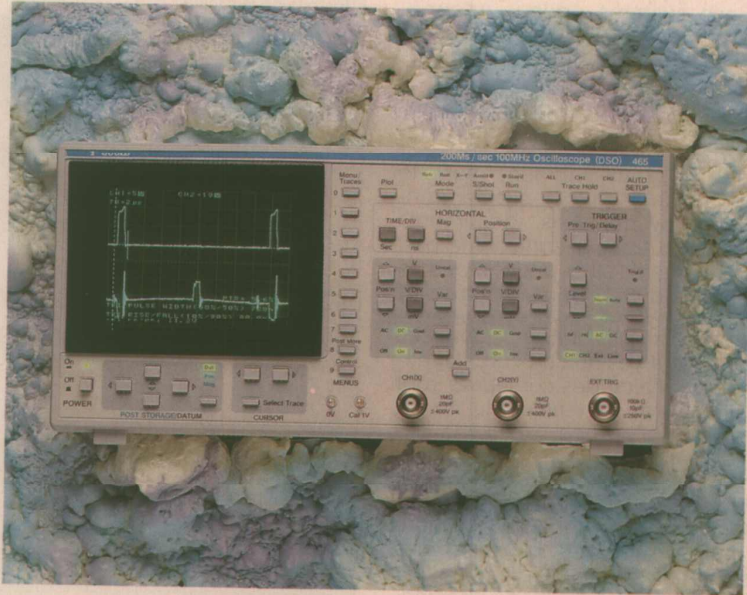
00A0 = PCF9583W equ 0a0h ;ex. Adresse esclave + bit ecriture
00A1 = PCF9583R equ 0a1h ;ex. Adresse esclave + bit lecture

0018 = SELRB3 equ 018h ;Selection banque registre 3
00B0 = FIN equ 0b0h ;Indic de fin de message
    
```



# Le DSO 2 x 100 MHz GOULD 465

Au sein de la vaste gamme d'oscilloscopes numériques proposée par GOULD, qui depuis vingt ans maintenant figure parmi les leaders incontestés de ce type de matériel, la série 400 s'adresse plus particulièrement aux applications d'Electronique Générale. Le modèle 465, 2 x 100 MHz (200 megaéchantillons/s) dernier né présenté lors du FORUM Mesure 91, constitue le haut de gamme dans cette série. Par rapport au 420 que nous avons eu l'occasion de présenter en son temps, il affiche des performances accrues et des possibilités de traitement supplémentaires pour un prix similaire à celui du 420 deux ans plus tôt !



Le panneau de commandes. Une disposition ergonomique par pavés fonctionnels. A gauche les touches "menu" en bandeau verticale, à droite le bloc "déclenchement". Au centre les réglages de voies. En haut les fonctions propres à un scope numérique.

La course aux performances à un coût toujours plus réduit est significative de la part de marché prépondérante prise par le numérique par rapport à l'analogique en oscilloscopie. Pour parvenir à proposer des scopes innovants et toujours plus performants à faible coût (relativement), GOULD a consenti depuis quelques années des investissements très lourds tant en recherche et développement - notamment pour la conception d'ASIC - qu'en production et test (montage en surface et tests automatiques) afin d'accroître non seulement les performances mais aussi d'améliorer sans cesse productivité et fiabilité.

C'est ainsi que le 465, oscilloscope 2 voies 2 x 100 MHz, travaille à 200 Mech/s max (2 G éch/s en temps équivalent sur signaux répétitifs), est doté de nombreuses possibilités de traitement et de mesures automatiques, incorpore un traceur quatre couleurs, le tout pour un prix avoisinant 29 000 F HT.

## Présentation générale

Dans son concept le 465 est identique aux autres appareils de la série 400 (400, 420, 450) ce qui semble normal puisque ce

style d'appareils a été plébiscité par de nombreux utilisateurs.

A l'introduction de cette série GOULD avait d'emblée opté pour des commandes à touches et conserve ce système qui ne paraît pas avoir dérivé les habitudes de l'analogique autant qu'on a bien voulu le dire.

Nous pensons d'ailleurs que ce qui peut être déroutant n'est pas tant le système à touches s'il est bien conçu, que des profondeurs de menus trop imparfaites.

Avec des dimensions de 137 mm (H) x 400 mm (P) x 274 mm (L) pour une masse de 6,5 kg, le 465 reste un appareil compact et relativement léger que l'on pourra aisément transporter et placer à peu près n'importe où. Signalons qu'un socle en caoutchouc de 4 cm environ déborde de la face arrière et autorise, outre la protection des connecteurs, une excellente assise en position verticale.

Le tube de diagonale 5 pouces (≈ 12,7 cm) peut paraître petit mais se révèle agréable et suffisant en exploitation, ceci pour trois raisons :

- s'agissant d'un numérique, la trace peut être figée avec tous les avantages que cela comporte.

- C'est un tube moniteur à déflexion électromagnétique bien défini et de plus GOULD a, dans le menu "affichage" (Display), introduit plusieurs options de réglages indépendants de la luminosité des traces, des caractères alphanumériques et du graticule que l'on peut d'ailleurs faire disparaître si on le souhaite. Sans système optique intermédiaire entre la dalle du tube et l'utilisateur, les erreurs de paralaxe sont nulles.

- Enfin, une des forces de l'appareil réside dans le traceur quatre couleurs incorporé qui peut être à tout moment sollicité (commande "plot" sur le panneau avant). Les documents issus du traceur sont d'une part légèrement plus grands que la surface du tube mais d'autre part toutes les inscriptions - paramètres d'acquisition et données consécutives aux mesures effectuées à l'aide des curseurs - sont situées à l'extérieur du cadre d'écran d'où une excellente lisibilité.

Comme nous l'avons évoqué plus haut le panneau de commandes est constitué uniquement de touches de trois types réparties par blocs fonctionnels. On dénombre six blocs positionnés sur la face avant de façon non pas plus ergonomique.

- Le "pavé" TRIGGER regroupant toutes les commandes relatives au déclenchement : choix auto-normal, réglage de niveau, choix de la pente, choix du couplage (avec filtre réjecteur et passe bas), choix de la source (CH1, CH2, externe ou réseau), réglage du temps de pré et post-déclenchement.

- Les deux pavés de voie d'entrée (CH1 et CH2) avec les commandes usuelles de réglage de sensibilité en séquence 1-2-5 (de 2 mV à 5 V/div), de position et de couplage.

- Un pavé affecté à l'axe horizontal avec le réglage de la base de temps (de 25 ns à 50 s/div), l'expansion par 10 et le cadrage (position X).

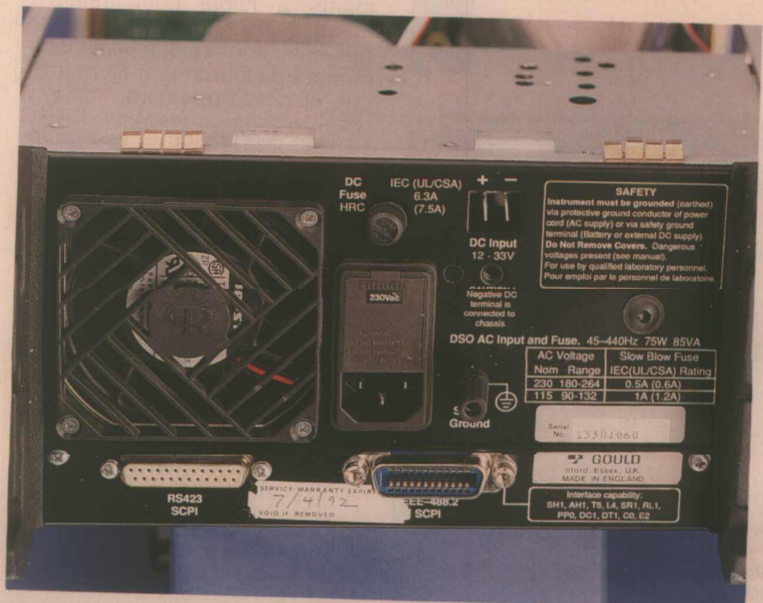
- Un bandeau en haut réservé aux commandes plus spécifiques au numérique : touches Plot et mode (rafraichi, défilement, X-Y), touches monocoup et run pour le type d'acquisition, touches de maintien de traces pour geler l'affichage de la dernière acquisition effectuée, et touche d'Auto Set-Up qui configure automatiquement l'appareil à la mise en fonctionnement sur signaux répétitifs.

- Un bandeau vertical affecté aux touches de menus.

**SPECIFICATIONS**

<b>Bande passante (- 3 dB)</b>	DC à 100 MHz
<b>Couplage DC :</b>	4 Hz à 100 MHz
<b>Couplage AC :</b>	3,5 ns
<b>Temps de montée :</b>	2
<b>Nombre de voies :</b>	2 mV/div à 5 V/div en séquence
<b>Gamme de sensibilité verticale :</b>	1-2-5
<b>Précision de gain : verticale (DC)</b>	± 2,5 % de la pleine échelle ± 1 bit de poids faible (LSB)
<b>Résolution verticale :</b>	± 0,42 % de la pleine échelle (240 niveaux = 8 divisions x 30 niveaux/div)
<b>Fréquence d'échantillonnage :</b>	max 200 Mégaéchantillons/s (Capture de transitoires) 2 Gigaéchantillons/s (Capture de signaux répétitifs)
<b>Longueur de renregistrement de signal :</b>	501 Points/voie
<b>Impédance d'entrée :</b>	1 MΩ/20 pF Déclenchement externe 100 kΩ/10 pF
<b>Tension d'entrée maximale :</b>	Voies : 400 VDC ou AC crête Déclenchement : 250 VDC ou AC crête
<b>Gamme de position verticale :</b>	± 10 divisions
<b>Précision de mesure de tension :</b>	± 2,5 % de la pleine échelle ± 1 LSB
<b>Résolution de mesure de tension :</b>	0,42 % de la pleine échelle
<b>Gamme de base de temps :</b>	25 ns/div à 50 s/div en séquence 1-2-5 (ETS* sur Bdt) 25 ns à 100 ns/div x 10 pour donner une gamme de temps plus rapide de 2,5 ns/div
<b>Expansion horizontale :</b>	± 0,01 %
<b>Précision d'horloge de base de temps :</b>	0,2 % de la pleine échelle
<b>Résolution temporelle :</b>	0,01 % de la valeur lue, ± 1 chiffre
<b>Précision de mesure temporelle :</b>	0 à 5000 s à une résolution de 2 % de Temps/div, 20 ns minimum
<b>Retard de post-déclenchement :</b>	0 à 98 % avec 0,4 % de résolution
<b>Pré-déclenchement</b>	DC à 10 MHz < 0,3 div
<b>Sensibilité de déclenchement interne :</b>	10 MHz à 100 MHz < 1,5 div
<b>Externe :</b>	DC à 10 MHz < 150 mV 10 MHz à 100 MHz < 600 mV
<b>Niveau de déclenchement :</b>	Variable sur > 12 divisions (Niveau indiqué par un marqueur sur écran)

\* ETS : Equivalent Time Sampling (échantillonnage aléatoire en temps équivalent)



La face arrière avec les connecteurs RS 423 et IEEE 488-2. Les bornes d'alimentation AC et DC.

- Enfin, un bloc de touches, sous l'écran, dédié aux travaux avec les curseurs. Comme on le constate, cette répartition est très pratique et permet une prise en mains très rapide.

L'action de chaque touche est soit signalée par des voyants LED soit rappelée sur l'écran en clair. Selon le type de commandes, ce sont des touches à action directe, à bascule, ou à action progressive (avec deux vitesses d'exécution selon la pression). Ces dernières remplacent les potentiomètres d'un scope "conventionnel" et mettent en œuvre un processus d'incrémentement/décrémentement purement numérique.

Sans revenir dans le détail des commandes communes à n'importe quel oscilloscope numérique (ou analogique), voyons plutôt l'action des touches de menus et de mesures via curseurs.

Les touches "8" et "9" permettent d'entrer dans les deux menus principaux : "control master menu" et "Post storage master menu" respectivement et la touche "0" de revenir directement à l'affichage des traces dans la dernière configuration entrée.

Le menu principal (control master) donne le choix entre six sous-menus que l'on sélectionne à l'aide des numéros de touche correspondants (1 à 6).

1 - "Status" rappelle les modes de fonctionnement : type d'acquisition, mode min/max ou non, réglages des voies, de la base de temps, du déclenchement et du type de sonde employé.

2 - "Display and trigger" permet de sélectionner un type de sonde (X1, X10, X100) pour chaque voie, d'activer ou non le mode max/min, le moyennage et le nombre de cycles en moyennage. Ce sous-menu autorise aussi la sélection affichage des points d'échantillonnage ou lissage (DOT JOIN ON/OFF).

3 - "Display intensity" permet le réglage du contraste et de la luminosité des traces des caractères et du graticule indépendamment les uns des autres.

4 - "Référence trace" permet de recopier la trace d'une voie dans la trace de référence qui est sauvegardée et peut-être rappelée à n'importe quel moment pour comparaison (très pratique).

5 - "RS 423 interface" sert à l'entrée des paramètres de configuration de la liaison série et de l'IEEE 488.2.

6 - Enfin "Spécial Functions" est dédiée à la calibration qui se fait automatiquement selon les choix opérés.

Dans tous les cas la sélection des options proposées dans chaque sous-menu, ou le changement d'un paramètre, s'effectue on ne peut plus simplement à l'aide du numéro de touche affiché en regard de l'option.

Le menu général post-storage (touche "9") donne accès à tout ce qui concerne la sauvegarde ou le rappel de traces mémorisées. Le 465 autorise la mémorisation de trois traces, conservées même lors de la coupure de l'alimentation générale grâce à une petite batterie et à une RAM statique.

Cela peut paraître insuffisant d'autant qu'on ne peut pas sauvegarder de configurations (oct up) autres que celles associées aux traces mémorisées. Nous n'y voyons pas pour notre part de désagrément en exploitation car d'une part cela évite un "dédale" de menus et d'autre part le 465 dispose d'un traceur incorporé. Il est donc préférable de faire des sauvegardes papier, l'appareil se configurant très rapidement. Dans des cas bien précis on utilisera la trace de référence (en maintenance ou en test), elle est là pour cela.

Toujours dans ce même menu, on peut paramétrer le traceur interne en choisissant des tracés au coup par coup à l'aide de la touche plot ou enchaînés automatiquement à chaque acquisition.

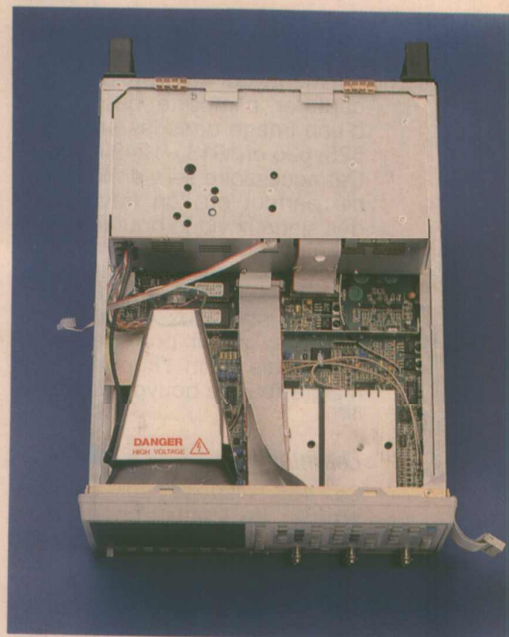
Les autres options de ce sous-menu concerne le tracé lui-même : avec ou sans graticule, graticule en traits pleins ou pointillés, avec les curseurs ou sans, et permettent de valider un traceur externe via l'interface RS 423.

Enfin les quatre derniers sous-menus :

"Cursor Measurements", "Trace manipulation", "Trace arithmetic", "Persistence / limits testing" sont dédiés aux fonctions de mesure, de calcul et de traitement du signal.

### Les options

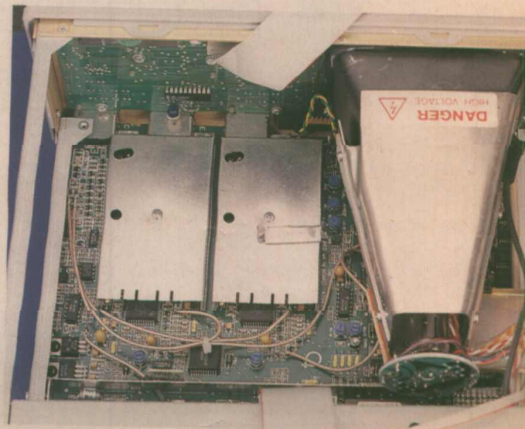
Parmi les options offertes avec le 465 : housse et valise de transport, capot de protection, sondes par 10 et par 100 - 250 MHz -, sonde HT (X1000, 7 MHz, 15 kV), rouleaux de papier et plumes de rechange pour le traceur incorporé, GOULD, suite à la demande de nombreux clients, propose maintenant un séparateur de synchro vidéo tirant son



Vue interne. On distingue la platine principale en double face trous métallisés implantée en CMS. Les préamplis de voie sont blindés ainsi que le tube à déflexion électromagnétique. L'alimentation à découpage est insérée dans le bloc du fond.

énergie d'une pile 9 V. Avec une impédance d'entrée de  $1\text{ M}\Omega/24\text{ pF}$ , il peut s'utiliser avec les sondes classiques 1-10 (protocollées 250 VDC ou AC crête). La sortie s'effectue par l'intermédiaire d'un cordon BNC et attaquera une voie du scope ou l'entrée synchro externe.

Cette sortie délivre des signaux de 4 V<sub>cc</sub> sous haute impédance de charge. L'opérateur a le choix entre le mode ligne, impulsions de rapport cyclique 60/40 à la fréquence ligne, ou le mode trame qui délivre une impulsion de  $3\text{ }\mu\text{s}$  synchrone de la ligne 1 de chaque image. De la sorte.



Vue rapprochée de l'électronique. On distingue la contre-platine des touches de commandes.

dans ce mode et avec le retard au déclenchement (post-déclenchement) du 465, on peut aller capturer n'importe quelle ligne d'une image dans les standards 525, 625 et 1013 - 1249 lignes. Cet accessoire sera donc apprécié partout où l'on travaille sur des signaux vidéo pour le test, la maintenance et le développement. Bien sûr cet accessoire, pour un scope plus particulièrement destiné aux labos d'électronique, aurait pu être incorporé mais enfin l'important est malgré tout de pouvoir en disposer.

### Les interfaces

Le 465 dispose sur sa face arrière de deux connecteurs affectés aux entrées-sorties IEEE 488-2 et RS 423. Ces interfaces sont conformes aux normes et au langage de commande standard désormais adopté par tous (?) : le SCPI. On pourra donc insérer le 465 dans un système d'instrumentation IEEE ou communiquer avec, à l'aide d'un PC. Ceci est vrai tant en ce qui concerne la commande à distance que le recueil des données pour traitement ultérieur ou archivage, ou bien encore simplement pour réaliser des recopies d'écrans sur une imprimante haute définition et de plus grand format que le traceur incorporé. Nous aurons l'occasion de revenir sur le langage SCPI et sur l'interface IEEE dans

les mois qui viennent, aussi ne nous étendrons-nous pas sur le sujet.

Nous regrettons que ces fonctions d'interfaçage puissantes et très évoluées aient fait disparaître des interfaces analogiques bien pratiques comme une fiche de sortie d'impulsion de déclenchement ou bien encore une sortie bufférisée des préamplis de voie.

Côté interfaçage avec les sources d'énergie : réseau ou continu, le 465 est bien pourvu.

Grâce à son alimentation à découpage, il accepte des tensions réseau allant de 90 à 132 V et de 190 à 265 V pour des fréquences comprises entre 45 et 440 Hz.

Il accepte aussi sur un connecteur approprié une source continue dont la tension peut être comprise entre 12 et 33 V et peut donc fonctionner à partir de différents types de batteries. Comme pour toute la série 400, un pack batterie avec électronique de gestion incorporée est proposé en option et confère au 465 une autonomie de 2 heures sans recharge.

### Conception

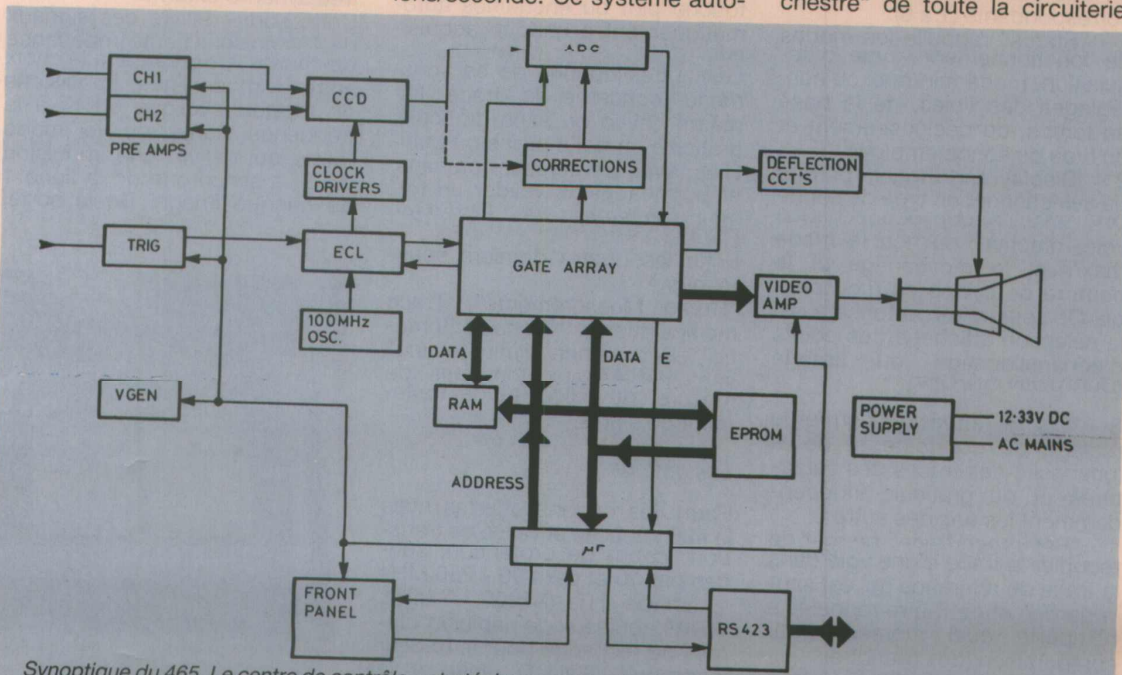
Fidèle à des choix technologiques éprouvés, GOULD exploite le principe de l'échantillonnage par CCD et non un convertisseur flash pour atteindre la cadence maximale de 200 mégaéchantillons/seconde. Ce système auto-



Le séparateur de synchro TV bien pratique pour les mesures et tests en vidéo.

rise des fréquences d'échantillonnage élevée mais sur un deux voies limite la profondeur mémoire, ici 501 points par voie. Ceci est principalement dû au bruit des CCD et aux corrections à effectuer pour récupérer les offsets générés lors des nombreux transits de charges. Pour un scope dédié aux mesures en électronique, cette profondeur mémoire relativement faible n'est pas rédhibitoire, elle le serait dans d'autres domaines d'exploitation.

Le cœur du 465 est un circuit dédié (ASIC), conçu par GOULD, comme on peut le constater sur le synoptique de l'appareil. Il s'agit du véritable "chef d'orchestre" de toute la circuiterie.



Synoptique du 465. Le centre de contrôle « stratégique » est le circuit ASIC (réseau de portes) conçu par GOULD. Tous les signaux transitent par son intermédiaire. Ne figure pas sur ce synoptique l'interface IEEE qui nécessite une EPROM supplémentaire. Le DIUC VGEN comprend tous les générateurs de tension de haute précision nécessaire à l'autocalibration et à l'établissement des différents niveaux de référence requis dans l'appareil.



Que ce soit pour la conception d'ASIC ou de CCD, GOULD travaille en coopération avec Plessey.

Avec un CCD l'acquisition se fait à un rythme déterminé par la base de temps et la relecture à une fréquence fixe ce qui permet d'attaquer un convertisseur A-N à approximations successives à une cadence raisonnable. Tous les traitements peuvent ensuite être opérés sur les signaux numérisés.

Les préamplis d'entrées de bande passante 100 MHz en analogique font appel eux-aussi à des circuits hybrides entièrement développés par GOULD.

La réalisation générale est très soignée comme en témoignent les photographies accompagnant ce texte.

GOULD fait largement appel aux composants CMS tant en circuits intégrés qu'en passifs.

Afin de préserver le pré-déclenchement sur les acquisitions rapides, l'échantillonnage en temps équivalent (ETS) est du type aléatoire et non séquentiel et est mis en service pour des vitesses de base de temps inférieures ou égales à 100 ns/div.

### Exploitation

Le 465 se révèle à l'emploi un oscilloscope tout à fait homogène qui correspond à une gamme d'utilisations très diversifiée, du laboratoire en développement en passant par la maintenance et le test. Bien que ne disposant pas d'une double base de temps, qui sur un numérique ne s'avère pas indispensable avec le pré et post-déclenchement, et avec une profondeur mémoire (501 points par trace) limitée, les atouts offerts par ailleurs masquent ce qu'on ne peut même pas appeler des défauts. Le mode persistance variable paramétrable — accessible par le sous-menu "7" dans Post storage Master menu — met en valeur très rapidement toute déviation sur une suite d'acquisitions aussi bien en amplitude qu'en temps. Ceci est très pratique pour évaluer notamment la gigue d'impulsions ou toute variation sur un signal réputé récurrent en test.

Ce mode superpose un nombre d'acquisitions préalablement déterminé en rappelant la matrice de pixels d'affichage représentative de chaque acquisition.

Le test aux limites (gabarit) s'avèrera lui aussi très pratique en surveillance. Le moyennage

(sur 2 à 256 acquisitions successives) permet d'extraire du bruit un signal fortement dégradé. Mais en plus le 465 autorise via les curseurs une foule de manipulations allant de l'évaluation automatique (cursor measurements) des temps montés, largeur d'impulsions, fréquence, rapport cyclique d'un signal aux valeurs efficaces (RMS) en AC, AC + DC, valeurs crête et crête à crête, mesures d'intégrales définies (aires), d'intégrales indéfinies sur toute une trace.

On peut additionner, soustraire, multiplier des traces et sauvegarder le résultat. Il est tout aussi possible d'effectuer un filtrage en choisissant les fréquences de coupure sur n'importe quelle trace. De même une trace peut être multipliée par un scalaire pour comparaison avec une autre ou toute autre opération. Toutes choses en fait qui ne peuvent être réalisées que sur un scope numérique bien conçu et qui rendent un grand nombre de services. Ce genre d'appareil est presque autosuffisant surtout lorsqu'on peut, ce qui est le cas, exploiter les données acquises sur un ordinateur.

L'emploi des curseurs est très simple sur le 465.

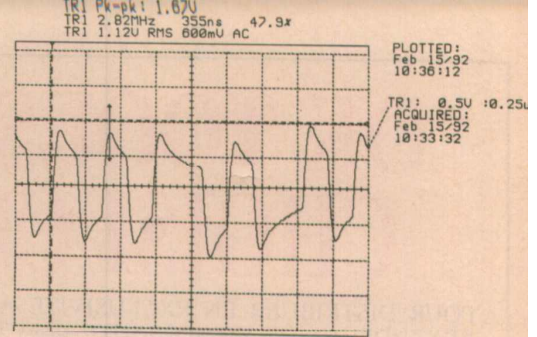
On choisit une trace par "seul trace", on positionne le curseur sur la trace avec les touches de positionnement.

Avec les touches Post Storage Datum on positionne les curseurs de référence X et Y, dès lors pour autant que les boutons soient bien positionnés en fonction du type de mesure demandé — il faut par exemple que le curseur de référence temporelle et celui de mesure encadrent une période au moins de signal pour qu'une mesure de fréquence soit validée — tout s'affiche automatiquement, un rêve.

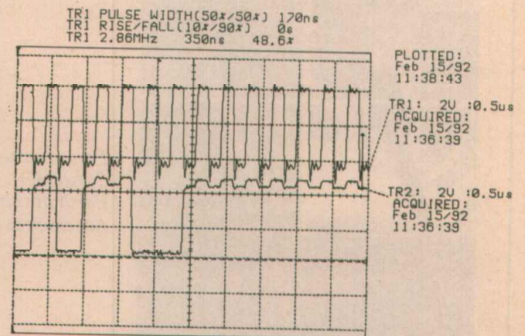
Pour une mesure d'aire, le calcul s'effectuera sur la portion d'aire comprise entre les curseurs de référence (X, Y) et la trace jusqu'au point occupé par le curseur de mesure. Avec un minimum d'habitude, c'est très simple.

### Conclusion

Le 465 au prix auquel il est proposé est un appareil complet et compétitif. Les quelques petits défauts (principalement des oublis volontaires du constructeur) ne sont par rédhibitoires. Par contre il est clair que cet oscilloscope par ses possibilités, son encombrement, sa facilité



Un signal biphasé (PPM) d'ordinaire très difficile à appréhender, ici entièrement caractérisé.

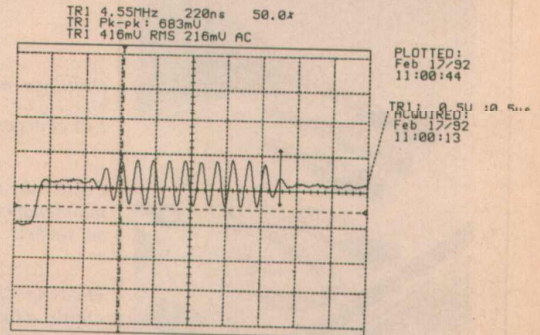


Sortie d'un filtre numérique de lecteur de CD.

Trace 1 : horloge système.

Trace 2 : sortie "données"

Il est très facile de capturer des signaux binaires série avec un DS0 comme le 465.



En prépositionnant un temps de post-déclenchement, on peut aller capturer n'importe quelle ligne; ici le début de la ligne 20 en PAL pour mettre en évidence la salve de sous-porteuse.

d'exploitation et ses performances, s'avère parfaitement bien adapté au créneau visé.

Il s'inscrit par ailleurs dans une gamme diversifiée, répondant à quasiment tous les besoins rencontrés en oscilloscopie, d'un constructeur réputé, gage d'une garantie de fiabilité et de suivi.

Claude DUCROS

# "OK TOOLS" A CHOISI CIF

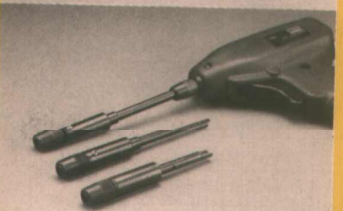
POUR DISTRIBUER EN EXCLUSIVITE AUPRES DES  
REVENEURS DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES,  
SA GAMME D'OUTILLAGE MONDIALEMENT CONNUE.



**Soudage / Dessoudage**  
Fers et station à souder et à  
dessouder.  
Fer à air chaud.  
Accessoires et fournitures...



**CMS**  
Système "Pick and Place".  
Applicateurs de colle  
manuels ou automatiques...

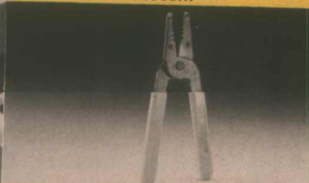


**Wrapping**  
Outillage manuel ou  
électrique.  
Fils et accessoires...



**Antistatique**  
Postes de travail, kits de  
maintenance, gants, mou-  
sse, sachets...

**Outillage**  
Outils de câblage, dénudage.  
Outils d'insertion et d'ex-  
traction. Pincettes...



**C.I.F.**  
CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

11, rue Charles-Michels  
92220 RAGNEUX  
Service R.P.  
Télex : 631 446 F  
Fax : 16 (1) 45 47 16 14  
Tél. : 16 (1) 45 47 48 00

Distributeurs et professionnels, demandez nos catalogues

- Soudage - Dessoudage     Wrapping  
 CMS     Outillage et antistatique

Veuillez me faire parvenir les catalogues ci-dessus

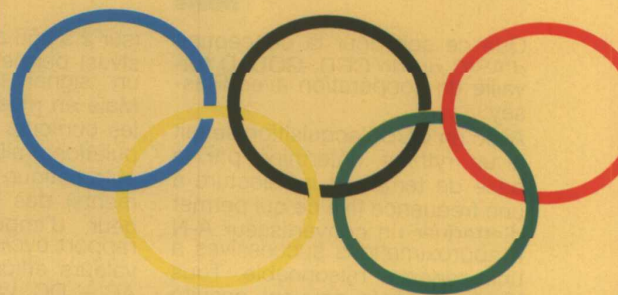
M.....

Société.....

Adresse.....

Ville..... Code postal [ ][ ][ ][ ][ ]

ERP 03/92



## BARCELONA 92

NOUS  
Y SOMMES  
DEJA

VOUS  
Y SEREZ  
BIENTOT

Tant l'augmentation des besoins,  
que l'extension de l'électronique  
font de notre voisin l'Espagne  
un débouché intéressant et  
facile d'accès.



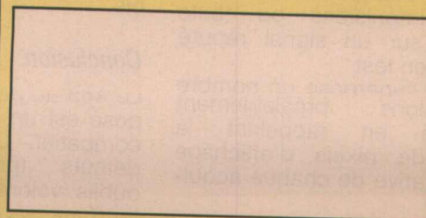
Pour communiquer  
sur ce nouveau marché  
nous vous proposons  
un partenaire officiel  
pour l'Espagne :

### RADIO PLANS ELECTRONICA

Pour de plus amples renseignements retourner  
le bon à découper ci-dessous.

Cachet de la société

ERP 03/92



Demande de  
documentation  
à retourner à :  
SAP, F. Fighiera  
70, rue  
Compans,  
75940 Paris  
Cedex 19

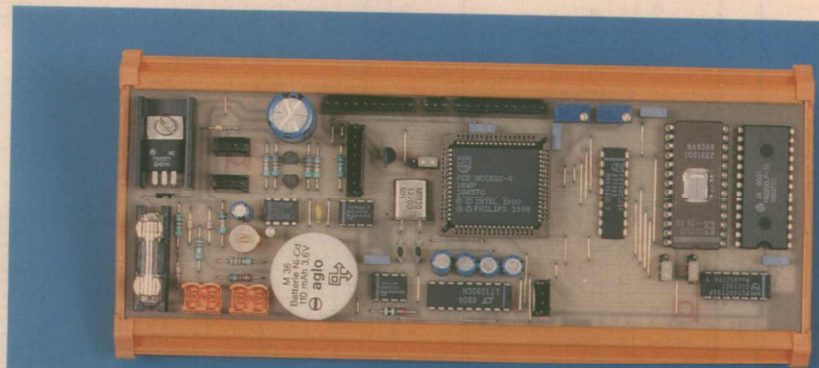
Nom du responsable : .....

# Carte unité centrale à base 80 C 552

Nous allons procéder ce mois-ci à l'étude et la réalisation d'une carte unité centrale pour des applications orientées I2C et plus précisément la gestion automatisée d'un camping-car ou d'une caravane.

Il nous faut tout d'abord définir le cahier des charges de cette carte. Nous allons donc lister les éléments dont nous avons besoin pour cette application :

- 64 k ROM
- 1 k RAM
- 1 interface série RS 232
- 1 interface I2C
- 1 horloge temps réel sauvegardée
- 1 EEPROM
- 1 circuit de surveillance alimentation
- 1 watch-dog
- Quelques entrées/sorties tout ou rien
- Quelques entrées analogiques



Le microcontrôleur intégrant un maximum de ces éléments est le 80 C 552 qui peut éventuellement si les entrées analogiques ne sont pas vitales se transformer en 80 C 652 qui lui est par ailleurs similaire sauf pour le Watch-dog intégré. Pour des raisons d'évolutions éventuelles futures notre choix s'est en définitive porté sur le 552.

Compte tenu de ce choix, il est nécessaire de lister maintenant les principaux composants nécessaires pour notre application, soit :

- 1 x PCB80 C 552-4WP, microcontrôleur
- 1 x S27 C 512-20FA 64 x 8 ko, Eprom
- 1 x HM62256LP-15 32 x 8 ko Sram (qui peut le plus !)
- 1 x PCHCT573 Latch
- 1 x PCF8582A 256 x 8 octets EEPROM
- 1 x PCF8583, horloge temps réel
- 1 x PCF1252, Superviseur d'alimentation
- 1 x LT1080, Driver ligne RS 232
- 1 x M36, Batterie 3.6 V 100 mA

Etudions maintenant le schéma de principe de cette carte unité centrale, **figure 1**.

Les **figures 2 et 3** donnent respectivement les cuivre et implantation de cette carte.

## L'ALIMENTATION ET SES PARTICULARITÉS

Celle-ci, compte-tenu des circonstances, se fera à partir du 12 V via le connecteur J7, la

diode D<sub>2</sub> en série avec le fusible F<sub>1</sub>, sert de protection en cas de connexion inversée (cela ne coûte pas cher mais peut éviter de dépenser gros). Le régulateur U<sub>1</sub>, un vulgaire 7805, est connecté avec sa broche de masse au point milieu du réseau R<sub>6</sub>-D<sub>5</sub> de manière à permettre une tension de sortie de 5 Volts augmentée de V(D<sub>5</sub>).

Pourquoi cela nous direz-vous, et bien pour permettre d'isoler les différents secteurs de notre carte tout en gardant une alimentation d'environ 5 V (nous disons "environ" parce qu'hélas le potentiel aux bornes de D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> et D<sub>5</sub> est fonction du courant qui y circule) aussi bien pour l'alimentation du micro et de son environnement que de l'I2C ou pour la charge de la batterie de secours.

Pour que l'isolement soit le plus rigoureux, ces diodes bien qu'ayant l'air anodines n'en doivent pas moins pour autant avoir une caractéristique très importante, nous avons nommé le courant de fuite inverse qui dans le cas présent pour une BAT85 est de 2 µA max. pour un courant direct de 200 mA. Il va de soi que toute autre diode ayant des caractéristiques similaires sera la bienvenue au Club.

L'alimentation de la batterie de sauvegarde de l'horloge se fait par l'intermédiaire de R<sub>9</sub> qui assure un courant de charge d'environ 2 mA nécessaire et suffisant pour maintenir en charge permanente cette batterie. Le choix d'une capacité de 110 mA.h va de paire avec une sauvegarde d'un an pour un

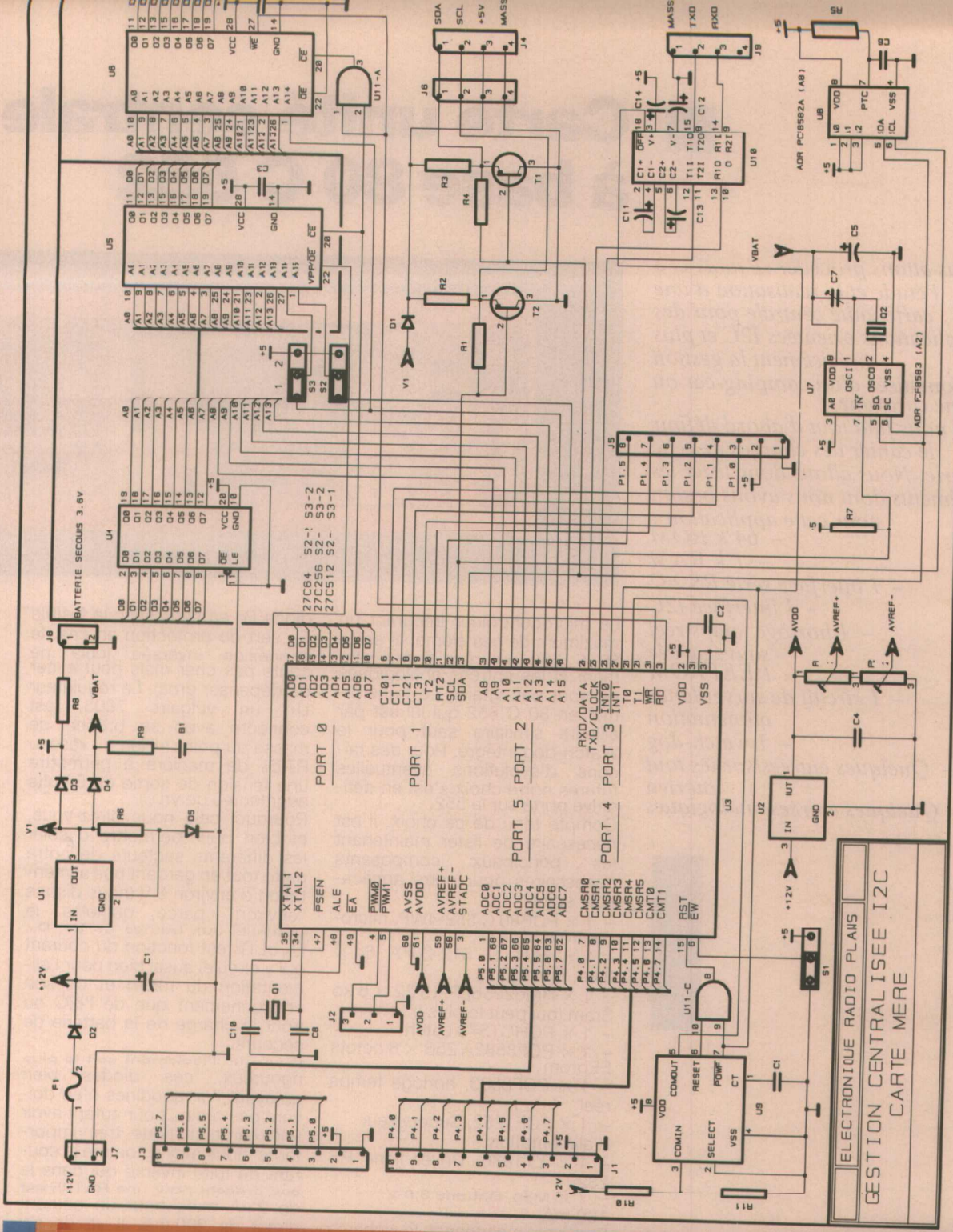
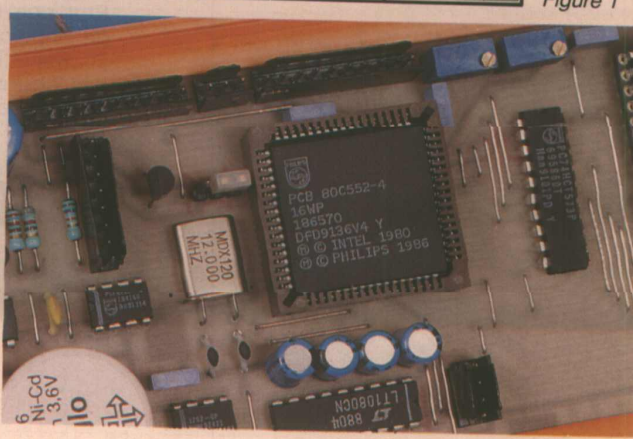
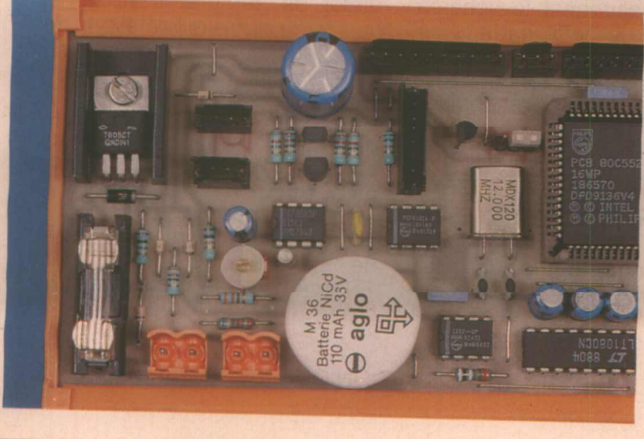


Figure 1



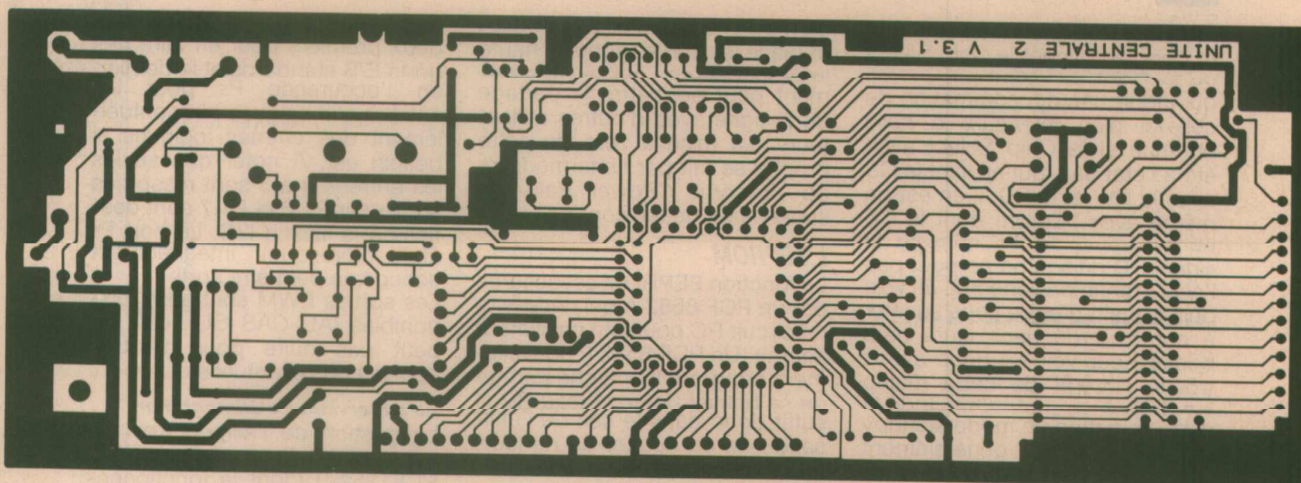


Figure 2

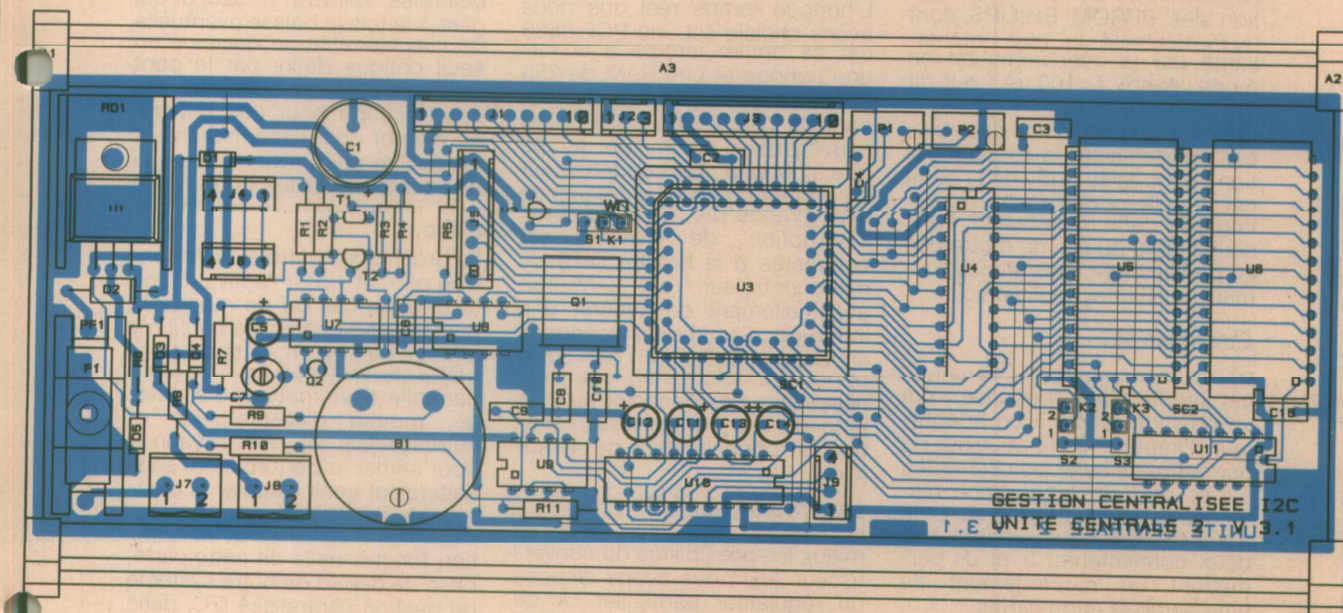


Figure 3

débit de quelques micro-ampères.

Une deuxième batterie d'une capacité plus importante peut éventuellement être connectée via J<sub>8</sub>, la valeur de R<sub>8</sub> est définie en fonction de la capacité de la batterie soit dans le cas présent 22 Ω pour un courant de charge permanente d'environ 35 mA pour un module de 3 batteries de 1,2 A.h. La sortie d'alimentation générale de l'unité centrale est prise sur la même sortie, (autrement comment pourrions-nous sauvegarder celle-ci en cas de besoin).

La dernière dérivation alimente la sortie I2C bufférisée pour isoler celle-ci en cas de mise en veille de l'unité centrale.

### Le microcontrôleur

Par respect envers les lecteurs assidus que vous êtes, nous ne vous ferons pas l'injure de nous lancer dans des explications qui ne feraient que nous mettre dans l'embarras face à notre éminent confrère D. PARET qui vous a longuement abreuvé des performances de ce produit depuis un certain temps déjà. Nous ne ferons donc pas de commentaires supplémentaires sur ce sujet.

### Le plan mémoire

Le plan mémoire n'apporte pas de grande surprise, le LATCH de type 573 sert à démultiplexer le bus d'adresses et de données, l'emplacement prévu pour une 27 C 512 peut (moyennant le positionnement adéquat de S<sub>2</sub> et

S<sub>3</sub>) accueillir indifféremment une 27 C 256 ou une 27 C 04 en fonction de la taille du programme.

La mémoire RAM est de type 32Kx8 pour de strictes raisons d'approvisionnement et de sécurité car sa capacité est bien au delà de ce dont nous aurons besoin.

Malgré le fait que nous ayons décidé de ne pas superposer les plans mémoire Données (RAM) et Programme (ROM), certains d'entre vous pourraient se demander ce que fait un circuit ET à l'entrée du Chip Select de la RAM et le CS de l'EPROM relié à RD ; et bien le but est de se placer dans la meilleure situation de consommation en mode standby selon les types de mémoires utilisées. en effet dans ce mode les sorties RD et WR du

microcontrôleur sont à l'état haut et donc entraînent le Chip Select de la RAM au même niveau ce qui induit une consommation de celle-ci bien inférieure à celle obtenue si le Chip Select avait été à l'état bas tout en liant le CS avec le RW et le RD. Il en est de même avec l'Eprom dont le CS ne se trouve lié lui qu'avec le signal RD puisqu'on ne peut pas l'écrire (enfin pas encore). Je vois déjà certain d'entre vous se jeter à corps perdu dans leurs data books pour voir où nous avons trouvé l'intérêt de cette manipulation pour l'éprouvé vu que d'habitude la consommation en mode standby de celle-ci n'est généralement pas très différente du mode normal. C'est que nous avons eu l'occasion de lire la documentation des EPROM PHILIPS dont la particularité la plus intéressante est la consommation en mode standby (<100 µA ! qui dit mieux ?).

Le but avoué de toutes ces astuces est de limiter la consommation en mode standby de la carte car si celle-ci doit rester opérationnelle dans un véhicule, il est souhaitable qu'elle ne mette pas en péril les fonctions vitales (Démarreur en tête) dudit véhicule.

### L'interface I2C

Déjà décrit dans ces colonnes cet interface I2C "bufférisé", qui se présente comme un adaptateur d'impédance, a pour but de permettre de relier les différentes cartes de notre application distantes de plusieurs mètres sans perdre le bénéfice de l'I2C. Les deux connecteurs J4 et J6 permettent un raccordement de type parallèle entre cartes.

### L'interface RS 232

L'interface RS 232 réf. LT1080 de Linear Technologie est un émule du célèbre MAX232 mais avec la particularité d'avoir une broche de mise en standby de sorte que sa consommation dans

ce mode ne dépasse pas 100 µA et place les sorties ligne en haute impédance ce qui éventuellement peut permettre le partage de la ligne avec d'autres utilisateurs. La mise à zéro de cette broche se fait par l'intermédiaire de la sortie "Power Fail" du superviseur de tension.

### L'EEPROM

La fonction EEPROM est assurée par un PCF 8582 A qui nécessite un circuit RC pour son oscillateur interne. Un PCF 8582 E nouvellement arrivé sur le marché permet de se passer de ce réseau RC, il suffit donc dans le cas de l'utilisation de ce dernier de ne (surtout) pas connecter ce réseau.

### L'horloge temps réel

L'horloge temps réel que nous avons choisie est une PCF 8583 car ce boîtier intègre à la fois une horloge et une RAM de 256 octets ce qui ne gêne rien, surtout dans la mesure où celle-ci est sauvegardée en même temps que l'horloge. Le condensateur C<sub>5</sub> permet d'ajuster la fréquence avec grande précision. La sortie interruption de celle-ci est connectée à la broche INTO du microcontrôleur et permettra éventuellement de générer une interruption toutes les secondes si nécessaire. Pour un bon comportement de cette horloge il est nécessaire de connecter au plus près de ses bornes d'alimentation un condensateur de 4,7 µF (C<sub>5</sub>).

### Le convertisseur A/D

De manière à pouvoir utiliser au mieux les possibilités du convertisseur A/D nous avons disposé un régulateur particulier U<sub>2</sub> de type 79L05 dont le rôle est d'alimenter le convertisseur et le pont P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> d'alimentation AVREF + et AVREF - dans les meilleures conditions de stabilité et de bruit.

### Les ports parallèles

Trois ports, P<sub>1</sub>, P<sub>4</sub> et P<sub>5</sub> sont ressortis sur cette carte, respec-

tivement sur J<sub>5</sub>, J<sub>1</sub> et J<sub>3</sub>. Les deux premiers pour on faire des ports E/S standards et le dernier, en l'occurrence P<sub>5</sub> pour les entrées analogiques où éventuellement des entrées logiques si besoin est. A noter que seules les entrées 0 à 5 sont ressorties sur P<sub>1</sub> car P1.6 et P1.7 sont destinés à la liaison I2C. Le port P<sub>3</sub> étant (presque) intégralement occupé ne peut être sorti. Les sorties PWM sont aussi disponibles (AU CAS OU), cela ne peut pas nuire pour d'autres applications éventuelles.

### Le superviseur d'alimentation

La gestion de l'alimentation se fait par l'intermédiaire du PCF1252-0 (dont le fonctionnement a déjà été décrit dans ces colonnes, voir ERP n° 526) et qui gère à la fois la baisse éventuelle de l'alimentation en dessous du seuil critique défini par le pont R<sub>10</sub>-R<sub>11</sub> (11 V dans le cas qui nous occupe pour une batterie au plomb) dont l'information est disponible sur T<sub>0</sub> du micro et la disparition de celle-ci qui donne une information sur INT1 du micro.

La broche de contrôle du Watch-Dog permet via S<sub>1</sub> l'activation de celui-ci au cas où de méchants parasites (et chacun sait qu'il n'y a guère pire qu'un système électrique de véhicule avec toute sa panoplie d'alternateur, d'allumage, moteur d'essuie-glace et autres relais où électrovannes pour semer la perturbation) souhaiteraient venir troubler la quiétude de notre système.

Voilà donc terminée la description fonctionnelle de cette carte, base de départ de notre système de gestion centralisée I2C, dans de prochains numéros nous traiterons des différents périphériques en commençant par la carte de gestion du réfrigérateur (un des ustensiles les plus appréciés lorsque l'on souhaite flemmarder devant un vrai 51).

J.-P. Billiard

## Nomenclature

### Résistances 1/4 W, 5 %

R<sub>1</sub>, R<sub>4</sub> : 820 Ω  
R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>9</sub> : 330 Ω  
R<sub>5</sub> : 56 kΩ  
R<sub>6</sub> : 100 Ω  
R<sub>7</sub> : 10 kΩ  
R<sub>8</sub> : 22 Ω  
R<sub>10</sub> : 68,1 kΩ 1 %  
R<sub>11</sub> : 9,09 kΩ 1 %  
P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> : Potentiomètre T9YA 1 kΩ  
1/4 W, 10 %

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 470 µF/25 V

C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub> : 100 nF polyester  
C<sub>5</sub> : 4,7 µF/63 V  
C<sub>6</sub> : 3,3 nF céramique  
C<sub>7</sub> : Ajustable 2/22 pF Philips  
C<sub>8</sub>, C<sub>10</sub> : 22 pF céramique  
C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub> : 10 µF/63 V

### Circuits intégrés

(U) IC<sub>1</sub> : 7805  
IC<sub>2</sub> : 78 L 05 AC  
IC<sub>3</sub> : PCB 80 C 552-4 WP Philips  
IC<sub>4</sub> : 74 HCT 573  
IC<sub>5</sub> : 27 C 512 (EPROM 64 k x 8)  
IC<sub>6</sub> : 62256 (RAM statique 256 k x 8)  
IC<sub>7</sub> : PCF 8583

IC<sub>8</sub> : PCF 8582 A

IC<sub>9</sub> : PCF 1252-0 (superviseur de tension Philips)

IC<sub>10</sub> : LT 1080 (RS 232 CMOS)

IC<sub>11</sub> : 74 HCT 08

### Semi conducteurs

D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub> : BAT 85 (schottky)  
D<sub>2</sub> : 1N 4007

### Divers

Q<sub>1</sub> : quartz 12 MHz HC 18  
Q<sub>0</sub> : quartz 32,769 kHz MX 30  
B<sub>1</sub> : batterie 3,6 V - 100 mA (M 36 Aglo)  
PF<sub>1</sub> : porte-fusible pour circuit (5 x 20)

F<sub>1</sub> : fusible 5 x 20 200 mA  
RD<sub>1</sub> : radiateur WA 400 Schaffner  
SC<sub>1</sub> : support PLCC 68. Augat  
SC<sub>2</sub> : support DIP 28. Augat  
J<sub>1</sub>, à J<sub>6</sub>, J<sub>9</sub> : connecteur HE 14  
K<sub>1</sub> à K<sub>3</sub> : cavaliers SANTEC  
S<sub>1</sub> à S<sub>3</sub> : barette 3 points. Augat  
J<sub>7</sub>, J<sub>8</sub> : connecteur embrochable Weidmuller

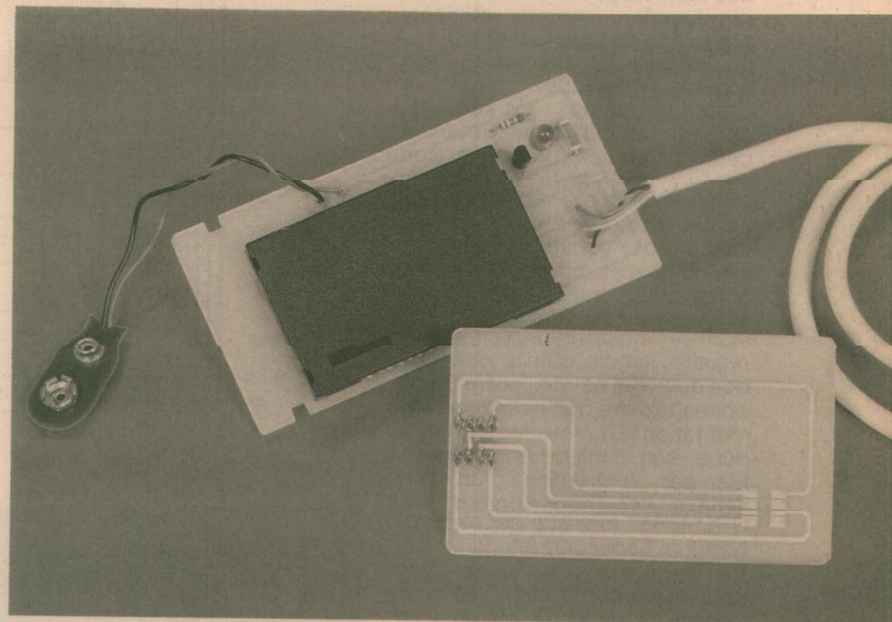
# Une carte à puce à EEPROM

*Bien que le principe même de la carte à puce consiste à loger des circuits intégrés dans ses 0,76 mm d'épaisseur, il n'est pas ridicule de chercher à "mettre en carte" des composants classiques en boîtiers DIL ou CMS.*

*En effet, la plupart des lecteurs ou connecteurs de carte n'avalent guère plus de la moitié de celle-ci, ce qui laisse une importante surface susceptible de tolérer une certaine surepaisseur.*

*Ce principe, largement employé pour la confection de cartes de test ou de prototypes de circuits destinés à un futur encartage, permet d'utiliser toutes sortes de circuits intégrés plus courants que les micromodules qui ne sont guère livrés qu'à des fabricants de cartes "triés sur le volet".*

*Nous allons mettre cette idée en pratique avec une EEPROM particulièrement courante et économique, et d'ailleurs compatible avec nos précédentes réalisations pour cartes à puce.*



## Des cartes à puce en circuit imprimé !

A vrai dire, une carte à puce n'est rien d'autre qu'une plaquette isolante d'épaisseur 0,76 mm, sur laquelle sont rapportés des contacts plats reliés à un circuit électronique : cela s'apparente finalement d'assez près à un circuit imprimé...

De là à imaginer de réaliser des cartes à puce à partir de plaquettes d'époxy cuivré de même épaisseur, il n'y a qu'un pas que nous n'allons évidemment pas nous priver de franchir !

Si les plaquettes classiques de 16/10 de millimètre sont bien sûr trop épaisses pour un tel usage, en revanche celles de 8/10 conviennent à merveille : les quatre centièmes de millimètre d'épaisseur excédentaire sont parfaitement compatibles avec les tolérances mécaniques des connecteurs de cartes du commerce.

Et précisément, les plaquettes présensibilisées de 8/10 sont un produit standard du CIRCUIT IMPRIME FRANÇAIS (CIF), et peuvent par conséquent être facilement approvisionnés auprès de son réseau de revendeurs.

La très haute qualité de leur couche photosensible positive permet de réaliser sans difficulté les traces relativement délicates que nécessite ce genre d'application.

La dimension de 100 x 160 mm en simple face (référence AAB16) se prête particulièrement bien à la réalisation de cartes à puce, à raison de deux par plaquette avec de confortables marges de découpe après gravure.

Bien entendu, la mise aux cotes demande un certain soin, car la largeur normalisée de 50,90 mm doit en principe être respectée à cinq centièmes de millimètre près.

Parallèlement, il est évident que les contacts de la carte doivent tomber parfaitement en face des bords du connecteur.

En pratique, le stratifié de 8/10 étant assez transparent, il est facile de prendre des repères sur une carte de téléphone et d'ajuster les dimensions par frottement sur une feuille de papier abrasif de grain moyen, puis fin.

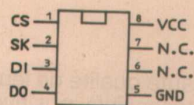
## L'EEPROM SERIE NMC 9306

Ce composant facilement disponible et peu coûteux (une dizaine de francs en moyenne) possède des fonctionnalités qui le destinent à toutes sortes d'applications très comparables à celles des cartes à puce : mémorisation de données, contrôle d'accès, protection de logiciels, etc.

La figure 1 reproduit son schéma synoptique.

C'est une mémoire de 256 bits, comme les télécartes, mais à cette différence près que son accès est "aléatoire" et non plus "séquentiel" : elle est organisée en seize registres de seize bits chacun, qui peuvent être écrits, lus, ou effacés individuellement. S'agissant d'une EEPROM, cette mémoire est en effet "réinscriptible" au moins dix mille fois par registre, tandis que la rétention des données est de l'ordre d'une bonne dizaine d'années sans alimentation. Comme les cartes à puce, son contenu est accessible par l'entremise d'un bus série, en l'occurrence un bus "MICROWIRE" (marque déposée de National Semiconductor).

Six connexions suffisent donc pour alimenter le circuit et pour établir le dialogue, comme en témoigne le brochage reproduit à la figure 2.



CS: Chip Select  
SK: Serial Data Clock  
DI: Serial Data Input  
DO: Serial Data Output  
GND: Ground

Figure 2

CS: Chip Select (sélection du maître).

SK: Horloge de transmission série.

DI: Data Input (entrée des données).

DO: Data Output (sortie des données).

Vcc: Alimentation (tension unique + 5 V).

GND: Masse.

Deux broches sont donc inutilisées sur le boîtier DIP à 8 pattes dans lequel est présentée la NMC9306N de NS, tandis que les broches DI et DO peuvent éventuellement être réunies lorsqu'une seule entrée-sortie de données est nécessaire.

Contrairement au circuit TS 1200 équipant par exemple les télécartes, les données ne sont pas les seules informations circulantes sur les lignes d'entrée-sortie : les

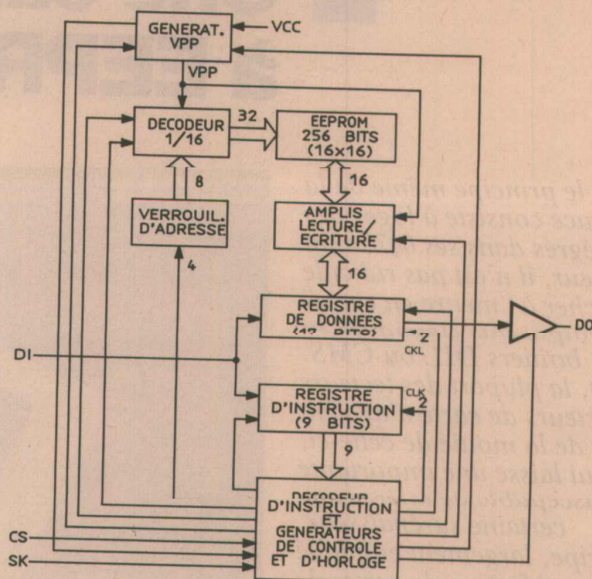
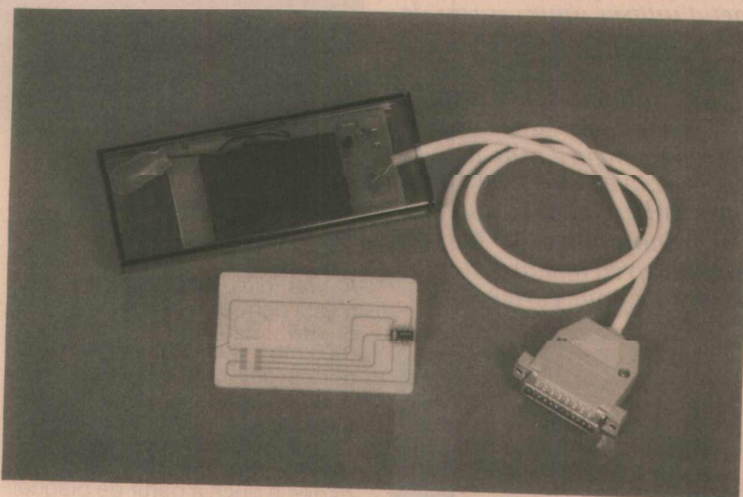


Figure 1



nécessités de l'accès aléatoire aux seize registres imposent l'échange d'instructions et d'adresses.

Le tableau de la figure 3 récapitule le jeu d'instructions disponible, dont le format est le suivant :

- un bit de départ (startbit) à 1 ;
- un code opératoire (opcode) à 4 bits ;
- une adresse de registre sur 4 bits ;
- s'il y a lieu, seize bits de donnée.

Instruction	SB	Op Code	Address	Data	Comments
READ	1	10xx	A3A2A1A0		Read register A3A2A1A0
WRITE	1	01xx	A3A2A1A0	D15-D0	Write register A3A2A1A0
ERASE	1	11xx	A3A2A1A0		Erase register A3A2A1A0
EWEN	1	0011	xxxx		Erase/write enable
EWDS	1	0000	xxxx		Erase/write disable
ERAL	1	0010	xxxx		Erase all registers
WRAL	1	0001	xxxx	D15-D0	Write all registers

Figure 3



La **figure 4** détaille les chronogrammes applicables à chacune de ces instructions. Qu'il importe de respecter avec précision : faute de ramener la ligne CS à zéro entre deux opérations de lecture, par exemple, la seconde donnerait pour résultat l'adresse du registre et non les données qu'il contient !

Notons qu'il est possible d'autoriser (par l'instruction EWEN) ou d'interdire (par EWDS) l'écriture, et évidemment aussi l'effacement, de la totalité des registres.

#### MISE EN CARTE DE LA NMC9300

La mémoire NMC9306 pourrait fort bien être montée sur des micromodules pour cartes à puce, en appliquant la technique "chip on board".

Pour notre part, nous allons utiliser la version courante en boîtier DIP et la monter sur une fausse carte réalisée en époxy 8/10.

Reste à définir une correspondance entre le brochage de la mémoire et celui de la carte.

Indépendamment de toute normalisation, il nous a semblé souhaitable de faire en sorte que cette carte puisse être programmée et lue avec le matériel que nous avons développé pour réutiliser les télécartes usagées (voir *ELECTRONIQUE RADIO PLANS* N° 524 et notre ouvrage *COMPOSANTS ELECTRONIQUES PROGRAMMABLES* paru aux ETSF).

Cela n'exclut cependant pas la réalisation d'une version simplifiée, spécialement étudiée pour cette carte à EEPROM qui ne nécessite pas d'alimentation Vpp grâce à son convertisseur incorporé.

Le tracé de la **figure 5** satisfait à cet impératif, et respecte la position de puce définie par la norme AFNOR (contacts excentrés). Cependant, la zone correspondant aux contacts ISO (centrés) a été laissée vide de cuivre afin d'éviter tout risque de court-circuit en cas d'insertion de la carte dans un connecteur multinormes.

L'implantation de la **figure 6** parle d'elle-même : le boîtier DIP sera monté de façon conventionnelle, côté non cuivré, et soudé côté cuivre, l'ergot de positionnement étant dirigé vers le centre de la carte. Il n'est normalement pas nécessaire de prévoir un support, à moins que l'on envisage d'utiliser cette fausse carte comme simple adaptateur pour programmer des NMC9306 qui seront ensuite transportées sur un autre circuit imprimé.

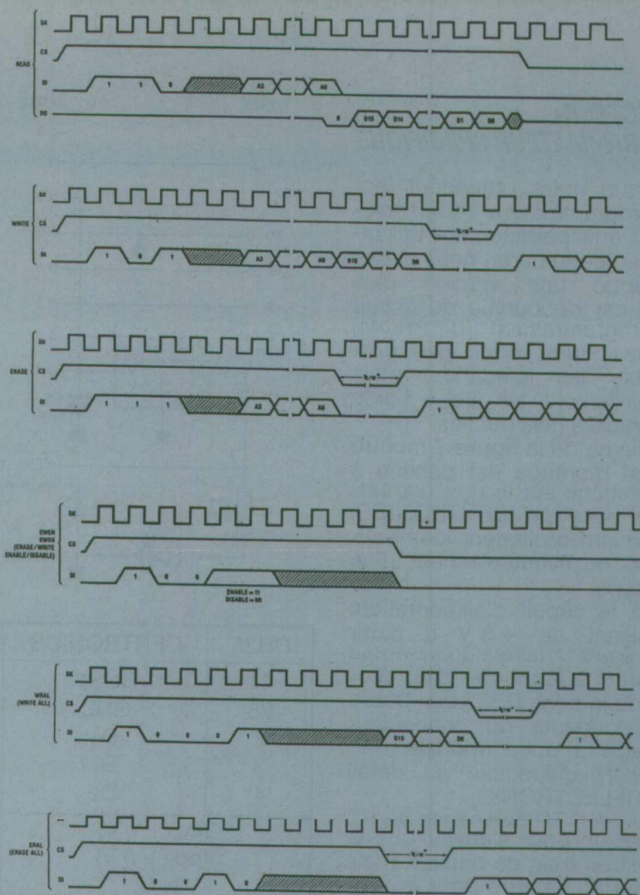


Figure 4

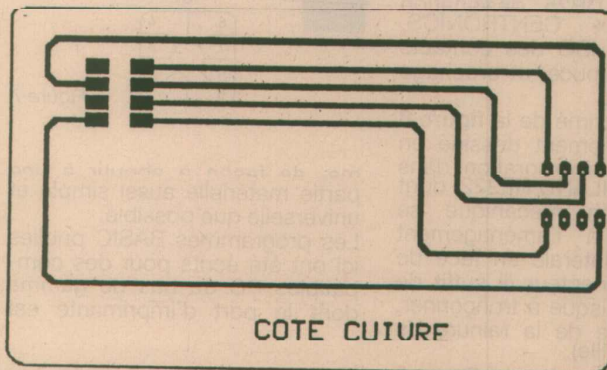


Figure 5

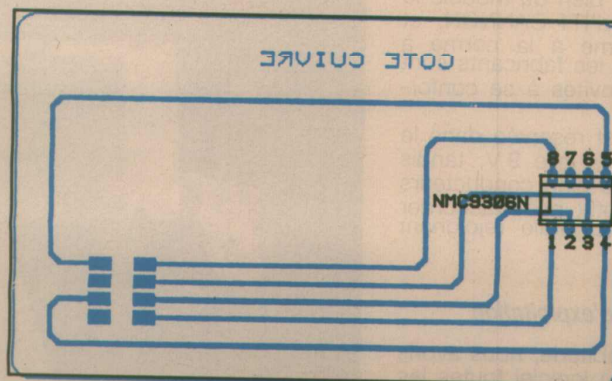


Figure 6

## UN LECTEUR-PROGRAMMATEUR SPECIFIQUE

Bien que notre précédent lecteur-programmateur (pour télécartes) soit parfaitement utilisable avec cette carte, nous avons développé une version plus légère car dépourvue de circuit de programmation d'EPROM. Elle ne pourra donc pas programmer les télécartes, mais éventuellement les lire à l'aide des logiciels déjà publiés.

Le schéma de la **figure 7** montre que ce montage est destiné à être branché sur le port d'imprimante parallèle (CENTRONICS) d'un micro-ordinateur compatible PC ou éventuellement d'un autre type.

A part le circuit d'alimentation, produisant du +5 V à partir d'une pile 9 V, le rôle du montage se borne à raccorder cinq broches de la prise DB25 aux balais correspondants du connecteur de carte à puce (modèle ITT-CANNON disponible au détail chez SELECTRONIC).

Une diode LED "présence carte" est prévue pour signaler que la pile est en train de débiter, mais on pourra l'omettre pour économiser de l'énergie.

Un tableau récapitulatif fournit les correspondances entre brochage de la DB25, désignation des signaux CENTRONICS, numérotation ISO des contacts de la carte à puce, et brochage de l'EEPROM.

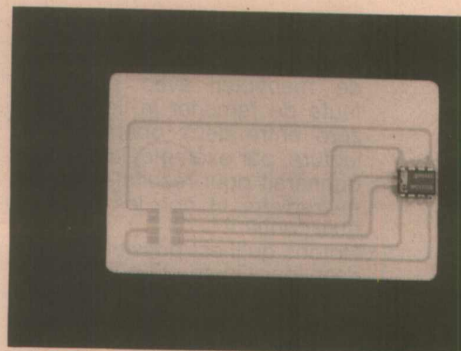
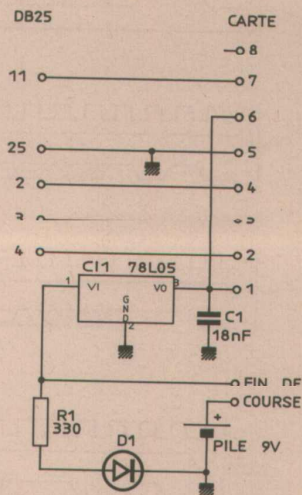
Le circuit imprimé de la **figure 8** a été spécialement dessiné en vue de son incorporation dans un boîtier HEILAND HE222, dont la conception mécanique se prête bien à l'aménagement d'une fente latérale en face de celle du connecteur (il suffit de couper, au disque à tronçonner, juste en face de la rainure de chaque coquille).

L'implantation selon la **figure 9** ne pose pas de problème particulier pourvu que le connecteur de carte soit bien du modèle le plus récent d'ITT-CANNON, et donc conforme à la norme à laquelle tous les fabricants sont dorénavant invités à se conformer.

Une place est réservée dans le boîtier pour la pile 9 V, tandis qu'un câble à cinq conducteurs seulement suffit pour raccorder la prise DB25 mâle rejoignant l'ordinateur.

### Les logiciels d'exploitation

Comme d'habitude, nous avons reporté sur le logiciel toutes les contraintes de gestion du systè-



"LPT1:", et dont la fréquence d'horloge ne dépasse pas 8 MHz.

Pour d'autres adresses de port ou d'autres micros (par exemple

DB25	CENTRONICS	ISO	TELECARTE	NMC 9306
11	BUSY	7	S	DO
25	GND	5	GND	GND
2	D <sub>0</sub>	4	RAZ	CS
3	D <sub>1</sub>	3	H	SK
4	D <sub>2</sub>	2	W	D <sub>i</sub>
Vcc (+ 5 V)		1	Vcc	Vcc
Vpp (+ 5 V)		6	Vpp	N.C.
N.C.		8	FUSIBLE	N.C.

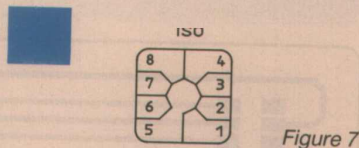


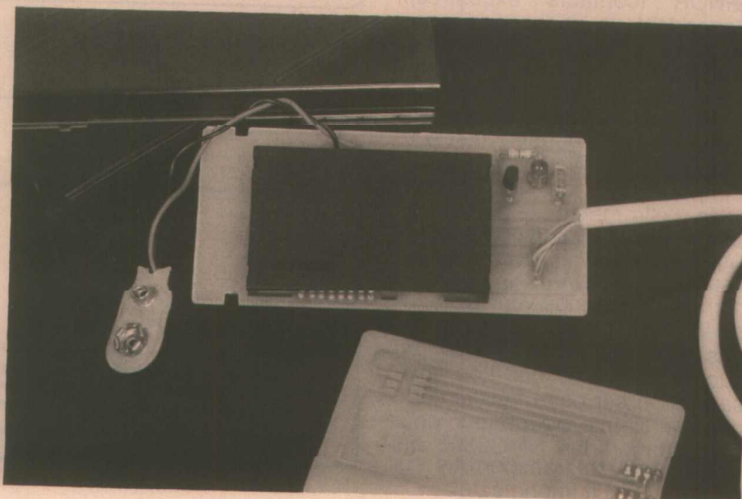
Figure 7

me, de façon à aboutir à une partie matérielle aussi simple et universelle que possible.

Les programmes BASIC publiés ici ont été écrits pour des compatibles PC de bas de gamme dont le port d'imprimante est

des AMOTRAD GPC), il faudrait bien entendu modifier ces logiciels en conséquence et donc connaître les adresses d'accès CENTRONICS correspondantes. On pourra par ailleurs être amené à "ralentir" artificiellement les programmes en présence de PC plus rapides, afin de ne pas transgresser les chronogrammes imposés.

Le logiciel de base (READ.BAS) se charge de lire la totalité du contenu d'une EEPROM, soit 256 bits.



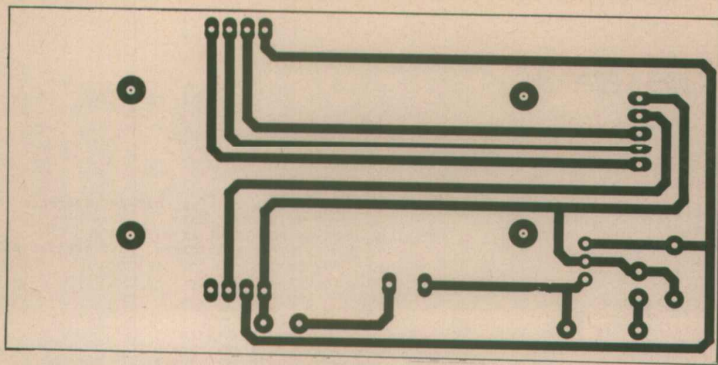


Figure 8

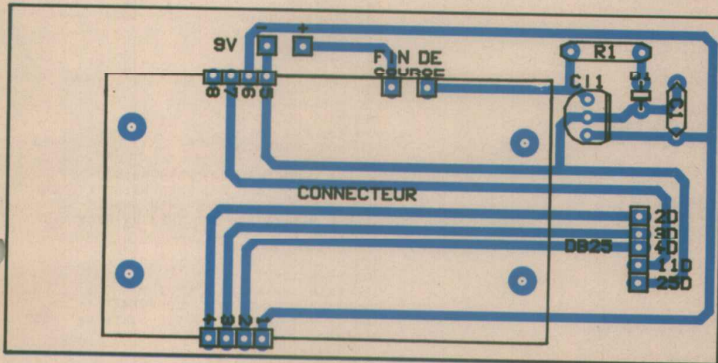


Figure 9

Le résultat de cette opération est visualisé à l'écran sous la forme de seize groupes de seize bits, et simultanément enregistré sur disque sous la forme d'un fichier baptisé "EEPROM.CAR" (qu'il faudra renommer par la suite).

Le format de ce fichier (valeurs numériques 1 ou 0 en mode "texte") est compatible avec celui utilisé par nos précédents logiciels de lecture et reprogrammation de télécarts. Seule la répartition des 256 bits est différente : en groupes de quatre pour les télécarts, et en blocs de seize pour les EEPROM, afin de respecter leur organisation interne. Il en résulte que l'on pourra parfaitement recopier une télécarte dans une EEPROM et vice versa, bien que les deux types de cartes ne soient nullement interchangeables au niveau de leurs applications respectives : pas question bien sûr de téléphoner avec une EEPROM !

Le programme "ERASE.BAS" sert à effacer la totalité d'une EEPROM, opération qui était bien évidemment impossible avec les EPROM "OTP" que sont les télécarts.

Un tel effacement général remet à "1" tous les bits de la mémoire. La manœuvre consiste à exécuter successivement une instruction "EWEN" et une instruction "ERAL" (voir figure 3). Il en résulte que ce programme peut effacer une EEPROM même si on l'a protégée par une instruction "EWDS".

Si on souhaite que le programme "ERASE" respecte les mémoires protégées par "EWDS", il faut neutraliser son instruction "EWEN" : pratiquement, cela revient à supprimer les lignes 80, 100 et 110.

Le programme "WRITE.BAS" accomplit l'opération symétrique de "READ", c'est-à-dire le transfert dans la mémoire du contenu d'un fichier ".CAR".

N'oublions pas, d'ailleurs, que le format retenu pour ces fichiers ".CAR" permet de les "travailler" à volonté à l'aide d'un simple éditeur de texte.

En général, on exécutera "ERASE" avant "WRITE", mais on peut éventuellement surcharger l'ancien contenu de la mémoire : on se souviendra alors que l'on ne peut, à ce stade, que transformer des "1" et "0" et non l'inverse : c'est exactement le contraire de ce que l'on pouvait faire avec les télécarts.

Là encore, une instruction "EWEN" est exécutée avant toute chose, ce qui permet d'écrire même dans une EEPROM protégée par "EWDS". Si l'on souhaite respecter la protection, il faut supprimer les lignes 110 à 160.

Le programme "PROTECT.BAS", justement, sert à protéger une EEPROM par exécution d'une instruction "EWDS" : pas spécialement pour empêcher l'exécution de "WRITE" ou "ERASE", mais plutôt après programmation et avant mise en service de la

mémoire dans un autre montage (clef électronique, dongle, mémoire de configuration, etc.). Le programme "CHECK.BAS" permet de comparer bit à bit le contenu d'une EEPROM avec celui d'un fichier ".CAR", par exemple celui à partir duquel on vient de la programmer, ou bien celui à partir duquel on l'avait programmée jadis.

Les bits conformes sont représentés sur l'écran par des tirets, et les bits erronés par des astérisques. Par ailleurs, un compte-rendu "en clair" s'imprime au terme du contrôle.

Le programme "BLANK.BAS", enfin, réalise le test de virginité d'une mémoire neuve ou que l'on vient d'effacer : comme précédemment, les bits bien effacés (à 1) sont représentés par des tirets et les bits non effacés (à 0) par des astérisques.

Un compte-rendu très clair est également affiché en fin de test.

## CONCLUSION

Composant très "populaire", la mémoire EEPROM NMC 9306 fait cependant parfois encore un peu peur à cause de son algorithme de programmation et de lecture "en série".

Grâce aux outils matériels et logicielles présentés dans ces pages, son utilisation pratique n'est plus qu'une simple formalité pour quiconque dispose d'un compatible PC.

Mais notre méthode est aussi applicable à bien d'autres types de mémoires EEPROM compatibles "MICROWIRE", à condition d'adapter en conséquence brochages et jeux d'instructions, ce qui n'a rien de très difficile...

De quoi fabriquer toute une variété de cartes à puce "pas comme les autres", ou simplement programmer d'une façon simple ces composants qui ont plus d'un tour dans leur sac !

Patrick GUEULLE

Logicielle page suivante →

## Nomenclature

C1 : 70L05  
C1 : 18 nF  
R1 : 330 Ω  
D1 : LED

## Divers

1 connecteur ITT CANNON  
1 pile 9 V

## Une carte à puce à EEPROM

```

10 REM ----- READ -----
20 S=888:E=888
30 OUT S,0:CLS
40 PRINT "Insérer carte, puis presser ENTER"
50 INPUT Z$:CLS
60 OPEN "eeprom.car" FOR OUTPUT AS #1
70 DATA 0,1,1,0,0,0
80 FOR L=0 TO 7
90 FOR C=0 TO 1
100 B=(2*L)+C
110 B8=0:B4=0:B2=0:B1=0
120 IF R>7 THEN B8=1:R=R-8
130 IF R>3 THEN B4=1:R=R-4
140 IF R>1 THEN B2=1:R=R-2
150 B1=R
160 RESTORE
170 FOR F=1 TO 6
180 READ B
190 GOSUB 340
200 NEXT F
210 B=B8:GOSUB 340
220 B=B4:GOSUB 340
230 B=B2:GOSUB 340
240 B=B1:GOSUB 340
250 FOR F=1 TO 16
260 B=0:GOSUB 340
270 IF D=128 THEN PRINT "0":PRINT#1,"0 ";
280 IF D<>128 THEN PRINT "1":PRINT#1,"1 ";
290 NEXT F
300 OUT S,0:OUT S,1
310 PRINT#1," ":PRINT " ":NEXT C
320 PRINT#1,:PRINT:NEXT L
330 END
340 B=4*B
350 OUT S,B+1
360 OUT S,B+3
370 OUT S,B+1
380 D=INP(E):D=D AND 128
390 RETURN
400 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

```

10 REM ----- BLANK -----
20 S=888:E=888:A=0
30 OUT S,0:CLS
40 PRINT "Insérer carte, puis presser ENTER"
50 INPUT Z$:CLS
60 DATA 0,1,1,0,0,0
70 FOR L=0 TO 7
80 FOR C=0 TO 1
90 R=(2*L)+C
100 B=0:B4=0:B2=0:B1=0
110 IF R>7 THEN B8=1:R=R-8
120 IF R>3 THEN B4=1:R=R-4
130 IF R>1 THEN B2=1:R=R-2
140 B1=R
150 RESTORE
160 FOR F=1 TO 6
170 READ B
180 GOSUB 360
190 NEXT F
200 B=B8:GOSUB 360
210 B=B4:GOSUB 360
220 B=B2:GOSUB 360
230 B=B1:GOSUB 360
240 FOR F=1 TO 16
250 B=0:GOSUB 360
260 IF D=128 THEN PRINT "*":A=1
270 IF D<>128 THEN PRINT "--";
280 NEXT F
290 OUT S,0:OUT S,1
300 PRINT " ":NEXT C
310 PRINT:NEXT L
320 PRINT:PRINT
330 IF A=1 THEN BEEP
340 PRINT "VIERGE"
350 END
360 B=4*B
370 OUT S,B+1
380 OUT S,B+3
390 OUT S,B+1
400 D=INP(E):D=D AND 128
410 RETURN
420 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

```

10 REM ----- CHECK -----
20 S=888:E=888:K=0
30 OUT S,0:CLS
40 PRINT "Nom du fichier .CAR de référence ?"
50 INPUT N$:N$=N$+".CAR"
60 OPEN N$ FOR INPUT AS #1
70 CLS:PRINT "Insérer carte, puis presser ENTER"
80 INPUT Z$:CLS
90 DATA 0,1,1,0,0,0
100 FOR L=0 TO 7
110 FOR C=0 TO 1
120 R=(2*L)+C
130 B8=0:B4=0:B2=0:B1=0
140 IF R>7 THEN B8=1:R=R-8
150 IF R>3 THEN B4=1:R=R-4
160 IF R>1 THEN B2=1:R=R-2
170 B1=R
180 RESTORE
190 FOR F=1 TO 6
200 READ B
210 GOSUB 400
220 NEXT F
230 B=B8:GOSUB 420
240 B=B4:GOSUB 420
250 B=B2:GOSUB 420
260 B=B1:GOSUB 420
270 FOR F=1 TO 16
280 B=0:GOSUB 420
290 INPUT#1,X
300 IF D=128 AND X=0 THEN PRINT "--";
310 IF D=128 AND X=1 THEN PRINT "*":K=1
320 IF D<>128 AND X=1 THEN PRINT "--";
330 IF D<>128 AND X=0 THEN PRINT "*":K=1
340 NEXT F
350 OUT S,0:OUT S,1
360 PRINT " ":NEXT C
370 PRINT:NEXT L
380 PRINT:PRINT
390 IF K=0 THEN PRINT "CONFORME"
400 IF K=1 THEN PRINT "NON conforme":BEEP
410 END
420 B=4*B
430 OUT S,B+1
440 OUT S,B+3
450 OUT S,B+1
460 D=INP(E):D=D AND 128
470 RETURN
480 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

```

10 REM ----- WRITE -----
20 S=888:E=888:CLS
30 PRINT "NOM DU FICHIER .CAR A TRANSFERER ?"
40 INPUT N$:N$=N$+".CAR"
50 OPEN N$ FOR INPUT AS #1
60 CLS:OUT S,0
70 PRINT "Insérer la carte, puis presser ENTER"
80 INPUT Z$:CLS
90 PRINT "----- PROGRAMMATION EN COURS -----"
100 OUT S,1
110 DATA 0,1,0,0,1,1,0,0,0,0
120 FOR F=1 TO 10
130 READ B:GOSUB 430
140 NEXT F
150 GOSUB 480
160 OUT S,1
170 DATA 0,1,0,1,1,1
180 FOR Q=0 TO 15
190 R=Q
200 RESTORE 170
210 B8=0:B4=0:B2=0:B1=0
220 IF R>7 THEN B8=1:R=R-8
230 IF R>3 THEN B4=1:R=R-4
240 IF R>1 THEN B2=1:R=R-2
250 B1=R
260 FOR F=1 TO 6
270 READ B:GOSUB 430
280 NEXT F
290 B=B8:GOSUB 430
300 B=B4:GOSUB 430
310 B=B2:GOSUB 430
320 B=B1:GOSUB 430
330 FOR F=1 TO 16
340 INPUT#1,B:GOSUB 430
350 NEXT F
360 GOSUB 480
370 OUT S,1
380 NEXT Q
400 CLS:PRINT "PROGRAMMATION TERMINEE"
410 PRINT "Retirer la carte":BEEP
420 END
430 B=4*B
440 OUT S,B+1
450 OUT S,B+3
460 OUT S,B+1
470 RETURN
480 OUT S,0
490 FOR T=0 TO 300:NEXT T
500 RETURN
510 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

```

10 REM ----- PROTECT -----
20 S=888:E=888
30 RESTORE:CLS
40 OUT S,0
50 PRINT "Insérer la carte à protéger et presser ENTER"
60 INPUT Z$:OUT S,1
70 DATA 0,1,0,0,0,0,0,0,0,0
80 N=10:GOSUB 120
90 GOSUB 220
100 CLS:PRINT "CARTE PROTEGEE":BEEP
110 END
120 FOR F=1 TO N
130 READ B:GOSUB 170
140 NEXT F
150 OUT S,0
160 RETURN
170 B=4*B
180 OUT S,B+1
190 OUT S,B+3
200 OUT S,B+1
210 RETURN
220 OUT S,0
230 FOR T=0 TO 300:NEXT T
240 RETURN
250 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

```

10 REM ----- ERASE -----
20 S=888:E=888
30 RESTORE:CLS
40 OUT S,0
50 PRINT "Insérer la carte à effacer, et presser ENTER"
60 INPUT Z$:OUT S,1
70 CLS:PRINT "----- EFFACEMENT EN COURS -----"
80 DATA 0,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1
90 DATA 0,1,0,0,1,0,1,1,1,1,1
100 N=10:GOSUB 160
110 GOSUB 260
120 N=10:GOSUB 160
130 GOSUB 260
140 CLS:PRINT "EFFACEMENT TERMINE":BEEP
150 END
160 FOR F=1 TO N
170 READ B:GOSUB 210
180 NEXT F
190 OUT S,0
200 RETURN
210 B=4*B
220 OUT S,B+1
230 OUT S,B+3
240 OUT S,B+1
250 RETURN
260 OUT S,0
270 FOR T=0 TO 300:NEXT T
280 RETURN
290 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

Listings des logiciels "Basic" évoqués dans le texte : READ.BAS, ERASE.BAS, WRITE.BAS, PROTECT.BAS, CHECK.BAS et BLANK.BAS.

Le brochage reproduit à la **figure 1** et le schéma synoptique de la **figure 2** fournissent l'explication : le dialogue avec le processeur "hôte" se fait par l'intermédiaire d'un bus série, tant pour la transmission des ordres que pour la surveillance des sorties. En effet, le TPIC 2801 ne se contente pas d'exécuter les ordres qu'il reçoit : il peut informer l'unité centrale de leur bonne ou mauvaise exécution au niveau de la charge elle-même, détectant par exemple une ampoule grillée ou un bobinage en court-circuit !

- données provenant du microcontrôleur.
- SO (Serial output) : sortie des données vers le microcontrôleur.
  - SCLK (Serial Clock) : horloge de transmission série.
  - /RST (Reset) : remise à zéro du TPIC 2801.
  - /SIOE (Serial Input Output Enable) : sélection de mode.

### Des protections renforcées

Compte tenu des applications visées, le TPIC 2801 peut être amené à commander des char-

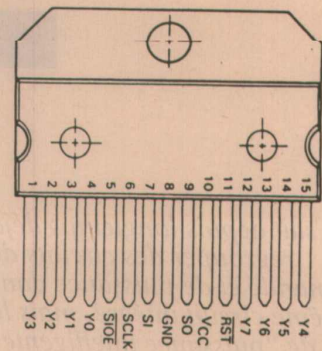


Figure 1

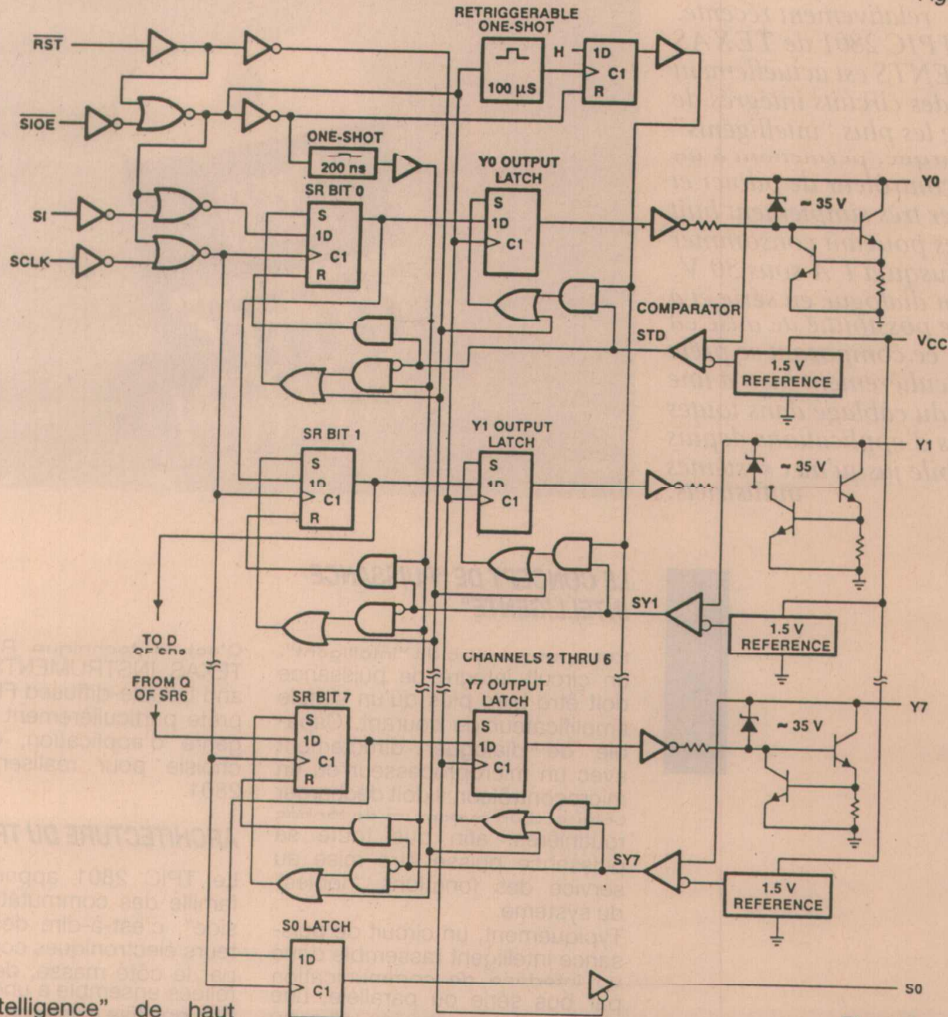


Figure 2

Cette "intelligence" de haut niveau suppose par contre presque obligatoirement une commande par microcontrôleur, alors que des composants comme le TPIC 2404 peuvent fort bien suivre des circuits de commande nettement plus simples.

La **figure 3** décrit l'association typique d'un TPIC 2801 avec un microcontrôleur quelconque. A part les alimentations, l'interconnexion se réduit aux lignes suivantes :

- SI (Serial Input) : entrée des

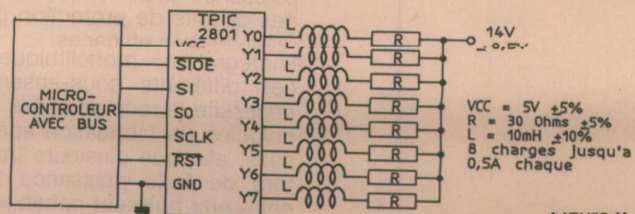
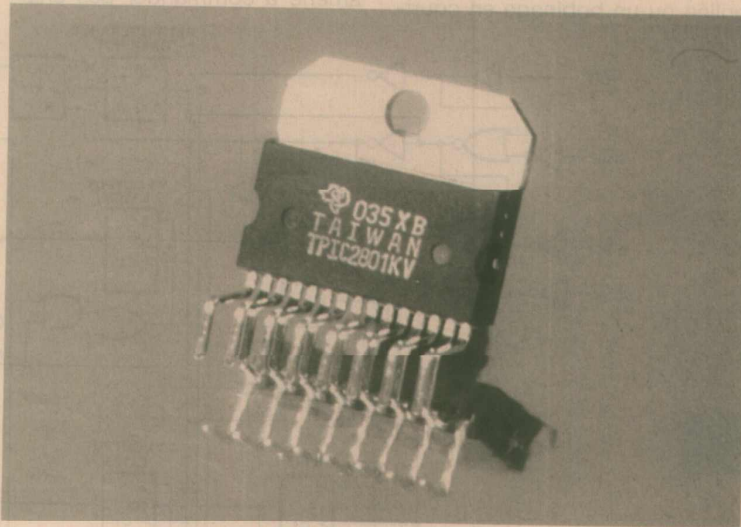


Figure 3

# Puissance intelligente : Le TPIC 2801 de TEXAS

*On sait depuis longtemps déjà regrouper des circuits de commande et de puissance dans un même circuit intégré, mais la notion de "puissance intelligente" (ou "smart power") est relativement récente.*

*Le TPIC 2801 de TEXAS INSTRUMENTS est actuellement l'un des circuits intégrés de puissance les plus "intelligents" de la marque, permettant à un microcontrôleur de piloter et surveiller très simplement huit charges pouvant consommer chacune jusqu'à 1 A sous 30 V. Grâce à un dialogue en série et à une possibilité de mise en cascade, ce composant se prête particulièrement bien à une réduction du câblage dans toutes sortes d'applications depuis l'automobile jusqu'aux systèmes industriels.*



## LE CONCEPT DE "PUISSANCE INTELLIGENTE"

Pour pouvoir être dit "intelligent", un circuit intégré de puissance doit être bien plus qu'un simple amplificateur de courant. Capable de dialoguer directement avec un microprocesseur ou un microcontrôleur, il doit décharger celui-ci d'un maximum de tâches routinières, afin que toute sa puissance puisse être mise au service des fonctions "nobles" du système.

Typiquement, un circuit de puissance intelligent rassemble donc un interface de communication par bus série ou parallèle, une logique de supervision plus ou moins élaborée, et un certain nombre de semiconducteurs de puissance avec leurs drivers et des circuits de protection généralement très efficaces.

L'intégration monolithique de ces différents sous-ensembles nécessite le recours à des technologies de fabrication spécialisées, afin que plusieurs transistors de forte puissance isolés entre eux puissent cohabiter sur une même puce avec de la logique souvent réalisée en CMOS.

C'est la technique BIFET de TEXAS INSTRUMENTS (Bipolar and Double-diffused FET), qui se prête particulièrement bien à ce genre d'application, qui a été choisie pour réaliser le TPIC 2801.

## ARCHITECTURE DU TPIC 2801

Le TPIC 2801 appartient à la famille des commutateurs "low-side", c'est-à-dire des interrupteurs électroniques commandant par le côté masse, des charges reliées ensemble à une alimentation positive (système "collecteur ouvert").

Logé dans un boîtier plastique à 15 broches, ce composant réunit huit interrupteurs indépendants. Il est donc clair que chacun d'eux ne peut disposer d'une entrée de commande particulière...

A titre de comparaison, le TPIC 2404, autre circuit de "puissance intelligente" présenté dans un boîtier comparable, n'est équipé que de quatre interrupteurs à entrées indépendantes.

ges "difficiles" : résistives mais avec des pointes de courant à la mise en tension, inductives, ou même courts-circuits en cas de défauts en aval.

Un bon circuit de puissance intelligente se devant d'être pratiquement indestructible dans des conditions raisonnables d'utilisation, le TPIC 2801 est équipé de protections très efficaces, montées individuellement sur chaque sortie.

Sur la **figure 4**, qui décrit la configuration des différentes entrées et sorties, on remarque immédiatement un classique limiteur de courant, agissant à partir de 1,2 A environ, et une diode anti-surtensions (34 V / 40 mJ).

Mais il y a mieux : huit circuits capable de détecter les conditions de non-saturation des transistors de sortie, grâce à des comparateurs signalant toute tension supérieure à 1,8 V entre sortie et masse.

Ces circuits ne se contentent pas de protéger passivement les transistors de sortie : après un délai de grâce de 100  $\mu$ s permettant d'occulter les pointes de courant et de tension à la mise en route, les transistors correspondant aux sorties en défaut sont automatiquement bloqués, ce qui protège également les circuits commandés eux-mêmes.

Parallèlement, tout défaut en sortie est signalé à l'unité centrale par la voie de retour de la liaison série : sur une voiture, par exemple, un message visuel ou sonore peut donc être généré pour avertir le conducteur que telle ou telle ampoule est grillée !

Figure 6

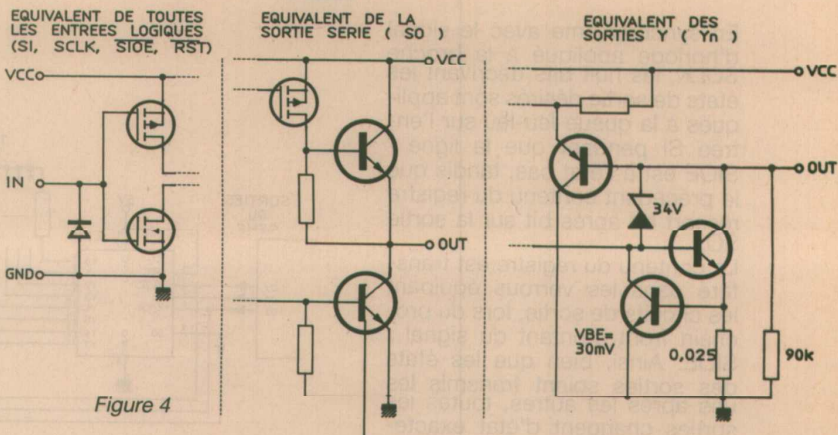
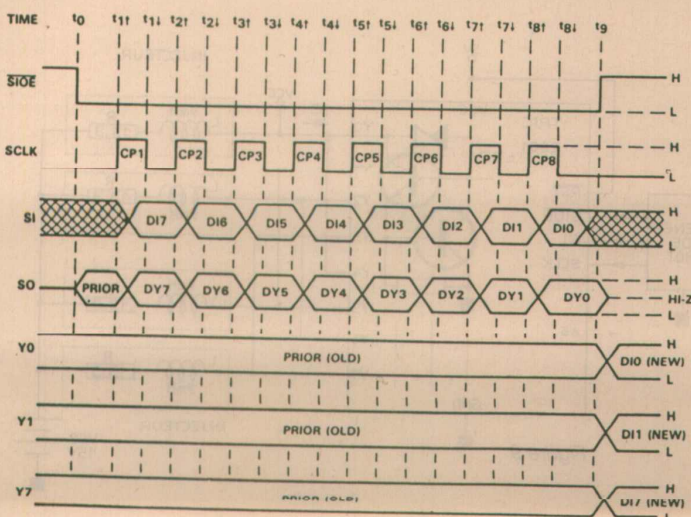


Figure 4

### Le protocole de communication

Le dialogue en série entre les périphériques et l'unité centrale simplifie bien sûr le câblage d'interconnexion, mais évidemment au prix d'une certaine complication des échanges d'informations. Mais quoi de plus classique que de programmer un microcontrôleur pour gérer une transmission série ?

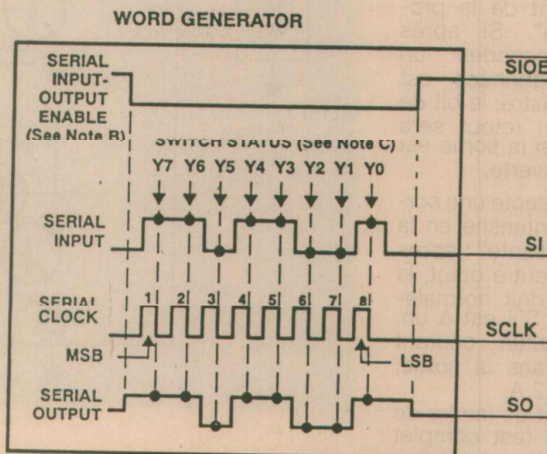
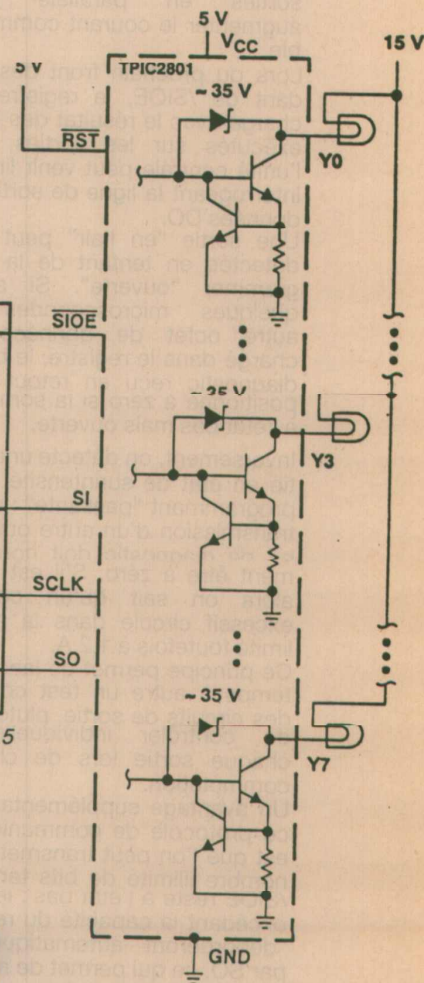


Figure 5



La **figure 5** résume le principe de ce dialogue, dont la **figure 6** vient approfondir les détails.

La conversion entre les formats série et parallèle est opérée, dans le TPIC 2801, par un registre à décalage à huit bits, muni d'une entrée et d'une sortie série accessibles respectivement par les broches SI et SO.

En synchronisme avec le signal d'horloge appliqué à la broche SCLK, les huit bits décrivant les états de sortie désirés sont appliqués à la queue-leu-leu sur l'entrée SI pendant que la ligne /SIOE est à l'état bas, tandis que le précédent contenu du registre ressort bit après bit sur la sortie SO.

Le contenu du registre est transféré dans les verrous équipant les circuits de sortie, lors du prochain front montant du signal /SIOE. Ainsi, bien que les états des sorties soient transmis les uns après les autres, toutes les sorties changent d'état exactement ensemble : c'est important, notamment, si on câble plusieurs sorties en parallèle pour augmenter le courant commutable.

Lors du prochain front descendant de /SIOE, le registre est chargé avec le résultat des tests exécutés sur les sorties, que l'unité centrale peut venir lire en interrogeant la ligne de sortie de données DO.

Une sortie "en l'air" peut être détectée en tentant de la programmer "ouverte". Si après quelques microsecondes un autre octet de données est chargé dans le registre, le bit de diagnostic reçu en retour sera positionné à zéro si la sortie est à l'état bas mais ouverte.

Inversement, on détecte une sortie en état de surintensité en la programmant "passante" : après transmission d'un autre octet, le bit de diagnostic doit normalement être à zéro. S'il est à un, alors on sait qu'un courant excessif circule dans la sortie, limité toutefois à 1,2 A.

Ce principe permet de lancer de temps à autre un test complet des circuits de sortie, plutôt que de contrôler individuellement chaque sortie lors de chaque commutation.

Un avantage supplémentaire de ce protocole de communication est que l'on peut transmettre un nombre illimité de bits tant que /SIOE reste à l'état bas : les bits excédant la capacité du registre "déborderont" automatiquement par SO, ce qui permet de monter en cascade un nombre quelconque de TPIC 2801.

Le schéma de la figure 7 montre la simplicité d'un tel montage, qui ne nécessite aucun fil supplémentaire.

### EXEMPLE D'APPLICATIONS

Les applications potentielles d'un composant aussi simple d'emploi sont bien évidemment

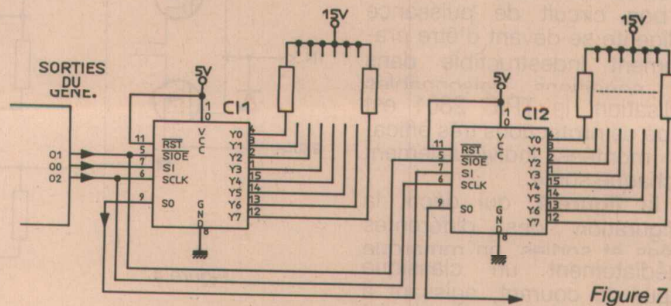


Figure 7

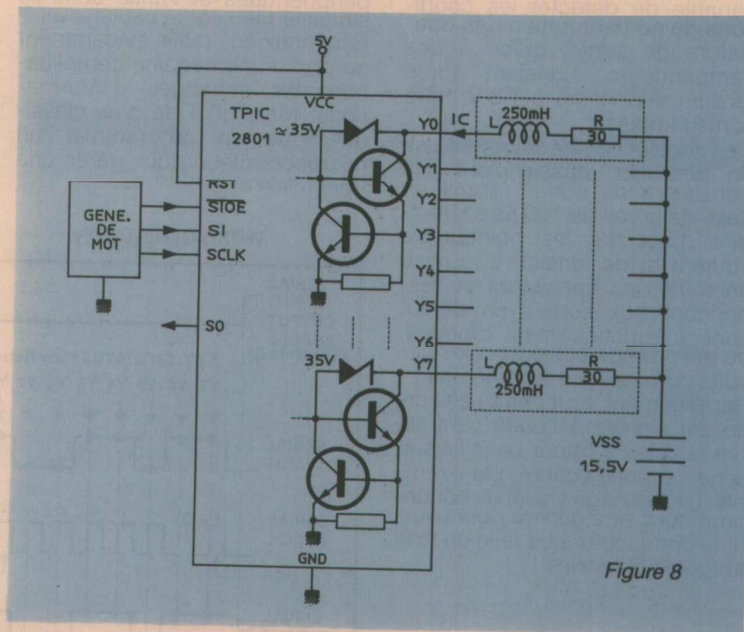


Figure 8

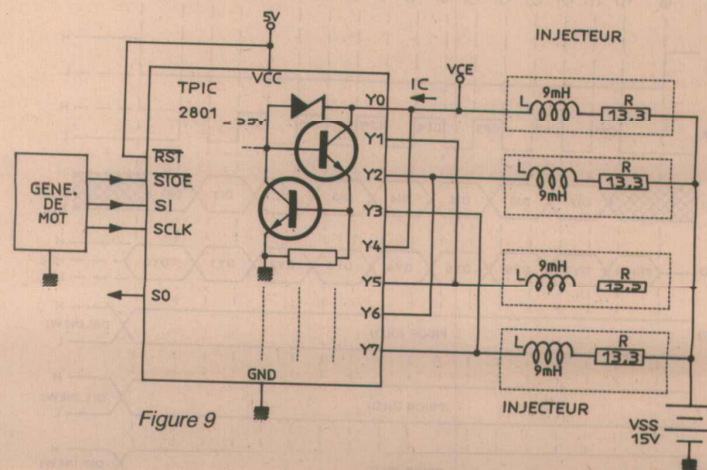


Figure 9



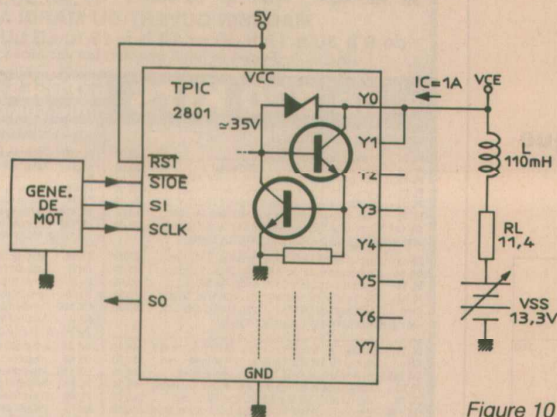


Figure 10

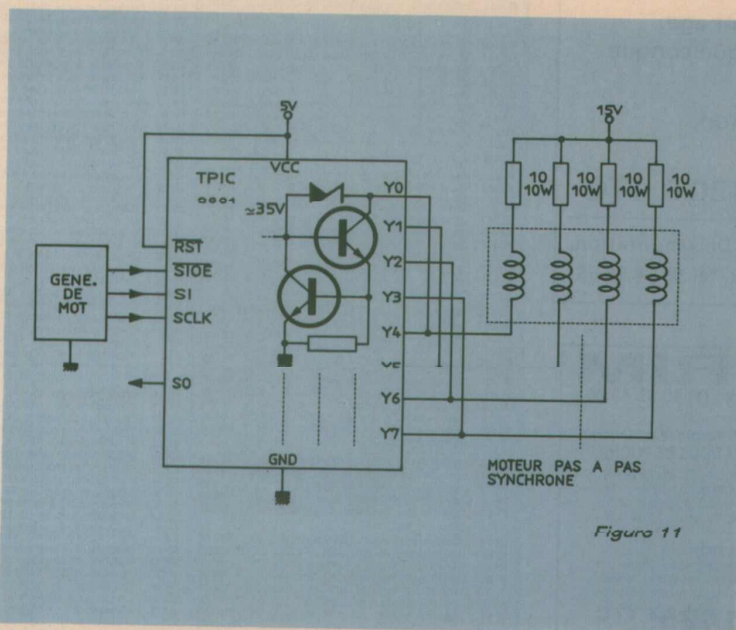


Figure 11

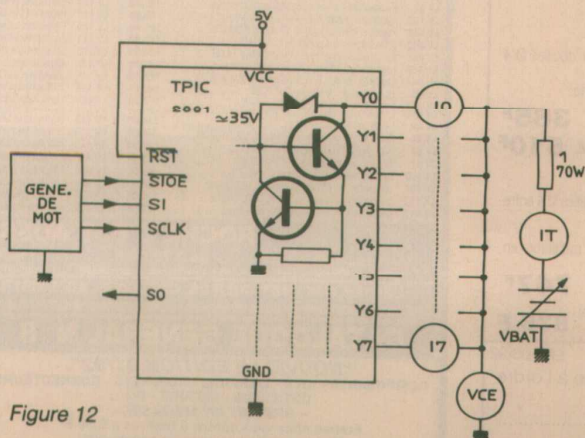


Figure 12

innombrables, d'autant que l'on peut éloigner notablement le ou les TPIC 2801 du microcontrôleur en utilisant des circuits d'interface de ligne appropriés.

Le schéma d'application de base est représenté à la **figure 8** : huit solénoïdes moyennement inductifs peuvent être commandés ensemble ou séparément, leur consommation unitaire n'excédant guère 500 mA.

La **figure 9** illustre une application classique dans le secteur automobile : la commande de quatre injecteurs de carburant par un microcontrôleur ou un DSP chargé de l'optimisation du fonctionnement du moteur.

La consommation de chaque injecteur (pourtant du type "haute impédance") dépassant la limite acceptable d'un ampère, les sorties du TPIC 2801 ont été mises en parallèle deux à deux. Bien entendu, cela suppose que l'unité centrale commande simultanément les sorties concernées, au moment d'actionner un injecteur donné.

Ce principe de mise en parallèle des sorties, détaillé à la **figure 10**, permet de commander des charges absorbant jusqu'à 2 A, le seuil de limitation en courant passant bien sûr à 2,4 A.

Il est repris dans l'exemple de la **figure 11**, dans lequel le microcontrôleur pilote cette fois un moteur pas à pas. Le TPIC 2801 remplace ici avantageusement certains circuits intégrés spécialement conçus pour cette application, mais qui doivent être attaqués en parallèle.

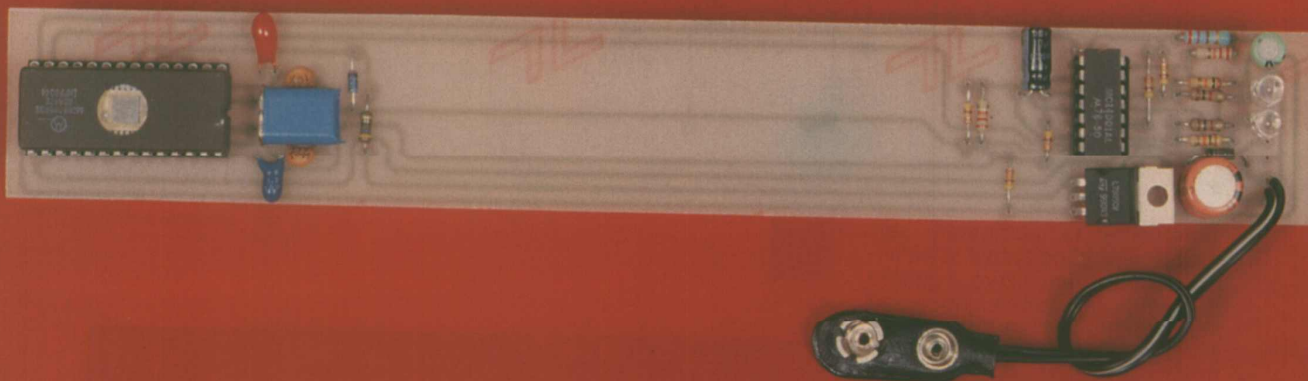
Et en poussant ce principe à l'extrême, on aboutit au schéma de la **figure 12**, dans lequel les huit sections du TPIC 2801 sont toutes câblées en parallèle : il en résulte un courant maximum admissible de 8 A, et un seuil de limitation de 9,6 A : de quoi alimenter des charges de puissance déjà respectable !

Dans le cas de charges affectées d'une pointe de courant à la mise sous tension, la limitation imputable aux étages de sortie du TPIC 2801 ramène cette surintensité à un niveau très raisonnable, protégeant à la fois le circuit de commande, la charge, et son alimentation. C'est particulièrement avantageux en matière de commande d'ampoules à incandescence, surtout en régime impulsif à cadence rapide.

Patrick GUEULLE



# Testeur de virginité pour monochip 68705P3



*Ce petit montage pour le monochip 68705P3 permet de déterminer si celui-ci est vierge ou non. Couplé à une lampe UV, il permettra de connaître le temps d'exposition nécessaire à l'effacement de l'EPROM du monochip. En ajustant ce temps il sera possible d'allonger le nombre de cycles de programmation de l'EPROM et par conséquent la durée de vie du monochip. L'idée vient d'un lecteur d'Electronique Radio Plans, grand programmeur de 68705P3, et qui dans une lettre, nous a fait part de cette application autour de ce monochip qui est certainement la seule où il n'est pas nécessaire de le programmer ! C'est son programme interne qui va nous servir.*

## Principe de programmation

Pour savoir si le monochip est vierge, il suffit de faire une fausse programmation de zéros. Après une remise à zéro (RAZ) et si l'entrée Timer est à 0 volt, le monochip exécute le programme de transfert des données venant de l'EPROM extérieure vers son EPROM, ceci constitue la première phase du programme. Les données sont appliquées sur le PORTA, dans notre cas elles sont fixées à zéro.

Pour cette valeur, le monochip ne programme pas la donnée puisque cette valeur correspond à la valeur d'origine, il passe directement à l'adresse suivante. Toute cette partie n'est pas intéressante pour le contrôle de la virginité du monochip.

Après cette phase de programmation une première LED s'allume pour indiquer la fin de la programmation et le début de la vérification.

Cette seconde phase est beaucoup plus intéressante, puisqu'elle compare le contenu de l'EPROM extérieure avec son contenu, ceci à toutes les adresses.

Dans notre cas, il doit trouver toujours 0, dans le cas où

l'EPROM du MONOCHIP n'est pas vierge il s'arrête par l'instruction TOTO : BRA TOTO... incluse dans la PROM du monochip. Dans ce cas il faut recommencer un cycle en envoyant le signal RAZ.

A la fin de la comparaison si toute l'EPROM du monochip est vierge, il allume la seconde LED.

## PLAN ELECTRIQUE

Pour réaliser le montage qui réalise cette fonction, il faut faire la liste des signaux qui vont nous servir.

Le plan du programmeur de 68705P3 décrit dans l'article sur le loader constitue la source de ce schéma, l'analyse du code de la PROM a permis ce montage.

Comme pour le programmeur 68705P3, décrit en septembre, ce plan fonctionne avec le programme en PROM qui correspond au masque usuel des P3 (voir l'article de septembre).

Dans cette réalisation, comme nous ne souhaitons pas programmer l'EPROM du monochip et pour aller plus vite, un quartz de 4 MHz est utilisé.

Le signal CLK, qui initialement

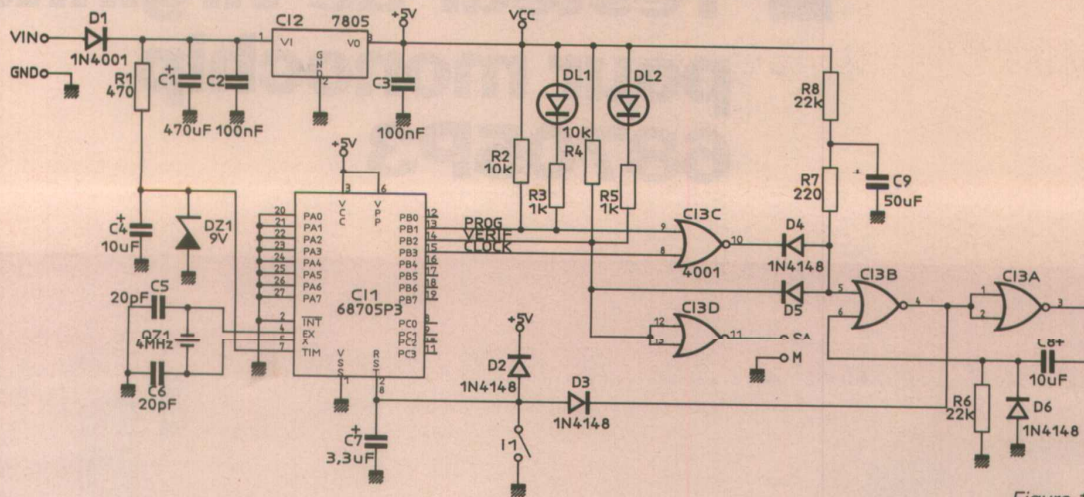


Figure 1

incrémente le compteur, sert maintenant d'indicateur d'activité ; normalement à zéro, il génère de petites impulsions à un quand le monochip est en phase de programmation ou de vérification.

L'absence d'impulsions indique un arrêt du programme.

Le PORT PB1 indique que le monochip a fini sa phase de programmation ; tant que ce signal n'est pas actif (à 1), on considère que le monochip ne doit pas subir de RAZ.

Le PORT PB2 indique dans l'état actif (à 0) que la vérification a été un succès, le monochip est vierge, il ne faut pas faire de RAZ.

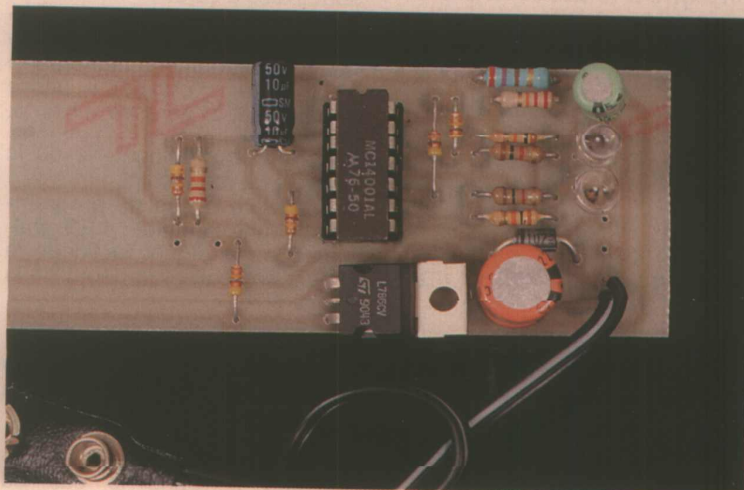
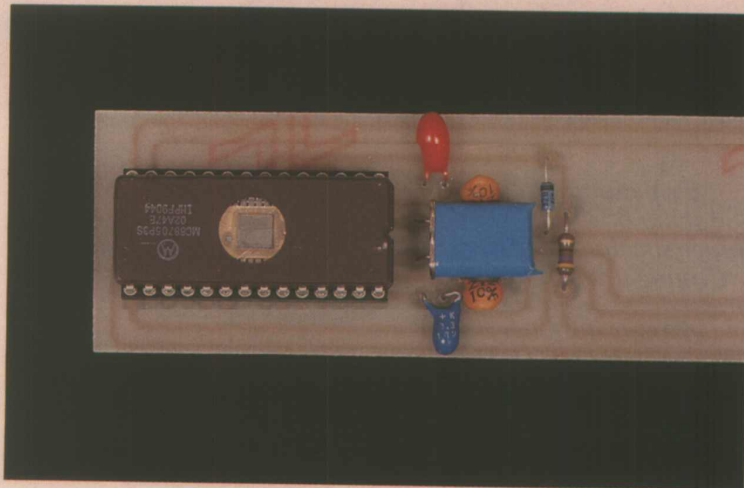
Si le monochip n'est plus actif (clock = 0), si il a fini sa programmation et qu'il n'y a pas eu de succès dans la vérification, il faut faire une RAZ du circuit.

Quelques diodes et un unique circuit intégré permet de réaliser tout cela.

Ce circuit intégré, un CD 4001, est utilisé avec les diodes pour faire l'équation logique du RAZ, deux portes constitue forme le monostable qui génère l'impulsion de RAZ.

La sortie de la dernière porte est à zéro tant que le monochip n'est pas vierge. Cet indicateur peut servir à alimenter un optocoupleur qui allumera la lampe à UV (relais statique). Ce montage déjà décrit dans cette revue n'a pas été implémenté dans ce montage. Votre serviteur n'a pas une utilisation si intensive de la lampe à UV pour qu'il soit nécessaire d'en arriver là !

Pour éviter de surveiller la LED de fin de vérification, un dispositif sonore peut être utilisé.



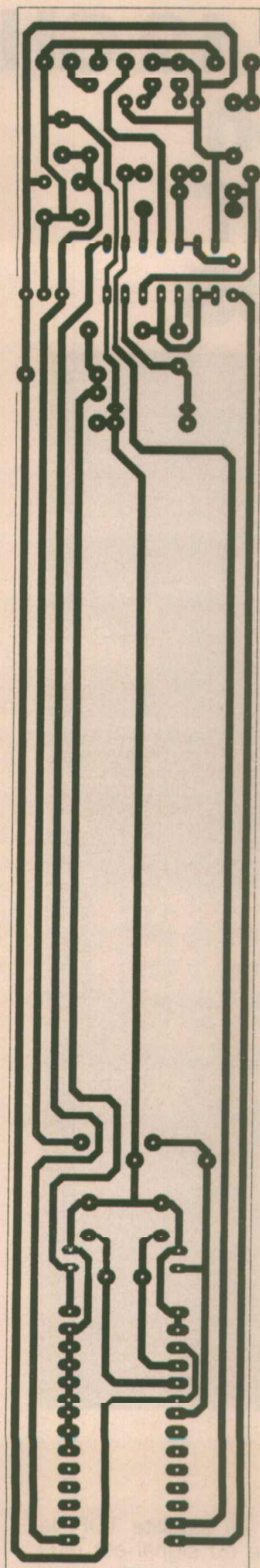


Figure 2

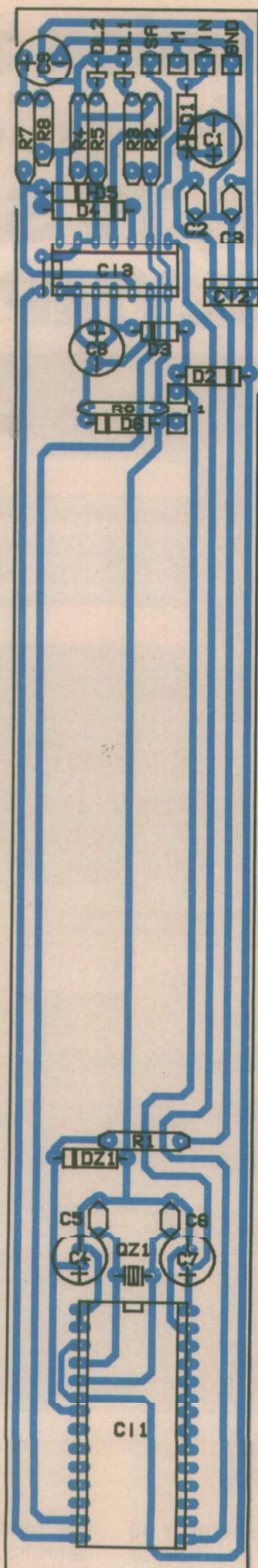


Figure 3

## Nomenclature

### Résistances

R<sub>1</sub> : 470 Ω  
 R<sub>2</sub>, R<sub>4</sub> : 10 kΩ  
 R<sub>3</sub>, R<sub>5</sub> : 1 kΩ  
 R<sub>6</sub>, R<sub>8</sub> : 22 kΩ  
 R<sub>7</sub> : 220 Ω

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 470 μF  
 C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> : 100 nF  
 C<sub>4</sub>, C<sub>8</sub> : 10 μF  
 C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub> : 22 pF  
 C<sub>7</sub> : 3,3 μF  
 C<sub>9</sub> : 50 μF

### Circuits intégrés

C<sub>1</sub> : 68705P3  
 C<sub>2</sub> : 7805  
 C<sub>3</sub> : 4001

### Semiconducteurs

DL<sub>1</sub>, DL<sub>2</sub> : LED haute luminosité  
 DZ<sub>1</sub> : Zener 9 V / 400 mV  
 D<sub>1</sub> : 1N4001  
 D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub> : 1N4148

### Divers

I<sub>1</sub> : Inter  
 QZ<sub>1</sub> : Quartz 4 MHz

## Utilisation

Ce petit montage peut s'utiliser dans deux cas.

Si l'on souhaite savoir si un 68705P3 est vierge, il suffit de le placer sur le support, si la première LED s'allume puis s'éteint, le monochip n'est pas vierge, dans le cas où les deux LED s'allument l'une après l'autre, et restent allumées, il est vierge.

Si l'on souhaite faire des mesures de temps d'exposition ou limiter le temps d'exposition des monochips sous les UV, il suffit de placer un monochip non vierge sur le support puis d'installer le tout sous la lampe à UV, avec l'extension de l'interface secteur, la lampe à UV s'éteindra quand celui-ci sera complètement vierge.

Pour ce genre de mesure, en raison de la disparité entre les circuits, il sera nécessaire de faire plusieurs essais pour connaître les temps optimaux d'effacement des monochips.

## CONCLUSION

Pour ceux qui programment leurs monochips avec leurs applications, et qui par conséquent passe sans cesse dans les phases programmation, effacement, reprogrammation, ce petit montage améliorera la durée de vie des composants et rendra ceux-ci disponibles dans des délais plus brefs.

L'auteur pense toutefois qu'attendre permet une réflexion qui quelquefois donne la solution du RIIC. à vous de juger.

Bonne programmation sur le P3, en attendant le prochain article sur un nouveau programmeur de monochip de la famille 68705, mais pour des chips "de luxe".

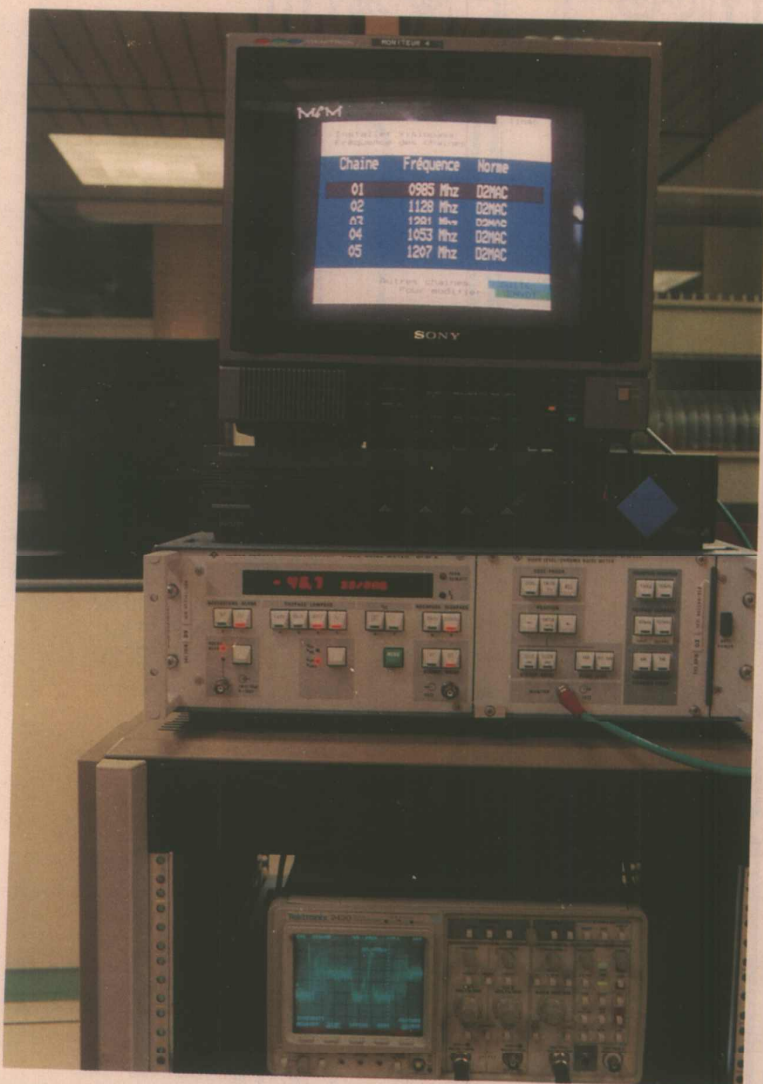
X. FENARD

# La diffusion à 12 GHz ou la réception de TDF, TV SAT ET D'OLYMPUS

*Dans la première partie parue dans ERP du mois de janvier, nous avons vu les différents aspects réglementaires, les normes de diffusion et les attributions accordées par la CAMR à chaque satellite français et allemand de radiodiffusion directe.*

*Dans cette deuxième partie nous débiterons notre dossier par la réception de TV SAT et OLYMPUS en France.*

*Puis nous verrons les effets du diagramme de rayonnement de l'antenne TX de TDF 1-2 sur la zone de diffusion et sur les zones de réception proches et excentrées ; nous terminerons sur les facteurs de mérite et les effets des précipitations affectant les unités extérieures, entraînant une baisse du rapport porteuse/bruit pendant une certaine fraction du temps.*



## RÉCEPTION EN FRANCE DE TV SAT ET OLYMPUS :

Les possibilités de réception du satellite allemand en France dépendent essentiellement du site de réception, favorables au Nord/Est et allant en se dégradant, d'abord lentement, puis de plus en plus vite, au fur et à mesure que l'on s'approche du Sud-Ouest et de l'Ouest de la France.

Par rapport au satellite TDF, la décroissance du signal est plus marquée, puisque l'angle d'ouverture de l'antenne TX de TV SAT est plus fermé, mais en revanche son gain est plus élevé. En fonction de ces données, les signaux de TV SAT sont plus forts dans le quart Nord-Est de la France que ceux de TDF,

l'équilibre se faisant du côté de la Bourgogne-Franche Comté.

A Strasbourg, les signaux de TV SAT sont "propres" avec, seulement, une antenne d'un gain de 19 dB. Rappelons qu'une image propre signifie un écran exempt de clics où il est fait abstraction du rapport signal à bruit — S/B — (voir mire "la sept"). Avec une antenne plate, le rapport porteur/bruit approche la vingtaine de dB. Voilà pour la région française la mieux desservie.

À Paris, le signal a perdu 6 dB théoriquement par rapport au point de visée où la pire est maximale, 66 dBW. Avec une antenne 30 cm couplée à une tête hyperfréquence ayant une figure de bruit de 1,7 dB, Télédiffusion de France annonce une sensibilité de 15 dB.

A Bordeaux, mais cette fois-ci avec une antenne parabolique d'un diamètre de 1,50 m, la même intensité de signal est mesurée. Cependant, des antennes de 1,20 m peuvent déjà apporter satisfaction (voir carte TV SAT), (figure 1).

crête n'est "que" de 61 dBW et tombe à 54 dBW dans le Sud de la Corse. Pour information pratique, à Paris, une antenne d'un gain de 24 dB peut permettre la réception d'une image propre.

### TDF I : LA PLUS VASTE DES ZONES DE DIFFUSION

Grâce à sa configuration géographique privilégiée, prenant en compte la Corse, la France s'est vu accordée par la CAMR, la plus grande des zones de diffusion en Europe. Contrairement à son jumeau TV SAT, TDF I présente une pire crête moins importante, 64 dBW, et une zone principale de diffusion également plus faible 61 dBW contre 63 dBW.

En revanche, la décroissance de la pire est moins marquée, ce qui est un avantage pour la desserte des sites éloignés du point de visée français, 2,6° E/45,9° N, proche de Clermont-Ferrand.

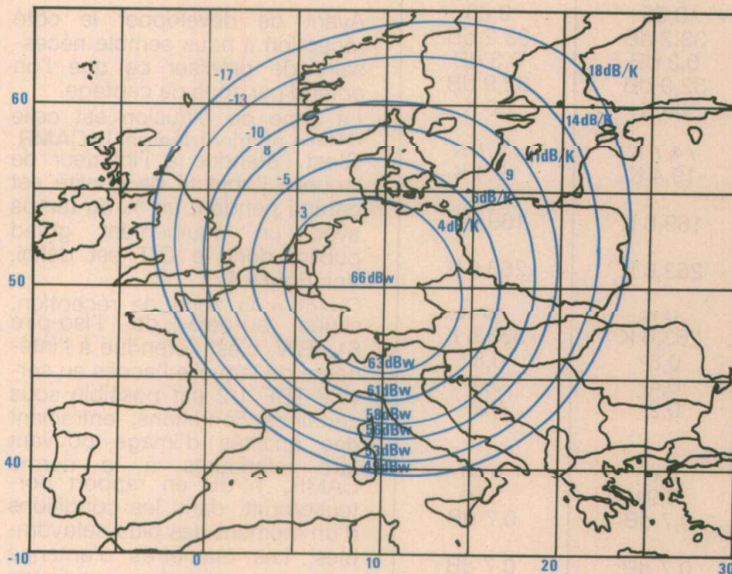


Figure 1 : TV SAT ; ISO - G/T, ISO-PIRE, décroissance en dB. Valeurs opérationnelles.

Avant de passer au gros morceau, un petit mot sur le satellite européen OLYMPUS qui est à nouveau en activité depuis l'automne dernier. Il retransmet RAI SAT en PAL avec pour objectif l'emploi du D2 MAC...

La réception de ce satellite en France nécessite des unités extérieures plus performantes, puisque la pire est moins élevée que celle de TDF/TV SAT. En effet, à Aubusson, qui correspond au point de visée, la pire

### Décroissance particulière

Pour décrire la zone de diffusion CAMR et surtout les zones de réception possibles, nous avons pris dans le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission, un point de référence, gain maximum d'antenne, correspondant au point de visée du satellite.

A ce point de référence, se croisent 2 axes, l'un dit grand axe NO/SE et l'autre dit petit axe

NE/SO. Ces 2 axes sont encore divisés par deux au point de visée. Il en résulte un demi-grand axe allant vers l'ouest dit alors Ouest, un demi-grand axe Est, un demi-petit axe Nord et un demi-petit-axe Sud.

Sur ces demi-axes, la décroissance du signal évolue d'une manière particulière, en fonction de l'axe retenu et évidemment de la distance le séparant du point de visée.

Si l'on retient par exemple - 25 dB, le point de réception sur l'axe Sud est distant de 1 350 km. Sur l'axe Est il est de 2 200 km et sur le Nord de 2 600 km.

Ces valeurs en fonction de l'axe sont liées à l'angle d'ouverture de l'antenne 2,4° (grand axe) x 0,98° (petit axe) et de la projection du faisceau sur la courbure terrestre.

### Tenir compte des zéros

Jusqu'à présent nous avons vu que la décroissance est plus ou moins lente en fonction de ce qui vient d'être précisé, cependant il faut prendre en considération, au-delà de - 25 à - 30 dB, les phénomènes engendrés par le zéro des antennes. Ces zéros sont plus ou moins prononcés en fonction du site et du diagramme. De surcroît, il faut tenir compte de l'intensité avec laquelle ils apparaissent.

Sur la pente de l'axe Nord, la dite pente est "douce" et la dégradation est quasi uniforme. La décroissance - 30 dB est atteinte du côté de Mourmansk.

Sur l'axe Est la description est intéressante, puisque le diagramme fait apparaître un violent zéro au-dessus de l'Anatolie (Turquie). On peut s'attendre à une faille de  $\geq 45$  dB suivie d'un lobe secondaire faisant remonter le signal à - 28 dB au N/E de la Syrie. Voir l'illustration correspondante (figure 2).

Sur l'axe Sud, la décroissance du signal est plus marquée. Le signal diminue de plus en plus vite pour atteindre - 30 dB du côté de Rabat, distante de 1 600 km. Voir également l'illustration consacrée (figure 3).

### Note importante :

Compte tenu de la technologie employée pour la construction des sources, des écarts entre les tests de laboratoire et les contraintes en utilisation orbitale, déformation du réflecteur et tour de support de sources, sont prévisibles. La décroissance du signal, la position des zéros et

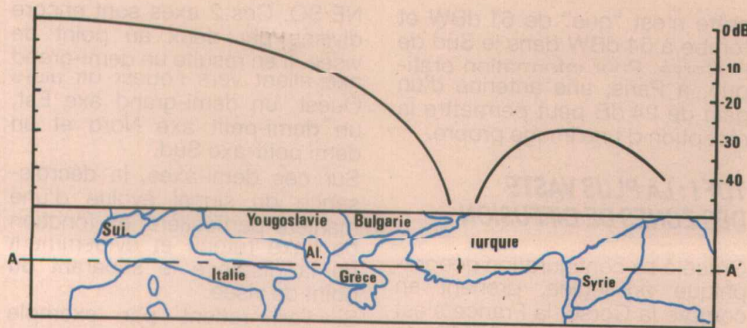


Figure 2 : TDF 1-2 diagramme de rayonnement de l'antenne TX.

A - A' = demi grand axe Est.  
Evolution de la décroissance en dB en fonction du site de réception.

Position du premier zéro et du premier lobe secondaire.

Nota : satellite à poste nominal.

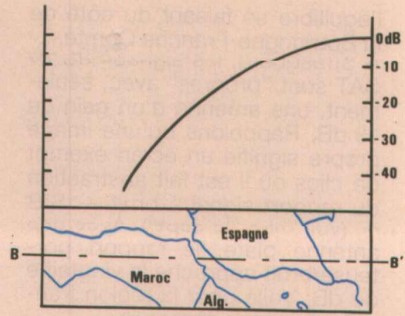


Figure 3 : TDF 1-2 diagramme de rayonnement de l'antenne TX.

B - B' = demi petit axe Sud.  
Evolution de la décroissance en dB en fonction du site de réception.

Nota : satellite à poste nominal.

TDF 1-2 décroissance opérationnelle en dB incluant une précision de pointage des faisceaux de  $\pm 0,6^\circ$

PARAMETRES	Temps clair	99 % du mois
Fréquence - f -	12 GHz	12 GHz
Diamètre d'antenne - D -	0,45 m	0,45 m
Rendement - $\mu$ -	0,65	0,65
Gain dans l'axe - G -	33,2 dB	33,2 dB
Pertes de couplage	0,3 dB	0,3 dB
Gain résultant - Gr -	32,9 dB	32,9 dB
Température d'antenne	80 K	80 K
Température d'antenne rapporté à l'entrée	74,7 K	74,7 K
Bruit de couplage	19,4 K	19,4 K
Température de bruit du récepteur - F - (F - 2 dB)	169,6 K	169,6 K
Température de bruit par temps clair - t -	263,6 K	263,6 K
Augmentation de température de bruit dû à la pluie	0 K	0 K
Température de bruit total - F -	263,6 K	333,6 K
Erreur de pointage initial ( $\beta_1$ )	0,8°	0,8°
Stabilité de pointage ( $\beta_2$ )	0,4°	0,4°
Dérive de satellite ( $\beta_3$ )	0,2°	0,2°
Dépointage total (addition en moyenne quadratique de $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ )	0,9°	0,9°
Ouverture à 3 dB	3,9°	3,9°
Perte de dépointage - P -	0,7 dB	0,7 dB
Perte par vieillissement et dépolarisation	0,7 dB	0,7 dB
G/T nominal début de vie	8,7 dB/K	
G/T utilisable fin de vie	7,3 dB/K	6,3 dB/K

(Extrait de la norme NF 90-120).

Gain d'antenne :

$$G = \eta^2 f^2 D^2 / c^2$$

où

c = vitesse de la lumière (m/s).

Température du bruit du récepteur :

$$T = (F - 1) T_0 \text{ ou } F = 1 + (T_0 / T)$$

où

F = facteur de bruit du récepteur,

$T_0$  = température de bruit du récepteur,

$T$  = température de référence (290° K).

Perte de dépointage :

$$P \text{ dB} = 12 (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2) / \beta_0^2$$

où

P = perte de dépointage (dB),

$\beta_1$  = erreur de dépointage initiale (degré)

$\beta_2$  = stabilité de pointage (degré),

$\beta_3$  = dérive du satellite,

$\beta_0$  = ouverture à mi-puissance de l'antenne (degré).

leurs valeurs ne peuvent être garanties. De plus nous précisons qu'il s'agit de décroissance de signal dans la position nominale du satellite.

### Zone de diffusion, zone de réception

Avant de développer le côté réception il nous semble nécessaire de préciser ce que l'on entend par zone de captage.

La zone de diffusion est celle définie et accordée par la CAMR. C'est l'étendue à l'intérieur de laquelle l'objectif de qualité est garanti pendant un % du temps avec un équipement grand public, dont le G/T est défini. Voir figure 4.

Quant à la zone de réception, située au-delà de l'iso-pire 61 dBW, c'est l'étendue à l'intérieure de laquelle l'accès au service TDF 1/2 est possible sous certaines conditions, entraînant des qualités d'image pouvant être inférieures à la norme CAMR, 14 dB en rapport porteur/bruit, dans les conditions d'un moment des plus défavorables. Les diamètres d'antenne peuvent atteindre plusieurs mètres.

### Zones excentrées : signaux permanents et qualité d'image minimale

Si la description de la zone de diffusion ne soulève pas de commentaires particuliers, en revanche, la zone de réception mérite un développement. En effet, si dans la zone CAMR, les signaux sont puissants et stables et que les effets des précipitations sont généralement "noyés" dans la marge de sécurité, il n'en n'est



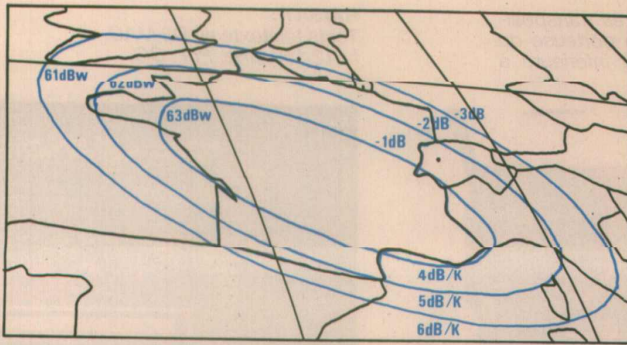


Figure 4 : TDF 1-2 : Zone de diffusion CAMR.

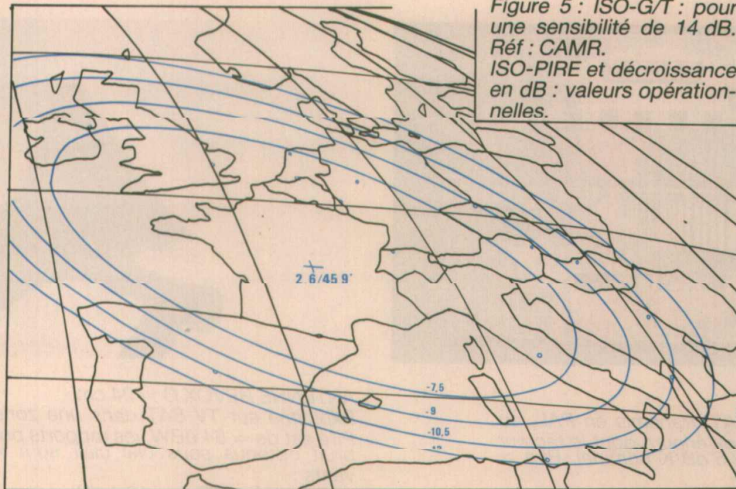


Figure 5 : ISO-G/T : pour une sensibilité de 14 dB. Réf : CAMR. ISO-PIRE et décroissance en dB : valeurs opérationnelles.

pas de même dans les zones dites de réception possible, puisque dans une journée standard on observe des amplitudes dans l'intensité des signaux captés. Ces variations, surtout quotidiennes, augmentent au fur et à mesure que l'on s'éloigne du point de visée et s'amplifient à proximité des failles créées par le zéro.

Ces amplitudes, négligeables dans la zone de diffusion, faibles dans la zone CAMR  $-11\text{dBW/m}^2$ , (voir **figure 5**) importantes en "bordure" de la zone de réception possible, sont générées par le mouvement du satellite en orbite sous les effets de la mécanique céleste. Il en résulte un dépointage de l'antenne TX de  $0,06^\circ$  ce qui, rapporté sur la pente d'une faille quasi-verticale, peut conduire à des amplitudes de 10 dB. Des différences de niveau ont été notamment enregistrés par les PTT Turques du côté d'Izmir, où le signal varie quotidiennement de 7 à 8 dB. En France, nous disposons d'un exemple comparable et révéla-

teur, c'est celui du satellite TELE X (satellite de même type que TDF/TV SAT) qui produit des variations de signal semblables. Le maximum de signal est enregistré en fin d'après-midi et le minimum vers 6 h 00. Dans les zones éloignées, l'établissement d'une liaison pour accéder au service de TDF 1/2, se fera en fonction du minimum enregistré de façon à pouvoir disposer d'un rapport porteuse/bruit minimum dans les conditions d'un moment défavorable.

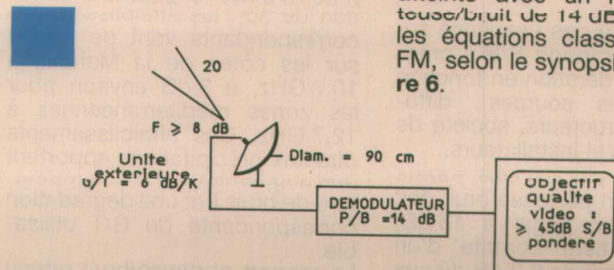


Figure 6 : Récepteur standard suivant CAMR RS 77

Ces conditions ponctuelles sont d'une part ces fameuses variations et d'autre part les dégradations du signal dues aux effets hydrométéorologiques.

Il est évident que les événements météorologiques sont généralement plus significatifs — durée, intensité, récurrence — dans le nord de l'Europe que dans le Sud. De ce fait dans les zones climatiques favorisées, le dimensionnement de l'antenne, pour conserver la qualité d'image souhaitée, pourra se définir sur la base des 99 % du temps de l'année soit une dégradation de 1 dB du rapport signal/bruit.

Source : Agence Spatiale Européenne "Effets des atténuations du signal dû à la pluie". Zone Europe Centrale.

### LA RÉCEPTION NORMALISÉE

Dans ce paragraphe sera traité, en partie, des normes définissant la qualité d'image ou réception, prévues par la CAMR et reprises par la norme française NF 90120 du 13 avril 80 et 31 mai 80. Elles s'appliquent sur l'ensemble du territoire français.

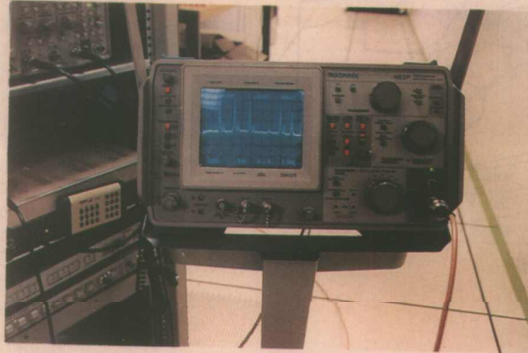
En matière de qualité de service, l'objectif de ce chapitre est de normaliser le dimensionnement des installations individuelles aussi désignées sous réception domestique et directe, de façon à ce que le signal distribué à l'utilisateur soit au minimum :

- De très bonne qualité, note 4,5 sur l'échelle de dégradation à 5 notes pendant 80 % du temps, c'est-à-dire par ciel clair.
- Et de bonne qualité, 4 sur 5, pendant 99 % le mois le plus défavorable.

Ces 2 données sont basées sur la recommandation 500 du CCIR. Préalablement, la CAMR avait estimé que la qualité d'image devait se chiffrer, en terme de rapport signal/bruit pondéré à une valeur de 45 dB.

L'objectif de qualité ayant été fixé, elle avait alors déterminé que ladite qualité devrait être atteinte avec un rapport porteuse/bruit de 14 dB, en utilisant les équations classiques de la FM, selon le synopsis de la **figure 6**.

Aspect du spectre 12 GHz après transposition. On remarque à droite, la porteuse du satellite OLYMPUS d'intensité inférieure à celles de TDF 1-2.



**RAISAT :**  
Tests télétexte en D2 MAC.  
f : 12,169 GHz. Pol : CG.



**OLYMPUS :**  
Réception de RAISAT, transmis en PAL, au moyen d'une unité extérieure dont le facteur de qualité est de 3,5 dB/K nominal. Pire  $\approx$  60 dBW.



**ANTENNE REVOX  $\varnothing = 24$  cm**  
Exploitée sur TV SAT dans une zone où la Pire est de  $\approx 64$  dBW, les rapports porteuse/bruit obtenus sous ciel clair sont les suivants :

- Canal n° 2 RTL + : 18,1 dB.
- Canal n° 6 SAT 1 : 17,8 dB.
- Canal n° 10 3 SAT : 17,4 dB.
- Canal n° 18 EINS + : 16,1 dB

**MOYENNE : 17,3 dB P/B**

Crédit matériel : REVOX.

Notons que la norme française ne fait référence à la qualité de réception qu'en terme de rapport porteuse/bruit tout comme d'ailleurs Télédiffusion de France. En revanche, France Telecom s'exprime en rapport signal/bruit ce qui nous semble mieux adapté lorsque sont connus les éléments et paramètres retenus pour la mesure (voir 3<sup>e</sup> partie).

**Nota :** Il n'y a pas unanimité sur la valeur du rapport S/B à prendre en considération en fonction des diverses sources ; diffuseurs, constructeurs, société de programmes et installateurs...

En réception par ciel clair, norme NF, le rapport porteuse/bruit doit être au moins égal à 15 dB, valeur qui tient compte d'un affaiblissement de 0,3 dB dû aux gaz de l'atmosphère.

Pour les faibles pourcentages de l'année, moins de 1 %, la récep-

tion est perturbée par l'effet des hydrométéores : pluie, neige etc. Les affaiblissements qui s'ensuivent dépendent de l'intensité des précipitations exprimée en millimètres d'hauteur d'eau par heure (mm/h) et de l'angle d'élévation de l'antenne vers le satellite. A titre d'exemple, les précipitations, pour 1 % du mois le plus défavorable, varient entre 5 mm/h et 10 mm/h et pour une élévation de 30°, les affaiblissements correspondants vont de 0,8 dB sur les côtes de la Manche à 10,7 GHz, à 3 dB environ pour les zones méditerranéennes à 12,7 GHz. Ces affaiblissements dus aux précipitations apportent une augmentation de la température de bruit T et une dégradation correspondante du G/T utilisable.

Le rapport porteuse/bruit retenu par la norme est donc de 13 dB pendant 99 % du mois le moins favorable, cependant en cas

d'utilisation de démodulateur à seuil amélioré, ces valeurs de 15 et 13 dB peuvent être inférieures de 1,5 dB à titre indicatif, soit respectivement, 10,5 et 11,5 dB, toujours d'après la norme.

Le sujet traitant des effets hydrométéores sur les antennes comportant de trop nombreux paramètres, il nous est ici impossible de le traiter exhaustivement. On peut cependant ajouter que la dégradation du rapport porteuse/bruit dépend de la fréquence d'utilisation, de l'angle de site, de la vitesse instantanée des précipitations, du bruit de l'unité extérieure qui dépend légèrement de la taille de l'antenne et beaucoup du facteur de bruit de la tête hyperfréquence. La dégradation du rapport porteuse/bruit s'obtiendra donc en additionnant l'augmentation de la température de bruit et l'affaiblissement du signal.



#### TERMINAUX DE DESEMBROUILLAGE :

Les deux terminaux D2 MAC pour la réception des signaux de TDF 1-2.

Le DECSAT de la société de programmes CANAL + est développé par EURODEC, filiale de C.T. OAOEM. Il n'est distribué qu'en France.

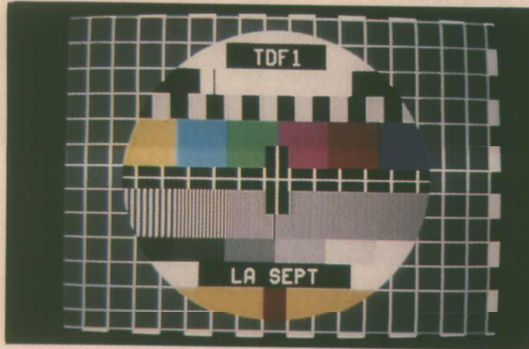
Le VISIOPASS de FRANCE TELECOM élaboré par PHILIPS n'est pas distribué dans sa version BIS, dommage car il fournit une meilleure image que son concurrent.

Crédit matériel : VISIOPASS, FRANCE TELECOM.

Dans la pratique, c'est plus le résultat qui intéresse l'utilisateur que la norme et ses théories, d'où la nécessité de disposer d'une installation suffisamment dimensionnée pour notamment amortir les effets hydrométéoriques : baisse du rapport signal/bruit puis apparition des clics ; Avec des antennes conformes aux stipulations C/T de la CAMR, des affaiblissements de -2,5 dB sont généralement enregistrés, sous événements hydrométéoriques courants, sauf pluies d'orage où des -8, -10 dB sont notés et parfois complétés de coupure momentanée du service qui peut déjà intervenir dans la liaison montante.

Avant de passer au chapitre consacré aux antennes, un court développement sur la notion de coupure ou interruption de service qui a été définie par une note de qualité subjective égale à 1,5 dans l'échelle de qualité à 5 notes de l'avis 509,2 du CCIR. Elle correspond pour les démodulateurs actuels à un rapport porteuse/bruit de 5 dB environ. Notons déjà vers 7 dB les défauts sur le son qui sont les premiers gênants. (D2 MAC uniquement).

Pour une installation dimensionnée pour accepter une dégradation du rapport porteuse/bruit de



Aspect d'écran correspondant à la notion d'image dite propre - seuil des clics - où il n'est pas pris en considération la qualité s'exprimant en terme de rapport signal à bruit qui peut être inférieure à 40 dB pondéré, suivant le demo.

On peut aussi dire que c'est l'aspect minimal d'image exploitable dans les conditions d'un moment le moins favorable, réception dans les zones excentrées.



Mesures du rapport signal à bruit du terminal VISIOPASS de France TELECOM.

Dans la 3<sup>e</sup> partie du dossier nous verrons comment et avec quels moyens sont effectuées les mesures du S/B en D2 MAC.

8 dB il y aura, en moyenne et chaque année à Paris, deux interruptions de service d'une durée de 1 mn et 20 secondes, mais une quinzaine d'interruptions de l'ordre de 3 minutes du côté de Marseille. Sur cette côte méditerranéenne, tous les cinq ans en moyenne, une interruption exceptionnelle durera jusqu'à 11 minutes. Rappelons, pour valoriser ces très faibles fractions de temps, qu'une année non bisextile contient 525 600 minutes...

### LES UNITÉS EXTERIEURES

Nous avons vu dans la première partie que la CAMR avait fixé en 1977, les caractéristiques minimales que devrait présenter un équipement grand public pour être cohérent avec l'ensemble du système. Parmi ces caractéristiques, le facteur de qualité du récepteur connu sous figure ou facteur de mérite — G/T — s'exprimant en dB/K. Voir récepteur standard CAMR., **figure 7**.

A cette époque, voilà déjà 25 ans..., la planification avait retenu la valeur de 6 dB/K que la technologie d'alors permettait de garantir. Cette technologie offrait des transistors dont la figure de bruit conduisait à les associer avec des réflecteurs de 90 cm pour atteindre l'objectif de qualité d'image prévu, et cela dans la zone nominale principale de couverture, 103 dBW/m<sup>2</sup> (densité surfacique).

Cette valeur est plus volontiers exprimée, actuellement, en Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente soit 61 dBW opérationnel.

Depuis ce quart de siècle, la technologie dans le domaine des hyperfréquences a sans cesse progressé, le facteur de bruit des convertisseurs est passé de 8 à 1 dB et maintenant en ce début d'année 92 à 0,8 voire 0,7 dB.

Parallèlement, des progrès sensibles ont été faits dans l'élaboration des circuits équipant les démodulateurs qui produisent.  $\alpha$  après certains fabricants, une meilleure qualité d'image — S/B — que celle prévue par les normes.

NDLR : Affirmation non partagée par certains professionnels.

Il résulte de ces améliorations conjuguées une diminution du diamètre d'antenne qui a pu ainsi être divisé par quatre, tout en conservant, voire améliorant d'après les constructeurs, l'objectif minimum de qualité défini par la CAMR, 45 dB S/B par ciel clair.

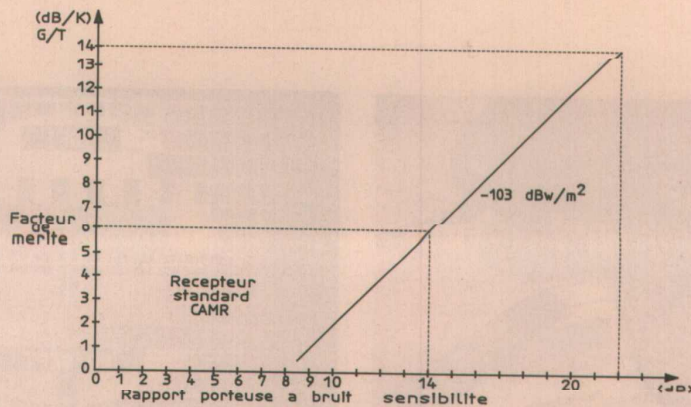


Figure 7

Les industriels, conscients de ces progrès spectaculaires, se sont mis à produire des antennes de plus en plus petites.

La première antenne destinée à la RDS avait un diamètre de 49 cm. Puis, au fur et à mesure, le diamètre va décroissant — pendant que le bruit des convertisseurs diminue —, 40, 30, 24 et enfin 20 cm. Quant au facteur de mérite de ces antennes, il est donné comme supérieur ou égal à 6 dB/K ou inférieur mais avec le respect du rapport signal/bruit recommandé, dans la zone de couverture favorable (?) et éventuellement dans la zone de diffusion CAMR, 01 dBW opérationnel.

Le marché des unités extérieures étant composé d'un assez vaste choix, il nous est impossible de le traiter. Cependant nous y avons extrait une antenne originale, en forme de cône d'un diamètre d'ouverture de 24 cm. Cette antenne de marque Revox, qui fera l'objet d'un commentaire dans le prochain numéro d'ERP, est dans l'ensemble tout à fait compatible avec les signaux de TDF sur l'hexagone

ne, tête ou convertisseur hyperfréquence. La norme définie, détermine et considère le facteur de mérite.

Le facteur de qualité du récepteur — G/T — est le rapport de gain de l'antenne de réception dans la direction du satellite, à la température de bruit de l'unité extérieure de réception. C'est la caractéristique principale de l'unité extérieure de réception.

La norme considère deux cas de figure de mérite :

— Le G/T nominal (dit aussi d'usine) d'équipement caractérisant l'objet neuf, parfaitement pointé sur le satellite et fonctionnant par 80 % du temps.

— Le G/T utilisable ou opérationnel d'installation qui prend en compte les contraintes d'exploitation : augmentation de la température du bruit du ciel, effets de dépolarisation, dépointage, modifications des caractéristiques de l'équipement dues aux conditions climatiques, vieillissement du matériel.

La détermination du facteur de mérite d'une unité extérieure se fait en appliquant la formule définie par le rapport CCIR 473-3 :

$$\frac{G}{T} = \frac{\alpha \beta G_r}{\alpha (T_a + T_0 \delta_0) + (1 - \alpha) T_0 + (F - 1) T_0}$$

### Caractéristiques d'une unité extérieure

La norme française ne s'est pas limitée à fixer les conditions de réception de la bande des 12 GHz, pendant certaines fractions de temps, mais a également défini les caractéristiques techniques que doivent présenter les unités extérieures anten-

dans laquelle :

$\alpha$  : total des pertes de couplage, exprimé en rapport de puissance entre l'antenne et le convertisseur

$\beta$  : total des pertes dues à l'erreur de pointage, aux effets de dépolarisation et au vieillissement exprimé en rapport de puissance  $G_r$  : gain réel de l'antenne de réception, exprimé en rapport de

puissance et tenant compte du type d'illumination et du rendement  $\eta$ .

Ta : température de bruit de l'antenne par ciel clair pour une élévation donnée.

To : température de référence - 290 °K

F : facteur de bruit global de récepteur, exprimé en rapport de puissance.

$\delta_0$  ( $0 < \delta_0 < 1$ ) : affaiblissement dû aux précipitations exprimé en rapport de puissance

Le facteur de mérite nominal d'un équipement est déterminé en prenant :

- $\beta = 1$
- $\delta_0 = 1$

Nota : la fiche technique accompagnant un équipement conditionné en kit doit indiquer le G/T nominal.

Voilà pour ce que nous enseignons la théorie, bien utile et nécessaire au demeurant, la pratique quant à elle nous renseigne et nous verrons dans le prochain numéro Electronique Radio-Plans les résultats des différents tests et mesures effectués sur des équipements extérieurs et intérieurs exploités dans la zone de diffusion et zones de réception pro-

ches et excentrées. Nous clôturerons ce long dossier sur la réalisation d'une antenne étaloni, dont le G/T nominal est de 1,4 dB/K, permettant d'évaluer au mieux le signal disponible sur le site.

S. NUEFFER

Remerciements pour la collaboration apportée, à :

- Télédiffusion de France
- France Télécom, Visiopass, CETS, CNET
- Laboratoire HELIOCOM
- LSC, tête hyper 0,8 dB
- REVOX, antenne conique
- NOKIA, PHILIPS, etc.

EQUIVALENCE DE L'ENCOMBREMENT POUR UN FACTEUR DE QUALITE EGAL

ANTENNE PLATE

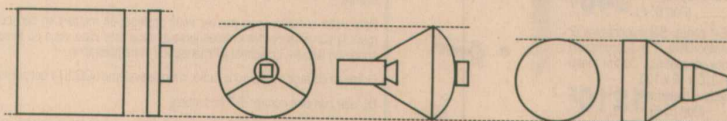
0,38 X 0,38 m

ANTENNE PARABOLIQUE  
(Foyer primaire)

Diam = 0,30 m

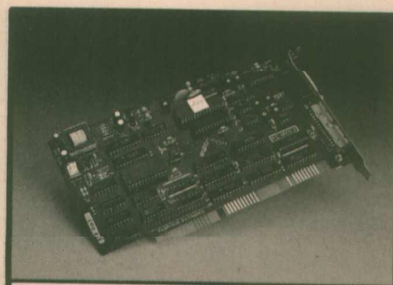
ANTENNE CONIQUE

Diam = 0,24 m



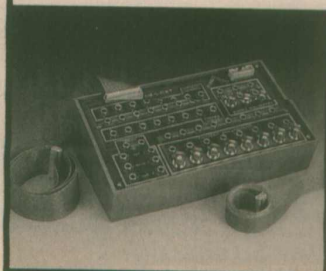
G/T = 8 dB/K nominal

Extraits d'Antennes les plus représentatives du marché.  
Le facteur de mérite est celui ANNONCE PAR LE CONSTRUCTEUR ne peut engager la responsabilité de l'auteur.



### CARTE MULTIFONCTIONS PC-MES2

8 Entrées A/D 12 bits avec  
Echantillonneur Bloqueur  
Temps de conversion : 25 us  
ou 10 us en option  
2 Sorties D/A 12 bits  
8 E et 8 S logiques  
3 compteurs, Horloge  
interne ou externe, ...



### BOITIER D'EXTENSION MES-EXT

Permet la connexion  
entre la PC-MES2 et  
le milieu extérieur  
par fiches bananes  
et BNC.

# SYSAM

VOUS OUVRE TOUTES LES  
PORTES DE L'ACQUISITION  
ET DE TRAITEMENT DU SIGNAL

SYStème d'Acquisition  
et de Mesure

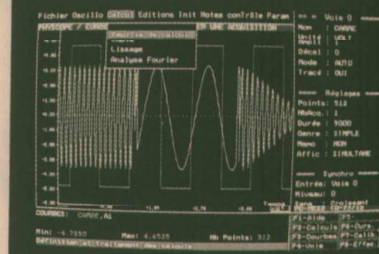
UNIVERSEL. CLE EN MAIN

Simple et Puissant, SYSAM  
possède un manuel d'utilisation  
détaillé, intégrant un Didacticiel  
complet.

TOUS DOMAINES D'APPLICATION :

Electronique, Electrotechnique,  
Mécanique, Physique, Chimie,  
Biologie, ...

SYSAM peut être utilisé avec  
la majorité des capteurs  
disponibles sur le marché.



### LOGICIEL UNIVERSEL PHYSCOPE

Acquisition et affichage de  
1 à 2 voies simultanées  
Filtrage numérique, FFT  
Tous types de traitement,  
Zoom, loupe, curseur, ...

EXCELLENT  
RAPPORT QUALITE / PRIX

POSSIBILITE  
PRIX SPECIAL ENSEIGNEMENT

DOCUMENTATION GRATUITE SUR DEMANDE

eurosmart

52, rue d'Emerainville  
CROISSY BEAUBOURG  
77324 MARNE LA VALLEE CDX 2  
TEL : (1) 60 17 20 96  
TRI.EGYPTIPR : (1) 60 17 18 06

**LA PROTECTION DES PERSONNES ET DES BIENS**

**ALARME**

**CENTRALES D'ALARME**

Réf. 1006 UNE PETITE CENTRALE pour appartement. 3 ENTRES (temporisée, immédiate et autoprotection). Chargeur 400 MA ..... (Port 45 F) **590F**  
(Dans la limite des stocks disponibles)

Réf. 1001. Pour appartement ou petit pavillon. 3 entrées HF, 0 temporisée. Chargeur incorporé .. (Port 45 F) **1200F**

Réf. 1007. Idéal pour appartement ou pavillon. 4 zones éjectables et sélectionnables à mémoire par zone ... (Port 45 F) **1950F**

Réf. 1019. Agréée NFA2P. 4 zones sélectionnables dont 3 zones mixtes. (Port 45 F) **2250F**

LC 31 CENTRALE 3 zones. 5 voyants de contrôle. Chargeur 1 A. Possib. de mise en service à distance. Plein et vide de l'alarme. Coffret en acier. Sortie pour transmetteur d'alarme. (Port 65 F) **946F**

MC 42 CENTRALE 4 zones. Sélectionnables (2 immédiates - 1 temporisée). 1 autoprotection 24 h/24 h. 6 voyants de contrôle. Coffret métal autoprotégé. Dim.: 320 x 40 x 100. Sortie pour transmetteur d'alarme (Port 65 F) **1210F**

**SIRENES D'ALARME**

Sirène d'alarme intérieure-extérieure homologuée. Alim. 12 V. Stock limité ..... (Port 45 F) **150F**

Réf. 1501. Sirène électronique d'intérieur en coffret métallique autoprotégée ..... (Port 25 F) **210F**

Réf. 1505. Sirène autoalimentée et autoprotégée. Alim. 12 V. (Port 20 F) **290F**

Réf. 1512. Sirène autoalimentée, autoprotégée de forte puissance, agréée pour intérieur et extérieur. Coffret acier autoprotégé à l'ouverture et à l'arrachement. **SUPER PROMO** ..... (Port 25 F) **590F**

Réf. 1504. Sirène 135 dB de forte puissance. Alimentation 12 V. Consommation 1,8 Amp. (Port 25 F) **340F**

**DETECTEUR VOLUMETRIQUE**

INFRAROUGE, HYPER FREQUENCE et BARRIERE

Réf. 1142. Exceptionnel, détecteur I.R. à comp- teur d'impulsion. Réglage et sensibilité et de champ de détection 4 à 17 m. 24 faisceaux sur 3 plans 140° ouverture horiz. 50° verticale. Alim- ent. 12 V. Existe en version rideau (pour les animaux) ..... (Port 35 F) **680F**  
**NOUVEAU MODELE CABLE - DETECTEUR INFRAROUGE** plafonnier. Couverture totale sur 360°. Alim. 12 V 24 faisceaux. (Port 65 F) **980F**

Détecteur de bris de vitres à analyse digitale haute performance, couverture 50 m° environ. (Frais port 60 F) **725F**

Réf. 1107. DETECTEUR double technologie. Infrarouge + Détecteur bris de glace. Idéal pour pavillons et maisons commerciales. (Port 35 F) **1150F**

INFRAROUGE PASSIF Portée 12 m ..... **PROMO 450F**

**CLE ELECTRONIQUE**

**CLAVIER ET BOITIER**

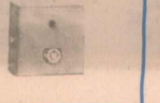
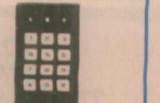
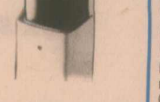
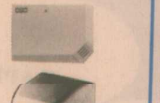
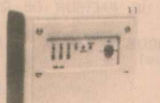
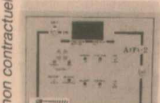
DE COMMANDE POUR ALARME OU PORTIER D'IMMEUBLE  
Réf. CLAVIER Marche/Arrêt ou impulsion ..... (Port 45 F) **390F**  
(Dans la limite des stocks disponibles)

Réf. CLAVIER avec changement de code sur la face avant (Port 45 F) **625F**

Réf. 2608 CLAVIER étanche pour extérieur. 3 codes possible, éclairage et buzzer ..... (Port 45 F) **890F**

Réf. 2401. Cle électronique pour extérieur ou intérieur. Complet avec lecteur et Kit d'encastrement ..... (Port 45 F) **580F**

Photo non contractuelle.



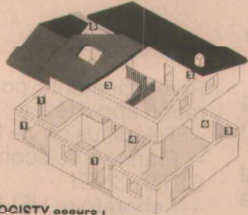
**TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE**

**EXCEPTIONNEL**  
**NOUVEAU** Transmetteur téléphonique 4 numé- ros d'appel, à synthèse de parole. **980F**  
À partir de (Port RR F)  
Réf. 1311. 4 voies d'entrée - 1 voie intrusion, 1 voie Technique, 1 voie Incendie, 1 voie d'U- rgence. Enregistrement d'un message personna- lisé et reproduction fidèle de la voix en synthèse vocale .... (Port 65 F) **2450F**  
Nombreux autres modèles en stock.  
**NOUS CONSULTER**



**Les 7 points forts du système LOGISTY**

- Sureté absolue
- Autonomie de 2 ans
- Protection évolutive
- Utilisation simple
- Qualité produit
- Garantie 2 ans
- Simplicité d'installation



**Le système de sécurité LOGISTY assure :**

- La protection intrusion (surveillance intérieure et des entrées),
- La protection des personnes (appel d'urgence),
- La protection domestique (centrale multiprotectons LC 302 seulement : incendie, coupure de courant, congélateur, inondation),

En cas d'alarme, le transmetteur téléphonique LK 401 alerte à distance vos proches ou une société de télésurveillance.

Aucun fil de liaison n'est nécessaire entre les différents éléments du système LOGISTY (détecteurs, centrale, sirène, transmetteur téléphonique).

L'alarmation par l'un de tous les appareils y compris la sirène et la centrale) élimine tout raccourciement au secteur et donc la majorité des causes de fausse alarme.

Pour votre sécurité, vous pouvez vous protéger en mettant en service unique- ment la surveillance des entrées lorsque vous êtes chez vous ou lorsque vous sortez en laissant un animal à l'intérieur de votre habitation.

Grâce au codage des liaisons radio, chaque système LOGISTY est personnalisé.

Dossier complet contre 25 F en timbres.

Nous pouvons vous indiquer un installateur pour de plus amples renseigne- ments.

**COMMUNICATION**

**EMETTEUR RECEPTEUR**

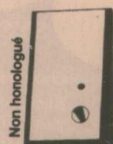
PORTABLE VHF 144 à 146 Mhz. 800 canaux. 2 niveaux de puissance de sortie. Contrôle de fréquence par synthétiseur. Tension alimenta- tion 6 à 12 V. Puissance sortie 1,5 et 0,15 W en FM. COMPLET avec accu 12 V **2690F**  
et chargeur ..... (Port 80 F)  
**OPTION** : berceau mobile pour véhicule avec amplificateur 25 W. Prix : **1080 F**



Vente exclusive aux professionnels sous licence. Matériel destiné à l'exportation.

**COMMANDE AUTOMATIQUE**

D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE Déclenchement auto et sans bruit de l'enregistre- ment de la communication dès que le téléphone est décroché. (Port 45 F) **490F**  
Enregistrer non fourni.



**COMMANDE A DISTANCE**

Applications : porte de garage à lais- se, bouton panique. Télécommande par **EMETTEUR** 1 canal. Portée 40 à 80 m en champ libre. Réf. 3014 **DECODEUR** 3 états. Codage personnalisé **390F**  
(13 000 codes) (Port 45 F)  
Réf. 3015 **RECEPTEUR** 1 canal. Alim- ent. 12 à 15 V. Sortie relais. Qualité professionnelle. (Port 45 F) **450F**



**NOUVEAU**

**UNE GAMME COMPLETE DE PORTAILS AUTOMATIQUES (VILLAS, USINES...) DISPONIBLES SUR STOCK**

A partir de : **3600F H.T**

Documentation sur demande.

**SECURITE**

**LA SOLUTION POUR**

**LES PERSONNES AGEES**

L'ensemble permet d'appeler par téléphone et automatiquement quatre personnes différentes (voisin, parent, ami, gardien...). Un message pré-enregistré personnalisé annoncera à vos proches ou amis votre nom et adresse en cas de besoin.



Formule location **260F** / mois  
Acquisition **4590F**

**PUISSANCE 4 WATTS HF 2 modèles**

Alerte par un signal radio. Silencieux (seulement perçu par le porteur du récepteur). Nombreuses applications : **HABITATION** : pour prévenir dis- crètement le voisin. **PERSONNES AGEES** en complément avec notre récepteur D 67 et émet- teur D 22 A ou ET 1 (en option).

**ALARME VEHICULE OU MOTO** Modèle 1 DIAPASON ... (Port 45 F) **890F**  
**390F**

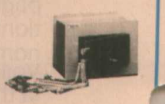
**RECEPTEUR PORTABLE SUPPLEMENTAIRE** Homologué PTT ss n° 4259 PP

**ALARME SANS FIL**



**GAMME COMPLETE DE COFFRES-FORTS**

Encastrables ou à sceller pour habitation.  
**Exemple :**  
Modèle MK2 dim. ext. : h 210 x l 270 x P 200 mm (Port 100 F) **1250F TTC**  
Modèle MK3 dim. ext. : h 210 x l 340 x P 200 mm (Port 120 F) **1450F TTC**



**SURVEILLANCE**

**PORTIER VIDEO INFRAROUGE**

Modèle LSC. Portier vidéo kit complet raccourciement 2 fils. **PRIX PROMO 3950F 3590F**  
Modèle D 400. Portier vidéo qualité supérieure. Permet une communication en duplex avec une caméra CCD infrarouge extérieure contenant un objectif grand angle. Mise au point automatique. Frais de port 140 F ..... **4950F**

Réf. P151C. Ensemble portier villa Combiné d'entrée de porte. Combiné mural, alimenté par secteur, avec panneau d'entrée encastrable. Réglable du volume sur le combiné, bouton d'ouverture de porte électrique pour utilisation avec les articles présentés ci-des- sous. **Frais de port 65 F 479F**  
Fonctionne avec les articles présentés ci-des- sous. **REQUIS** : requérissements ZVU/24U Vac 50 Hz. Dimen- sions handset 225 x 110 x 70 mm



**SURVEILLANCE VIDEO**

**KIT COMPLET**  
Facile à installer. Simple à utiliser comprenant :  
- Ecran de contrôle 23 cm.  
- Caméra avec objectif de 16 mm (éclairage 8 lux minimum).  
- Support caméra + 30 m de câble liaison.

**SUPER PROMO 2850F**  
Expédition en port dû.



**BLOUDEX ELECTRONIC'S**

25, avenue Parmentier - 75011 PARIS  
Tél. : 48.05.12.12 - Téléx 240 072

Métro : VOLTAIRE ou SAINT-AMBOISE

**OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h sauf SAMEDI APRES-MIDI et DIMANCHE**

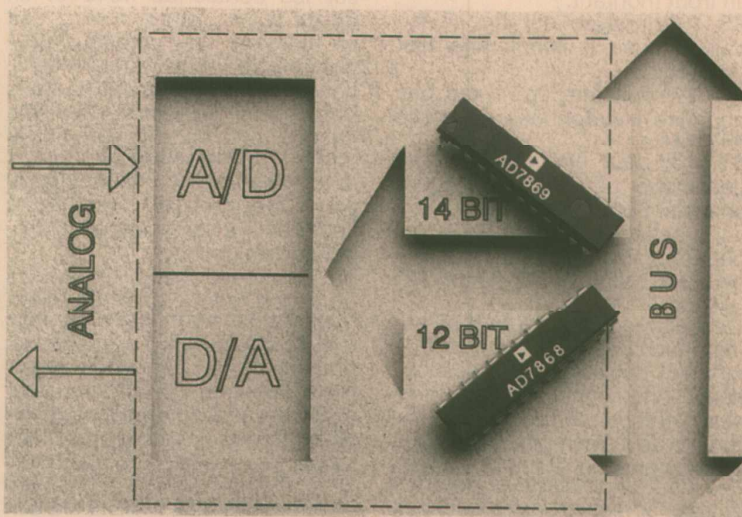
**CONSULTER NOTRE CATALOGUE SUR MINITEL 24 h/24 : 36.15 - Tapez ACTO mot de BLOUDEX**

**AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT.** Règlement à la commande par chèque ou mandat

**REPRESENTE AU CANADA :**  
1453, rue Notre-Dame - Trois Rivières (QUEBEC) G9A 4 X 4 CANADA  
Tél. : (819) 370 3202

# Les lignes à retard en filtrage analogique (2)

Après avoir rappelé quelques bases théoriques sur le principe utilisé pour créer un retard analogique à l'aide de circuits numériques et donné les caractéristiques de quelques filtres pouvant être implémentés avec cette méthode, nous allons dans ce numéro proposer un schéma d'application pratique et commenter les résultats obtenus.



## RÉALISATION PRATIQUE

### Ligne à retard

La ligne à retard est évidemment l'élément essentiel de ce dispositif, et il est donc nécessaire de lui consacrer quelques lignes. Le principe en a déjà été donné à la figure 1 (n° 531), et il s'agit maintenant d'examiner de plus près sa constitution. La figure 12 donne sa réalisation pratique qui s'articule autour d'un circuit de la société Analog Devices référencé AD 7569. Ce circuit intégré comprend en pratique un CAN 8 bits et un CNA 0 bits dans le même boîtier avec bus de données commun, un échantillonneur-bloqueur et des registres d'entrée et de sortie. La figure 13 donne l'organisation interne du circuit qui mérite une petite description. Divers signaux sont accessibles pour permettre l'acquisition et le transfert des données :

Les broches 1 et 22 correspondent aux masses analogiques du CNA et du CAN.

La broche 2 permet de recueillir la tension analogique de sortie.

La broche 3 ( $V_{SS}$ ) correspond à la tension négative de l'alimentation : 0 volt en unipolaire, -5 V en bipolaire.

RANGE, broche 4, sélectionne la gamme des tensions d'entrée : si RANGE = 1, pour  $V_{SS} = 0$ ,  $V_{IN}$

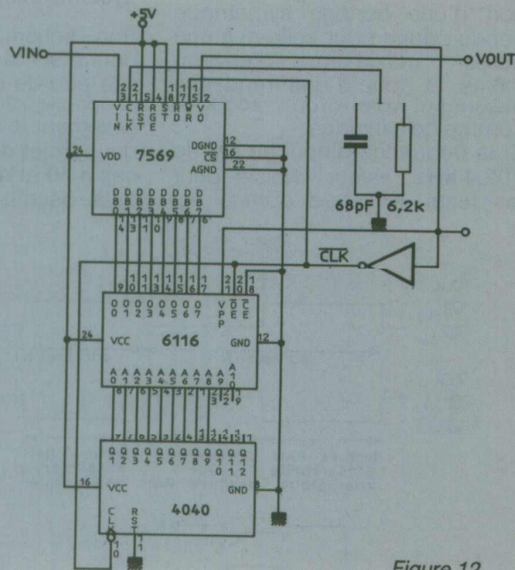


Figure 12

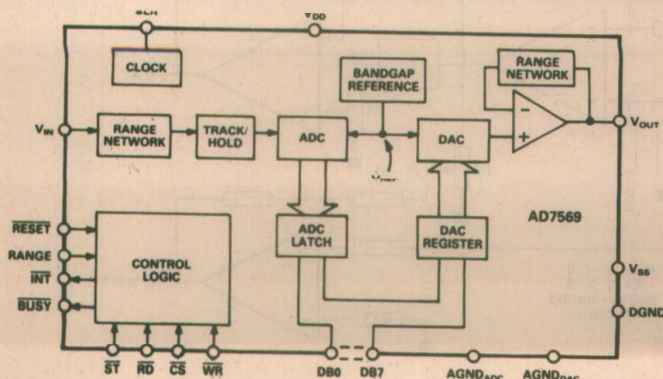


Figure 13

doit varier entre 0 et 2,5 V. Si  $V_{ss} = -5V$ , alors  $V_{in}$  doit être comprise entre -2,5 et 2,5 volts. RESET broche 5 remet à zéro le registre du CNA.

Les broches 6, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 14, sont les sorties du bus de données avec le MSB en 6.

WR (15) permet d'écrire des données dans le registre du CNA sur un front montant.

CS (16) activée sur un niveau bas autorise le fonctionnement du circuit.

RD (17) doit être en niveau bas pour lire les données en sortie du CAN.

ST (18) peut être utilisée pour déclencher un échantillonnage à un instant précis.

La broche 21 est l'horloge qui peut être soit un signal TTL extérieur à 5 MHz, soit le circuit RC indiqué.

La broche 24 correspond à l'alimentation positive : +5 V.

Les huit entrées/sorties de données sont connectées aux bornes d'entrées/sorties correspondantes de la mémoire 6116 qui a comme chacun le sait une capacité de 2 kilo-octets, et dont les entrées adresses sont branchées aux sorties  $Q_0$  à  $Q_{10}$  d'un compteur type 4040. Tous ces circuits sont commandés à partir d'un signal d'horloge, CLK, et du signal inversé pour permettre de lancer l'acquisition dans le CAN, le transfert dans la mémoire, puis le transfert dans le CNA de sortie.

CS	OE	WE	MODE	DONNEES
1	X	X	Standby	1 auto Z.
0	0	1	Lecture	Sortie
0	1	0	Ecriture	Entrée
0	0	0	Ecriture	Entrée

Tableau 3 : table de vérité de la 6116.

CS	WR	RESET	Fonction CNA
1	1	1	Registre inchangé
0	0	1	Registre inchangé
0		1	Chargement registre
	0	1	Chargement registre
X	X	0	Registre = 0

Tableau 4 : table de vérité du CNA.

La figure 14 et les tableaux 3 et 4 donnent le séquencement de toute la procédure, et il est facile de voir que la donnée d'adresse  $n$  lue à un instant  $t$  donné, est en fait celle qui avait été écrite en mémoire 2048 impulsions d'horloge plus tôt. Le retard créé de cette façon est donc égal à

2048 impulsions d'horloge et proportionnel à la période de l'horloge.

Remarquons au passage que le nombre d'impulsions d'horloge de retard pourrait être ajusté différemment en utilisant un compteur de longueur différente de 2048. Cela peut se faire soit en décodant une valeur convertible sur les sorties du 4040 et en jouant sur sa remise à zéro, soit en utilisant un compteur programmable, cette dernière solution étant évidemment la plus pratique si le retard doit être changé souvent et commodément. On peut aussi augmenter le retard en multiplexant deux ou plus 6116, de façon évidente, et l'on peut aussi changer la fréquence de l'horloge.

En pratique, cette fréquence d'horloge peut varier de quelques Hz à environ 200 kHz, mais doit toujours être supérieure au double de la fréquence maximum du signal BF à traiter pour respecter le théorème de SHANNON. Dans le cas qui nous intéresse, l'acquisition d'une nouvelle donnée par le CAN dure environ 2,3  $\mu s$  et a lieu durant le niveau bas de l'horloge. L'utilisation d'une horloge symétrique conduit donc pour celle-ci à une durée maximum d'environ 4,6  $\mu s$ , et donc à une fréquence maximum d'environ 200 kHz comme déjà indiqué.

Si la fréquence d'horloge est de 102,4 kHz, valeur choisie pour les tests, le retard obtenu est

égal à 2048/102400 secondes, soit 20 ms.

Une fréquence de 102,4 kHz permet d'obtenir sans difficulté une bande passante utilisable d'au moins 30 kHz. Certaines figures montrent d'ailleurs des résultats qui ont été obtenus aux environs de 20 kHz, fréquence maximum possible pour l'analyseur de spectre utilisé.

En résumé, ce système permet d'obtenir tel quel des retards de 20 ms avec une bande passante d'au moins 30 kHz, ce qui couvre tout la bande audio classique. Si des retards supérieurs sont nécessaires, il faudra : soit rajouter des RAM supplémentaires, ce qui ne modifie pas la bande passante du système puisque l'horloge demeure à 102,4 kHz, soit baisser la fréquence d'horloge, ce qui diminuera dans les mêmes proportions la bande passante utile.

Si des retards plus faibles sont souhaitables, on pourra soit augmenter la fréquence d'horloge jusqu'à 200 kHz environ, soit travailler sur une capacité mémoire plus faible.

### Système complet

Son schéma de principe est donné sur la figure 15 et nécessite peu de commentaires vu sa simplicité. On remarquera essentiellement le sommateur d'entrée qui permet de se placer dans les cas  $a > 0$  et  $a < 0$ , la ligne à retard déjà décrite suivie d'un étage

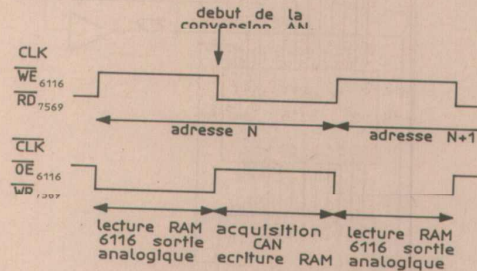


Figure 14

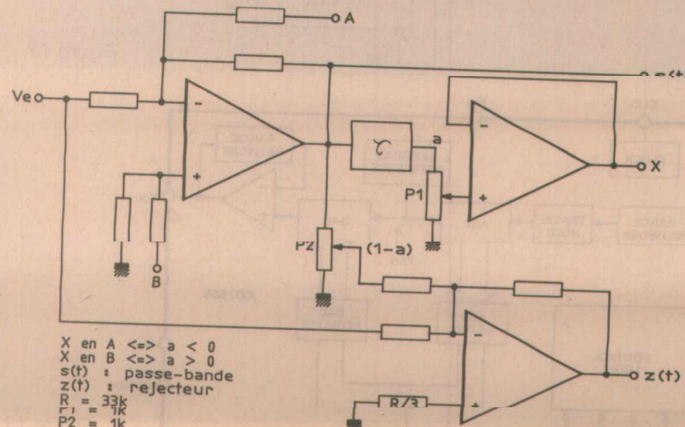


Figure 15



tampon, et le sommateur servant à former le circuit réjecteur. Un commutateur est ici affecté aux signaux d'entrée  $V_e$  et de sortie du premier amplificateur  $V_1$  sont en opposition de phase. Les potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  servent respectivement à ajuster le gain  $a$  et le coefficient de réjection.

### Résultats obtenus

Tous les résultats qui suivent ont été obtenus avec une fréquence d'horloge de 102,4 kHz, et le montage correspondant à  $a < 0$ . Le système a été en règle générale attaqué par un bruit blanc et le signal de sortie a été traité par un analyseur de spectre pour faire apparaître le module de la fonction de transfert du filtre après moyennages. L'utilisation d'une mémoire de 2048 octets conduit à un retard de 20 ms.

### Passe-bande

La figure 16 donne la réponse du filtre passe-bande dans l'intervalle 0-500 Hz. On y voit très clairement la structure en peigne obtenue et le fait que les pics ont effectivement le même niveau. Les petites différences qui apparaissent sont en fait dues au manque de résolution de l'analyseur de spectre utilisé.

La figure 17 donne le détail de la bande passante du filtre autour de l'une des fréquences de résonance : 425 Hz. On remarquera en repérant les marqueurs que la bande passante est d'environ  $\pm 0,6$  Hz à -3 dB.

La figure 18 permet grâce à un ZOOM par 32 de voir la structure du filtre aux environs de 18,9 kHz. On peut noter en regardant le marqueur REF que le niveau obtenu (-44,8 dB), est très comparable à celui (-43,8 dB) qui avait été obtenu à 75 Hz sur la figure 16. Ces résultats montrent que conformément aux prévisions théoriques, le comportement du filtre est correct même dans la partie haute fréquence.

### Réjecteur

La structure en peigne du réjecteur apparaît visiblement sur la figure 19 pour la bande 0-200 Hz. L'analyseur ayant dans ce cas une résolution de 1 Hz par filtre élémentaire, on ne peut s'attendre à voir des détails autour des fréquences éliminées.

Pour cela, il faut procéder à une expansion au moyen du ZOOM comme cela a lieu dans les deux cas suivants.

On peut voir sur la figure 20 le détail de la bande éliminée autour de 25 Hz. Le marqueur

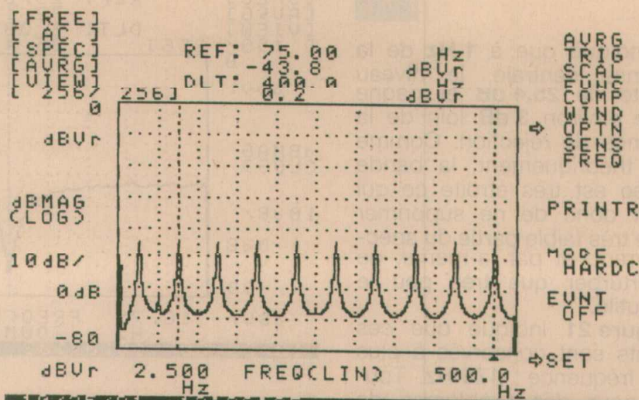


Figure 16 : Réponse du passe-bande (0 - 500) Hz.

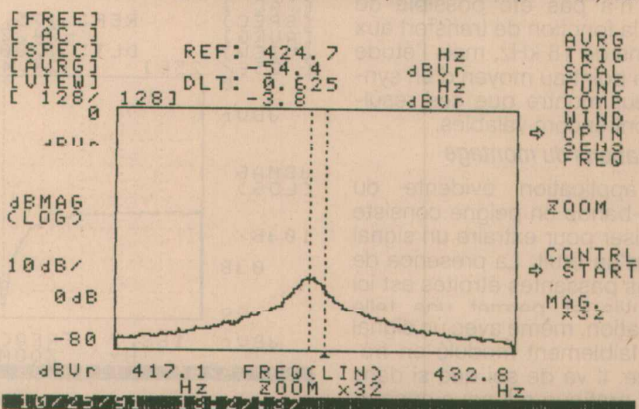


Figure 17 : Réponse individuelle à 425 Hz.

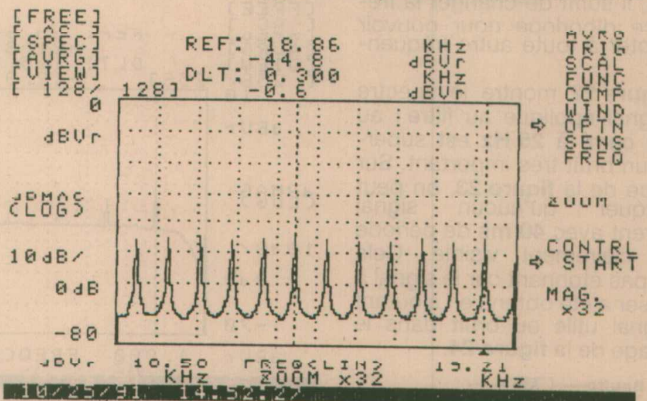


Figure 18 : Réponse en haute fréquence.

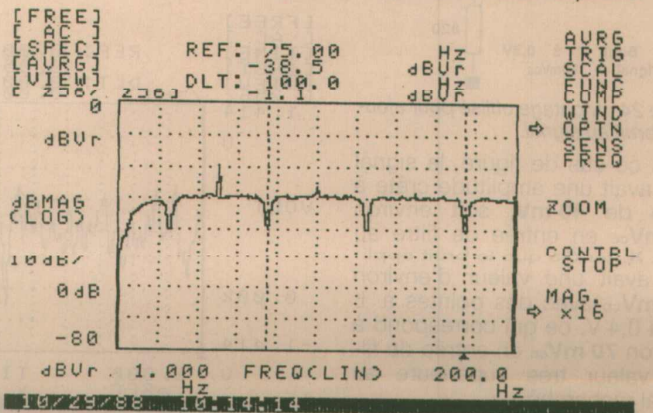


Figure 19 : Réponse du réjecteur.

DLT indique que à 1 Hz de la fréquence centrale, le niveau romonte de 20,4 dB et gagne encore environ 3 dB loin de la fréquence de réjection. Comme prévu théoriquement, la bande éliminée est très étroite ce qui permet donc de ne supprimer qu'une très faible partie du spectre entrant, et par là-même, de ne perturber que très peu le signal utile.

La figure 21 indique que ces résultats sont conservés à plus haute fréquence : 175 Hz. Toujours pour des problèmes de limitation de l'analyseur de spectre, il n'a pas été possible de tracer la fonction de transfert aux environs de 18 kHz, mais l'étude point à point au moyen d'un synthétiseur montre que ces résultats sont encore valables.

### Applications du montage

Une application évidente du passe-bande en peigne consiste à l'utiliser pour extraire un signal carré d'un bruit. La présence de bandes passantes étroites est ici très utile et permet une telle application, même avec un signal carré faiblement modulé en fréquence. Il va de soi que si dans le cas pratique qui nous concerne, le signal carré doit être à 25 Hz, il suffit de changer la fréquence d'horloge pour pouvoir s'adapter à toute autre fréquence.

La figure 22 montre le spectre du signal appliqué au filtre : au signal carré à 25 Hz est superposé un bruit très important. Sur le tracé de la figure 23, on peut remarquer qu'aucun signal récurrent avec 40 ms de période n'est clairement visible. Cela n'est pas étonnant car le signal à analyser a été obtenu en ajoutant le signal utile au bruit dans le montage de la figure 24.

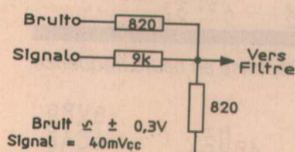


Figure 24 : Montage utilisé pour ajouter le bruit au signal.

Dans ce cas de figure, le signal utile avait une amplitude crête à crête de 40 mV, soit environ 1,7 mVcc en entrée de filtre au point X tandis que le bruit appliqué avait une valeur d'environ 150 mVcc avec des pointes à  $\pm 0,3$  à 0,4 V, ce qui correspond à environ 70 mVcc en entrée de filtre, valeur très supérieure au signal recherché.

On peut observer sur la figure 25 le signal en sortie de filtre après

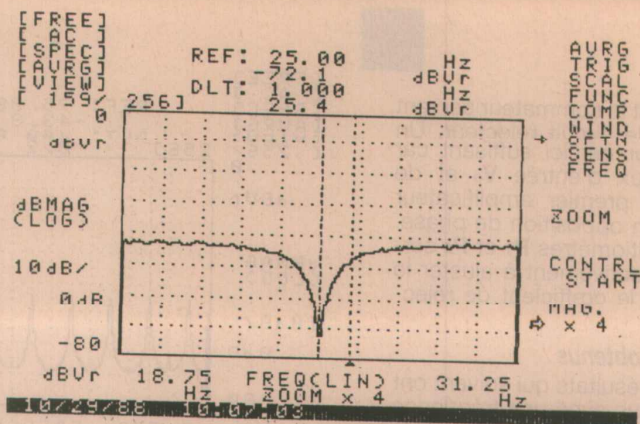


Figure 20 : Bande éliminée autour de 25 Hz.

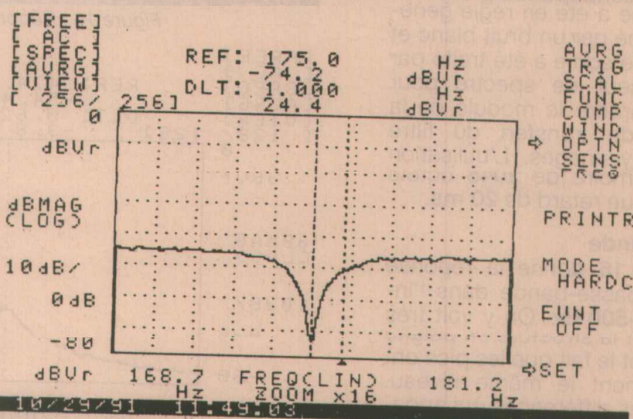


Figure 21 : Bande éliminée autour de 175 Hz.

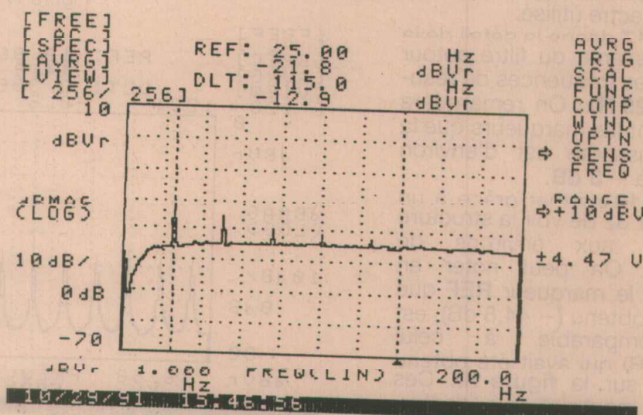


Figure 22 : Spectre du signal bruité.

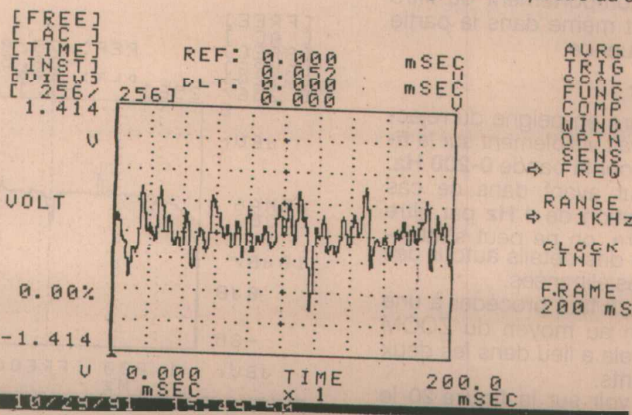


Figure 23 : Signal à 25 Hz bruité.

amplification. C'est de manière évidente un signal carré à 25 Hz auquel rOoct ouporpoosé un peu de bruit.

L'amélioration du rapport Signal/Bruit est néanmoins très importante ainsi que l'on peut aussi le remarquer sur le spectre de la **figure 26**. Il est à noter que l'utilisation d'un simple passe bande centré sur 25 Hz n'aurait pas permis de récupérer directement un signal carré en sortie : c'est la présence des diverses réponses aux fréquences harmoniques qui permet d'obtenir ce résultat inhabituel.

Une autre application est donnée sur la **figure 27** qui montre le spectre obtenu en sortie de filtre quand le signal d'entrée est un signal carré à 25/3 Hz soit 8,33 Hz environ, tandis que la **figure 28** montre le signal de sortie lui même. Ainsi que cela se voit sur la base de temps de la **figure 28**, la période du signal carré de sortie est de 40 ms, c'est-à-dire celle d'un signal à 25 Hz. La raison de ce phénomène est liée à la composition spectrale du signal d'entrée. Ce signal étant carré, est composé du fondamental et de ses harmoniques impairs, le tout avec des amplitudes bien précises : si l'on prend une amplitude de un pour le fondamental, l'harmonique de rang  $(2n + 1)$  a une amplitude égale à  $1/(2n + 1)$ . Tous ces harmoniques sont appliqués simultanément à l'entrée du filtre passe-bande, mais seuls ceux correspondants aux fréquences privilégiées du filtre seront présents en sortie, les autres étant très fortement atténués. Le tableau 5 donne les résultats obtenus pour  $f = 25/3$  Hz.

Ainsi que cela peut se voir, seuls les harmoniques de rang  $3(2n + 1)$  pourront passer dans le filtre et auront une amplitude égale à  $1/3(2n + 1)$ . Ces amplitudes, une fois normalisées par rapport à l'harmonique 3 (25 Hz) donnent des rapports  $1/3, 1/5, 1/7, \text{etc.}$  qui sont précisément ceux nécessaires à la reconstitution d'un signal carré. Cette condition est en fait nécessaire, mais non suffisante, car il faut aussi tenir compte des phases relatives de tous ces signaux. Il se trouve que en fait, tous les filtres élémentaires passe-bande ne déphasent pas à leur fréquence d'accord, et que cela est l'autre condition nécessaire à l'obtention d'un signal carré. Il n'est donc pas étonnant dans ces conditions de voir apparaître un signal carré en sortie du filtre passe-bande. Les suroscillations

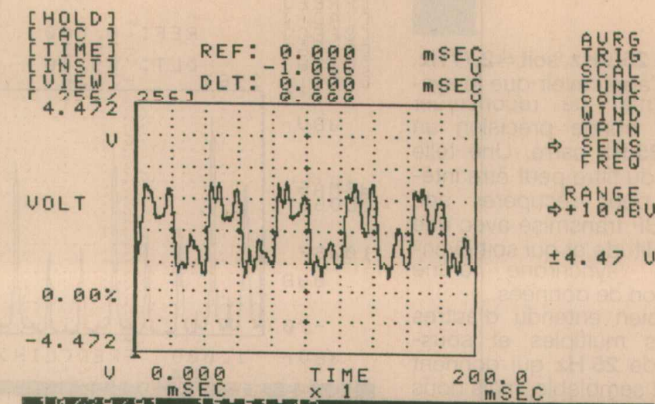


Figure 25 : Signal de sortie de filtre.

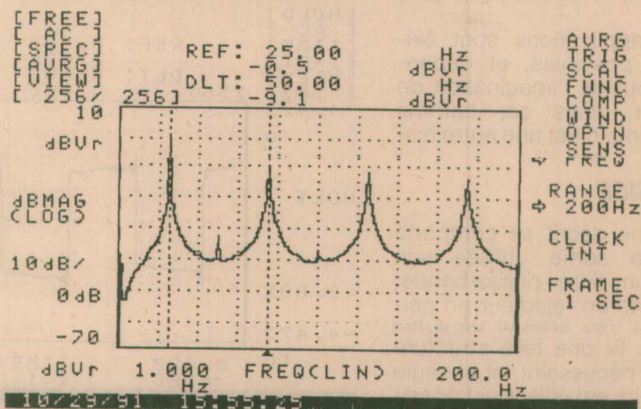


Figure 26 : Spectre du signal de sortie.

Tableau 5 : Description des fréquences susceptibles de passer dans le filtre.

Rang Harmonique	Fréquence Hz	Dans bande passante	Rapport $f_n/f_3$	Rapport $A_n/A_3$
1	8,33	non		
2	16,67	inexistant		
3	25	oui	1	1
4	33,33	inexistant		
5	41,67	non		
6	50	inexistant		
7	58,33	non		
8	66,67	inexistant		
9	75	oui	3	1/3
10	83,33	inexistant		
11	91,67	non		
12	100	inexistant		
13	108,33	non		
14	116,67	inexistant		
15	125	oui	5	1/5
16	133,33	inexistant		
17	141,67	non		
18	150	inexistant		
19	158,33	non		
20	166,67	inexistant		
21	175	oui	7	1/7

visibles sur la figure au moment des transitions sont en fait dues au filtrage passe-bas présent dans l'analyseur de spectre, et la variation des paliers au couplage

alternatif en entrée d'analyseur. Les **figures 29** et **30** correspondent au signal de sortie et à son spectre dans le cas où le signal d'entrée est carré avec une fré-

quence de  $25/9\text{Hz}$ , soit  $\approx 2,77\text{Hz}$ . On peut s'apercevoir que le système permet de reconstituer avec une bonne précision un signal à  $25\text{ Hz}$  carré. Une telle utilisation du filtre peut être intéressante pour récupérer une horloge TBF transmise avec une faible amplitude et qui soit éventuellement synchronisée d'une transmission de données.

Il existe bien entendu d'autres fréquences multiples et sous-multiples de  $25\text{ Hz}$  qui donnent un résultat semblable, mais nous laisserons le soin aux lecteurs intéressés d'en trouver quelques unes.

D'autres applications sont évidemment possibles, et dépendent surtout de l'imagination de l'utilisateur, mais ça, comme disait Kipling, c'est une autre histoire...

### CONCLUSION

Le système décrit se comporte suivant la sortie utilisée soit comme un filtre passe-bande, soit comme un réjecteur en peigne et est très sélectif dans les deux cas. Si une telle structure n'est pas nécessaire, et si seule la sélectivité est utile, il est possible comme déjà indiqué d'insérer un filtre supplémentaire qui résoudra le problème, ce filtre n'ayant pas besoin de caractéristiques très poussées.

Un tel réjecteur en peigne peut en pratique être nécessaire pour éliminer des fréquences parasites et leurs harmoniques, tel le  $50\text{ Hz}$  du réseau.

Le passe-bande peut être utilisé ainsi que cela a été vu pour reconstituer un signal carré propre à partir d'un signal bruité.

Les deux types de filtres peuvent servir à créer des effets spéciaux en Audio, en particulier en faisant varier la fréquence d'horloge.

Quoiqu'il en soit, il faudra toujours veiller à ce que le théorème de Shannon soit respecté sous peine de voir apparaître des résultats inattendus sinon imprévisibles. Que le lecteur se rassure, même si le théorème n'est pas vérifié, il n'y a aucun risque de détérioration du matériel ou d'explosions... Terminons ce petit exposé en signalant que dans le cas d'une utilisation en HiFi, il vaut mieux travailler sur au moins  $12\text{ bits}$  ce qui ne pose aucun problème autre que l'utilisation d'une RAM supplémentaire à commander en parallèle avec celle déjà utilisée dans le cas  $8\text{ bits}$ , et l'utilisation de nouveaux convertisseurs AN et NA.

G. Girolami  
Université de Corse

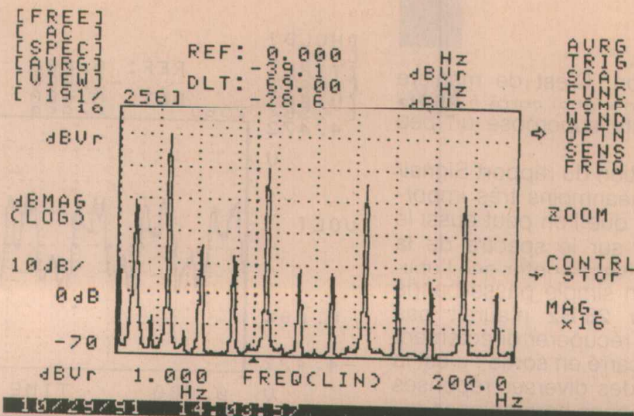


Figure 27 : Spectre de sortie pour une entrée à  $8,33\text{ Hz}$ .

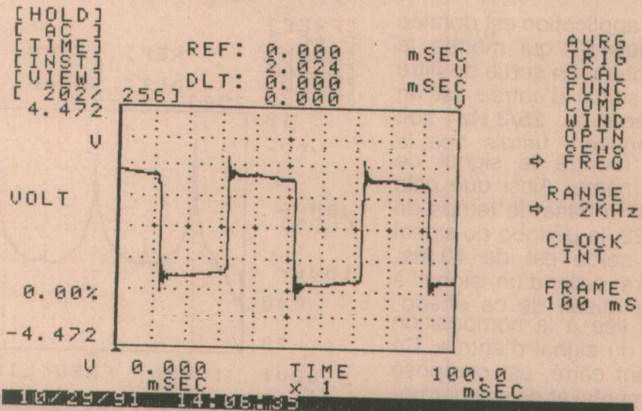


Figure 28 : Signal de sortie pour une entrée à  $8,33\text{ Hz}$ .

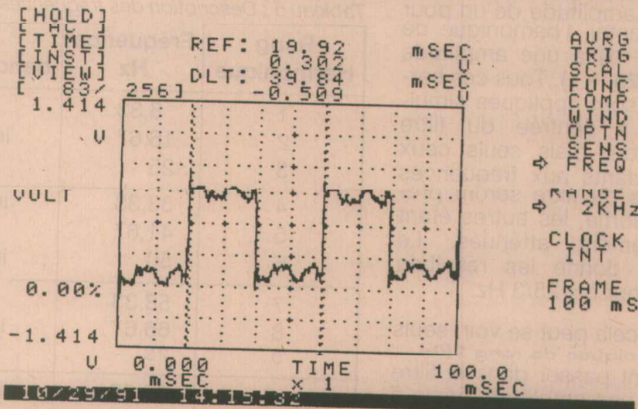


Figure 29 : Signal de sortie pour une entrée à  $2,77\text{ Hz}$ .

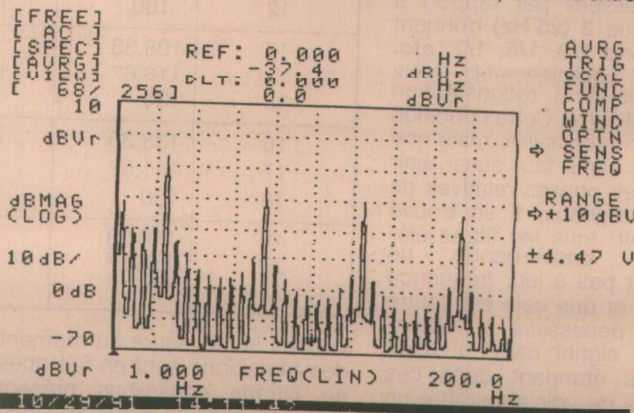


Figure 30 : Spectre de sortie pour une entrée à  $2,77\text{ Hz}$ .

# Les drivers de MOSFETs

Le transistor MOSFET occupe depuis des années une place prépondérante dans de nombreux systèmes à découpage. On le retrouve notamment dans les dispositifs de puissance où l'architecture employée réclame des commutations rapides. Cette contrainte impose non seulement aux concepteurs la parfaite connaissance de ses mécanismes de conduction, mais également des composants permettant son pilotage approprié. La première partie de l'article publiée ce mois-ci vous invite à satisfaire le premier impératif. La seconde, proposée le mois suivant, décrira les nombreux circuits spécialisés au marché.

Parmi les transistors à effet de champ (Field Effect Transistor), on distingue deux types de composants : le FET à jonction (JFET) et le Metal-Oxide Semiconductor FET, communément appelé MOSFET. le JFET trouve de nombreuses applications dans des montages nécessitant une forte impédance d'entrée (sonde d'oscilloscope, détecteur de fumée...) alors que l'intégration croissante des MOSFETs au sein des circuits intégrés CMOS (Complementary MOS), représente sans doute l'utilisation la plus connue de cet élément.

Les niveaux de tension mis en jeu dans les systèmes évoqués ci-dessus, ne dépassent pas une dizaine de volts et la puissance consommée s'exprime en picowatts ou en micro-watts. On parle alors d'applications travaillant en **petits signaux**. Ces FETs aux dimensions microscopiques s'assemblent par milliers sur des puces de semi-conducteurs pour finalement former les MOSFETs de puissance.

## GÉNÉRALITÉS SUR LES FETs ET LES MOSFETs

Ces composants présentent des différences technologiques fondamentales, comme en témoignent les figures 2 a, 2 b et 2 c. Le JFET propose une électrode de commande diffusée (création

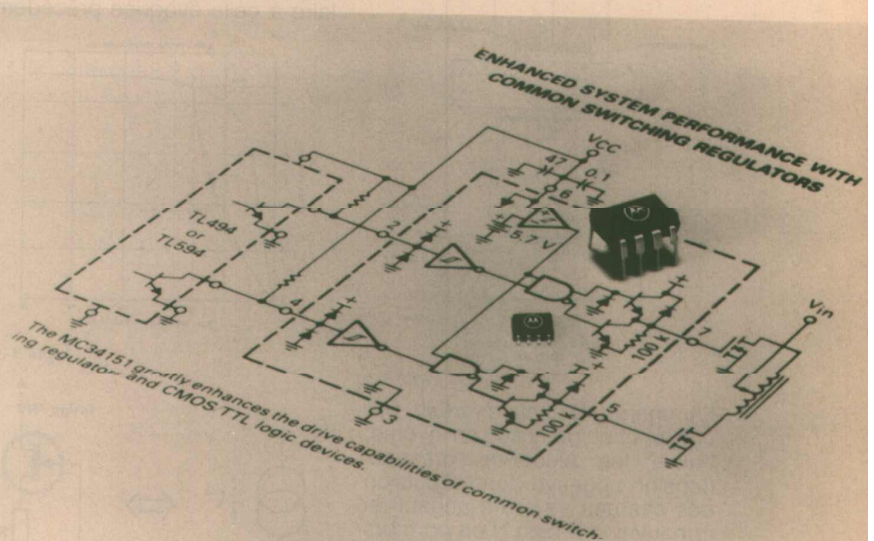
par dopage d'une zone P dans un barreau N). Par contre, le MOSFET utilise une grille isolée de son canal par de l'oxyde non conducteur.

Alors qu'un transistor bipolaire demande l'injection d'un courant dans sa base pour démarrer l'effet transistor (mise en conduction de la jonction collecteur-base polarisée en inverse), le FET se contrôle via un potentiel grille-source. En conséquence, le courant, donc la puissance, n'est pas une nécessité pour activer un FET.

Il existe trois classes distinctes dans lesquelles on peut regrouper les FETs : les FETs à appauvrissement (depletion-mode JFETs), les MOSFETs appauvris (déplétion d'une zone N) et enfin les MOSFETs enrichis, avec inversion d'un canal P (enhancement-mode MOSFETs). Le terme "déplétion", qui existe également en Français, signifie une diminution de la quantité d'éléments. Nous verrons plus bas le sens de cette terminologie.

La figure 1 représente les distinctions de comportement électrique entre les types de FETs.

La figure 2 a représente un JFET alors que les figures 2 b et 2 c proposent respectivement un MOSFET enrichi et appauvri.



## Principe de fonctionnement

### Le JFET

Si l'on court-circuite la grille et la source d'un JFET canal N, celui-ci conduit. En effet, le drain et la source se trouvent directement reliés par le canal ménagé tout autour de la jonction P, alors ouverte au maximum. Appliquons à présent une tension  $V_{gs}$  négative sur ce même transistor.

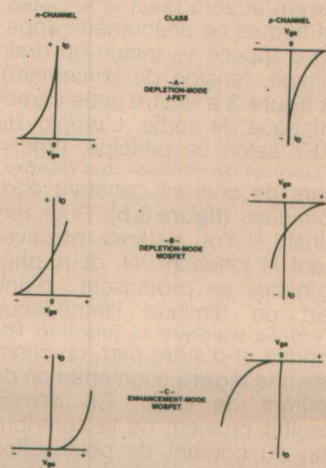


Figure 1

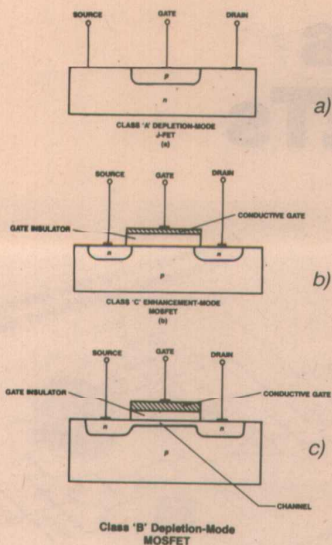


Figure 2

La charge d'espace créée par une jonction polarisée en inverse, balaie les électrons présents (tension négative donc répulsion des charges de signe négatif) et appauvrit la région N en porteurs majoritaires : cette **déplétion** pince le canal, entraînant une diminution du courant. On remarquera que le canal ne se ferme pas de façon uniforme, la région la plus appauvrie se trouvant entre jonction et drain alors que celle dont la déplétion est moindre se situe à l'entour de la source. Une autre expérience consiste à rendre le JFET conducteur selon ce que nous avons dit au début du paragraphe ( $V_{gs} = 0$ ). Lorsque le potentiel drain-source augmente, le courant fait de même. Cependant, à un moment donné, il ne pourra dépasser une certaine valeur malgré l'accroissement de tension. Cette limite de courant se nomme  $I_{DSS}$  (saturation drain current at zero bias) et le potentiel auquel ce phénomène apparaît s'appelle  $V_p$  (pinch-off drain voltage, tension de pincement). La **figure 3 a** illustre cette caractéristique de sortie. L'emploi du JFET selon ce principe, ( $V_{gs} = 0$ ) permet de réaliser des générateurs de courant constant économiques (**figure 3 b**). Pour terminer, si l'on polarise positivement la jonction PN, deux phénomènes se produisent : d'une part on diminue l'impédance d'entrée puisque la jonction PN conduit et d'autre part, on constate une **légère** augmentation du courant de drain. Ce dernier résultat provient de la contribution du courant de polarisation ainsi que la diminution de la charge d'espace qui accroît l'ouverture du canal.

## Le MOSFET appauvri

Celui-ci se trouve à la **figure 2 c**. Pour un composant de type N, la polarisation négative appliquée sur l'espace grille-source va provoquer une déplétion d'électrons dans le canal N d'une façon similaire à celle évoquée précédem-

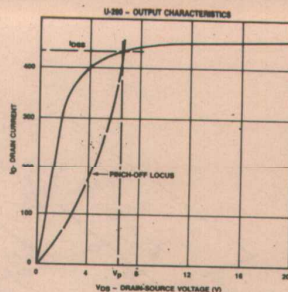


Figure 3 a

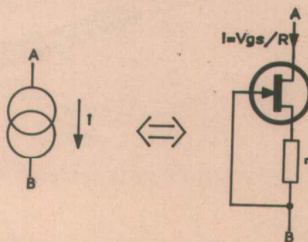


Figure 3 b

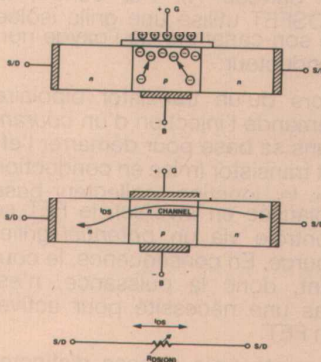


Figure 3 c

ment et par conséquent, modèlera le courant de drain. En fait, la caractéristique de sortie de ce MOSFET appauvri, s'approche de celle du JFET proposée en **figure 1**. Par contre, si la tension  $V_{gs}$  devient positive, les électrons libres présents au sein de la couche P vont s'accumuler entre l'oxyde et le canal N existant, entraînant l'**inversion** de la région P. Ainsi le canal, devenu plus conducteur, autorise-t-il l'écoulement d'un courant supérieur à celui que l'on obtiendrait pour une polarisation nulle.

## Le MOSFET enrichi

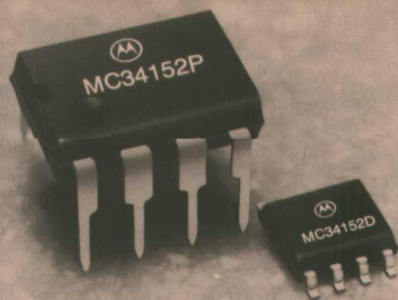
Ce transistor N dopé on **figure 2 b**, contrairement à son collè-

gue du dessous, n'autorise la conduction drain-source qu'à partir du moment où le phénomène d'inversion apparaît. Avant que le courant ne passe, il faut établir avec une tension  $V_{gs}$  positive, un champ électrique suffisamment fort pour que la densité de charge au voisinage de l'oxyde augmente, à un point tel que la densité d'électrons devienne supérieure à celle des trous. La région P devient alors localement de type N, c'est l'inversion. Cette portion N n'est autre que le canal qui autorise ainsi la circulation du courant. Plus on augmente  $V_{gs}$  au-dessus du seuil de conduction (début de l'inversion), plus le canal **s'enrichit** et le courant augmente. La **figure 3 c** illustre cette théorie. Le module de champ dépend étroitement de l'épaisseur du matériau isolant la grille, du dopage du matériau P (qui conditionne la quantité d'électrons libres) et enfin la matière utilisée par la grille elle-même (métal ou polysilicium). Cette caractéristique montre clairement la présence d'une tension de seuil (threshold voltage) comprise entre 1 et 0 volts.

## Vérification de ces principes sous PSpice

La librairie JFET.LIB propose de nombreux JFETS dont le classique canal N 2N4416. Le .CIR de la **figure 4 a** permet de simuler le comportement de ce composant à  $V_{gs} = 0$  (**figure 4 b**). La commande PWL (Piece Wise Linear) produit une rampe de tension partant de zéro volt (à  $t = 0$ ) et atteignant 20 V, 500  $\mu$ s plus tard. On retrouve sans surprise une courbe approchant celle donnée en **figure 3 a**. Le modèle utilisé par PSpice intègre des capacités grille-source et grille-drain, comme en témoigne la **figure 4 c**. Il s'agit en fait de capacités de diffusion, inhérentes à toute jonction.

La caractéristique d'entrée du MOSFET enrichi IRF530, se simule grâce au .CIR de la **figure 4 d**. Le résultat de la simulation, en **figure 4 e**, montre claire-



ment la présence d'une tension de seuil qui se situe pour ce composant aux alentours de 3 V. Le modèle PSpice du transistor MOSFET se trouve en **figure 4 f**. Attention, ce modèle inclut le substrat (bulk ou substrate en Anglais), soit quatre connexions en tout. Sur la plupart des transistors du commerce, le substrat se trouve relié à la source, comme nous l'avons représenté sur les divers schémas.

### Les diverses technologies

En **figure 5**, vous trouverez les principales étapes des technologies utilisées dans la fabrication des transistors MOS. En **figure 5 a** apparaît le V-groove MOS, introduit en masse dans le milieu des années 70. Puis d'autres puces suivirent, laissant finalement la place au MOS double diffusion à grille silicium de la

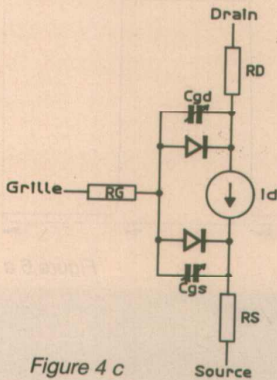
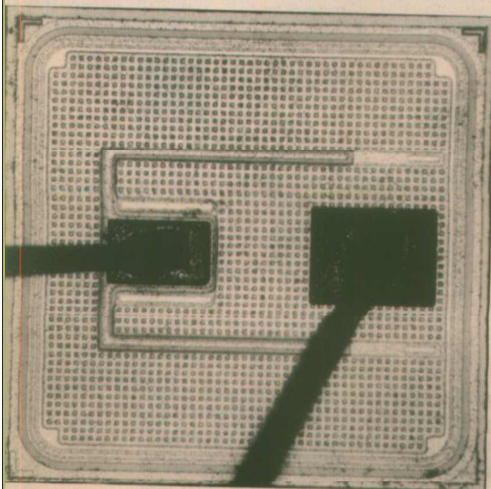


Figure 4 c

**figure 5 d** (document PHII IPS), le DMOS (double-diffused MOS). Malgré les différentes appellations données par les fabricants (Hexfet, TMOS, SIPMOS, MOS-POWER...), les pastilles restent quasiment identiques. Toutes ces structures possèdent un



Puce d'un MOSFET MOTOROLA.

```

Simulation de la caractéristique
* de sortie d'un JFET canal N, le 2N4416
.tran lu 500u
J1 2 0 0 J2N4416
V1 2 0 0 PWL(0 0V 500us 20V)

.model J2N4416 NJF(Beta=989.4u Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=5.5m
Vto=-3.06
+ Vt0tc=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3
+ Vks=243.6 Cgd=1.6p M=.3622 Pb=1 Fc=.5 Cgs=2.414p
+ Kf=7.445E-18 Af=1)
* National pid=50 case=TO72
* 88-08-01 lmn BVmin=30
.END

```

Figure 4 a

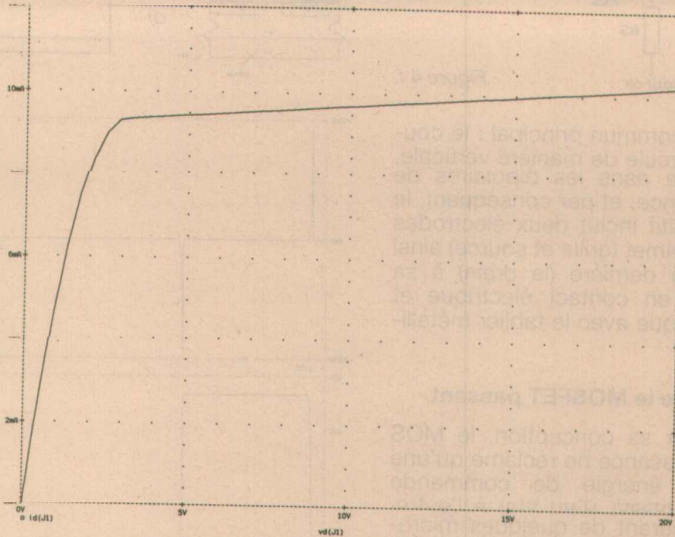


Figure 4 b

\* Simulation de la caractéristique d'entree  
\* d'un MOSFET canal N, l'IRF530

```

M1 2 1 0 0 IRF530
V1 1 0 0 PWL(0 -10V 500us 10V)
V3 3 0 0 12V

```

.tran lu 500u

```

.model IRF530 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0 Kappa=0
Vmax=0 Xj=0
+ Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=58.53m Kp=20.73u W=.68 L=2u
+ Vto=3.191 Rd=38.69m Rds=444.4K Cbd=1.151n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5
+ Cqso=876.7p Cgdo=261.4p Rg=4.63 Is=1.861p N=1 Tt=125n)
* Int'l Rectifier pid=IRFC130 case=TO220
* 88-08-25 bam creation

```

.END

Figure 4 d

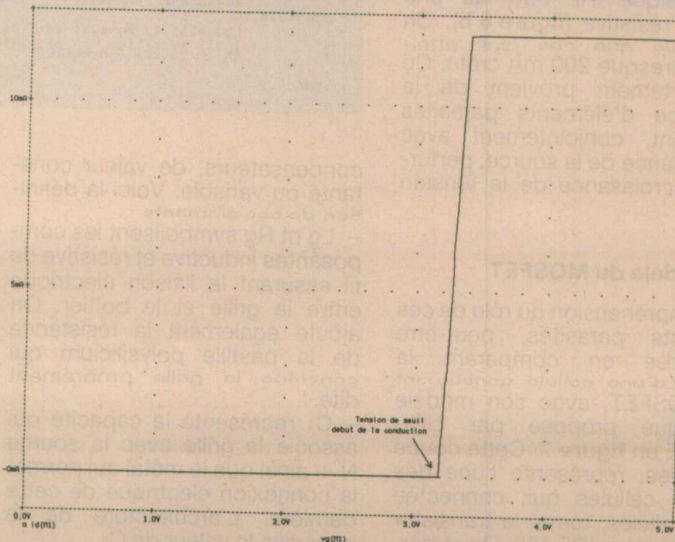


Figure 4 e.

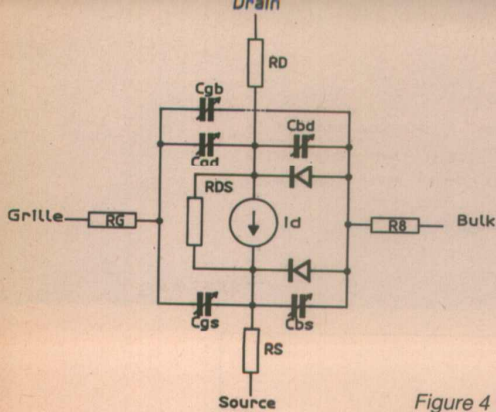


Figure 4 f.

point commun principal : le courant circule de manière verticale, comme dans les bipolaires de puissance, et par conséquent, le dispositif inclut deux électrodes au sommet (grille et source) ainsi qu'une dernière (le drain) à sa base, en contact électrique et thermique avec le tablier métallique.

### Rendre le MOSFET passant

De par sa conception, le MOS de puissance ne réclame qu'une faible énergie de commande pour passer d'un état à l'autre. Un courant de quelques micro-Ampères permet par exemple de polariser positivement la grille d'un MOSFET N, dont la construction permettra ensuite le passage d'une intensité utile de plusieurs ampères. Cependant, lorsque le concepteur désire accroître la vitesse de commutation du dispositif, il apparaît que le courant d'entrée nécessaire pour arriver aux performances souhaitées, dépasse l'Ampère. Pour illustrer ce phénomène, la simulation du .CIR de la **figure 6 a** nous renseigne sur les pointes de courant traversant la source de tension V1 qui pilote la classique IRF 530 sur une charge résistive (**figure 6 b**). On remarque que ces pics atteignent presque 200 mA crête. Ce comportement provient de la présence d'éléments parasites qui vont, conjointement avec l'impédance de la source, perturber la croissance de la tension Vgs.

### Le modèle du MOSFET

La compréhension du rôle de ces éléments parasites, peut-être améliorée en comparant la coupe d'une cellule constituant un MOSFET, avec son modèle électrique proposé par UNITRODE en **figure 7**. Cette coupe simplifiée, représente l'une des 20 000 cellules qui, connectée en parallèles, forme le transistor haute tension IRF 150. On remarque la présence de nombreux

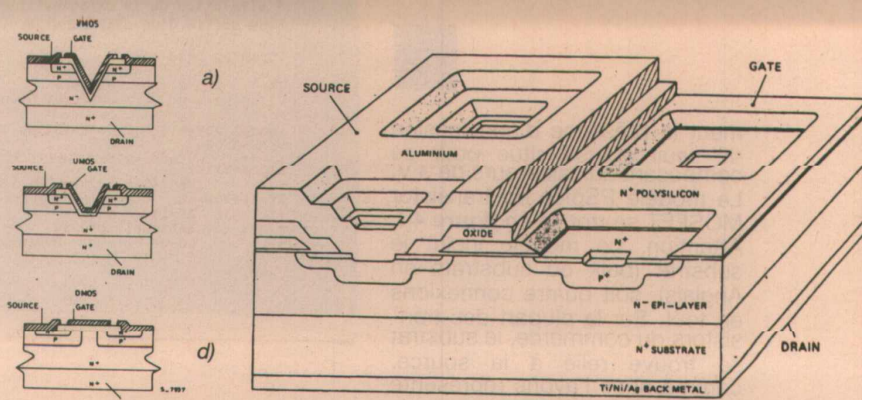


Figure 5

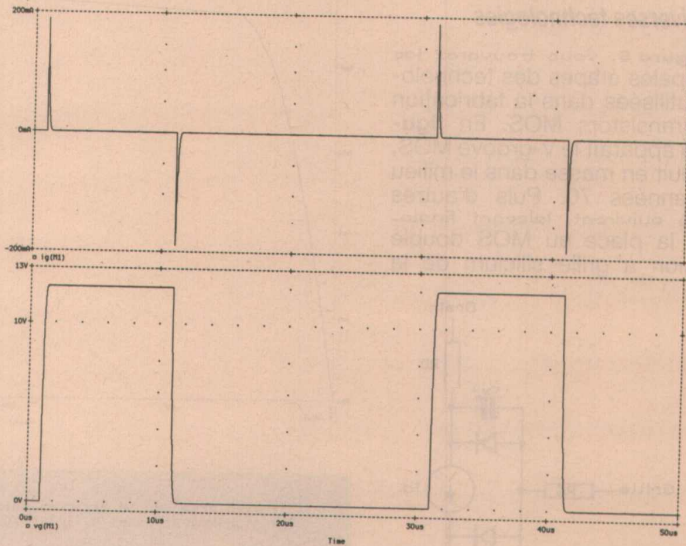


Figure 6 a

\* Simulation du courant de grille  
\* lors de commutations rapides

```
.tran 1u 50u
.option itl5=0

R2 1 2 10
V2 3 0 20V
K1 3 4 50
M1 2 4 0 0 IRF530
V1 3 0 PULSE(0 12 1u 20ns 20ns 10u 30u)

.model IRF530 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0 Kappa=0
Vmax=0 Xj=0
+ Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=58.53m Kp=20.73u W=.68 L=2u
+ Vto=3.191
+ Rd=38.69m Rds=444.4K Cbd=1.151n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5
+ Cgso=876.7p
+ Cgdo=261.4p Rg=4.63 Is=1.861p N=1 Tt=125n)
* .set modelize par=irfcl30 case=10220
* 88-08-25 bam creation

.END
```

Figure 6 b

condensateurs, de valeur constante ou variable. Voici la définition de ces éléments :

- Lg et Rg symbolisent les composantes inductive et résistive du fil assurant la liaison électrique entre la grille et le boîtier. On ajoute également la résistance de la pastille polysilicium qui constitue la grille proprement dite.

- C1 représente la capacité qui associe la grille avec la source N+ ainsi que le métal qui permet la connexion électrique de cette dernière. L'architecture de la puce fixe la valeur de C1.

- C2 + C4 expriment la capacité

### FETIG

```
!edire
i.tran 1u 100u
i.option itl5=0
```

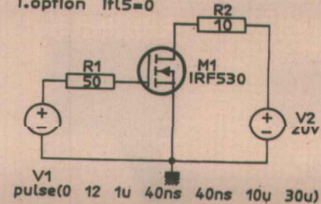


Figure 6 c

grille-source additionnelle qui prend place dans la région P. C2 est une capacité due à la proximité des matériaux (capacité d'oxyde) alors que C4 tire sa



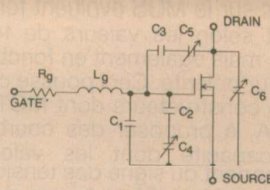
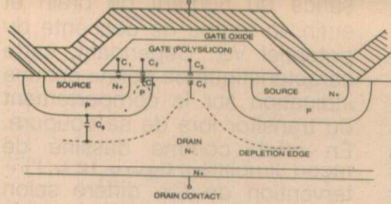


Figure 7

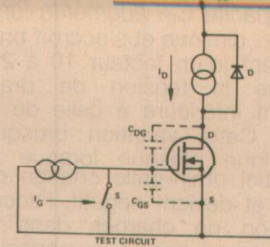


Figure 8 a

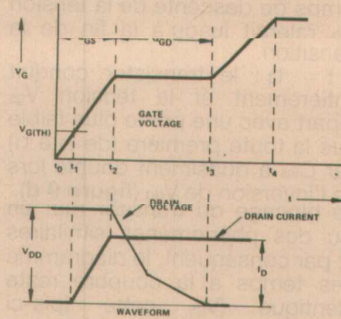


Figure 8 b

valeur de la région de déplétion qui naît entre la source et le canal. Ce condensateur varie avec la tension de grille et contribue à augmenter la capacité grille-source d'environ 10-15 % lorsque  $V_{gs}$  démarre de zéro pour se diriger vers  $V_{g(thres)}$ .

-  $C_3 + C_5$  se rapproche du couple précédent, capacité diélectrique plus condensateur variable (dû à l'accumulation d'électrons dans le drain, sous la grille), et devient significatif lorsque la tension drain-gate change de polarité.

- Enfin  $C_6$  n'est autre que la capacité drain-source et, bien qu'elle varie avec  $V_{ds}$ , elle ne représente pas un facteur prépondérant dans le comportement en commutation du MOS. Ces condensateurs portent tous des noms qui permettent leur repérage précis. En voici la liste :

$C_{ds}$  = condensateur drain-source

$C_{dg}$  = condensateur drain-grille, identique à  $C_{rss}$ , appelé souvent capacité de MILLER

$C_{gs}$  = capacité grille-source

$C_{iss}$  = capacité grille-source lorsque le drain est court-circuité à la source en alternatif, ou encore  $C_{gs}$  en parallèle avec  $C_{gd}$  (short-circuit input capacitance)

$C_{oss}$  = capacité drain-source lorsque la grille est reliée à la source en alternatif, soit  $C_{ds}$  en parallèle avec  $C_{dg}$  (short-circuit output capacitance)

$C_{rss}$  = capacité drain-grille (short-circuit reverse transfert capacitance)

Pour un IRF 510, les valeurs de ces éléments combinées avec les symboles de la figure 7 sont les suivantes :

$$C_{iss} \approx C_1 + C_4 + C_5 = 135 - 150 \text{ pF}$$

$$C_{rss} \approx C_5 = 20 - 25 \text{ pF}$$

$$V_{gs} = 0 \text{ V}$$

$$C_{oss} \approx C_5 + C_6 = 80 - 100 \text{ pF}$$

### Les étapes de la commutation du MOSFET

Le cycle de commutation du MOSFET peut facilement être observé grâce au circuit électrique de la figure 8 a. Celui-ci représente le transistor en test câblé en source commune, dont l'espace grille-source reçoit un courant constant d'1 mA. L'oscillogramme résultant se trouve en figure 8 b. On remarque

immédiatement trois régions distinctes correspondant à des états du transistor que nous détaillons ci-après :

-  $t < 0$  : la fermeture de l'interrupteur S assure une tension grille ainsi qu'un courant drain nuls.

-  $t = 0$  : l'interrupteur s'ouvre et la tension grille-source commence à monter de façon linéaire. Nous rappelons que la tension aux bornes d'une capacité chargée à courant constant s'exprime linéairement en fonction du temps  $t$  par :  $V = i.t/C$ . Le courant circule dans la grille et charge  $C_{gs}$  ainsi que  $C_{gd}$  via la diode de roue libre, alors conductrice (figure 9 a). Attention, dans ce cas particulier, la présence de D à l'état passant entraîne la contribution de  $C_{gd}$  à la capacité d'entrée. Sur une charge classique, seule  $C_{gs}$  se charge.  $C_2$  n'influence quasiment pas l'entrée, puisque  $C_4$  possède une faible valeur.

-  $t = t_1$  : la tension  $V_{gs}$  atteint le seuil de déclenchement ( $V_{th}$ ) du semi-conducteur. A ce moment, le courant commence à circuler dans le MOS (figure 9 b) et de  $t_1$  à  $t_2$ , l'intensité de drain augmente proportionnellement à la tension de grille. Durant tout ce temps, le courant traversant  $C_{gd}$  reste faible et peut être négligé. En effet, l'une de ses armatures reste fixe à  $V_{DD}$  tandis que l'autre supporte la tension de grille qui varie linéairement ( $dV/dt$  faible).

-  $t = t_2$  : le courant de drain atteint  $I_{Géné}$  et la diode D se bloque. L'intensité  $I_d$  reste constante à la valeur imposée par la source de courant alors que  $V_{ds}$  commence à chuter. A ce moment, sa pente dépend de la capacité grille-drain et non plus grille-source. Pendant cette période, tout le courant de grille charge ce condensateur  $C_{gd}$  (figure 9 c) et l'on observe un plateau sur la tension  $V_{gs}$ . La pente de  $V_{gs}$  est alors rigoureusement nulle, puisque le courant de drain est constant, aucune variation de la tension grille-source n'est nécessaire. En réalité, sur des charges de natures différentes, l'augmentation de capacité d'entrée entraîne un ralentissement de la montée de tension et la pente devient alors faible. Il s'agit de l'effet MILLER qui, répercuté sur l'entrée, s'écrit :  $C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 - A_v)$ , où  $A_v = dV_{ds}/dV_{gs}$ .

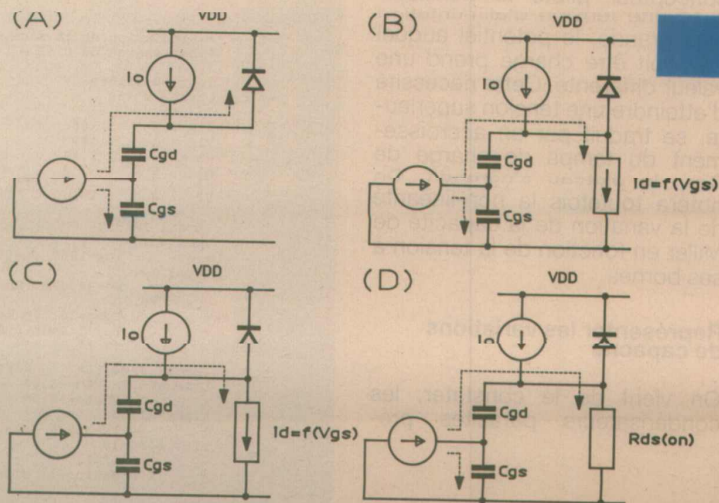


Figure 9

que  $V_{ds}$  diminue et s'accroît brutalement (d'un facteur 10 à 20) lorsque la tension de drain devient inférieure à celle de la grille. Cette variation brusque s'explique puisque lorsque le potentiel drain-grille change de signe et devient négatif, l'accumulation de charges dans le drain prend part à la capacité drain-grille initiale. A ce point, le temps de descente de la tension  $V_{ds}$  ralentit jusqu'à la fin de la transition.

-  $t = t_3$ : le transistor conduit entièrement et la tension  $V_{gs}$  repart avec une pente plus faible que la toute première (de  $t_0$  à  $t_1$ ) car  $C_{iss}$  a quasiment doublé lors de l'inversion de  $V_{dg}$  (figure 9 d). Le blocage du transistor met en jeu des phénomènes similaires et par conséquent, le diagramme des temps à la coupure reste identique ( $V_{gs}$  cette fois-ci décroît) à celui que nous venons d'étudier.

### Modification du plateau sur $V_{gs}$

Lorsque l'utilisateur souhaite travailler avec un courant de drain supérieur à celui qu'il possédait précédemment, il va de soi que la tension grille-source nécessaire à l'obtention de ce critère prend alors une valeur plus importante : le plateau naît à un niveau de tension plus élevé (figure 10). Enfin, lorsque ce même

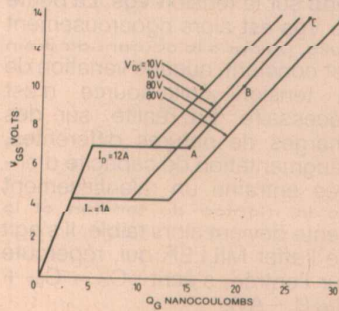


Figure 10

concepteur pilote le transistor avec une tension d'alimentation plus grande, le potentiel auquel  $C_{rss}$  doit être chargé prend une valeur différente. Cette nécessité d'atteindre une tension supérieure, se traduit par un accroissement du temps de charge de  $C_{rec}$  : le plateau s'agrandit. On notera toutefois la non-linéarité de la variation de la capacité de Miller en fonction de la tension à ses bornes.

### Représenter les variations de capacité

On vient de le constater, les condensateurs parasites pré-

sent sur le MOS évoluent fortement selon les valeurs de tension, mais également en fonction de leur polarité. Ceci pousse certains constructeurs dont MOTOROLA, à proposer des courbes de capacité dont les valeurs dépendent du signe des tensions mises en jeu. C'est le cas pour  $V_{ds}$  mais également pour  $V_{dg}$  qui conditionnent, comme évoqué ci-dessus, le saut de capacité sur  $C_{rss}$  ainsi que la variation de  $C_{iss}$ . Les graphes complets prennent alors l'allure de la figure 11.

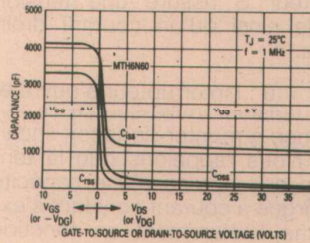


Figure 11

### Caractéristique de transfert de charges

Afin de connaître parfaitement la taille et l'évolution de l'impédance d'entrée du MOSFET, les constructeurs indiquent sous forme du graphe de la figure 12 a, la quantité de charge, en nano-Coulombs, que le circuit de pilotage doit fournir pour une parfaite mise en conduction du composant. Une fois ce paramètre connu, le concepteur peut alors facilement déterminer la valeur du courant qui donne les performances souhaitées ( $q = it$ ). Il est ainsi plus simple d'utiliser cette courbe, que de travailler avec les valeurs instantanées des tensions, courants et capacités au sein du MOS de puissance. De plus, ce tracé donne également des informations sur le retard à la conduction (montée de  $V_{gs}$  vers  $V_{th}$ reshold), la crois-

sance du courant de drain et enfin, le temps de descente du potentiel  $V_{ds}$ . Cependant, cette caractéristique ne donne aucune indication sur le comportement du transistor lors de sa coupure. En effet, comme dessiné de façon simplifiée, figure 12 b, l'intervention de  $C_{ds}$  diffère selon l'état initial du MOSFET. Lors de sa conduction,  $C_{ds}$  se décharge rapidement dans la faible résistance  $r_{ds}(ON)$ . Ce cas de figure se retrouve quel que soit le circuit électrique autour du MOS. Par contre, au blocage, on part d'un  $C_{ds}$  déchargé dont le potentiel à ses bornes évolue selon la nature de la charge. Sur ce dernier point, le constructeur ne peut deviner votre future conception. En conséquence, l'établissement de la caractéristique de transfert de charges à la

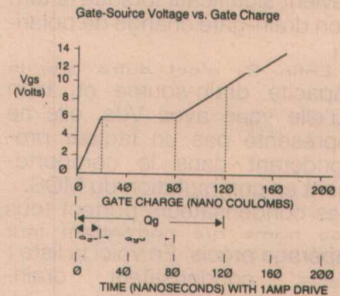


Figure 12 a.

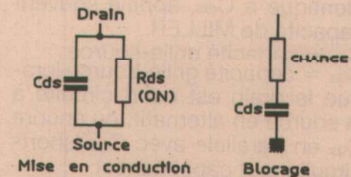


Figure 12

coupure, repose sur les épaules du développeur et non plus celles du fabricant de composants. Nous n'allons pas nous apesantir sur cette particularité, puisque SILICONIX l'explique parfaite-

\* Simulation de la mise en conduction d'un MOSFET N  
\* par charge de  $C_{iss}$  à courant constant d'1mA

.option itl5=0  
.tran lu 35u

R1 1 5 100  
V1 1 0 12V  
R2 4 2 2.1K  
\*\*\* 3 2 U IRF530  
J1 3 2 4 J2N4416A  
V2 3 0 PWL(0 0 10U 0 11U 12V)

.model IRF530 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0 Kappa=0  
Vmax=0 Xj=0  
+ Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=58.53m Kp=20.73u W=.68 L=2u  
+ Vto=3.191 Rd=38.69m Rds=444.4K Cbd=1.151n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5  
Cgs=876.7p  
+ Cgdo=261.4p Rg=4.63 Is=1.861p N=1 Tt=125n)  
\* Tt=11 D=0.151e-12 q=1.6e-19 case=TO220  
\* 88-08-25 bam creation

.model J2N4416A NJF(Beta=989.4u Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1  
Lambda=5.5m Vto=-3.06  
+ Vtote=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3  
Alpha=311.7  
+ Kf=7.445E-18  
+ Af=1)  
\* National pid=50 case=TO72

Figure 13 a

ment dans son ouvrage consacré aux MOS (voir bibliographie en fin d'article)

### PSpice et la caractéristique de transfert en charge

Grâce à l'importante bibliothèque de MOSFETs que PSpice propose, il est simple de tracer la caractéristique de transfert de charges lors des deux transitions, comme en témoignent les **figure 13 a** et **13 b**. La première représente une source de courant 1 mA, chargeant la capacité d'entrée du MOSFET M1, un IRF 530. Le résultat de cette simulation apparaît en **figure 14 a**. Comme la source débite 1 mA constant et que le logiciel balaye  $\mu\text{s}$  par  $\mu\text{s}$ , l'abscisse peut directement se lire en nano-Coulombs ( $Q = It$ ,  $10^{-3} \times 10^{-6} = 1 \text{ nC}$ ). Comme indiqué sur ce tracé, on peut graphiquement déterminer les différentes valeurs de  $C_{iss}$  au moment où on le souhaite. La décharge de la grille, donc le blocage du MOSFET, donne le résultat de la **figure 14 b**. On comparera avec intérêt cette courbe avec la précédente. Cette dernière simulation permet d'estimer avec précision les différents temps de blocage en fonction du type de charge sur le transistor.

MOTOROLA publie sous la référence AN 1043, une note d'applications consacrée aux modélisations puis aux simulations avec SPICE de transistors TMOS. On y explique la physique associée au transistor MOS ainsi que les moyens permettant de le modéliser. Cette publication est livrée avec une disquette contenant de nombreuses bibliothèques sur les TMOS Power MOSFETs.

### Puissance transférée lors de la commutation

Avant d'aller plus loin, on notera que la valeur moyenne de la capacité du FET présentée au circuit de pilotage lors des transitions, n'est aucunement  $C_{iss}$  ! La capacité d'entrée du MOSFET se calcule grâce à la **figure 12**, qui permet de déterminer  $C_{eff}$  (effective input capacitance) en divisant la charge totale par la valeur finale de la tension  $V_{gs}$  :  $C_{eff} = Q_{g(\text{total})} / V_{gs(\text{final})}$ . Si l'on prend toujours notre courbe,  $C_{eff}$  possède une valeur de  $120 \text{ nC} / 10 \text{ V}$ , soit  $12 \text{ nF}$  durant l'intervalle  $0 < V_{gs} < 10 \text{ V}$ . Le constructeur spécifie pour le  $C_{iss}$  du transistor considéré, une capacité de  $4,1 \text{ nF}$ ...

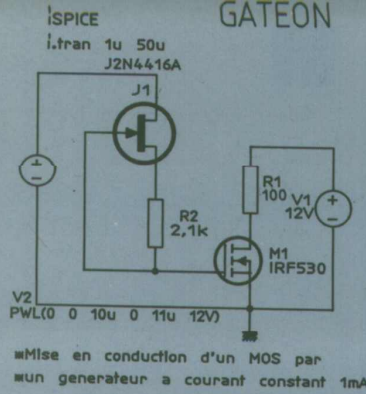


Figure 13 a.

- Mise en conduction d'un MOS par un générateur à courant constant 1mA

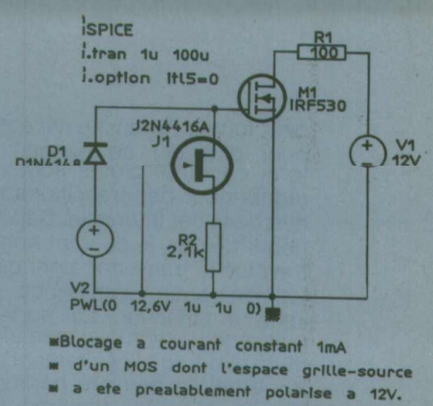


Figure 13 b.

- Blocage à courant constant 1mA d'un MOS dont l'espace grille-source a été préalablement polarisé à 12V.

```
* Simulation du blocage d'un MOSFET N par décharge
* de Ciss à courant constant d'1 mA
.option itl5=0
.tran 1u 50u

R1 1 2 100
V1 1 0 12V
R2 5 0 2.1K
D1 4 3 D1N4148
M1 2 3 0 0 IRF530
J1 3 0 5 J2N4416A
V2 4 0 PWL(0 12.6V .1U 0)

.model D1N4148 D(Is=0.1p Rs=16 CJO=2p Tt=12n Bv=100 Ibv=0.1p)
* 85-77-?? Original library

.model IRF530 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0 Kappa=0
+ Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=58.53m Kp=20.73u W=.68 L=2u
+ Vto=3.191
+ Rd=38.69m Rds=444.4K Cbd=1.151n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5
+ Cgso=876.7p
+ Cgdo=261.4p Rg=4.63 Is=1.861p N=1 Tt=125n)
* Int'l Rectifier pid=IRFC130 case=TO220
* 00-08-25 dam creation

.model J2N4416A NJF(Beta=989.4u Betatc=-.5 Rd=1 Rs=1
+ Lambda=5.5m Vto=-3.06
+ Vt0tc=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3
+ Alpha=311.7
+ Vk=243.6 Cgd=1.6p M=.3622 Pb=1 Fc=.5 Cgs=2.414p
+ Kf=7.445E-18
+ Af=1)
* National pid=50 case=TO72

.END
```

Sur notre caractéristique de transfert en charge, la portion  $Q_{gs}$  dépend étroitement de la possibilité du circuit driver à rapidement charger le condensateur d'entrée **durant cette période**, soit  $C_{iss}$ . Ainsi, réduire au maximum ce laps de temps, demande une transition rapide de la part de l'interface. Dans la

plupart des utilisations, le driver autorise cette montée brève. Il apparaît ensuite évident, que la contribution de  $C_{gd}$  dépasse largement celle de  $C_{iss}$ . Dans l'intervalle  $Q_{gd}$ , la tension de grille reste constante alors que les charges s'accroissent sur la grille et le potentiel de drain s'écroule. Ici, par contre, le driver classique ne

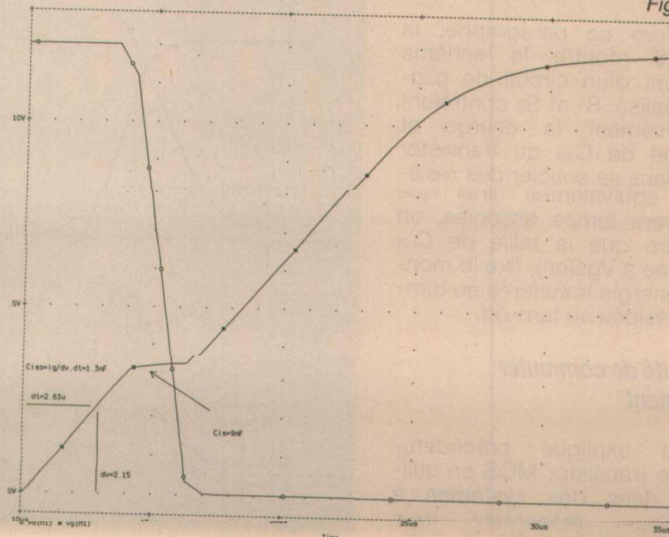


Figure 14 a.

peut fournir l'intensité nécessaire pour diminuer ce plateau : de fortes courants créés sont alors requis pour des transitions rapides dans cet intervalle. Depuis le début de  $Q_{gd}$ , le courant nominal traverse le transistor alors que la tension drain commence tout juste à diminuer. La perte de puissance atteint ici son maximum et décroît linéairement avec  $V_{ds}$ . Dans la dernière portion de  $V_{gs}$ , la capacité d'entrée varie également et se déduit avec la formule suivant :  $C_{eff} = [Q_g - (Q_{gs} + Q_{gd})] / (10 V - V_{gs}(th)) = 10 \text{ nC} / 1 V = 10 \text{ nF}$ .

Les classiques formules  $E = 1/2 CV^2$  et  $1/2 QV$ , s'appliquent uniquement lorsque les capacités considérées ne varient pas dans le temps. Pour des condensateurs dépendant de la tension à laire bornee, comme  $C_{iss}$ , ces calculs ne fonctionnent plus. Il faut alors intégrer la courbe de transfert de charge entre  $V_{gs}(off)$  et  $V_{gs}(on)$  pour déterminer l'énergie mise en jeu. La figure 15 représente ce principe. Cette énergie se trouve stockée dans  $C_{iss}$  lors de la mise en conduction et se perd lorsque la grille se retrouve au potentiel de la source, lors du blocage du MOS. La multiplication de cette quantité d'énergie par la fréquence des commutations, donne la puissance perdue.

En exemple, considérons l'énergie stockée dans le  $C_{iss}$  d'un MTM 15N50 (MOTOROLA).

Pour une tension de grille finale  $V_{gg}$  égale à 10 V, l'aire située sous la courbe de la figure 15, vaut  $0,625 \mu J$ . Même à une fréquence de 1 MHz, l'énergie dissipée ne dépasse pas 0,625 W. Par contre, si l'on passe à présent  $V_{gg}$  à 16 V, alors les pertes s'élèvent à  $1,275 \mu J$ , soit 1,275 W.

Pour clore ce paragraphe, la figure 16 montre le schéma équivalent d'un circuit de pilotage idéalisé.  $S_1$  et  $S_2$  contrôlent respectivement la charge et décharge de  $C_{iss}$  du transistor MOS. Sans se soucier des résistances équivalentes ainsi que des divers temps associés, on peut dire que la taille de  $C_{iss}$  combinée à  $V_{gs}(on)$ , fixe le montant d'énergie transférée au turn-on et dissipée au turn-off.

### Nécessite de commuter rapidement

Comme expliqué précédemment, le transistor MOS en utilisation dans des systèmes à découpage, présentent trois états durant lesquels la puis-

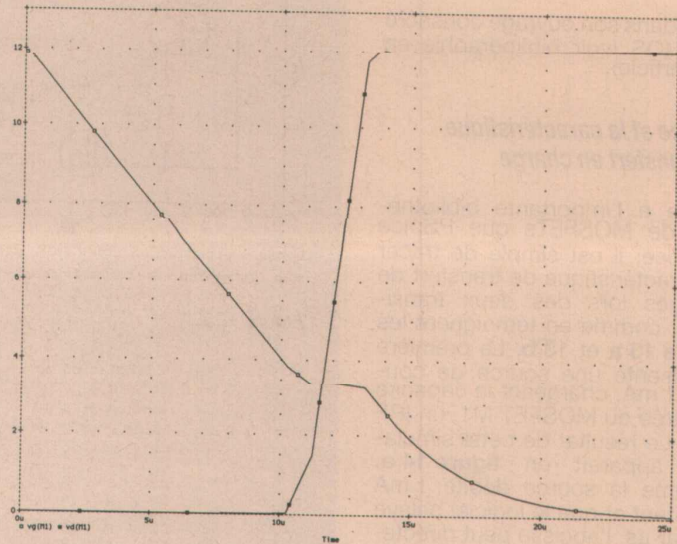


Figure 14 b.

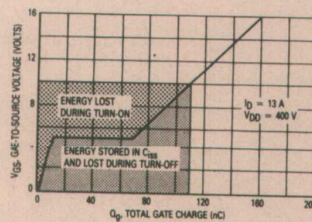


Figure 15

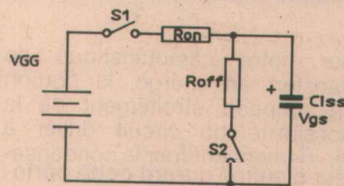


Figure 16

sance dissipée diffère. Pour un état conducteur, la puissance perdue dans le composant, se calcule par le produit  $I_d(on) \times V_{ds}(on)$ . Si ces composantes ne varient pas, la puissance ne varie plus. A l'état bloqué, sauf courant de fuite, ce produit  $I_d \times V_{ds}$  tombe vers zéro. On peut donc dire que le transistor se comporte tel un interrupteur, ouvert ou fermé. En revanche, lors des transitions d'un état vers l'autre, le MOS fonctionne en résistance variable et le produit précédent devient important : on parle de pertes en commutation. Le rôle du driver de MOS consiste alors à limiter au maximum ces états de transition en délivrant la pointe de courant suffisante pour charger, ou décharger,  $C_{gd}$ . La figure 17, compare les pertes

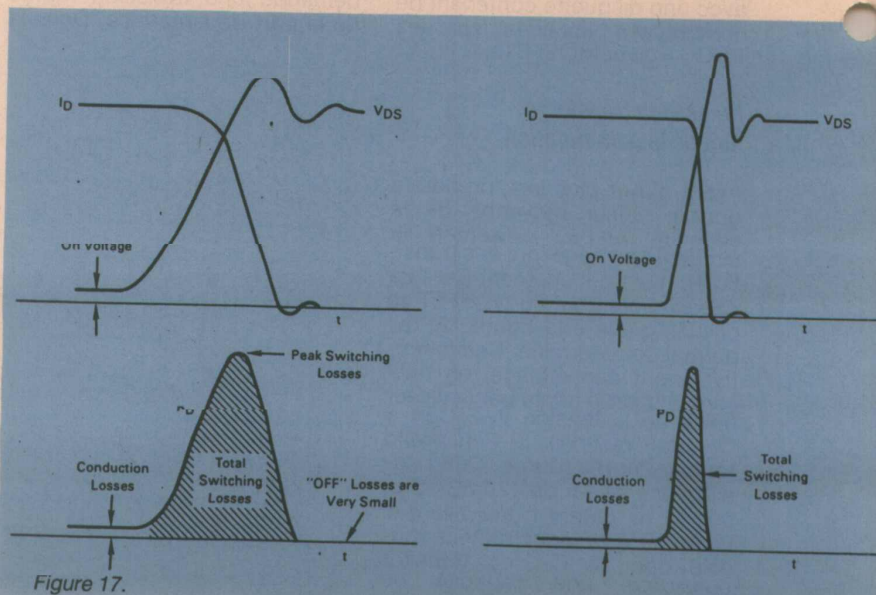


Figure 17.

dans un transistor piloté selon deux vitesses.

A présent, si les commutations deviennent trop rapides, elles peuvent amener des surtensions dues aux selfs parasites, des  $dV/dt$  dangereux, des parasites radio-électriques ou encore des oscillations. Dans certaines applications où il convient de minimiser les effets prédictibles, on ralentit l'une des transitions. Sur un système capacitif, la façon la plus simple consiste à câbler une résistance en série sur la grille. Pour ne pas grever l'autre transition, on ajoute une diode dans le sens désiré. La figure 18 illustre ces propos.

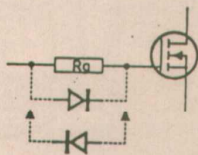


Figure 18

### Conclusion

Ici s'achève l'étude théorique des caractéristiques en commutation du transistor MOSFET de

puissance. Comme dans tout article s'efforçant de vulgariser un sujet tant complexe que vaste, nous avons volontairement omis de nombreux aspects, qui pourtant intéressants, auraient rapidement poussé cette publication hors des limites de la revue. Cependant, afin que les lecteurs désireux d'améliorer leurs connaissances puissent se procurer des documents, la bibliographie donnée en fin d'article regroupe des titres de manuels ou notes d'applications que l'on pourra obtenir auprès des constructeurs concernés. Nous recommandons particulièrement l'acquisition du "Power Semiconductor Applications" de PHILIPS, qui, récemment publié, contient une importante somme de renseignements sur tout ce qui touche, de près ou de loin, l'électronique de puissance. L'auteur tient particulièrement à remercier M. ALOÏSI, du laboratoire d'applications des semi-conducteurs MOTOROLA à Toulouse, pour l'aide précieuse qu'il a apportée lors de la rédaction de cet article.

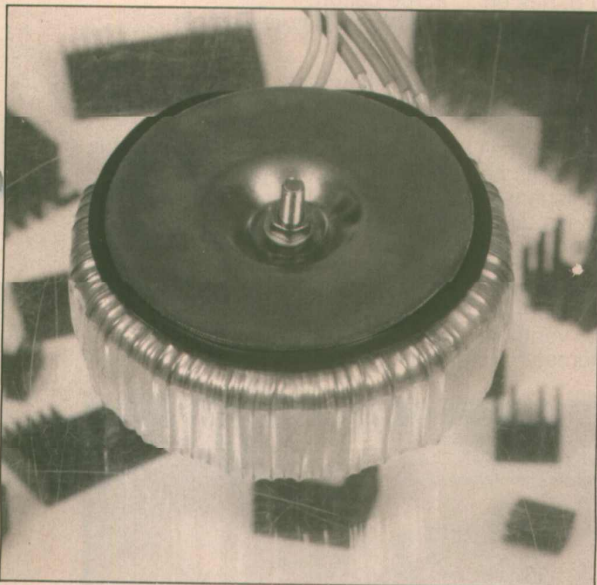
Christophe BASSO

### Bibliographie

MOSPOWER Applications, **SILICONIX**  
 Linear Integrated Circuits, Data and Applications Handbook, **UNITRODE**  
 Power Semiconductors Applications, **PHILIPS**  
 Power MOSFET Transistors Data, **MOTOROLA**  
 HEXFET Designer's Manual, **INTERNATIONAL-RECTIFIER**  
 Power MOS Devices, **SGS**  
 Savoir Utiliser les MOS de puissance, P. ALOÏSI, Electronique de Puissance n° 15  
 Designing with TMOS Power MOSFETs, AN-913, **MOTOROLA**  
 TMOS Power FET Design Tips TDT 102 et TDT 103, **MOTOROLA**  
 SPICE Model for TMOS Power MOSFETs, AN1040, **MOTOROLA**



## UNE GAMME COMPLETE DE TRANSFORMATEURS TORIQUES



- de 15 VA à 500 VA
- secondaires simples ou doubles.
- de 6 V à 50 V
- Autres modèles sur demande

*Excellent rendement*  
*Fixation aisée*  
*Encombrement réduit*  
*Faible rayonnement*

Autres produits :  Coffrets  Dissipateurs  Toriques.  
 Cochez les mentions qui vous intéressent.



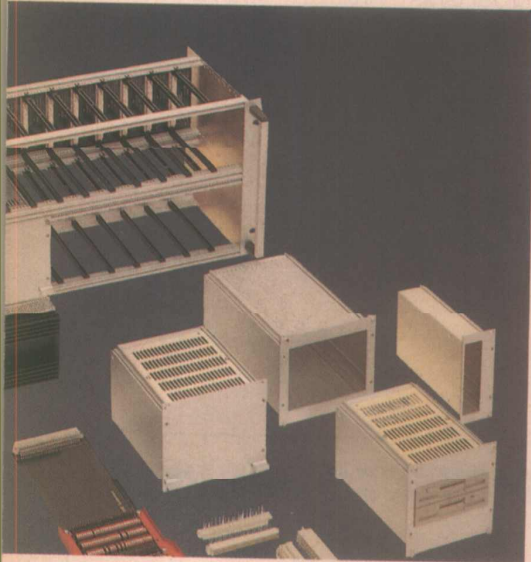
**IDDM**

Bureaux : 6, rue du Four à Chaux - 78310 COIGNIERES - Fax : 33 (1) 34.61.11.05

Documentation sur demande contre 3 timbres à 2,50 F

## La tôlerie plastique se diversifie

La tôlerie plastique, société qui s'est fait connaître par son procédé innovant du travail des feuilles de plastique brutes pour la réalisation de coffrets standard et sur mesure destinés à l'industrie et au grand public, se diversifie en ouvrant une filiale de distribution qui outre ses propres productions proposera sur la France la gamme très vaste de coffrets allemands APRA NORM.



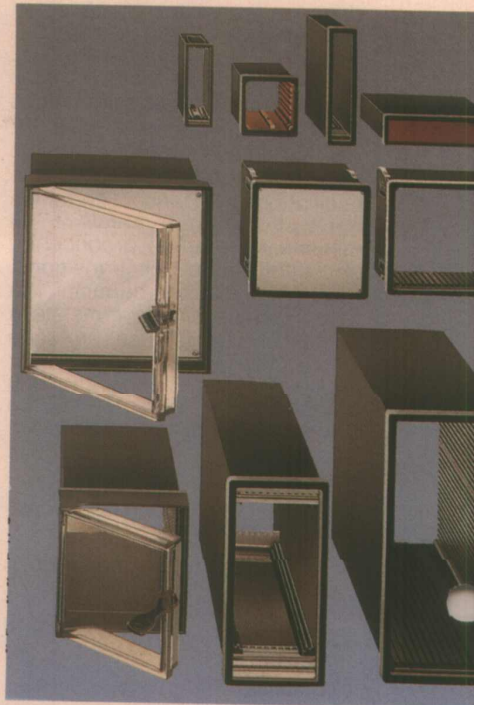
Rappelons que les coffrets de la tôlerie plastique sont produits par découpage, rainurage, fraisage et pliage de feuilles de plastiques à l'instar de ce qui se fait avec des tôles métalliques, d'où le nom de la société.

Ce procédé autorise la fabrication à faible coût de produits sur mesure en petites quantités, chose infaisable par moulage où le prix de l'outil crée un tel offset initial dans le coût que cela ne peut se concevoir que pour de grandes séries.

La société "La Tôlerie Plastique" va désormais compter trois filiales : LTP production, LTP distribution et LTP graphique en attendant l'ouverture probable de filiales à l'étranger.

Les coffrets APRA NORM, que va désormais distribuer LTP distribution sur la France, bénéficie d'une solide implantation (et réputation) outre-Rhin. Cette marque propose une très vaste gamme de produits allant des coffrets DIN encastrables aux armoires pour racks en passant par des modèles dédiés aux PC industriels, le tout accompagné d'une variété impressionnante d'accessoires pour les diverses lignes de produits.

Le catalogue APRA NORM, que l'on pourra se procurer auprès de LTP distribution, ne comportant pas moins de 400 pages en dit long sur la diversité de la



production de cette société dont tous les produits répondent aux principales normes en vigueur.

LTP Z.I. route d'Étretat  
Octeville-sur-mer  
LTP distribution (APRA NORM)  
70930 - Tél. : (16) 35.44.92.92

APRANORM France  
2, rue Laiton  
77176 Savigny-le-Temple

## Guide Bose de design acoustique

Le "Guide de design acoustique Bose" est un nouvel outil mis à la disposition des professionnels de l'acoustique et de la sonorisation. Cet ouvrage de 220 pages, rédigé par les ingénieurs de la Division Professionnelle Bose USA et disponible en français, est bien plus qu'un simple mémento théorique. Il se compose en effet de 2 parties :

1) Un solide rappel des notions théoriques fondamentales liées à l'acoustique et au son (le premier tiers du guide).

2) Une méthode rationnelle pour la conception des systèmes de sonorisation sur la base des produits professionnels Bose.

Cette seconde partie détaille les différentes étapes de conception des principaux types de systèmes de sonorisation. Elle comporte de nombreux exemples pratiques pouvant servir de base de développement sur le terrain.

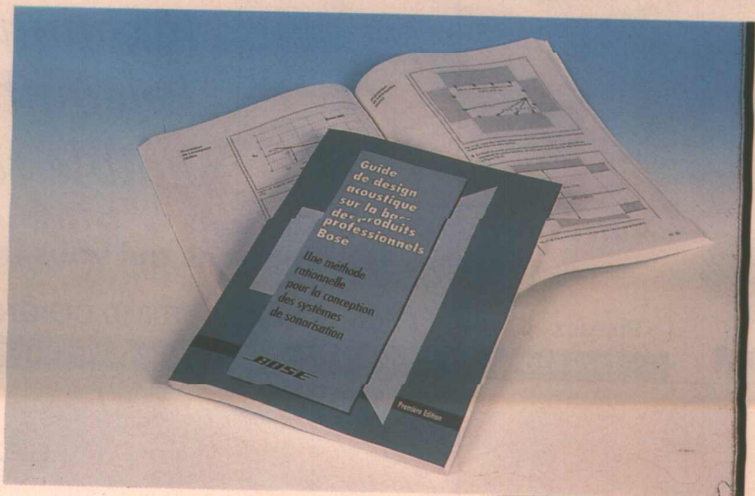
La plupart des illustrations de ce Guide Bose ont été réalisées à l'aide des logiciels de design acoustique assisté par ordinateur développés par Bose. Ils ne sont néanmoins pas indispensables pour mener à bien les différentes étapes de conception présentées.

C'est là que réside la grande originalité de ce guide qui, en lui-même, constitue un véritable outil de design de systèmes.

Les exemples sont bien sûr développés à partir de produits professionnels Bose.

Les nombreux sonorisateurs qui utilisent ces équipements trouveront là matière à en tirer des résultats optimum.

BOSE FRANCE  
6, rue St-Vincent  
78100 St-Germain-en-Laye  
Tél. : (1) 30.61.04.61



# BoardMaker II

L'Université de **CAMBRIDGE** l'a conçu...  
**C.I.F** l'a traduit et le distribue ! C'est le plus abordable des logiciels CAO de qualité professionnelle, pour PC ou compatibles.



**AVEC MANUEL EN FRANÇAIS**

## IL SE CONTENTE DES CONFIGURATIONS LES PLUS SIMPLES :

- ⚡ écran : CGA, EGA, VGA
- ⚡ imprimantes matricielles : 9 ou 24 aiguilles
- ⚡ laser : HP LaserJet ou compatibles HP DeskJet
- ⚡ traceurs : format HPGL, DMP
- ⚡ format : GERBER pour phototraçage  
 EXCELLON/ASCII pour NC DRILL  
 DXF vers AUTOCAD

## IL ASSURE LES PLUS PERFORMANTES DES FONCTIONS :

- ⚡ placement sur les 2 faces de composants classiques et CMS
- ⚡ fonction "miroir" avec maintien des connexions
- ⚡ pistes circulaires
- ⚡ importation des netlists ORCAD, MENTOR, RACAL, RFDAC, PROTEI, VUTRAC, etc.

Pour en avoir la preuve demandez immédiatement la disquette de démonstration et son manuel en français développant toute la puissance et les fonctions de BOARDMAKER II (bibliothèque réduite et sauvegarde impossible). Elle sera déduite, lors de votre achat, du prix de BOARDMAKER II.

Disquette de démonstration :  5"1/4  3"1/2

(à déduire du prix du logiciel complet) ..... **125 F/TTC**

BORDMAKER II avec manuel en français ..... **3 290 F/HT**

BOARDMAKER II + autorouteur + manuel en français ..... **6 280 F/HT**

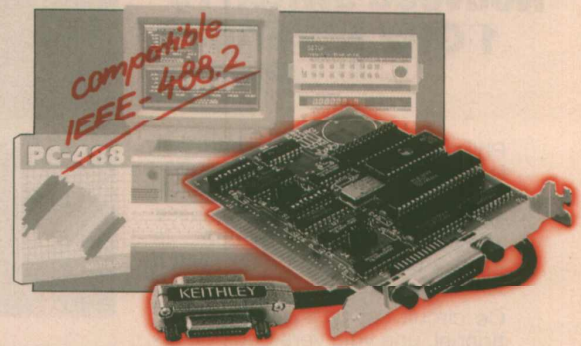
Prix au 30/09/1991 chez les 400 distributeurs C.I.F



11, rue Charles-Michels  
 92220 BAGNEUX  
 Service R.P.  
 Tél : 631 446 F  
 Fax : 16 (1) 45 47 16 14  
 Tél : 16 (1) 45 47 48 00

## INTERFACES DE BUS IEEE-488.2

Pour ordinateurs PC AT / 386 / EISA et PS/2



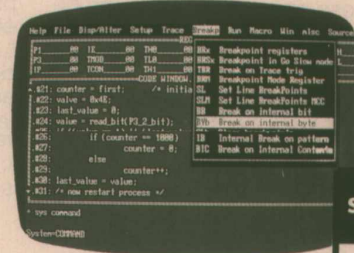
- Driver intégré supporte langages :  
 « ASM » Microsoft & Borland ; « BASIC » (Basica, Quick, Turbo, visual) ; « C » Microsoft & Borland ; « FORTRAN » Microsoft ; « PASCAL » Microsoft & Borland ; « DDL » pour Windows (SDK, Visual Basic) ; « ASYST » & « VIEWDAC ».
- Pour systèmes d'exploitation DOS, OS/2, UNIX
- P.V. HT franco au 1/02/92 : PC-488 : 3840 F

**KEITHLEY METRABYTE/ASYST/DAC**

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

## EMULATION 68HC11

### EMUL68-PC de NOHAU



**CIRCUITS SUPPORTES 68HC11**

- EMULATEUR SUR PC
- DÉBOGUEUR C
- DATA OVERLOADING 230 KΩ
- SUPPORTE 68HC11 16 MHZ
- MAPPING 64 OCTETS
- TRACE 16 K X 48 BIT
- ANALYSE DE PERFORMANCE
- OPTION BOITIER SÉRIE

68HC11A0  
 68HC11A1  
 68HC11A8  
 68HC11D3  
 68HC711D3  
 68HC11E1  
 68HC11E2  
 68HC11E9  
 68HC11F1



DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

### EMULATIONS

Outils et instruments électroniques

Antéla 4 Burospace - Chemin de Gizy 91571 BIEVRES Cedex France  
 Telex : 603 762 F - Fax : (1) 60.19.29.50

Tél. : (1) 69.41.20.01

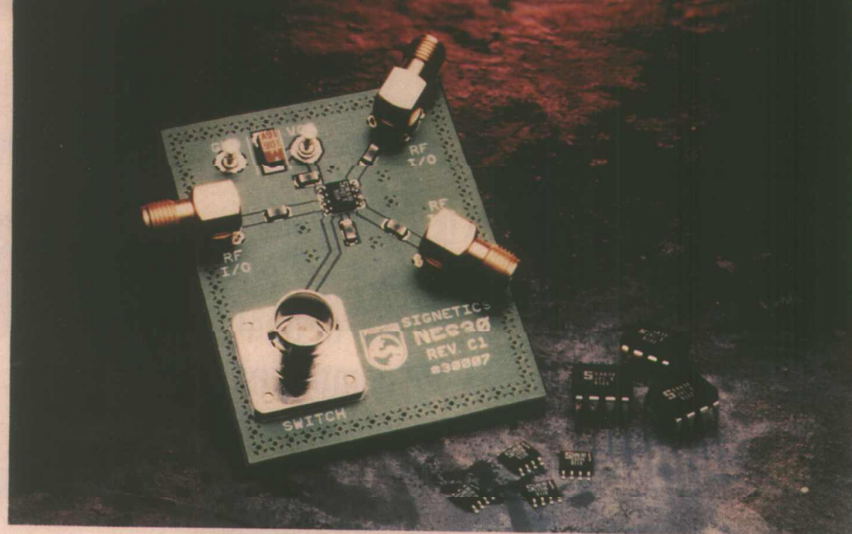
## Nouveau switch RF 1 GHz NE/SA630 Philips

Philips semiconductors introduit le NE/SA630, switch radiofréquence, en technologie BiCMOS, avec la plus basse consommation du marché : le 10<sup>e</sup> de la puissance d'un switch RF habituel.

Ce circuit est un switch bidirectionnel, une voie vers deux directions (SPDT : Single Pole Double Throw) qui laisse passer des signaux large bande, depuis le courant continu, jusqu'à 1 GHz.

Sa très faible consommation en puissance — 140  $\mu$ A à 5 V — associée à un très faible encombrement le destine particulièrement aux équipements portables, vidéo, communication et téléphones sans fil.

Le NE/SA630, non seulement élimine les 5 ou 6 composants externes nécessaires autour des diodes PIN réalisant habituellement cette fonction, mais inclut



aussi toute la circuiterie logique de contrôle nécessaire pour réaliser la fonction d'aiguillage, commandée par un signal compatible TTI /CMOS (FNC.H 1). Pour éviter toute oscillation parasite des sorties "off", les entrées non utilisées sont bouclées en interne sur une impédance de 50  $\Omega$ . De ce fait aucun composant externe n'est nécessaire pour réaliser la fonction. Un autre avantage de ce circuit est la possibilité de supporter les surcharges : la valeur du point de compression à 1 dB est de + 18 dBm.

La faible perte d'insertion (seulement 1 dB à 200 MHz) assure une dégradation minimale du signal et une distorsion réduite. Le temps de transition de 25 ns typ. permet des vitesses de données allant jusqu'à 40 MHz. Ce circuit intégré est protégé en interne contre les décharges électrostatiques.

**Philips Composants**  
117, quai du président-Roosevelt  
BP 75 -  
92134 Issy-les-Moulineaux  
Cedex - France  
Tél. : (1) 40.93.80.00

## La série GRANIT, SEMRAC

SEMRAC, le département "habillage" 19 pouces de la SEEM, propose une nouvelle gamme de coffrets dont le lancement date de "Comonic 91" en novembre dernier.

Les coffrets GRANIT sont polyvalents et peuvent tout aussi bien se prêter à un type d'aménagement intérieur personnalisé qu'à des configurations standard pour cartes modulaires selon les normes CEI 297-3, NFC 20152 et DIN 41945 et 41612. De plus ces coffrets peuvent être proposés en modèles de table pour une largeur allant de 42 à 84 TE ou en modèle rackable 19" donc 84TE et ce pour deux hauteurs standard : 3U et 6U. Notons que sur demande SEEM peut livrer des modèles pour les deux grandes familles en 4U et 5U. Trois tailles sont proposées pour la profondeur en standard : 258,5 ; 358,5 et 458,5 mm, là encore d'autres profondeurs peuvent être obtenues sur demande.

Ces coffrets disposent de toute une gamme d'accessoires tels :

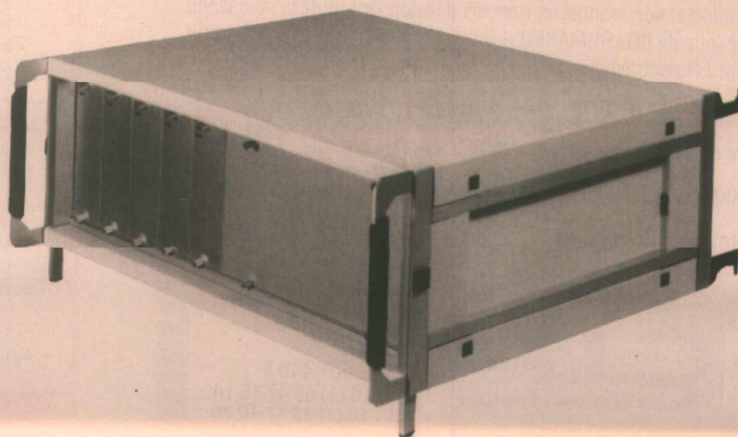
hublot abattant, capot de protection avant en arrière en plastique thermoformé, poignées arrières de protection, poignées latérales souples ou de transport, platines support de composants pour le prototypage ainsi que tous les éléments Eurosysteme.

Les coffrets de table sont dotés des pieds béquille escamotables actionnés par deux curseurs latéraux qui affleurent les montants et qui peuvent réhausser le coffret de 30, 45, 60 ou 75 mm suivant l'utilisation. Tous les

habillages sont réalisés en tôles d'acier maintenues par clipsage et sur demande peuvent être livrés en version vissage complétée par des joints de blindage de façon à améliorer les performances CEM.

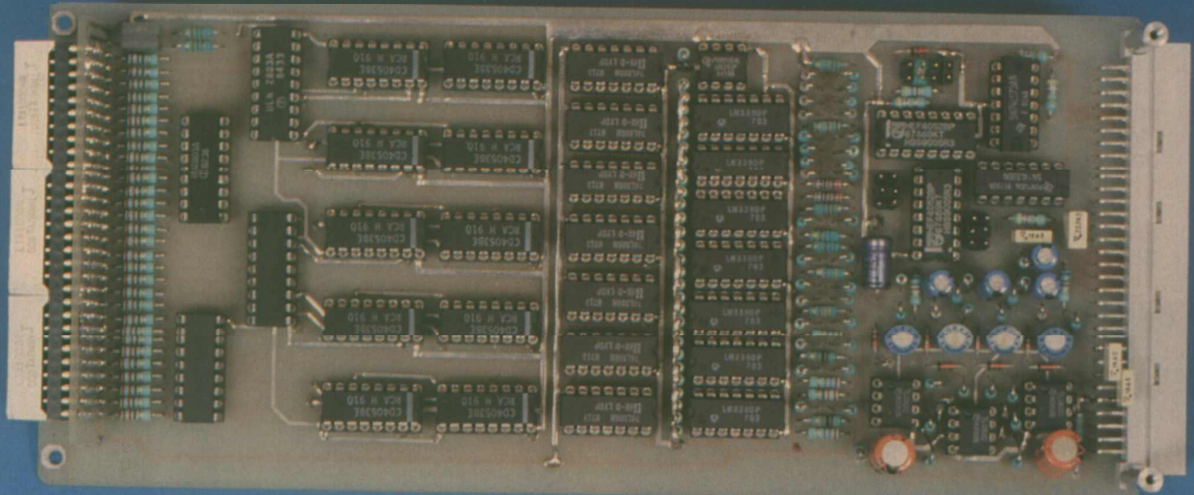
Pour de plus amples informations sur cette série GRANIT, contacter :

**SEEM**  
15, avenue V.-Hugo  
BP 50 92174 Vanves  
Tél. : (1) 46.45.21.90





# SAS ou Système d'Affichage Sophistiqué à la carte



*La réalisation que nous vous proposons cette fois pourra étonner par son apparente complexité : 36 circuits intégrés sur une carte Europe 220, est-ce bien raisonnable ?*

*Les performances et surtout les possibilités offertes par le montage, justifient pleinement cette abondance - toute relative d'ailleurs puisque le coût global reste inférieur à 500 F - pour un système d'affichage de 2 fois 30 leds, totalement programmable par l'utilisateur.*

*Tous les modes possibles sont en effet prévus : BAR, DOT, PEAK, VU, combinables et mélangeables à volonté de façon indépendante, de sorte que SAS concrétise bien l'élément universel que nous voulions obtenir.*

*Par ailleurs, le soin apporté à la réalisation pratique simplifiera considérablement la tâche, pour qui voudra adapter une quelconque partie du schéma à d'autres fins.*

## EXIGENCES ET CHOIX

De nombreux montages destinés à afficher sous la forme d'une suite de LED, le résultat issu de la comparaison entre un signal à mesurer et un réseau de comparateurs calibrés, ont été publiés depuis des années dans ces pages sans jamais toutefois offrir "l'outil universel" dont on aura peut-être besoin un jour, une fois la magie visuelle du bargraph consommée...

L'auteur de ces lignes (passionné par le sujet) ayant fait le tour des produits sains mis à la disposition de l'amateur exigeant, a constaté qu'ils ne convenaient idéalement que très rarement, et poussaient à faire des compromis pas toujours satisfaisants. Ceci ne retire rien aux solutions intégrées par les constructeurs - notamment la gamme TELEFUNKEN TFK 257/267 ou U1096B - si le besoin correspond exactement à leurs offres : nous n'avons d'ailleurs pas manqué en son temps d'entrelacer deux paires de 257/67 avec succès, et cette réalisation n'a rien perdu

de son intérêt, pas plus que GALVAC décrit dans le numéro 524.

Mais SAS a cette fois pour ambition de libérer l'utilisateur de toutes les contraintes classiques : type(s), mode(s), format et prétentions (multiplexage). On a donc construit ce produit "idéal" à partir de circuits logiques traditionnels et peu coûteux, ouvrant de ce fait sa structure à tout un chacun.

La contrepartie est une réalisation pratique relativement volumineuse, mais à titre d'exemple, la carte remplissant des fonctions sensiblement identiques installée dans la console REVOX C279, mesure 170 x 92 mm, bien que n'offrant pas toutes les possibilités de SAS.

Notre format EUROPE 220 x 100 n'est donc pas si ridicule, pas plus que la technologie employée, à condition bien entendu que l'on ait besoin d'un tel objet : si un bargraph de 10 LED suffit, on peut faire plus simple (voir par exemple FRP n° 520) !

Examinons ensemble le cahier des charges que nous nous sommes imposé.

A - Le premier point très important était d'offrir la possibilité de multiplexer la structure de base. En effet, si on prend le soin de construire un réseau conséquent et précis de comparateurs, d'y ajouter le choix BAR/DOT (BAR : allumage en ligne, DOT : allumage par point), et de prévoir une commutation automatique de ces deux modes, il est impératif de fournir les résultats de telle sorte qu'ils puissent profiter à plusieurs voies.

Si on envisageait par exemple de construire un analyseur de spectre au 1/3 d'octave, il serait ridicule de reproduire 32 fois la même "routine" de mesure, et ce pour trois raisons :

- 1 : coût global prohibitif ;
- 2 : consommation élevée (voire exagérée) ;
- 3 : perte de précision relative

le ULN 2803 étant parfaitement adapté à cette situation. Il serait donc possible de piloter des pavés de LED, afin de constituer un magnifique afficheur géant. Certains de ces pavés mesurant 1 x 2 cm, la bande occuperait 30 cm x 2 (pour une voie) !

D - Bien évidemment le réseau de comparaison sera totalement libre, et permettra les affichages de toutes progressions : lin, log ou spécifiques.

E - Le nombre de comparaisons (donc de LED à commander) a été fixé à 30 dans notre exemple, mais sera modifiable à volonté.

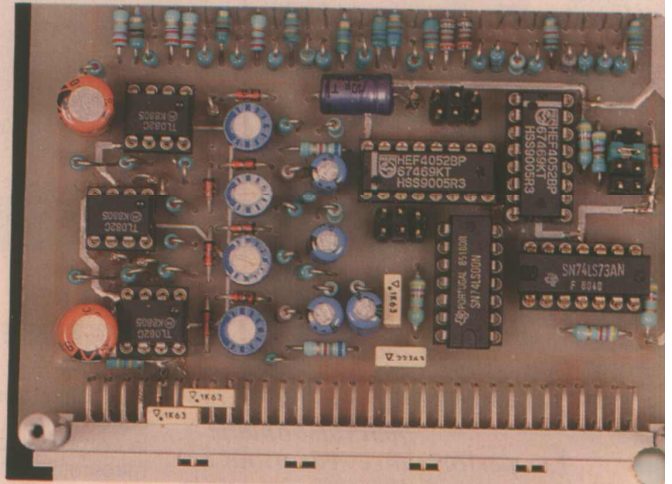
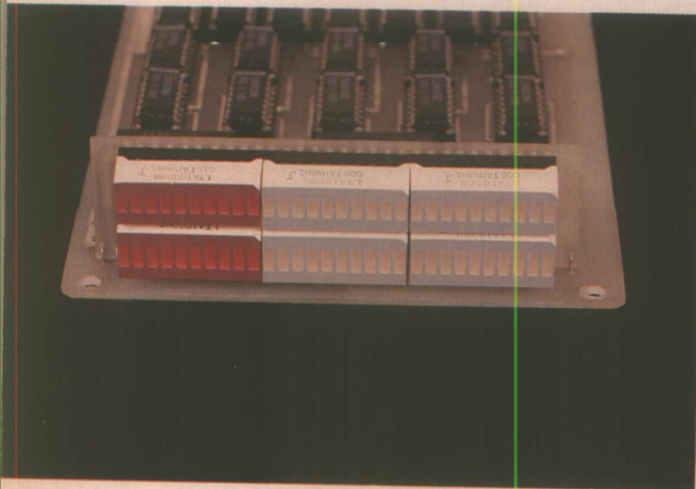
Pour une application audio (présentée ici en exemple), 30 points semblent un très bon choix : il faut en effet que l'affichage soit suffisamment fin pour "parler" à l'utilisateur.

Ainsi préparé, SAS serait plutôt bavard... les modes qui vont être offerts permettront d'ausculter les prises de son de manière

PEAK-DOT entrelacés. SAS est fier de vous le proposer car c'est un mode excessivement efficace, facile à lire, et consommant peu. Il ne serait pas étonnant qu'il se répande, surtout dans les milieux professionnels, et l'auteur pense tout particulièrement aux studios de post-synchro cinéma ou vidéo, mais aussi comme type d'affichage sur un analyseur de spectre en contrôle dynamique.

H - Enfin le dernier point de notre cahier des charges - et non le moindre - concernait la réalisation pratique : interdiction de faire appel à une métallisation du circuit, et possibilité de "découpages" du dessin pour exporter certaines fonctions dans vos propres montages.

A priori cette étape n'était pas gagnée d'avance au vu du schéma de principe, mais si on route à la main en pensant aux lecteurs à qui cela rendra service, on y arrive !



entre voies, puisque les mesures par bande passeraient par des réseaux séparés.

B - Un choix entre le mode BAR et DOT s'impose pour certaines applications. A force "d'en voir de toutes les couleurs", l'auteur et quelques amis finiraient par préférer le DOT, et surtout le double DOT que seul SAS propose en prime !

A la sortie des comparateurs on dispose d'office du mode BAR et il faut donc ajouter une circuiterie purement logique pour passer en DOT. Une seule ligne de commande permettra de passer simplement d'un mode à l'autre.

C - Pour faciliter un futur multiplexage, les données seront bufferisées. Sur SAS, on a mis le "parquet" puisqu'il sera possible de tirer jusqu'à 500 mA par sortie,

quasi-chirurgicale : dynamique, limitation, taux de compression etc. se dévoileront sans pudeur, pour peu que l'on sache interpréter les résultats (ce qui n'est pas très difficile).

F - Deux types de mesures par voie seront acceptés. Dans notre exemple ce seront PEAK et VU, mais on pourrait envisager MAXI-MINI, ALERTE-SECURITE, etc...

G - Disposant d'une commutation de mode (B) et de type (F), il sera permis de les alterner afin que chaque voie puisse afficher les deux valeurs "simultanément".

On connaît le mode VU-BAR et PEAK-DOT entrelacés (c'est déjà un luxe), mais il en est un autre plus rare (sans doute pas assez flatteur) qui est le VU-DOT et

## LES SCHEMAS

Au pluriel, pour deux raisons : tout d'abord il serait impossible de loger le schéma complet de SAS dans une double page de la revue (quatre seraient nécessaires pour tout caser !). Donc, il fallait couper (au moins) en deux et rester logique. Le premier schéma (incomplet toutefois) regroupe ce que nous avons appelé "la structure de base", qui oublie totalement la nature des sources à mesurer, thème qui fera l'objet d'une figure particulière.

La seconde raison de ce découpage est une manière comme une autre d'insister encore sur le fait que SAS n'est pas OBLIGATOIREMENT un vu audio !

La **figure 1** présente donc une incomplète - mais suffisante - partie du schéma : 18 IC ne sont pas représentés, et seules 23 LED sur 60 sont visibles ! Précisons d'emblée que cette partie est alimentée uniquement en + 5 V.

### Les comparateurs

30 cellules de comparaison sont assujetties à un diviseur de tension constitué de 31 résistances montées en série. Seuls 10 comparateurs sont dessinés. La référence haute (6 de IC1B) est déterminée par le diviseur R<sub>31</sub> et R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub> + ... R<sub>30</sub>, et fixée à environ + 3 V. Ayant fait usage de LM 339 et 393 pour les comparateurs, il fallait respecter la donnée constructeur V<sub>in</sub> maxi : V<sub>CC</sub> - 2 V.

Le choix de ces circuits intégrés est quasiment incontournable pour une haute intégration, par

1. Il est important de bien choisir ce qui conviendra le mieux pour une application donnée.

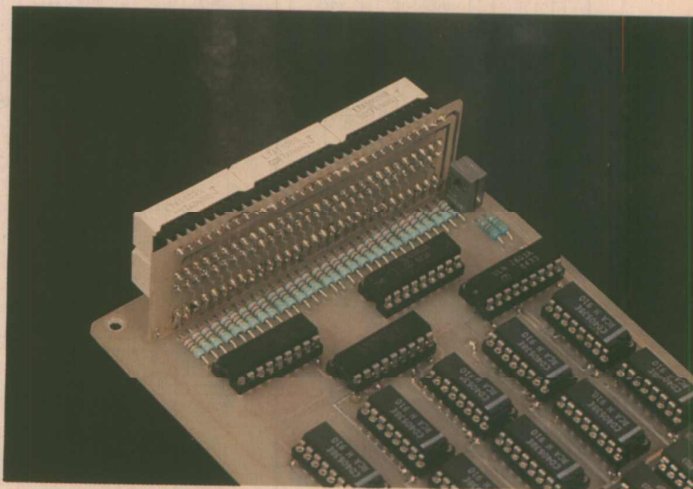
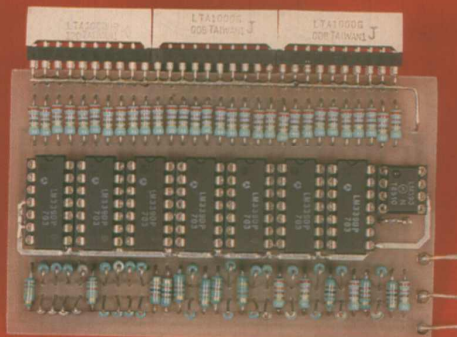
Si on se contentait d'un affichage en barre, il serait astucieux d'entrer sur les broches inverseuses. Nous offrirons d'ailleurs à la fin de ces lignes une implantation pour ce cas précis (voir également les photographies de la maquette correspondante). Comme nous souhaitons traiter les résultats pour ne garder en DOT que le point le plus élevé de la barre, nous avons besoin de sorties actives à 1, comme nous le verrons plus loin.

Le calcul des résistances est visible dans un tableau, **figure 2**. En fait, c'est un "retour de calcul" : après avoir obtenu les valeurs exactes, nous les avons approchées par associations de valeurs standard et fait le calcul des erreurs. Comme on peut le voir, l'écart maxi est de 0,126 dB ce qui reste tolérable. La pro-

plantation qui vous est livrée : en ajoutant une simple pastille (voir point rouge sur notre maquette), il sera permis de placer un connecteur au pas de 2,54 (de la barrette par exemple) et de prévoir plusieurs cartes de réseaux, enfichables ! A l'atelier ce peut être très pratique de disposer pour un même système de plusieurs réseaux, ou dans un analyseur d'un mode "grossier" et d'un autre "fin", voire extra-fin...

### BAR-DOT

Sachant que l'on dispose de 1 pour les sorties actives, il est facile d'isoler la valeur la plus élevée : la table de vérité du OU EXCLUSIF correspond exactement à ce qu'on recherche. En effet, pour que la sortie d'une telle porte passe à 1, il faut impérativement que les deux entrées soient sollicitées par des niveaux logiques différents, ce qui sera bien le cas pour le point le plus



le fait que le constructeur a réparti les broches du 339 de manière très proche d'une implantation pratique optimisée. Nous n'avons pas manqué d'exploiter au maximum cette trop rare attention, jusqu'à placer nos 8 IC à "touche-touche".

N'ayant besoin que de 30 comparateurs, nous avons choisi de prendre 7 LM339 (qui comportent chacun quatre cellules) et un LM393 (IC<sub>1</sub>) pour les deux manquantes.

Quand on raccorde un jeu de comparateurs à un diviseur de tension on a deux possibilités : soit on amène la tension à mesurer sur les deux entrées inverseuses, soit sur les non-inverseuses. Dans le premier cas, toutes les sorties actives présenteront un zéro, dans le second ce sera un

graccion adoptée pour cet exemple audio est la suivante : de dB en dB sur les 24 LED supérieures, de 2 en 2 entre - 24 et - 30, et enfin deux bonds de 5 pour marquer - 35 et - 40.

Certaines écoles préfèrent des pas de 0,5 dB au delà du zéro. A notre avis, il est préférable de ne pas trop changer de pas dans la zone sensible de l'échelle, car cela peut s'interpréter ensuite comme des accélérations de dynamique alors qu'il n'en est rien. Mais chacun fera à sa guise, et comme d'habitude : le "meilleur" système sera celui qui vous satisfera !

Bien entendu, les réseaux linéaires seront faciles à calculer... En écrivant ces lignes, il est venu à l'auteur une idée qu'il s'est empressé d'appliquer sur l'im-

haut de l'échelle.

Maintenant, examinons l'aspect pratique de cette transformation : si on observe le point haut, on constate qu'il n'y a pas de différence logique entre le mode BAR et DOT. Inutile donc de le traiter, la sortie BAR conviendra parfaitement. Mais si on fait le compte il faudrait 29 portes, et les 7486 en comprenant 4, on arriverait à 8 IC dont un fortement sous-utilisé ! Ce ne sera pas nécessaire, car si on réfléchit au comportement "haut", il est évident que le phénomène mesuré devient alors critique (c'est fait pour ça, non ?).

Donc supposons que les deux derniers points soient toujours exploités en mode BAR : si on est en affichage DOT et que le niveau atteigne la 29<sup>e</sup> LED, c'est

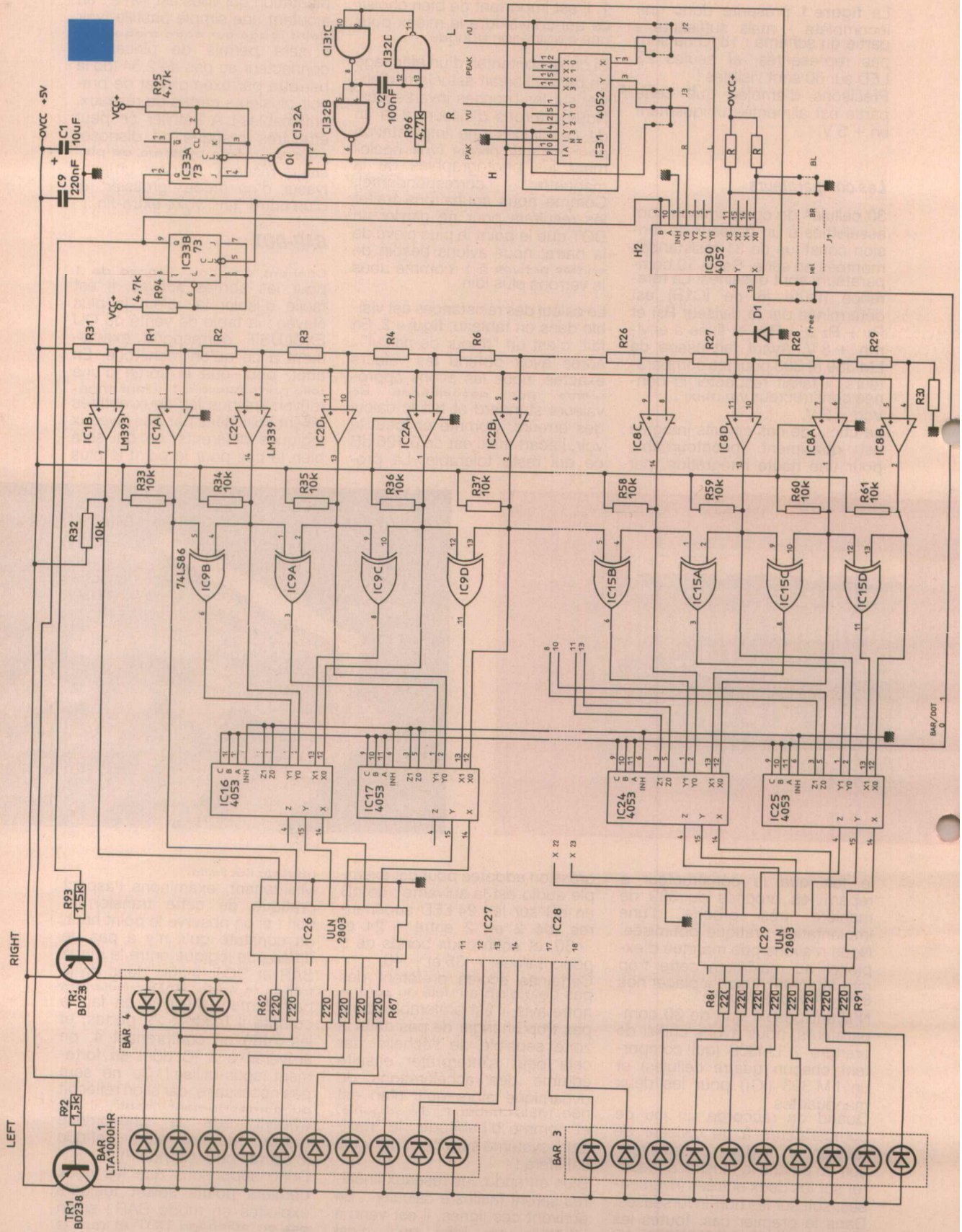


Figure 1

Résistance totale : 26,816 k $\Omega$ .

INPUT	0 dB	
R <sub>1</sub> 2,88 k $\Omega$	- 0,98685 dB	2200 + 680
R <sub>2</sub> 2,67 k $\Omega$	- 2,01417 dB	2200 + 470
R <sub>3</sub> 2,3 k $\Omega$	- 3,00837 dB	2200 + 100
R <sub>4</sub> 2 k $\Omega$	- 3,97630 dB	1000 + 1000
R <sub>5</sub> 1,8 k $\Omega$	- 4,95046 dB	1800
R <sub>6</sub> 1,65 k $\Omega$	- 5,95092 dB	1500 + 150
R <sub>7</sub> 1,47 k $\Omega$	- 6,95103 dB	1200 + 270
R <sub>8</sub> 1,3 k $\Omega$	- 7,94295 dB	1200 + 100
R <sub>9</sub> 1,15 k $\Omega$	- 8,92608 dB	1000 + 150
R <sub>10</sub> 1 k $\Omega$	- 9,88196 dB	1000
R <sub>11</sub> 1 k $\Omega$	- 10,95619 dB	1000
R <sub>12</sub> 0,82 k $\Omega$	- 11,94842 dB	820
R <sub>13</sub> 0,748 k $\Omega$	- 12,96442 dB	680 + 68
R <sub>14</sub> 0,68 k $\Omega$	- 14,00406 dB	680
R <sub>15</sub> 0,50 k $\Omega$	- 14,96480 dB	560
R <sub>16</sub> 0,526 k $\Omega$	- 15,97562 dB	470 + 56
R <sub>17</sub> 0,47 k $\Omega$	- 16,99052 dB	470
R <sub>18</sub> 0,412 k $\Omega$	- 17,98955 dB	390 + 22
R <sub>19</sub> 0,369 k $\Omega$	- 18,99367 dB	330 + 39
R <sub>20</sub> 0,33 k $\Omega$	- 20,00195 dB	330
R <sub>21</sub> 0,292 k $\Omega$	- 21,00356 dB	270 + 22
R <sub>22</sub> 0,27 k $\Omega$	- 22,04527 dB	270
R <sub>23</sub> 0,23 k $\Omega$	- 23,04325 dB	220 + 10
R <sub>24</sub> 0,2 k $\Omega$	- 24,01529 dB	200 ou 100 + 100
R <sub>25</sub> 0,352 k $\Omega$	- 26,04526 dB	330 + 22
R <sub>26</sub> 0,27 k $\Omega$	- 28,00460 dB	270
R <sub>27</sub> 0,22 k $\Omega$	- 30,01022 dB	220
R <sub>28</sub> 0,377 k $\Omega$	- 35,12593 dB	330 + 47
R <sub>29</sub> 0,2 k $\Omega$	- 39,94001 dB	200 ou 100 + 100
R <sub>30</sub> 0,27 k $\Omega$	- l'infini	270

Figure 2.

toujours correct. Si on passe à la 30<sup>e</sup>, les LED 29 et 30 s'allument ensemble (comme en bar). Mais qui sera trouble par cette situation ? Loin d'être un défaut, c'est un "plus" pour le mode DOT : le OVER est visible à 5 m minimum, et du coup on peut se satisfaire de sept 74LS86 pleinement utilisés !

### Commutation BAR-DOT

Une fois les deux modes prêts, nous disposons de deux sorties directes (29-30), de 28 lignes BAR et 28 lignes DOT, soit 58 signaux par afficheur, dont 30 à commuter. Les 4053 sont parfaits pour cette opération, mais comme ils ne proposent que 3 inverseurs par pièce, cette fois il faudra en utiliser 10 et accepter de perdre deux inverseurs sur l'un d'entre eux (IC<sub>10</sub>).

Tout ceci pourrait être simple sur un schéma "normal", mais n'oubliez pas qu'Alary trace ce dernier APRES avoir implanté la carte, et la répartition pratique des circuits complice parfois l'organisation des liaisons sur le schéma, mais vaut-il mieux un beau dessin de schéma et un circuit irréalisable par des moyens "amateurs", ou un vilain schéma et une carte facile à se bricoler à la maison ? Pour notre part, la question ne se pose même pas,

mais si vous n'êtes pas convaincu, tracez un beau schéma "clean" de ce circuit et confiez le travail à un routeur automatique, on comptera les points plus tard... N'oubliez pas qu'à un moment donné, plus d'une soixantaine de lignes parallèles courent en même temps sur la carte !

### Buffers-afficheurs

Les sorties des 4053 se réorganisent pour attaquer dans le bon ordre les ULN 2803, qui fourniront pour chaque sortie active un zéro logique parfait pour nos barres câblées anodes communes. Comme chaque ULN comprend 8 buffers, IC<sub>26</sub> a par conséquent deux sorties inutilisées.

On notera également que la broche 10 de ces circuits est une broche de "test" : si on la porte à zéro, toutes les LED associées doivent s'allumer.

Après les traditionnelles résistances de limitation, les cathodes de chaque barre sont liées deux à deux. Les deux groupes d'anodes sont quant à eux commandés par TR<sub>1</sub> et TR<sub>2</sub>, ce qui permettra de sélectionner la barre droite ou gauche par un simple zéro sur la base adéquate.

### Break

Il est temps de faire le point des signaux résultant de notre étude. Outre l'alim 5 V, ils sont au nombre de quatre :

- 1 - sélection afficheur droit,
- 2 - sélection afficheur gauche,
- 3 - entrée de la tension à mesurer,
- 4 - choix du mode (bar/dot).

En les séquencant correctement, on fera presque ce qu'on voudra, comme nous allons le constater. Mais il est important de remarquer à ce stade qu'aucune constante de temps ne doit être appliquée au signal à mesurer, sous peine d'affichages erronés ! Nous verrons également qu'il faudra veiller à cela plus haut encore dans la chaîne.

### Sequence

La partie droite du schéma est spécialisée dans les commutations : une horloge construite autour de IC<sub>32</sub>, fournit à une première bascule (IC<sub>33A</sub>) le cadencement de base. La sortie Q (12) sert entre autre d'horloge à la seconde bascule dont les sorties complémentaires se chargent de la commutation droite/gauche. Mais Q (ou H) va aussi faire basculer les deux inverseurs contenue dans IC<sub>31</sub>, afin de sélectionner alternativement deux parmi les quatre sources disponibles.

Les noms utilisés pour celles-ci sont typiques à l'audio : L, R, Peak, Vu, mais on pourrait tout aussi bien les appeler A, B, C, D sans autre précision. L'alternance se fera entre R VU, L VU, et R Peak, L Peak, chaque changement d'état de l'horloge H déterminant le choix entre Peak et VU : zéro pour VU, 1 pour Peak.

C'est alors que s'installe la programmation par cavaliers, propre à SAS, et qui va permettre une rare universalité.

Les sorties X et Y de IC<sub>31</sub> présentent donc en alternance les groupes VU et Peak, que par convention nous appellerons M (deux sélecteurs à trois positions retiennent : Peak (fixe), M (peak-vu alternés) ou Vu (fixe), et ce pour L et R (J<sub>2</sub>-J<sub>3</sub>).

Les résultats de ces sélections sont confiés à un second 4052 (IC<sub>30</sub>) qui a la double tâche de les alterner vers l'unique entrée de mesure, et d'assurer également une sélection de mode si le cavalier FREE est posé.

En effet, X3 et X0 de IC<sub>30</sub> peuvent être portés à zéro ou à 1 suivant que les cavaliers BR et BL sont placés ou non. Si la sortie X,

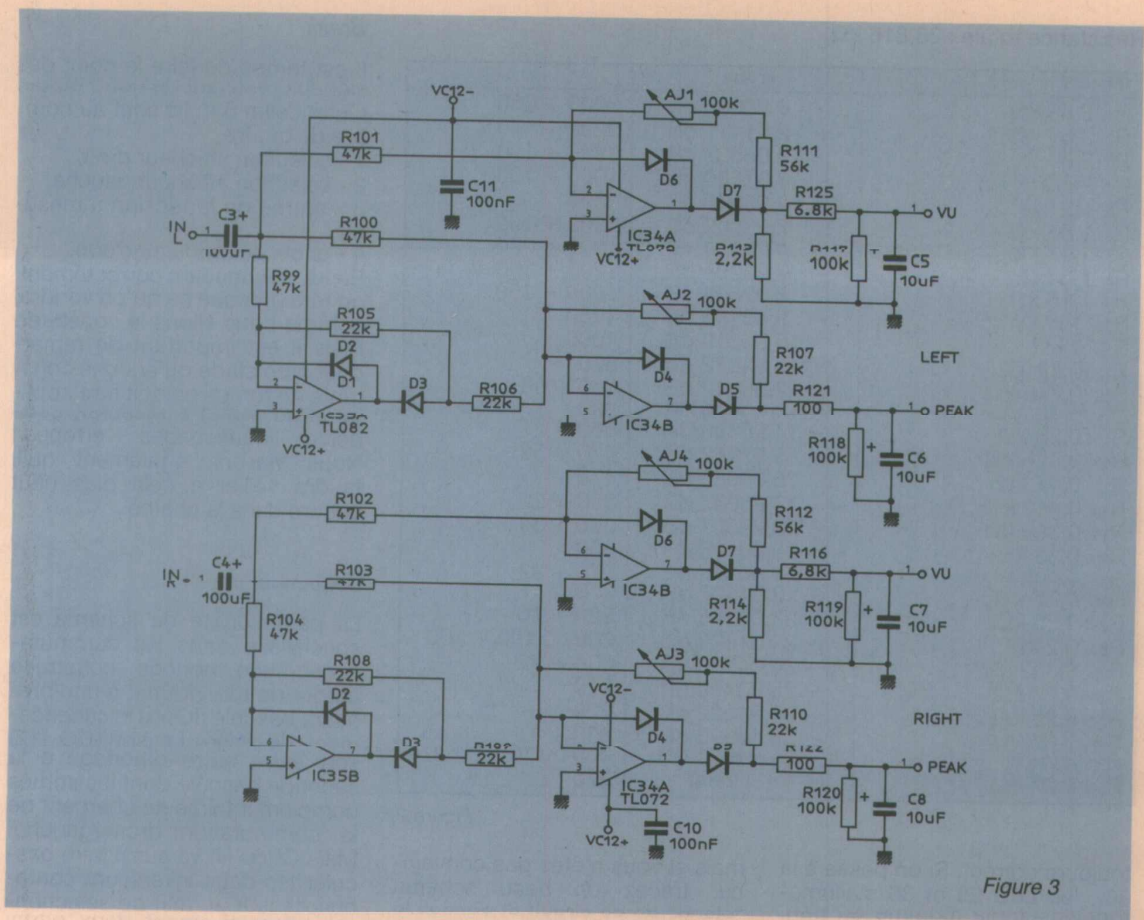


Figure 3

passant par le cavalier FREE, rejoint la ligne de commande de mode, on pourra ainsi déterminer le mode pour L et celui pour R.

On retiendra que les abréviations BR et BL veulent dire BAR R, BAR L, quand les cavaliers sont mis.

Exemple : BR mis, BL retiré, FREE engagé donnent : afficheur de droite en BAR, celui de gauche en DOT.

Ainsi, le cavalier FREE étant sensé fixer les modes, il semble évident de fixer aussi les choix VU et Peak : on imagine mal en effet une barre qui alternerait entre VU et Peak. Autant la bloquer sur Peak, l'affichage n'en serait que de meilleure qualité.

Donc on va choisir les types de mesures pour L et R grâce aux cavaliers de J<sub>2</sub> et J<sub>3</sub> (positions extrêmes). On voit alors qu'on se passe des services de IC<sub>31</sub>.

Exemple : R est sur Peak et L sur VU. Avec notre précédent exemple cela donne Peak-BAR pour R et VU-DOT pour L.

Donc FREE choisit le mode et le type de mesure pour chaque voie MAIS, si une alternance

Peak/VU en BAR est ridicule, elle est tout à fait correcte en DOT. Retirons les cavaliers BR, BL et plaçons ceux de J<sub>2</sub> et J<sub>3</sub> en positions centrales (celles que nous avions appelées M). IC<sub>31</sub> alterne alors entre VU et Peak et les deux voies étant en DOT, on obtient 4 points (deux par voies). C'est génial : le point haut est la valeur Peak et celui du dessous la valeur VU !

Si maintenant vous voulez revenir à une solution plus classique, déplacez uniquement le cavalier de FREE vers MEL. C'est alors l'horloge H qui alterne les modes avec pour loi : VU en BAR et Peak en DOT, pour L comme pour R. Un simple inverseur miniature placé en face avant, pourrait d'ailleurs très facilement faire basculer la ligne de commande entre FREE et MEL.

### Fin du schéma

Il reste à fournir les tensions Peak et VU pour L et R. Le schéma de cette partie est visible **figure 3**. Comme la place commençait à

manquer sur la carte, nous avons choisi un redressement mono alternance pour les valeurs VU et double pour Peak.

Cette option n'a rien d'originale et nous ne perdrons pas de temps à la détailler. On remarquera seulement les quatre ajustables permettant de calibrer chaque sortie, et l'alimentation symétrique cette fois, de 12 V (ou 15 V). Une précision d'importance : les masses logique et analogique ne sont pas liées sur la carte. Il faudra penser à le faire sur le connecteur.

Les valeurs retenues conduisent aux conditions suivantes : le zéro VU étant placé 10 LED en dessous du maxi, on mesure de + 10 dB à - 30 autour de ce zéro, lequel est ajustable entre - 1 et + 6 dBU.

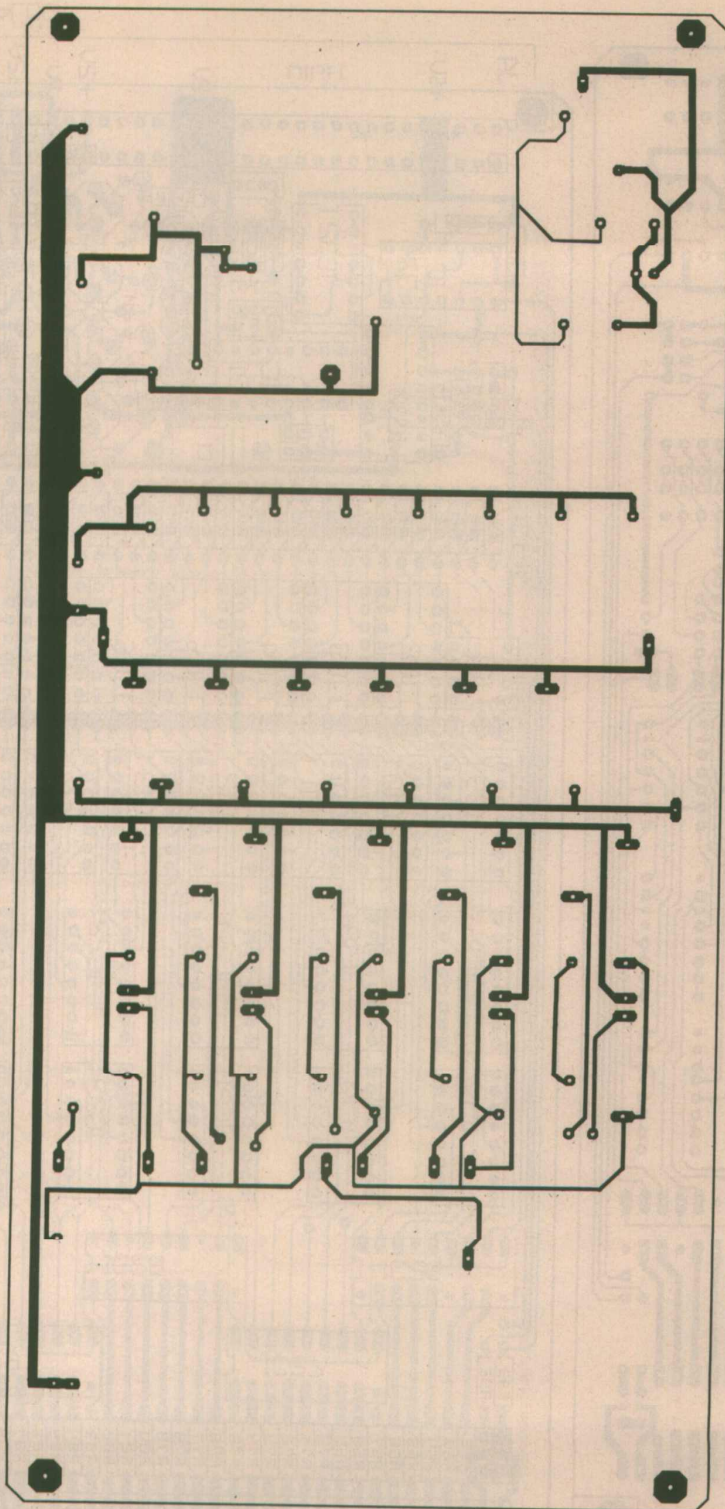


Figure 4 a

Ce sera peut être juste pour certaines applications "domestiques". On donnera alors du gain soit dans les redresseurs, soit en amont, suivant les cas.

Pour les Pros, si le zéro à + 6 était trop court, il serait facile de retirer (ou réduire) les talons R111, R107 et 112/110.

Bien entendu, pour un DAT ou autre enregistreur numérique, le Maxi sera calé à 100 % de modulation. En mode DOT et DOT DUO, il serait d'ailleurs judicieux de placer ce maxi à la LED 29 : le double affichage 29/30 indiquant qu'on a tout faux... Notez au passage qu'en double DOT, on peut avoir trois LED allumées en même temps par voie (si Peak monte à la LED 30).

### Réglages

Pour une fois on peut penser aux réglages avant de construire la carte. Il n'y a rien de plus simple : injecter sur INL et INR un signal sinus à 1000 Hz (chargé comme il le sera dans la réalité, ou à 600 Ohms par défaut) et d'amplitude correspondant au zéro vu que l'on souhaite. Il suffit alors de se mettre en mode double DOT et de placer les quatre points lumineux sur la position zéro grâce aux ajustables. On notera que quand la correspondance est faite, une légère surbrillance est visible (due au multiplexage qui commande deux fois plus souvent la même LED).

La différence entre Peak et Vu étant les constantes de temps, le seul essai en labo (autre une modulation d'amplitude) consistera à couper brutalement l'injection et à constater qu'une LED arrive plus vite que l'autre au bas de l'échelle : c'est le VU. Le retour de Peak est plus lent, mais plus rapide toutefois sur notre maquette que les normes officielles qui annoncent environ 3 secondes.

Pour profiter de ce bel objet, le mieux est de commencer par le construire (!), et d'observer ensuite ses modulations préférées.

### REALISATIONS

Deux cartes sont nécessaires pour tout regrouper de façon élégante. La première, **figure 4**, est au format Europe 220, en double face.

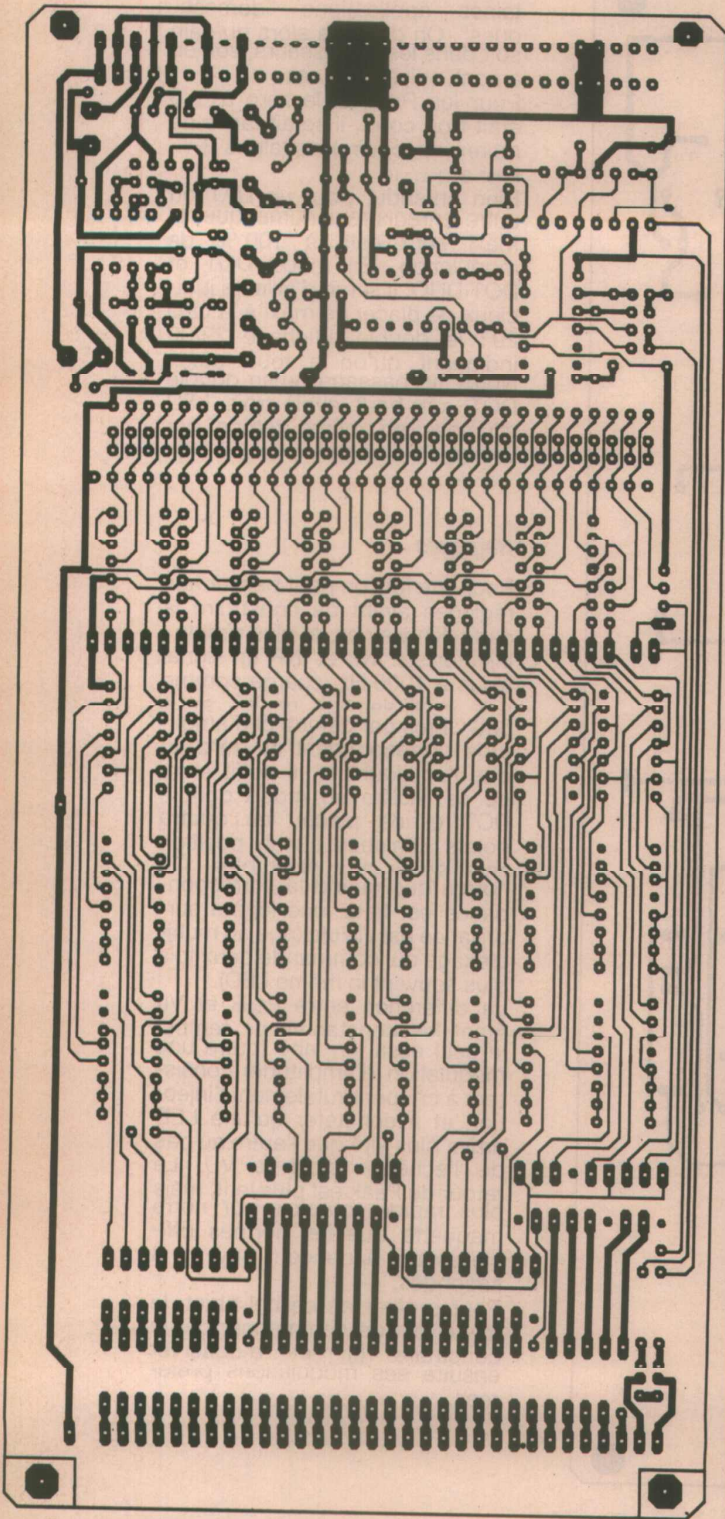


Figure 4 b

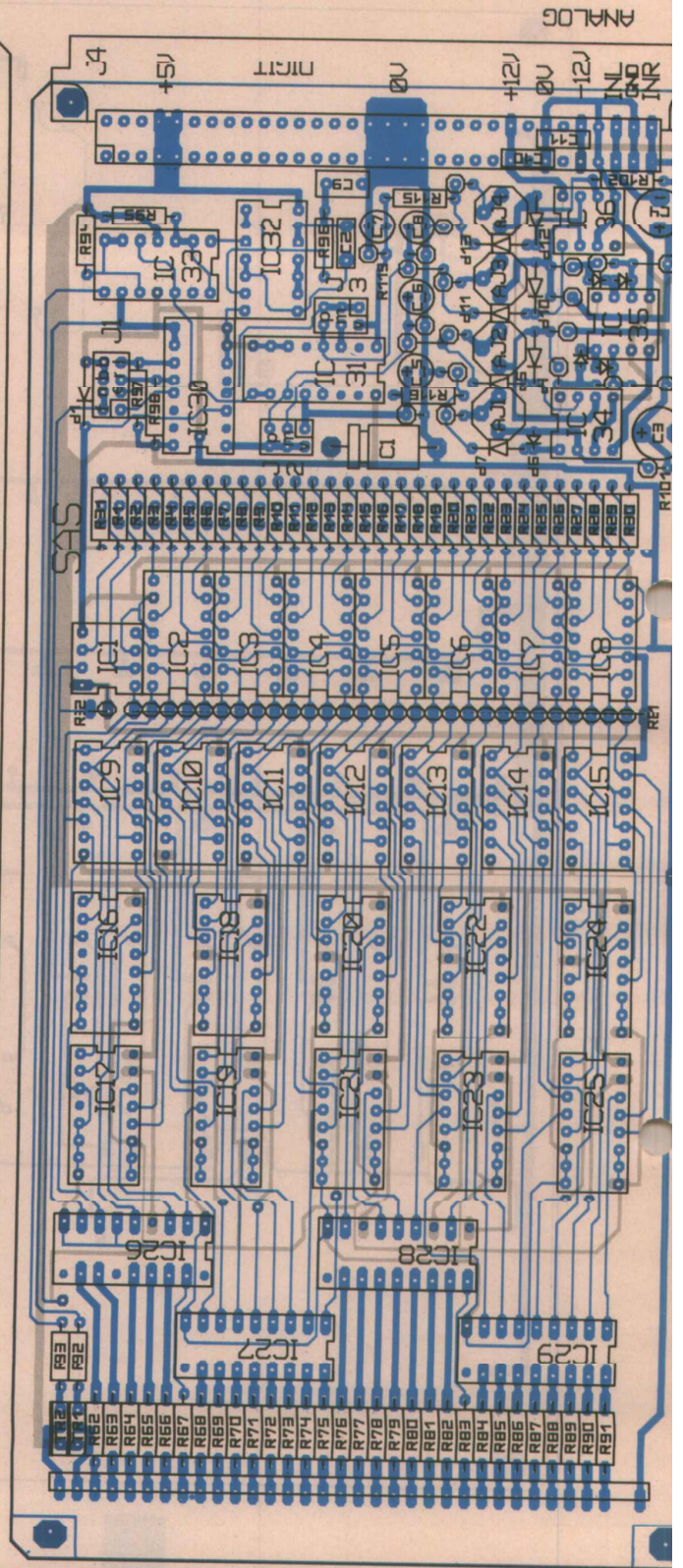


Figure 4 c



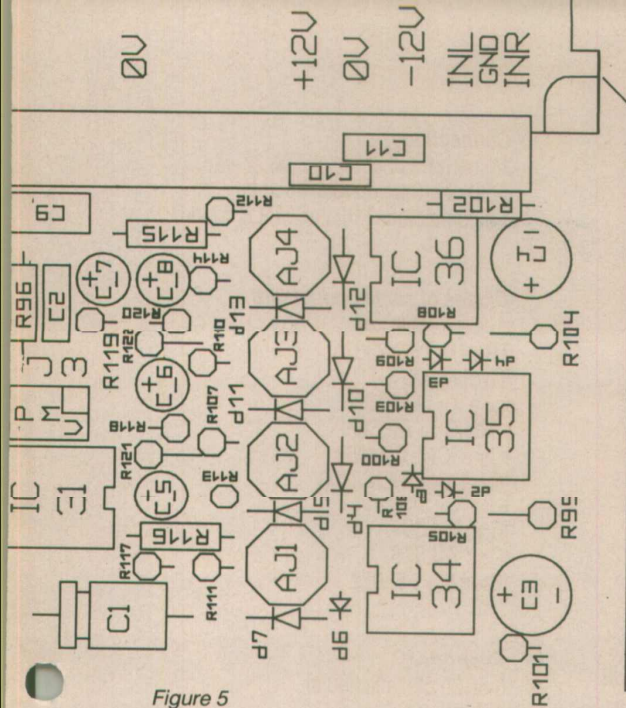


Figure 5

Son tracé, bien qu'un peu dense, n'a rien d'extraordinaire et démontre une orientation optimale des composants (laquelle complique le schéma). Pour repérer facilement les éléments de la partie analogique, nous avons prévu un zoom à la **figure 5**.

Les photographies illustrent les principes adoptés (par exemple pour C<sub>10</sub>/C<sub>11</sub>), et la seconde carte (**figure 6**) - en simple face cette fois - est parfaitement reconnaissable : plantée verticalement sur la précédente, elle reporte en façade les 6 barreaux de 10 LED.

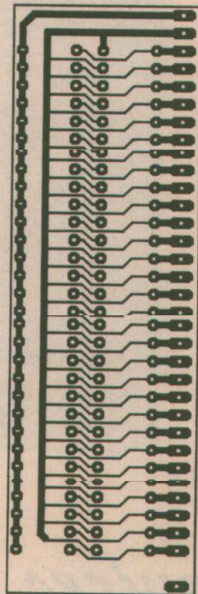


Figure 6 a

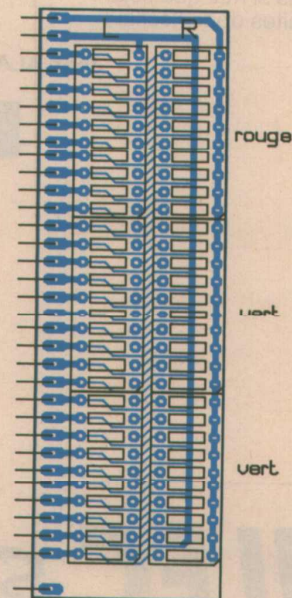


Figure 6 b

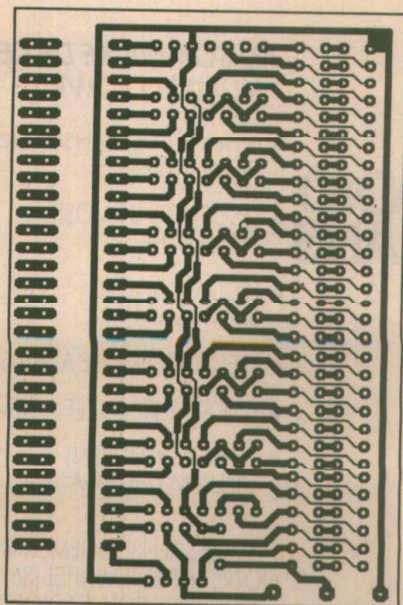


Figure 7 a

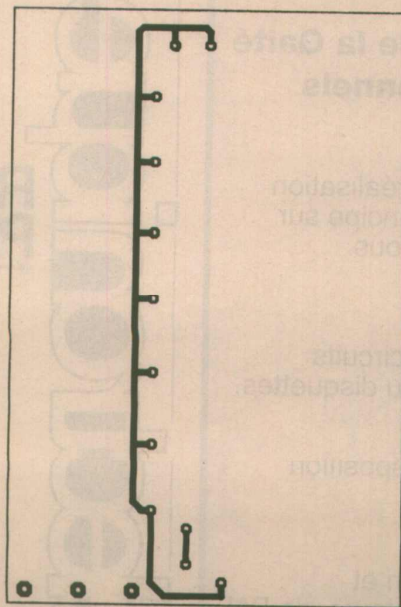


Figure 7 b

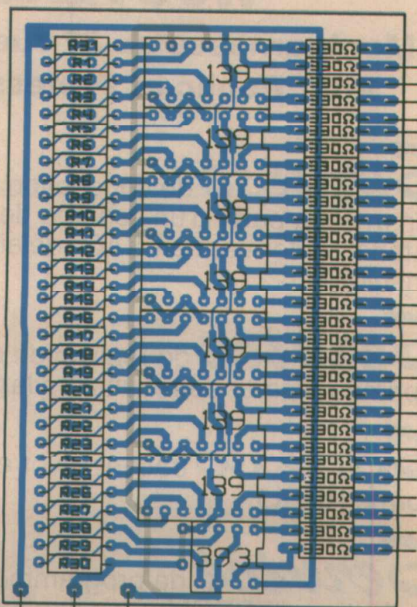


Figure 7 c

Tous les boîtiers DIL sont montés sur supports. On pourrait s'en passer, et le rogner plus (trop !) tard.

### Exemple d'adaptation

La **figure 7** est un cadeau de la maison : les comparateurs sont cette fois implantés avec les broches inverseuses communes, et les résistances de limitation des LED sont prises directement sur les sorties. Prévoir pour ces der-

nières des 270 ou 330 Ohms. Les photographies vous prouvent que ce proto a aussi été mis en pratique.

### CONCLUSION

Si on apporte un peu de soin à la réalisation, le succès est garanti à 100 %, et le plaisir à 300 % ! L'auteur a passionné deux amis "pros" pendant plus de deux heures avec SAS, et le mode Double DOT a convaincu un incondionnel du gros galva à aiguille que l'affichage par LED (soigneusement conçu), n'était pas si mal que cela... Faites donc l'essai !

Jean ALARY

## Nomenclature

### Résistances

R<sub>1</sub> à R<sub>30</sub> : voir figure 2  
R<sub>31</sub> : 18 kΩ  
R<sub>32</sub> à R<sub>61</sub> : 10 kΩ  
R<sub>62</sub> à R<sub>91</sub> : 220 Ω  
R<sub>92</sub>, R<sub>93</sub> : 4,7 kΩ  
R<sub>99</sub> à R<sub>104</sub> : 47 kΩ  
R<sub>105</sub> à R<sub>110</sub> : 22 kΩ  
R<sub>111</sub>, R<sub>112</sub> : 56 kΩ  
R<sub>113</sub>, R<sub>114</sub> : 2,2 kΩ  
R<sub>115</sub>, R<sub>116</sub> : 6,8 kΩ  
R<sub>117</sub> à R<sub>120</sub> : 100 kΩ  
R<sub>121</sub>, R<sub>122</sub> : 100 Ω

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 10 μF 63 V  
C<sub>2</sub>, C<sub>10</sub>, C<sub>11</sub> : 0,1 μF MILFEUIL  
C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : 100 μF 25 V vertical  
C<sub>5</sub> à C<sub>8</sub> : 10 μF 25 V vertical  
C<sub>9</sub> : 0,22 μF MILFEUIL

### Ajustables

AJ<sub>1</sub>, AJ<sub>4</sub> : 100 kΩ T7YA  
AJ<sub>2</sub>, AJ<sub>3</sub> : 47 kΩ T7YA

### Connectique

J<sub>1</sub> : barrette double 4 points  
J<sub>2</sub>, J<sub>3</sub> : barrette double 3 points  
J<sub>4</sub> : connecteur 41612ac MALE soudé

### Diodes et semiconducteurs

D<sub>1</sub> à D<sub>13</sub> : 1N4148  
TR<sub>1</sub>, TR<sub>2</sub> : BD 238  
IC<sub>1</sub> : LM 393  
IC<sub>2</sub> à IC<sub>8</sub> : LM 339  
IC<sub>9</sub> à IC<sub>15</sub> : 74LS86  
IC<sub>16</sub> à IC<sub>25</sub> : CD4053  
IC<sub>26</sub> à IC<sub>30</sub> : ULN 2803  
IC<sub>30</sub>, IC<sub>31</sub> : CD 4052  
IC<sub>32</sub> : 74LS00  
IC<sub>33</sub> : 74LS73  
IC<sub>34</sub> à IC<sub>36</sub> : TL082

### Supports IC

6 de 20 pts (afficheurs)  
4 de 18 pts  
12 de 16 pts  
16 de 14 pts  
4 de 8 pts

### Divers

LED 2 barres rouges LTA1000HR  
LED 4 barres vertes LTA1000G

# DILEC Services

## NOUVEAU

à Montparnasse au 37 rue de la Gaité  
Pour Public et Professionnels

**Service** de conception et réalisation d'un mylar à partir d'un schéma de principe sur matériel performant en CAO (délais nous consulter).

**Service** de réalisation de circuits imprimés à partir de revues, mylars ou disquettes.

**Service** traceur à votre disposition (norme HPGL).

**Service** de programmation et duplication d'EPROM, de microcontrôleurs, de PAL et GAL.

DILEC 37, rue de la Gaité, 75014 PARIS - Tél. : (1) 43.27.83.56 - Fax : (1) 43.27.75.30  
Métro : Edgar Quinet-Gaité ou Montparnasse - Ouvert du lundi au samedi de 9 h à 19 h sans interruption.

## NE MANQUEZ PAS NOTRE PROCHAIN NUMÉRO, PARUTION DÈS LE 27 MARS

electronique

RADIO  
PLANS  
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

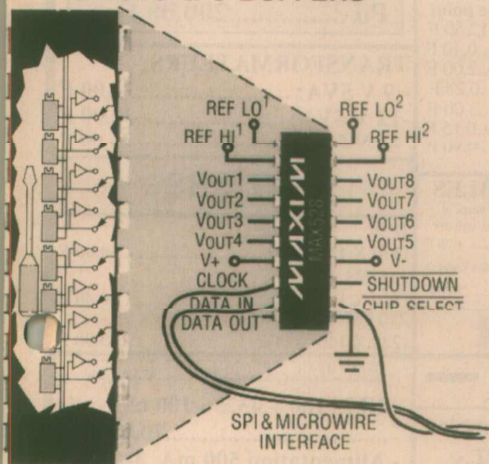
### AU SOMMAIRE DE CE NUMERO D'AVRIL :

- ENSEMBLE DE TRANSMISSION DE DONNEES UHF
- LES DRIVERS DE MOSFET DU MARCHÉ
- LES DATA BOOKS SUR DISQUETTES
- FREQUENCEMETRE A 68705
- UNE SERRURE A CLEF A MEMOIRE
- FONCTIONNEMENT DES RAM-DAC VGA

... ET LES RENSEIGNEMENTS SUR  
NOTRE SERVEUR MINITEL (3615 ERP)  
OU IF VOUS POUVEZ D'ORES ET  
DEJA CONSULTER.

## Système d'ajustage numérique MAXIM

MAX528/MAX529 REPLACES  
8 POTS & 8 BUFFERS



Les MAX 528 et 529 MAXIM qui intègrent huit convertisseurs DA 8 bits remplaceront avantageusement 8 ajustables et huit AOP là où de nombreuses tensions continues ajustables sont nécessaires: acquisition dans des systèmes à microprocesseurs, ajustages de gain et d'offset, ou autre calibration.

Le MAX 528 fonctionne à partir d'une alimentation simple (jusqu'à 15 V) ou double jusqu'à 20 V (+ 15 V/- 5 V, + 5 V, - 15 V). Le MAX 529 quant à lui utilise une alimentation + 5 V ou ± 5 V et est parfaitement identique au 528 par ailleurs.

Ces convertisseurs fournissent une solution complète et simple dans de nombreuses applications telles celles évoquées plus haut.

Trois modes de sortie peuvent être sélectionnés: non bufferisé, bufferisé, ou "mi-bufferisé".

Dans le mode non bufferisé la sortie d'un convertisseur est directement reliée à la charge

constituée dans ce cas d'une résistance de forte valeur, cela permet de réduire la consommation et de s'affranchir des erreurs en continu du buffer.

Le mode bufferisé met en œuvre un buffer pouvant délivrer + 5 mA, - 2 mA dans des charges de plus faible valeur en fonctionnement à partir d'une alimentation duale.

Le dernier mode ("mi-bufferisé") comme son nom l'indique n'exploite qu'une moitié de buffer (la moitié haute) pour attaquer des charges sous alimentation unique (+ 5 mA max) et réduit donc la consommation.

Ces modes sont activés par un interface trois fils par paires de sortie (2 parmi 8).

Une broche shutdown permet de réduire la consommation (moins de 50 µA) en gardant les données.

A la mise sous tension, tous les bits de données sont positionnés à zéro et les sorties sont en mode "unbuffered".

## Le détecteur-convertisseur lumière-fréquence TSL 220

De très petits changements d'intensité de lumière peuvent désormais être détectés et mesurés avec un nouveau degré de précision, grâce à l'utilisation d'un convertisseur de lumière/fréquence fabriqué par Texas Instruments. Ce composant, qui comporte une photodiode de grande surface et un convertisseur courant-fréquence breveté de technologie BiCMOS, peut être directement connecté à un microprocesseur ou à un circuit numérique de contrôle.

Parce que ce composant assure la conversion de signaux lumineux en signaux numériques qui ne sont pas soumis aux distorsions créées par le bruit ou autre interférence, il est capable de mesurer des variations d'intensité de lumière extrêmement petites. Il est idéal pour de très nombreuses applications de mesure de la lumière et de détection de position avec précision.

Le convertisseur lumière-fréquence TSL 220 est le seul composant mono-boîtier de ce genre existant actuellement sur le marché. un TSL 220 peut remplacer à lui-seul une photodiode discrète, un amplificateur et un convertisseur analogique-numérique. Le TSL 220 contribue à la simplification des circuits et à la réduction du coût des systèmes.

Les applications de détection de lumière visées par le TSL 220 sont notamment les systèmes de contrôle d'éclairage, la surveillance du niveau de lumière dans l'environnement, le contrôle de la flamme des brûleurs de systèmes de chauffage et la surveillance de la lumière solaire. Ce composant peut être utilisé dans des photomètres et dans des temporisateurs d'exposition, mais aussi pour le réglage de la luminosité des affichages électroniques afin de compenser automatiquement les changements d'éclairage ambiant.

Dans les applications de mesure de signaux lumineux de réflexion et de transmission, le TSL 220 permettra de surveiller l'homogénéité du surface d'un papier, d'une peinture ou de tout autre revêtement, d'assortir des couleurs et de mesurer la capacité d'absorption ou de réflexion de la lumière par des fluides dans un support.

Le convertisseur lumière-fréquence peut aussi être utilisé dans des applications de positionnement optique de précision sur des machines telles que des presses d'imprimeur, et pour une mesure précise de la déflexion dans des balances électroniques.

Le TSL 220 a une gamme dynamique très large (118 dB). Son signal de sortie est en moyenne de plus de 100 kHz en environnement de bureau éclairé artificiellement et seulement de 1 Hz dans le noir. Ce composant bénéficie aussi d'une forte immunité au bruit et de hauts niveaux de résolution et de sensibilité (0,01 % de la variation de luminosité).

TEXAS INSTRUMENTS :  
BP 67 F-78141  
Vélizy-Villacoublay





# CHIP SERVICE

14 Rue ABEL - 75012 PARIS  
 TEL: (1) 43 44 55 71 / 78  
 FAX: (1) 43 44 54 88

HORAIRE : Lundi : de 14 h à 18 h 30  
 Mardi au samedi inclus : de 10 h à 18 h 30  
 METRO : Gare de Lyon  
 Vente par correspondance: Frais de port :  
 PTT: 25 F (Franco si > à 1000 F) Transporteur: à la charge du client selon le poids

## INFORMATIQUE - INFORMATIQUE - INFORMATIQUE

BOITIERS	CARTES MERES	CARTES I/O	DIVERS
- DESKPRO 3 emplacements 5 1/4 + 3 1/2 avec alim 200 W ..... 699,00 F - MINI TOWER avec alim 200 W : ..... 699,00 F - MEDIUM TOWER avec alim 230 W + 2 ventilateurs + aff digital : ..... 1020,00 F - Coffret externe pour disque dur SCSI avec alim 42 W : ..... 699,00 F	AT 80 386 SX 16 Mhz : ..... 1250,00 F AT 80 386 SX 25 Mhz : ..... 1650,00 F AT 80 386 DX 25 Mhz extensible à 32 Mo RAM : ..... 2300,00 F AT 80 386 DX 33 Mhz avec 64 Ko cache : RAM extensible à 32 Mo : ..... 3300,00 F AT 80 386 DX 40 Mhz avec 128 Ko cache : RAM extensible à 32 Mo : ..... 3750,00 F AT 80 486 DX 33 Mhz avec 128 Ko cache : ..... 6020,00 F AT 80 486 DX 33 Mhz avec 256 Ko cache : ..... 6600,00 F	2 Séries + 1 Parallèle : ..... 140,00 F 2 Séries + 1 Parallèle + Jeu : ..... 175,00 F 2 Ports Jeux : ..... 85,00 F	Clavier 102 T étendu (avec mécanique ALPS Japon) XT-AT : ..... 350,00 F Souris compatible PC et MS mouse (3 poussoirs) : ..... 150,00 F Souris compatible PC et MS mouse + tapis, logiciels, accessoires : ..... 270,00 F Joystick PC : ..... 103,00 F Alimentation 150 W : ..... 340,00 F Alimentation 200 W cube : .. 400,00 F Alimentation 200 W plate : .. 430,00 F

**LECTEUR SYQUEST**  
  
**NOUVEAU !**  
 modèle 88 Mo  
 disponible !!

**INCROYABLE !**  
**80C287-10 Mhz**  
 Livré avec doc et disquette test  
 Pour AT 286 12Mhz ou 16Mhz  
**690.00 F TTC**

**PROMO PORTABLE 286- 12 Mhz**  
**TANDON**  
  
 AT 80286-12 Mhz  
 1 Mo RAM ext 5 Mo  
 HD 40 Mo  
 FD 1,44 Mo  
 Video EGA  
 Dos 5.0 + Docs  
 Batterie + chargeur  
**6500,00 F TTC**

### COPROCESSEURS

80 387 SX 16 Mhz : ..... 1180,00 F  
 80 387 SX 20 Mhz : ..... 1300,00 F  
 80 387 DX 20 Mhz : ..... 1600,00 F  
 80 387 DX 25 Mhz : ..... 1800,00 F  
 80 387 DX 33 Mhz : ..... 1850,00 F  
 80 387 DX 40 Mhz : ..... 1900,00 F  
 Matériel neuf en emballage d'origine  
**GARANTIE 1 AN**

**PROMO DISQUES DUR**  
 - **SYQUEST 88 Mo**  
 Pour MACINTOSH en  
 coffret externe. Livré avec  
 1 cartouche 88 Mo et driver.  
**[5300,00 F TTC]**

### CARTES VIDEO

Hercules 720 x 348 : ..... 175,00 F  
 VGA 16 Bits Paradise 256 Ko :  
 Pu: ..... 680,00 F  
 VGA TSENG LAB processeur  
 ET 4000 1 Mo RAM : ..... 980,00 F  
 ORCHID TECHNOLOGY  
 Pro Designer II S 1 Mo RAM  
 (32768 couleurs) : ..... 2100,00 F  
 ORCHID TECHNOLOGY  
 Farhenheit 32 bits résolution max  
 1280 x 1024 en 32768 couleurs  
 (à utiliser avec NEC 5D ou 6FG)  
 Pu: ..... 4120,00 F

### CARTES CTRL

Contrôleur floppies + disque dur MFM  
 16 Bits interleave 1/1 : ..... 470,00 F  
 Contrôleur IDE 2 FD + 2 HD ..... 200,00 F  
 Contrôleur HDD MFM AT : ..... 300,00 F  
 Contrôleur SCSI Future Domain  
 2 FDD + 7 HDD 8 bits: ..... 550,00 F  
**Contrôleurs SCSI-2 16 Bits ADAPTEC:**  
 - AHA 1522: 3 Mo /S (AT bus) 2 FD + 7 HD  
 Fournie avec drivers NOVELL, Dos, UNIX SCO.  
 Pu: ..... 1380,00 F  
 - AHA 1542B: 5 Mo /S (AT bus) 2 FD + 7 HD  
 Carte haut de gamme avec CPU. Fournie avec drivers  
 NOVELL, DOS, UNIX SCO, SCO XENIX, OS 2  
 Pu: ..... 2700,00 F

### MONITEURS

SVGA couleur 1024 x 768 Pitch 0,28  
 Tube HITACHI : ..... 2600,00 F  
 VGA couleur SONY Trinitron  
 Pitch 0,25 640 x 480 : ..... 3200,00 F  
 VGA couleur SONY MULTISYNCHRO  
 (IBM, MACINTOSH etc..) Pitch 0,25  
 1024 x 768 : ..... 5340,00 F  
 VGA couleur multisynchro NEC 3 FG  
 Nouveau modèle > 3D: ..... 5340,00 F  
 NEC 4 FG Multi 14": ..... 6480,00 F  
 NEC 5 FG Multi 17": ..... 11780,00 F  
 NEC 6 FG Multisynchro 21" PRO :  
 Pu: (Dispo Avril) ..... 17690,00 F

### FLOPPY - DISQUE DUR

**LECTEURS:**  
 3 1/2 720 Ko (Nu) : ..... 435,00 F  
 5 1/4 1,2 Mo : ..... 450,00 F  
 3 1/2 1,44 Mo (SONY nu) : ..... 440,00 F  
 3 1/2 1,44 Mo (avec berceau) : ..... 465,00 F  
**DISQUE DUR:**  
 80 Mo MFM ..... 2000,00 F  
 36 Mo IDE ESDI 17 mS ..... 2000,00 F  
 105 Mo IDE (AT BUS) 15 mS : ..... 2450,00 F  
 210 Mo SCSI 18 mS : ..... 3790,00 F  
 210 Mo IDE (AT BUS) 18 mS : ..... 3790,00 F  
 Berceau 5 1/4 pour HD 3 1/2: ..... 75,00 F  
 autres ref nous consulter

### CONFIGURATIONS CLASSIQUES

COMPATIBLE 386 SX 25 Mhz  
  
 Carte 80386 SX 25 Mhz RAM  
 extensible à 32 Mo.  
 2 Mo de mémoire vive ext 8 Mo  
 1 lecteur 1,2 Mo ou 1,44 Mo  
 1 disque dur 105 Mo IDE 3 1/2  
 1 Carte CTRL 2FDD + 2 HDD  
 1 Carte 2 Série 1 parallèle 1 jeu  
 1 Carte VGA PARADISE 256Ko  
 extensible à 512 Ko (1024 x 768)  
 1 Moniteur VGA couleur (1024  
 x 768) Pitch 0,28 tube HITACHI  
 1 Clavier 102 touches ALPS.  
 1 Boitier + alim 200 W  
**9150,00 F TTC**  
 Même configuration avec carte  
 386 DX 33 Mhz + 64 Ko cache  
 4 Mo RAM. **11 300,00 F TTC**  
 Même configuration avec carte  
 386 DX 33 Mhz + 64 Ko cache  
 4 Mo RAM. **12 080,00 F TTC**

### CONFIGURATIONS HAUT DE GAMME

COMPATIBLE 386 DX 40 Mhz  
  
 Carte 80386 DX 40 Mhz avec  
**128 Ko mémoire cache rapide.**  
 4 Mo de mémoire vive ext à 32 Mo  
 1 lecteur 1,2 Mo ou 1,44 Mo  
 1 Disque dur IDE 105 Mo 16 mS  
 1 Carte CTRL 2 FDD + 2 HDD  
 1 Carte 2 Séries 1 parallèle 1 jeu  
 1 Carte VGA TSENG LAB  
 1 Mo RAM (1024 x 768 256 coul)  
 1 Moniteur SONY Multisynchro  
 (1024 x 768) Trinitron Pitch 0,25  
 1 Clavier 102 touches ALPS  
 1 Boitier + alim 200 W  
 1 DOS 5.0 MICROSOFT + Docs  
 1 Souris compatible Microsoft.  
**15 250,00 F TTC**  
 COMPATIBLE 486 DX 33 Mhz  
 Carte mère 80486 DX 33 Mhz  
 avec ~~256 Ko~~ **256 Ko** mémoire cache  
 8 Mo de mémoire vive ext à 32 Mo  
 1 lecteur 1,2 Mo ou 1,44 Mo  
 1 Carte contrôleur FDD + HDD  
 1 Disque dur 210 Mo  
 1 Carte 2 Séries 1 parallèle  
 1 Carte VGA ORCHID PRO  
 DESIGNER II avec 1 Mo RAM.  
 1 Moniteur SONY Multisynchro  
 Pitch 0,25, 14" Couleur.  
 1 Clavier 102 touches ALPS.  
 1 Boitier Medium Tower avec  
 2 ventilateurs, affichage digital  
 et alim 230 W.  
 1 DOS 5.0 MICROSOFT + Docs  
**23260,00 F TTC**  
**SUPER PROMOTION**  
 Quantité limitée !!  
**CD ROM TOSHIBA**  
 (interface SCSI)  
 Livré avec drivers pour carte  
 future domain.  
**2100,00 F TTC**  
**RESEAU NOVELL**  
 - ELS 2,2 5postes : .... 7790,00 F  
 - Carte compatible NOVELL  
 Ethernet NE2000 : ..... 2000,00 F  
 Toutes nos configurations sont garanties 1 an  
 pièces et main d'oeuvre (retour en nos locaux.)

**PROMOTION**  
**3990,00 F**

**Disque dur SCSI 210 Mo**  
 18 mS avec carte contrôleur  
 Future Domain 8 bits  
 2 floppies + 7d.durs

**CARTE SON SOUNDBLASTER**  
  
 Soundblaster 2.0 : ..... 1130,00 F  
 Soundblaster PRO (permet  
 de digitaliser votre voix sur le disque  
 dur. Fournie avec séquenceur MIDI).  
 ..... 2080,00 F

Les tarifs peuvent être révisés en fonction  
 des cours du marché.  
 Offres valable dans la limite des stocks  
 disponibles

## Nouveaux produits et stages chez SYNTHEST INSTRUMENTS

### Stage analyseur de spectre HP 8591

Le but du stage est la prise en main de l'analyseur de spectre. Toutes les explications théoriques débouchent sur des manipulations concrètes.

Le travail en groupe permet à chacun de profiter de l'expérience des autres.

Le but est de guider l'utilisateur pour obtenir rapidement une maîtrise d'un matériel doté de nombreuses possibilités.

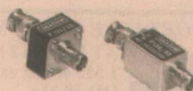
#### Programme

##### Principe de l'analyse de spectre

- 1) Du Mesureur de champ à l'analyseur de spectre.
- 2) Les commandes principales : FRÉQUENCE. SPAN. AMPLITUDE.
- 3) Les commandes complémentaires BW, SWEEP.
- 4) Les fonctions du marqueur.
- 5) Les différentes traces.

##### Applications aux mesures sur réseaux câblés

- 1) La mesure des niveaux vidéo et audio.
- 2) Intermodulation.
- 3) Le bruit, mesure de C/N.
- 4) Wobulation de circuits et wobulation de réseau.



#### Les programmes

- 1) SCANNING
- 2) CATV

#### L'impression des résultats

Imprimante et analyseur de spectre

- 1) Mémoire interne, mémoire sur carte.
- 2) Interface RS 232, HPIB.
- 3) Imprimante et analyseur.

#### La programmation

- 1) Initiation à la programmation du HP 8591.
- 2) Les échanges IBMPC/HP 8591.

#### Unahm au seuil des 2 GHz

Le constructeur européen UNAOHM bien connu pour sa gamme de mesureurs de champ TV et FM, annonce une nouvelle gamme d'instruments et d'accessoires permettant de tester et wobuler tous les ensembles et composants dans les bandes TV terrestres et satellite jusqu'à 2 000 MHz.

Deux nouveaux wobulateurs : EP 688 qui couvre en deux bandes de 0 à 1 000 MHz et 1 000 à 2 000 MHz avec marqueurs incorporés, un niveau de +6 dBm atténuable dB par dB. Toutes les spécifications d'utilisation sont affichées sur un écran alphanumérique.

EP 657 qui couvre de 4 à 1 800 MHz par gammes d'octave.

NG 752 un générateur de bruit couvrant de 30 à 2 000 MHz.

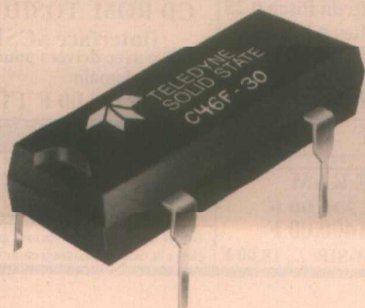
P 134 pont d'adaptation livré avec charges étalon 50/75/100Ω.

AT 71 50/75 deux atténuateurs électroniques de 0 à 127 dB couvrant respectivement de 0 à 2 000 MHz en 50 Ω et 0 à 1 800 MHz en 75 Ω avec pas d'atténuation préselectionnables.

L'ensemble de ces appareils est dès à présent disponible chez :

SYNTHEST INSTRUMENTS -  
UNAOHM FRANCE  
ZI Lompraz  
234, route de Paris  
74330 La Balme-de-Sillingy

## Relais DIL état solide C46F/C47F



TELEDYNE RELAYS présente sur le marché une nouvelle version de relais à état solide dans la famille C46F/C47F.

L'amélioration porte notamment sur le couplage optique par cellule photovoltaïque commandant un MOSFET en sortie commutation, présentant un meilleur temps de réponse, une très faible résistance "ON" et surtout une tension d'offset quasi inexistante. La commutation en courant peut atteindre 1,75 A maximum,

et la tension 360 V maximum, le tout en boîtier DIP 14 broches.

TELEDYNE RELAYS  
739, rue Vvoe Korman  
92100 Boulogne-Billancourt  
Tél. : 47.61.08.08

# UN LOGICIEL ET UN CATALOGUE POUR

# 49<sup>Frs</sup>

- L'ensemble comprend :
- le logiciel IB ACHAT
  - le fichier des articles IB
  - le catalogue « papier » IB



A ce prix exceptionnel, bénéficiez d'un logiciel de gestion des achats et d'un catalogue consultable sur tout compatible. Vous y trouverez des prix incroyables ...

Pour gérer vos achats vous disposerez maintenant d'un puissant outil de travail aux caractéristiques très complètes :

- ◇ Gestion des articles
- ◇ Gestion des fournisseurs
- ◇ Gestion de 10 fournisseurs par article
- ◇ Recherche du fournisseur le mieux placé
- ◇ Sélection d'article sous forme de nomenclature
- ◇ Edition des bons de commande
- ◇ Edition sélective des articles :
  - par famille
  - par fournisseur

En enrichissant selon vos besoins, les fichiers d'IB ACHAT, vous pourrez facilement gérer vos achats en comparant les prix de ventes de vos différents fournisseurs ...

Comme tous les produits IB TECHNIC, IB ACHAT est un soft complet livré avec sa documentation.

## QUELQUES EXEMPLES DE PRIX

### INFORMATIQUE

CANON BJ 10a : la qualité à moindre prix	<b>2104,10 TTC</b>
TURBO C++ : le langage de l'avenir	<b>1111,28 TTC</b>
MS DOS 5.0 : le dernier né de Microsoft	<b>600,00 TTC</b>
LECTEUR DE DISQUETTES	<b>367,66 TTC</b>
DISQUE DUR 40 Mo - bus AT	<b>1506,22 TTC</b>

### ELECTRONIQUE

Dip-switch 8 pts	<b>6,00 TTC</b>	CD 4001	<b>1,15 TTC</b>
Sub-D M 9 pts	<b>2,13 TTC</b>	74HC02	<b>1,10 TTC</b>
Sub-D F 9 pts	<b>2,23 TTC</b>	BFR 91 A	<b>4,80 TTC</b>
Sub-D M 25 pts	<b>3,24 TTC</b>	BC 547 C	<b>0,50 TTC</b>
Sub-D F 25 pts	<b>3,44 TTC</b>	10µF/25 V	<b>0,40 TTC</b>

### DIVERS

Téléphone sans fils	<b>473,00 TTC</b>
Répondeur-enregistreur interrogeable	<b>592,00 TTC</b>



### Edition de codes-barres

Un logiciel essentiellement fonctionnel qui permet l'édition des codes-barres N 13 et A 39.

Vous pourrez paramétrer :

- la famille (EAN ou A39)
- le nombre de codes à éditer
- le nombre de codes en largeur

Les codes seront éditer :

- avec incrémentation
- par série ou au coup par coup
- avec ou sans libellé

IB CODE fonctionne sur imprimantes matricielles et 24 aiguilles et vous est proposé au prix incroyable de 225 Frs TTC.



### Calculs techniques

ISI version 2 regroupe 14 programmes dédiés aux calculs techniques. Compagnon idéal du débutant et du professionnel, ISI intègre :

- des modules de conversion
- des tables
- un simulateur logique 64 bits
- des modules électroniques
- des modules mécaniques

Utilisé dans les écoles, les IUT et les bureaux d'études, ISI est vendu 189 Frs.

\* ISI nécessite une carte CGA minimum.



### Gestion de nomenclatures

Proposée en trois versions, la gamme LoriMen, répond aux besoins de tout professionnel ...

- > LoriMen : le standard ...
  - gestion des articles
  - gestion de nomenclatures
  - calcul du prix de revient
  - calcul des besoins
  - gestion des tiers
  - édition des bons de livraison
- > LoriMen II : le surdoué ...
  - commandes automatiques
  - suivi des commandes
  - réservations de stock
- > LoriMen III : la totale ...
  - Remplacement d'un article dans les nomenclatures
  - Nb. de nomenclatures pouvant être fabriquées à partir du stock
  - Facturation complète :
    - factures comptoirs
    - factures différées
    - avoirs et proformas
    - édition des relevés et traites
    - édition du journal des ventes



IB TECHNIC<sup>SA</sup> 1191, RN 84 01120 LA BOISSE  
© 78.06.44.90 Fax 78.06.26.98

## BON DE COMMANDE

Nom .....

Adresse .....

C.P./Ville .....

IB ACHAT et le catalogue au prix promotionnel de 49 Frs

IB CODE 225,00 TTC

ISI 2.0 189,00 TTC

LORIMEN 420,00 TTC

LORIMEN II 895,00 TTC

LORIMEN III 1755,28 TTC

FORMAT :  5"1/4  3"1/2

Des disquettes de démonstration sont disponibles pour 95 Frs.

Règlement à joindre à la commande.

Une facture vous sera jointe.

LoriMen, IB CODE et ISI fonctionnent avec tout compatible et nécessitent 640 Ko de RAM, un disque dur et une version MS DOS 2.01 ou ultérieure. Ce sont des logiciels entièrement développés par IB TECHNIC qui sont livrés avec un manuel complet. Tout acheteur bénéficie de l'assistance téléphonique.

## Nouvelle pile LITHIUM ETON



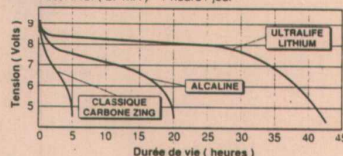
ETON, Société Française, Spécialiste des Hautes Technologies dans la CONNEXION et l'ÉNERGIE LITHIUM sur le Marché Français et International, lance la PILE AU LITHIUM "ULTRALIFE" de couple Lithium/Bioxyde de Manganèse (Li-MnO<sub>2</sub>) dans le Format International 0 VOLTS, Interchangeable avec les Piles Alcalines.

Issue de la technologie la plus évoluée dans l'ÉNERGIE LITHIUM, la Pile ULTRALIFE présente des caractéristiques extrêmement performantes dans la Gamme de Température - 40 °C + 70 °C et, est destinée à remplacer les Piles Alcalines dans de multiples domaines (Alarme, Sécurité, Instrumentation, Photographie, etc.).

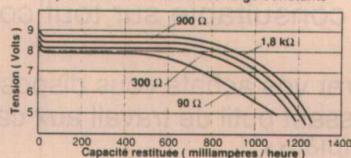
La Pile ULTRALIFE, d'une tension de 9 volts, présente une capacité de près de 3 FOIS SUPÉRIEURE aux Piles Alcalines à Température Ambiante (20 °C), et PLUS DE 5 FOIS SUPÉRIEURE à - 20 °C. Sa durée de vie en stockage est supérieure à 5 ans, et elle est spécialement conçue pour le respect de l'Environnement (ni Mercure, ni Cadmium).

Caractéristique de décharge

Test ANSI (27 mA) - 1 heure / jour

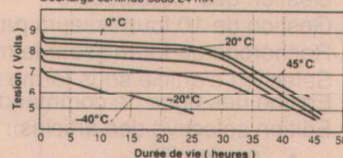


Capacité restituée sous décharge constante



Caractéristique de décharge sous température

Décharge continue sous 24 mA



ETON

10, rue Maryse-Bastie  
Z.A.C. La Sablière  
91430 Igny

Tél. : (1) 69.41.91.91

Fax. : (1) 69.41.80.33

## Transmissions D2 MAC sur TELECOM 2 A : un succès

Le satellite Télécom 2 A vient de franchir avec succès son examen de passage en transmettant des signaux de télévision au format 16/9<sup>e</sup> suivant la norme européenne D2 MAC. Une démon-

stration a été réalisée le 4 février à Paris par France Télécom et le SIMAVELEC (Syndicat des Industries de Matériels Audiovisuels Electroniques) en utilisant des équipements de série, en particulier des matériels de réception directe grand public, d'ores et déjà disponibles dans le commerce, produits par des industriels du SIMAVELEC (Blaupunkt, Grundig, Nokia, Philips, Thomson). Par cette présentation, France Télécom a démontré toutes les potentialités du Satellite Télécom 2 A à transmettre des images au format 16/9<sup>e</sup> et à les recevoir sur des antennes de dimension raisonnable (à partir de 60 cm) et par câble.

Pour la réception directe individuelle, trois types d'antennes de différentes marques (Philips Portenseigne, Sodev, Tonna Electronique, Visiosat) ont été utilisées : une antenne de 60 cm utilisable au centre de la zone de couverture principale de Télécom 2 A, une antenne de 75 cm qui permettra la réception sur toute la France et une antenne de 85 cm qui devra être utilisée pour les zones situées à la périphérie de la zone de couverture

(proches pays européens notamment). Pour la diffusion sur le réseau câblé, une antenne de réception Télécom 2 a été installée en tête du réseau parisien. Le signal transmis sur le canal 24 était ainsi accessible à tous les abonnés de Paris TV Câble munis d'un Visiopass.

Rappelons, qu'outre la qualité de l'image, le son numérique et le nouveau format, plus proche de celui du cinéma, la diffusion en D2-MAC apporte de nombreux avantages : sous-titrage, stéréophonie, choix de la langue et possibilités d'accès conditionnel avec Eurocrypt pour les services de télévision à péage, par abonnement ou encore avec paiement à la consommation.

Désormais totalement opérationnel, Télécom 2 A va être utilisé pendant les Jeux Olympiques d'Albertville, pour lesquels, il assurera, sur la position 3<sup>e</sup> Est la diffusion en IID-MAO sur l'Europe du programme réalisé en télévision haute définition par SAVOIE 1250. France Télécom utilisera également Télécom 2 A pour les liaisons destinées à la transmission des reportages entre les différents sites olympiques.

OFN



## Adaptateurs pour boîtiers PQFP, ET

L'avènement des circuits PQFP (ou CQFP) apportent, par leur haut degré d'intégration, un gain de place considérable dans les systèmes électroniques. En contrepartie, la finesse et la densité des broches ainsi que les fréquences élevées auxquelles ces circuits doivent généralement travailler créent d'incontestables difficultés en phase de mise au point, de test ou de déverminage.

Emulation Technology apporte de réelles solutions avec ses adaptateurs et clips de test pour boîtiers PQFP et CQFP.

Pour faire une description simplifiée des outils proposés par Emulation Technology, disons qu'ils se composent essentiellement de deux parties.

- Une partie réceptacle qui reçoit un circuit ou une sonde d'émulation.

- Une partie à souder directement sur la carte à la manière d'un circuit CMS (SMT) ou à enclaver dans un support ou à clipper sur un circuit soudé.

L'intérêt présenté par ces adaptateurs est multiple :

- L'accès au circuit est assuré puisque toutes les broches sont ressorties à la périphérie et repérées selon le cas.

- Une sonde PGA ou autre, peut être utilisée alors que l'implantation finale prévoit un support PQFP ou un montage direct en surface.

- Un circuit neuf peut être substitué à un circuit soudé sur carte et supposé douteux.

- En phase de déverminage l'insertion répétée de circuits est permise et facilitée grâce à un support à force d'insertion nulle monté sur un support de production ou soudé sur le circuit imprimé.

De nombreuses combinaisons peuvent être faites et des kits sont disponibles pour plusieurs circuits connus tels que DSP56000, 68302, 68332, 386SX, 68020, etc.

### CATALOGUE 1992 GRATUIT SUR DEMANDE

**Distributeur :**

EMULATIONS  
A 13 BUROSPACE  
91572 Bièvres Cedex  
Tél. : (1) 69.41.28.01  
Fax. : (1) 60.19.29.50

## Mesures en EMI/EMC

ROHDE & SCHWARZ vient de publier un numéro spécial de son magazine "Rohde & Schwarz Actualités", entièrement consacré aux mesures EMI.

Cette brochure de 120 pages, abondamment illustrée, fait le point des mesures EMI/EMC.

Parmi les sujets traités, signalons :

- Mesures des interférences selon les normes du CISPR, procédures de test standard, méthodes de calibration et erreurs limites, logiciels pour mesures automatiques, solutions

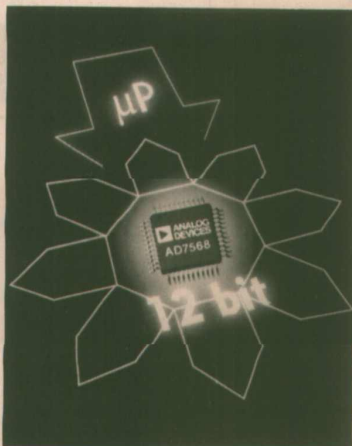
à des problèmes spécifiques.

Cette brochure est disponible, gratuitement, sur simple demande à

ROHDE & SCHWARZ - FRANCE  
46, rue de la Couture - SILIC 190  
94563 Rungis Cedex  
Tél. : (1) 46.87.25.06

## Octuple convertisseur numérique analogique 12 bits

Analog Devices commercialise le premier CNA 12 bits octuple : l'AD 7568. Ce circuit intégré contient 8 CNA 12 bits multi-



pliés quatre quadrants à sortie courant et une interface série dans un boîtier plastique quad flat pack 44 broches.

L'AD 7568 fonctionne à partir d'une tension d'alimentation simple de +5 volts et dissipe seulement 1 mW (typique). Chaque convertisseur N/A peut être adressé individuellement ou tous les CNA peuvent être chargés ou réinitialiser en même temps.

Les applications typiques d'un tel convertisseur multiple sont notamment les testeurs électroniques, les instruments autocalibrés et les matériels portables alimentés par piles.

La non-linéarité intégrale de l'AD 7568 est de 0,5 LSB maximum et la non-linéarité différentielle de 0,0 LOD max. ce qui garantit une monotonie sur toute la gamme de température. Les performances dynamiques incluent un temps d'établissement rapide du courant de sortie (500 ns pour atteindre une précision de 0,01 % de la pleine échelle) et

de faibles glitches (40 nV.s). La distorsion harmonique totale, avec une tension de référence de 6 V à 1 kHz, est de -83 dB (typique) tandis que l'isolation entre canaux (20 V, 10 kHz sinus) est de -76 dB (typique).

L'interface série réduit la complexité du circuit imprimé puisqu'il supprime les conducteurs multiples du bus de données ainsi que la circuiterie de décodage d'adresses optimisant l'espace occupé sur la carte. Cette interface série est de type "Daisy Chain" autorisant la conception de systèmes à circuits multiples.

L'AD 7568 est disponible sous forme de puce ou encapsulé dans un boîtier plastique quad flat pack 44 broches. Il est spécifié pour la gamme de température étendue (-40 à +85 °C).

Analog Devices  
3, rue G.-Besse  
92182 Antony Cedex  
Tél. : (1) 40.00.25.25



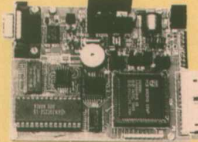


## COMM'net :

LE MICRO-CONTROLEUR QUI VOUS COMPREND... ET QUI VOUS DONNE ACCES A L'UNIVERS EXTRAORDINAIRE DU BUS-PC !

**ASSERVISSEMENTS \* REGULATION  
DOMOTIQUE \* ENSEIGNEMENT  
COMMUNICATION \* LOISIRS...**

Le COMM'net est un système essentiellement composé d'une carte à micro-contrôleur 8 bits intégrant un ensemble de fonctionnalités unique en son genre. L'acquisition, la régulation, le contrôle, le calcul, la communication sont les domaines où il excelle. Pour le programmer, point n'est besoin de connaître le langage complexe, comme l'ASSEMBLEUR par exemple, puisqu'il utilise le BASIC développé par INTEL, complété d'un nombre important de commandes spécifiques.



**C'EST L'OUTIL DE DEVELOPPEMENT IDEAL POUR LE BUS-PC**



Le COMM'net est en effet le premier système à intégrer la souplesse du micro-contrôleur, la puissance d'un langage évolué et les possibilités infinies d'extension du BUS PC (développé par PHILIPS) qui lui donnent ainsi accès à une grande famille de périphériques.

Le COMM'net peut bien sûr être programmé à partir de n'importe quel PC (portable ou non) mais aussi à partir d'un simple MINITEL bi-standard (utilisé alors comme terminal), ce qui en fait un système extrêmement puissant et souple d'emploi.

**AVEC L'IC2 PRENEZ LE BUS DE L'AVENIR**

Enfin, signalons que le COMM'net est disponible en version OEM pour une intégration aisée dans des applications industrielles même en milieu sévère.

**PRINCIPALES CARACTERISTIQUES :**

- Micro-contrôleur C-MOS 8 bits 12 MHz
- Langage : BASIC étendu
- BUS-PC intégré (commandes en BASIC)
- Convertisseur A/N à 8 entrées. Conversion 50 µs sur 10 bits
- 1 port 8 E/S logiques (extensible à l'infini par le BUS-PC)
- 1 port RS-232C - 1200 (MINITEL) et 3000 bauds
- 2 ports PWM
- 1 entrée d'interruption ext.
- Chien de garde intégré soft et hard (compatible BASIC)
- Horloge-calendrier intégrée sauvegardée (poss. interruption)
- 256 octets de mémoire non volatile
- Moniteur BASIC intégré de 16k
- 32K de RAM système
- EPROM 32K pour sauvegarde
- Présenté en boîtier métallique 150x175x35 mm
- Etc...

ici n'est qu'un aperçu de ses immenses possibilités.

Le COMM'net en version OUTIL DE DEVELOPPEMENT, est livré en mallette avec un Manuel d'Utilisation extrêmement détaillé (en français - 200 pages), le BASIC intégré, des exemples de programmes, un logiciel de communication (3,5"), un bloc alim. secteur et un cordon de liaison MINITEL.

LES PERIPHERIQUES DE COMM'net : Pour compléter COMM'net, il existe déjà toute une panoplie de modules PC regroupés dans notre Catalogue des Périphériques et Accessoires, qui vous sera adressé sur simple demande.



**SI VOUS DESIREZ EN SAVOIR PLUS :**

- Nous pouvons vous adresser sur simple demande une fiche technique détaillée.
- Nous pouvons aussi vous fournir le Manuel de l'Utilisateur livré avec COMM'net pour la somme de 250,00 F récupérables en cas d'acquisition du COMM'net.

Le Manuel COMM'net..... 113.8100 **250,00 F**  
 Le COMM'net version OUTIL DE DEVELOPPEMENT, livré en mallette..... 110.0100 **3000,00 F**

**CONDITIONS GENERALES DE VENTE :** Règlement à la commande : Commande inférieure à 700 F : ajouter 28 F forfaitaire pour frais de port et d'emballage. Commande supérieure à 700 F : port et emballage gratuits. — COLISSIMO : Supplément 20,00 F — Règlement en contre-remboursement : joindre environ 20% d'acompte à la commande. Frais en sus selon taxes en vigueur. — Colis hors normes PTT : expédition en port dû par messageries. Les prix indiqués sont TTC.

Pour faciliter le traitement de vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

**IL Y A DES RAISONS EVIDENTES QUI FONT QUE SELECTRONIC IMPORTE LE MATERIEL DE LABORATOIRE AMERICAN RELiance...**



**GENERATEURS DE FONCTIONS AMREL FG-506 ET FG-513**

Superbes générateurs de fonctions wobulés, à affichage numérique de la fréquence et des différents paramètres des signaux sur afficheur LCD 2 x 16 caractères. Le fréquence-mètre peut être utilisé indépendamment. 2 versions : FG-506 : 6 MHz FG-513 : 13 MHz

**CARACTERISTIQUES PRINCIPALES COMMUNES :**

- Signaux : Sinus, carré, triangle, rampe, impulsions
- F : de 2 Hz à 6 MHz / 13 MHz (FG-513)
- Atténuateur : de 0 à 40 dB
- Z sortie : 50 Ω
- Amplitude : ± 10 V / ± 5 V sur 50 Ω
- Taux distorsion en sinus : < 1%
- Temps de montée : < 25 ns
- Balayage de fréquence : Lin. et Log. - 100 : 1
- Fréquence-mètre : 100 MHz / 6 1/2 digits
- Dimensions : 220 x 86 x 300 mm
- Poids : 3,5 kg

Le générateur FG-506 a fait l'objet d'un banc d'essai complet dans RADIO-PLANS n° 529 (12/91)

**NOUVEAUTE**

**ALIMENTATION DE LABORATOIRE PROFESSIONNELLE**

**AMREL PPS-2322 2 x 32 V / 2 A**

Alimentation programmable double de précision présentant de remarquables particularités et d'un rapport Performances/Prix exceptionnel.

Voici un aperçu de ses possibilités :

- Contrôlée par micro-processeur
- Tension de sortie : 2 sections 0 à 32 V Indépendantes ou sérialisées (0 à 64 V)
- Mode TRACKING
- Courant de sortie : 0 à 2 A
- Compatible GPIB/IEEE-488.1
- Programmation par clavier avec indications sur afficheur LCD 2x16 c. lumineuse
- Totalement protégée et isolée
- Dimensions : 21 x 15 x 40 cm
- Poids : 7 kg



LE GENERATEUR FG-506 ..... 113.1424 **3928,00 F**

LE GENERATEUR FG-513 ..... 113.4200 **5100,00 F**

L'ALIMENTATION PPS-2322 ..... 113.4298 **5650,00 F**

**APPAREILS AMREL : IMPORTES PAR SELECTRONIC**

Documentation détaillée sur simple demande.

**PROGRAMMATEURS D'EPROM**

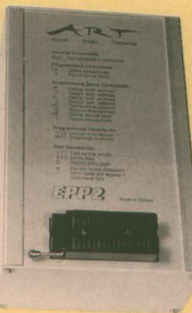
**NEW !**

Ces programmeurs de hautes performances permettent la programmation de toutes les EPROM's et EEPROM's courantes. Ils fonctionnent sans carte d'extension additionnelle.

L'alimentation est intégrée. Boîtier solide et compact en aluminium anodisé. Ils connectent sur tout ordinateur équipé d'un port RS-232. Emulation de n'importe quel terminal par l'intermédiaire d'instructions ASCII. Logiciel à commande par menu pour IBM-PC et compatibles. Convertisseur de format FFC et base de données pouvant être réactualisée. Manuel en français.

LE PPS-2322 est prévu pour programmer des mémoires de 8 Mbits.

DOCUMENTATION DETAILLEE SUR SIMPLE DEMANDE



	EPP-1	EPP-2
Mémoires	0,5 Mbits	4 Mbits (8 Mbits)
Transmission	1200 bds	75 à 9600 bds
Parité	Paire	Sans, impaire, paire
Acquittement	RTS/CTS	MOTOROLA, sif, s2f et s3f
Support	ZIF-28	ZIF-32
Alimentation	220 V/4,5 VA	220 V/8 VA
Poids	0,20 kg	0,70 kg
Dimensions		176 x 103 x 65 mm

Le programmeur EPP-1 ..... 113.1579 **1080,00 F**

Le programmeur EPP-2 ..... 113.1582 **1750,00 F**

**NOUVEAUTE**

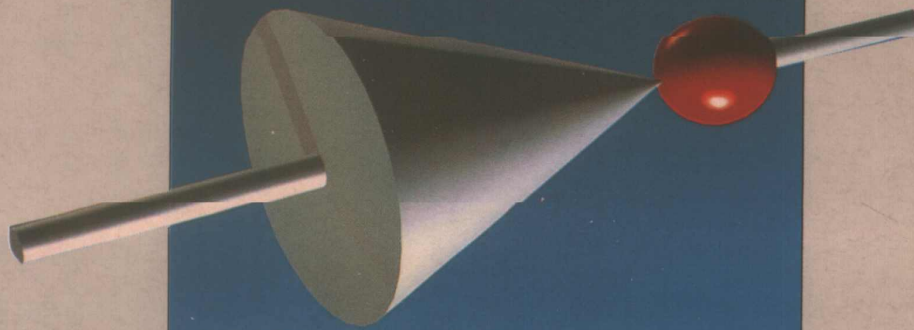
**KIT DE DEVELOPPEMENT ST-6 STARTER KIT**

Basé sur le nouveau micro-contrôleur ST 6210/15 SGS-THOMSON

- Le kit comprend :
- 3 manuels techniques (en anglais)
  - 3 disquettes 5 1/4" (assembleur, éditeur, simulateur, utilitaires, ex. d'applications...)
  - 1 platine de développement avec port parallèle
  - 1 bloc alim. secteur
  - 1 support à insertion nulie
  - 2 x ST62E-15F1 version UV
  - 2 x ST62E-10F1 version UV



Documentation détaillée sur simple demande  
 Le ST-6 Starter Kit ..... 113.2210 **1490,00 F**



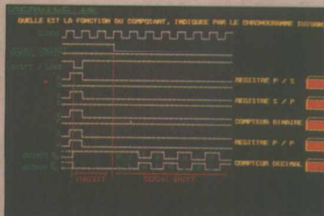
# LOGIC, LOGICIEL INTERACTIF DE FORMATION A L'ELECTRONIQUE LOGIQUE

CET OUTIL VOUS PERMET L'EVALUATION, LE MAINTIEN  
ET LE PERFECTIONNEMENT DE VOS CONNAISSANCES.

## LOGIQUE VOLUME 1

### LOGIQUE COMBINATOIRE ET SEQUENTIELLE.

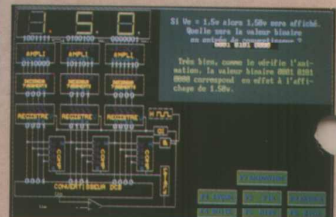
- Positionnement
- Introduction à la logique.
- Technologie de circuits intégrés.
- Codage décimal et hexadécimal.
- Bascules.
- Compteurs.
- Registres.
- Multiplexeur.
- Décodeur, encodeur.



## LOGIQUE VOLUME 2

### CONVERTISSEURS A/N et N/A

- \* Technique de conversion
- Introduction aux signaux analogiques et numériques.
- Amplificateur opérationnel.
- Convertisseur N/A à réseau de résistances pondérées, à réseau R-2R.
- Convertisseur A/N incrémental
  - à rampe
  - à approximations successives
  - parallèle (flash).
- \* Thème d'étude : voltmètre numérique
  - principe
  - analyse du cycle
  - applications.



**DISQUETTE DE DEMONSTRATION GRATUITE SUR SIMPLE DEMANDE**

**RETOURNEZ LE BON A DECOUPER  
A VOTRE DISTRIBUTEUR LE PLUS PROCHE :**

NOM \_\_\_\_\_

FONCTION \_\_\_\_\_

ETS. STE \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

TELEPHONE \_\_\_\_\_

Souhaite recevoir une disquette de démonstration gratuite.

**Telesystemes**

943, avenue de la République  
59700 MARCO-EN-BAROEUL  
Tél. : 20.45.99.57 - Fax : 20.45.99.98

**FLITEC**

52-54, avenue du 8 Mai 1945  
95200 SARCELLES  
Tél. : 39.92.32.90  
Fax : 39.92.17.04

**YBERNETIC**

43 bis, rue Benedictine  
B - 4287 RACOUR  
BELGIQUE - Tél. : 19.65.61.04  
Fax : 19.65.65.30

**BILOG DIFFUSION**

1, rue du Marechal Gallieni  
54000 NANCY  
Tél. : 83.41.29.30 - Fax : 83.90.47.70

**APIGRAPH**

4, quai Paul Sédailan  
69009 LYON  
Tél. : 78.47.17.75

**langage et  
informatique**

Aix-les-Bains -  
B.P. 11  
31771 COLOMIERS Cedex  
Tél. : 61.78.43.80 - Fax : 61.78.83.08