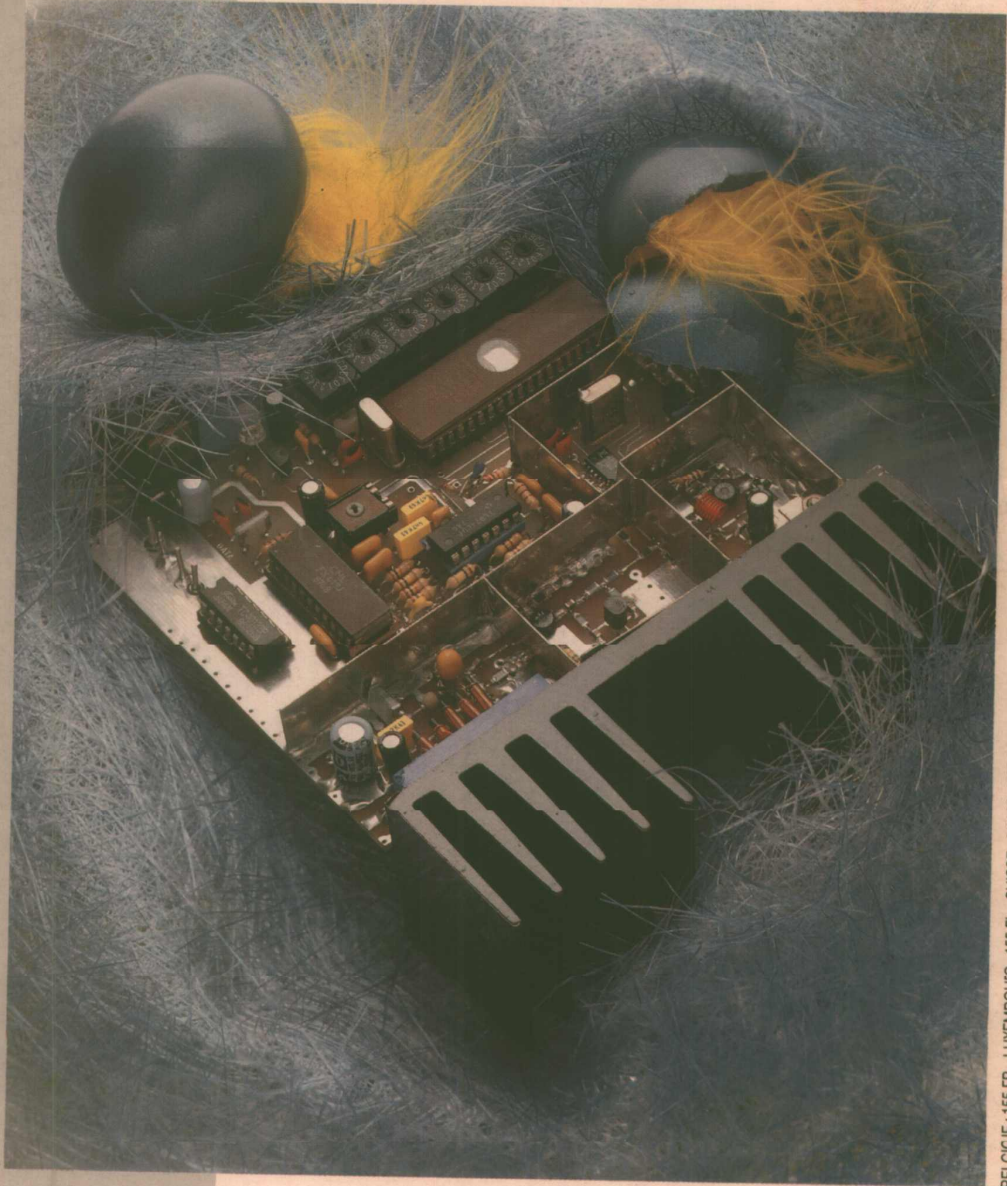


NUMERO 533 - AVRIL 1992 - ISSN 1144-5742

RADIO PLANS

ENSEMBLE DE TRANSMISSION DE DONNEES EN UHF
COMM'NET : LES APPLICATIONS I2C FACILITEES
FREQUENCEMETRE 1,2 GHz A 68705
PANORAMA DES DRIVERS DE MOSFET
LES DATA BOOKS SUR DISQUETTES
SERRURE A CLEF A MEMOIRE
FONCTIONNEMENT DES CEG RAM DAC's AD



BELGIE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30'S - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

T2438 - 533 - 24,00 F



electronique

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 9 Ensemble de transmission de données en UHF : l'émetteur

- 25 Carte CPU ZAC 80

MONTAGES

- 33 Serrure à clef à mémoire

- 40 Un fréquenceomètre 1,0 GHz avec le 68705

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 55 L'antialiasing en VGA avec les CEG® RAM-DACs

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 Le générateur de mires 890 de SIDER

TECHNIQUE

- 37 La protection des drivers de MOSFET's envers le latch-up

- 47 Le système de développement POTTOK 711 de SERIÉ

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 50 Les data-books sur disquettes

COMMUNICATION

- 87 Un outil BASIC de développement I2C : le COMM'NET

INFOS

- 76 Le fluide de synthèse au Téflon® 10410, 1K®

- 78 Kit d'évaluation micro-contrôleurs ST621X, ST

- 80 Une nouvelle entité en distribution : Dimacel Composants

Manuel d'applications TI "drivers d'horloge"

- 82 La famille TDS TEKTRON s'agrandit

- 84 Circuit Philips pour réception son satellite

- 86 Dynateg acquiert Sodilec et Micru-Aiscu

L'annuaire Europages sur CD-ROM

- 94 Le catalogue condensé SIPEX est disponible

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, 75940 Paris Cedex 19
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 DUCROS

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 PARROT
Directeur des ventes : Joël PETAUTON

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.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

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

Ce numéro a été tiré à 46 300 exemplaires

Dépot légal avril 92 - Editeur 16R1 - mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

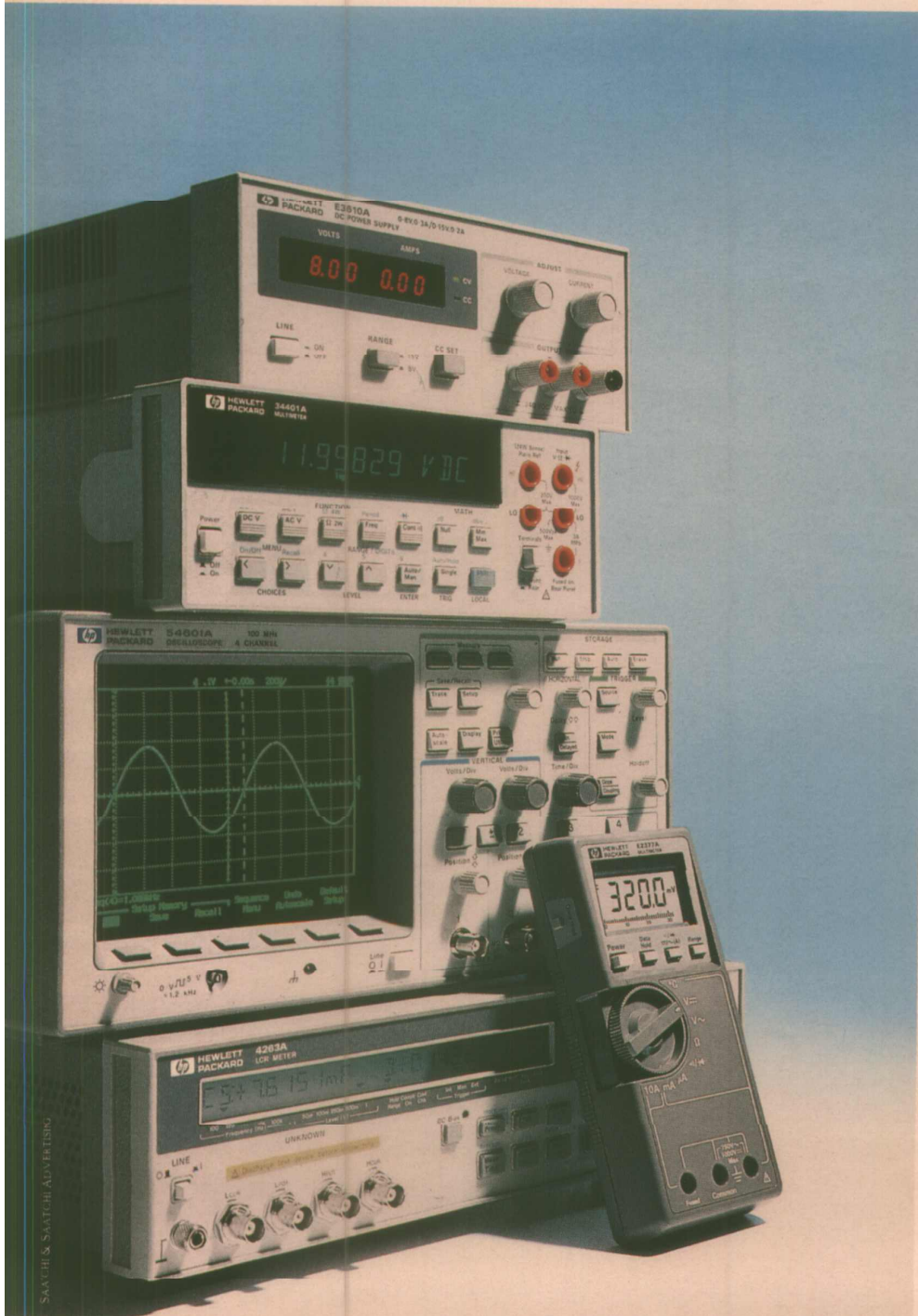
Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.



Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basse, P. Chan Tim, F. et G. de Dieuleveult, X. Fenard, A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre, D. Paret.

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 8 693,38 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 variables au : 01.01.1992

FRANCE/USA

3615 TEASER

Liste rapide de quelques logiciels FREEWARE et/ou SHAREWARE que vous trouverez sur le serveur :

- Wampum : base de données.
- Scan : anti-virus Mc Afee.
- Virgule : traitement de texte.
- List : utilitaire V. Bueg.
- 4Dos : boostez votre Dos.
- GraphicWorkshop : visu img.
- 1+1-3 : clône de Dbase.
- Instacalc : tableur superbe.
- Concept : compo videotex.
- MultiM : serveur multivoies.
- Geoclock : horloge mondiale.
- Bourbaki : graph/math.
- Improcess : prg de dessin GIF.
- The draw : dessin ansi/txt.
- PrintPartner : clône printshop.
- Vpic : visualiseur d'images.
- Dtp256 : dessin en 256 couleurs.
- Keen : jeu d'arcade EGA/VGA.
- Jumpman : jeu d'échelles.
- Tetris : jeu de réflexion.
- MilleBornes : jeu EGA/VGA.
- CapComic : jeu d'arcade super.
- Vampyr : jeu d'aventures.
- Tblast : fichiers MOD sur SB.
- Ctutor : apprendre le C.
- DesmetC : compilateur C.
- Vmix : système multitâche.
- Asic : compilateur basic.
- Qedit : éditeur programmes.
- Vgacp : copie de disquettes.
- HyperDisk : cache pour DD.
- Hdtest : réparation de DD.
- Vshield : préservatif anti-virus.
- Pkzip : compresseur ZIP.
- Shez : shell de compression.
- Mgold : menu type Windows.
- Back&forth : switcher d'applications.

Etc... Au total, quelques **12.000** programmes qui sont à votre disposition.

Et pour WINDOWS 3.0 :

- IconDraw : dessin d'icônes.
- CP70 : gestion de fichiers.
- Metztools : boîte à outils W3.
- Taipei : jeu de Mah Jong.
- Pshop : logiciel de dessin.
- WinCli : shell dos sous W3.
- Winpost : note type Post-it.
- DesktopManager : menu DD.
- Wincheck : gestion compte.
- WinFree : mémoire libre.

Etc... Plus de **500** programmes Windows 3.0.

Téléchargez

Sur notre serveur les dernières versions des meilleurs programmes PC provenance FRANCE et USA. Tous nos fichiers sont GARANTIS SANS VIRUS connus et sont compactés pour économiser votre temps de transfert.

98 centimes !

C'est ce que vous coûtera la minute de connexion sur notre serveur alors que nos **confrères** sont presque tous à **1,25** francs.

12.000 Fichiers

C'est le nombre total de ce que nous vous offrons en accès **libre** sur le **3615 TEASER !**

Recevez sous 48 H.

Le **logiciel BBT** pour télécharger à partir de votre PC. Il suffit d'envoyer 15 francs en timbres et une disquette vierge avec votre nom et adresse à :

France-Teaser
22 Grande Rue
92310 SEVRES

"Teaser, the best download you could find in France"

Club Megaland Megaland Publisher (1) 69853491

NOUVEAU

Coffrets
entièrement métalliques
pratiques et design

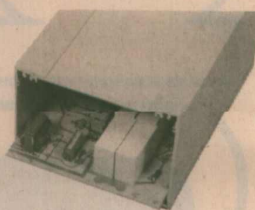
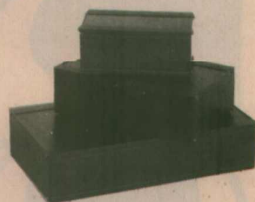
Série PR :

- PR100 : 104 × 75 × 160
- PR220 : 195 × 75 × 120
- PR230 : 145 × 75 × 230
- PR330 : 145 × 75 × 330

Autres dimensions sur demande

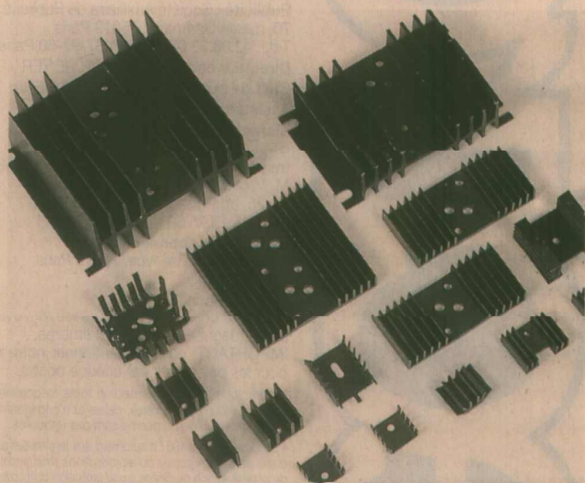
Positionnement du circuit par glissières

Deux couleurs au choix, en standard - anodisé noir en option - anodisé tricolore



Toujours disponible :
LES TRANSFORMATEURS TORIQUES

UNE GAMME COMPLÈTE DE DISSIPATEURS



POUR LE REFROIDISSEMENT DE VOS SEMI-CONDUCTEURS

Cochez les mentions qui vous intéressent
 Coffrets Dissipateurs Toriques

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



IDDM Documentation sur demande contre 3 timbres à 2,50 F

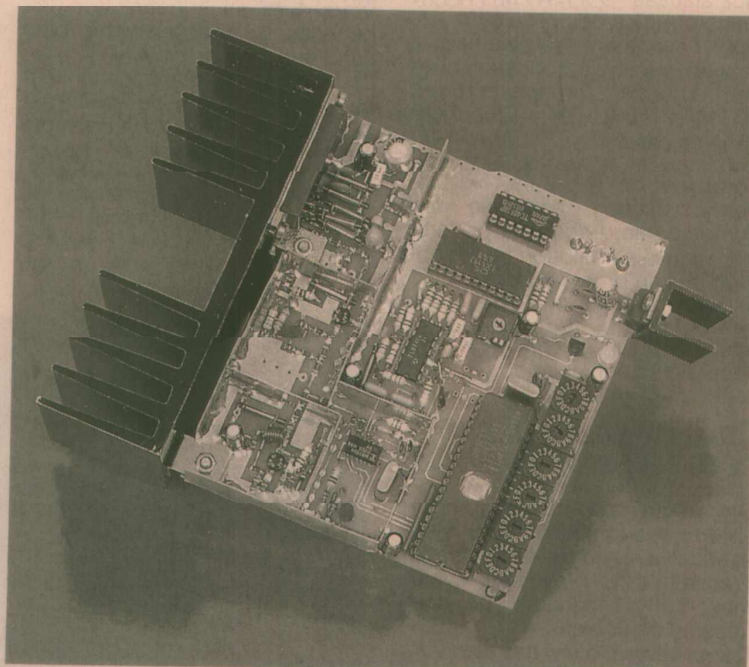
Ensemble de transmission de données : L'émetteur

Les équipements de transmission de données par voie hertzienne subiront une forte croissance dans les mois et les années à venir.

Ceci est l'avis fréquemment exprimé de bon nombre de spécialistes dans la presse spécialisée.

L'apparition de matériels — carte add-on — pour PC, destinées à la transmission de données par voie hertzienne est un signe qui ne trompe pas.

Avant de s'attaquer à la description d'un ensemble de transmission de données, nous évoquerons l'aspect réglementaire, les différentes utilisations et un aperçu des matériels disponibles.



Aspect réglementaire

Quel que soit le pays, toute émission HF est réglementée. En France, dans le cas de la transmission de données ou télémesure, il existe trois documents spécifiant les fréquences, les largeurs de bande et les puissances autorisées.

Le tableau de la **figure 1** regroupe les fréquences utilisables, la puissance isotrope rayonnée équivalente maximale, ainsi que la largeur du canal de transmission.

Pour être complet on notera qu'il existe trois fréquences utilisables au voisinage de 31 MHz et trois fréquences au voisinage de 71 MHz.

Contrairement à ce que l'on peut entendre ou lire, il n'existe aucune fréquence pour ce type de transmission entre 500 MHz et 21 GHz.

Cette réglementation est une réglementation française qui peut différer de celle en vigueur

dans d'autres pays. Une attention toute particulière doit être portée aux matériels étrangers travaillant dans la bande 900 MHz. Ces matériels sont interdits en France, la bande des 900 à 950 MHz étant réservée au radiotéléphone cellulaire Européen — GSM —.

On peut s'interroger quant à l'absence d'une norme internationale. Si une telle norme devait voir le jour, il est probable que les fréquences allouées se situeraient au-dessus de 1 000 MHz : 2,4 GHz, 5,8 GHz ou même 60 GHz.

Il apparaît assez clairement qu'il sera impossible de faire coïncider des débits élevés, une portée importante et des faibles coûts.

A chaque application correspondra une solution technique la mieux adaptée.

Ce raisonnement peut paraître simple, voir simpliste, mais on

Figure 1.

Fréquence centrale MHz	PIRE mW puissance rayonnée maximale	Largeur du canal kHz
152.575 152.5875 152.650	5 5 5	12,5
223.700 223.900 224.100 224.300 224.500 224.700 224.900	100 100 100 5 5 5 100	200
407.700 407.900 407.925	5 5 5	12,5
446.050 446.100 446.600	5 5 5	

aurait bien tort de conclure si vite.

Supposons par exemple que l'on souhaite réaliser un équipement de transmission de données destiné à l'utilisation partagée d'un traceur, et ceci à l'intérieur d'un vaste bâtiment.

Une des solutions consistera à utiliser la technique dite du spectre étalé ; certains matériels existants utilisent déjà cette technique : NCR/Olivetti.

Cette technique conduira naturellement à l'emploi de porteuses plus élevées : 2,4 GHz en l'occurrence pour les deux cas cités.

Nous l'avons précisé plus haut, il n'existe aucune autorisation pour des fréquences comprises entre 500 MHz et 21 GHz. Que faire dans ce cas ?

Ceci constitue un vrai dilemme pour les concepteurs. A une bonne solution technique non homologable, doit-on préférer une mauvaise solution ne répondant pas au problème posé ?

A cette question il ne nous appartient pas de répondre et nous laisserons à chacun le libre choix de sa conclusion.

UTILISATION D'UN SYSTÈME DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE

On peut facilement avoir un aperçu des applications en classant celles-ci en trois catégories. Transmission entre deux systèmes maître : échange de données ou de fichiers.

Transmission d'un esclave vers un maître : acquisition de paramètres, télémesure, régulation, contrôle d'accès.

Transmission d'un maître vers un esclave : régulation, affichage déporté, partage de ressources telles qu'imprimante, traceur etc. Cette liste n'est pas limitative. On peut parfaitement imaginer la transmission d'images numérisées. Les images sont, par exemple, compressées conformément au standard H261. Il en résulte un train de données à 64 kbits/s. Ce train de données sera finalement transmis par voie hertzienne.

Matériels existants

Le vaste domaine d'application se traduit naturellement par un vaste choix de matériels extrêmement ciblés. On trouvera sans peine des équipements fonctionnant dans la bande 224 MHz préconisée par le CNET, assimilable à des modems radio, puis comme nous l'avons signalé des équipements fonctionnant à 2,4 GHz avec des débits jusqu'à 2 Mbits/s et finalement des installations à 18 GHz avec des débits jusqu'à 10 Mbits/s.

Vous avez sans doute compris où nous voulions en venir, bien sûr à la notion de coût.

Si le domaine d'application est vaste, le domaine du coût l'est tout autant. Le coût d'un simple modem permettant la liaison entre deux micro-ordinateurs jusqu'à quelques dizaines de mètres étant très différent — un facteur 100 — d'une liaison à 10 Mbits/s raccordable à un réseau local Ethernet.

de francs à plusieurs centaines de milliers de francs.

En d'autres termes, on pourrait citer le bon vieux adage qui stipule que l'on ne peut, ou plutôt ne doit, comparer que des choses comparables.

Ceci étant dit et même écrit, vous pouvez vous rassurer, nous avons choisi une solution simple et de faible coût pour l'émetteur et le récepteur de transmission de données décrit dans les pages suivantes.

Le préambule d'usage touche à sa fin et nous allons aborder les problèmes plus concrètement avec en premier lieu la description de l'émetteur.

DESCRIPTION DE L'ÉMETTEUR

Le schéma synoptique de l'émetteur est représenté à la figure 2. Comme on peut le voir, ce synoptique ne diffère que peu de celui d'un émetteur de transmission audio. La seule différence réside dans l'adjonction d'un



On retiendra donc qu'en fonction du débit, de la portée, des conditions d'utilisation, les coûts peuvent varier de quelques milliers

bloc nommé modem sur lequel nous reviendrons un peu plus en détail.

La porteuse est générée par un

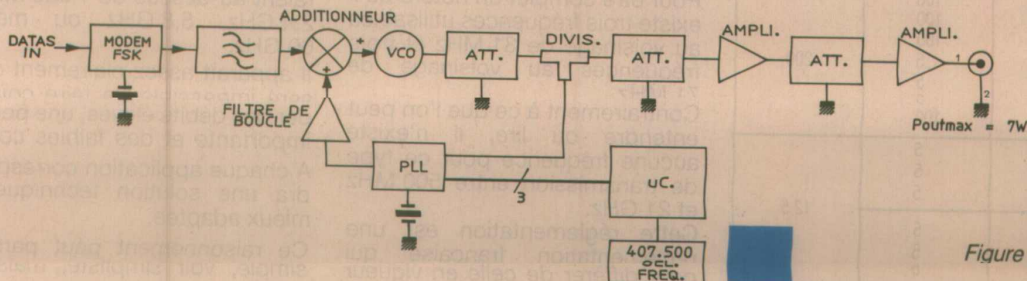


Figure 2

oscillateur local contrôlé en tension : VCO.

Un PLL asservit la fréquence centrale, la tension d'erreur résultante est envoyée, après filtrage, sur l'entrée de commande du VCO.

Le PLL est du type programmation série via un bus 3 fils. Les informations relatives à la fréquence centrale sont saisies par le microcontrôleur. Le microcontrôleur calcule les paramètres à envoyer au synthétiseur. La transmission s'effectue, du microcontrôleur vers le circuit PLL.

Le signal UHF est amplifié par un premier étage, capable de délivrer au maximum 10 dBm, 10 mW. Pour cette raison on intercale un atténuateur amenant le niveau à une valeur compatible avec un module de puissance hybride capable de délivrer environ 7 W.

Les caractéristiques du synthétiseur sont décrites en détail dans un prochain paragraphe mais sachez que nous avons retenu une programmation au pas de 12,5 kHz ; ceci devrait permettre de couvrir la plupart des applications.

Largeur du canal, vitesse et modem

Conformément au tableau de la figure 1, nous avons le choix entre des canaux de 12,5 kHz ou des canaux de 200 kHz.

Il est évident que plus le canal est large, plus la vitesse de transmission pourra être importante. Nous utiliserons la modulation de fréquence, il ne faut pas oublier la formule de Carson sous peine de débordement sur les canaux adjacents.

Pour le système de transmission proposé, nous avons opté pour une bande étroite : 12,5 kHz. Rien ne s'oppose à ce que l'on occupe un canal de 200 kHz avec seulement 12,5 kHz.

Plutôt qu'une recherche de performance à tout prix, nous avons opté pour une vitesse de transmission de 1 200 bauds.

A ce stade de la définition il ne reste qu'à choisir le type de modem, ce qui n'est pas forcément l'opération la plus simple.

Le modem

Les spécialistes trouveront probablement que le chapitre consacré au modem est beaucoup trop court, mais ils ne nous en tiendront pas rigueur car le sujet est effectivement très

vaste. Il mériterait à lui seul une série d'articles.

Le signal numérique à transmettre est représenté à la figure 3.

Pourquoi ne pas transmettre directement ce signal, pourquoi compliquer la circuiterie et ajouter un sous-ensemble modem ? Ceci constitue la première question à laquelle nous tenterons de répondre.

Ayant admis que le signal original devait être transformé par le modem, nous examinerons ensuite quelques solutions et adopterons l'une d'entre elles pour résoudre notre problème.

Pourquoi ne pas transmettre directement le signal numérique ?

Il existe pour cela au moins deux très bonnes raisons. La première est qu'il n'y a pas de conservation de la composante continue dans la chaîne de transmission : de l'entrée modulation à la sortie démodulée.

La seconde est qu'il est impossible de moduler un oscillateur

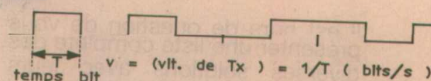
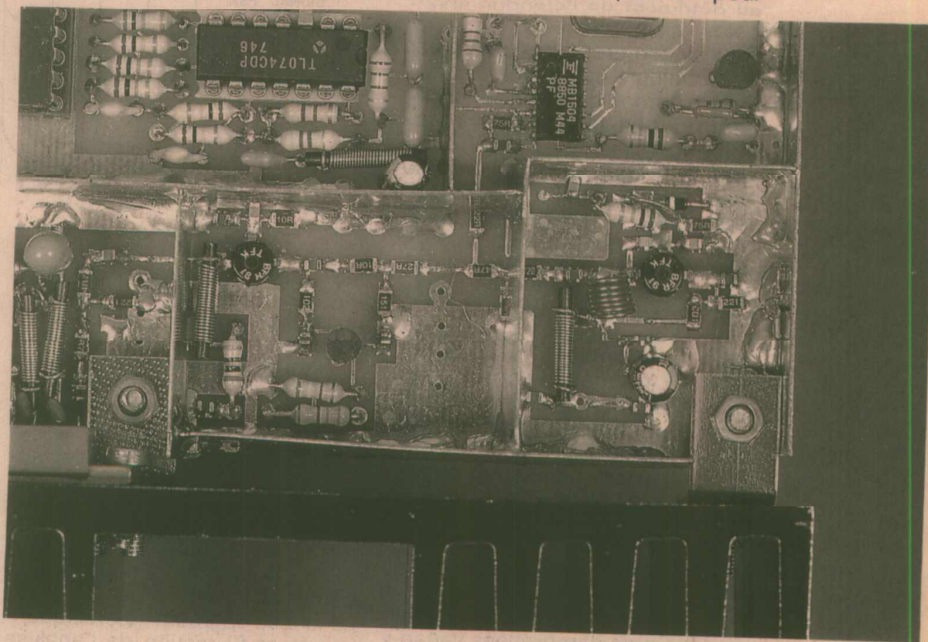


Figure 3

d'un point de vue théorique, ceci peut se comprendre en examinant le signal de contrôle du PLL. Lorsque le système est asservi, la tension continue de contrôle prend une certaine valeur. Cette tension n'évolue pas tant qu'aucun paramètre ne vient influencer le VCO.

Si un paramètre extérieur, la température par exemple, vient modifier l'oscillateur, la tension de contrôle évolue de manière à compenser l'effet de la température.

Si, à la tension continue d'asservissement, on ajoute une tension continue supplémentaire, celle-ci sera interprétée par le système comme une erreur qu'il convient de compenser. Le système agira donc en conséquence pour



asservi en fréquence par un signal ayant une composante continue.

Pour un PLL, la fonction de transfert $F(p)$ est la fonction de transfert d'un filtre passe-bas. Pour l'entrée de modulation la fonction de transfert sera :

$$G(p) = 1 - F(p).$$

Cette fonction $G(p)$ est la fonction de transfert d'un filtre passe-haut.

Ceci signifie que l'on ne peut moduler le VCO du PLL par un signal comportant une composante continue. Si l'on ne souhaite pas aborder le problème

annuler cette erreur. Ce qui revient à annuler complètement la tension continue supplémentaire que l'on vient d'appliquer.

Le signal numérique en bande de base doit être traité avant de pouvoir moduler le PLL. De nombreux traitements sont envisageables, leur finalité étant de n'avoir aucune composante continue et une répartition spectrale la moins étendue.

Elimination de la composante continue et réduction du spectre.

Il est hors de question de vous présenter une liste complète des diverses solutions avec leurs avantages et inconvénients respectifs mais plus simplement les quelques solutions les plus répandues.

Une opération très simple peut être opérée, il s'agit du codage biphasé. Ce type de codage est représenté à la **figure 4**.

Le codeur est extrêmement simple à réaliser si l'on dispose à l'origine d'une fréquence horloge à deux fois la fréquence bit, en phase avec les données.

Le décodeur est à peine plus complexe, mais il requiert deux bascules mémorisant les données à $t-2$ et $t-1$ pour le décodage de la donnée à l'instant t .

Pour le décodage on pourra se reporter au décodage des informations RC5 véhiculées par infrarouges dans ERP.

Avec ce type de code on résout pratiquement le problème de la composante continue mais hélas au détriment de l'étendue spectrale.

Ceci se comprend facilement car il y a toujours une transition pendant le temps bit : front descendant pour un zéro ou front montant pour un 1.

Une deuxième solution intéressante est le codage duobinaire représenté à la **figure 5**. Nous avons déjà rencontré ce type de codage dans le cas des données transmises par un multiplex conforme à la norme D2MAC.

Pour ce type de codage on peut avoir les formes a ou b de la **figure 5**. La règle de codage est simple, pour un zéro on transmet zéro et pour un 1 on transmet alternativement $+1/-1$.

A long terme la composante continue est nulle, une longue suite de 1 est transformée en un signal périodique symétrique. Le problème, avec ce code, vient d'une longue suite de zéros.

Pour pallier cet inconvénient, ce codage a de nombreuses variantes que l'on regroupe sous le nom de codes à haute densité, HDB* : HDB2, HDB3.

Ces variantes consistent à "marquer" une suite de x zéros par un signal supplémentaire dit bit de viol.

Pour détecter cette longue suite de zéros et ne pas confondre le bit de viol avec un bit utile, celui-ci enfreint la loi : alternativement $+1/-1$.

Le signal résultant est représenté par le signal c à la **figure 5**.

Les codages HDB3 sont largement utilisés. Des solutions intéressantes existent chez plusieurs

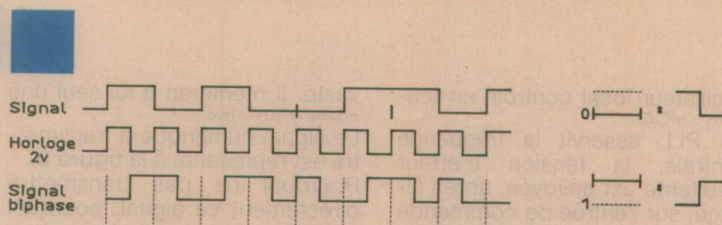


Figure 4

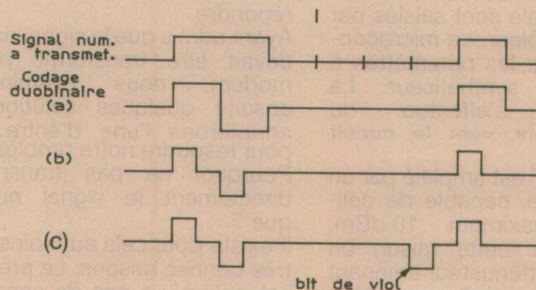


Figure 5

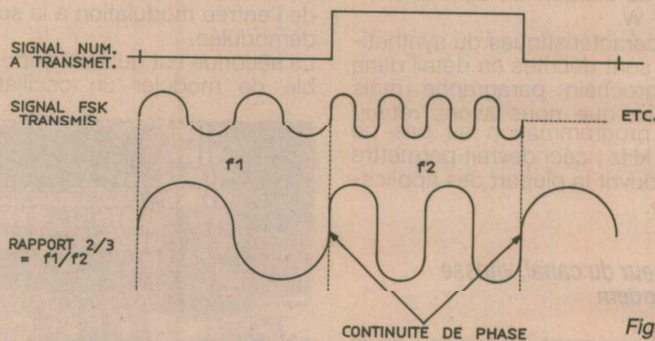


Figure 6

fabricants de circuits intégrés, Plessey notamment.

Les débits atteignent souvent plusieurs Mbits/s.

Le codage FSK est la dernière solution que nous allons examiner. L'allure des signaux est celle représentée à la **figure 6**.

La règle de codage est la suivante : pour un zéro on transmet une fréquence f_1 et pour un 1 on transmet une fréquence f_2 . Ceci résout assez simplement le problème posé par la composante continue.

Le choix optimum des fréquences f_1 et f_2 résulte de l'analyse mathématique du spectre du signal FSK. De cette analyse, beaucoup plus compliquée que l'on pourrait l'imaginer, on conclut de la manière suivante.

Pour avoir le spectre le moins étendu, il doit y avoir continuité de phase aux transitions 0-1 et 1-0. Si l'on souhaite que 95% de l'énergie se situe entre f_1 et f_2 , ces fréquences sont dans un rapport voisin de 0,64.

En adoptant un rapport égal à 2/3 on obtient un très bon compromis.

Ceci est mis en œuvre à la courbe b de la **figure 6**.

Par exemple pour un signal à 1 200 bits/s on transmet alternativement des fréquences de 1 200 et 1 000 Hz.

Comme pour le codage HDB3, le principe FSK est exploité par plusieurs fabricants de semi-conducteurs.

Pour notre application nous avons retenu ce principe à 1 200 bauds et sélectionné le circuit CML FX419.

Ce circuit est classique et utilisé, par exemple, dans le radiotéléphone Radiocom 2000.

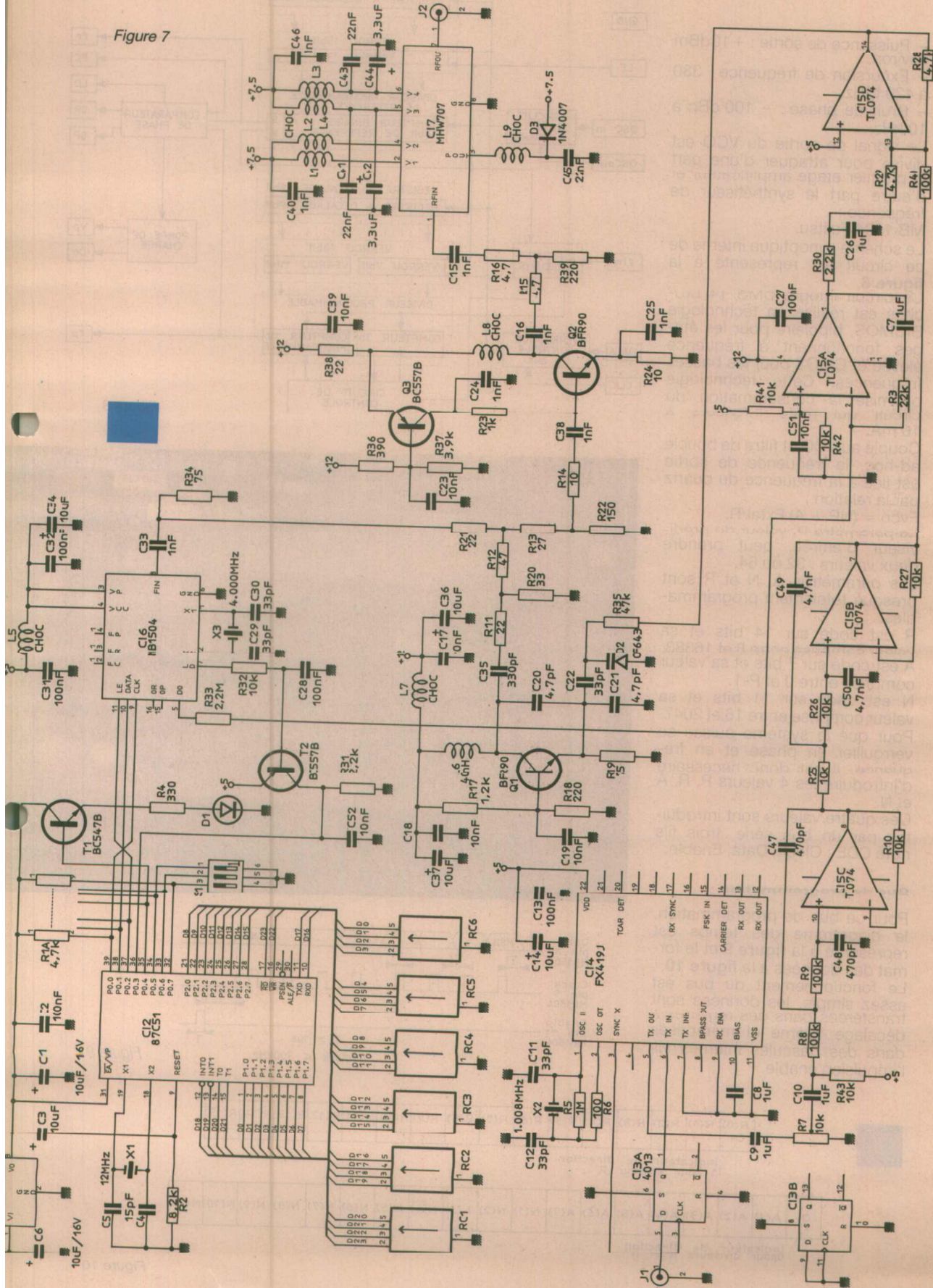
En comparaison du codage HDB3, le codage FSK est un peu plus gourmand en spectre mais sa mise en œuvre probablement plus simple.

Nous abordons maintenant la phase concrète avec le schéma de principe.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté à la **figure 7**. La porteuse est générée par un oscillateur contrôlé en tension bâti autour d'un transistor BFR 90 monté en base commune. Pour le VCO on obtient les résultats suivants :

Figure 7



- Puissance de sortie : +10dBm environ.
- Excursion de fréquence : 380 à 420 MHz.
- Bruit de phase : - 100 dBc à 10 kHz.

Le signal de sortie du VCO est divisé pour attaquer d'une part le premier étage amplificateur et d'autre part le synthétiseur de fréquence :

MB 1504 Fujitsu.

Le schéma synoptique interne de ce circuit est représenté à la figure 8.

Ce circuit intégré CMS 14 broches est réalisé en technologie BICMOS, bipolaire pour les étages fonctionnant à fréquence élevée et CMOS pour les basses fréquences. Cette technologie optimise la consommation du circuit qui reste inférieure à 10 mA.

Couplé au VCO et filtre de boucle ad-hoc, la fréquence de sortie est liée à la fréquence du quartz par la relation :

$$F_{vco} = (NP + A) F_{xtal/R}$$

Le paramètre P, valeur du prédiviseur d'entrée, peut prendre deux valeurs : 32 ou 64.

Les paramètres A, N et R sont presque totalement programmables.

R est codé sur 14 bits et sa valeur comprise entre 8 et 16383.

A est codé sur 7 bits et sa valeur comprise entre 0 et P-1.

N est codé sur 11 bits et sa valeur comprise entre 16 et 2047.

Pour que le système puisse se verrouiller en phase et en fréquence, il est donc nécessaire d'introduire les 4 valeurs P, R, A et N.

Ces quatre valeurs sont introduites par un bus série, trois fils noté CDE : Clock, Data, Enable.

Bus de programmation :

Pour ce bus de programmation, le diagramme des temps est représenté à la figure 9 et le format des données à la figure 10.

Le fonctionnement du bus est assez simple, les données sont transférées dans des registres à décalage interne et mémorisées dans des bascules internes via l'impulsion enable.

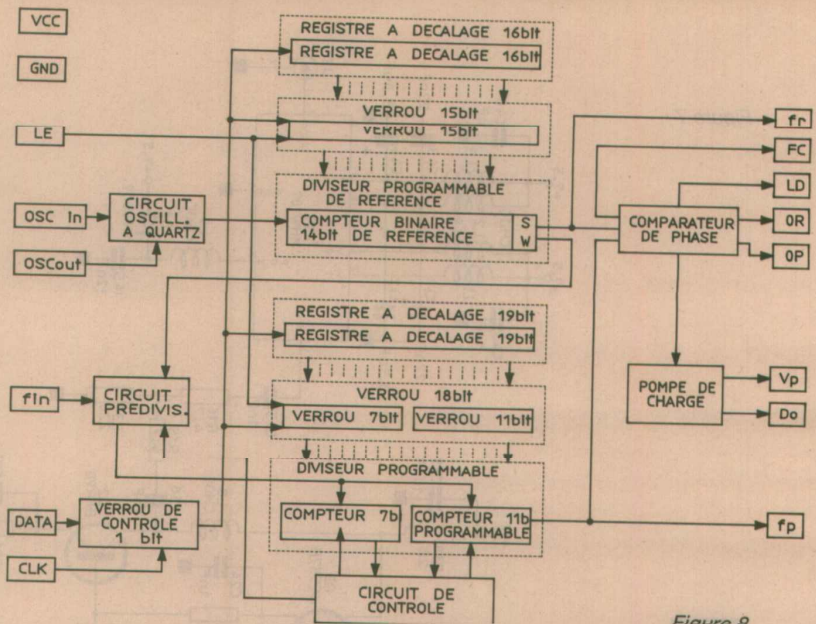


Figure 8

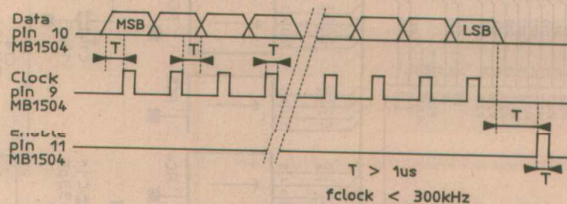
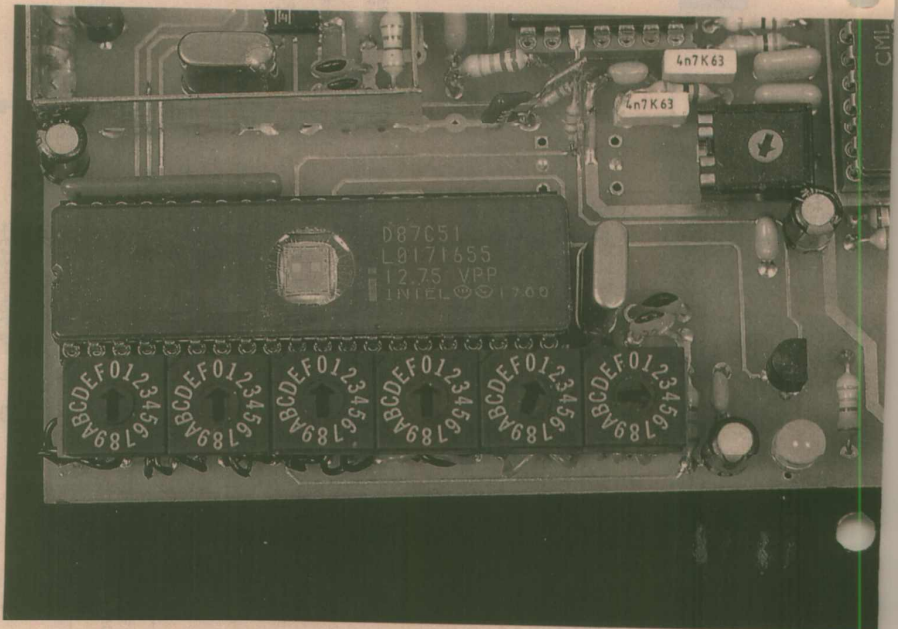


Figure 9

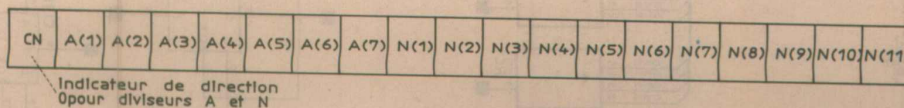
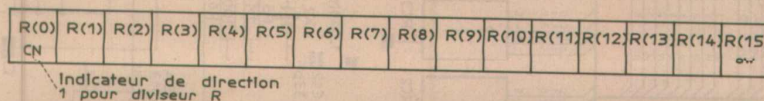


Figure 10

La programmation s'effectue en deux temps, un mot de 16 bits regroupant les paramètres R et P, et un mot de 19 bits regroupant les paramètres A et N. Il n'y a pas d'ordre préférentiel pour l'introduction de ces deux mots.

Autres caractéristiques du MB 1504

Le circuit MB 1504 possède deux sorties notées fr et fp délivrant respectivement la fréquence de comparaison et la fréquence d'entrée divisée par NP + A, soit les deux fréquences appliquées aux entrées du comparateur de phase.

En utilisation normale ces sorties ne sont pas employées, elles sont néanmoins fort utiles au moment de la mise au point car elles permettent de s'assurer du bon fonctionnement des diviseurs.

Le circuit possède deux comparateurs de phase, le premier délivre les signaux aux broches OP et OP et le second à la broche DO. On trouve finalement une sortie détection de verrouillage notée LD.

L'action des comparateurs de phase est inversée par la polarisation de l'entrée FC. FC = 1, VCO à pente positive et FC = 0, VCO à pente négative.

Sur ces deux sorties le rapport cyclique est très faible, il faut agir avec un minimum de précautions pour ne pas effectuer de mesures éronnées.

Pour configurer le MB 1504, nous avons opté pour une solution à microcontrôleur. Les lecteurs attentifs remarqueront que la structure adoptée est identique à celle de l'émetteur TV 1,3 GHz.

Microcontrôleur

Dans cette application le microcontrôleur a un rôle unique : programmer le PLL Fujitsu MB 1504. Pour cette opération il doit premièrement lire les trois ports dédiés à l'introduction de la fréquence.

La fréquence centrale est affichée directement en kHz, par exemple 407 500 kHz. Le microcontrôleur relève cette valeur, calcule les paramètres A et N avec P et R fixés à 64 et 320 — $F_{xtal} = 4\,000\text{ kHz}$ — et envoie les deux mots de 16 et 19 bits au PLL MB 1504.

La structure hardware du programmeur de PLL étant conservée entre le circuit MD 1507 et MB 1504, nous avons

donc légèrement modifié le soft de la manière suivante.

Dans cette version hardware trois bits sont affectés à la configuration. Dans le cas de l'émetteur TV seul un bit était utilisé : mode continu ou mode salve. Désormais les trois bits sont utilisés et les circuits programmés compatibles. Ceci signifie que le même microcontrôleur dûment programmé pourra être utilisé soit pour l'émetteur TV, soit pour l'émetteur data, soit pour le récepteur Data et ceci à condition de positionner correctement les trois bits de configuration. Ces trois bits sont affectés respectivement à :

- Mode continu/mode salve.
- MB 1507/MB 1504.
- Emetteur/récepteur.

Dans le cas du récepteur, le PLL asservit la fréquence de l'oscillateur local + la fréquence de la première fréquence intermédiaire, dans notre cas 21,4 MHz.

Après lecture de la fréquence affichée et avant le calcul des valeurs A et N, le programme ajoute 21 400 à la valeur affichée. Les différents modes de fonctionnement sont regroupés dans le tableau de la **figure 11**.

Table de configuration du programme du μC .

	0	1
bit de mode P0,5 pin 34	CDE continu	CDE salve
bit de type P0,0 pin 33	MB 1507	MB 1504
bit de nature P0,7 pin 32	Récepteur	Emetteur

Figure 11

Le VCO associé au MR 1504 et au filtre de boucle délivre finalement notre fréquence pilote que nous allons amplifier et moduler en fréquence.

Amplification

Nous avons premièrement recours à un étage classique à transistor. Cet étage est bâti autour d'un classique BFR 90.

A la sortie du BFR 90 la puissance maximale atteint environ + 10 dBm.

Cette puissance peut être suffisante dans certains cas. Cette puissance ne permet que des transmissions à courte portée, quelques centaines de mètres à condition que les antennes soient en vue directe, ou transmission d'un bureau à un autre dans un bâtiment.

Pour des applications plus difficiles, la tentation est grande de disposer un amplificateur supplémentaire délivrant plusieurs watts.

Nous avons donc choisi un amplificateur hybride Motorola référencé MHW 707-1.

Les caractéristiques principales de ce module sont intéressantes, gain d'environ 38 dB, puissance de sortie 7 W, tension d'alimentation de 7,5 V et rendement élevé : environ 50 %.

Ce module est destiné à la bande de fréquence 400 à 440 MHz et le module MHW 707-2 à la bande 440 MHz à 470 MHz.

Le choix de ce module s'est effectué après comparaison avec un module hybride assez voisin, le modèle M67705L Mitsubishi.

Cet amplificateur opéré pour une puissance de sortie de 5 W est en fait capable de délivrer 7 W, la tension d'alimentation est de 9,6 V et le gain d'environ 25 dB.

Le choix du MHW 707-1 nous permet d'économiser un étage amplificateur puisqu'il résulte des chiffres précédents que le M67705 L requiert une puissance d'entrée voisine de 20 mW + 13 dBm.

Le module MHW 707-1 est connecté à l'étage amplificateur intermédiaire BFR 90. Un atténuateur en T ramène la valeur de la puissance d'entrée au niveau désiré : environ + 3 dBm.

Dans la pratique cet étage nous a donné satisfaction mais on note les points suivants :

Dans les conditions normales d'emploi : $V_{cc} = 7,5\text{ V}$ et tension de contrôle = 7,0 V, il ne nous a pas été possible d'obtenir une puissance de sortie supérieure à 6,0 W : + 37,8 dBm.

Une puissance de 7 W correspond à un niveau de 38,4 dBm, cette différence de 0,6 dBm est probablement due aux différentes erreurs cumulées dans la chaîne de mesure : coupleur directif 40 dB.

Le principe de mesure est représenté à la **figure 12**. Des puissances supérieures à 20 dBm sont en général interdites avec des analyseurs de spectre. On intercale dans la chaîne de mesure un coupleur directif.

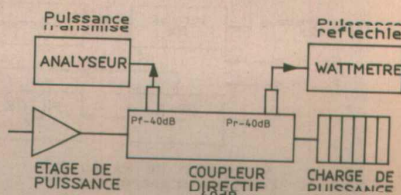


Figure 12

Sur la première sortie nous obtenons une image de la puissance transmise - 40 dB : un dix millièmes de la puissance transmise et sur la seconde sortie une image de la puissance réfléchie - 40 dB : un dix millièmes de la puissance réfléchie.

Lorsque la puissance maximale est atteinte, la consommation totale dépasse légèrement 2A sous 7,5 V ce qui correspond à un rendement inférieur, mais voisin de 50 % et dû, cela va de soi, au fonctionnement en classe C.

Le filtre de sortie, incorporé au circuit hybride, est suffisamment efficace, - 60 dB pour H2 et - 45 dB environ pour H3. Les harmoniques de rang plus élevé sont difficilement discernables, inférieurs à - 80 dB.

Avant la mise en service de l'étage de puissance, il est très important de veiller à ce qu'une charge appropriée soit connectée à la sortie de l'amplificateur. Pour des manips de table, le schéma de la figure 12 représente l'idéal, pour l'application finale une antenne CX 801 GES convient.

Comme nous l'avons déjà précisé cet amplificateur est destiné à la bande de fréquence 403 à 440 MHz. En fait ces deux limites correspondent à une bande garantie, si l'on admet de perdre 1 dB, la couverture en fréquence est augmentée.

Un point beaucoup plus important concerne le niveau d'entrée. Celui-ci ne doit jamais être inférieur à 1 mW, 0 dBm ; avec l'exemple dont nous disposions il était préférable d'attaquer l'amplificateur avec 2 à 3 mW, avec des puissances infé-

rieures à l'amplificateur, couplé avec un générateur UHF, oscillait irrémédiablement.

Le modem

La signification du terme modem est due à la compression des deux vocables MODulateur et DEModulateur. Le FX 419 CML est bien un modem car il regroupe les fonctions de codage et décodage.

L'ensemble que nous avons conçu constituant une liaison unidirectionnelle nous utiliserons le modulateur à l'émission et le démodulateur à la réception.

Le schéma synoptique interne du circuit est représenté à la figure 13.

On remarque que la fonction codage semble plus simple que la fonction décodage. Il est prudent de ne pas tirer de conclusions hâtives. Ce circuit utilise un oscillateur à quartz à 1,008 MHz et les deux fréquences f1 et f2 sont constituées numériquement à partir de cette fréquence pilote unique.

Cette caractéristique permet d'obtenir une continuité de phase et le changement de fréquence au point de passage par zéro.

Les fréquences f1 et f2 sont donc liées à la valeur du quartz fx par les relations :

$$f1 = fx/840 \text{ et } f2 = fx/560.$$

Un quartz à 1,008 MHz configure le système pour une transmission à 1 200 bits/s. Des filtres internes interdisent la modification de cette valeur : 2,016 MHz pour 2 400 bauds par exemple.

Ce signal étant reconstitué numériquement, il est entaché de 3 % de distorsion due essentiellement à l'harmonique 3. On peut donc envisager un filtrage supplémentaire.

Dans l'émetteur seule la fonction MODulateur est mise en service, la fonction DEModulateur est inutilisée.

Le signal sinusoïdal de sortie est dosé par un potentiomètre et filtré par une cascade de deux filtres actifs.

Le signal résultant est additionné à la tension de contrôle du VCO et module celui-ci. Le potentiomètre permet de caler l'encombrement spectral à environ 10 kHz autour de la porteuse.

RÉALISATION PRATIQUE

La réalisation pratique est simple mais elle demande un minimum de soin et les règles d'usage en HF ne peuvent être transgressées.

Le circuit imprimé destiné à recevoir tous les composants, y compris le module hybride de puissance est de faibles dimensions : 120 mm x 100 mm.

Ce circuit est pourvu d'un plan de masse côté soudures sous le VCO, l'amplificateur intermédiaire et l'étage de puissance.

Ce plan de masse communique avec le zéro électrique côté composants en de multiples points. Les circuits à trous métallisés sont hautement recommandés.

Un bon conseil, ne perdez pas votre temps avec les présensibilisés, les machines à insoler, les machines à graver etc.

Confiez votre circuit à un spécialiste qui vous rendra un travail

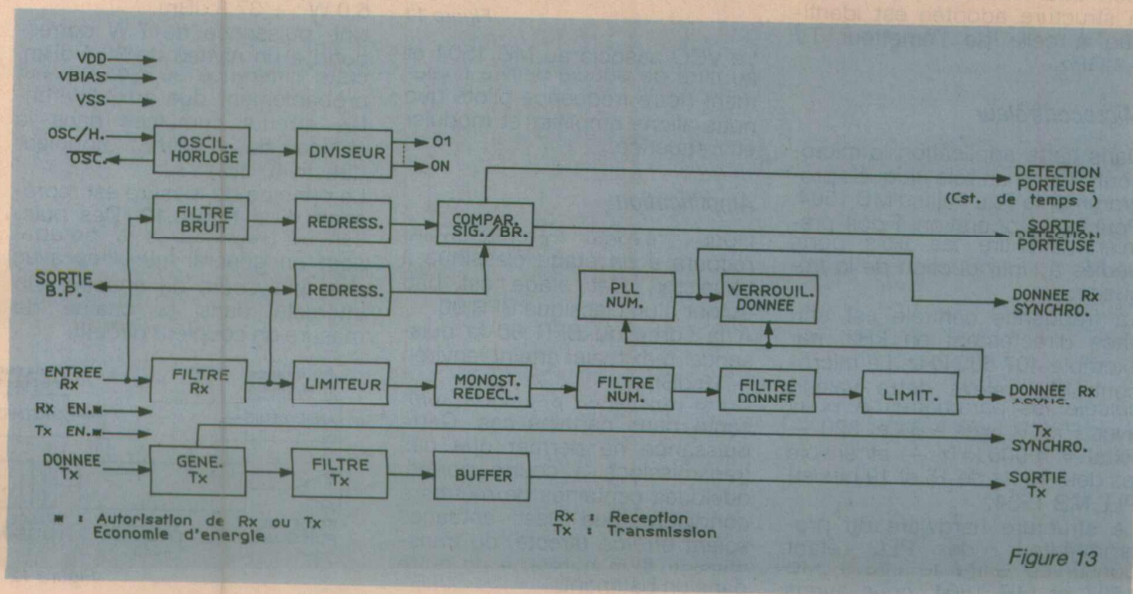


Figure 13

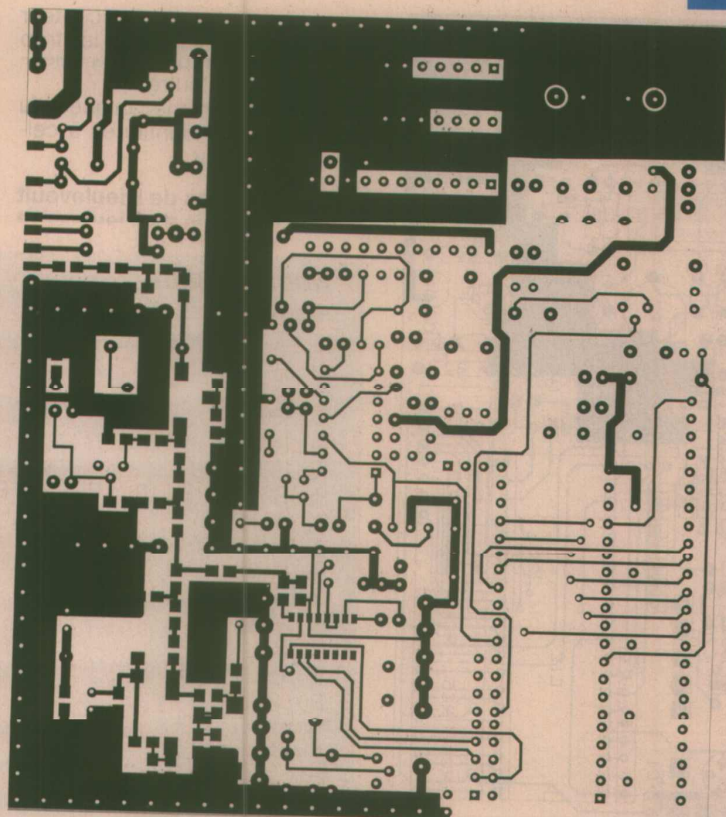


Figure 14

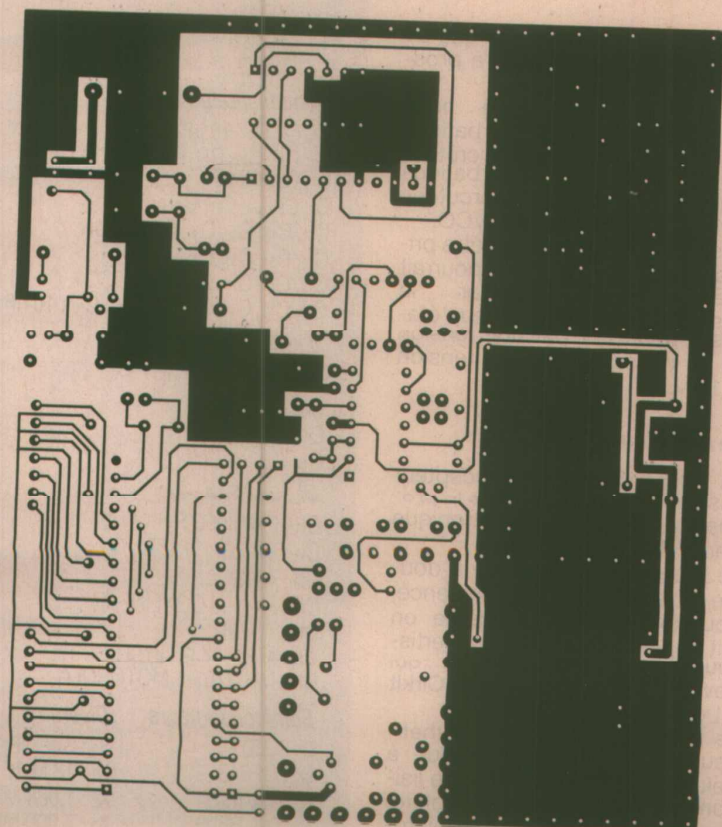


Figure 15

fini : circuit percé, découpé et étamé.

Un tel circuit est une bonne base de travail et le garant d'un bon résultat si l'on fait appel à de nombreux composants CMS.

Soudez tous les composants le plus vite possible, ne faites aucun contrôle et mettez sous tension. N'en faites rien car le désastre est quasiment assuré ! Orientons-nous vers une solution à la fois plus logique et à la fois plus sage.

Il est plus logique de commencer par l'alimentation et les divers éléments de découplage. Une première mise sous tension permet éventuellement de déceler les courts-circuits ou microcoupures.

Le sous-ensemble microcontrôleur ne pose aucun problème et est d'un contrôle facile, même lorsque le MB 1504 est absent car la trame clock, data, enable existe toujours — bit de configuration —.

Le quartz du contrôleur pourra avoir une valeur quelconque entre 4,00 et 10 MHz. Un changement de fréquence n'a d'action que sur les vitesses de transfert des signaux CDE du microcontrôleur vers le PLL et le PLL est très tolérant vis-à-vis de ce paramètre.

Il convient ensuite de tester le VCO. Le test du VCO associé au MB 1504 est très facile puisqu'il suffit de visualiser les sorties fr et fp. Si le PLL est correctement programmé fr vaut 12,5 kHz — broche 11 —.

L'asservissement est mis hors service, tension de contrôle provenant d'un diviseur potentiométrique 0 à 12 V. Le signal présent sur fp — broche 12 — a une fréquence égale à la fréquence du VCO divisée par $NP + A$. Pour simplifier la mesure on peut afficher 125 000 sur les six roues codeuses et $NP + A$ vaut alors 10 000.

Ceci signifie que la fréquence du VCO vaut dix milles fois la fréquence fp.

On contrôle alors la plage de couverture du VCO. L'analyseur de spectre est obligatoire si l'on souhaite évaluer la puissance de sortie, le bruit de phase et la pureté spectrale.

A ce stade on peut équiper la carte avec le premier étage amplificateur et refaire les mesures essentielles en sortie.

On complète l'équipement par l'étage de puissance et le modem CML.

Le potentiomètre de niveau 1 200 Hz/1 800 Hz est calé de manière à limiter l'occupation

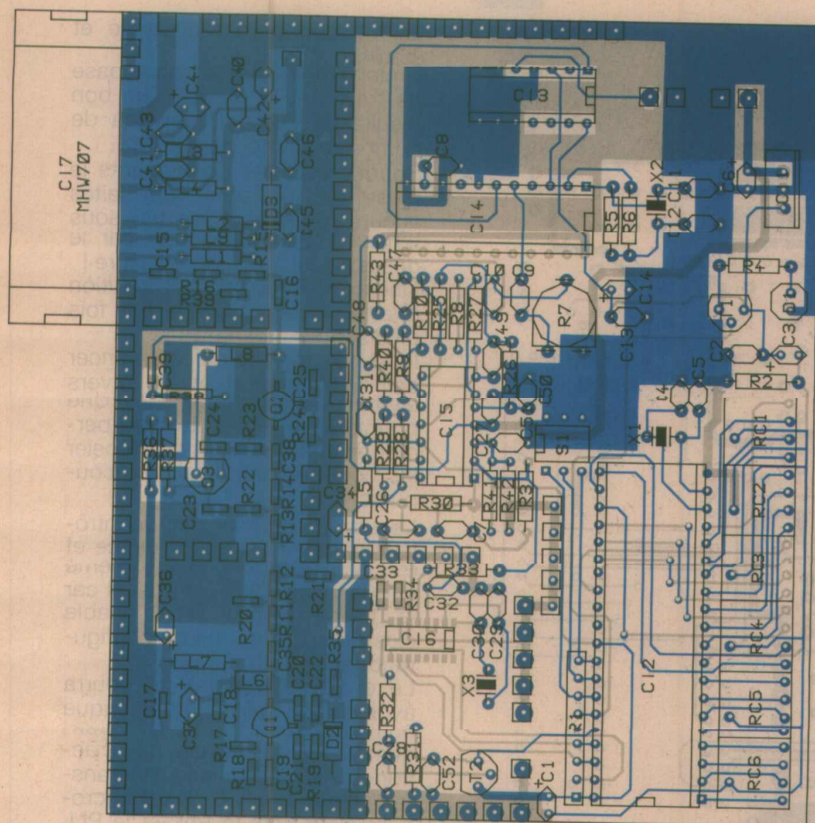


Figure 16

spectrale à 10 kHz environ autour de la porteuse. Le module de puissance Motorola MHW 707-1 fournit environ 7 W avec un rendement voisin de 50 %. La dissipation est donc de 7 W environ.

Les diverses photos du prototype donnent une solution pratique que l'on pourra adopter. Le module émetteur requiert deux tensions d'alimentation : +12 et +7,5 V.

Le zéro électrique du MHW 707-1 sera connecté directement sur le refroidisseur.

La broche d'alimentation numéro 3 du module de puissance MHW 707 est dénommée VCONTROL. Une tension continue comprise entre 2 et 7 V fait évoluer la puissance de 1 à 7 W environ.

Pour éviter toute perturbation, l'amplificateur de puissance sera isolé au maximum du VCO, du PLL et de l'étage amplificateur intermédiaire.

Remarques

Les étages VHF, VCO et amplificateur sont alimentés directement à partir de la tension d'alimentation +12 V. Des essais effectués avec une alimentation à découpage —

type PC — ont démontré que ce type d'alimentation était à proscrire.

Sur l'alimentation que nous avons utilisée, les perturbations HF dépassaient 100 mV crête à crête et les dites perturbations étaient directement répercutées sur le signal de sortie du VCO.

Des précautions devront être prises à ce niveau. On pourrait éventuellement modifier le design et alimenter les deux étages à transistor par une tension de 9 V issue de la tension +12 V.

Le récepteur

La description du récepteur accésoir sera publiée dans le prochain numéro d'Electronique Radio Plans.

Le récepteur est du type à double changement de fréquence, pour simplifier le problème on fait appel à un module convertisseur TOKO TMX 302 A qui devrait être disponible chez Cirkit à Lyon.

Le récepteur utilise un synthétiseur de fréquence identique à celui de l'émetteur. Pour une liaison unidirectionnelle complète, vous utiliserez donc deux micro contrôleurs 8751 OTP. Les pro-

grammes émetteur-récepteur sont toujours présents et le strap de configuration permet la sélection de l'un ou l'autre.

Les dimensions mécaniques du récepteur sont identiques à celles de l'émetteur.

A suivre...

Gilles de Dieuleveult
François de Dieuleveult

Nomenclature

Résistances

- R₁, R₂₈, R₂₉ : 4,7 kΩ
- R₂ : 8,2 kΩ
- R₃ : 22 kΩ
- R₄ : 330 Ω
- R₅ : 1 MΩ
- R₆ : 100 Ω
- R₇, R₁₀, R₂₅, R₂₆, R₂₇, R₃₂, R₄₁, R₄₂, R₄₃ : 10 kΩ
- R₇, R₁₀, R₂₅, R₂₆, R₂₇, R₃₂, R₄₁, R₄₂, R₄₃ : 10 kΩ
- R₈, R₉, R₄₀ : 100 kΩ
- R₁₁, R₂₁, R₃₈ : 22 Ω
- R₁₂ : 47 Ω
- R₁₃ : 27 Ω
- R₁₄, R₂₄ : 10 Ω
- R₁₅, R₁₆ : 4,7 Ω
- R₁₇ : R
- R₁₈, R₂₃ : 1 kΩ
- R₁₉, R₃₄ : 75 Ω
- R₂₀ : 33 Ω
- R₂₂ : 150 Ω
- R₃₀, R₃₁ : 2,2 kΩ
- R₃₃ : 2,2 MΩ
- R₃₅ : 47 kΩ
- R₃₆ : 390 Ω
- R₃₇ : 3,9 kΩ
- R₃₉ : 220 Ω

Condensateurs

- C₁, C₃, C₆ : 10 μF/16 V
- C₄, C₁₃, C₂₁, C₂₈, C₃₁, C₃₂ : 100 nF
- C₄, C₅ : 15 pF
- C₇, C₈, C₉, C₁₀, C₂₆ : 1 μF
- C₁₁, C₁₂, C₂₂, C₂₉, C₃₀ : 33 pF
- C₁₄, C₃₄, C₃₆, C₃₇ : 10 μF
- C₁₅, C₁₆, C₂₄, C₂₅, C₃₃, C₃₈, C₄₀, C₄₆ : 1 nF
- C₁₇, C₁₈, C₁₉, C₂₃, C₃₉, C₅₁, C₅₂ : 10 nF
- C₂₀, C₂₁ : 4,7 pF
- C₃₅ : 330 pF
- C₄₁, C₄₃, C₄₅ : 22 nF
- C₄₂, C₄₄ : 3,3 μF
- C₄₇, C₄₈ : 470 pF
- C₄₉, C₅₀ : 4,7 nF

Circuits intégrés

- IC₁ : LM7805CT
- IC₂ : 87C51
- IC₃ : 4013
- IC₄ : FX419J CONLINEAR
- IC₅ : TL074
- IC₆ : MD1504 FUJITSU
- IC₇ : MHW707-1 MOTOROLA

Semiconducteurs

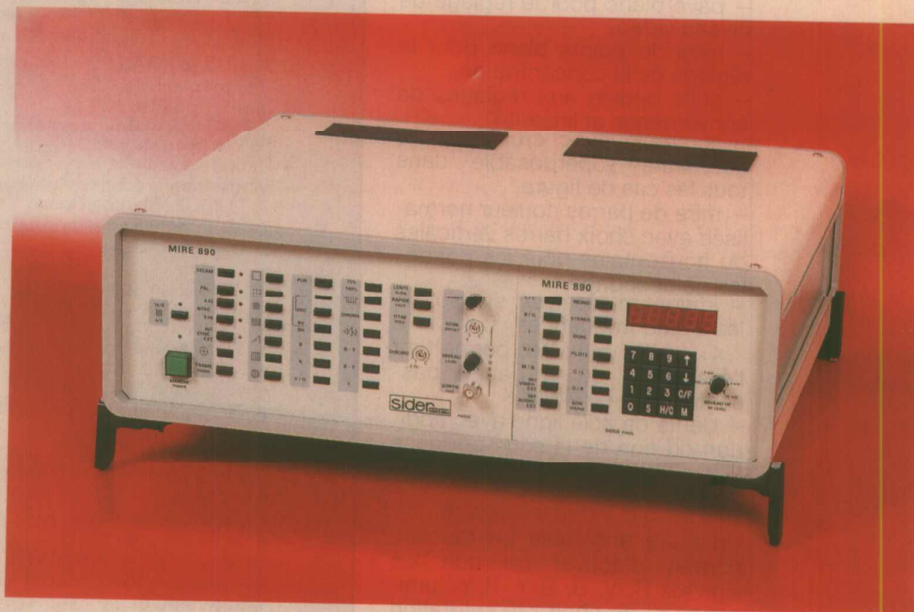
- D₁ : LED
- D₂ : OF643
- D₃ : 1N 4007
- Q₁, Q₂ : BF199
- T₁ : BC547B
- T₂, Q₃ : BC557B

Divers

- S₁ : SW DIP-3
- X₁ : 12 MHz
- X₂ : 1,008 MHz
- X₃ : 4,008 MHz
- J₁, J₂ : BNC
- L₁ à L₅ et L₇ à L₉ : Selfs de coil
- L₆ : 40 nH
- RC₁ à RC₆ : roues codeuse miniatures

Le générateur de mires SIDER 890

SIDER Ondyne est une marque réputée pour sa production d'appareils de test dédiés à la vidéo et aux transmissions TV depuis de très nombreuses années. Le modèle 890 est l'aboutissement du savoir faire que SIDER a acquis dans le domaine sur les standards de transmission encore en vigueur actuellement et, ce, pour de nombreuses années. Il s'agit d'un générateur de mires et signaux vidéo multistandards couleur et multinormes de transmission, modulable, et on ne peut plus complet lorsque toutes les options sont retenues. Signalons que SIDER, outre des générateurs de mires, produit des codeurs SECAM, des transcodeurs, des modulateurs TV dans les différents standards de transmission usités.



Le générateur de mires 890 se présente dans un coffret Euro-norm (une version Rack est aussi disponible) de dimensions imposantes - L : 478 mm, P : 397 mm, H : 153 mm - doté de pieds escamotables.

Il s'agit d'un appareil indéniablement conçu pour rester en place au laboratoire, il serait difficile de l'emmener pour de la maintenance sur site, d'autant qu'il ne dispose pas de poignées, mais là n'est pas sa vocation.

L'ensemble des touches de commande, et elles sont nombreuses, est regroupé en face avant ainsi que la sortie vidéo-composite. Toute l'interconnexion, et là encore les entrées-sorties sont nombreuses comme nous le verrons plus loin, est placée en bandeau sur la face arrière avec l'entrée secteur et le fusible de protection générale.

La disposition des touches en bandeaux verticaux par famille de fonctions s'avère très ergonomique.

Il s'agit de touches classiques à contacts type bascule, interdépendantes ou non selon le type de commande.

Le gros pavé à gauche est dédié à la génération des signaux et aux réglages de niveau vidéo. Le bloc de droite, quant à lui, est affecté à la commutation des standards de transmission et donc à la génération de la FI et de la HF modulée.

Un clavier numérique permet l'entrée d'un numéro de canal, la touche C/F donnant l'équivalent en fréquence.

On peut aussi, avec les touches fléchées, incrémenter ou décrémenter les canaux pour effectuer un balayage plus rapide. Le dernier canal appelé reste en mémoire. La touche H/C du pavé alphanumérique autorise le passage aux canaux inter et hyperbande, canaux réservés au câble.

Les indications : fréquence ou numéro de canal (avec précision câble/Hertzien) sont rappelées sur un afficheur sept segments I FD cinq chiffres.

Les deux bandeaux verticaux de

touches permettent le choix entre les différents standards de transmission :

- L/L' français,
- B/G CCIR,
- l'anglais,
- D/K OIRT.
- M/N USA, Japon en NTSC.

Les deux touches du bas de cette colonne notées "vidéo INT-EXT" et "audio INT-EXT" aiguillent les sources internes vidéo et audio ou externes (via le panneau arrière) sur le modulateur après traitement FI.

La deuxième colonne de touches situées juste à gauche du pavé alphanumérique est entièrement affectée au son (mono, stéréo, dual, gauche, droit...).

Le bloc de touches de gauche réserve à la génération vidéo offre de très nombreuses possibilités de mires avec mixage ou non d'un cercle avec croix centrés.

La première colonne de touches à l'extrême gauche est affectée au choix du standard couleur : SECAM, PAL, NTSC 3,58 MHz et 4,43 MHz. La touche synchro EXT-INT permet de verrouiller le SAA 1043 sur son horloge interne ou sur un signal vidéo-composite externe via la broche réservée à cet effet sur le panneau arrière.

La touche trame sélectionne le balayage entrelacé (625 - 525 lignes) ou non entrelacé (624 - 524 lignes) utile, par exemple, pour le test de certains moniteurs informatiques.

Vient ensuite une série de touches réservées aux choix des différentes mires ou signaux disponibles sur le modèle 890 :

- pavé blanc pour le réglage de niveau vidéo,
- mire de points blanc pour le réglage de la concentration,
- grille dédiée aux réglages de convergence et linéarité,
- le cercle avec croix pour la géométrie superposable dans tous les cas de figure,
- mire de barres couleur normalisée avec choix barres verticales ou horizontales pour les contrôles de décodage,
- image multicalve sinusoïdale à cinq fréquences : 0,5 - 1 - 2 - 4 - 4,8 - 5,8 MHz permettant l'évaluation de la bande passante totale en vidéo,
- dents de scie ligne avec addition ou non de la sous-porteuse PAL chroma, qui autorisent une évaluation rapide de la linéarité des circuits vidéo fréquence.

Un autre ensemble de touches permet d'activer ou non les signaux R, V, B, B-Y, R-Y, luminance Y, de choisir la saturation couleur 75 % ou 100 %, de superposer ou non le burst de sous-porteuse chroma sur le palier de suppression, d'insérer un titre (programmable en usine), de supprimer la chroma, d'actionner sur la Péritel les commutations lente (insertion vidéo-composite) ou rapide (insertion des primaires R, V, B).

Enfin, quatre potentiomètres, dont deux ajustables par vis, permettent de régler :

- le niveau vidéo-composite,
 - le niveau du burst,
 - le niveau du noir par rapport au niveau de suppression,
 - le niveau des tops de synchro.
- Dans tous les cas, la position calibrée avec un cran de sécurité donne les niveaux normalisés.

Comme on peut le constater après cette longue énumération, qui reste brève en rapport des possibilités offertes par ce générateur de mires, le modèle 890 est vraiment universel, rien n'a été oublié.

Nous n'avons pas pu tester l'appareil dans toutes les configurations mais il se révèle pratique d'emploi, sans faille, du bel ouvrage.

Les entrées/sorties

Outre la sortie vidéo-composite disponible en face avant, le ban-

Caractéristiques vidéo

BASE DE TEMPS

- Synchronisation : Interne par Qz ou PLL suivant standard ou Externe par PLL sur vidéo ou synchro composite
- Nombre de lignes : CCIR (PAL-SECAM)
 - 625/624 (trame désentrelacée)
 - RTMA (NTSC)
 - 525/524 (trame désentrelacée)
- 625 L - Fréquence ligne (fH) : $15625 \pm 0,001$ % Hz - Fréq. trame : 50 Hz
- 525 L - Fréquence ligne (fH) : $15734,2 \pm 0,001$ % Hz - Fréq. trame : 59,94 Hz
- Signaux de base conformes aux normes CCIR et RTMA

SIGNAUX D'IMAGES

- Champ blanc 100 %
- Mire de points
- Grille de convergence rapport 16 x 12 (Fig. 1)
- Salves de fréquence : 0,5 - 1 - 2 - 4 - 4,8 - 5,8 MHz (± 3 %)
- Dent de scie ligne avec Sous-Porteuse 4,43 MHz (PAL)
- Mires couleur : 3 possibilités principales
 - 1 - PURETE : Blanche, Rouge, Verte, Bleue, Jaune, Cyan, Magenta, Noire
 - 2 - MIRE de 8 barres normalisées à 75 %
 - 3 - DECOUPAGE en 8 zones horizontales, de haut en bas
 - Damier
 - Pavé Noir/Blanc à 75 %
 - Mire de barres couleur à 75 %
 - Salves de fréquences : 0,5 - 1 - 2 - 4 - 4,8 - 5,8 MHz (± 3 %)
 - Escalier linéaire du noir au blanc 100 %
 - Mire de barre à 25 % (SECAM) ou Mire anti-PAL
 - Impulsion Noir/Blanc
 - Barres Rouge/Jaune alternées

AUTRES POSSIBILITES

- Blanc à 75 % ou 100 % par commutation
- Superposition d'un cercle avec croix de centrage sur toutes images
- Mire de barres couleur horizontales
- Découpage de toutes images dans un cercle avec convergence en arrière-plan
- Coupure de B-Y et R-Y
- Coupure des identifications lignes ou trames (SECAM)
- Coupure du burst (PAL/NTSC)
- Coupure de la sous-porteuse chroma
- Coupure du signal Y

Caractéristiques H.F.

MODULATION F.I. (Sortie FI test sur BNC - Panneau arrière)

- VISION : Porteuse F.I. Qz : $38,9 \text{ MHz} \pm 50.10^{-6}$
 - Type de modulation : Bande latérale atténuée par F.O.S.
 - Normes L/L' $\left\{ \begin{array}{l} \text{Modulation positive} \\ \% \text{ Modulation} \geq 95 \% \end{array} \right.$
 - Normes B/G-I-D/K/K'-M/N $\left\{ \begin{array}{l} \text{Modulation négative} \\ \% \text{ Modulation} \geq 85 \% \end{array} \right.$
 - Entrée modulation vidéo extérieure : 1 V c. à c./75 Ω (BNC - Panneau arrière)
- SON :
 - Normes L/L' $\left\{ \begin{array}{l} \text{Porteuse F.I. Qz : } 32,4 \text{ MHz} \pm 50.10^{-6} \\ \text{Type de modulation : AM} \\ \% \text{ Modulation} \geq 50 \% \\ \text{Fréquence audio interne : } 1 \text{ KHz} \\ \text{Entrée audio extérieure : } 1,4 \text{ V c. à c./} 470 \text{ K} \Omega \end{array} \right.$
 - Autres normes $\left\{ \begin{array}{l} \text{Type de modulation FM} \\ \text{Pré-accatuation } 50 \mu\text{s} \\ \text{Déviation de fréquence : } D_e \pm 30 \text{ KHz à} \\ \pm 50 \text{ KHz suivant la norme} \end{array} \right.$
 - Normes B/G :
 - ~ F.I. son mono : $33,40 \text{ MHz} \pm 1.10^{-4}$ (canal 1)
 - ~ F.I. son stéréo et dual : $33,10 \text{ MHz} \pm 1.10^{-4}$ (canal 2)
 - ~ Fréquence Pilote stéréo/dual : 54,687 KHz (3,5 fH)
 - ~ Pilote modulée AM à 50 % par :
 - Identification stéréo : 117,5 Hz (fH : 133)
 - Identification dual : 274,1 Hz (fH : 57)
 - ~ Déviation de fréquence de la 2^e porteuse son : $\pm 2,5 \text{ KHz}$ provoquée par fréquence pilote modulée AM
 - ~ Fréquence audio interne mono : $\approx 1 \text{ KHz}$
 - ~ Fréquence audio interne stéréo et dual :
 - Canal Droite : $\approx 400 \text{ Hz}$
 - Canal Gauche : $\approx 1 \text{ KHz}$
 - ~ Entrée audio extérieure (connecteur DIN - panneau arrière) : 1,4 V c. à c./470 K Ω

Pour obtenir la même déviation qu'en interne

- F.I. son (I) : $32,90 \text{ MHz} \pm 1.10^{-4}$
- F.I. son (D/K/K') : $32,40 \text{ MHz} \pm 1.10^{-4}$
- F.I. son (M/N) : $34,40 \text{ MHz} \pm 1.10^{-4}$

deau du bas de la face arrière accueille toute la connectique normalisée dédiée aux différentes entrées-sorties suivantes :

- sortie HF sous 75Ω - niveau réglable de la face avant entre 0 et 10 mV (80 dB μ V),
- sortie test FI (75Ω) qui donne accès aux signaux à fréquence intermédiaire selon la norme de transmission retenue,
- entrées-sorties stéréo (DIN) et vidéo (BNC) pour moduler à partir de signaux externes (vidéo V_{càc} sous 75Ω et audio $1.4 V_{càc}$ sous $170 k\Omega$). Ces entrées sont validées grâce aux touches de la face avant vidéo INT-EXT, audio INT-EXT,
- sorties composantes R-Y et B-Y en BNC, niveau de $0,525 V_{càc} / 75 \Omega$ pour mire à 75 % de saturation,
- sorties impulsion ligne positive de 7,2 μ s synchrone avec le retour ligne et trame positive de 640 μ s synchrone avec le retour trame ($3 V_{càc} / 75 \Omega$) qui permettront de synchroniser un appareil ou des cartes de test externes,
- sortie (BNC) synchro composite (lignes + trame) en négatif ($4 V_{càc} / 75 \Omega$),
- entrée de synchronisation externe, validée par la touche sync INT-EXT de la face avant qui accepte un signal vidéo-composite complet $1 V_{càc} / 75 \Omega$ ou uniquement les synchros composites $0,3 V_{càc} / 75 \Omega$ pour verrouiller le générateur 890 sur une source externe,
- sortie Y/C mini DIN 4 broches dédiée aux appareils SVHS, luminance $1 V_{càc} / 75 \Omega$, chrominance $0,3 V_{càc} / 75 \Omega$.
- Enfin Euro connecteur Péritel

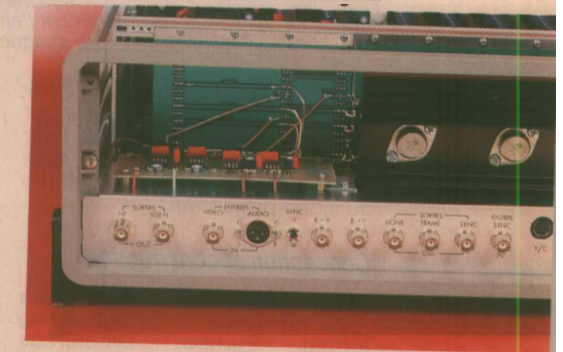
Transposition et sortie H.F. (BNC panneau arrière)

- Oscillateur local contrôlé par PLL, précision $\geq 1.10^{-4}$
- 5 plans de fréquence disponibles suivant la norme
- Normes: L/L' - B/G - D/K/K' - I - M/N
- Bande couverte: 40 à 900 MHz avec canaux Interbande et Hyperbande
- Sélection du canal désiré directement au clavier
- Incréméntation ou décrémentation des canaux ou fréquences par étapes
- Affichage du canal avec repère des canaux câbles (4 digits)
- Affichage de la fréquence (5 digits avec point décimal)
- Mémorisation du dernier canal utilisé
- Niveau de sortie HF (porteuse image): 80 dB μ V (10 mV) ± 2 dB
- Niveau son: - 10 à - 18 dB suivant la norme
- Atténuateur à diodes PIN: - 50 dB (variation continue)
- Impédance sortie: 75Ω

20 broches avec les sorties primaires R, V, B ($0,7 V_{càc} / 75 \Omega$), la vidéo composite en positif ($1 V_{càc} / 75 \Omega$), commutations lente ($12 V / 4,7 k\Omega$) et rapide ($3 V / 75 \Omega$), voies gauche et droite audio ($0,6 V_{càc} / 10 k\Omega$).

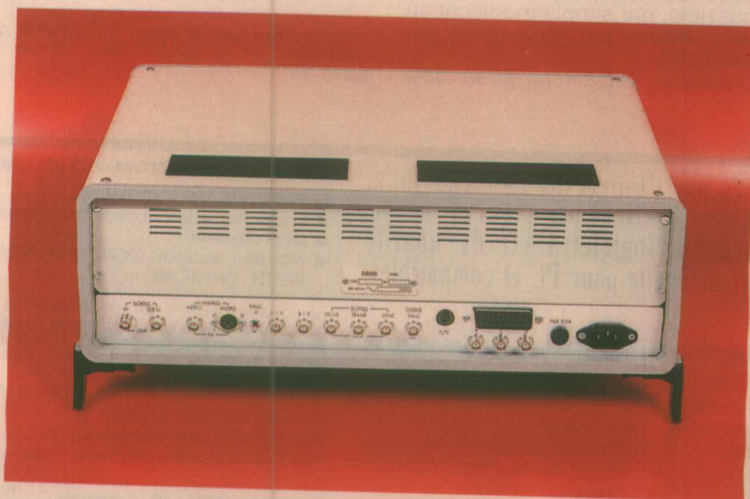
Signalons de plus que les primaires R, V, B sont ressorties en BNC et qu'il s'agit d'un branchement en parallèle avec la Péritel. Ceci s'avère pratique avec certains câbles Péritel d'un côté, BNC de l'autre.

Comme on peut le constater, SIDER n'a pas lésiné sur la connectique d'interfaçage pour



Cette vue dévoile l'arrière du circuit imprimé de fond de bac. Là où il se doit le constructeur a ajouté des liaisons en câble blindé.

Signaux de base	625 lignes (SECAM-PAL)	525 lignes (NTSC)
Fréquence ligne f_l	$15025 \text{ Hz} \pm 10^{-2}$	$15/34,2 \text{ Hz} \pm 10^{-5}$
Fréquence trame	50 Hz	59,94 Hz
Durée d'effacement ligne	$12 \mu\text{s} \pm 0,3 \mu\text{s}$	$11 \mu\text{s} \pm 0,2 \mu\text{s}$
Top synchro ligne	$4,7 \mu\text{s} \pm 0,2 \mu\text{s}$	$4,9 \mu\text{s} \pm 0,1 \mu\text{s}$
Palier de sécurité	$1,5 \mu\text{s} \pm 0,3 \mu\text{s}$	$1,5 \mu\text{s} \pm 0,2 \mu\text{s}$
Durée d'effacement trame	25 H soit 1,6 ms	19 H soit 1,2 ms
Synchro trame	séquence de 2,5 H : T = 27,3 μ s	séquence de 3 H : T = 27,1 μ s
Pré et post égalisation	2 séquences de 2,5 H	2 séquences de 3 H



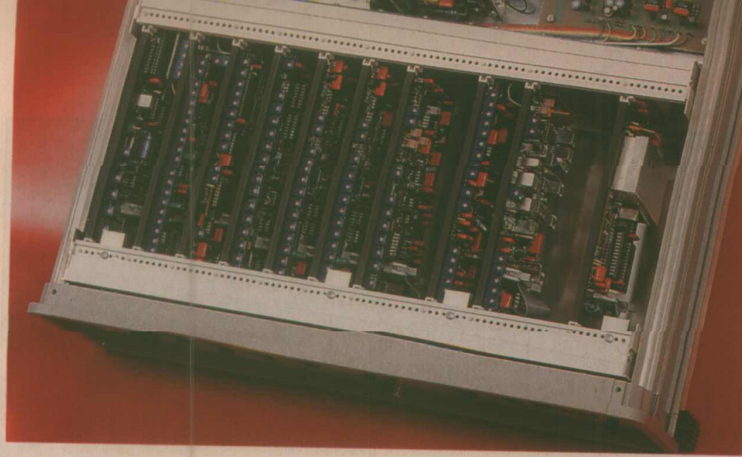
La face arrière avec l'ensemble des connecteurs d'entrées-sorties, seule la vidéo composite en bande de base est située en face avant (mais accessible aussi sur le connecteur SCART à l'arrière).

le plus grand bonheur de l'utilisateur.

Il sera impossible de prendre le générateur 890 en défaut à ce niveau. Tous les cas de figure ont été envisagés. Nous devons d'ailleurs avouer ne jamais avoir vu de mires offrant autant de possibilités d'interconnexion. Il y a même, nous allions l'ou-



La mire "générale" avec le titre.



Cette vue "d'avion" donne un bon aperçu de l'architecture retenue par SIDER. On distingue très nettement l'ensemble des cartes entichées dans le fond de bac et les réglages sur chaque carte, on ne peut plus accéder.

blier, un petit interrupteur libellé sync V qui permet de superposer la synchro en négatif 0,3 Vcc sur la composante primaire verte pour le test de certains moniteurs ou vidéo projecteurs.

Conception et construction

SIDER a intelligemment opté pour un système modulaire au format Europe. Différentes options peuvent ainsi être ajoutées ou retranchées selon les desiderata de l'utilisateur. Le système comprend trois cartes fixes : les contre-plaques de face avant qui accueillent les touches de sélection et le clavier alphanumérique et une carte de bus fond de bac qui supporte tous les connecteurs DIN femelle.

Les différentes cartes de génération de signaux s'enfichent sur le fond de bac. La mécanique (signée TRANSRACK) est parfaitement adaptée à la situation. Dans la version complète il n'y a pas moins de dix cartes qui viennent s'interconnecter via le bus. Toutes ces cartes sont réalisées sur époxy double face à trous métallisés relayées là où il se doit (vidéo et HF obligent) par des câbles blindés tirés au cordeau.

Derrière le fond de bac, on trouve l'alimentation : carte de régulation, transformateur et généreux dissipateur pour les ballasts, qui délivrent les quatre tensions nécessaires à l'ensemble de la circuiterie : + et - 12 V, + 5 V (logique), + 30 V (pour la HF, accord des varicaps).

L'interconnexion entre la face avant et les différentes cartes n'est pas effectuée par nappes et connecteurs enfichables. Tous les réglages sur ces cartes sont réalisés par des ajustables cermet situés en bordure de carte, ce qui permet un accès aisé sans avoir à démonter autre chose que le capôt qui est solidarisé au châssis par quatre vis : c'est très bien pensé.

L'architecture du générateur permet donc une évolution facile du matériel, en ne modifiant que les cartes concernées.

La carte pilote, par exemple, la plus à gauche, met en œuvre le maintenant célèbre SAA 1043 pour la génération de signaux de base résumés dans le tableau 2. Avec les futures normes, il sera possible, par simple modification de s'adapter (en 1250 lignes par exemple).

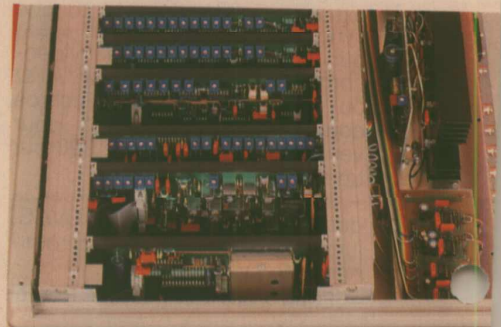
D'ailleurs, SIDER propose déjà

une fonction supplémentaire pour obtenir au format 10/9 le quadrillage, le cercle avec la croix de centrage permettant le réglage de la convergence et de la géométrie pour les nouveaux équipements 16/9.

CONCLUSION

Avec le modèle 890 de SIDER, nous sommes vraiment en présence du générateur de mires universel : il supporte tous les standards couleur, toutes les normes de transmission et même depuis peu le format 10/9, délivre tous les signaux nécessaires au réglage, à la maintenance ou à la conception dans le très large domaine de la vidéo. Celui qui souhaiterait acquérir le système complet avec l'option titreur devra débourser 10 100 F HT, ce qui, reconnaissons-le, vu les prestations offertes et la qualité d'exécution, reste un prix très compétitif.

L'utilisation simple et les nombreuses entrées-sorties rendent cet appareil adapté aussi bien au labo de conception qu'au labo de maintenance où il fera gagner un temps précieux dans la recherche des pannes et l'exécution des réglages.



Au premier plan, la carte HF avec le microcontrôleur et le synthétiseur, suivie de la carte "FI".

Board Maker II



Conçu par l'Université de CAMBRIDGE, traduit et distribué par C.I.F., c'est le plus abordable logiciel CAO de qualité professionnelle pour PC et compatibles.

IL SE CONTENTE DES CONFIGURATIONS LES PLUS SIMPLES :

- écran : VGA, EGA, VGA, HQA, MCGA.
- imprimantes matricielles : 9 ou 24 aiguilles
- laser : HP LaserJet ou compatibles HP DeskJet, Postscript pour Word Perfect et Ventura Publisher
- traceurs : format HPGL, DMP
- format : GERBER pour phototracage EXCELLON/ASCII pour NC DRILL

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, REDAC, PROTEL, 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 réglée et personnalisable 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
BOARDMAKER II avec manuel en français 3 290 F TTC
BOARDMAKER II + autorouteur + manuel en français 6 280 F TTC



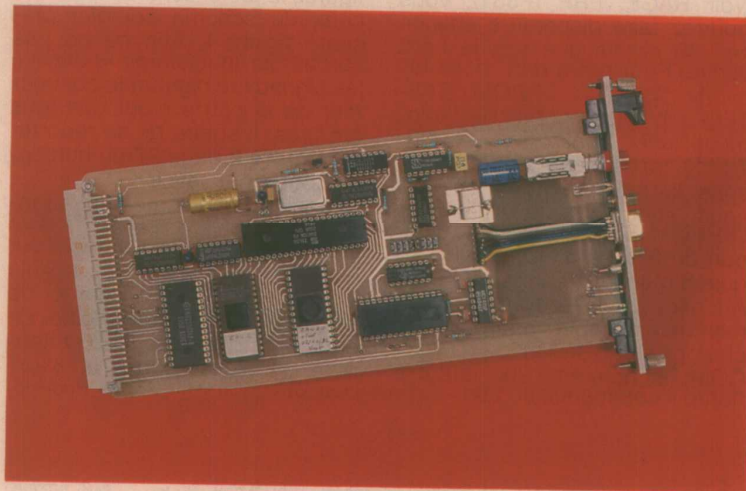
11, rue Charles-Michels
92220 BAGNEUX
Télex : 001 440 F
Fax : 16 (1) 45 47 16 14
Tél. : 16 (1) 45 47 48 00

Carte CPU ZAC

La carte que nous vous proposons cette fois n'a rien de révolutionnaire, mais elle complète harmonieusement le rack ZAC80 que nous avons décrit précédemment. Elle se compose d'un «vieux» Z80 à 4 MHz entouré de 8 à 32 ko de RAM statique (extensible à 64 ko), d'un port série RS232 et de 7 CS décodés, le tout sur carte Europe.

Bien entendu des softs moniteur (gestion clavier, LED, touches de fonctions) et test de la RS232 (avec un PC), permettront de s'assurer du bon fonctionnement de la carte et d'envisager enfin d'y tester vos idées les plus hardies.

Comme à notre habitude, la réalisation pratique n'exigera pas de métallisation des trous, et on pourra télécharger sur le serveur ERP le fichier Layo, ainsi que le Dump d'Eprom, les sources, etc.



Le Z80 fait la différence entre deux zones d'adresses : la zone mémoire (Ram, Rom, Eprom), limitée à 64 ko, et celle réservée aux périphériques d'entrées-sorties, pour lesquels 256 octets doivent suffire.

Nous verrons que nous avons offert la possibilité d'étendre l'adressage mémoire de 32 ko supplémentaires, mais examinons en premier le découpage des entrées-sorties retenu. La **figure 1** montre que pour cette zone, 8 décodages de 4 adresses chacun sélectionnent respectivement :

- 1 - Le 8255 moniteur (implanté sous Clavgest)
- 2 - Un 8251 pour la liaison RS232

3 et 4 - deux 8255 externes.

5 à 8 quatre 00 véhiculés sur fond de panier.

L'espace mémoire quant à lui est morcelé ainsi : deux zones EPROM de 16 ko maxi chacune, et les 32 ko restant pour la RAM interne (placée sur la carte).

Mais le 8255 moniteur est en mesure de gérer une commande permettant de détourner le chip select de la RAM vers une seconde, de 32 ko (maxi) afin d'étendre l'espace RAM total si le besoin s'en faisait sentir. On notera que cette commutation (appelée BANK) sera accessible sur le connecteur de la carte Europe, suivant la logique donnée **figure 2** : Un 0 logique sélectionnera la RAM interne, un «1» l'extension. Le principe est simple : le transistor force ou non une ligne de commande complétement, permettant ainsi de distribuer la zone d'adresses RAM vers RAM interne ou externe. Le décodage «de base» est fait à l'aide de Y2 et Y3 de IC9, et couvre de 8000 à FFFF. La RAM interne se voit réserver 2 ko pour le «système».

La zone mémoire restant libre (0000 à 7FFF) est coupée en deux soit 0000-3FFF, 4000-7FFF, afin de s'adresser aux deux ROMs (EPROMs). La première héberge le System (BOOT = INIT, attente de pression sur une touche, start, stop, etc.). C'est en fait le soft d'initialisation qui occupe les 512 premiers octets pour charger les tables de reconnaissance de touches, tester si la RAM est à effacer ou non, mettre en service le 8255 moni-

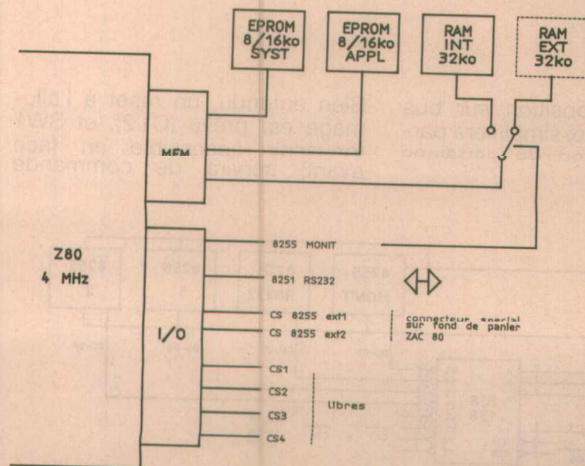


Figure 1

tor, etc. Dans le dump qui est donné **figure 6**, il faudrait normalement s'arrêter on 01E8. De 0200 à 024 F, c'est un «squat» du test de la RS232. Si vous travaillez en RAM sauvegardée (voir RAGE, ERP n°531), vous pourrez faire disparaître ensuite ces 80 octets une fois le hard vérifié. Pour notre part, nous les avons figés en EPROM SYSTEME : un test n'est pas véritablement une application (4 000-7 FFF), mais peut se conserver sous la main, au cas où... Si vous adoptez cette méthode, l'EPROM SYSTEME ne sera libre que de 0250 à 3 FF, mais 15 ko quand même ! Attention : sur les sources commentés que vous pourrez télécharger, le test RS232 (TEST-COM) est noté en 9 000, et sur le dump il commence en 200.

tre étant disponibles sur tous les autres slots.

LE SCHÉMA

Les décodages d'adresses vus figures 2 et 3 sont exactement ceux du schéma complet présenté **figure 4**. Afin de ne pas surcharger inutilement le dossier, les signaux rejoignant le connecteur de la carte n'ont pas tous été tirés. Il suffira de se reporter à la **figure 2** page 27 du numéro 531 pour tout savoir. Parmi les signaux méritant attention, on réparera Reset et Reset Barre, qui tous deux arrivent sur le fond de panier. La cellule inverseuse IC7a se charge de "renverser" le reset d'origine. En effet, si le Z80 et les 8 255 attendent un Reset barre, le 8 251 doit être commandé en inverse

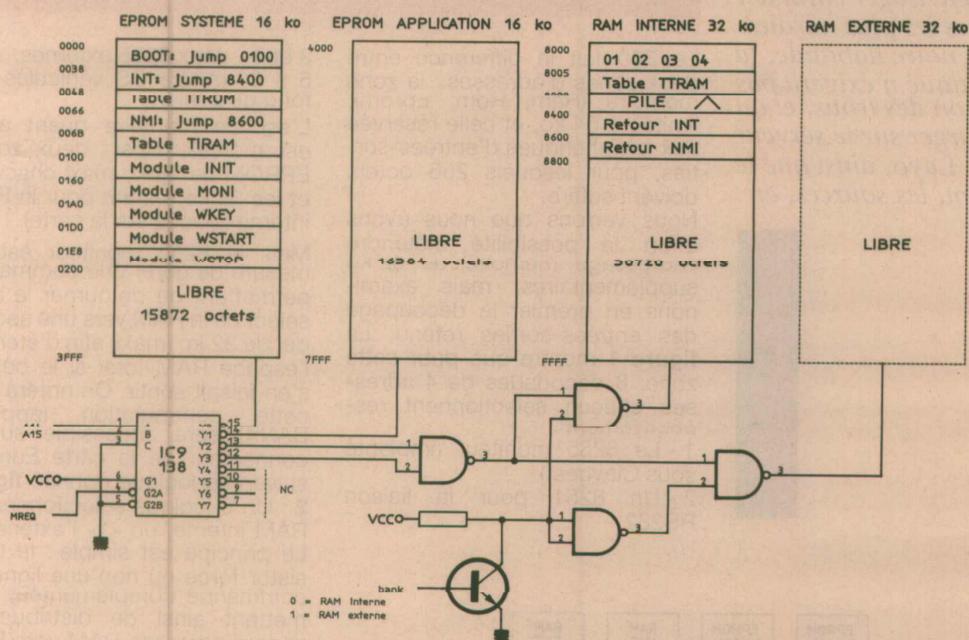
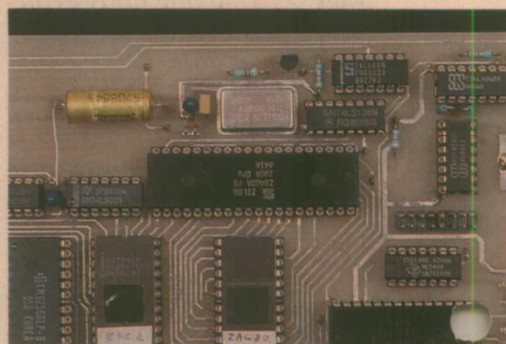
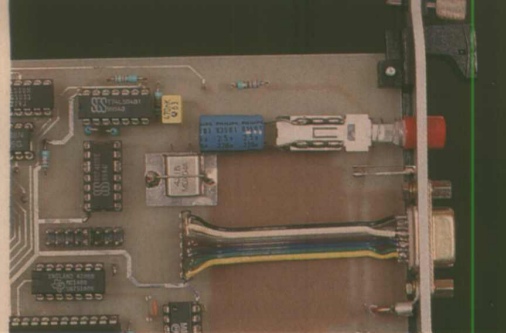


Figure 2

En **figure 3**, on voit cette fois le décodage des entrées-sorties. C'est encore un 138 qui distinguera 8 CS de 4 adresses chacun. Le premier (Y0), est destiné au 8255 moniteur. Le second est réservé (non accessible en fond de panier) au 8 251 qui gèrera le port série. Les troisième et quatrième correspondent aux deux 8 255 les bus A0 et A1 sont nécessaires alors que pour le 8 251, A0 suffit.

Les 4 CS restant sont libres. A noter toutefois que seuls CS3 et 4 arrivent sur le dernier slot (inverse) de la carte mère, les qua-

La mise à disposition sur bus des deux signaux simplifiera parfois la réalisation de certaines extensions.

Bien entendu, un reset à l'allumage est prévu (C1/2), et SW1 (poussoir accessible en face avant) servira de commande

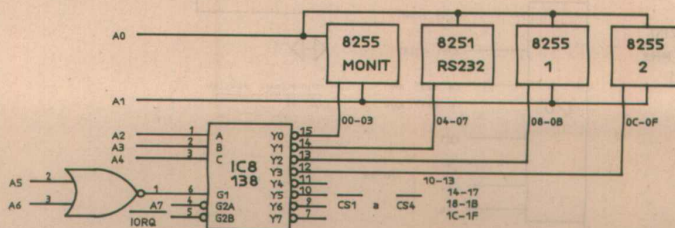


Figure 3

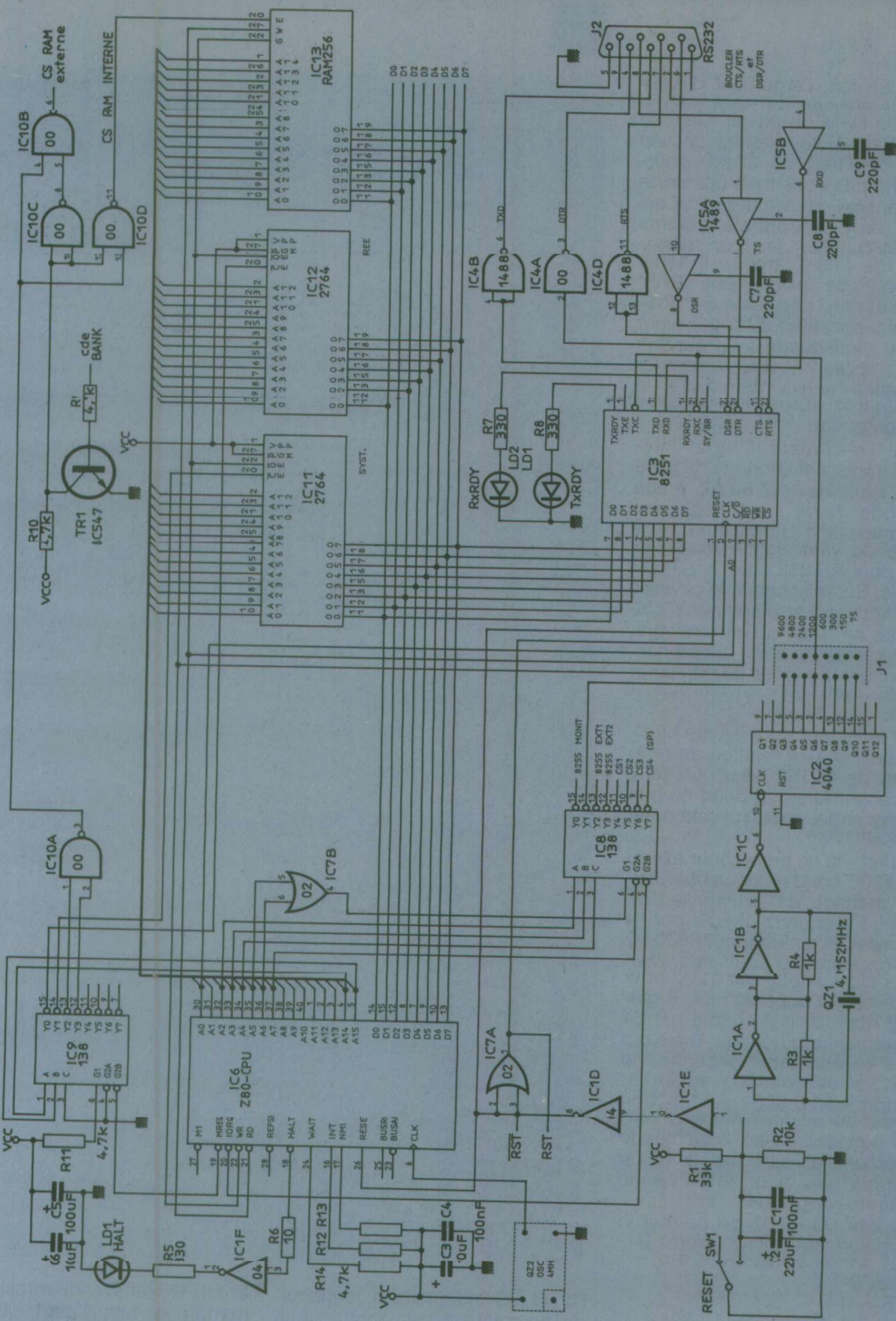


Figure 4

manuelle. Pour information, l'auteur s'est amusé à évaluer le temps de coupure secteur conduisant à un reset et à une perte des données en RAM. Les conditions étaient les suivantes : carte CPU dans ZAC80, affichage nexa allumé, le tout ali-

menté par U Power (voir photo page 25, ERP 531). De seconde en seconde, il est arrivé à 8... Ainsi, il fut possible de lancer une courte transmission RS 232, ZAC 80 débranché ! Bien évidemment, cette performance est à créditer à U Power. Inutile donc

de craindre les «micro-coups» vous avez huit secondes pour appuyer sur le disjoncteur... Alain CAPO (softs) et votre serviteur ont longtemps hésité à sauvegarder la RAM interne par pile, pour enfin se décider à ne pas le

faire. En fait, l'argument d'Alary était le suivant : la RAM interne est une RAM de travail. Comme il est possible d'adresser une seconde RAM de 32 ko, pourquoi ne pas construire une carte d'extension, sauvegardée, et qui serait en plus portable (comme RAGE) ? Ainsi, dans un porte-carte de faible largeur, il serait possible de placer une RAM 32 ko et deux piles de 4,5 V ordinaires, constituant l'équivalent d'une «disquette». Pourquoi deux piles ? Pour assurer l'échange sans interrompre la sauvegarde (pile en parallèle bien entendu).

Outre l'oscillateur 4 MHz (intégré) fournissant l'horloge de base au système (Z 80 A), une seconde base de temps est implantée afin d'offrir une large plage de vitesses de transmission pour RS 232 : de 75 à 9 600 bauds. Sur le schéma, le cavalier de sélection est placé sur 1 200 bauds, ce n'est qu'un exemple, mais il faudra penser à faire correspondre la vitesse du port série du PC avec celle choisie sur la carte...

Pour le lecteur qui - à juste titre - chercherait une relation entre le quartz de 4,9152 MHz et le taux de transmission en baud ou bits par seconde, une explication est indispensable.

En effet - si on prend pour exemple 1200 bauds - un simple calcul mettant en œuvre la fréquence du quartz divisée par 64 (Q6 de IC2), on obtient 76800 Hz et non les 1200 souhaités. Divisons alors 76800 par 1200 pour dévoiler le coupable : 64. Il faudrait donc diviser encore par 64 la fréquence d'horloge, mais qui va s'en charger ? Réponse : le 8251, si son mot de mode est conforme ! Le 8251 est un "bon vivant" qui ne demande qu'à rendre service : il est capable de gérer une division par 1, 16 ou 64 pour peu qu'on le prévienne en temps opportun.

Les bits D0 et D1 de ce mot le conditionnent ainsi (ordre D1-D0) : Mode synchrone : 0-0

: 1 ⇔ 0-1
: 16 ⇔ 1-0
: 64 ⇔ 1-1

Ainsi, si le mot de mode débute (poids faibles) par 1-1, le 8251 traduira les 76800 Hz fournis par l'horloge, en 1200 bauds. Si d'aventure on souhaitait offrir une base de temps de 1200 Hz, le mot de mode pourrait commencer par 0-1, mais il faudrait modifier le hard !

Pendant que nous y sommes, rappelons brièvement les effets produits par les 6 bits suivants :

TABLEAU 1

```

; DEFINE.Z80
; Adresses des modules
;
INIT: EQU 0100H ; adresse implantation module INIT
MONI: EQU 0150H ; adresse implantation module MONI
WKEY: EQU 01A0H ; adresse implantation module WKEY
WSTART: EQU 01D0H ; adresse implantation module WSTART
TSTOP: EQU 01E0H ; adresse implantation module TSTOP
;
; Vecteurs en Rom
;
TTROM: EQU 0A00H ; table des codes de touches F1 à F9
TIRAM: EQU 006BH ; table pour initialisation de la RAM
;
; Vecteurs en Ram
;
DEBRAM: EQU 8000H ; adresse de début de la RAM
TIRAM: EQU 8005H ; table des codes de touches F10 à F18
VSTACK: EQU 8400H ; adresse de la pile
VECINT: EQU 8400H ; adresse de la routine INT
VECNMI: EQU 8600H ; adresse de la routine NMI
;
; Adresses des ports I/O
;
MONA: EQU 00H ; port A du 8255 moniteur
MONB: EQU 01H ; port B du 8255 moniteur
MONC: EQU 02H ; port C du 8255 moniteur
MONCD: EQU 03H ; port Command/Data du 8255 moniteur
COMTR: EQU 04H ; port Transmission/Reception du 8251 com.
COMCS: EQU 05H ; port Command/Status du 8251 communication
;
; Définition du code des touches de fonction
; ...Clé G1/G2 sur G1
; .....port A
TSTA: EQU 3FH ; code touche START
TF0: EQU 3FH ; code touche STOP
TF1: EQU 6FH ; code touche F1
TF2: EQU 77H ; code touche F2
TF3: EQU 7BH ; code touche F3
TF4: EQU 7DH ; code touche F4
TF5: EQU 7EH ; code touche F5
; .....port C
TF6: EQU 0EH ; code touche F6
TF7: EQU 0DH ; code touche F7
TF8: EQU 0BH ; code touche F8
TF9: EQU 07H ; code touche F9
; ...Clé G1/G2 sur G2
; .....port A
TF10: EQU 0EFH ; code touche F10
TF11: EQU 0F7H ; code touche F11
TF12: EQU 0FBH ; code touche F12
TF13: EQU 0FDH ; code touche F13
TF14: EQU 0FEH ; code touche F14
; .....port C
TF15: EQU 8EH ; code touche F15
TF16: EQU 8DH ; code touche F16
TF17: EQU 8BH ; code touche F17
TF18: EQU 87H ; code touche F18
;
; Définition du code des sorties du 8255 Moniteur
; ...port B
; .....port = port OR code
L2_ON: EQU 80H ; allumage led L2
L3_ON: EQU 40H ; allumage led L3
L4_ON: EQU 20H ; allumage led L4
L5_ON: EQU 10H ; allumage led L5
L6_ON: EQU 08H ; allumage led L6
L7_ON: EQU 04H ; allumage led L7
L8_ON: EQU 02H ; allumage led L8
L9_ON: EQU 01H ; allumage led L9
; .....port = port AND code
L2_OF: EQU 7FH ; extinction led L2
L3_OF: EQU 0BFH ; extinction led L3
L4_OF: EQU 0DFH ; extinction led L4
L5_OF: EQU 0EFH ; extinction led L5
L6_OF: EQU 0F7H ; extinction led L6
L7_OF: EQU 0FBH ; extinction led L7
L8_OF: EQU 0FDH ; extinction led L8
L9_OF: EQU 0FEH ; extinction led L9
; ...port C
; .....port = port OR code
L1_ON: EQU 80H ; allumage led L1
RDY_ON: EQU 40H ; allumage led READY
BNK_ON: EQU 20H ; sélection RAM externe
BUZ_ON: EQU 10H ; allumage buzzer
; .....port = port AND code
L1_OF: EQU 7FH ; extinction led L1
RDY_OF: EQU 0BFH ; extinction led READY
BNK_OF: EQU 0DFH ; sélection RAM interne
BUZ_OF: EQU 0EFH ; extinction buzzer

```

D2 et D3 indiquent la longueur du caractère à transmettre, qui peut être de 5 à 8. Dans notre cas, il s'agit de 8 bits, donc 1-1. D4 détermine ou non si un contrôle de parité est envisagé : 1 = oui, 0 = non (option retenue). Si on choisit 1, il faut compléter l'information en indiquant -grâce à D5- si le contrôle se fera sur un total pair (1) ou impair (0). Comme nous avons adopté D4 = 0, D5 = X. Par défaut, nous avons mis 0.

Enfin, D6 et D7 déterminent le nombre de bits d'arrêt, qui peut être choisi entre 0 et 2 (> à 1, consulter les docs !). 1 bit d'arrêt étant voulu, on arrive au mot de mode complet suivant : 01001111.

Nous ne détaillerons pas tout du 8251, rassurez-vous. D'excellents ouvrages vont au fond du problème avec une rare clarté, et les auteurs vous recommandent particulièrement : applications du Z80 de J.W. Coffron (Sybex)

AFFECTATION DES PORTS DU 8255 MONITEUR

PA0 = F5	PB0 = L9	PC0 = F6
PA1 = F4	PB1 = L8	PC1 = F7
PA2 = F3	PB2 = L7	PC2 = F8
PA3 = F2	PB3 = L6	PC3 = F9
PA4 = F1	PB4 = L5	PC4 = BUZZER
PA5 = STOP	PB5 = L4	PC5 = BANK
PA6 = START	PB6 = L3	PC6 = READY
PA7 = G1/G2	PB7 = L2	PC7 = L1

CODE DES TOUCHES DE FONCTION

Port 8255	Touche	Valeur binaire	Codage logiciel	Code hexa	
PA6	START	x011 1111	0011 1111	3F	Clé G1/G2 = G1 ou G2 PA7 = x
PA5	STOP	x101 1111	0101 1111	5F	
PA4	F1	1110 1111	0110 1111	6F	Clé G1/G2 = G1 PA7 = 1
PA3	F2	1111 0111	0111 0111	77	
PA2	F3	1111 1011	0111 1011	7B	
PA1	F4	1111 1101	0111 1101	7D	
PA0	F5	1111 1110	0111 1110	7E	
PC0	F6	0000 1110	0000 1110	0E	
PC1	F7	0000 1101	0000 1101	0D	
PC2	F8	0000 1011	0000 1011	0B	
PC3	F9	0000 0111	0000 0111	07	
PA4	F10	0110 1111	1110 1111	EF	Clé G1/G2 = G2 PA7 = 0
PA3	F11	0111 0111	1111 0111	F7	
PA2	F12	0111 1011	1111 1011	FB	
PA1	F13	0111 1101	1111 1101	FD	
PA0	F14	0111 1110	1111 1110	FE	
PC0	F15	0000 1110	1000 1110	8E	
PC1	F16	0000 1101	1000 1101	8D	
PC2	F17	0000 1011	1000 1011	8B	
PC3	F18	0000 0111	1000 0111	87	

pour le "hard" et programmation du Z80 de Rodnay Zaks (Sybex) pour le soft. Evitez du composant au système de R. Zaks -non pas qu'il soit sans intérêt- mais avec les deux précités on va droit au but et ils favorisent plus la pratique, mettant de côté l'aspect historique. Une petite remarque toutefois à l'éditeur (Sybex) : des ouvrages de cette qualité mériteraient un brochage plus solide... Merci !

Les entrées et sorties du 8255 admettent des niveaux TTL. Pour les rendre conformes au standard RS232 (+ 12/- 12), nous avons choisi le couple classique 1488 (sorties) 1489 (entrées) pour plusieurs raisons. En premier lieu le coût raisonnable et la grande disponibilité de tensions d'alimentations + 12 V/- 12 V, ce qui n'est pas souvent le cas... et ensuite pour offrir DTR et DSR au standard. Même si ils sont en général bouclés, notre solution préserve l'intégrité de la sortie RS 232.

La prise élue pour effectuer la liaison avec un PC est une DB9. Il sera facile de prévoir un cordon soit pour un XT ou un AT (au besoin on consultera le numéro 530, page 25, fig. 4).

RÉALISATION

La carte qui assemble les composants utiles est matérialisée figure 5. Bien entendu, elle impose un tracé sur deux faces, mais un soin tout particulier a

été apporté au dessin afin que la construction se passe d'une métallisation des "via(s)".

On remarquera que la partie "avant" est très largement sous-implantée. En cas de réutilisation du tracé pour un autre ensemble, il sera très facile de réduire l'occupation à environ 170 mm seulement.

La faible largeur de la face avant (3 TE soit environ 15 mm), a conduit à implanter C2 à l'horizontale. Pour la liaison avec la DB9, le petit connecteur J2 indique en clair les numéros des broches à relier à cette dernière. J1 quant à lui permet, comme nous l'avons vu sur le schéma, de sélectionner la vitesse de transmission. Le petit trait sur le dessin, place le cavalier pour 1200 bauds. Il sera facile de se rappeler que "plus on s'approche de la face avant, plus on va vite" (maxi 9600).

Un petit conseil pratique si vous utilisez de la barrette sécable pour vos implantations en double face : marquez d'un point de feutre indélébile (ou de blanc correcteur) l'orientation du IC qui viendra prendre place. En effet, si les supports disposent d'un index moule, entre deux barrettes parallèles il n'y a rien, et il est vivement conseillé de ne pas faire confiance à sa mémoire visuelle (confiance aveugle...).

Nous allons voir maintenant comment tester la carte et la RS232, mais encore une remarque : ne pas oublier R14 placée

sous le Z80. La maquette photographiée est le premier prototype (villainement labouré), et sur laquelle R14 avait été ajoutée côté cuivre. Pour la carte définitive, elle revient côté composants, mais continue à se cacher !

Mise en route et tests

Avant de plonger tête baissée dans le soft, de griller l'EPROM système et même de placer le Z80, il est sage de s'assurer que le hard est correct. Il doit bien traîner dans vos tiroirs une ou deux EPROM 2764 ou 128 programmées, et dont vous avez une idée du contenu ? Procédons donc par ordre :

1- Ne placer sur support que IC9 et IC10. Vérifier que les CS pour IC11, 12, 13 et RAM externe (par une commande artificielle de bank, 8255 moniteur retiré), sont conformes à la table donnée figure 2 : EPROM système de 0000 à 3FFF, EPROM applications (FREE sur la figure 6) de 4000 à 7FFF, RAM interne de 0000 à FFFF et RAM externe toujours de 8000 à FFFF mais avec la commande bank portée à 1.

Ceci est très facile avec un simple multimètre surveillant ces quatre points, CPUZAC étant engagée sur un prolongateur dans ZAC80 et les clés bien positionnées : MEM, clavier.

2- Placer ensuite IC13 (la RAM) et deux EPROM en IC11 et 12. Il est alors possible d'aller lire les EPROM et écrire ou lire en RAM, pour peu que l'on jongle correctement avec la clé Read-Write et les bonnes adresses.

Faire un saut en 8000 par exemple, et écrire quelques octets, puis repasser en lecture (read) et vérifier qu'ils ont été mémorisés. Si tout est correct et il n'y a pas de raison pour qu'il en soit autrement si on a travaillé avec soin, on sait que la zone mémoire est conforme.

3- Pour les entrées-sorties (IO), ajouter IC7 + IC8 et faire la vérification des CS comme précédemment (table des adresses figure 3), mais après avoir basculé la clé en position IO cette fois.

A ce stade, il ne reste plus qu'à contrôler le reset manuel et à l'allumage (IC1) la base de temps de 4,9152 MHz et ses sous-multiples (IC2), enfin le 4 MHz horloge système, avant de passer au soft.

Les plus pointilleux ne manqueront pas de tester encore les inverseurs IC4 et 5 de la RS232, ni les commandes de LED, et ils auront raison.

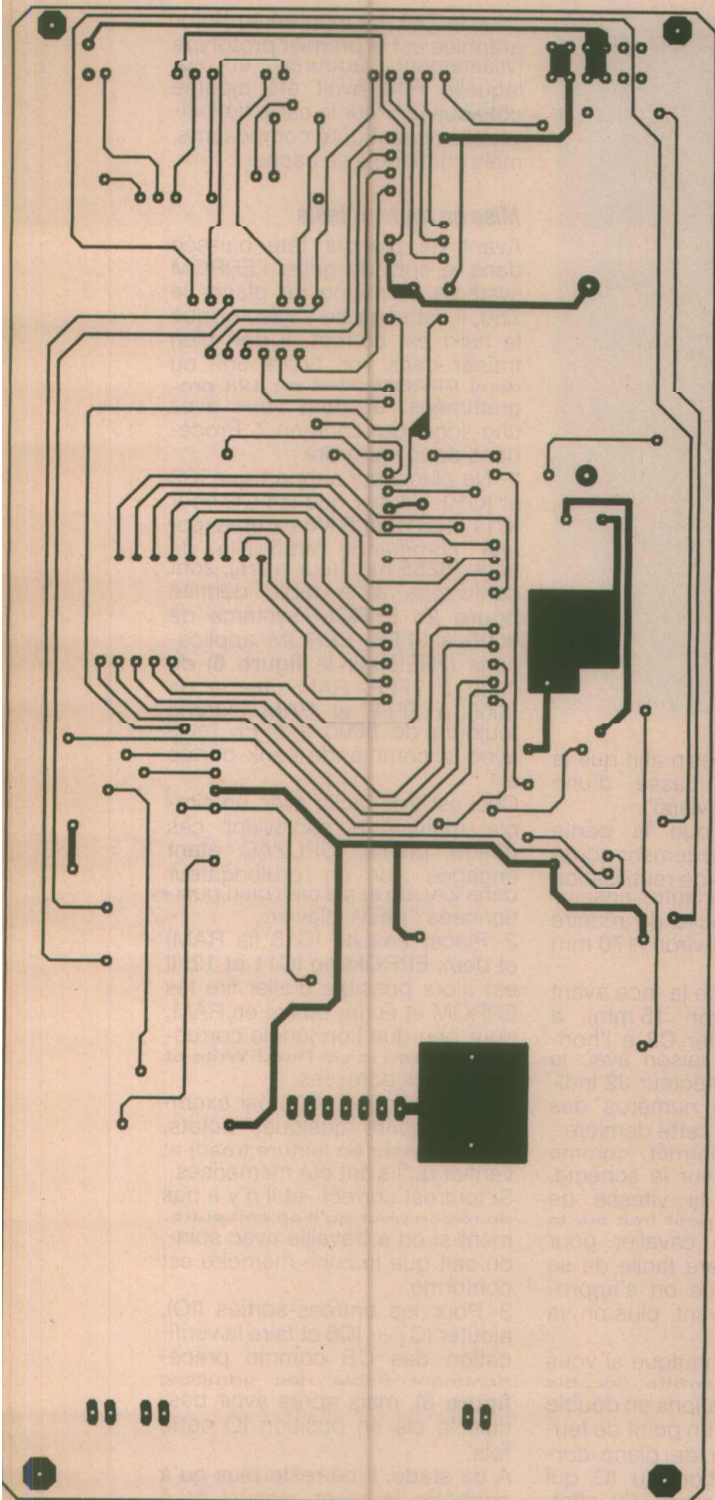


Figure 5 a

Nota : pour le reset à l'allumage, penser à la formidable réserve de l'alimentation et aux 8 secondes à attendre pour le réactiver !
 4- Pour contrôler le Z80 et le 8251, la meilleure méthode consiste à faire une transmission Aller Retour entre ZAC80 et un PC. Pour cela il faut griller

l'EPROM Système qui prendra place en IC11. Mais outre la "mécanique" du soft proprement dit, un mode d'emploi minimum des principes de ZAC80 est nécessaire : les tableaux 1 et 2 (préparés par Alain Capo) détaillent précisément les points stratégiques du système.

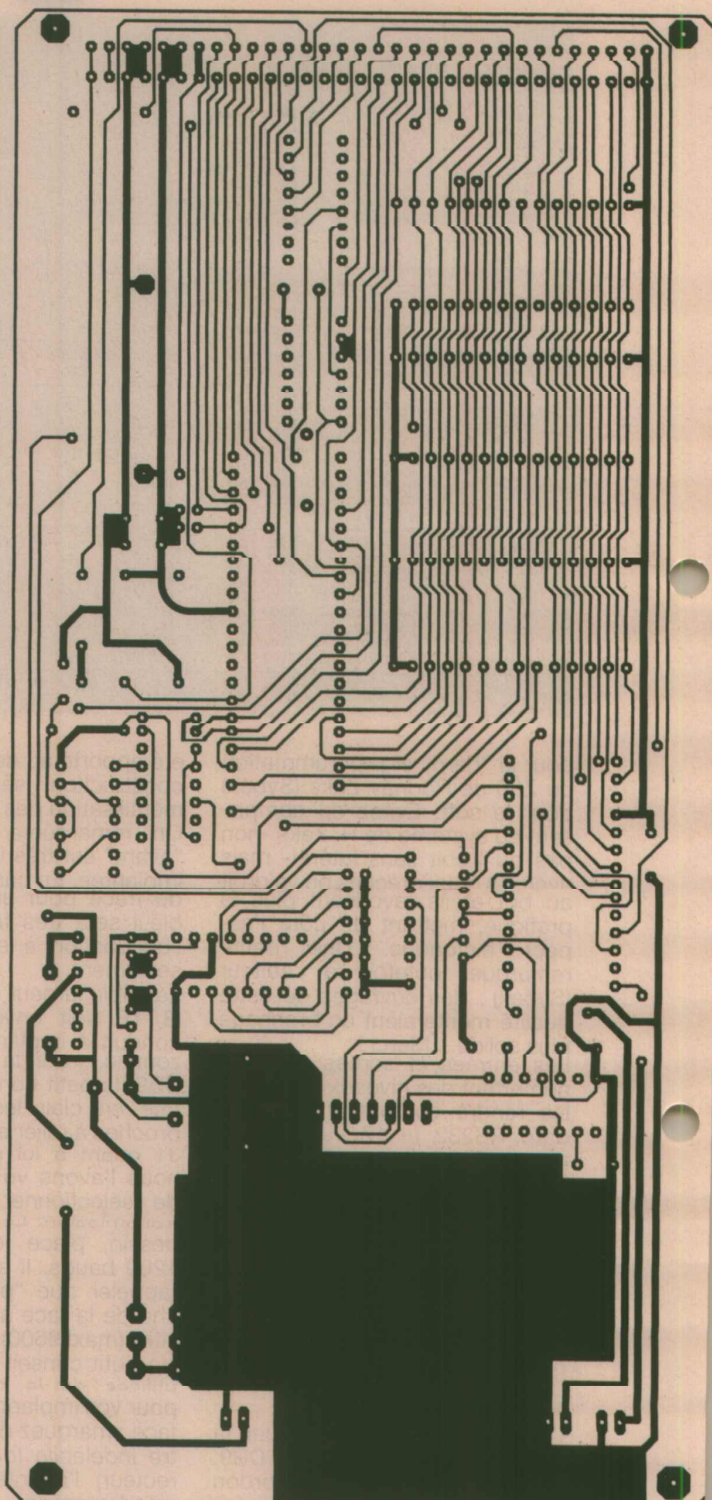


Figure 5 b

Figure 6, o'oot le dump à ontrer, et qui contient Testcom en 200 et plus. Comme nous l'avons dit, on fera comme on voudra mais cette méthode n'est pas sans intérêt : par exemple IC12 reste totalement libre.

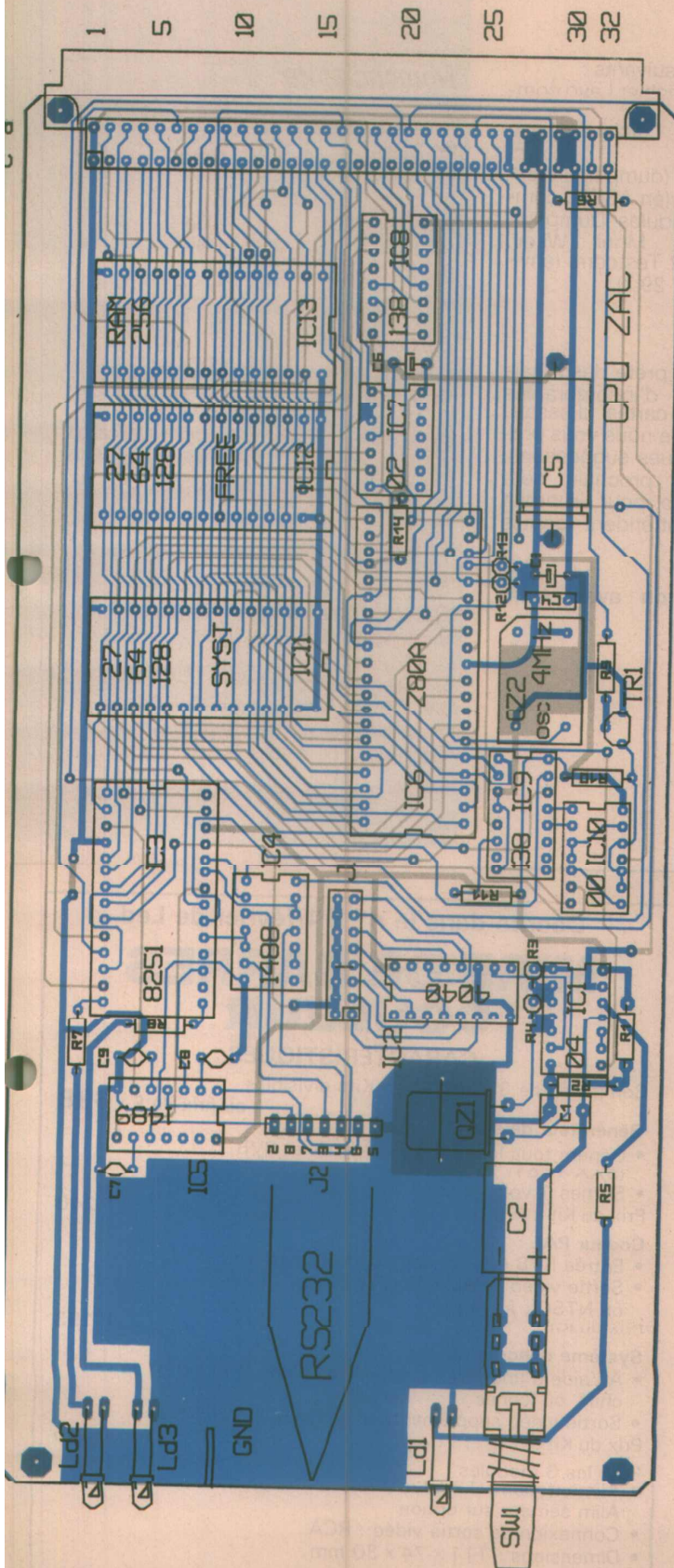


Figure 5 c

DUMP EPROM SYSTEME

0000	C3 00 01 FF FF FF FF FF	0130	ED 23 36 45 21 00 84 36
0008	FF FF FF FF FF FF FF	0138	FB 23 36 ED 23 36 4D 01
0010	FF FF FF FF FF FF FF	0140	20 00 21 6B 00 11 00 00
0018	FF FF FF FF FF FF FF	0148	ED B0 ED 56 FB C3 60 01
0020	FF FF FF FF FF FF FF	0150	FF FF FF FF FF FF FF
0028	FF FF FF FF FF FF FF	0158	FF FF FF FF FF FF FF
0030	FF FF FF FF FF FF FF	0160	06 09 11 03 00 CD A0 01
0038	C3 00 84 FF FF FF FF FF	0168	CB 7F 20 06 DD 21 40 00
0040	6F FF FF 77 FF FF 7B FF	0170	18 04 DD 21 05 0A nn nr
0048	FF FF FF FF FF FF FF	0178	00 28 06 DD 19 10 F7 18
0050	FF FF 0D FF FF 0B FF FF	0180	DF DD 23 DD 7E 00 DD A6
0058	07 FF FF FF FF FF FF FF	0188	01 FE FF 28 D3 DD 66 00
0060	FF FF FF FF FF FF C3 00	0190	DD 6E 01 E9 FF FF FF FF
0068	86 FF FF 01 02 03 04 FF	0198	FF FF FF FF FF FF FF
0070	FF FF FF F7 FF FF FB FF	01A0	DB 02 E6 0F FE 0F 20 0E
0078	FF FD FF FF FF FF FF BE	01A8	DB 00 E6 7F FE 7F 28 F0
0080	FF FF 8D FF FF 8B FF FF	01B0	FE 3F C8 FE 5F C8 F5 DB
0088	87 FF FF FF FF FF FF FF	01B8	00 CB 7F 28 02 F1 C9 F1
0098	FF FF FF FF FF FF FF	01C0	FF 80 C9 FF FF FF FF FF
00A0	FF FF FF FF FF FF FF	01C8	FF FF FF FF FF FF FF
00A8	FF FF FF FF FF FF FF	01D8	01 FE 3F 20 F9 C9 FF FF
00B0	FF FF FF FF FF FF FF	01E0	DB 02 E6 BF D3 02 C3 60
00B8	FF FF FF FF FF FF FF	01E8	01 FF FF FF FF FF FF FF
00C0	FF FF FF FF FF FF FF	01F0	FF FF FF FF FF FF FF
00C8	FF FF FF FF FF FF FF	01F8	FF FF FF FF FF FF FF
00D0	FF FF FF FF FF FF FF	0200	CD D0 01 00 00 00 00 3E
00D8	FF FF FF FF FF FF FF	0208	4F D3 05 3E 37 D3 05 CD
00E0	FF FF FF FF FF FF FF	0210	A0 01 FE FE 28 0B FE 77
00E8	FF FF FF FF FF FF FF	0218	28 23 FE 5F CA E0 01 18
00F0	FF FF FF FF FF FF FF	0220	EE 06 1A 0E 41 DB 05 E6
00F8	FF FF FF FF FF FF FF	0228	01 28 FA 79 D3 0A 0C 1A
0100	FF FF FF FF FF FF FF	0230	F4 D3 05 E6 01 28 FA 3E
0108	D3 02 21 00 84 F9 06 03	0238	1A D3 04 18 D2 21 00 A0
0110	21 00 80 3E 01 BE 20 06	0240	DB 05 E6 02 28 FA DB 04
0118	23 3C 10 F9 18 2C 01 00	0248	77 23 FE 0A 20 F2 18 BF
0120	80 21 00 80 36 00 23 0B		
0128	78 B1 20 F8 21 00 86 36		

Figure 6

DUMP RAM INTERNE (après initialisation)

DEBRAM: 8000	01 02 03 04	octets de test
TTRAM: 8005	EF FF FF F7 FF FF FB FF FF FD FF FF FE FF FF 8E FF FF 8D FF FF 8B FF FF 87 FF FF	table des codes des touches F10 à F18
VECINT: 8400	FB	EI
	ED 4D	RETN
VECNMI: 8600	ED 45	

Figure 7

La figure 7 donne l'état de la RAM interne après initialisation. Les quatre premiers octets dévoilent l'originalité du programmeur (!) mais s'avèrent utiles pour s'assurer que la RAM est à vider ou au contraire à préserver. On identifiera ce processus entre 010E et 012D sur les sources du module "INIT", sources que l'on pourra télécharger.

Transmission avec un PC

Il y a plusieurs choses à préparer avant de lancer les tests.

- 1- Bien évidemment relier les deux machines par câble adapté.
- 2- Sur PC, préparer un fichier que l'on nommera ALPHA.DAT, et qui contiendra "ABC..XYZ", soit l'alphabet complet en majuscules, suivi d'un retour chariot.
- 3- Adapter le port série choisi, à la vitesse déterminée par le cavalier sur J1. Par exemple si on opte pour COM1 et 1200, taper : Mode COM1 :1200,N,8,1.
- 4- Affecter un vecteur de saut vers testcom à une touche F10 à F18.

Si vous choisissez F10, il faudra écrire en RAM en 8006 : 02 et 8007 : 00 (soit 200), à condition que vous ayez comme sur le dump **figure 6**, placé testcom en 200.

5- Test émission (ZAC80 vers PC)

Appuyez sur F10 (clé G2) : la LED Ready doit s'allumer.

Appuyez sur start.

Sur le PC, taper COPY COM1 : CON :

Appuyez enfin sur F1 (clé en G1) : lancement de l'émission.

Sur le PC, on doit voir s'afficher l'alphabet en majuscules.

Si on fait F3 sur le PC puis à nouveau F1 sur ZAC80, un second alphabet apparaît sur l'écran.

6- Test réception

Faire un reset. Puis F10, start et F2 (prêt en réception).

Sur le PC, taper la commande : COPY ALPHA.DAT COM1.

Revenir sur ZAC80, appuyez sur stop et aller lire en RAM (clavier, mem, read), le contenu en A000 et plus : on doit avoir stocké la liste des codes hexa de l'alphabet A..Z, soit 41 à 54.

tion, les fichiers suivants : CPUZAC.LMC (fichier Lavo complet) CPUZACS.LMC (fichier Layo réduit) DUMPSYS.ZAC (dump figure 6) SOURCES.ZAC (en ASCII), comprenant les modules Dumpsys, Dumpram, Init, Moni, Wkey, wstart, l stop et l estcom. (environ 8 pages 21 * 29.7).

Conclusion

La machine est prête désormais à accueillir d'innombrables extensions ou cartes d'essais. De temps à autre nous vous proposerons quelques suggestions, mais le mois prochain sera réservé à l'audio, pour un projet que certains attendent depuis 5 ans...

Jean ALARY.

En collaboration avec Alain CAPO.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 33 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃, R₄ : 1 kΩ
R₅, R₇, R₈ : 330 Ω
R₆ : 10 Ω
R₉ à R₁₄ : 4,7 kΩ

Semiconducteurs

IC₁ : 74LS04
IC₂ : 4040
IC₃ : 8251
IC₄ : 1488
IC₅ : 1409
IC₆ : Z80A
IC₇ : 74LS02
IC₈, IC₉ : 74LS138
IC₁₀ : 74LS00
IC₁₁ : 2764 ou 128 Eprom system
IC₁₂ : 2764 ou 128 Eprom application
IC₁₃ : RAM KM62256
TR₁ : BC547

Condensateurs

C₁, C₄ : 0,1 μF
C₂ : 220 μF radial
C₃, C₁₀ : 10 μF radial
C₅ : 100 μF axial
C₆, C₇, C₈ : 220 pF

Divers

Ld₁ à ₃ : led de 3 mm
QZ₁ : quartz 4,9152 MHz
QZ₂ : oscillateur 4 MHz
J₁ : barrette 2 × 8, + 1 cavalier
J₂ : DB₉ fem.
J₃ : 41612 ac Male coudée
SW₁ : Shadow 21, on pousseoir 1 FC
Porte carte Europe 3TE TRANSRACK
Supports IC, de préférence en barrettes.

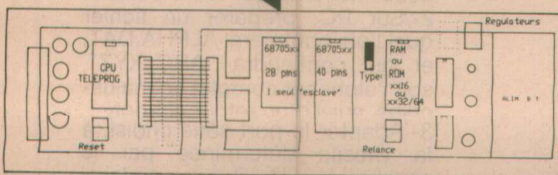
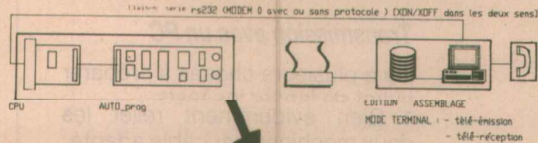
Fichiers téléchargeables

Sur le 36-15 ERP, vous pourrez télécharger pour cette réalisa-

BERIC

43, rue Victor-Hugo
92240 MALAKOFF
Métro : Porte de Vanves
Tél. : 46.57.68.33
Fax : 46.57.27.40

OUTIL DE DÉVELOPPEMENT LANGAGE MACHINE PROGRAMMATION TÉLÉ-ÉCHANGE AVEC GESTION DE FLUX ET RELECTURE DES 68705 XX NOTAMMENT P5 ET U5



REF. : TNT EN KIT : 1299 F

CONDITIONS DE VENTE

Règlement à la commande • Port PTT et assurance : 30 F infatigables • Expédition SNCF : facturé suivant port réel - Commande minimum : 100 F (+ port) • BP 4 MALAKOFF • Fermé dimanche et lundi - Heures d'ouverture : 9 h-12 h 30/14 h-19 h sauf samedi : 9 h-12 h 30/14 h-17 h 30 • Tous nos prix s'entendent TTC mais port en sus. Expédition rapide. En C.R. majoration : 25 F • CCP Paris 16578.99.

Décrite dans le n° 94/février de Led

MIRE DE BARRES COULEUR

CARACTERISTIQUES

Composée de 3 Modules en Kits divisibles,

au prix de F : 638

Générateur de sync. :

- Génère tous les signaux de sync. et RVB (SAA 1101)
- Sorties 1 volt/75 Ω

Prix du Kit : F 240

Codeur PAL :

- Entrée RVB + Sync. composite (75 Ω)
- Sortie vidéo : PAL 1 Vcc/75 Ω ou NTSC : à préciser

Prix du Kit : F 133

Système d'incrustation :

- A l'aide d'une PROM, génère en blanc des textes, chiff. ou icones.
- Sortie vidéo supplémentaire en N&B. 1 Vcc/75 Ω

Prix du Kit : F 205

Pour les 3 modules :

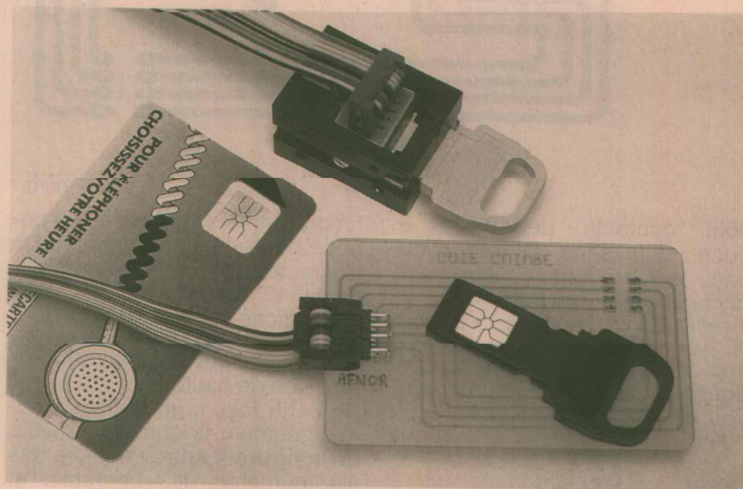
- Alimentation : 12 V/200 mA
- Alim secteur sur option
- Connexion de sortie vidéo : RCA
- Dimensions : 111 × 74 × 30 mm

Une serrure à clef à mémoire

Notre série d'articles sur les cartes à puce connaît un succès dépassant de loin toutes nos prévisions, ce qui prouve bien que le moment est venu de démocratiser largement ces techniques.

La clef à mémoire de SEFEA, citée dans notre étude sur les "circuits intégrés pour cartes à puce", a en particulier suscité un vif intérêt, appelant par conséquent de plus amples développements pratiques.

Nous allons donc traiter ici de l'adaptation de cette clef et du connecteur correspondant sur notre "serrure électronique" décrite dans le N° 524 de la revue, et évidemment sur le programmeur correspondant.



Rappels sur le produit

Spécialisée dans l'électronique horlogère et la micromécanique, la Société SEFEA d'Annemasse possède les deux compétences nécessaires au développement d'applications originales autour des circuits intégrés présentés en "micromodules" pour cartes à puce.

Sa clef mémoire n'est rien d'autre qu'une robuste clef en plastique (ARS), sur laquelle est rapporté un micromodule de carte à puce. Parmi les circuits intégrés disponibles sous cette forme, le plus courant est le TS 1200 de SGS-THOMSON, rencontré notamment dans les télécartes (EPROM série de 256 bits).

Le connecteur correspondant est un solide guide en aluminium anodisé, usiné avec précision et muni d'une "bascule" porte-contacts. Ce n'est que tout à fait en fin de course de la clef que les balais "atterrissent" sur le micromodule, puisque le contact de détection de clef se ferme.

L'ensemble est particulièrement résistant et fiable, souvent plus qu'un système à carte électriquement équivalent.

On peut par ailleurs supposer que cette technologie ne devrait pas rentrer dans le champ d'application des brevets sur les cartes à puce, ce qui pourrait constituer un atout fort significatif...

Par rapport à l'utilisation de télécartes de récupération, l'usage de ces clefs présente l'avantage que le fusible de protection en

écriture des 96 premiers bits (la "zone fabricant") est intact lors de la livraison.

Il en résulte des possibilités de personnalisation encore plus larges !

UN ADAPTATEUR POUR PROGRAMMEUR DE CARTES À PUCE

Electriquement parlant, la clef à TS 1200 est strictement équivalente à une télécarte, à ceci près que le fusible est intact et que la mémoire est pratiquement vide.

Rien ne s'oppose donc à ce que l'on utilise les mêmes circuits de programmation et de lecture, moyennant bien sûr une adaptation de connectique.

En ce qui concerne notre lecteur-enregistreur pour PC, dont des quantités considérables sont maintenant en service chez nos lecteurs, il est commode d'éviter toute modification en passant par l'intermédiaire d'une "fausse carte" réalisée en circuit imprimé de 8/10 de millimètre.

Le stratifié époxy présensibilisé nécessaire est un produit standard de CIF (Circuit Imprimé Français), la dimension de 100 x 160 mm en simple face (Réf. AAB16) permettant largement de tirer deux cartes conformes au tracé de la figure 1.

Bien entendu, le côté cuivre de ce circuit imprimé correspond au

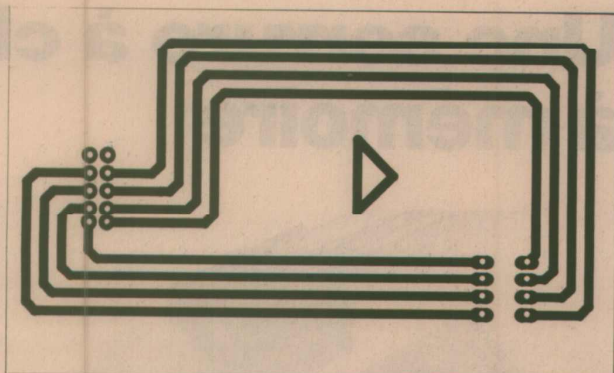


Figure 1

côté "contacts" des cartes à puce, et le sens d'introduction dans le lecteur devra être respecté en conséquence.

Il reste donc à assurer la liaison fil à fil entre les contacts du micromodule de la clef, dont la figure 2 rappelle la numérotation, et ceux de la fausse carte.



Figure 2

Le connecteur de clef SEFEA est livré avec une longueur de câble méplat à dix connecteurs, terminée par une fiche HE10 mâle correspondant aux picots de la bascule porte-contacts.

Il est commode de sertir (avec un petit étau à mors lisses) un second connecteur identique à l'autre extrémité de la nappe, quitte à équiper la fausse carte d'une barrette sécable correspondante (à double rangée de picots soudés).

La figure 3 détaille la réalisation de cette "limande", opération qui exige un minimum d'attention pour éviter tout croisement de connexions.

Les détrompeurs des deux connecteurs doivent être orientés du même côté, ce qui garantit leur interconnexion en parallèle. Le HE10 d'origine sera branché sur le connecteur SEFEA de telle

façon que le câble parte à l'opposé du trou d'introduction de la clef (autrement dit vers l'arrière). Le HE10 ajouté, pour sa part, sera affiché sur la barrette à double rangée de picots soudés équipant la fausse carte, détrompeur vers le haut.

De cette façon, on obtient automatiquement la correspondance de la figure 4 entre couleurs des fils, numéros des contacts, et signaux du TS 1200.

Grâce à cette adaptation, le lecteur-enregistreur doit fonctionner avec une clef à TS 1200 (réf. MK 10 chez SEFEA) exactement comme il le ferait avec une télécarte, à ceci près que la lecture d'une clef neuve se traduit par un seul bit à 1 parmi 255 bits à 0 : cela suffit pour empêcher

Figure 4.

Couleur fil	Contact carte	Signal TS 1200 ("télécarte")
Marron } Rouge }	/	Contact présence carte
Orange	8	F (fusible)
Jaune	4	RAZ (reset)
Vert	7	C (sortie donnée)
Bleu	3	H (horloge)
Violet	6	Vpp (tension de programmation)
Gris	2	W (écriture)
Blanc	5	GND (masse)
Noir	1	Vcc (alimentation + 5 V)

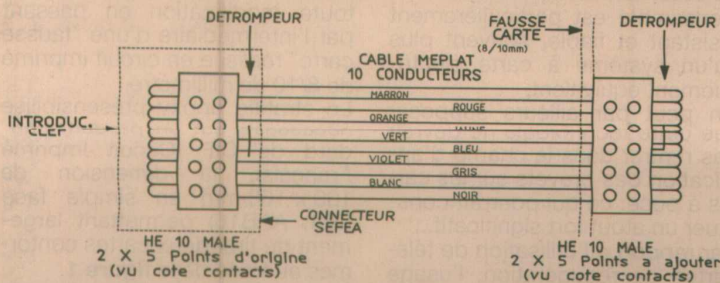


Figure 3

toute imitation frauduleuse des cartes téléphoniques !

Les logiciels écrits pour opérer sur les télécartes usagées sont évidemment utilisables avec les clefs SEFEA, mais il nous a semblé opportun de développer une nouvelle version du programme de vérification VERCARTE.BAS (figure 5).

En effet, le contrôle séparé de la "zone fabricant" et de la "zone des unités" n'a plus de sens lorsque le fusible est intact.

```

10 REM ----- VERCARTE.BAS -----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .CAR de référence ?"
30 INPUT N$
40 N$=N$+" .CAR"
50 OPEN N$ FOR INPUT AS#1
60 E=$H378:S=$H378
70 OUT S,O
80 PRINT"Insérer carte, puis presser ENTER"
90 INPUT Z$:CLS
100 OUT S,250:OUT S,248
110 FOR F=1 TO 8
120 FOR C=1 TO 2
130 FOR H=1 TO 4
140 OUT S,249
150 D=INP(E):D=(D AND 128)
160 INPUT I,B:IF B=0 THEN B=128
170 IF B<>128 THEN B=0
180 IF (D=128) AND (B<>128) THEN PRINT"1":
190 IF (D<>128) AND (B=128) THEN PRINT"0":
200 IF B=D THEN PRINT"--":
210 OUT S,251
220 NEXT H
230 PRINT"  ":NEXT C
240 PRINT"  ":NEXT F
250 END
260 REM (c)1991 Patrick GUEULLE
  
```

Figure 5.

Tous les bits identiques entre la clef et le fichier de référence seront affichés sous la forme de tirets, mais les bits erronés apparaîtront sous la forme qui est la leur dans le composant lu.

Bien entendu, ce nouveau logiciel peut être utilisé indifféremment sur des clefs ou des cartes, et c'est pourquoi il demande toujours l'insertion d'une carte (vraie ou fausse !) et non d'une clef...

Adaptation à la serrure électronique

Identique au précédent sur le plan purement électrique, ce problème est encore plus simple à résoudre.

Souvenons-nous en effet que la serrure décrite dans notre N° 524 se compose de trois circuits imprimés : un connecteur de carte, un petit automate programmable, et un adaptateur intermédiaire.

Le premier disparaît purement et simplement au profit du connecteur SEFEA, le second ne subit aucune modification, et le troisième demande juste un branchement quelque peu différent.

Les dix fils du câble en nappe provenant du connecteur SEFEA seront tout simplement séparés sur quelques centimètres et dénudés, puis directement soudés sur le circuit adaptateur selon la correspondance indiquée à la **figure 6**.

Rappelons qu'il est souhaitable que seul le connecteur soit exposé à d'éventuelles malvoilances : son câble, éventuellement prolongé, devra donc rejoindre un endroit sûr dans lequel seront installés l'adaptateur et l'automate.

L'orifice du connecteur de clef étant nettement plus vaste que celui d'un connecteur de carte, on pourra avantageusement l'équiper, en extérieur, d'un volet de protection rappelé par un ressort ou par son propre poids. Cela évitera la pénétration d'eau en cas d'intempéries, et limitera les introductions de corps étrangers auxquelles sont plus ou moins exposées toutes les entrées de serrures.

Conclusion

Quelques adaptations fort simples suffisent pour équiper notre serrure à cartes à puce d'un nouveau "sésame" extrêmement original, et parfaitement à sa place dans un trousseau de clefs ordinaire.

Grâce à nos logiciels, rien n'est plus facile que de recopier dans des clefs, et en plusieurs exemplaires s'il le faut, les cartes précédemment utilisées, puisque les deux supports utilisent le même micromodule.

Par contre, la zone de 90 bits inutilisable en écriture sur les cartes de récupération est disponible sur les clefs : de quoi étendre encore les possibilités du système !

Les clefs à mémoire et les connecteurs correspondants sont disponibles auprès de :

SEFEA

15, rue de Valeury
74106 ANNEMASSE
Tél. : 50.37.02.99
Fax : 50.37.61.93

Patrick GUEULLE

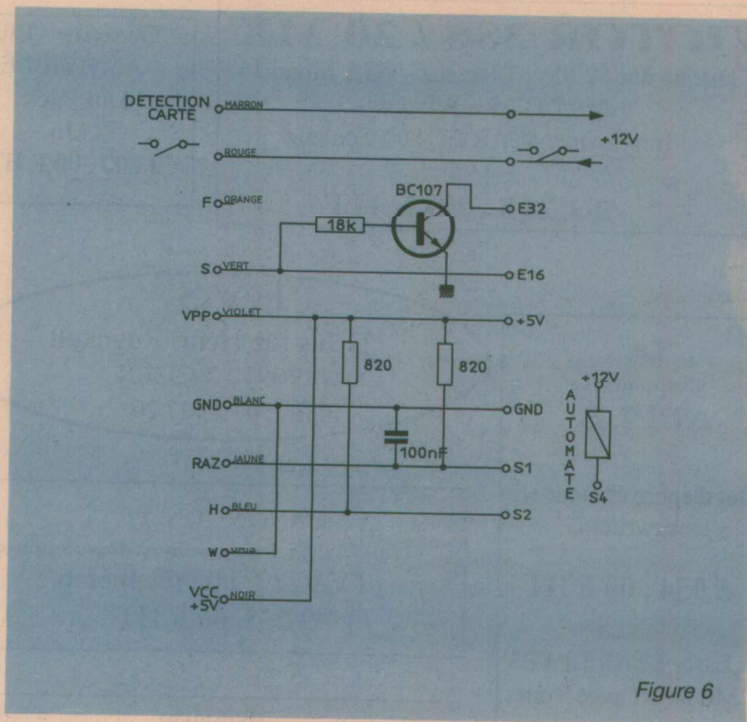
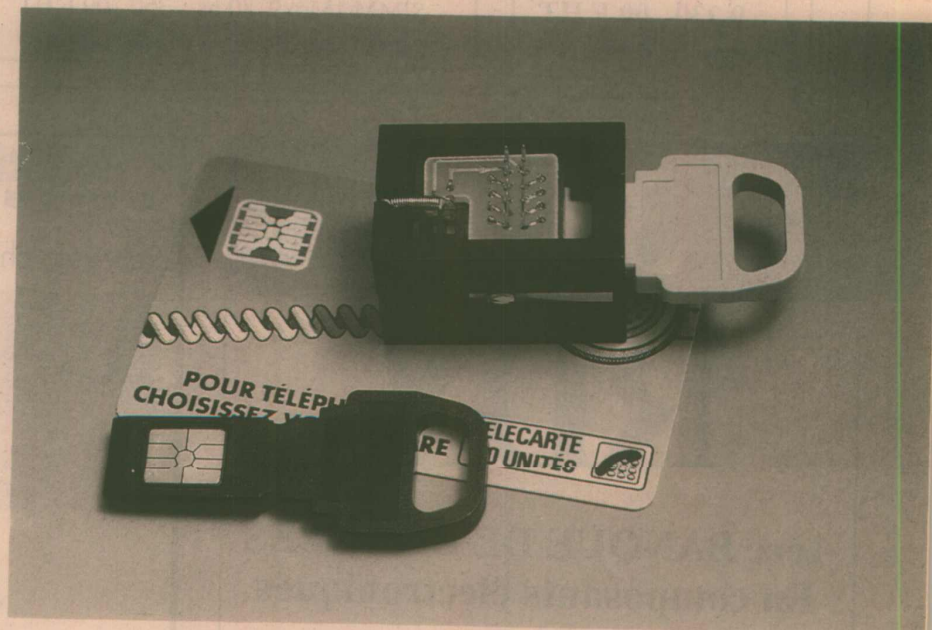


Figure 6



EVS MICRO INFORMATIQUE

M
A
T
E
R
I
E
L

L
O
G
I
C
I
E
L
S

VICTOR 386 / 20 MX

Disque dur 52 Mo - 1 lecteur - VGA Mono 14"
MS DOS 5 + Windows 3
Imprimante STAR LC 200 Couleur

13 215 , 60 F HT

Disque Dur
AMOVIBLE
Add Pack
52 Mo
3 000 , 00 F HT

DIGIMETRIE

Les cartes industrielles de
laboratoire et de
communication
qui transforment votre

VICTOR

en appareil
de mesure et de contrôle
244 combinaisons
possibles
Catalogue Gratuit

EVS

11 bis rue Henri Régnault
92380 GARCHES
TEL : 47 41 17 29

Les
Compatibles
APPLE

Jet d'encre couleur HP
Deskwriter C

5 954 , 00 F HT

Laser STAR LP4 PS
2Mo RAM avec Toner

9 239 , 00 F HT

CANON ION PC

L'archivage informatique de vos photos
TVA 22% non récupérable
9 255, 00 F HT

Mémoires

SIMM 1Mox9 80 ns 350 , 00 F HT
SIMM 1Mox8 80 ns 340 , 00 F HT

EN VRAC

**Windows 3 + Souris
MICROSOFT**

1 300, 00 F HT
Dans la limite du stock
disponible

D
E
V
E
L
O
P
E
M
E
N
T

F
O
R
M
A
T
I
O
N

3615

RDX

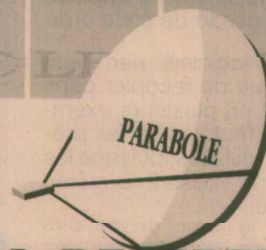
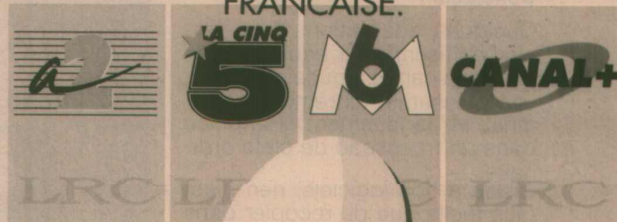
1ère **BANQUE DE DONNÉES**
En composants électroniques

- Brochages
- Boîtiers
- Caractéristiques
- Messageries
- Tarifs
- Promotions
- Annonces
- Commandes

AFRIQUE DU NORD

**ET REGIONS FRANCAISES NON DESSERVIES PAR
UN EMETTEUR TV**

Recevez, chez vous, les chaînes de télévision
FRANCAISE.



LA RECEPTION SATELLITE LRC

LYON RADIO COMPOSANTS

ALLEMAND, AMERICAIN, ANGLAIS, ITALIEN,
FRANCOPHONE... ...+ DE 45 CHAINES CHEZ VOUS.

Pour tous renseignements téléphonez au:

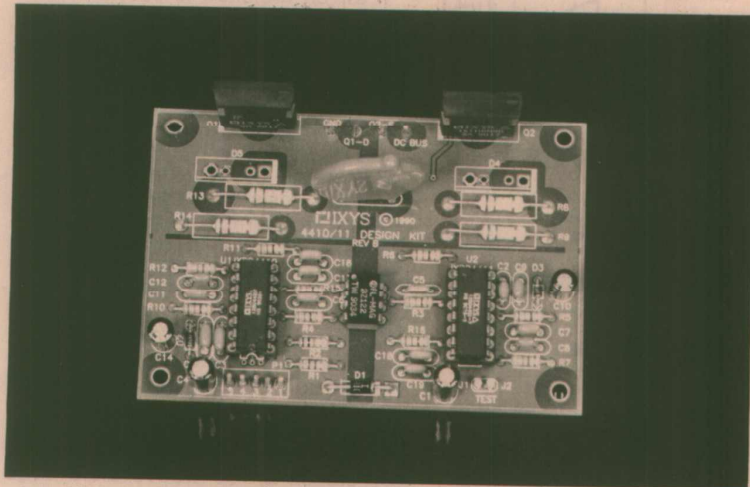
78 39 69 69 - FAX 78 30 54 83

ou écrivez nous à LRC

46 quai pierre scize - 69009 LYON - FRANCE

La protection des drivers CMOS envers le latch-up

Les drivers de MOSFETs en technologie CMOS présentent le désagréable défaut de se verrouiller (latch-up en Anglais) sous certaines conditions, tel un thyristor. Lorsque ce défaut apparaît, il entraîne un court-circuit fatal entre les lignes d'alimentation du composant considéré. Le présent article vous invite à découvrir les phénomènes mis en jeu ainsi que les moyens pour se protéger face à ce comportement destructif.



CONSTITUTION D'UN CIRCUIT CMOS

La fabrication d'un circuit intégré CMOS entraîne la formation parasite de transistors au sein des matériaux. Ces éléments, inhérents à la structure CMOS, sont inévitables. La figure 1 détaille l'intérieur d'un étage de sortie qui témoigne de la présence d'un transistor PNP à l'intérieur de la couche P, et d'un NPN dans la couche N. Les diverses connexions internes conduisent l'ensemble à former un thyristor à quatre couches. La figure 2 représente son circuit équivalent simplifié.

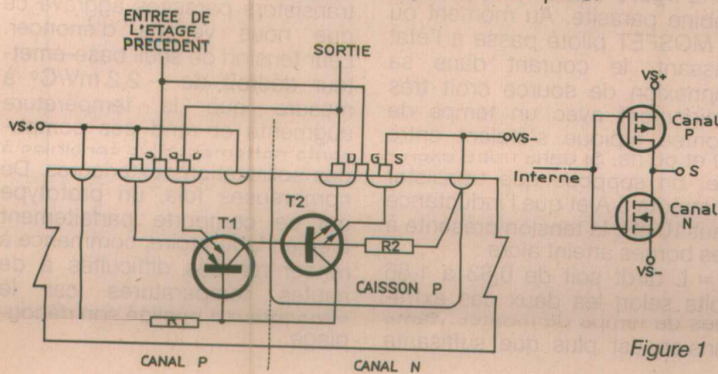


Figure 1

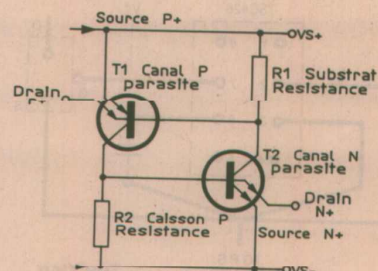


Figure 2

MISE EN CONDUCTION DU THYRISTOR

Le verrouillage du composant peut se manifester selon deux conditions et s'amorce lorsque l'un des deux transistors conduit un court instant :

- si la broche DRAIN P + (figure 2) passe momentanément au dessus du rail $V_s +$, la jonction du transistor Q1 se trouve polarisée au travers de la résistance R1 et entraîne la conduction de Q1. Un potentiel naît alors aux bornes de R2 et lorsque celui-ci atteint 0,6 volt, Q2 entre en conduction, confortant maintenant Q1 dans sa position précé-

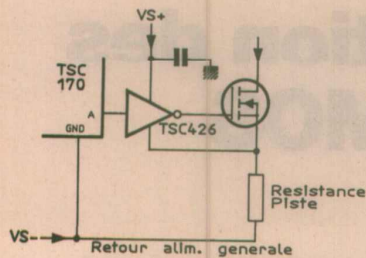


Figure 3 a

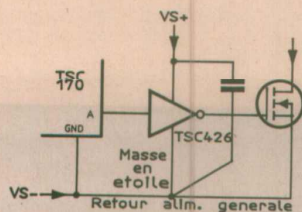
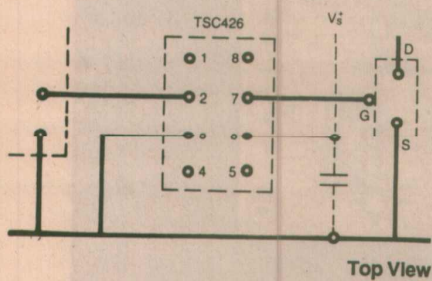
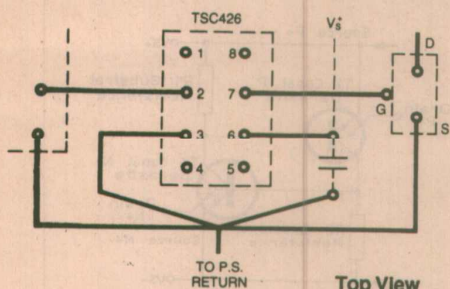


Figure 3 b



Top View

Figure 4 a



Top View

Figure 4 b

dente : le thyristor est déclenché et court-circuite les lignes d'alimentation. Si aucun élément ne limite l'intensité, ce latch-up détruit le circuit.

- le phénomène se reproduit au cas où la tension d'émetteur de Q2 (DRAIN N +), passe sous la ligne V_s - (la masse du circuit), impliquant sa mise en conduction immédiate, suivie ensuite de celle de Q1 : le thyristor conduit à nouveau.

Cette jonction émetteur-base du transistor parasite est la diode technologique que l'on trouve également dans le MOSFET de puissance. L'une de ces diodes existe dans chaque structure CMOS pour les deux dispositifs

P et N ; c'est ainsi que ce composant parasite perturbe le fonctionnement de chaque MOSFET constituant le circuit driver, y compris ceux qui interviennent dans l'étage d'entrée. Le fait de déclencher n'importe lequel d'entre eux mène au désastre évoqué ci-dessus.

Dans la plupart des cas, le déclenchement du thyristor fait passer le circuit intégré de vie à trépas. La seule condition évitant ce claquage, consiste à limiter l'intensité circulant dans le composant au moment du latch-up. Ainsi, on peut bloquer le thyristor en annulant le courant qui le traverse et exploiter à nouveau le driver.

Une bonne masse prévient le latch-up

Comme le prouve la figure 3a, la forte résistance de masse due au circuit imprimé, peut conduire au verrouillage du driver. En effet, lorsque le TSC170 force sa sortie à zéro, le MOSFET piloté par le TSC426, conduit. Le courant qui traverse alors la résistance du cuivre, développe une tension d'offset qui va élever la tension de référence du driver au-dessus de celle du 170, puisque leurs masses sont dissociées. On se trouve alors avec l'entrée du TSC426 polarisée négativement. Vous le devinez, le verrouillage se produit immédiatement. La figure 4a propose le (mauvais) routage équivalent du circuit électrique précédent. Dans l'article consacré aux drivers de MOSFETs, les constructeurs spécifient la tension maximale que le circuit supporte en dessous du rail de masse (voltage below ground rail, en Anglais). Généralement, cette polarisation négative ne peut excéder 6 volts, comme c'est le cas pour les composants TELE-DYNE.

Une inductance peut provoquer un comportement similaire. Imaginez que la résistance du cuivre de la figure 3a se transforme en bobine parasite. Au moment où le MOSFET piloté passe à l'état passant, le courant dans sa connexion de source croît très rapidement avec un temps de montée typique s'étalant entre 30 et 60 ns. Si dans notre exemple, on suppose que transistor commute 5 A et que l'inductance vaut 10 nH, la tension présente à ses bornes atteint alors :

$V = L \, di/dt$ soit de 0,83 à 1,66 volts selon les deux cas extrêmes de temps de montée. Cette tension est plus que suffisante

pour amorcer le thyristor interne. La solution la plus simple, consiste à insérer une résistance de faible valeur, typiquement 100ohms, dans la grille du MOSFET. On ralentit ainsi ses transitions et la tension d'offset s'affaiblit. Attention cependant à bien tenir compte de l'augmentation de dissipation qui résulte de cette technique.

La figure 3b représente un câblage en étoile (Star ground en Anglais) qui va prévenir le latch-up. Cette fois-ci tous les fils arrivent en un seul point ce qui entraîne la mise à un potentiel unique des diverses masses. La figure 4b illustre cette technique appliquée au tracé du circuit imprimé.

Le découplage

Une autre source de latch-up trouve son origine dans le bruit et l'ondulation sur le rail d'alimentation. Bien que le découplage de ce dernier soit parfait, des transitoires de tension naissent aux bornes du circuit driver. Ces surtensions proviennent des inductances et résistances parasites, développées par les lignes de cuivre qui alimentent le circuit intégré, siège de fortes pointes de courant. Les figures 5a et 5b détaillent ce principe.

Ce problème peut être très prononcé lorsque l'interface pilote de larges charges, comme des MOSFETs de puissance. Durant sa commutation, le TSC429 peut absorber plusieurs A du rail V_s + et causer alors de forts transitoires sur ses broches d'alimentation. Lorsque localement ce potentiel s'écroule, la logique de commande, alors alimentée par une tension stable car non sollicitée, force une polarisation positive sur l'entrée du 426 momentanément supérieure à sa tension d'alimentation : le thyristor s'amorce. Il faut savoir que cet élément parasite répond très rapidement et une durée du transitoire de quelques nano-secondes suffit à le déclencher.

Le coefficient de température des transistors parasites aggrave ce que nous venons d'énoncer. Leur tension de seuil base-émetteur décroît de $\sim 2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ à mesure que la température augmente et rend ces composants nettement plus sensibles à des sollicitations extérieures. De nombreuses fois, un prototype qui se comporte parfaitement bien en laboratoire, commence à rencontrer des difficultés à de hautes températures car le concepteur a négligé son découplage.

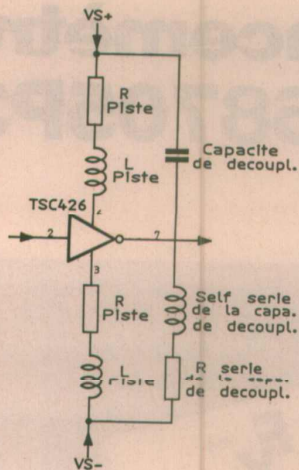


Figure 5 a

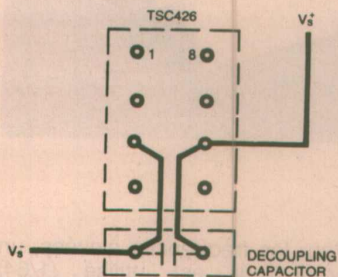


Figure 5 b

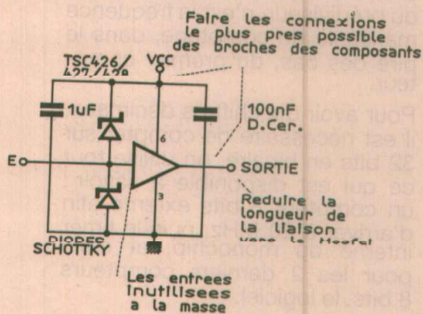


Figure 6

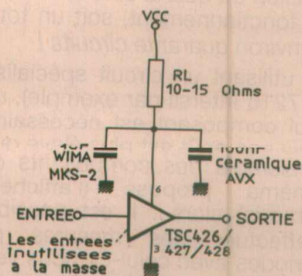


Figure 7

La solution évidente consiste à coigner le découplage du bus d'alimentation, de telle sorte que sa tension ne s'écroule pas lors des appels du driver. Une autre solution, moins évidente, se situe dans la réduction du potentiel appliqué à l'entrée du même driver. Cependant, dans certains cas, cette réduction de la tension de commande peut perturber le fonctionnement d'autres circuits alimentés par le même potentiel. L'immunité au bruit des entrées ayant diminué, le bruit généré par le driver peut causer de nouveaux tracés.

Dans certaines applications, comme en instrumentation, le concepteur coupe l'alimentation de certaines portions du circuit afin de maintenir la consommation à son minimum. Ceci pose des problèmes lorsque la tension d'entrée du composant CMOS, désormais non-alimenté, conserve sa valeur. Dans ce cas, une résistance en série avec le dispositif va limiter le courant injecté, à une valeur inférieure à celle indiquée dans la data-sheet du composant, rubrique "maximum current into pin". Plus tard, lorsque la tension d'alimentation revient, l'action du thyristor est évitée.

Les diodes de protection

Placer sur les entrées, selon la figure 6, des diodes dites de clamping, représente une méthode très efficace de prévention. On limite alors le potentiel de chaque entrée au rail d'alimentation plus la chute de tension dans la diode. Pour cette raison, il est conseillé d'utiliser des composants Schottky qui offrent une tension directe inférieure à celle de la jonction base-émetteur du thyristor parasite à n'importe quelle température. On pourra choisir parmi les constructeurs suivants :

Hewlett-Packard : 5082-2303
 Motorola : MBR120P
 Varo : VSB52 (pont de quatre diodes)
 Philips/Mullard/AmpereX :
 BYV10-30

Une BAT54 (double diode) fonctionnera bien pour des applications en montage de surface, avec des composants de faible puissance comme des amplificateurs opérationnels ou des convertisseurs analogique-numérique. Les diodes de signal standard, 1N914 ou 4148, sont fréquemment mises en œuvre pour cette fonction d'écrêtage. Leur jonction présentent également une chute de tension infé-

rieure à celle du thyristor parasite et elles conviennent dans la majorité des cas.

Si le courant de fuite de ces composants intervient dans la conception du produit final, on pourra les remplacer par un transistor JFET câblé en diode. Ces transistors présentent des fuites aussi faibles que quelques pico-Ampères et offrent des temps de réponse très courts.

Rajouter une résistance en série

Dans certaines applications, on préfère protéger le circuit quoi qu'il arrive, plutôt que d'éviter qu'il ne se verrouille. Dans ce cas, on insère une résistance en série dans la ligne d'alimentation du driver. Si le phénomène de latch-up se manifeste, le court-circuit est désormais non-destructif pour le composant. La coupure des alimentations bloque alors le thyristor parasite et permet au driver de repartir à nouveau. Il s'agit d'une solution au moindre coût qui bride cependant l'utilisation de l'interface : le condensateur de découplage désormais obligatoire (figure 7), introduit une constante de temps qui limite alors les fréquences de fonctionnement.

CONCLUSION

Le latch-up n'est pas une fatalité et le présent article vous propose quelques recettes simples pour vous en prémunir :

- Découpler correctement le circuit driver
- Mettre en place des diodes de clamping en présence de charges inductives
- Câbler également des diodes au cas où le signal d'entrée dépasserait le rail positif ou négatif de l'alimentation
- Utilisez la technique des masses en étoile pour des circuits de forte puissance.

Christophe BASSO

Bibliographie

Le phénomène de latch-up dans les convertisseurs CMOS, *Electronique Radio-Plans* n° 514 Application Note Q25, 28, 30 et 31, **TELEDYNE COMPONENTS**

Un fréquencemètre 1,2 GHz à 68705P3



Une application de plus aujour
du monochip de Motorola ; cette
fois nous vous proposons un petit
fréquencemètre à affichage à
cristaux liquides, montant à 1,2
GHz, ultra simple et peu coûteux
grâce à l'exploitation du 68705.

Synoptique

Avant d'analyser le schéma électrique, voyons le fonctionnement d'un fréquencemètre classique, le synoptique (figure 1) présente la structure. Pour la réaliser, nous avons besoin d'une référence de temps, elle est donnée par un quartz ; dans notre cas ce sera celui du monochip. A partir de cette référence, il faut créer le signal de porte qui va permettre, pendant une seconde, de compter le nombre de périodes du signal à analyser. Ce signal est dérivé de l'oscillateur à quartz par division afin d'obtenir exactement la seconde, ce qui nous donnera une résolution du hertz (en théorie). Nous comptons donc le nombre de périodes du signal pendant cette seconde pour connaître la fréquence. La fréquence maximale mesurable est déterminée par la fréquence maximale admissible sur le premier compteur, celui-ci est donné pour 20 MHz minimum, on peut espérer un peu plus.

Pour les fréquences élevées, un prédiviseur est utilisé (1/64) jusqu'à sa limite de comptage qui se situe aux environs de 1,2 GHz. A cette fréquence, nous avons environ 20 MHz en sortie du prédiviseur, c'est la fréquence maximale de comptage, dans le pire des cas, du premier compteur.

Pour avoir dix chiffres décimaux, il est nécessaire de compter sur 32 bits en binaire, on utilise tout ce qui est disponible à savoir : un compteur 8 bits externe afin d'arriver à 20 MHz, puis le timer interne du monochip, et enfin pour les 2 derniers compteurs 8 bits, le logiciel.

En technologie classique nous devrions utiliser trois circuits intégrés par décade, et environ dix circuits pour la chaîne de division du quartz et la circuiterie de fonctionnement, soit un total d'environ quarante circuits !

En utilisant un circuit spécialisé (le 7216 Intersil par exemple), un seul composant est nécessaire, mais son coût est plus élevé que l'ensemble des composants du schéma proposé (l'afficheur compris) alors... Il est possible d'effectuer des mesures de périodes avec celui-ci, nous verrons dans le chapitre extensions que cela est aussi possible dans notre version.

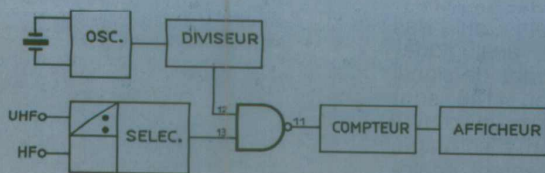
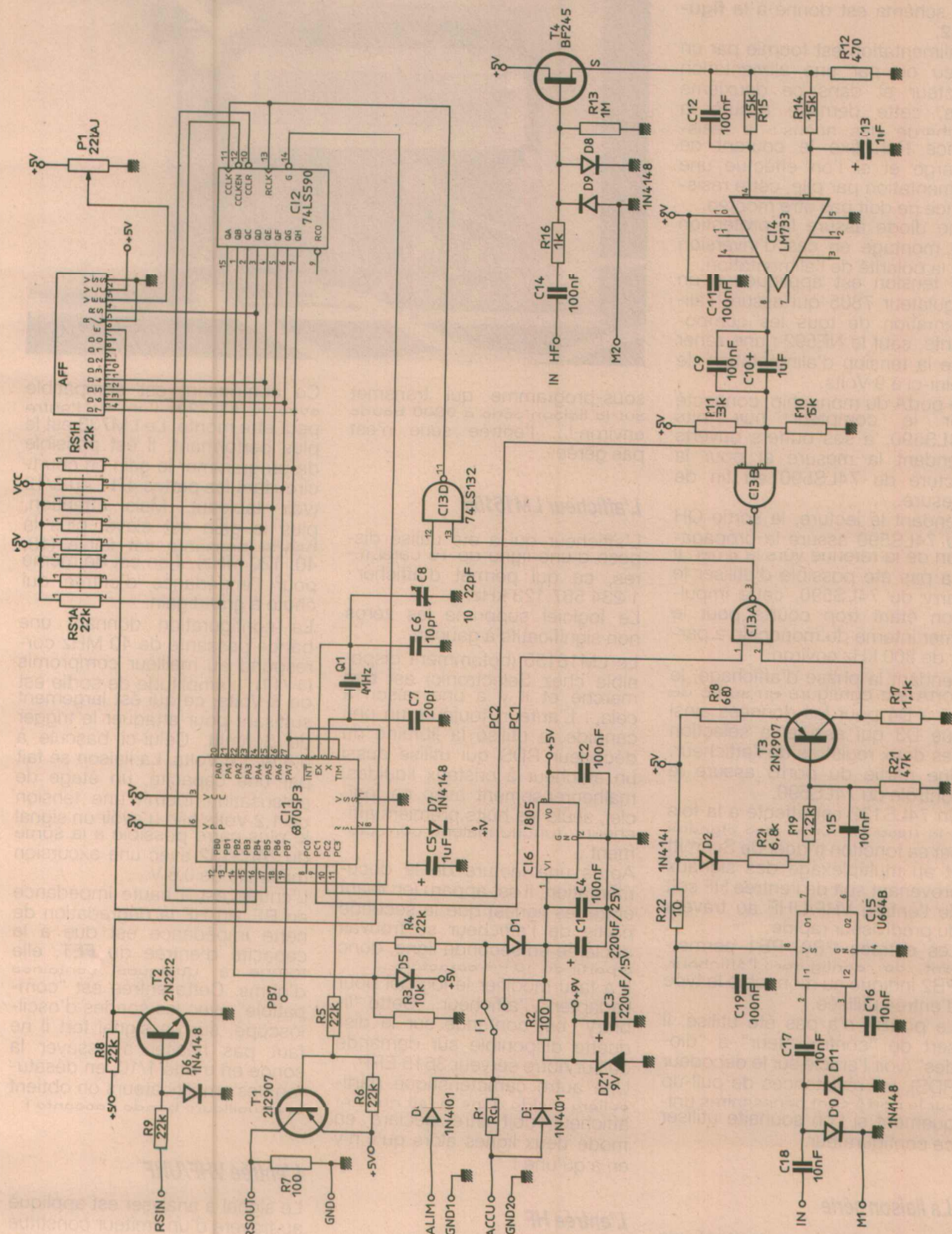


Figure 1



NE592/LM733		
RELIER:	GAIN	BANDE PASS.
11e4	400	40
12e3	100	90

Figure 2

LE SCHÉMA ÉLECTRIQUE

Le schéma est donné à la figure 2.

L'alimentation est fournie par un accu ou par une alimentation secteur et dans ce deuxième cas, cette dernière assure la recharge des accus ; la résistance R_{ch} fixe le courant de charge et si l'on effectue une alimentation par pile, cette résistance ne doit pas être montée.

Une diode assure la protection du montage en cas d'inversion de la polarité de l'alimentation.

La tension est appliquée à un régulateur 7805 qui assure l'alimentation de tous les composants, sauf le NE592 ; une zener fixe la tension d'alimentation de celui-ci à 9 Volts.

Le portA du monochip, connecté sur le compteur huit bits 74LS590, a ses buffers ouverts pendant la mesure et pour la lecture du 74LS590 en fin de mesure.

Pendant la lecture, la sortie QH du 74LS590 assure la propagation de la retenue vers le timer. Il n'a pas été possible d'utiliser le carry du 74LS590, cette impulsion étant trop courte pour le timer interne du monochip à partir de 800 kHz environ.

Pendant la phase d'affichage, le portA est configuré en sortie de D₃ pour les données ainsi que D₃ qui assure la sélection des deux registres de l'afficheur. Une partie du portB assure le contrôle du 74LS590.

Un 74LS132 est affecté à la fois à la mise en forme des signaux par sa fonction trigger de Schmitt et au multiplexage des signaux provenant soit de l'entrée HF soit de l'entrée VHF/UHF au travers du prédiviseur rapide.

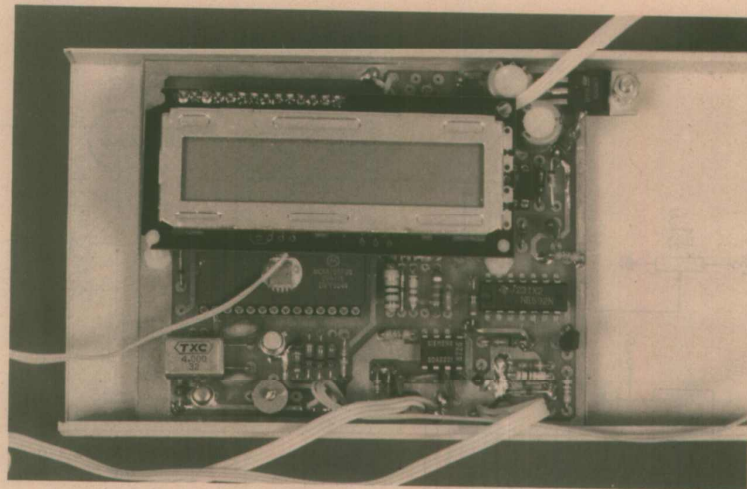
Les entrées PB0, PB1 permettent de configurer l'afficheur, PB2 indique au monochip le type d'entrée utilisée.

Le portB7 n'a pas été utilisé, il sert de "configurateur" à "diodes" (voir l'article sur le décodeur RDS), les résistances de pull-up sur le portA sont nécessaires uniquement si l'on souhaite utiliser ce configurateur.

La liaison série

Deux transistors permettent une mise en forme afin de réaliser une liaison série RS232. Bien que les niveaux de sortie soient de 0,5 Volts, cela fonctionne correctement aux vitesses envisageables sur ce monochip.

Le sous-programme OUTCAR envoie le résultat de la mesure sur l'afficheur et vers un autre



sous-programme qui transmet sur la liaison série à 0600 bauds environ !... l'entrée série n'est pas gérée.

L'afficheur LM16155

L'afficheur qui a été utilisé dispose d'une ligne de 10 caractères, ce qui permet d'afficher : 1 234 567,123 kHz.

Le logiciel supprime les zéros non significatifs à gauche.

Le LM16155 (notamment disponible chez Selectronic) est bon marché et il y a une raison à cela... L'auteur, toujours un peu candide, a utilisé la librairie du décodeur RDS qui utilise aussi un afficheur à cristaux liquides, malheureusement avec ce logiciel, seuls les huit premiers afficheurs fonctionnaient correctement...

Après une lecture de la documentation, il est apparu (en lisant entre les lignes) que la seconde partie de l'afficheur se trouvait déclarée en seconde ligne, donc à partir du 40^{ème} caractère...

Il a fallu modifier le logiciel pour l'adapter à l'afficheur... Cette "library" est contenue sur la disquette disponible sur demande ou sur notre serveur 3615 ERP.

Une autre caractéristique particulière réside dans le fait que cet afficheur doit être déclaré en mode deux lignes alors qu'il n'y en a qu'une !

L'entrée HF

Il n'est pas évident de réaliser un circuit d'entrée pouvant fonctionner de quelques hertz à plusieurs dizaines de mégahertz. Afin d'avoir en BF une impédance d'entrée élevée, le signal est appliqué à un FET, puis à un amplificateur conçu autour de l'ampli vidéo NE592.

Ce composant est compatible avec le LM733, l'un ou l'autre peut être monté. Le LM733 est le plus performant. Il est possible de programmer le gain en court-circuitant les pattes 4/11 ou 3/12 (voir tableau). Mais attention, plus le gain est élevé, plus la bande passante est faible (10, 40, 120 MHz), il en est de même pour l'impédance d'entrée qui chute à grand gain.

La configuration donnant une bande passante de 40 MHz correspond au meilleur compromis (1/11). L'amplitude de sortie est de 3 Volts, ce qui est largement suffisant pour attaquer le trigger de Schmitt. Celui-ci bascule à 0,8 et 1,6 Volts. La liaison se fait par une capacité, un étage de polarisation fournit une tension de 1,2 Volte afin d'avoir un signal le plus carré possible à la sortie du 74LS132 avec une excursion minimale de 0,8 V.

L'entrée est à haute impédance en BF, en HF la dégradation de cette impédance est due à la capacité d'entrée du FFT, elle tombe à quelques centaines d'ohms. Cette entrée est "compatible" avec les sondes d'oscilloscope, sur un signal fort il ne faut pas hésiter à essayer la sonde en mode 1/10, en désaturant les amplificateurs on obtient une meilleure bande passante !

L'entrée VHF/UHF

Le signal à analyser est appliqué au travers d'un limiteur constitué de deux diodes montées tête-bêche, puis à un diviseur rapide capable de monter jusqu'à 1,2 GHz.

Malheureusement son signal est trop faible pour assurer une attaque correcte du trigger de Schmitt, l'amplitude de sortie est d'environ 0,9 Volts C à C.

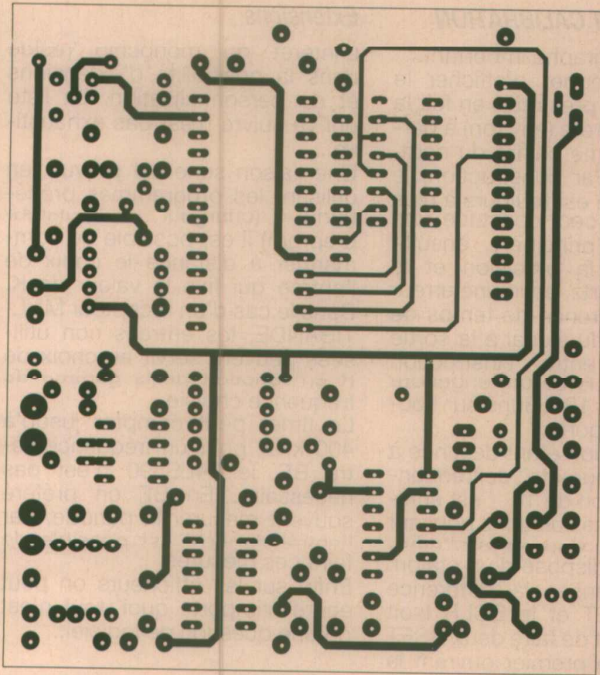


Figure 3 a

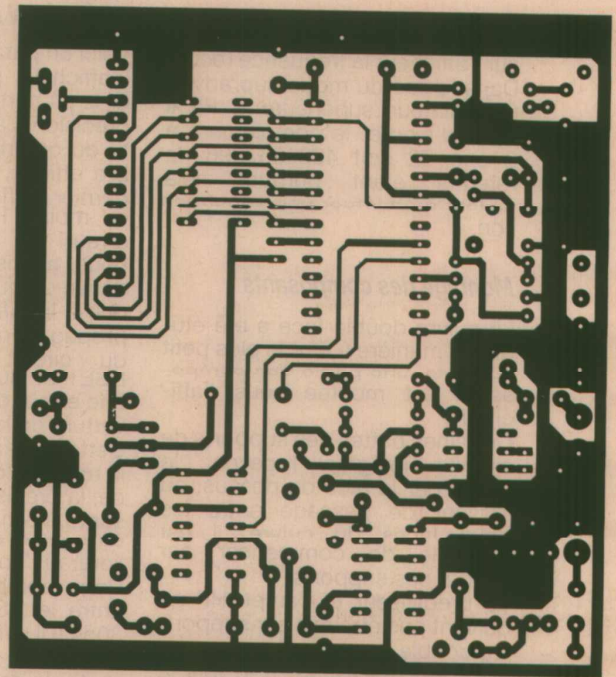


Figure 3 b

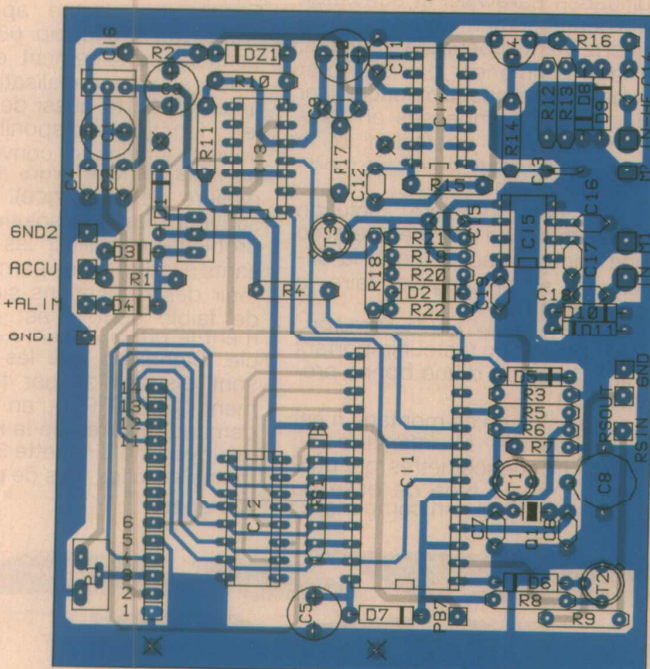


Figure 3 c

Un transistor PNP dont le gain est fixé à deux environ assure l'interface et permet d'avoir à la sortie du trigger un signal carré, meilleure forme pour aller à la limite de comptage du 74LS590. La liaison étant en continu entre la sortie de cet amplificateur et l'entrée de la porte, il est nécessaire d'ajuster correctement la polarisation du transistor ou alors utiliser des résistances à 1 %. La

première solution ayant été choisie, voici la procédure d'ajustage. Il suffit d'enlever la capacité de liaison entre le prédiviseur et cet étage, puis d'ajuster les résistances de polarisation du transistor afin d'avoir aux bornes de la résistance de collecteur une tension de 1,2 Volts à $\pm 0,1$ Volt (mesure au voltmètre électronique). Afin de simplifier le montage des résistances, une

des branches de polarisation est constituée de deux résistances. Aucun potentiomètre n'a été prévu puisque ce réglage doit être fait une fois pour toutes.

La capacité de liaison remise, le prédiviseur oscille même sans signal (cela cesse dès qu'un signal est présent), la mesure de la tension aux bornes de la résistance de collecteur n'a plus aucune signification.

Une diode dans la branche de polarisation assure la compensation en température du montage. Le transistor n'étant jamais saturé ou bloqué, il fonctionne en régime linéaire ce qui assure la meilleure bande passante possible.

Le monochip est prévenu du passage sur l'entrée VHF/UHF par le port B2 ; à partir de cet instant, il multiplie le résultat de la mesure par 64 pour tenir compte du prédiviseur.

Utilisation sur un récepteur

Une fois la mesure effectuée, avant sa conversion en décimal pour l'afficheur, on ajoute au résultat une constante K, qui en fréquences est fixée à 0. Si l'on souhaite utiliser ce fréquencesmètre dans un récepteur, il faudra modifier cette valeur afin de tenir compte de la fréquence intermédiaire. Le fréquencesmètre mesurera la fréquence de l'oscillateur local. Si par exemple on reçoit sur 700 kHz, la FI étant de 455 kHz, l'oscillateur local sera à 245 kHz (mode infradyne).

En assignant 455000 (6F158 en Hexadécimal) à K, on obtiendra sur l'afficheur la fréquence reçue. Dans le cas du mode supradyné (Oscillateur supérieure à F1) il suffit d'ajouter le complément à 2 exp 32 soit 4294967296, la retenue étant perdue, cela revient à effectuer une soustraction.

Montage des composants

Le cuivre double face a été étudié de manière à être le plus petit possible, une partie des composants est montée sous l'afficheur.

Certaines pattes des supports de circuits intégrés recevant le signal par la face du dessus, ou servant de passage entre les deux faces du cuivre, il est conseillé de commencer par souder ces supports.

Le prédiviseur et l'ampli HF ne doivent pas être mis sur support. Un double inverseur à trois positions stables assure à la fois la mise en marche du fréquence-mètre et le choix entre l'entrée HF ou VHF/UHF.

A la mise en place des autres composants, bien vérifier que le cinq volts est présent (pas d'oscillation du régulateur). Si l'on utilise un accu 9 volts du type petite pile plate, l'autonomie sera de 10 minutes, dans le cas contraire il faudra fournir une tension stabilisée de 12 volts.

Astuces logicielles

Dans cette réalisation elles sont nombreuses...

Ainsi le timer a posé quelques problèmes... son entrée est reliée à la sortie de QH, de plus elle est active sur le front montant. A la fin de la mesure, si QH est à un, cela signifie que le timer a compté (pas du !) un coup en trop (et peut-être les autres compteurs logiciels aussi si une retenue-carry a été propagée), une première correction est nécessaire. La seconde correction réside dans le fait que le timer (toujours lui) ne compte pas, il décompte... pas grave on corrige...

En ce qui concerne l'ouverture de la porte, c'est le logiciel qui assure à la fois la mesure du temps d'ouverture ainsi que le comptage des 16 bits de poids forts.

Tous les branchements logiciels ont été "calibrés" afin d'avoir le même temps d'exécution, de cette manière, le temps d'ouverture de la porte est toujours égal à 1 seconde.

PRÉCISION ET CALIBRATION

Voici un paragraphe important...

L'afficheur permet d'afficher le GHz au hertz près mais en fait la précision s'arrête (environ) à partir du quatrième chiffre du nombre affiché. Par construction, le dernier chiffre est toujours à plus ou moins 1, ceci constitue une erreur de "principe", ensuite nous avons la précision et la dérivé du quartz, enfin une erreur due à la différence de temps de propagation du signal à la sortie du circuit entre l'instruction RSET et BCLR qui engendre une erreur de 10 à 30ns sur l'ouverture de la porte.

Cette réalisation étant destinée à la mesure "courante" de fréquence, la précision de 10^{-4} est suffisante. Voici les solutions pouvant être mises en œuvre pour améliorer si l'on dispose d'un étalon. Pour compenser la différence entre le BSET et le BCLR (soit 30ns !) il suffit de faire deux BSET (ou BCLR) le premier ouvrant la porte, le second la fermant (modification hardware et software). Malheureusement l'erreur due au quartz étant supérieure à celle-ci, il faut commencer par améliorer la base de temps. On peut utiliser des quartz compensés en température, voire un étalon, et le monochip fonctionnant en mode horloge externe.

Enfin une dernière solution consiste à faire une mesure avec une source précise, noter la différence et par logiciel faire la correction !

(Ne pas oublier que la TEMPÉRATURE est un facteur important sur l'obtention d'une bonne précision...).

La précision de ce montage n'est ni supérieure ni inférieure au autres fréquencemètres qui utilisent le même type de base de temps (à quartz non compensé).

Extensions

L'intérêt du monochip réside dans la possibilité d'extensions et de personnalisation. La liste qui va suivre n'est pas exhaustive...

Une liaison série est prévue, en utilisant les programmes précédents (chargeur, simulateur d'eprom) il est possible de commander à distance le choix de l'entrée qui fixe la valeur de K. Dans le cas d'un récepteur MULTIBANDE, les entrées non utilisées peuvent servir au choix de K en fonction de la gamme de fréquence choisie.

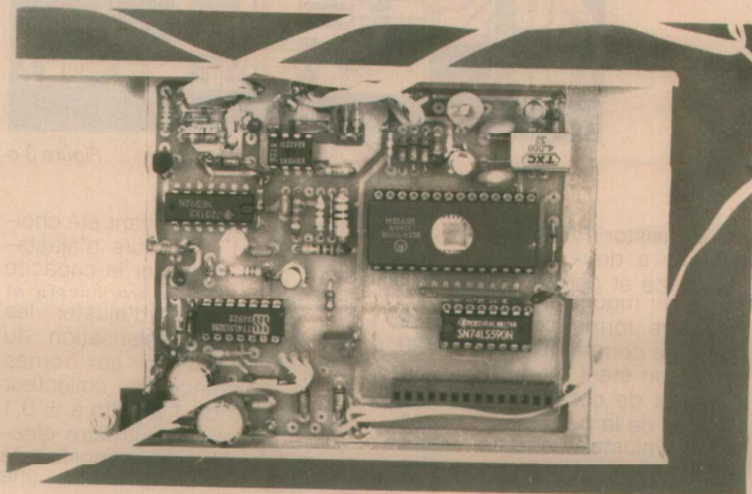
Le timer peut compter jusqu'à 400 kHz, pour un fréquencemètre BF, le 74LS590 n'est pas nécessaire. En BF on préfère souvent mesurer la période, par l'entrée timer il est possible de faire ces mesures.

Enfin sur les afficheurs on peut écrire n'importe quoi, tout n'est qu'une question de logiciel...

CONCLUSION

Encore une petite application autour du monochip 68705 qui donnera certainement envie de créer sa personnalisation. Cet article apporte aussi de nouvelles fonctions disponibles en source, (affichage, convertisseur 32 bits binaire vers décimal, mesure de fréquence). Il existe souvent plusieurs solutions à un problème et utiliser les composants à leurs limites permet d'obtenir des réalisations simples et de faible coût. C'est certainement le principal but de cet article. Signalons que les logiciels sont disponibles par téléchargement (3615 ERP) ou en faisant la demande auprès de la rédaction (envoyer une disquette 360 K formatée avec les frais de port).

X. Fenard



Nomenclature

Résistances

RS1, R4, R5, R6, R8, R9 : 22 k Ω
R1 : RCH (voir texte)
R2, R7 : 100 k Ω
R3 : 10 k Ω
R10, R14, R15 : 15 k Ω
R11 : 33 k Ω
R12 : 470 Ω
R13 : 1 M Ω
R16 : 1 k Ω
R17 : 1,2 k Ω
R18 : 680 Ω
R19 : 2,2 k Ω
R20 : 6,8 k Ω
R21 : 47 k Ω
R22 : 10 Ω

Condensateurs

C1, C3 : 220 μ F/25 V
C2, C4, C9, C11, C12, C14, C15, C19 : 100nF
C5, C10, C13 : 1 μ F
C6 : 10pF
C7 : 22pF
C8 : 10 à 22pF
C16, C17, C18 : 10nF

Circuits intégrés

CI1 : 68705P3
CI2 : 74LS590
CI3 : 74LS132
CI4 : LM733 ou NE592
CI5 : U664B ou SDA2201
CI6 : 7805

Semi-conducteurs

DZ1 : 9 V
D1, D3, D4 : 1N4001
D2, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11 : 1N4148
T1, T3 : 2N2907
T2 : 2N2222
T4 : BF245

Divers

P1 : 22KAJ
Q1 : Quartz 4 MHz
1 : Commutateur 3 positions stables
2 : Embases BNC
1 : Afficheur LCD LM16155

FLUKE ET PHILIPS - L'ALLIANCE EN TEST ET MESURE

FLUKE



PHILIPS

Merci d'avoir choisi le ScopeMeter

Le **ScopeMeter Philips** : vous savez cet instrument révolutionnaire qui associe les fonctions d'un multimètre numérique à celles d'un oscilloscope, le tout dans un boîtier portable.

Vous avez peut-être même déjà rejoint les milliers de clients qui ont commandé et qui font de notre appareil un énorme succès.

Et nous sommes sûrs que le **ScopeMeter** a récompensé votre attente.

Toutes les fonctions que vous attendiez :

- Oscillo numérique, 2 voies, 50 MHz, 25 Mega-échantillons/sec.
- Multimètre numérique hautes performances 3000 points
- Construction robuste et industrielle, faible poids, utilisation facile
- Afficheur LCD rétroéclairé de grande dimension
- Sondes détachables de sécurité 10:1 pour mesure jusqu'à 600 Volts RMS.

Pour plus d'informations : Tél. : PARIS 49.42.80.80

PROVINCE n° Vert 05.48.95.80

S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE

Division Science et Industrie - Département Test et Mesure
105, rue de Paris, B.P. 187 93003 BOBIGNY CEDEX - Télécopie : (1) 49.42.81.00



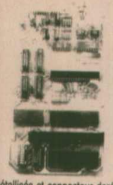
Notre centre de production européen
est homologué ISO - 9001

PHILIPS

UVT 002N

Selectronic

La passion de l'électronique!



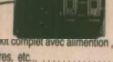
CARTE E/S UNIVERSELLE pour IBM PC/XT et compatibles
 Cette carte très sophistiquée comporte :
 - 1 convertisseur A/D 12 bits (plus un bit de polarité) précédé d'un multiplexeur 8 voies, 1 convertisseur N/A 12 bits, 4 ports 8 MHz de 8 bits d'E/S, 3 timers programmables 8 MHz (6 modes + compteur BCD 4 digits ou compteur binaire 16 bits), circuit imprimé double face à trous

Le kit complet avec supports TULIPE, PAL programmé, connecteurs, etc. 113.7985 **1100,00 F**



CARTE MCR POUR PC
MESURE-CONTROLE-REGULATION
 Cette carte intègre un convertisseur A/N 9 µs sur 8 bits, un convertisseur N/A et 8 lignes d'entrées/sorties TTL, le tout sur une seule carte qui allie simplicité, vitesse et économie.

Le kit complet avec support TULIPE, etc. 113.9425 **790,00 F**



PROGRAMMATEUR DE MC 68705
 Permet de reprogrammer le contenu d'une mémoire 2716 ou 2732 ou 2764 dans l'EPROM d'un MC 68705 P3.

Le kit complet avec alimentation, boîtier, supports à insertion nulle, accessoires, etc. 113.0930 **485,00 F**

MINI-CARTE E/S POUR IBM-PC
 Cette carte d'Entrée/Sortie se caractérise par sa taille extrêmement compacte. Et pourtant, elle ne comporte pas moins de 24 lignes d'E/S qui ouvrent des tas de perspectives.
 Le kit avec connecteur 113.8805 **175,00 F**

"SALOMON II" PARTAGEZ VOTRE IMPRIMANTE !
 1 imprimante pour 2 ordinateurs OU 1 ordinateur pour 2 imprimantes. Ce montage permet de commander une imprimante à partir de 2 ordinateurs ou 2 imprimantes. Lors du premier cas, l'électronique se charge de faire en sorte que les 2 ordinateurs ne se "mélangent pas les pinceaux".
 Le kit complet avec connecteurs et accessoires 113.8810 **335,00 F**

CONDITIONS GENERALES DE VENTE :
 VOIR PAGE 2 ET PAGE 24.

CARTE DE CONVERSION A/N RAPIDE 12 BITS
 - Compatible XT/AT
 - 2 temps de conversion sont proposés : 7 ou 25 µs
 - 16 canaux d'entrées multiplexés
 - 4 canaux simultanés "Sample and Hold" à commande externe
 Le kit complet version 7 µs 113.9284 **1850,00 F**
 Le kit complet version 25 µs 113.9283 **1390,00 F**

NOUVEAUTE
KIT INTERFACE BUS-PC POUR PC
 Le kit complet : 113.1360 **375,00 F**

DERNIERS EN DATE...

INTERFACE PC POUR P.C.
 Le kit complet 110.1000 **075,00 F**

CONVERTISSEUR A/N/N/A POUR PC
 Le kit complet 113.8500 **320,00 F**
 Logiciel ESS 1674 (5V^{1/2}) 113.9873 **84,00 F**

CONVERTISSEURS RS-232 - A/N POUR P.C.
 Le kit complet 113.8570 **390,00 F**
 Logiciel ESS 1604 (5V^{1/2}) 449.0000 **94,00 F**

EMULATEUR DE 8751
 Le kit complet (sans boîtier) 113.8640 **810,00 F**
 Logiciel ESS 6054 (disquette 5 1/4") + EPROM fournie 113.9755 **219,00 F**

TRANSFORMEZ VOTRE PC EN MULTIMETRE DE PRECISION !



Extension pour cette carte : - Module thermomètre, le kit 113.9530 **305,00 F**

CARTE MULTIFONCTIONS POUR PC

Cette nouvelle carte de mesure multifonctions permet de mesurer des tensions continues et des fréquences avec une très grande précision. Le logiciel associé à cette carte convertit votre ordinateur en un voltmètre de luxe, capable de mesurer jusqu'à 8 tensions différentes. En faisant appel à 8 autres entrées de cette carte, il est possible d'effectuer des mesures de phénomènes chrono-relaés tels que fréquences, rapports cycliques, durées d'impulsions, etc.

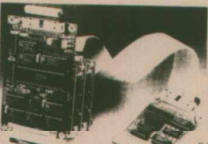
Le kit complet avec PAL programmé, supports TULIPE, etc. 113.9475 **1895,00 F**
 En option : logiciel ESS 1904 113.9479 **04,00 F**

CENTRAL DE DISTRIBUTION RS-232
 Jusqu'à 256 ports RS-232 indépendants pour votre PC.
 Le kit de base : carte mère + 1 extension avec connecteurs et accessoires 113.9335 **449,00 F**

Le kit extension supplémentaire 113.9345 **168,00 F**

KIT INTERFACE DE PUISSANCE UNIVERSELLE POUR MICRO
 - Connectable sur tout micro équipé d'une sortie IMPRIMANTE (parallèle 8 bits ou CENTRONICS).
 - Le kit complet avec alimentation et boîtier, borniers, etc. 113.9465 **649,00 F**

POURQUOI S'EN PRIVER ?
ELECTRONIQUE RADIO-PLANS offre le circuit imprimé à ses abonnés.
SELECTRONIC vous propose le reste à prix d'ami.
INTERFACE MINTEL/P.C. (Décrite dans E.R.P. de janvier 92)
 Le kit complet (sans circuit imprimé) 113.8007 **85,00 F Seulement !**



CARTE FREQUENCEMETRE 1GHz POUR IBM-PC ET COMPATIBLES

Ce fréquencemètre encartable permet la mesure de la fréquence de signaux HF et BF. Ses caractéristiques principales sont une sensibilité élevée, des calibres étendus et un grand confort d'utilisation. Le kit complet avec pré-amplificateur, supports TULIPE, etc. 113.9100 **555,00 F**

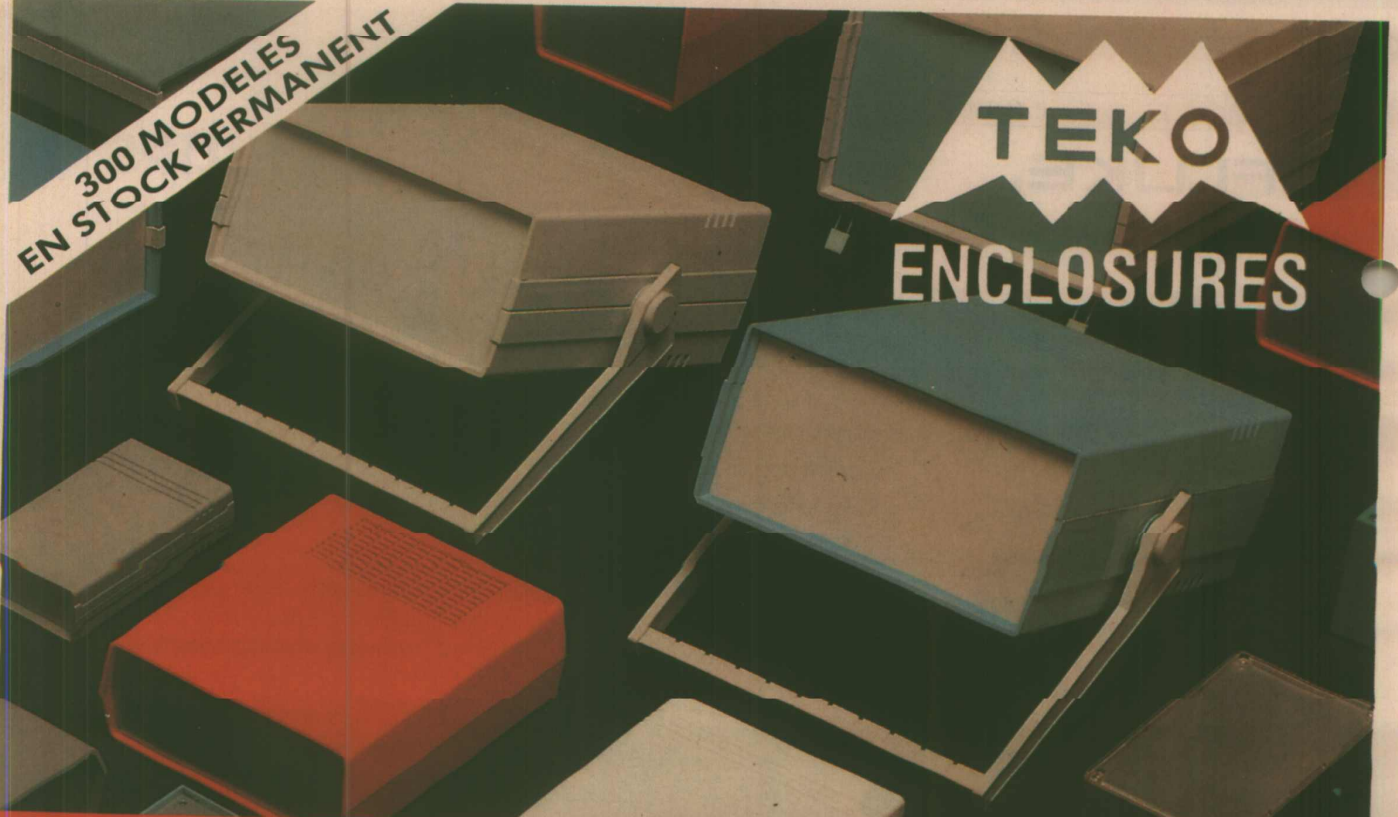
INTERFACE DE TELECOPIE POUR PC
 Ce kit vous permet d'accéder à la réception de FAX, de cartes météo ou de photographies de presse, etc. Ce montage est destiné aux possesseurs d'un PC à écran EGA. Le kit complet avec supports TULIPE, coffret etc. 113.9215 **385,00 F**

EN OPTION : disquette logiciel pour IBM-PC
 Idem pour Atari-ST 113.9217 **95,00 F**

VENTE PAR CORRESPONDANCE : BP 513 - 59022 LILLE CEDEX
TEL. : 20 52 96 52 - FAX : 20 52 12 04

Selectronic
 La passion de l'électronique!

300 MODELES EN STOCK PERMANENT

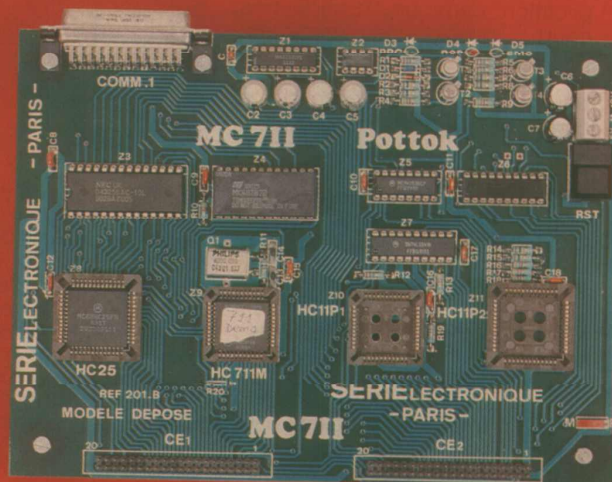


TEKO ENCLOSURES

LE NOUVEAU CATALOGUE 1992 DE 74 PAGES VOUS SERA ENVOYE FRANCO SUR DEMANDE
FRANCLAIR DIFFUSION D.P. 42 - 22133 133Y-LES MOULINEAUX - TEL. : PARIS (1) 45.54.80.01 - Fax : PARIS (1) 45.54.25.68

Le système MC-711 Pottok

La société SÉRIE Electronique a mis à notre disposition un intégré permettant la développement et la mise au point de programmes pour la famille 68HC11 de Motorola et portant le nom de code MC-711. Faisons plus ample connaissance avec ce type de microprocesseur et avec cet outil.



Le processeur cible : le 68HC11

Commençons par le début : le 68HC11 de Motorola. Le système étant orienté autour de cette famille, il est souhaitable de connaître les cibles possibles de ce microprocesseur. Cette famille se situe à mi-chemin entre le 6805 (bien connu par le P3) et le 6809, qui est le micro 8 bits haut de gamme.

La famille 6805 (le P3) peut s'utiliser pour des applications simples (gestion de commandes - panneaux, boutons-), ne demandant pas de calcul arithmétique, de plus le registre X étant seulement sur 8 bits, la manipulation de tableaux devient difficile. Le 6809, très puissant, est difficilement intégrable en "monochip", ou avec un coût élevé, par contre on dispose de la multiplication et de tout un environnement pour la gestion des tableaux.

Le 68HC11 correspond à un compromis entre ces deux types de processeurs : doté de la multiplication, il pourra être utilisé pour une gestion qualitative d'événements, et grâce à ses registres d'index IX et IV sur 16 bits, la gestion de tableaux est

facilitée. Il pourra, par exemple dans une maison, mesurer des paramètres (température extérieure, intérieure, humidité...), puis par des formules de modélisation définir la marche de la chaudière en fonction de l'heure d'arrivée de ces occupants. Ce traitement "qualitatif" est une amélioration du traitement par tout ou rien (commande). Plus récent que le 6809, il dispose d'instructions de manipulation et de sauts sur les bits (BSET, BCLR, BRSET...).

Du fait de ces différences, la compatibilité complète entre ces trois microprocesseurs n'est pas assurée, néanmoins la ressemblance au niveau des registres ainsi que dans les mnémoniques des instructions permet un portage rapide du logiciel d'un processeur d'une famille vers l'autre.

Enfin, pour terminer, ce processeur consomme peu (un HC 1), des instructions peuvent le mettre en état de veille, il dispose d'une liaison asynchrone, existe en PLCC... Une foule de versions

existent : EPROM, OTP... Nous arrêtons là cette description pour ne pas transformer cet article en catalogue...

L'INTÉGRÉ DE DÉVELOPPEMENT POUR LE 68HC11

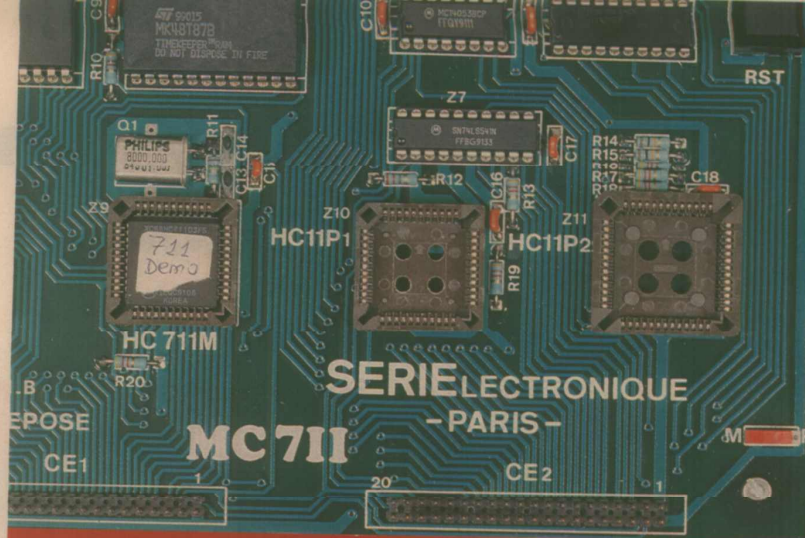
L'objectif principal est d'obtenir rapidement l'application, on ne programme pas pour le plaisir ! La qualité d'un intégré se "mesure" à son aptitude à fournir l'application dans un TEMPS très court, avec une personne "IGNOTUS" (personnage de MR E. AISBEHG).

Le système se compose d'une carte de développement, (cuivre double face), d'un câble que l'on doit connecter sur la liaison série RS232 d'un ordinateur de type PC (ou compatible) XT ou AT (qui n'est pas fourni !), d'une disquette et enfin du manuel.

IGNOTUS l'a trouvé clair, en le survolant, avec un index de style Motorola et un texte en français ; bien qu'une description succincte soit faite sur le 68HC11, la présence du manuel Motorola sur le 68HC11 (même en Anglais) l'aurait comblé, d'autant que l'ensemble est fourni avec un 68HC11 d'expérimentation. Le plan électrique n'est pas fourni, mais on le devine aisément avec le synoptique. Pour l'installation, il suffit de connecter le cordon, coupler la console de développement à une alimentation capable de fournir une tension de 5 Volts 1 A. Le 12 Volts n'est pas obligatoire, il est nécessaire lorsqu'on souhaite programmer le microchip, en fin de développement.

IGNOTUS, toujours trop pressé, n'a pas utilisé le connecteur fourni qui inverse les lignes 2 et 3 (émission-réception) de la liaison série, d'où la destruction du MAX232 qui assure l'interface RS232. Il a seulement fallu changer ce circuit, sur support comme les autres d'ailleurs, pour que tout rentre dans l'ordre. Pour être compatible au maximum (XT et AT), le logiciel utilise les points d'entrée du DOS, une redirection de l'imprimante sur la liaison utilisée pour le dialogue avec la carte de développement bloque le programme quand on souhaite communiquer avec celle-ci (redirection mise souvent dans le fichier AUTOEXEC.BAT). Compte-tenu du DOS, tout ceci est normal, l'utilisateur doit savoir gérer les interfaces d'entrées-sorties, mais ce genre de conseils ne serait pas superflu dans la documentation.

Sur la carte nous trouvons les circuits de fonctionnement, un



68HC11 qui contient le MINI-MONITEUR ainsi que sa RAM sauvegardable, de plus deux autres supports permettent la programmation des 68HC11 en version PLCC 44 ou 68 pattes.

Le 68HC11 de développement étant configuré en mémoire extérieure, ses ports ne sont pas utilisables, le 68HC25 de Motorola assure la simulation des PORTS E/S du 68HC11. Par ce circuit, le programmeur ne voit pas la différence avec un 68HC11 autonome. Deux connecteurs assurent la liaison avec la platine application pour la connexion des ports pendant la période de développement.

L'éditeur

Pour ne pas perdre de temps et sans lire le manuel, nous mettons en marche le PC.

La disquette, copiable sur disque dur, contient l'exécutable (OP711) ainsi que le programme du MINI-MONITEUR (en source, et en format Motorola) du système et des exemples d'applications simples en source.

Après le lancement du logiciel, nous nous trouvons sous l'éditeur ; sa présentation, avec le menu au-dessus, ressemble au TURBO.

Nous trouvons rapidement l'accès aux autres parties du système de développement en parcourant les menus qui sont : l'ASSEMBLEUR, le DEBUGGER, et enfin le PROGRAMMATEUR d'HC11. L'interactivité qui a fait le succès du TURBO se poursuit avec la présence de l'aide en ligne. Le manuel devient encore moins nécessaire, IGNOTUS, trop habitué aux commandes directes anglaises (comme F pour find = trouver) a compris le jeu de commandes en français de l'éditeur. On retrouve toutes

les commandes d'un éditeur plein page.

Les critiques d'IGNOTUS concernent les couleurs (caractères, fond...) qui ne sont pas modifiables, bien que le choix soit agréable (BLANC BLEU est une marque déposée !). Des "utilitaires" permettant de modifier ces couleurs autant qu'il est possible d'empiler le programme, c'est-à-dire de sortir momentanément pour exécuter des commandes DOS (lancer un autre programme...) puis de revenir là où l'on en était resté (commande ALT F9).

L'assembleur

Pour "voir si ça marche" nous avons sauvé, par une copie, l'original d'un exemple, puis en utilisant la copie non modifiée, puis modifiée, IGNOTUS à essayer l'ASSEMBLEUR et le DEBUGGER.

L'assembleur assemble... puis nous donnent ces conclusions. Il est possible, par les options d'obtenir les temps d'exécution des instructions dans le listing. Si des erreurs ont été commises, comme sous TURBO (une référence dans l'interactivité), les touches F8/F9 permettent d'afficher la ligne source de l'erreur et une action sur aide, qui contient l'ensemble des mots clés de l'assembleur, permet de trouver l'erreur de syntaxe.

Tout ceci évite le passage alternatif entre le fichier source et le listing.

Pour le processeur, les mots clé correspondent aux mnémoniques du constructeur, des mots clé "classiques" permettent de gérer l'environnement (origine, tableaux, réservation de place...), quelques mots clé permettent la mise en place de structures de données plus optimisées.

Enfin pour être complet, l'assembleur crée aussi le fichier de symboles qui est utilisé par le DEBUGGER symbolique.

Un programme sans erreur d'assemblage n'est pas un programme qui fonctionne, loin de là. Cette loi qui perturbe au début s'applique à tous les langages, y compris le C, avec qui les investigations, sans debugger, sont encore plus difficiles qu'en assembleur.

Le debugger

On y entre en repassant dans les menus du haut de page, le fait d'avoir un source sous l'éditeur déclenche un assemblage, puis effectue un chargement du code sur la console de développement, et enfin nous rend la main. La console de développement est reliée par les connecteurs à la carte application afin d'être dans la situation identique au mode normal (I/O connectées). Le MINI-MONITEUR qui assure le dialogue entre la carte et le programme utilise une partie de la mémoire, le programme applicatif ne doit pas perturber la zone réservée au moniteur (les 256 premiers octets de la RAM 32 Ko).

Les erreurs à l'assemblage sont dues à une mauvaise syntaxe, le debugger permet de trouver les AUTRES erreurs qui sont la conséquence d'une "divergence" entre ce que le programmeur veut obtenir par la suite d'instructions qu'il a écrites et ce que le processeur fait réellement. Après un temps assez long d'apprentissage on colle au CPU, mais comme les facteurs TEMPS et PERSONNE sont importants, le DEBUGGER permet de voir rapidement ses divergences (les siennes ! car si le programme ne fonctionne pas, ce n'est pas la

faute du processeur). Le debugger est symbolique. durant la trace (exécution pas à pas du programme) il présente des données avec leurs NOMS plutôt que les adresses (c'est plus parlant de voir INC TEMPERATURE que INC 100).

IGNOTUS, qui fait encore des erreurs, a trouvé ce debugger reposant pour ses neurones..., il suffit de tracer ; toutefois un programme écrit en forme de boule à nœuds inextricable ne sera pas facile à debugger, ce ne sera pas de la faute du debugger mais du programmeur...

Une fois que le programme fonctionne complètement... il reste à le graver sur le silicium (phase de programmation).

Le programmeur

Nous retournons au menu principal (par F10), et validons le menu PROGRAMMATION. L'inverseur situé sur la carte est mis en position P (pour programme), la carte est à nouveau mise sous tension avec le 12 volts present, si ce n'était pas déjà le cas.

Pour éviter toute fausse manœuvre, pouvant être préjudiciable à notre 68HC11 à programmer, IGNOTUS suit le manuel pour la mise en route (pour une fois !). Le menu PROGRAMME est assez explicite, quelques secondes plus tard nous disposons de notre 68HC11 prêt à l'emploi.

Conclusion

Les systèmes de développement de ce type conviennent aux personnes à qui le temps est compté, si la programmation n'est pas une finalité mais un moyen d'arriver rapidement à la conclusion de l'application (clairement définie de préférence) ; le debugger permet un apprentissage efficace en voyant la différence entre ce qu'on croit faire et ce que fait le processeur, par ce biais c'est un puissant outil pédagogique qui évite les situations d'échec persistant. Cet outil, compte-tenu de la puissance disponible, n'est pas limité uniquement à l'apprentissage. Nous aurions aimé que l'alimentation soit incluse sur la carte et protégée contre les inversions de polarité.

Quelques conseils supplémentaires seront les bienvenus (dans un fichier A-LIRE sur la disquette par exemple).

On a apprécié l'ergonomie, l'aide en ligne, les commandes en français ; disposer de la documentation complète du processeur en

français aurait donné une belle victoire aux anglophobes...

X. FENARD

Annexe

Le matériel MC-711 :

- une carte comportant
 - un 68HC711-D3
 - un 68HC26 (2 Ports E/O de 8 bits)
 - une mémoire RAM de 32 K octets
 - une horloge Temps réel avec batterie de secours
 - un support de programmation PLCC de 44 pattes
 - un support de programmation PLCC de 52 pattes
 - un commutateur Moniteur/Programmeur (switch M-P)
 - une ligne série RS232
 - deux connecteurs de 40 points chacun
- La carte nécessite une alimentation externe de :
- + 5 Volts
 - + 12,5 Volts

Le logiciel OPTIMA711 :

- un logiciel intégré (genre TURBO) comportant
- un éditeur pleine page
- un assembleur symbolique
- un debugger symbolique
- un programmeur d'EPROM et EEPROM

Le logiciel doit être implanté sur un ordinateur PC ou compatible auquel on connecte la carte MC-711 à travers une des lignes série COM1 ou COM2.

Avec le système MC-711 on peut :

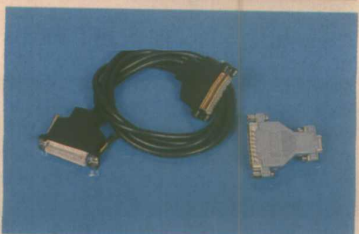
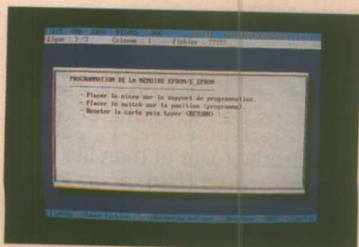
- Développer des programmes (jusqu'à 32 K-octets) pour tout microcontrôleur (44 ou 52 pattes en PLCC) de la famille 68HC11 (68HC11-Xn, 68HC811-Xn ou 68HC711-Xn).
- Tester une autre application à base de 68HC11 (A1, A8, E9, E1, E2, D9,...) en la reliant à la carte MC-711 à travers les deux connecteurs de 40 points.
- Programmer la mémoire EEPROM d'un autre microcontrôleur 68HC11 (A1, A8, E1, E2, E9,...).
- Programmer la mémoire EPROM d'un autre microcontrôleur 68HC711 (D3, E9,...).

SÉRIE ÉLECTRONIQUE

56, rue Fondary
75015 PARIS

Tél. : (1) 45.79.55.55

L'ensemble hors alimentation est proposé à moins de 6000 F HT.

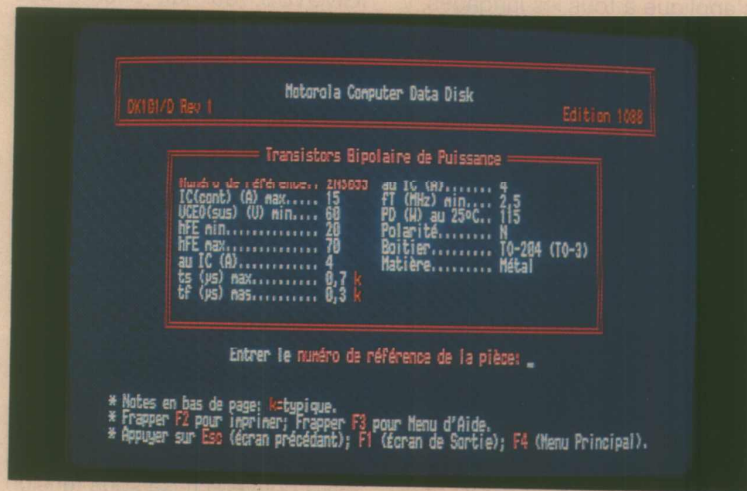


Les data-books sur disquettes

Le data-book "papier" est traditionnellement l'outil documentaire de base de l'électronicien.

Avec la prolifération des compatibles PC, une nouvelle forme de recueils de caractéristiques et d'équivalences commence à acquérir ses lettres de noblesse : le catalogue sur disquette.

Même si ce n'est pas la panacée, cette formule présente de multiples avantages, tant pour l'utilisateur que pour le diffuseur d'informations.



AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES DATA-BOOKS

Le data-book classique est à l'évidence un outil documentaire qui a fait ses preuves et qui nous rendra encore longtemps de fiers services.

Il peut accueillir tout ce qu'il est techniquement possible d'imprimer : tableaux, textes, courbes, listings, schémas, photos, tracés de circuits imprimés, etc.

Il peut être consulté de façon autonome, n'importe quand et n'importe où, tandis que rien n'est plus facile que de photocopier les quelques pages dont on a besoin dans l'immédiat.

Par contre, éditer et distribuer des data-books coûte extrêmement cher, alors que les utilisateurs sont très attachés à leur gratuité malgré une fâcheuse tendance à les collectionner sans en avoir toujours vraiment besoin...

Fort pratique lorsqu'il s'agit de consulter la fiche technique détaillée d'un composant dont on connaît la référence, le data-book "papier" se prête moins bien aux recherches à partir de caractéristiques ou à la détermination d'équivalences.

Enfin, une bonne panoplie de data-books est encombrante, surtout lorsque l'on conserve les éditions périmées.

VERS LES DATA-BOOKS SUR DISQUETTES ?

Soyons réalistes : l'équivalent

exact sur disquettes de nos fidèles data-books "papier" n'est pas encore disponible. Il faudra sans doute recourir au CD-ROM pour obtenir un résultat totalement convaincant au niveau des illustrations telles que courbes caractéristiques et schémas d'application.

Si on se limite à des listes de valeurs numériques et à des représentations stylisées des brochages, alors quelques disquettes très ordinaires peuvent facilement héberger tout le catalogue d'une marque : c'est alors plus l'équivalent d'un "short-form" ou d'un "guide de sélection" que d'un véritable "data-book", bien que la plupart du temps l'édition sur imprimante d'une fiche technique simplifiée soit possible.

Par contre, l'organisation en "base de données" permet de mettre en œuvre de puissantes fonctions de recherche et de tri : c'est redoutablement efficace pour trouver vite et bien les composants répondant à un cahier des charges même strict, ou pour déterminer des équivalences.

Comme il est infiniment moins coûteux de dupliquer des disquettes que d'imprimer des catalogues et que les frais d'expédition sont également sans commune mesure, la diffusion gratuite même large ne pose pas de problème majeur.

Pas de crainte écologique non

Insulated Gate Bipolar Transistors

Device	IC (A)	TJ (°C)	UCE(s) (V)	UCE(om) (V) typ	IC (A)	UCE (V)	f _t (MHz) typical
STG129H50	28	90	500	2.4	28	15	400
STG30H50	30	90	500	2.4	30	15	400
STG40H100	8	90	1000	2.7	8	15	400
STG129H50A	18	90	500	1.8	18	15	400
STG129H50	5	90	500	2.4	5	15	400
STG2H100DU	25	90	1000	2.7	25	15	400
TS629H50DU	50	90	500	2.4	50	15	400

Device 1 of 7

* For complete data, select device with ↑ & ↓, then press Enter.
 * Press PgDn, PgUp, ←, or → for more.
 * F1=Main Menu F2=Print Screen F4=Exit Screen Esc=Previous

RESULTS OF INQUIRY - 41 part(s) found.

Model	V ₀ typ	TCV ₀ max	Load Reg	Line Reg	I _{ay} max
EP7812P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	2.00
EP7820P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.40
EP7812S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	2.00
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.40
EP7812P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7812S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	2.00
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.40
EP7812P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7812S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	2.00
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.40
EP7812P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820P	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7812S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.60
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	2.00
EP7820S	18.0	65.8	0.0150	0.0150	1.40

ARROW keys, PgDn, PgUp, ←, →, ESC, F1

(C) Copyright 1989 LAMB Data Systems ALL RIGHTS RESERVED

Bien souvent, tout le catalogue se fait en anglais (la langue habituelle des data-books, même d'origine française!) mais de plus en plus de bases de données sont maintenant multilingues : il est possible de choisir, dès l'affichage de l'écran d'accueil, la langue dans laquelle se fera la consultation.

Et souvent, le choix est vaste ! Cela n'augmente pas beaucoup l'encombrement disque ou mémoire, et peut constituer un "plus" non négligeable par rapport aux documentations "papier" qu'il n'est pas facile de rédiger dans plusieurs langues. La plupart des bases de données sur disquettes ou révèlent soit tolérances quant aux caractéristiques du matériel "hôte", écran et imprimante notamment. Il faut dire que pratiquement tout se passe en mode "texte", particulièrement bien supporté.

Comment se procurer les disquettes ?

Les bases de données payantes sont diffusées par le canal commercial classique, ce qui suppose que leur éditeur fasse connaître son produit par voie de publicité. La vente peut se faire soit par correspondance, soit par l'intermédiaire d'un réseau de revendeurs comme celui de CIF (pour FINDER). Bien entendu, la copie de ces logiciels est strictement prohibée, et des protections sont d'ailleurs généralement prévues. Les bases de données gratuites, pour leur part, sont diffusées un peu comme les data-books "pa-

pier", c'est-à-dire essentiellement aux professionnels qui en font la demande auprès de leur distributeur habituel ou des services commerciaux de la marque concernée. Souvent, le simple retour d'une carte réponse permet de se faire inscrire sur une liste de diffusion régulière des mises à jour, et dans certains cas cette inscription se fait même d'office ! La plupart du temps, la copie de ces disquettes est autorisée, voire même encouragée, ce qui entraîne un effet de "boule de neige" qui ne peut être que bénéfique pour la marque. Il faut dire qu'il est infiniment plus aisé de copier une disquette que de photocopier un épais data-book... L'inconvénient est que l'on se procure souvent de cette façon des bases de données assez anciennes, et donc plus très à jour. Les revendeurs de composants ont sans nul doute un rôle à jouer dans ce processus : particulièrement bien placés pour recevoir régulièrement les disquettes originales, ils peuvent fidéliser à peu de frais leur clientèle en lui proposant d'en faire des copies.

Patrick GUEULLE

UNAOHM

TOUT EN UN TERRESTRE ET SATELLITE

MCP 935 SAT

SIMPLICITE D'EMPLOI, TESSE UNAOHM, LES APPA FAIT LEURS PREUVES.

PRECISION, ROBUSTES, REILS QUI ONT

- Affichage du spectre TV - FM-BIS
- Mesure des niveaux en dBμV
- Monitoring image TV terrestre et satellite
- Téléalimentation double 14 et 17 V
- Prise PÉRITEL complète
- Sortie en bande de base pour decodeur D2, Antiope etc...
- Fonction oscilloscope ligne

NOUVEAU



SYNTHEST INSTRUMENTS-UNAOHM FRANCE

Z.I. LOMPRAZ 74330 LA BALME-DE-SILLINGY · TÉL. 50 68 70 32 - FAX 50 68 84 68

TÉLEX 310 721

créations HYBERD ANNECY

L'anti-aliasing à la portée des cartes graphiques VGA

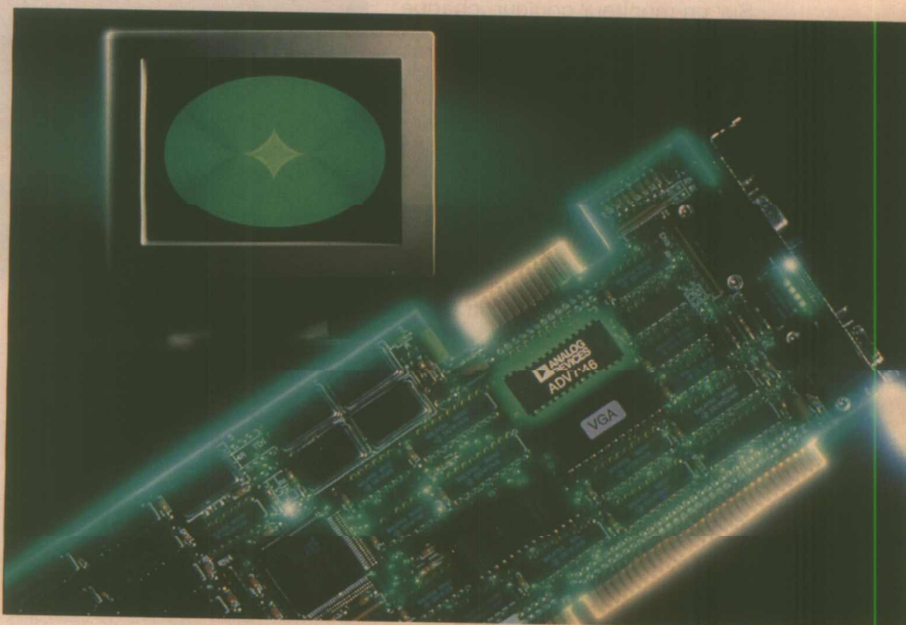
Il n'est nul besoin d'être spécialiste pour pouvoir différencier un affichage en basse résolution d'une reproduction en haute résolution

Tout utilisateur de micro-ordinateur a pu un jour constater de visu les imperfections des graphiques générés à partir d'un micro-ordinateur et reproduits sur un écran.

Ces imperfections visuelles dépendent en grande partie de la qualité du moniteur utilisé, et elles sont d'autant plus perceptibles que la résolution du moniteur est réduite.

La demande sans cesse croissante des besoins en CAO, PAO, DAO et Multimédia ont amené les constructeurs de systèmes informatiques à définir des normes et imposer des standards.

On a pu ainsi voir au fil des années, évoluer les standards de cartes graphiques : MDA, CGA, EGA, MCGA, VGA....



Voici un rappel des standards graphiques utilisés...

MDA : Monochrome display adapter (1981).

Mode texte :
720 x 350 pixels.

CGA : Color graphics adapter (1981). Codage sur 4 bits.

Mode graphique :
320 x 200 en 4 couleurs parmi 16 (24) ou
640 x 200 en 2 couleurs parmi 16 (24).

EGA : Enhanced graphics adapter.
Comme son nom l'indique, le mode EGA est une version améliorée du mode CGA.

Mode graphique :
640 x 200 en 16 couleurs parmi 64.

VGA : Vidéo graphics array.

La norme VGA possède 2 modes d'affichage : le mode basse définition 320 x 200 en 256 couleurs (nuances) et le mode haute définition 640 x 480 en 16 couleurs (appelé aussi mode étendu).

A noter, par ailleurs que les cartes graphiques modernes offrent plusieurs modes de résolution

(modes propriétaires), allant du mode : 640 x 480, 800 x 600, à la haute résolution 1024 x 768 en 16 couleurs, cette dernière nécessitant tout de même un moniteur analogique pouvant se synchroniser en mode multi-fréquences. Le mode 800 x 600 est quelquefois appelé "Super VGA". S'il est vrai que les prix des cartes graphiques tendent à diminuer, il n'en va pas de même pour les moniteurs "Haute définition" ou "Haute résolution" dont les prix se situent encore aujourd'hui entre 15 KF et 30 KF.

L'AFFICHAGE GRAPHIQUE

Un affichage graphique est constitué d'un ensemble d'éléments individuels appelés pixels, que l'œil intègre de façon à former une image complète.

Avant de poursuivre, arrêtons-nous quelques instants sur la définition du terme "Pixel". L'erreur souvent commise est d'associer le pixel à un point, alors qu'il s'agit en fait de la surface élémentaire adressable. Ce plus

petit élément de surface pouvant être constitué de plusieurs points. (Plus cet élément de surface, appelé également "Pitch" au niveau du tube est petit, meilleure sera la résolution du moniteur et plus fin sera l'affichage). Le fait de pouvoir faire varier l'intensité de chaque pixel adressé, est interprété par l'œil comme un dégradé de gris, allant du noir (pixel éteint : intensité minimale), au blanc (pixel allumé, intensité maximale).

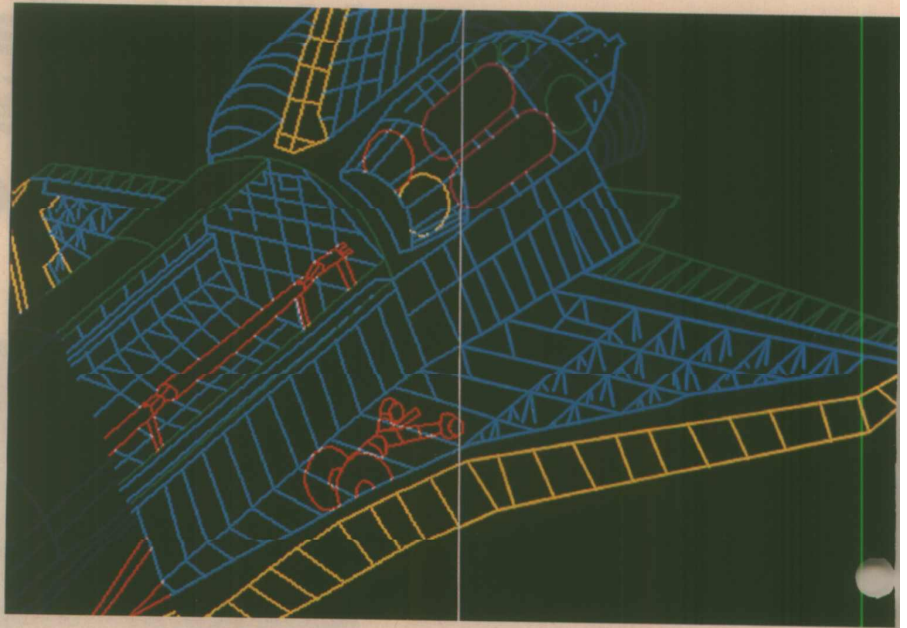
Sur un moniteur couleur, chaque pixel est constitué par la juxtaposition de 3 phosphores primaires R-V-B ; en faisant varier les intensités de chaque phosphore on obtient une palette de nuances colorées. Pour produire une image sur le moniteur, les canons électroniques, associés aux systèmes de synchronisation verticale et horizontale, balayent l'écran de gauche à droite et de haut en bas de manière répétitive. Ensuite c'est grâce à la rémanence du tube d'une part, et à la persistance rétinienne d'autre part, que l'image ainsi formée nous paraît stable.

Dans le processus d'affichage d'image, l'information pixel est utilisée pour contrôler les intensités de chaque faisceau d'électrons. De fait, il est important de bien synchroniser l'information pixel et la position du faisceau. L'intensité de chaque pixel est défini par le programme qui gère l'image, l'interface système entre le programme et l'écran consiste en une banque de mémoire appelée mémoire d'image suivi d'un convertisseur numérique-analogique, qui traduit la valeur du signal numérique en signal analogique appliqué au tube cathodique (Triple CNA pour un tube couleur R-V-B).

Sur un système monochrome doté de 1 bit/pixel, un convertisseur numérique-analogique 1 bit pourrait faire office de commutateur électronique, puisque la valeur à traduire est limité à "1" : ON ou "0" : OFF. Un tel système, on le comprend aisément, ne permet d'obtenir que du "Nuit" ou "Blanc".

En dotant notre système d'une mémoire capable de gérer 8 bits/pixel, nous serons capable d'obtenir $2^8 = 256$ niveaux de gris.

Sur un système couleur, la mémoire doit être allouée à chacune des trois couleurs primaires (R-V-B). La mémoire dédiée à chaque pixel, est divisée en groupements logiques appelés "Plans" et chaque plan mémoire contient les différentes informations de dégradés couleur et d'intensité.



Afin d'illustrer le paragraphe précédent, imaginons un dispositif couleur dont chaque pixel est codé sur 2 bits, **figure 1**.

Rouge : 2 bits, $2^2 = 4$ niveaux d'intensité.

Vert : 2 bits, $2^2 = 4$ niveaux d'intensité.

Bleu : 2 bits, $2^2 = 4$ niveaux d'intensité.

L'association du Rouge, Vert et Bleu (Combinaison), nous permettent d'obtenir :

$2^2 \times 2^2 \times 2^2 = 64$ Couleurs (plus exactement 64 Nuances colorées).

En conséquence, pour un système 6 bits ($2 + 2 + 2$), 6 plans mémoires sont nécessaires afin de disposer de 64 couleurs.

De même, lorsque chaque couleur primaire est codée sur 8 bits, $(8 + 8 + 8) = 24$ bits/pixel, le nombre de couleurs (ou nuances) que l'on peut potentiellement afficher s'élève à :

$2^8 \times 2^8 \times 2^8 = 256 \times 256 \times 256 = 16\,777\,216$ couleurs.

Il peut sembler inutile d'avoir à afficher toutes ces nuances en même temps, puisque de toute manière, l'écran ne pourra pas reproduire avec fidélité tout le spectre et l'œil aura vraisemblablement du mal à distinguer autant de nuances. Ce qu'il faut retenir dans le cas des 16 millions de couleurs, c'est que la totalité du spectre couleur est, dans ce cas subdivisé en plusieurs couleurs, et que la différence perçue (visible) est très faible. Par conséquent, des images réalistes, proches de la qualité photographique peuvent être reproduits sur moniteur. En fait ce qui compte, c'est la possibilité de disposer d'une palette suffisamment étendue pour minimiser les "trous" (niveaux de gris manquants sur des transitions colorées fines). Donc, plus la palette de couleurs adressable est étendue, moins il y aura de "trous" dans l'image à reproduire.

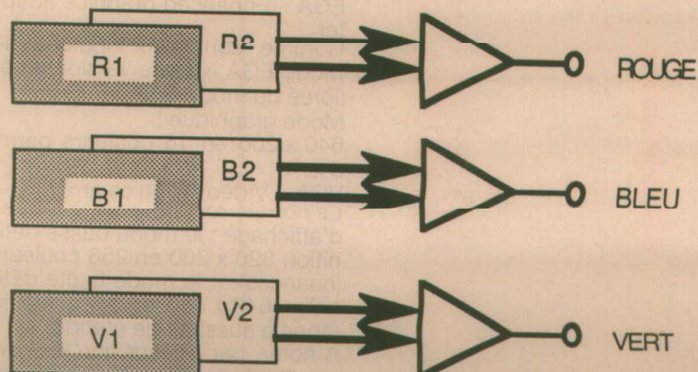


Figure 1

Pour s'en convaincre, il suffit de raisonner sur l'exemple suivant : Soit un système ne comportant que 8 couleurs. Comment un tel système pourrait-il reproduire une image élaborée à partir d'une palette de 256 voire 262144 couleurs ?

Il y aura forcément des "trous" (couleurs manquantes lors de la reproduction).

Palette couleur (Lookup Table)

La flexibilité offerte par l'utilisation des "Plans mémoire" décrite dans le chapitre précédent peut être augmentée par une palette couleur programmable.

Sur la quasi totalité des convertisseurs numériques-analogiques (RAMDACS) utilisés dans les cartes graphiques de type VGA, cette palette est généralement de 256 couleurs, mais ce nombre peut être augmenté selon les applications et la taille mémoire allouée.

Au lieu d'utiliser la sortie des 8 bits/pixel (Plans mémoires) pour créer directement les 256 couleurs, on préfère une approche qui consiste à indexer les bits de chaque pixel.

Les 8 bits/pixel de notre exemple servent dans ce cas à adresser chacun des 256 emplacements mémoire de la palette. Le mot (ou information) mémorisé à cet emplacement est alors utilisé pour générer la couleur appropriée pour le CNA. En effet, le logiciel gère une palette de 256 couleurs qui peuvent être modifiées complètement à tout instant, en chargeant la palette avec de nouvelles informations.

Le nombre de bits utilisés pour coder chaque pixel, à la constitution de la palette des 256 couleurs, fixe la finesse avec laquelle l'intensité du pixel a été subdivisée. En d'autre terme, cette finesse est appelée également résolution.

(Plus la résolution est grande, plus le dégradé est fin : nombre niveaux de gris important).

L'utilisation de la palette couleur autorise une manipulation interactive de l'image, sans avoir à réécrire les valeurs de chaque pixel continuellement. Cela permet des gains de temps qui deviennent significatifs pour des applications de création graphique.

Un autre avantage, et non des moindres, est que la palette peut être utilisée comme table permettant d'implémenter une correction de linéarité telle que la correction de Gamma. L'inévitable erreur de non-linéarité du tube cathodique : F (intensité du faisceau appliqué) en fonction de l'amplitude du signal délivré par le convertisseur numérique-analogique (CNA) est également appelée erreur de Gamma.

Note : les RAMDACS utilisés dans les cartes graphiques contiennent une palette de 256 (RAM) et 3 convertisseurs N/A (DAC) H-V-B.

la résolution d'une image affichée sur un écran ne peut par conséquent pas être infinie.

Autrement dit, une image graphique est constituée de la juxtaposition de surfaces élémentaires (pixels) allumées ou éteintes. Le principe utilisé pour "allumer" ou pas le pixel était arbitraire. La règle la plus fréquemment utilisée est celle qui consiste à déterminer le ratio "surface à afficher" par rapport à la "surface élémentaire affichable". Si ce ratio est > 50 %, le pixel est allumé, sinon il est éteint.

La figure 2 présente quelques exemples de surfaces élémentaires où chaque portion rectangulaire ou ronde représente un pixel. Imaginons que l'on désire afficher le bloc de couleur C # 1 sur un fond de couleur C # 2. Si on considère les lignes A, B, C, en appliquant la règle énoncée

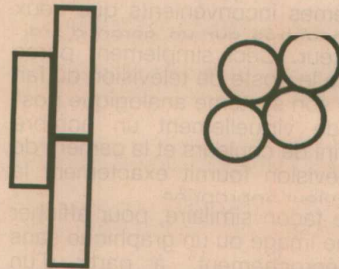


Figure 2

PIXELS, RÉOLUTION ET... ANTI_ALIASING

Etant donné que la surface du pixel n'est pas infiniment petite,



LES DSO DE LA SERIE 400 : PERFORMANTS, LEGERS, AUTONOMES !



**GARANTIE
5 ANS**

Les DSO de la série 400
**Les multimètres
des années 90.**

- Alimentation secteur et batterie pour utilisation sur site ou embarquée
- Fréquence d'échantillonnage : 100 Méch/s et 200 Méch/s*
- Curseurs pour mesures de temps, de tension, etc.
- Configuration automatique
- Détection clignets
- Moyennage
- Interfaces RS 423 et IEEE (SCPI)
- **Traceur couleur intégré : UNIQUE SUR LE MARCHÉ**
- Persistance variable et gabarit de test*
- Bande passante : 20 MHz - 50 MHz et 100 MHz*

A PARTIR DE 16.950 FHT

* selon modèle

GOULD, L'INNOVATION UTILE !

GOULD

Electronique

Tel. : (1) 69.34.10.67

précédemment on obtiendrait la **figure 3**. On voit donc apparaître des zones d'incertitude qui constituent les "marches d'escaliers", le résultat de ces effets est appelé "Aliasing" ou "Jaggies".

Différentes techniques existent afin de remédier à ces imperfections visuelles, ces procédés portent le nom d'Antialiasing ou Lissage.

Des études ont montré qu'à partir des résolutions de 500 x 500 et au-delà, l'œil humain peut substituer une résolution spatiale par une résolution couleur. Autrement dit on peut améliorer la résolution apparente d'une image simplement en améliorant sa définition couleur. Pour illustrer cette théorie on prendra l'exemple de la télévision.

Un moniteur de T.V. possède un balayage horizontal identique au moniteur VGA. Mais malgré sa faible résolution, les images reproduites sur un poste de télévision ne présentent pas les mêmes inconvénients que ceux rencontrés sur un écran d'ordinateur. Ceci simplement parce que le poste de télévision du fait de son système analogique possède virtuellement un nombre infini de couleurs et la caméra de télévision fournit exactement la couleur appropriée.

De façon similaire, pour afficher une image ou un graphique sans "décrochement" à partir d'un ordinateur, le logiciel ou système utilisé doit être capable de fournir les "bonnes couleurs" aux pixels adjacents, et, c'est précisément ce que fait le "CEG" en calculant les coefficients de mélanges

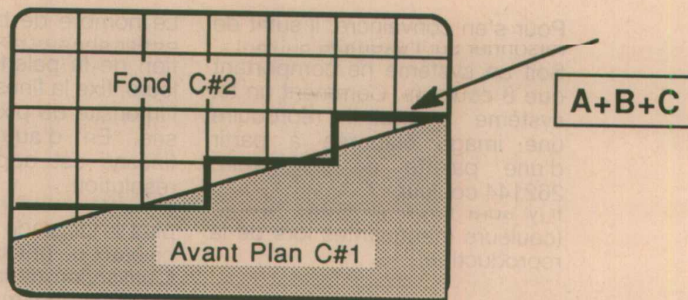
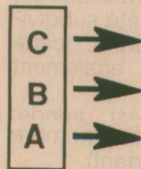


Figure 3

appelée également "Mix" dans les paragraphes qui vont suivre. Avec la commercialisation de la nouvelle génération de "RAM-DACS" par Analog Devices (ADV7141, ADV7146 et ADV7148), il semblait intéressant de décrire le principe utilisé par ces convertisseurs vidéo afin de s'affranchir de ces "marches d'escaliers", appelées aussi "Jags ou Edges" dans la littérature Anglo-saxonne.

L'antialiasing...

Ce procédé connu de tous les spécialistes du graphique consiste à lisser les transitions sur une image graphique, afin d'en améliorer son aspect visuel à l'affichage. Il serait tentant de faire un parallèle en imaginant un instant pouvoir transposer la technique des polices "Postscript" utilisée sur les imprimantes laser, à l'affichage graphique ! La comparaison s'arrête là, car il ne s'agit ici que d'une hypothèse, le Postscript ne s'appliquant qu'aux polices de caractères.

Le principe de l'antialiasing, quoique relativement simple à comprendre, n'est pas d'une implémentation aisée.

Plusieurs techniques existent pour réaliser l'Antialiasing : totalement logicielles (Software) ou gérées par des processeurs spécifiques (Hardware) ou mixtes.

Plus facile, l'implémentation logicielle est de loin la plus répandue, utilisée notamment par les fabricants de stations de travail. Le principal inconvénient de cette technique est... sa relative lenteur.

L'implémentation Hardware serait la solution idéale... mais les circuits spécialisés font défaut et la réalisation complète en composants discrets est quelque peu dissuasive.

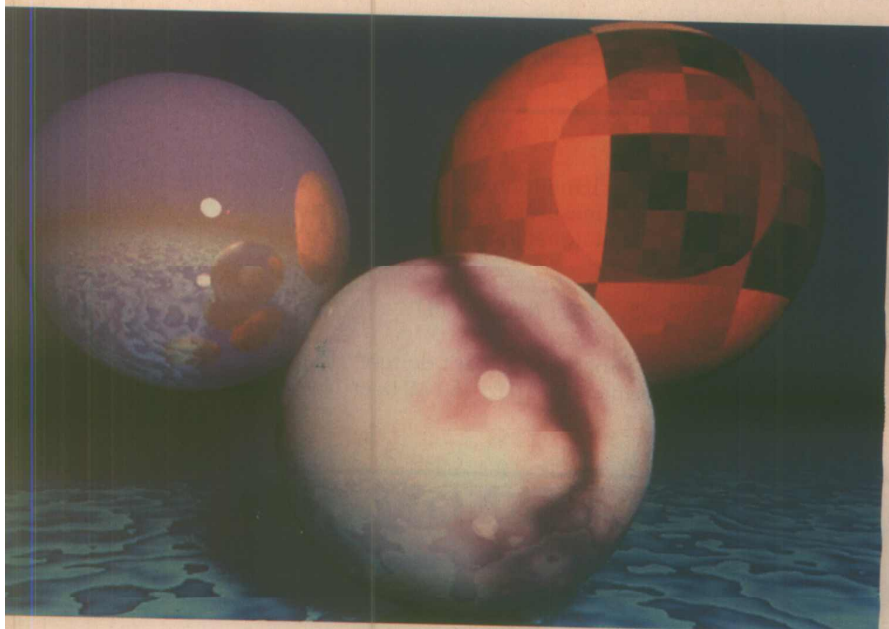
La collaboration entre Edsun Labs (*) (Société de Génie Logicielle) et Analog Devices (Fabricant de Semi-conducteurs) a permis de mettre au point une nouvelle génération de convertisseurs vidéo appelés "CEG-DSP RAMDACS" (Continuous Edge Graphics® RAMDACS).

(*) Analog Devices a opéré le rachat de la Société Edsun Labs en 1991.

CONTINUOUS EDGE GRAPHICS (CEG)

Le CEG est une technique brevetée, utilisant le principe d'interpolation destiné à apporter au standard VGA, une résolution similaire à celle obtenue sur des stations de travail et ce, à partir d'un moniteur VGA standard.

Le schéma bloc d'un CFG-DSP RAMDAC est présenté en annexe. Deux blocs le différencient d'une palette normale, le "CEG-Control Logic" et le "CEG-Control Data". A noter également la disparition des registres d'overlays, utilisés principalement pour la gestion de curseurs.



Les similitudes des blocs fonctionnels, permettent d'assurer une compatibilité ascendante des systèmes graphiques. En effet, dans le cas du remplacement pur et simple du composant RAMDAC par un CEG-RAMDAC, ce dernier se comporte exactement comme un circuit classique, tant que le mode CEG n'est pas activé.

L'activation du mode CEG se fait de manière logique, par l'écriture d'une séquence d'instructions via le port MPU.

Une fois activé, un réarrangement s'opère au sein de la palette. On ne dispose, non plus de 256 couleurs (0 à 255), mais de 224 couleurs (0 à 223) + 32 "Mixes" ou Niveaux de gris (dégradés).

La palette ainsi organisée permet de disposer d'un nombre beaucoup plus important de nuances colorées, utilisées pour la fonction de lissage.

En effet, pour deux couleurs prises dans la palette des 224 couleurs, C # 1 et C # 2, on aura la possibilité de leur associer 32 niveaux de gris (dégradés).

Un calcul de combinaison permet d'arriver à la valeur annoncée précédemment de 792000 Nuances, affichables instantanément.

L'algorithme CEG permet de calculer avec précision les transitions colorées nécessaires à rajouter entre la couleur # 1 et la couleur # 2, pour obtenir le lissage désiré. Cet algorithme tient compte des valeurs de pixels adjacents. Le résultat, sur un moniteur VGA standard se traduit par une augmentation apparente de la résolution de 1600 x 1280 pixels associés à 792000 nuances colorées disponibles. Par conséquent, un moniteur standard est capable à l'aide de ce procédé, d'afficher avec une résolution visuelle apparente correspondant à 1/32 de pixel.

Le CEG en détail...

Nous allons dans ce paragraphe tenter d'expliquer le fonctionnement du CEG au travers d'un exemple (figure 4).

L'algorithme permettant de calculer la valeur du "MIX CEG" est relativement simple :

$$\text{Couleur} = [\text{Couleur A} \times (1 - \text{Mix} \%) + [\text{Couleur B} \times \text{Mix} \%]]$$

Couleur A : Avant Plan
Couleur B : Arrière Plan

Mix : Coefficient de modulation d'intensité (mixage).

Exemple : Dans le cas où la valeur du Mix est de 20 % (0,2) alors la formule exprimée ci-dessus devient :

$$\text{Couleur} = [\text{Couleur A} \times 0,8] + [\text{Couleur B} \times 0,2]$$

Dans cet exemple nous considérons que la méthode utilisée est "l'Advanced 8 bits" ayant 32 niveaux de "Mixes", dans ce cas les incréments sont de $1/32 = 3\% (0...31)$ et l'expression devient :

$$\text{Couleur} = [(\text{Couleur A} \times (31 - \text{Mix} \%))] + [(\text{Couleur B} \times \text{Mix} \%)] / 31$$

Compte tenu de la troncature générée par l'opération intégrale (opération mathématique équivalente) un facteur 1/2 devra être ajouté à la somme de façon à arrondir l'erreur à $1/2 = 16/31$. D'où l'expression finale :

$$\text{Couleur Mix} = [(\text{Couleur A} \times (31 - \text{Mix})) + (\text{Couleur B} \times \text{Mix}) + 16] / 31$$

Des tests empiriques avaient montré qu'en utilisant 8 ou 16 incréments de mixage, on produisait des images lissées de bonne qualité. Le CEG offre plusieurs possibilités d'encodage. Les différentes variantes dépendent essentiellement du choix du nombre de Mix et du nombre de couleurs dans la palette. La méthode dite avancée (Advanced 8 bits) permet l'utilisation de 32 coefficients et une palette de 256 ou plus exactement 224 couleurs.

La méthode élémentaire baptisée "Basic 8 bits" offre quant à elle 8 coefficients de Mixage (incrément de 12 %) et une palette de 16 couleurs. Nous allons utiliser cette méthode dans l'exemple qui suit afin de comprendre son mécanisme de fonctionnement.

Méthode d'encodage avec la méthode BASIC 8 bits

Suivant la logique d'un balayage de gauche à droite, dès que l'on rencontre une transition majeure (0 - 1), l'une des couleurs (celle de gauche) est déjà connue.

La méthode "Basic 8" consiste à encoder l'information couleur pixel adjacent ainsi que le coefficient "Mix" sur 8 bits par pixel. Le pixel peut être logiquement divisé en 2 parties :

- Une partie du pixel associée à une couleur prioro dans la palette (celle qui s'en rapproche le plus)
- l'autre partie du pixel pouvant contenir l'information ou ma valeur du "Mix" nécessaire au processeur DSP intégré dans le convertisseur numérique analogique RAMDAC.

On peut envisager plusieurs façons d'utiliser les 8 bits par pixel, selon les combinaisons Couleurs/"Mix" souhaitées. On peut par exemple envisager l'utilisation d'une palette de 32 couleurs et 8 coefficients "Mix", ou encore 16 couleurs et 16 "Mix" ou autres variantes. La plupart des systèmes VGA n'utilisant que 16 couleurs simultanément, nous allons dans l'exemple qui suit opter pour une palette de 16 couleurs et 8 coefficients "Mix".

Le système CEG utilise 2 registres couleurs distincts pour opérer le mixage. Une manière élégante consiste à laisser au logiciel ou driver le soin de choisir le registre à utiliser (commutation logique). Dans notre exemple le format d'encodage du pixel sur 8 bits sera formaté suivant la figure 5 :

7	6	5	4	3	2	1	0
Coeff Mix		Reg		Couleurs			

Bit 0 - 3 : Couleurs
 $2^4 = 16$ combinaisons
Bit 4 : Contrôle du registre CEG couleur
0 : Registre A ; 1 : Registre B
Bit 5 - 7 : Coefficient "Mix"
 $2^3 = 8$ "Mix"

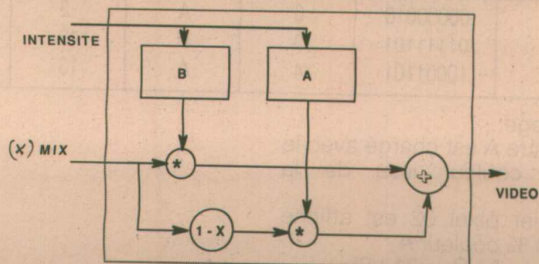


Figure 4

Dans le cas d'une image à afficher, chaque pixel de la Bitmap contient :

- Une couleur (l'une des 16, prise dans la palette bits 0 - 3)
- La valeur du bit 4 correspondant au registre sélectionné
- La valeur du "Mix" indiquant le ratio ou pourcentage de saturation de la couleur A par rapport à B.

Le tableau ci-dessous indique les ratios correspondants à chaque valeur du "Mix", dans l'exemple choisi :

Valeur du MIX	RATIO A : B
0	31 : 0
1	27 : 4
2	22 : 9
3	18 : 13
4	13 : 18
5	9 : 22
6	4 : 27
7	0 : 31

On peut obtenir plus de flexibilité en utilisant le bit 4 (Registre opération) pour adresser la palette couleur. On dispose de cette manière d'une palette de $16 + 16 = 32$ couleurs divisée en 2 parties (adressage indexé à la sélection du registre). Quand le bit 4 = 0 (Registre A sélectionné), la première partie de la palette est adressée (0 - 15 couleurs), lorsque le bit 4 = 1 (Registre B), la seconde partie de la palette est adressée (16 à 31). Dans le cas où cette possibilité n'est pas exploitée par le logiciel, les deux parties récevraient de la palette peuvent contenir les mêmes informations.

Illustration par l'exemple :

Supposons la séquence suivante contenant les valeurs de 3 pixels adjacents exprimées en HEXA issus d'un balayage ligne :
..02 7D 8D

La signification de ces codes Pixels est donnée dans le tableau suivant :

Valeur Pixel Hexadécimal	Mot 8 bits correspondant	Coefficient MIX	Registre	Valeur Couleur	Numéro Palette
02	00000010	0	A	2	2
7D	01111101	3	B	13	28
8D	10001101	4	A	13	13

A l'affichage...

- Le registre A est chargé avec le contenu couleur issu de la palette 2.

Le premier pixel 02 est affiché avec 100 % couleur A

(Mix = 0 → A : B = 31 : 0)

* Ensuite le registre B est chargé à son tour avec le contenu cou-

leur correspondant à la palette 28 (le registre A est inchangé).

Le second pixel 7D est affiché, résultant d'un mixage de 18 % de A + 13 % de B

(Mix = 3 → A : B = 18 : 13).

* Enfin le registre A est chargé avec le contenu de la palette 13 (le registre B est inchangé).

Le 3^{ème} pixel 8D est alors affiché, résultant du mixage de 13 % de A + 18 % de B

(Mix = 4 → A : B = 13 : 18).

Dans cet exemple, nous avons essayé de décrire pas à pas le séquençage d'affichage de 3 pixels avec les attributs d'encodage au format CEG.

Nous n'irons pas plus en avant concernant le concept et la méthodologie du CEG. Pour conclure sur les différentes méthodes utilisées, nous avons mentionné en début du paragraphe qu'il existait une méthode avancée dénommée "Advanced 8 Method", la plus performante et la plus efficace pour un rendu d'une qualité photographique. Cette méthode utilise 32 coefficients "Mix" et une palette de 256 ou plus exactement $256 - 32 = 224$ couleurs, elle permet d'afficher jusqu'à 790 000 couleurs sur un écran VGA.

Les applications

Les RAM-DACS CEG conçus et commercialisés par Analog Devices offrent une qualité d'affichage et un rendu tout à fait exceptionnels.

Dans ce chapitre nous allons nous pencher sur leurs implémentations et leurs utilisations.

Vu du côté système :

Conçus à l'origine en vue d'améliorer la qualité d'affichage à partir de cartes VGA, les RAMDACs CEG possèdent des brochages compatibles avec la majorité des composants équipant les cartes VGA. La modification de la carte VGA consiste purement et simplement à remplacer le composant remplissant la fonction de conversion numérique-analogique par le composant CEG équivalent

3 composants sont proposés :

ADV7141 : 3 x 6-Bits + LUT* 256 couleurs (Boîtier PLCC)

ADV7146 : 3 x 6-Bits + LUT* 256 couleurs (Boîtier DIL)

ADV7148 : 3 x 8-Bits + LUT* 256 couleurs (Boîtier PLCC)

(* LUT : Look-up table (Palette couleur).

Nous donnons ci-après la liste non exhaustive des principaux circuits utilisés dans les cartes VGA et les références des circuits CEG équivalentes :

TABLEAU D'ÉQUIVALENCE

RAM-DAC classique	RAM-DAC CEG-ANALOG DEVICES
ADV471KPXX	ADV7141KPXX
ADV476KNXX	ADV7146KNXX
ADV478KPXX	ADV7148KPXX
BT471	ADV7141KPXX
BT476	ADV7146KNXX
BT478	ADV7148KPXX
IMSG171	ADV7146KNXX
IMSG176	ADV7146KNXX
KDA0476	ADV7140KNXX

(*) XX : Suffixes indiquant la fréquence de rafraîchissement pixel.

Versions 35 MHz, 50 MHz et 66 MHz disponibles.

Pour des raisons pratiques, nous préconisons le remplacement des circuits sur des cartes VGA équipées de supports.

Nous conseillons vivement de vérifier au préalable la présence d'au moins 512 ko de mémoire vidéo à bord de la carte VGA.

La plupart des cartes récentes supportant le mode 1024 x 768 possèdent 1 Mo.

Exemple de calcul de la fréquence de rafraîchissement (Refresh rate)

Dans l'expression donnant la

résolution 640x480, 1024x768 et etc... les termes indiquent la résolution horizontale et la résolution verticale en nombre de points.

La résolution horizontale correspond également au nombre de points par ligne.

Pour afficher une image, le balayage horizontal et le balayage vertical du faisceau doivent être parfaitement synchronisés. A la fin d'une ligne le faisceau doit revenir à son point d'abscisse initial décrétement d'une ligne. Ce retour doit être très bref, c'est le retour de balayage. La constante multiplicatrice utilisée est de l'ordre de 1,2 ou 1,3.

Dans le cas d'un affichage en résolution 1024 x 768 avec une fréquence trame de 50 Hz, la fréquence de rafraîchissement devra être de :

Refresh rate =

$1024 \times 768 \times 50 \times 1,2 =$

47 185 920 Hz (#47,2 MHz)

Dans ce cas, la version à 50 MHz devrait convenir (ADV 7146 KN 5N)

Du côté Logiciel...

Vous l'avez sans doute compris, l'exploitation du mode CEG nécessite la présence d'un traducteur pour le processus de traitement incorporé dans le circuit, généralement sous forme logicielle ou programme appelé aussi Driver.

Il n'existe malheureusement pas de traducteur universel, aussi l'utilisation d'un driver spécifique pour chaque type d'application est requis.

A ce jour, les principaux drivers disponibles sont :

- Autocad rev 10 et rev 11

- Windows 3.0 (la version du driver CEG pour Windows 3.1 coïncidera avec la sortie officielle de Microsoft Windows 3.1).

La disponibilité du driver CEG pour l'environnement graphique de Microsoft Windows 3.0 pour PC est un évènement majeur, car ce driver permet aux utilisateurs Windows de disposer d'un affichage "Anti-Aliasing" pour la plupart des logiciels tournant sous cet environnement.

Pratiquement, tous les principaux contrôleurs graphiques sont supportés. Parmi ceux-ci on peut citer notamment :

Tseng Lab ET3000 & ET4000

Trident TVGA 8900

Chips & Technology CT453

Oak OTI067 & OTI077

Video 7

Western Digital WD90C00 & WD90C11

Genoa 6400

ATI

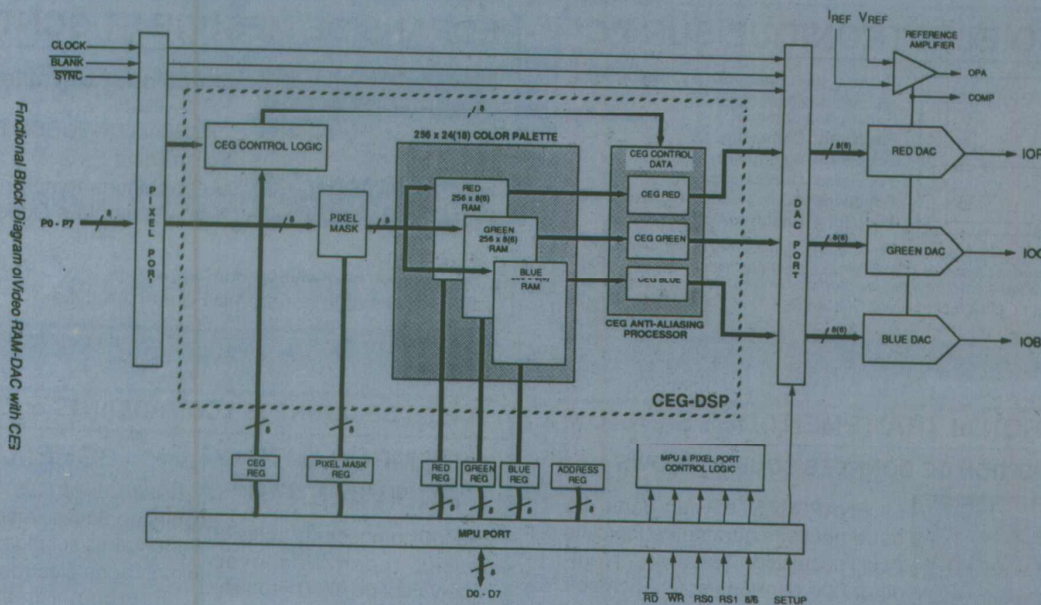
Headland HT-208

Paradise PVGA1A

Pour ceux qui souhaitent développer des applicatifs pour le format CEG, Analog Devices commercialise un kit SDK (MC/ADBCEG-0) : Kit de développement logiciel comprenant une bibliothèque de routines primitives écrites en langage C. Ce kit comprend également un utilitaire de conversion des fichiers Targa 16 ou 24 bits (TGA) au format CEG 8 bits affichable en VGA.

A noter également qu'une société Américaine : North Coast Software, Inc, a développé un logiciel "CONVERSION ARTIST",

Schéma bloc d'un CEG RAM-DAC



Liste des Formats importés :		Liste des Formats exportés
DID	DMF & FLC (WINDOWS)	Oui
BIT	Lotus	
CEG	Analog Devices/Edsun	Oui
CUT	Dr Halo	
CVP	Kodak	
GEN & HEX		
GIF	Compu Services Graphic Interchange	Oui
IFF	Amiga/Video Toaster	Oui
IMG	Ventura	
IMG	DT Iris	Oui
IMG	Aurora	Oui
MCP	Mac Paint	
MSP	Microsoft Paint	
OS/2	OS/2 Bitmap	
PCX	ZSoft PC Paintbrush	
RAS	SUN Raster	Oui
RGB	Silicon Graphics	
TGA	Targa	Oui
TIF	Tagged Image File Format	Oui
WMF	Windows metafile	Oui
EPS	Encapsulated Postscript	

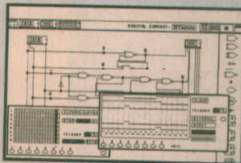
qui permet de traiter pratiquement tous les principaux formats graphiques disponibles actuellement et de les convertir au format CEG. En plus de la fonction "traducteur", ce programme constitue un vrai éditeur graphique et devrait satisfaire bon

nombre d'amateurs et professionnels du graphique. Il permet en outre de traiter les fichiers encodés sur 16 bits, 24 bits et 32 bits. L'option CEG enfin, permet la conversion des fichiers en 700, 7000 ou 700 000 couleurs.

Par Patrick CHAN WAI TIM
Analog Devices

Analog Devices est distribué par : Dimacel Composants, SCAIB, RTF diffusion. Les particuliers intéressés par ce produit pourront s'adresser à : DUENA (1) 46.66.25.20

LE LABO ELECTRONIQUE SUR PC

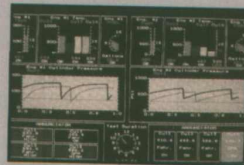


Permet de concevoir et tester des schémas électroniques
Fonctions voltètre,
Fonctions Ohmmètre,
Fonctions Wattmètre,
Fonctions Oscilloscope,
Fonctions Générateur de signaux
Fonctions Analyseur logique etc...

Ce PROGRAMME puissant et simple vous permettra sans aucun hardware nécessaire de créer et tester la plupart des circuits électroniques. Convivial et paramétrable il vous est livré avec les modules, une bibliothèque complète des composants LOGIQUES et ANALOGIQUES.

1390 Fr

ECRANS DE MESURE ET CONTROLE



Outils pour travailler sous :

Microsoft V, C++
TURBO C TURBO PASCAL

Fonctions :

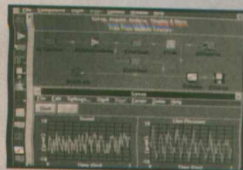
● Graphiques temps réel ● Mesure et contrôle ● Code Source

4 Versions :

Moteurs ● Thermocouple linéaire
● Thermocouple courbes ● Fourier Analyse

ACQUISITION et TRAITEMENT DES SIGNAUX

ACQUISITION DE DONNÉES SOUS WINDOWS



Le SNAP MASTER fait partie de notre nouvelle gamme de logiciels pour l'acquisition, l'analyse, et l'affichage de données sous Microsoft Windows.

Boîte de dialogues - Icones - Boîte à outils et compatibilité avec toutes les cartes AD/DA du marché

BASES DE DONNÉES : COMPOSANTS ou SCHEMAS

COMPOSANTS EQUIVALENTS

250000 composants actifs et passifs repertoriés avec l'équivalent de 4700 Produits de base
Semiconducteurs et Relais
Préciser le format de la disquette

590 Fr

SCHEMAS

Base de données schémas électroniques, articles, commentaires sur plus de 12 000 montages électroniques - Pourquoi refaire ce qui existe déjà ?

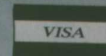
2990 Fr

tous nos prix sont Hors taxes

SOFTWARE FRANCE

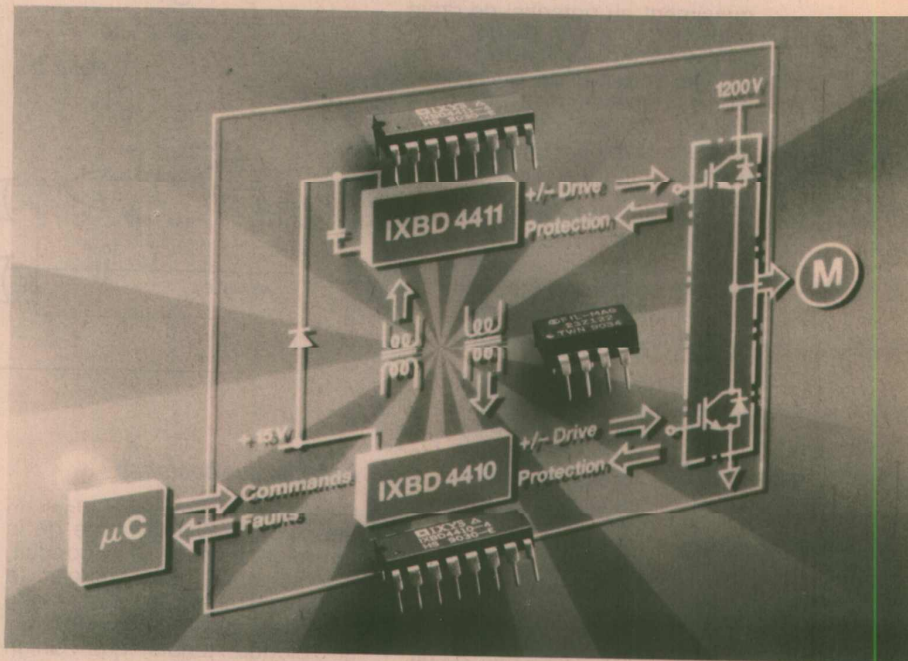
23, avenue du 8 mai 1945 - 95200 SARCELLES - TEL. : 39.92.40.51

NOUS ACCEPTONS



Les drivers de Mosfets

La première partie de cet article, publiée dans le numéro précédent, abordait en détail les mécanismes mis en œuvre lors des transitions du MOSFET. Lorsque le circuit développé réclame des commutations très rapides, le concepteur se heurte rapidement à des configurations complexes, imposées par les fortes intensités transitoires que le transistor exige. Afin de simplifier au maximum la phase de développement et par la même occasion accroître la fiabilité du montage, les fabricants de semi-conducteurs commercialisent des circuits intégrés qui conduisent à d'excellentes performances finales, malgré le peu d'éléments périphériques qu'ils nécessitent. Ce mois-ci, dans ce deuxième et dernier volet, nous vous présentons les composants spécialisés dans l'attaque des MOS de puissance.



Au cours des lignes qui suivent, vous découvrirez les circuits intégrés de pilotage regroupés selon leur marque. Nous avons plutôt axé notre étude sur une présentation générale des composants, accompagnée d'un résumé des performances qui, selon les cas, sera plus ou moins long. Le lecteur désireux de se familiariser avec le produit (brochage, caractéristiques électriques détaillées...), se reportera à la documentation constructeur ainsi qu'aux notes d'applications correspondantes.

Certains dispositifs plus complets que d'autres feront l'objet d'une description poussée. Il ne s'agit en aucun cas d'une quelconque discrimination, mais nous ne pouvons traiter de façon similaire un simple buffer de puissance et un circuit de commande intelligent.

Afin de ne pas publier d'informations maintes fois parues, nous laissons de côté toutes les techniques utilisant des composants discrets ou encore des portes logiques. La bibliographie donnée en fin d'article aiguillera éventuellement le lecteur vers des documents existants.

Après ces quelques remarques, entrons dès à présent dans le vif

du sujet, avec un rappel des techniques de pilotage.

LES CIRCUITS DE BASE

Lorsque l'on commande un transistor MOSFET dans le but de le rendre conducteur, le potentiel grille-source appliqué doit excéder la tension de seuil du composant et atteindre, dans le cas général, une dizaine de volts. On assure alors une résistance $r_{DS(ON)}$ la plus faible possible.

Dans les applications courantes, on privilégie l'emploi de MOSFET à canal N plutôt que P, car à prix équivalent, la résistance à l'état passant du premier présente une valeur bien inférieure à celle du second. Ainsi, en configuration de source commune ("low side" en Anglais), la mise en conduction puis le blocage de T ne pose aucun problème au buffer B, puisque sa masse d'entrée et de sortie possède un point commun avec la source du transistor. La figure 1 illustre ce principe. Une alimentation référencée au 0V convient donc pour délivrer au circuit sa tension de fonctionnement.

Si maintenant le MOSFET N se câble en drain commun (ou

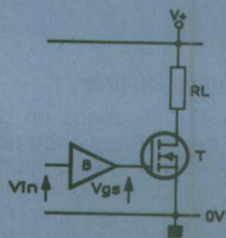


Figure 1

encore "high side") selon la **figure 2a**, le problème de sa polarisation voit le jour. Comme énoncé précédemment, la tension V_{gs} entraînant la parfaite conduction du transistor doit atteindre 10 Volts. Or si celui-ci conduit, sa source se trouve quasiment au potentiel de drain. Dans notre cas, ce dernier étant connecté au rail haute tension $V+$, le potentiel de grille devra alors le dépasser de 10 Volts. De même, lors des commutations, la source évoluera entre $V+$ et la masse. Il faudra en conséquence appliquer la tension de commande en veillant à ne pas atteindre le maximum grille-source de 20 Volts, sous peine de détruire le transistor. Tous ces problèmes conduisent le concepteur à choisir entre plusieurs techniques :

- Une tension d'alimentation flottante, obtenue via un transformateur d'isolement, peut-être reliée à la source du transistor et donc lever le tracas précédent. La seule difficulté consiste maintenant à développer un circuit assurant l'interface avec la logique référencée cette fois à la masse du montage. Cette solution présente le désavantage d'accroître la complexité ainsi que le coût de revient du circuit.

- Un transformateur d'impulsions qui isole directement la tension de commande grille-source, propose une alternative relativement simple. Cependant, le résultat final sera affecté par des limitations en rapport-cyclique comme en fréquence de travail.

- L'utilisation d'une pompe de charge, illustrée pour des basses tensions en **figure 2b**, conduit également à une alimentation référencée au rail haute tension. Malheureusement, dans certaines configurations, cette caractéristique force le circuit de pilotage à supporter la tension de polarisation additionnée à celle du rail $V+$, lorsque le transistor ne conduit plus. Il s'agit donc de développer une électronique appropriée assez complexe.

- La technique bootstrap est finalement largement utilisée pour réaliser une tension flottante, particulièrement dans les circuits en demi-pont. Dans ce cas, le circuit de pilotage tire son énergie d'une capacité réservoir dite de bootstrap (C_{boot}), périodiquement rafraîchie lors de la mise en conduction de l'un des semi-conducteurs du demi-bras de puissance. Un simple circuit translateur de niveau suffit ensuite pour assurer la liaison avec une logique de commande.

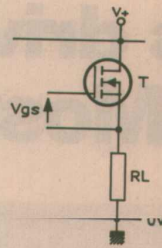


Figure 2 a

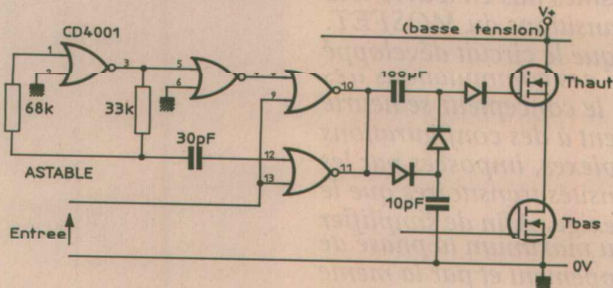


Figure 2 b

La technique bootstrap

Cette méthode exploitée dans un demi-pont, revêt la forme de la **figure 3a**. Lorsque Q_{low} conduit, C_{boot} peut se charger à +15 Volts au travers de la diode et de ce transistor. Ensuite, Q_{low} se bloque tandis que Q_{high} amorce sa conduction. Ce faisant, sa tension de source augmente et, transférée via C_{boot} (pas de discontinuité de tension aux bornes d'un condensateur), polarise en inverse la diode D_{boot} . A cet instant, C_{boot} polarise de façon flottante l'espace grille-source de Q_{high} qui peut alors pleinement conduire. Un buffer basse tension associé à un circuit de translation suffit à piloter Q_{high} . On remarque immédiatement la nécessité de recharger régulièrement C_{boot} par l'intermédiaire de Q_{low} . De même le temps maximum durant lequel Q_{high} conduit est conditionné par le courant que le buffer consomme sur C_{boot} . Le rapport cyclique associé à la valeur de la capacité réservoir conditionnent les performances finales.

Il existe une variante à la solution du dessus, présentée en **figure 3b**. Dans ce circuit, la tension flottante provient directement du rail haute tension. Le blocage de Q_{high} autorise la charge de C_{boot} via une diode, une résistance et la charge. Une diode zener limite éventuellement la tension maximale appliquée au tampon aux alentours de +15 V. La diode qui charge C_{boot} évite en fait de décharger cette capacité réservoir dans l'espace

drain-source du transistor Q_{high} mis en conduction. On le constate, ce système permet de s'affranchir d'une alimentation référencée à la masse. Les limitations concernent le temps de recharge de C_{boot} ainsi que la dissipation du montage. Ici aussi le rapport cyclique borne les domaines d'utilisation de cette configuration.

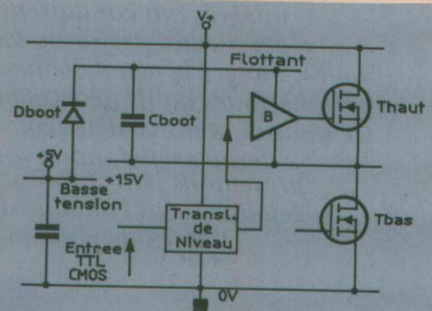


Figure 3 a

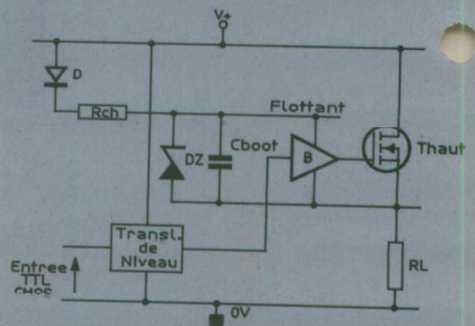
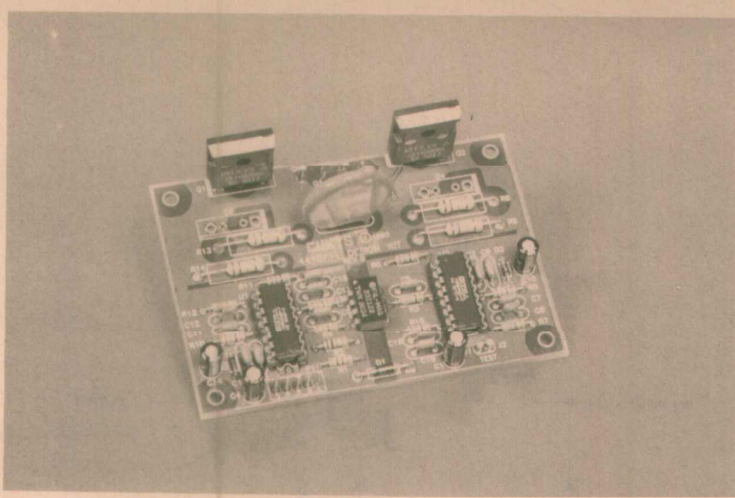


Figure 3 b

Une solution intégrée

Pour des applications en demi-pont et dont la fréquence de travail ne dépasse pas le kilohertz, le montage bootstrap présentent de nombreux avantages. Attention cependant à limiter le temps de conduction de Q_{high} par un rapport cyclique approprié.



Le développement complet de ce circuit apporte son lot de difficultés. En effet, l'interface de translation doit permettre le pilotage du buffer par la logique référencée à la masse. Cet interface travaille donc sur la totalité de la tension d'alimentation $V+$. Ensuite, Q_{high} conduisant, la capacité réservoir ne peut se décharger excessivement sous peine de dégrader la résistance à l'état passant du transistor. Il faut alors tenir compte de ce comportement pour arriver à un courant de pilotage suffisant lors des transitions. Finalement, tous ces impératifs réclament un nombre élevé de composants qui occupent une place importante. Rien entendu, la complexité du montage ne fait qu'affaiblir la fiabilité du système. En bref, utilisons des circuits intégrés spécialisés dans le pilotage "high side" et dont la fiabilité ne se démontre plus ! Nous en verrons quelques uns plus bas.

La fin de cette rapide présentation des deux techniques de base nous mène enfin à notre sujet du jour, la présentation des composants disponibles dans le commerce.

National-Semiconductor

Cette société commercialisa sans doute l'ancêtre monolithique des drivers, il y a plusieurs années. Ce circuit, le **DS0026**, originellement prévu pour piloter

des horloges C-MOS (entrées fortement capacitives) peut délivrer et absorber des courants crête de l'ordre de 1,5 A. Il contient deux drivers inverseurs dont la technologie autorise des temps de montée et descente proches de 20ns sur des charges de 1nF. Malheureusement, les courants d'alimentation dus à des conductions simultanées dans l'étage de sortie ainsi qu'un fort courant de repos à l'état bas conduisirent les concepteurs à abandonner ce composant pour les applications en driver de MOS de puissance. De plus, l'attaque de son entrée devait obligatoirement s'effectuer via un réseau RC comme l'illustre la **figure 4**.

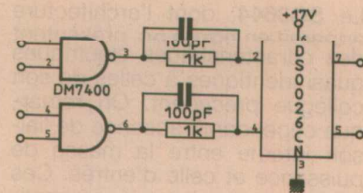


Figure 4

Silicon General

On trouve au catalogue de cette firme des produits de pilotage tels le **SG3626** qui assure la compatibilité broche à broche avec son prédécesseur du dessus. Il s'agit par conséquent d'un double driver inverseur. Ses sorties totem-pôle débitent et absorbent jusqu'à 3 A crête. Il accepte des tensions d'alimentation de 22 Volts et fonctionne jusqu'à 1,5 MHz. Son faible temps de propagation de 20ns autorise sa connexion à des composants logiques rapides.

La **figure 5 a** illustre sa circuiterie interne. On notera sa disponibilité sous forme de nombreux boîtiers dont le S.O.I.C. et les TO-99, TO-66. Contrairement au DS0026, le couplage d'entrée s'effectue directement, sans élément de liaison. Un exemple d'application vous est proposé en **figure 5 b**.

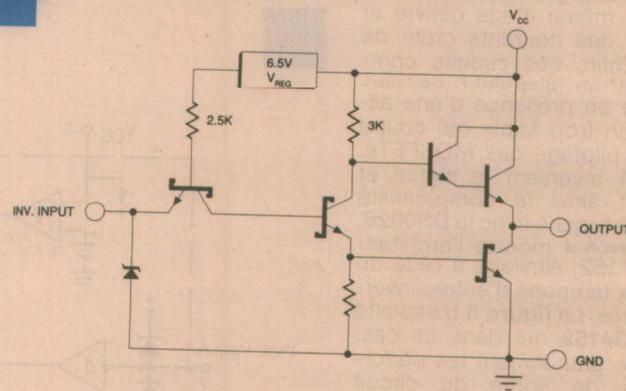


Figure 5 a

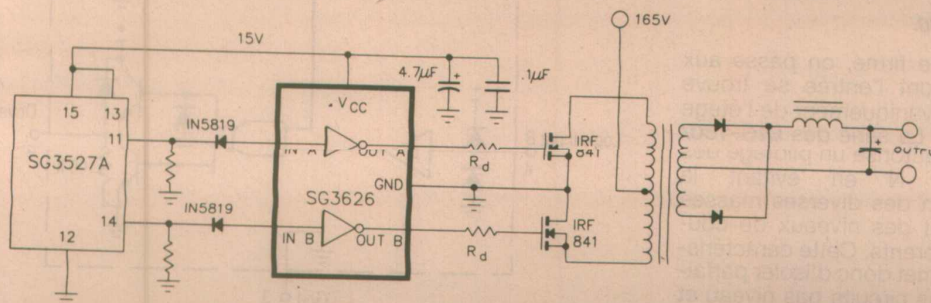


Figure 5 b

Le **SG3644**, dont l'architecture apparaît en **figure 5c**, présentent des caractéristiques électriques quasi identiques à celles de son collègue précédent. On remarque cependant l'absence de liaison interne entre la masse de puissance et celle d'entrée. Ces deux masses dissociées simplifient et améliorent leur câblage en étoile. En effet, comme l'illustre la **figure 5d** l'arrivée de la masse de sortie, proche de la connexion de source du MOSFET, limite au maximum les offsets de tension pouvant se développer en présence de forte di/dt et qui perturberaient la tension délivrée par le driver. Le bruit ramené sur la section PWM reste ainsi relativement faible.

Motorola

Ce constructeur commercialise actuellement deux familles de circuits intégrés, les **MC34151/33151** et les **MC34152/33152**. L'originalité commune à ces éléments réside dans leur entrée compatible CMOS/LSTTL qui comprend une hystérésis de quelques centaines de millivolts. Cette caractéristique accroît l'immunité au bruit et permet l'attaque des entrées par des niveaux à faible dV/dt , sans sacrifier les performances de sortie. L'étage final peut commuter en 15ns (montée et descente) sur des charges capacitives de 1nF. Ce même étage délivre et assimile des courants crête de 1,5 A. Enfin, ces circuits comprennent un dispositif de verrouillage en présence d'une alimentation trop faible qui coupe alors le pilotage des MOSFETs. Les **151** inversent le signal et assurent ainsi la compatibilité broche à broche avec le **DS0026**. La **figure 6 a** montre l'architecture du **152**, similaire à celle du **151**, aux tampons d'entrée inverseurs près. La **figure 6 b** exploite un **MC34152** qui dans ce cas, améliore grandement les performances de sortie du circuit découpeur utilisé.

Dionics Inc.

Avec cette firme, on passe aux drivers dont l'entrée se trouve isolée galvaniquement de l'étage de sortie. La série des **DIG-130/131/132** autorise un pilotage des MOSFETs en évitant la connexion des diverses masses véhiculant des niveaux de courants différents. Cette caractéristique permet donc d'isoler parfaitement les circuits bas niveau et améliore confortablement l'immunité au bruit de l'ensemble.

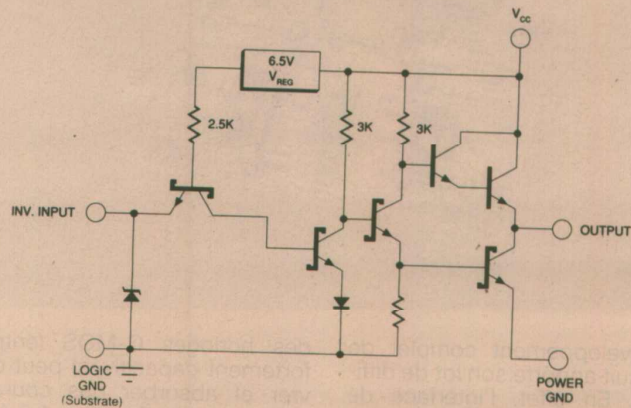


Figure 5 c

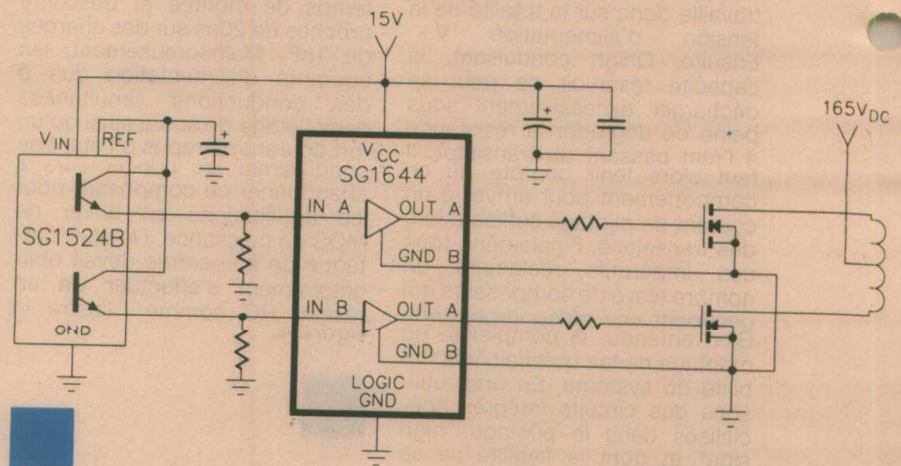


Figure 5 d

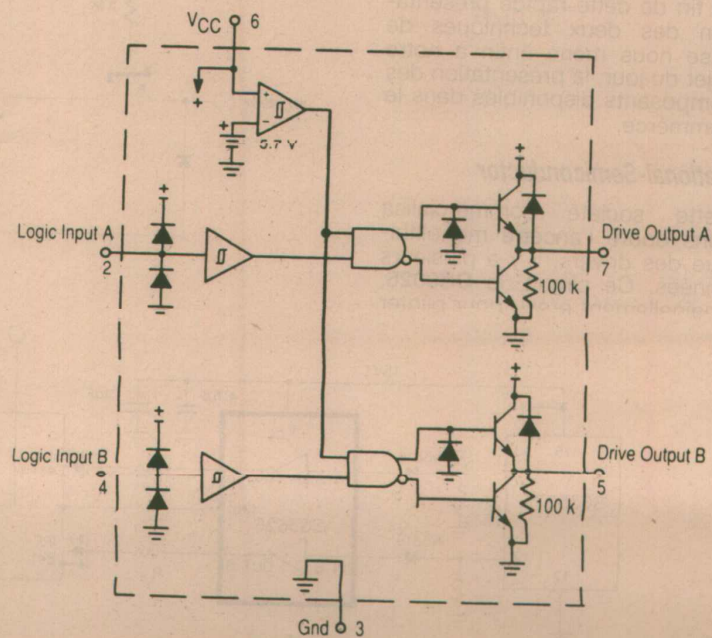


Figure 6 a

Les **DIG-130** et leurs collègues intègrent deux diodes lumineuses qui polarisent un circuit intégré à diélectrique isolé contenant un générateur photovoltaïque, un phototransistor utilisé pour les mises en conduction rapides et enfin, un circuit actif permettant la décharge efficace de la grille du MOSFET lorsque les LED sont désactivées. Comme l'illustre la **figure 7a**, ces composants offrent la possibilité d'un fonctionnement complètement flottant puisqu'ils reçoivent les trois connexions du MOSFET. Les temps de commutation turn-on et turn-off valent typiquement $1\mu s$ et destinent ces composants à prendre part à des relais statiques rapides ou des commutateurs opérant à faible fréquence. Le constructeur spécifie le temps de blocage sur une touche de capacité C_{iss} s'étalant de 100 à 5000 pF. La tension d'isolation atteint les 2500 Volts. La **figure 7b** représente un **DIG** utilisé comme relais continu.

Micrel Semiconductor

Ce fabricant d'outre-Atlantique propose une gamme de drivers pour MOSFETs assez impressionnante puisqu'elle ne contient pas moins de dix familles différentes. Voici ce qu'il en est exactement :

MIC426/27/28 : il s'agit du classique double buffer inverseur compatible avec le **DS0026**. Il commute en 30ns sur des charges capacitives de 1000 pF. Il supporte dans les deux directions des pointes d'1,5 A. Sa configuration l'autorise à délivrer des tensions qui évoluent entre les deux rails (masse et Vcc) à + et - 25mV près. Son courant d'entrée d'1 μA lui permet d'interfacer ces circuits à forte impédance de sortie. Les **MIC427** et **428** intègrent respectivement des circuiteries totalement non-inverseuses et mixées (deux possibilités). La **figure 8a** résume leurs caractéristiques et fonctionnalités.

MIC1426/27/28 : la version faible coût du précédent driver, avec cependant des comportements légèrement moins bons, comme le souligne la **figure 8b**. Le temps de propagation vaut 75ns.

MIC4426/27/28 : cette famille, présentée en **figure 8c**, se distingue des autres de par le process CMOS utilisé qui garantit une meilleure protection contre le latch-up (court-circuit des deux rails d'alimentation par conduction du thyristor interne équiva-

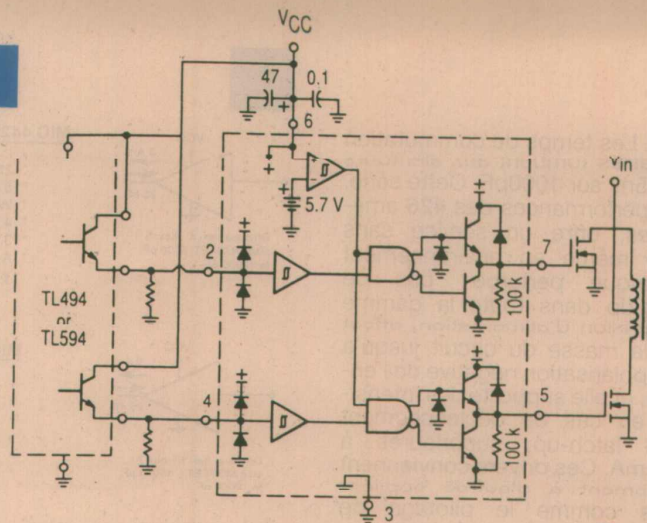


Figure 6 b

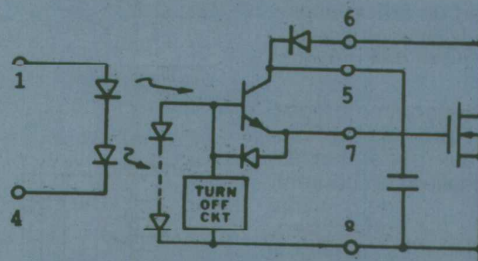


Figure 7 a

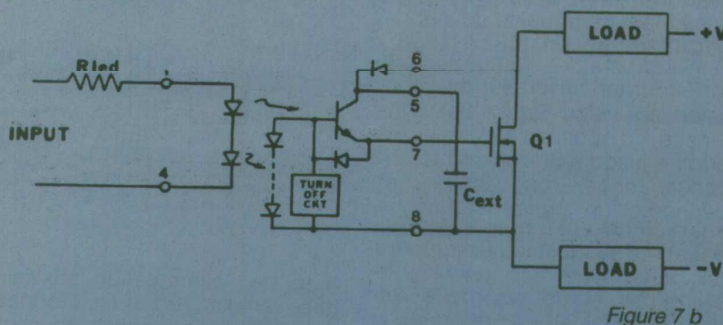
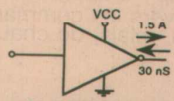
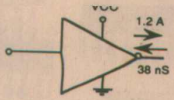


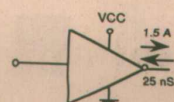
Figure 7 b



Drives a hex 0 - hex 3 size MOSFET; 400 pF to 3000 pF.



Drives a hex 0 - hex 3 size MOSFET; 400 pF to 3000 pF.



Drives a hex 0 - hex 3 size MOSFET; 400 pF to 3000 pF.

MIC426 Family (Original)

- 30 nS into 1000 pF
- 4.5 V to 18 V supply
- 1.5 A peak output
- 6 Ω output impedance
- Available in surface mount packages



MIC426
MIC427
MIC428

Figure 8 a

MIC1426 Family (Low Cost)

- Low cost predriver
- 38 nS into 1000 pF
- 4.75 V to 16 V supply
- 1.2 A peak output
- 8 Ω output impedance
- Available in surface mount packages

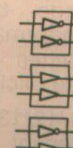


MIC1426
MIC1427
MIC1428

Figure 8 b

MIC 4426 Family (Protected)

- Latch-up protected
- 25 nS into 1000 pF
- 1.5 A peak output
- Withstands 5 V negative swing
- 4.5 V to 18 V supply
- 7 Ω output impedance
- Available in surface mount packages



MIC4426
MIC4427
MIC4428

Figure 8 c

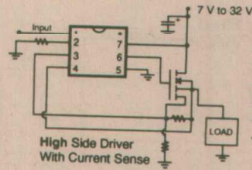
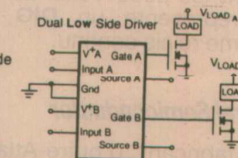
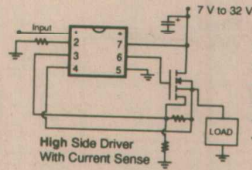
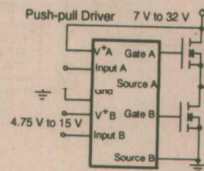
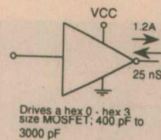
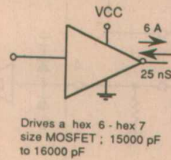
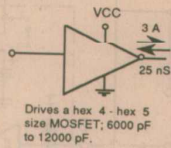
lent). Les temps de commutation **appairés** tombent aux alentours de 20ns sur 1000pF. Cette série, aux performances des **426** améliorées, offre un service sans faille même en environnement électrique perturbé: pas de latch-up dans toute la gamme de tension d'alimentation, offset sur la masse du circuit jusqu'à 5 V (polarisation négative de l'entrée), et elle supporte des intensités en cas de déclenchement d'un latch-up, supérieures à 500 mA. Ces drivers conviennent également à d'autres applications comme le pilotage de câbles ou de transducteurs piézo-électriques. Ce même numéro d'Electronique Radio-Plans comprend un article expliquant ce fameux phénomène de latch-up et propose des moyens n'y remédier.

MIC4423/24/25: comme précédemment, le process retenu donne accès aux performances évoquées ci-dessus. Le courant de sortie dans les deux sens atteint cette fois 3 A crête et permet d'attaquer des charges capacitives plus importantes. La **figure 8d** exprime ses caractéristiques principales. Il s'agit également de doubles drivers.

MIC4420/29: on passe à présent aux circuits simple driver à fort courant, inverseur ou non, selon la version (**figure 8e**). L'intensité disponible double et grimpe jusqu'à 6 A en pointe. En conséquence, on charge et décharge un condensateur de 10nF en 25ns. Le temps de propagation s'établit aux alentours de 55ns. Une fois encore, le swing de sortie approche les deux rails à + et - 25mV près.

MIC4465/66/67/68/69: cette série correspond à une transformation deux vers quatre, des produits CMOS précédents. Le boîtier le permettant, le constructeur a rajouté quatre opérateurs logiques afin d'étendre les possibilités d'emploi de ces composants. De plus, l'option quatre drivers dans un unique boîtier améliore la fiabilité du montage final et réduit les coûts de fabrication. Dans certaines applications, l'un des membres de cette famille peut aisément supplanter deux composants de pilotage mais également simplifier considérablement la logique de commande. La **figure 8f** décrit les performances de ces circuits, proches de celles de leurs frères de silicium **1426**.

MIC5010/11/12/13: nous arrivons maintenant aux circuits capables de piloter un transistor MOSFET N "high side". Compte



MIC 4423 Family (High Current)

- Latch-up protected
- 25 nS into 1800 pF
- 3 A peak output
- Withstands 5 V negative swing
- 4.5 V to 18 V supply
- 3.5Ω output impedance
- Available in surface mount packages

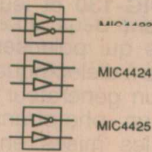


Figure 8 d

MIC4420/4429 (Singles)

- Latch-up protected
- 25 nS into 10,000 pF
- 6 A peak output
- Withstands 5 V negative swing
- 4.5 V to 18 V supply
- 2.5 Ω output impedance
- Available in surface mount and high temperature packages

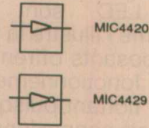
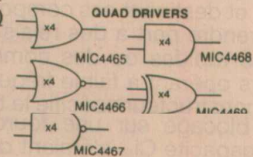


Figure 8 e

MIC4465 Family (Quads)

- Latch-up protected
- 25 nS into 470 pF
- 1.2 A peak output
- 4.5 V to 18 V supply
- Available in surface mount packages
- Five logic choices



MIC5012

- Dual predriver
- Provides high and low side drive for L-levels
- 4.75 V to 32 V supply
- Internal charge pump
- 60 μS into 1nF
- Surface mount packages

MIC5013

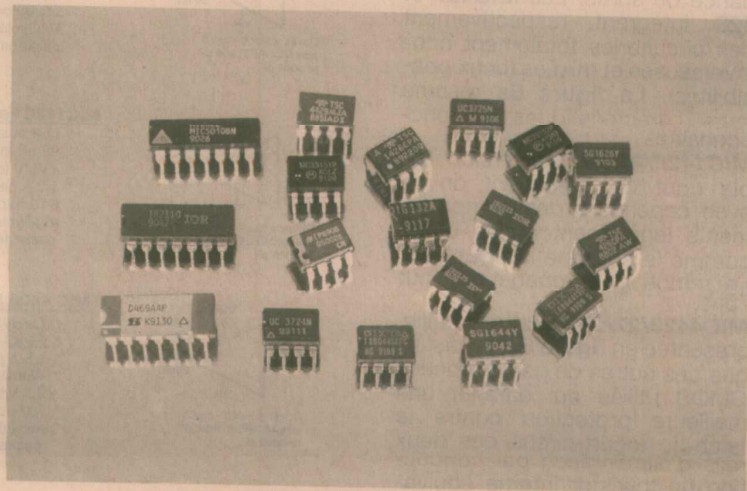
- Over current sensing
- 7 V to 32 V supply
- Internal charge pump
- 60 μS into 1 nF
- Fault flag output
- Dynamic sensing threshold
- Surface mount packages

Figure 8 f

Figure 8 g

tenu de l'alimentation auxiliaire mise en jeu, on ne s'étonnera pas des performances en commutation qui s'expriment alors en μs. Le champ d'applications s'étend plutôt vers les commandes de lampes, relais, de chauff-

fage et de moteurs. MICREL utilise la technologie à pompe de charge et intègre tous les éléments nécessaires à cette option dans ses boîtiers (voir ERP N° 528). L'utilisateur peut cependant augmenter les valeurs des



capacités réservoir, les temps de commutation variant considérablement, en ajoutant des condensateurs en parallèle sur ceux d'origines : des broches sont prévues à cet effet. On trouve également la possibilité de surveiller le courant traversant le MOS et de le bloquer en cas de problème : un bit de statut renseigne l'utilisateur sur l'état du composant. Le **MIC5011**, quant à lui, autorise le pilotage du MOS en s'affranchissant de tout composant externe. Il fonctionne, comme ses confrères, en driver "high" ou "low side". Les 5012 et 13 proposent des fonctions que la **figure 8g** vous invite à découvrir.

Remarque

Le data-book MICREL contient une mine de renseignements techniques accompagnés d'astuces et tours de mains pour obtenir les résultats escomptés. Les composants sont décrits dans les moindres détails et les notes d'application abondent. C'est pourquoi nous conseillons vivement à nos lecteurs de se procurer ce manuel dont la lecture sera bénéfique.

Semtech Limited

Cette marque a repris l'ensemble des semi-conducteurs anciennement commercialisés par LAMBDA, le fabricant d'alimentations à découpage. On trouve à son catalogue différents drivers dont un destiné à piloter des MOSFET ou des bipolaires. Le LAS-8100 fournit et accepte un courant crête de 3 A. L'entrée comprend un trigger de Schmitt avec une hystérésis de 100 mV et garantit ainsi une bonne immunité aux bruits. Afin de garantir la sécurité du semi-conducteur piloté, le driver intègre un circuit de détection de sous-tension et assure un fonctionnement correct lors des montées ou descentes des

potentiels d'alimentation. En cas d'utilisation avec un bipolaire, la sortie fonctionne avec un Baker Clamp et prévient de toute saturation excessive du transistor. Le constructeur annonce des temps de commutation proches de la centaine de ns qu'il a relevés avec un circuit débitant sur charge **résistive**. Attention donc au comportement sur éléments capacitifs. La **figure 9** détaille son contenu.

Unitrode

UNITRODE Integrated Circuits Corp. fabrique des semi-conducteurs appelés à évoluer dans un environnement de puissance. Parmi les nombreux circuits commercialisés, il existe une importante série de drivers pour MOSFET, tous caractérisés par de faibles courants dus aux conductions simultanées :

UC3710 : réalisés à partir d'un process haute vitesse Schottky, ces composants acceptent des courants de pointe jusqu'à 6 A. Le temps de propagation atteint 35ns et les temps de commutation ne dépassent pas 25ns sur 2,2nF. Cette fois encore, grâce à leur séparation électrique sur le boîtier, on peut dissocier les masses des signaux bas et haut niveaux, améliorant considérablement l'immunité au bruit de l'étage d'entrée. Le circuit se verrouille avec une hystérésis en présence de tensions d'alimentation trop faibles et protège ainsi le transistor piloté. La **figure 10a** représente l'intérieur de cet interface.

UC3725 : ce circuit, accompagné de son compère l'**UC3724**, permet de piloter de façon entièrement isolée, un MOSFET N câblé en drain commun. Le constructeur garantit un potentiel

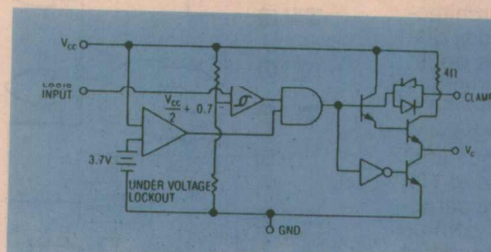


Figure 9

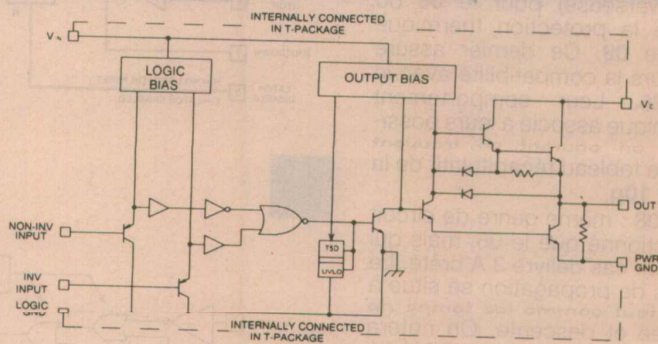


Figure 10 a

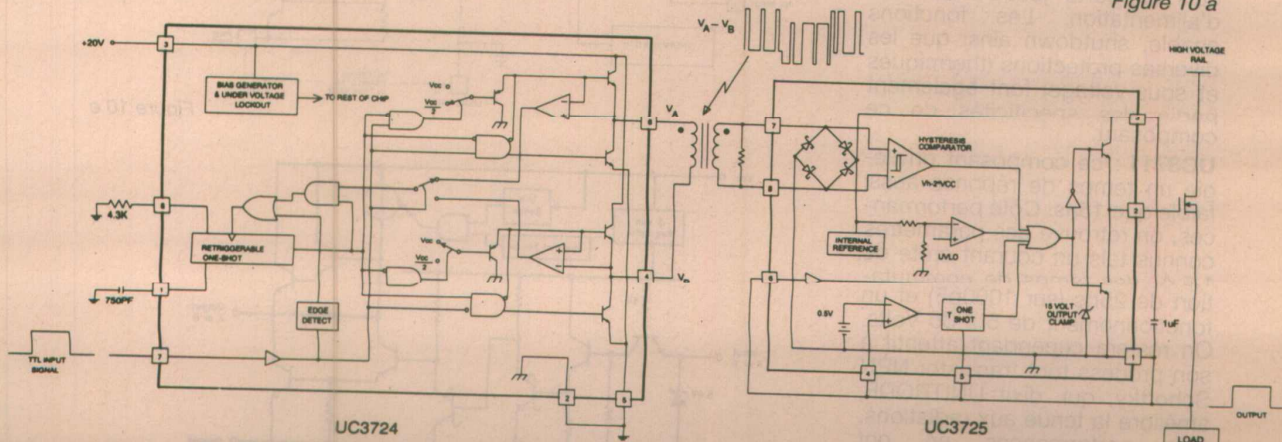


Figure 10 b

de polarisation V_{gs} compris en 9 et 15 Volts au-dessus du rail haute tension. De nombreuses fonctionnalités telles le verrouillage basse tension ou encore l'entrée "output enable", destinent cet élément à être intégré dans des systèmes performants. Les temps de montée et descente valent 30ns typiques sur une charge de 1nF. La figure 10b donne l'utilisation combinée des 3725 et 3724 en exemple d'application de commande isolée.

UC3705/06/07/09 : la caractéristique principale de ces éléments se situe dans la séparation des masses logique et puissance. La section PWM à faible niveau est ainsi nettement moins perturbée par les pointes de courants élaborées au sein de la sortie du montage. Les 3706 et 07 apparaissent en figure 10c et 10d, ce qui laisse présager après un rapide coup d'œil à leur architecture, une utilisation dans des dispositifs aux performances poussées : conversion sortie unique vers sortie push-pull, temps mort interne, protection thermique...

Les versions "low cost" que sont les 3705 et 09 (figure 10e et 10f) présentent cependant des caractéristiques intéressantes comme la double entrée (inverseuse et non-inverseuse) pour le 06 ou encore la protection thermique pour le 09. Ce dernier assure d'ailleurs la compatibilité avec le DS0026. Leur comportement dynamique associé à leurs possibilités en courant se trouvent dans le tableau récapitulatif de la figure 10g.

UC3708 : même genre de circuit perfectionné que le 06, mais qui dans ce cas délivre 3 A crête. Le temps de propagation se situe à 25ns tout comme les temps de montée et descente. On notera qu'il supporte jusqu'à 35 Volts d'alimentation. Les fonctions enable, shutdown ainsi que les diverses protections (thermiques et sous-voltage) font également partie des spécificités de ce composant.

UC3711 : ce composant privilégie un temps de réponse aussi faible que 15ns. Côté performances, on retrouve des paramètres connus tels un courant crête de 1,5 A, des temps de commutation de 25ns (sur 1000pF) et un fonctionnement de 5 à 35 Volts. On restera cependant attentif à son process tout transistor NPN Schottky, qui, dicit UNITRODE, améliore la tenue aux radiations. Ces performances en ont dégradé d'autres comme les courants de repos qui varient

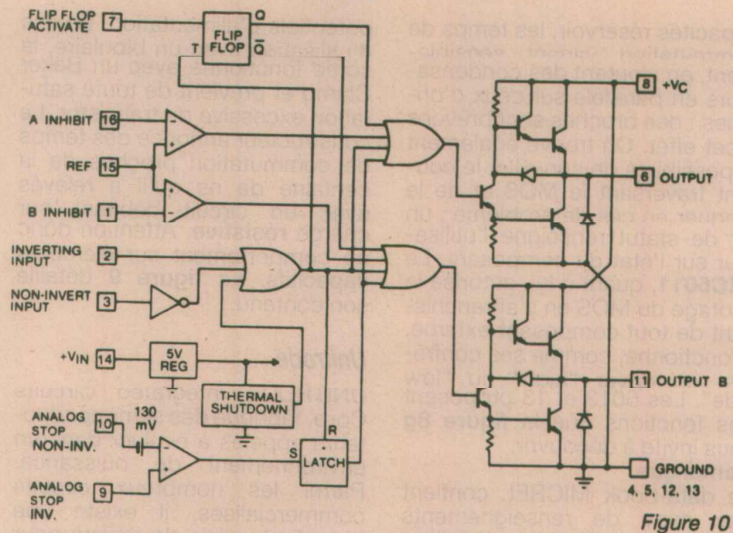


Figure 10 c

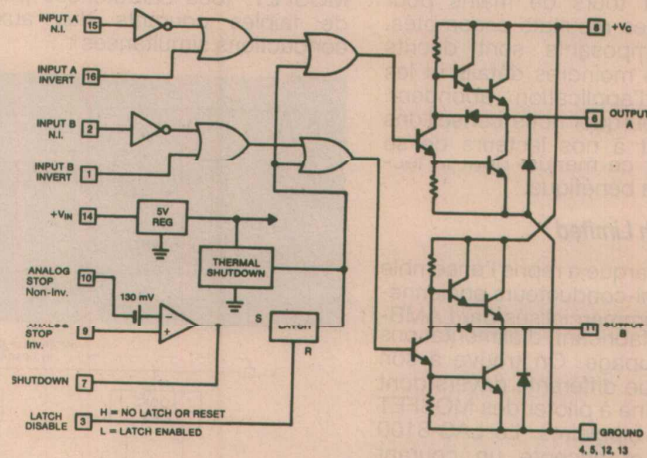


Figure 10 d

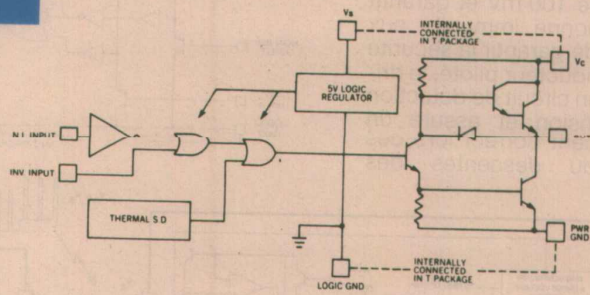


Figure 10 e

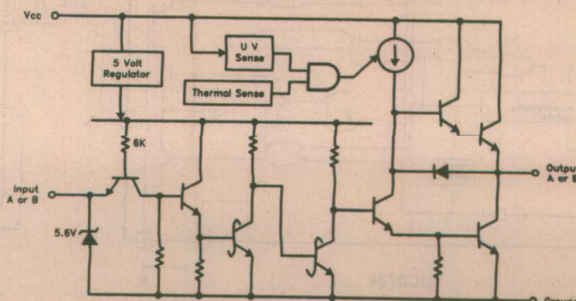


Figure 10 f

DRIVER FEATURES

- 1.5 Amp Peak Output Current (Per Output)
- 40 Nanosecond Rise & Fall Times into 1NF
- Low Cross Conduction Current Spike
- 5 to 40 Volt Operation
- High Speed Power MOSFET Compatible
- Thermal Shutdown Protection

	DUAL OUTPUTS	INVERTING INPUTS	NON-INVERTING INPUTS	OPERATE V ₁ & V ₂	OPERATE POND & SOND	ANALOG SHUTDOWN	DIGITAL INHIBIT	TOGGLE F/F	LATCH RESET
UC3705	X	X	X	X	X	X	X	X	X
UC3706	X	X	X	X	X	X	X	X	X
UC3707	X	X	X	X	X	X	X	X	X
UC3709	X	X	X	X	X	X	X	X	X

Figure 10 g

selon les valeurs d'alimentation et l'état des sorties. Le constructeur conseille de se rabattre alors sur le **3709** qui offre une compatibilité de brochage associée à un fonctionnement équivalent. Comme MICREL, UNITEC soigne le contenu de ses data-books et propose de nombreuses notes d'applications, telle l'U118, entièrement consacrée aux 3705/06/07/09.

Teledyne Components

TELEDYNE SEMICONDUCTOR et TELEDYNE PHILBRIC, se sont rassemblés sous ce nouveau nom en 1990. La gamme de drivers de MOSFET reste en place et comporte de nombreux éléments. Nous n'en détaillerons qu'un seul, puisqu'il s'agit pour les autres de secondes sources ou d'originaux repris ailleurs. La famille complète apparaît cependant en **figure 11b**. On remarquera avec intérêt l'accent mis sur les diverses protections dont le latch-up et la polarisation négative de l'entrée jusqu'à 6 Volts cette fois-ci. Enfin, les TSC4420 et 4429 existent en boîtier CAT (T0220 cinq broches plastique) et MDR (version militaire isolée) ce qui leur confère une meilleure tenue en puissance que leurs homologues respectifs en DIL ou CerDIP.

TSC 430 : il s'agit en fait d'un driver de CCD ultra-rapide que le fabricant recommande également pour des MOSFETs. Ces entrées compatibles TTL/CMOS, autorisent un temps de propagation de 15ns typique. Les sorties Q et Q assurent la charge et décharge de capacités de 2200pF en 25ns (3 A en crête). Son architecture lui permet de fonctionner jusqu'à 10 MHz en utilisant un radiateur extérieur. Cependant, une version en boîtier CerDIP peut piloter sans dissipateur une capacité de 1000pF à concurrence de 4 MHz. Son impédance de sortie ainsi que son courant de repos ne dépassent pas respectivement 4 ohms et 5 mA. La **figure 11a** détaille sa circuiterie interne.

Siliconix

Quelques composants de pilotage au catalogue de ce constructeur de MOSFETs et circuits dédiés à la puissance :

D469A : comme le dessine la **figure 12a**, il s'agit d'un quadruple driver associé à des opérateurs logiques. La partie puissance accepte des pointes de courant dans les deux sens qui s'élèvent jusqu'à 1,5 A. Sur une capacité de 1000pF, les temps de montée et descente valent tous les deux 10ns. Le temps de propagation ne dépasse pas les 80ns. Les applications de ce composant couvrent de nombreux domaines dont la fonction d'interface dans des commandes de moteur (**figure 12b**).

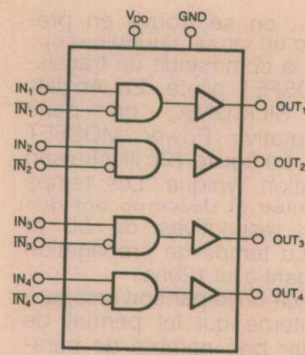


Figure 12 a

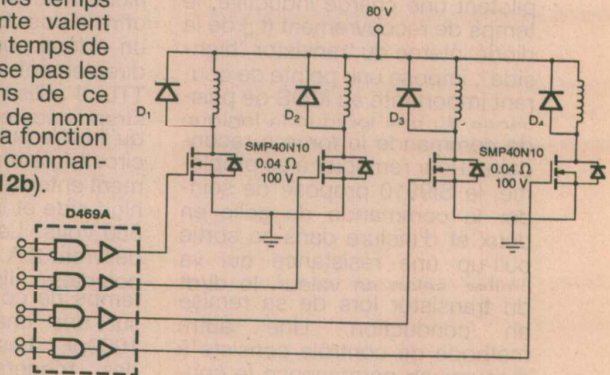


Figure 12 b

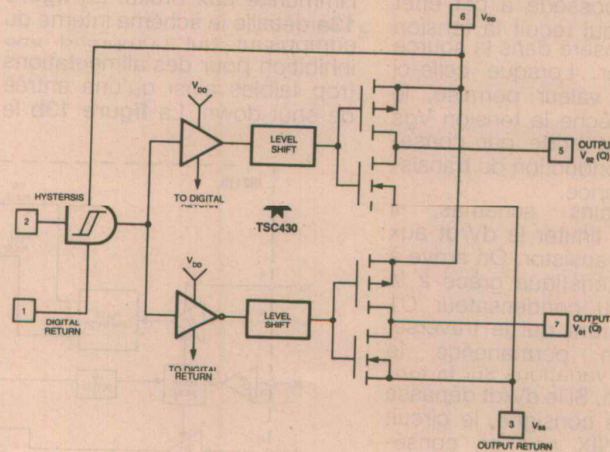


Figure 11 a

Device	Drive Current	Output No. & Type	Rise Time @ Load (ns)	Fall Time @ Load (ns)	Rising Edge Prop. Delay* (ns)	Falling Edge Prop. Delay (ns)	Up Proof	Input Protected Below Gnd Rail
TSC1426	1.2 A Peak	dual	1000	30	20	55	80	YES NO
TSC1427	1.2 A Peak	dual	1000	30	20	55	80	YES NO
TSC1428	1.2 A Peak	single & single	1000	30	20	55	80	YES NO
TSC426	1.5 A Peak	dual	1000	30	20	40	75	NO NO
TSC427	1.5 A Peak	dual	1000	30	20	40	75	NO NO
TSC428	1.5 A Peak	single & single	1000	25	20	40	75	NO NO
TSC4426	1.5 A Peak	dual	1000	25	25	18	38	YES YES
TSC4427	1.5 A Peak	dual	1000	25	25	18	38	YES YES
TSC4428	1.5 A Peak	single & single	1000	25	25	18	38	YES YES
TSC00C26	1.5 A Peak	dual	1000	20	20	7.5	12	YES NO
TSC4423	3.0 A Peak	dual	2200	25	25	18	38	YES YES
TSC4424	3.0 A Peak	dual	2200	25	25	18	38	YES YES
TSC4425	3.0 A Peak	single & single	2200	25	25	18	38	YES YES
TSC4429	6.0 A Peak	single	10,000	70	95	53	90	NO NO
TSC430	3.0 A Peak	dual complementary	2200	35	35	15	15	NO NO
TSC4429	6.0 A Peak	single non-invert	10,000	70	80	18	38	YES YES
TSC4429	6.0 A Peak	single inverting	10,000	70	80	18	38	YES YES

Figure 11 b

SI9910 : on se trouve en présence d'un circuit capable d'optimiser la commande du transistor MOSFET piloté. En Anglais selon SILICONIX, on parle d'"Adaptative Power MOSFET Driver". La **figure 12c** illustre son application typique. Les temps de montée et descente ont des valeurs respectives de 50 et 35ns. Le temps de propagation vaut quant à lui 120ns.

Ce circuit brille par son architecture interne qui lui permet de contrôler bon nombre de paramètres finaux. Par exemple, dans les demi-ports de puissance qui pilotent une charge inductive, le temps de recouvrement (t_r) de la diode interne du transistor "high-side", impose une pointe de courant importante au MOS de puissance du bas lorsque la logique de commande le force à recouvrer. Pour remédier à ce problème, le SI9910 propose de scinder la commande de grille en deux et d'inclure dans sa sortie pull-up une résistance qui va limiter, selon sa valeur, le di/dt du transistor lors de sa remise en conduction. Une autre méthode de contrôle consiste à mesurer en permanence le courant circulant dans le MOSFET. Le SI9910 possède à cet effet une entrée qui reçoit la tension d'un shunt inséré dans la source du transistor. Lorsque celle-ci dépasse la valeur permise, le SI9910 empêche la tension Vgs de croître et bride par conséquence la conduction du transistor de puissance.

Dans certains schémas, il convient de limiter le dV/dt aux bornes du transistor. On arrive à cette caractéristique grâce à la présence du condensateur C1 dont le courant qui le traverse, informe en permanence le SI9910 des variations sur la tension de arain. Si le dV/dt dépasse la valeur de consigne, le circuit de SILICONIX agit en conséquence sur la tension de pilotage du transistor pour ralentir l'une de ses phases de transition. Enfin, ce composant accepte de fonctionner en mode flottant dans des applications "high-side".

La note d'applications AN89-5 détaille avec de nombreuses illustrations les principes mis en œuvre dans ce circuit driver. On pourra se la procurer auprès du constructeur.

International-Rectifier

Le leader en MOSFETs de puissance (HEXFETs) commercialise trois circuits intégrés dont le

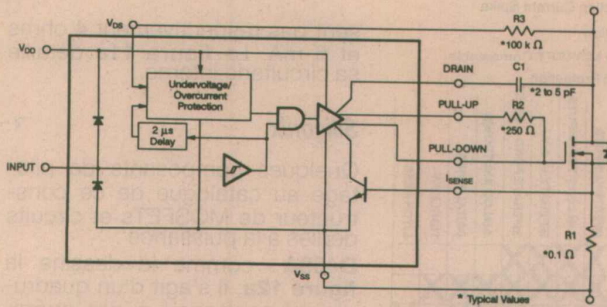


Figure 12 c

2110, précurseur de l'alimentation bootstrap.

IR2110 : bien connu des électroniciens de puissance, ce circuit offre la possibilité de commander un demi-pont de MOSFETs directement par des niveaux TTL. Il utilise la technique bootstrap décrite en tête d'article, qu'il fut le premier à exploiter. Le circuit tolère une tension d'isolement entre la source du MOSFET high-side et la masse, atteignant 500 Volts. Les étages de sortie délivrent 2 A crête dans les deux polarités. Ils autorisent des temps de commutation de 20ns sur une charge capacitive de 1000pF. Les entrées intègrent des triggers de Schmitt et accroissent en conséquence l'immunité aux bruits. La **figure 13a** détaille le schéma interne du composant qui comprend une inhibition pour des alimentations trop faibles ainsi qu'une entrée de shut-down. La **figure 13b** le

représente dans une commande de demi-bras

IR2121 : introduit après le **2110**, ce composant aux entrées TTL/CMOS délivre un potentiel d'attaque pouvant évoluer entre 10 et 20 Volts. Spécialement développé pour le pilotage des MOS de puissance, les temps de commutation tr/td sur une charge capacitive de 3300pF atteignent respectivement 43 et 27ns typiques. Le temps de propagation se situe aux alentours de 140ns. Une fois de plus, les masses bas et haut niveau se trouvent dissociées afin d'améliorer l'immunité aux bruits de la logique PWM. Le circuit possède une détection de surintensité comprenant une hystérésis de 30 mV. De même le **2121** peut reporter son statut à un port d'entrée/sortie grâce à sa pin **ERR**, parfaitement isolée des signaux parasites de commutation par un filtre intégré. Enfin, un détecteur de tension

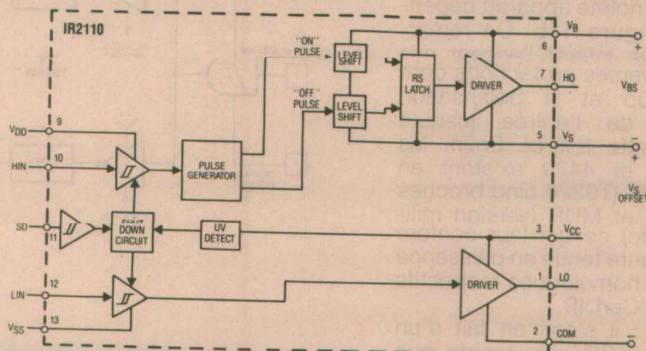


Figure 13 a

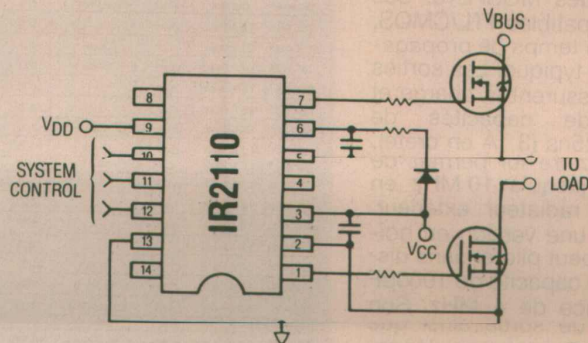


Figure 13 b

d'alimentation basse avec hystérésis équipe également ce circuit intégré. On le retrouve en application typique sur la **figure 13c**.

IR2125 : présenté en boîtier 8 pins, il s'agit d'un circuit capable de piloter un MOSFET dans les deux cas de montage, "high" ou "low side". A cet effet, il supporte comme le **2110** une tension flottante de 500 Volts. Ses caractéristiques électriques sont très proches de celles de son frère **2121**. Un coup d'œil à la **figure 13d** renseigne l'utilisateur sur la technique bootstrap que le constructeur a retenue (diode D et condensateur Cb).

IR2130 : dernier né de la gamme, ce driver haute tension (isolement de 600 Volts) concerne plus particulièrement les commandes de MOSFETs triphasés. Il intègre un temps mort de 2 μ s, il autorise des temps de montée et de descente respectifs de 75 et 35ns typiques sur 1000pF. On retrouve les classiques protections telles le contrôle de courant ou encore le blocage individuel de chaque transistor "high-side" en présence d'alimentations flottantes trop faibles. A chaque fois, le constructeur ajoute une hystérésis sur les entrées de contrôle dans le but de juguler tout déclenchement erratique. On remarquera également la présence d'un amplificateur de courant qui délivre une tension proportionnelle à l'intensité traversant le pont. Cette option autorise ainsi une éventuelle contre-réaction et libère le concepteur d'un amplificateur opérationnel supplémentaire. La description détaillée de ce circuit complexe se trouve sur la note d'applications AN-985. la **figure 13e** représente une vue à cœur ouvert des fonctions offertes par la puce.

Ces composants d'INTERNATIONAL-RECTIFIER proposent de nombreuses fonctionnalités intéressantes et originales que nous ne pouvons malheureusement détailler ici. Le lecteur se reportera avec intérêt aux data-sheets de ces produits, toutes accompagnées de notes d'applications.

Ixys Semiconductor

C'est dans le numéro 524 d'Electronique Radio-Plans que nous décrivons deux composants IXYS spécialisés dans la génération de temps morts (IXDP630 et 631) pour les montages en pont. Au catalogue de ce fabricant, on retrouve de nombreux circuits intégrés exploités en tant que

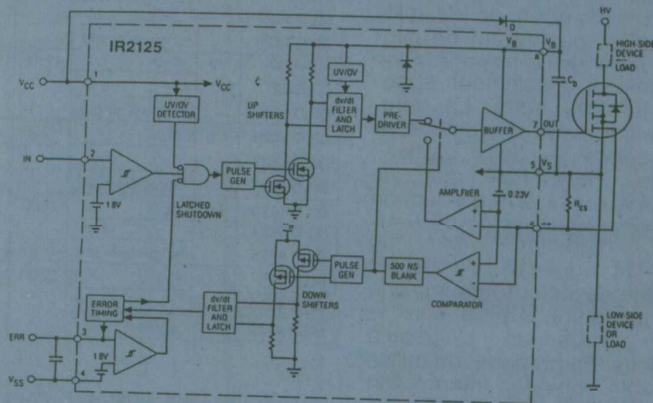


Figure 13 c

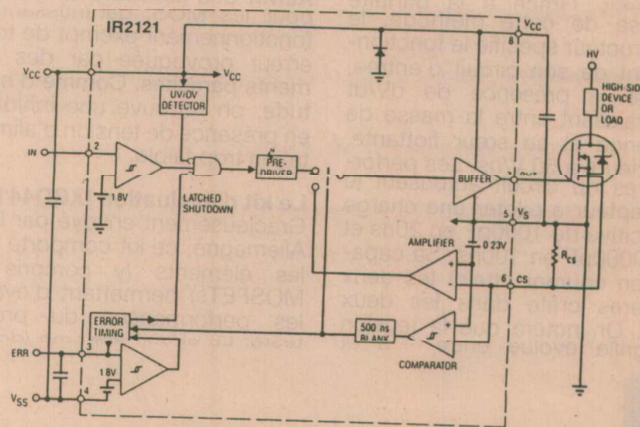


Figure 13 d

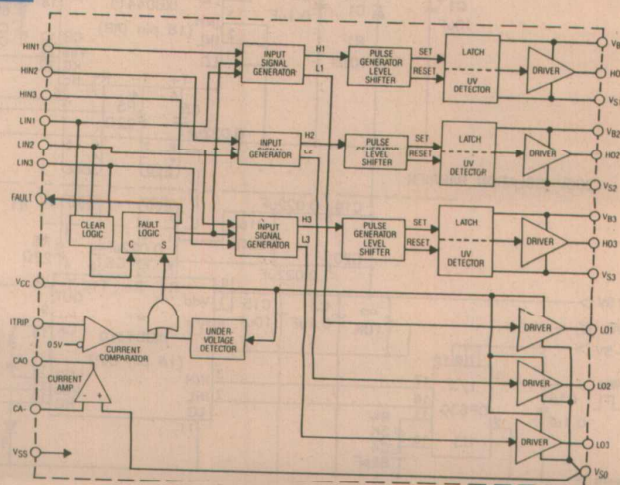


Figure 13 e

seconde source, dont la **figure 14a** résume les principales caractéristiques, version IXYS.

Récemment introduits sur le marché les **IXBD4410/11** (système complet) et **IXBD4412/13** (version faible coût), de la famille ISOSMART, permettent de piloter un pont de puissance avec une tension d'isolement supérieure à 1200 Volts. La commande complète d'un pont se scinde alors en deux parties : pilotage "low-side" par le **IXBD4410** ou **4412** et production de la commande isolée du transistor "high side" par le **IXBD4411** ou **4413**. Un simple bobinage de deux tours sur une ferrite miniature, suffit à isoler le bras supérieur jusqu'à 1200Volts. En pratique, on utilise un double bobinage intégré afin de s'affranchir des contraintes imposées par une telle tension d'isolement. La famille ISO-SMART utilise un procédé de translation développé par IXYS pour piloter sans faille le MOS supérieur. Grâce à la parfaite maîtrise de cette méthode, le constructeur spécifie le fonctionnement de son circuit d'entrée, malgré la présence de dV/dt apparaissant entre la masse de référence et sa sœur flottante, supérieurs à 50 V/ns. Les performances du circuit autorisent le concepteur à piloter une charge capacitive de 1000pF en 20ns et de 10000pF en 100ns. Sa capacité en courant atteint les deux Ampères crête dans les deux sens. On notera que la tension de grille évolue entre -5 et

Type	I _{max} A	Output & Type		Rated Load pF	t _r ns	t _f ns	t _d to High ns	t _d to Low ns	Latch	Input protected to 5 V Below Gnd RAIL
		Invert.	Non-Invert.							
IXLD 1426	1.2	dual	-	1000	30	20	55	80	Resistant	NO
IXLD 1427		-	dual							
IXLD 1428		single & single								
IXLD 426	1.5	dual	-	1000	30	20	40	70	Resistant	NO
IXLD 427		-	dual							
IXLD 428		single & single								
IXLD 4426	1.5	dual	-	1000	30	30	40	55	Immune	YES
IXLD 4427		-	dual							
IXLD 4428		single & single								
IXLD 4423	3.0	dual	-	1800	25	25	40	40	Immune	YES
IXLD 4424		-	dual							
IXLD 4425		single & single								
IXLD 429	6.0	single	-	2500	23	25	53	60	Resistant	NO
IXLD 4420		-	single							
IXLD 4429		single	-							

Figure 14 a

15Volts. Ces drivers intègrent de nombreuses protections dont l'indication de faute pour les deux transistors, **référéncée à la masse logique**. L'utilisateur appréciera également l'entrée Kelvin des senseurs de courant pour les MOS, garantissant un fonctionnement exempt de toute erreur provoquée par des éléments parasites. Comme d'habitude, on retrouve une inhibition en présence de tension d'alimentation trop faible.

Le kit d'évaluation IXBD4410

Gracieusement envoyé par IXYS Allemagne, ce kit comporte tous les éléments (y compris les MOSFETs) permettant d'évaluer les performances du produit testé. Le circuit imprimé (double

face à trous métallisés) est tracé selon certains impératifs et constitue un guide pour le routage de la version que l'on souhaite développer. La **figure 14b** représente le câblage du kit auquel on a rajouté un générateur de temps mort **IXDP030**.

Compte tenu des contraintes liées à la mise au point d'une maquette d'évaluation, il est intéressant de disposer d'un kit de référence permettant de tester rapidement la configuration que l'on désire. Le kit d'IXYS répond à cette attente en commercialisant une version directement exploitable en tant que telle dans le montage final.

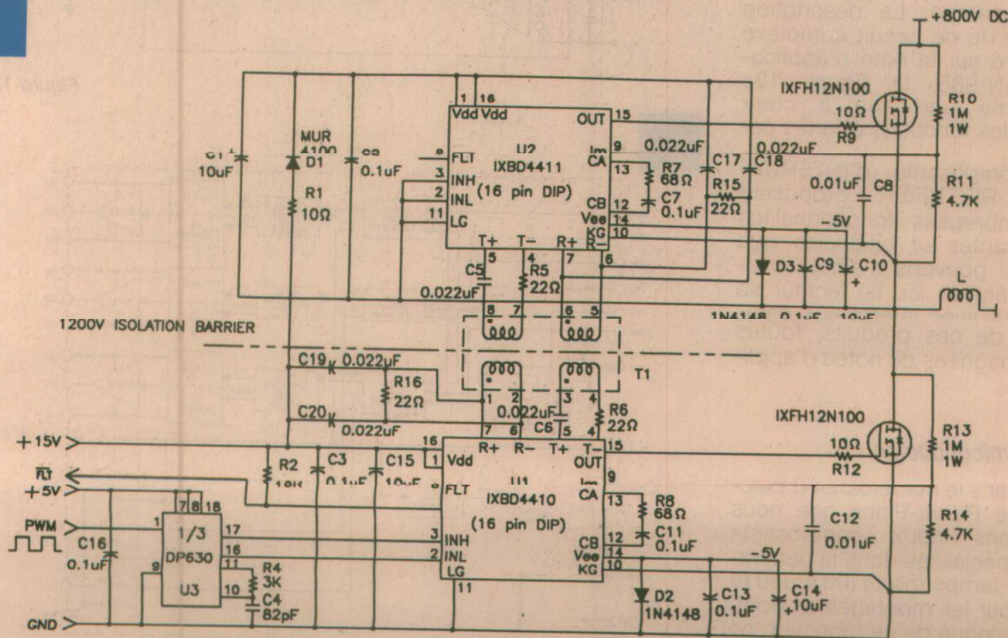


Figure 14 b

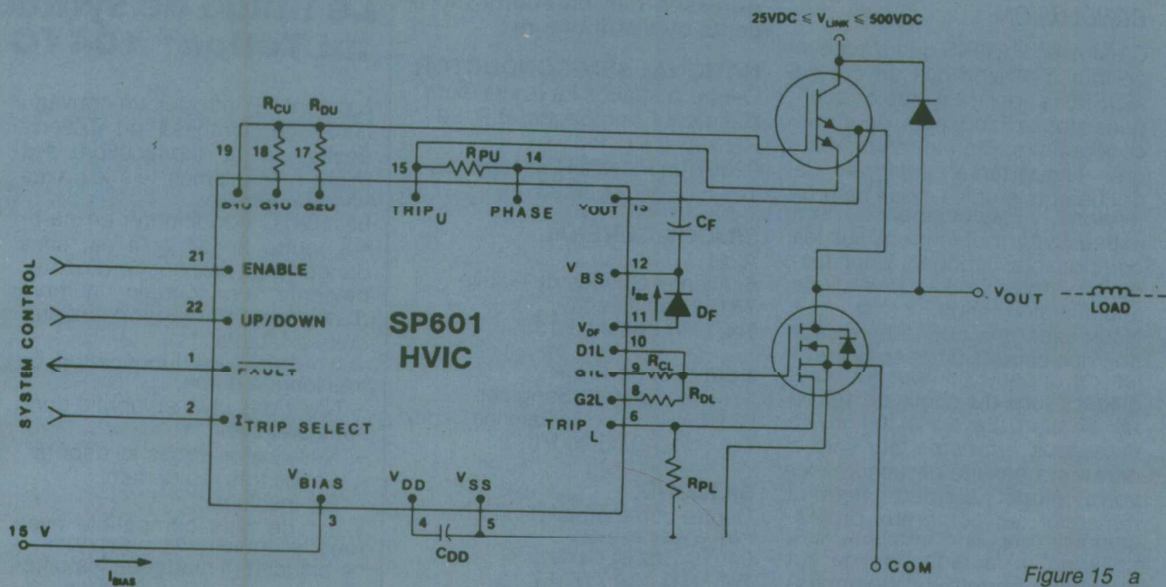


Figure 15 a

Harris

Ce constructeur présente une gamme de drivers importante, dont les SP600 et 601, récemment décrits dans votre revue (voir bibliographie).

SP600/601 : il s'agit de drivers intelligents offrant de nombreuses fonctionnalités, comme en témoigne la figure 15a. On retrouve le contrôle de l'intensité circulant au sein des MOSFETs dont l'architecture accepte l'emploi de composants à miroir de courant (SenseFETs). Le circuit intègre un générateur de temps mort (2,5 μ s typique) et permet ainsi la commande du demi-bras à l'aide d'un seul signal d'entrée. Son isolation de 500 Volts lui permet de s'insérer facilement dans des systèmes haute tension. La technologie CMOS retenue, garantit un fonctionnement dépourvu de latch-up. Enfin, les sorties délivrent et absorbent 500 mA, tandis que les temps de montée et de descente valent typiquement 50ns sur 2000pF.

HV250/255 : comme leur nom l'indique, on se trouve en présence de composants supportant de hautes tensions unipolaires ou bipolaires. En effet, le 250 tolère des alimentations évoluant entre +/- 40 et + 450, - 100 Volts, alors que le 255 accepte des tensions s'étalant entre +/- 40 et +/- 225 Volts. Les courants crête élevés montent jusqu'à 2 A et autorisent des temps de commutation de 100ns. La figure 15b détaille le contenu de ces éléments. On retrouve des entrées permettant

la protection individuelle des MOSFETs du demi-bras. Pour finir, le composant travaille du continu à 30 kHz.

HV350/355 : même type d'éléments que la série du dessus mais acceptant uniquement des tensions unipolaires contenues dans une fourchette de + 40 à + 450 Volts. Les caractéristiques en commutation restent également très proches, excepté pour le 355 qui fonctionne de 10 à 100 kHz.

HV400 : ce circuit permet d'atteindre des temps de descente de 22ns en commutant sur des capacités de 10nF. Le courant délivré (source) atteint 6 A crête et monte jusqu'à 30 A en absorption (sink). Il fonctionne jusqu'à 300 kHz. Les sorties commandant les niveaux hauts et bas sont ici séparées afin d'établir selon ses besoins, des temps de montée et de descente différents l'un de l'autre. Le concepteur soucieux de consommer peu de courant au repos, appréciera le bon comportement du HV400

dans ce domaine : 50 μ A maximum. L'une des applications du circuit réside dans la commande de MOSFETs au travers d'un transformateur d'isolement. Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de fournir une tension auxiliaire au HV400 (figure 15c).

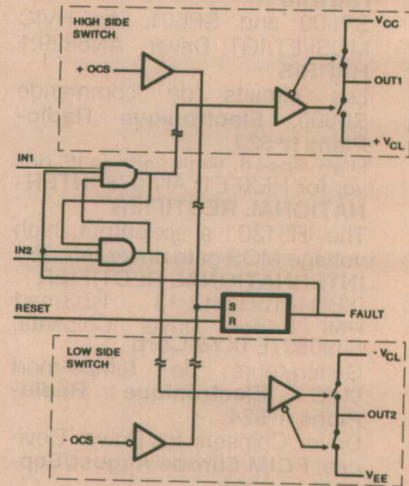


Figure 15 b

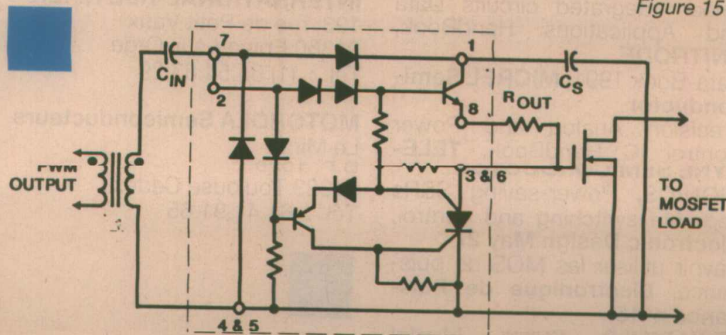


Figure 15 c

CONCLUSION

C'est avec HARRIS que s'achève ce tour d'horizon des drivers de MOSFETs qui rassemble quelques douze fabricants de semi-conducteurs. Bien entendu, malgré l'importante somme de documents étudiés, nous ne prétendons aucunement son exhaustivité, notamment sur les composants Japonais pour lesquels nous ne possédions aucune information.

Nous espérons que la présentation des caractéristiques générales de chaque composant vous guidera lors du choix de tel ou tel élément. La consultation du data-book constructeur vous permettra ensuite de concrétiser votre étude. L'auteur tient à remercier les nombreux professionnels qui ont indirectement collaboré à la rédaction de cet article, en fournissant documentations et explications, très souvent accompagnées d'échantillons.

Christophe BASSO

Bibliographie

Linear & Telecoms ICs for analog signal processing applications, **HARRIS**

SP600 and SP601 An HVIC MOSFET/IGT Driver, AN8829.1 **HARRIS**

Les circuits de commande SP600, **Electronique Radio-Plans n°523**

High-Speed, High voltage IC driver for HEXFET, AN-978 **INTERNATIONAL RECTIFIER**

The IR2130 : a six-output, high voltage MOS gate driver, AN-985 **INTERNATIONAL RECTIFIER**

IXBD4410/11/12/13 IsoSmart Half Bridge Driver Chipsets, SJ90537E **IXYS Corp**

Générateurs de temps-mort IXYS, **Electronique Radio-Plans n°524**

Driver Chipsets for Power Devices, **PCIM Europe August/September 1991**

Linear Integrated circuits Data and Applications HANDBOOK, **UNITRODE**

Data-Book 1991, **MICREL Semiconductor**

Precision Analog and Power Control IC Handbook, **TELEDYNE SEMICONDUCTOR**

DIONICS, Power-saving SSRs separate switching and control, **Electronic Design May 27**

Savoir utiliser les MOS de puissance, **Electronique de Puissance n°15**

MOTOROLA Power Mosfet Transistor Data Book

Adresses des différents fabricants ou distributeurs :

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Centre d'affaires La Boursidière
Bâtiment Champagne, B.P. 90
RN 186

92357 Le Plessis Robinson
Tél. : (1) 40.94.88.88

SILICON GENERAL
A2M

6, avenue Charles de Gaulle
78152 Le Chesnay
Tél. : (1) 39.54.91.13

SEMTECH France

17, avenue Marc Sanguier
92398 Villeneuve-la-Garenne Cedex
Tél. : (1) 40.85.90.91

SILICONIX

Centre commercial de l'Echat
Place de l'Europe
94019 Creteil Cedex
Tél. : (1) 43.77.07.87

HARRIS Semiconductor

2, avenue de l'Europe
78140 Vélizy Villacoublay
Tél. : (1) 34.65.40.00

ABB-IXYS

Dept Semiconducteurs
15, rue Sully
69153 Decines Charpieu Cedex
Tél. : 72.05.40.20

TELEDYNE COMPONENTS SCIENTECH

81, rue Pierre-Sémard
92320 Châtillon
Tél. : (1) 49.65.27.50

UNITRODE

11 INIRFP
ZI de la Bonde
1 bis, rue Marcel-Paul
Bât B
91300 MASSY
Tél. : (1) 69.20.03.64

DIONICS. MICREL Semiconductor

ISC France
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél. : (1) 45.06.42.75

INTERNATIONAL-RECTIFIER

123, rue de Petit Vaux
91360 Epinay-sur-Orge
Tél. : (1) 64.54.83.29

MOTOROLA Semiconducteurs

Le Mirail
B.P. 1029
31023 Toulouse Cedex
Tél. : 61.41.91.65

Le fluide de synthèse au Téflon® 1041C KF

Siceront KF introduit un nouveau fluide de synthèse au Téflon® destiné à la lubrification des micro-mécanismes tels les axes d'imprimantes.

Le 1041C conditionné en aérosol, outre le fait qu'il est sans danger pour la couche d'ozone, présente un certain nombre d'avantages par rapport aux produits existants :

- Il assure une lubrification de très longue durée.

- N'est pas gras et lubrifie donc sans graisser.

- Ne laisse ni traces, ni dépôts.

- Sèche très rapidement.

- Est insoluble.

Il est de plus compatible avec tous les matériaux plastiques. Il ne blanchit ni n'attaque les différents types de plastiques, de caoutchoucs ou d'élastomères.

- Sa mise en œuvre est très simple.

Les autres caractéristiques de ce produit qui rendra les plus grands services dans la maintenance courante des périphériques micro-informatiques sont :

- Un point de fusion de 330 °C.

- Une gamme de température d'utilisation allant de - 165 °C à + 280 °C.

- Un coefficient de friction de 0,04.

- Une densité apparente de 0,5 à 0,6 kg/dm³.

Pour de plus ample informations, contacter :

SICERONT KF

14, rue Ambroise-Croizat
BP 28 - 95102 Argenteuil Cedex

Tél. : (1) 34.11.20.00

Fax. : (1) 34.11.09.96



LES MODULES **CEBEK**, C'EST FAIT POUR CEUX QUI ONT DE L'ARGENT A GAGNER. LES KITS, C'EST FAIT POUR CEUX QUI ONT DU TEMPS A PERDRE.

**GARANTIE
2 ANS**

Catalogue complet
sur demande

Pour le prix d'un Kit, CEBEK vous offre un module testé, en ordre de marche, et GARANTI 2 ANS !
Vous avez le choix parmi 100 références et huit types de modules :
détecteur de lumière, alimentations stabilisées, ampli, pré-amplis, vu-mètre, temporisateurs.

EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

PHOTOCELLULES I.R.

- Pour usages industriels, à lumière infrarouge modulée.
RJ - 1 : photocellule de barrière
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
RJ - 2 : photocellule de rainure
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
RJ - 3 : photocellule de réflexion
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

COMPTEURS

- CD - 1 : compteur monolaque jusqu'à 999
Visualisation avec 3 displays de 1/2 pouce (13,5 mm).
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
CD - 2 : compteur monolaque jusqu'à 999 999
Visualisation avec 6 displays de 1/8 pouce (10,0 mm).
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

CONTROLES INDUSTRIELS

- I - 4 : détecteur de lumière
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
I - 41 : photocellule pour éclairage
Alimentation 125 - 220 V. CA. Sortie par triac.
I - 6 : détecteur de niveau de liquides conducteurs
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

Détecteurs de température

- 8 : de -10° à 60°
81 : de 60° à 150°
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
I - 9 : bascule électronique (FLIP-FLOP)
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.
I - 5 : Commande séquentielle 4 sorties
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

REGULATEURS

Régulateurs d'éclairage 125 ou 220 V.

- I - 13 : de 250 watts | I - 14 : de 500 watts
I - 15 : de 1000 watts | I - 16 : de 2000 watts
I - 17 : de 4000 watts

Circuit diac-triac à bas niveau d'hystérésis et excellente régulation. 125 ou 220 V.

Régulateur de vitesse pour moteurs C.A./220 V.

- R - 8 : pour moteurs de 1/2 cheval (375 watts)
R - 9 : pour moteurs de 1 cheval (750 watts)
R - 10 : pour moteurs de 2 chevaux (1500 watts)
Régulation de la vitesse des moteurs à courant alternatif monophase de type universel.

Régulateur de vitesse pour moteurs à C.C.

- R - 1 : pour moteurs de 6 à 16 volts - 1,5 A.
R - 2 : pour moteurs de 18 à 24 volts - 1,5 A.
R - 3 : pour moteurs de 6 à 16 volts - 3 A.
R - 4 : pour moteurs de 18 à 24 volts - 3 A.
Régulation de la vitesse des moteurs à courant continu.

ALIMENTATIONS

Alimentations stabilisées 300 mA

- FE - 1 : de 5 volts | FE - 2 : de 12 volts
FE - 16 : de 24 volts

Alimentations stabilisées 1 Amp.

- FE - 3 : de 5 volts | FE - 4 : de 12 volts
FE - 5 : de 15 volts | FE - 6 : de 18 volts
FE - 7 : de 24 volts

Alimentations stabilisées 2 Amp.

- FE - 10 : de 5 volts | FE - 11 : de 12 volts
FE - 14 : de 24 volts

Alimentations stabilisées 5 Amp.

- FE - 12 : de 5 volts | FE - 13 : de 12 volts
FE - 15 : de 24 volts

Alimentations stabilisées 10 Amp.

- FE - 17 : de 12 volts | FE - 18 : de 24 volts

Alimentations stabilisées 20 Amp.

- FE - 19 : de 12 volts | FE - 20 : de 24 volts

Alimentations symétriques 1 + 1 Amp.

- FE - 21 : de 12 + 12 volts | FE - 22 : de 24 + 24 volts

Alimentations stabilisées réglables en tension

- FE - 23 : de 3 à 18 V. - 1 Amp.
FE - 24 : de 3 à 24 V. - 2 Amp.

TEMPORISATEURS

Temporisateurs sortie relais - 12 V.

- I - 1 : de 1 seconde à 3 minutes
I - 2 : de 2 minutes à 45 minutes
I - 3 : de 30 minutes à 4 heures
Temps ajusté par potentiomètre.
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

Temporisateur sortie triac - 220 V.

- I - 18 : de 1 seconde à 3 minutes
I - 19 : de 2 minutes à 45 minutes
Temps de travail ajusté par potentiomètre.
Alimentation 220 V. CA.

Temporisateurs cycliques sortie relais - 12 V.

- I - 10 : de 0,3 seconde à 1 minute
I - 11 : de 50 secondes à 30 minutes
I - 12 : de 20 minutes à 2,5 heures
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

Temporisateurs cycliques sortie triac - 220 V.

- I - 21 : de 0,3 seconde à 1 minute
I - 22 : de 50 secondes à 30 minutes
Alimentation 220 V. C.A.

Temporisateurs retardateurs sortie relais - 12 V.

- I - 33 : de 1 seconde à 3 minutes
I - 34 : de 2 secondes à 15 minutes
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

Temporisateurs re-déclenchables sortie relais - 12 V.

- I - 30 : de 1 seconde à 3 minutes
I - 31 : de 0 minutes à 45 minutes
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.

Temporisateurs séquentiel sortie relais - 12 V.

- I - 27 : de 2 temps ajustables de 1 seconde à 3 minutes
I - 28 : de 2 temps ajustables de 2 à 45 minutes
Alimentation recommandée : FE - 2. 12 V. - 50 mA.



LISTE DE NOS DEPOSITAIRES

- ADS - 16, rue d'Odessa
75014 PARIS - Tél. 43 21 56 94
43, rue Delambre
75014 PARIS - Tél. 43 22 05 93
- ATOLL - 37, rue des Jacobins
63000 CLERMONT-FERRAND - Tél. 73 91 86 92
- AUDIO ELECTRONIQUE - 106, rue d'Italie
73000 CHAMBERY - Tél. 79 85 02 63
- AUGE - 97 bis, boulevard de Suisse
31200 TOULOUSE - Tél. 61 47 01 56
- BHV SERVICE N°1 - 11, rue des Archives
75004 PARIS - Tél. 42 74 96 82
- BERTET - 32, rue Paul Langevin
38130 ECHIROLLES - Tél. 76 22 65 95
- CHEYNIS - 14, place du Temple
20200 MONTELIMAR - Tél. 75 01 39 03
- CIEC 36 - 1, rue Paul Louis Courier
36000 CHATEAUROUX - Tél. 54 22 80 07
- COMALEC - 19, rue Félix Chautemps
73200 ALBERTVILLE - Tél. 79 32 02 18
- CORATEL - 112, rue d'Allier
03000 MOULINS - Tél. 70 20 87 72
- CORATEL - 33 ter, av. Colbert
58000 NEVERS - Tél. 86 57 28 02
- DOM ELECTRONIQUE - 63, rue Liandier
13000 MARSEILLE - Tél. 91 78 34 94
- DELGADO - 52, Bd Frédéric Mistral
11100 NARBONNE - Tél. 68 32 53 18
- DILEC - 26, quai des Carrières
94270 CHARENTON - Tél. 43 78 58 33
- E.E.C. - 373, rue de Beauvais
60200 MARGNY LES COMPAGNE
Tél. 44 83 19 10
- EIRA - 46, rue de la République
01000 BOURG EN BRESSE - Tél. 74 21 50 41
- ELECTRONIQUE 33 - 91, quai de Bacalan
33300 BORDEAUX - Tél. 56 39 62 79
- ELECTRONIQUE LOISIRS 47
54, rue Camille Desmoulins
47000 AGEN - Tél. 53 66 51 54
- ELECTRONIQUE LOISIRS
11-13, rue Beaurepaire
49100 ANGERS - Tél. 41 87 66 02
- ELECTRON SHOP - 20-23, Av. de la République
63100 CLERMONT FERRAND - Tél. 73 91 12 89
- FLUCCIA - 44, rue Grande
36000 CHATEAUROUX - Tél. 54 27 69 18
- INFOREMA - 40 bis, av. de Brogny
74000 ANNECY - Tél. 50 67 82 29
- MAGNETIC FRANCE - 11, place de la Nation
75011 PARIS - Tél. 43 79 39 88
- MEGAMOS - 21 de Mulhouse Illzach -
39, av. de Belgique
68110 ILLZACH - Tél. 89 61 52 22
- OM ELECTRONIQUE - 22, rue Joseph Bay
38000 GRENOBLE - Tél. 76 50 95 30
- OUEST ELEC. - RN 192 - 80, Bd Ch. de Gaulle
92700 COLOMBES - Tél. 47 84 51 96
- P.E.I. - 11, rue Le Gobien
35400 SAINT MALO - Tél. 99 40 15 00
- PERLOR RADIO - 25, rue Hérold
75001 PARIS - Tél. 42 36 65 50
- RADIO ELECTRONIQUE - 62, av. de Chabeuil
26000 VALENCE - Tél. 66 67 67 05
- RADIO FORM - 3, rue de l'Aqueduc
75010 PARIS CEDEX - Tél. 40 35 70 50
- RADIO SIM - 18, place Jacquard
42000 ST ETIENNE - Tél. 77 32 74 62
- RADIO TELEC - Passage Guérin
30000 NIMES - Tél. 66 67 67 05
- SD ELECTRONIQUE - 252, rue de Périgueux
62000 BUIJONGNEF S/CEZE - Tél. 45 95 23 44
- SELLIER ELECTRONIQUE - 10, rue Folkestone
62000 BUIJONGNEF S/CEZE - Tél. 41 91 41 02
- SERVICE 30 - 15, av. Léon Blum
30200 BAGNOLS S/CEZE - Tél. 66 89 30 89
- TOUT POUR LA RADIO - 66, Cours Lafayette
69003 LYON - Tél. 78 60 26 23
- TOUTRONIC - 27, route d'Avesnes
59720 LOUVROIL - Tél. 27 65 11 45

DEPELEC

LE DEPOT ELECTRONIQUE

agent général France

BP 5 - 84470 CHATEAUNEUF-DE-GADAGNE - Tél. 431 614 F - Tél. : 90 22 22 40



Kit de démarrage à faible coût pour microcontrôleurs d'entrée de gamme

permettant de programmer les microcontrôleurs) et un câble plat pour raccordement au PC sur le port d'imprimante. Le logiciel (jeu de trois disquettes) est constitué d'un assembleur, d'un éditeur de liens, d'un simulateur et de l'interface permettant de commander le système de programmation de base. S'ajoutent à cet ensemble plusieurs modules logiciels d'application, accompagnés de leur documentation. Ces programmes peuvent être copiés ou reliés dans le logiciel d'application de l'utilisateur.

Les microcontrôleurs ST6210 et ST6215 sont tout particulièrement destinés aux applications industrielles, automobiles et grand public pour lesquelles les coûts et la surface des cartes électroniques doivent être aussi réduits que possible. Ces deux processeurs comportent un cœur ST62XX de dernière génération, une mémoire vive de 64 octets pour le stockage des données, un temporisateur 8 bits avec pré-échelle de comptage programmable à 7 bits, un temporisateur/chien de garde, un convertisseur A/N 8 bits comprenant jusqu'à 8 ou 16 entrées analogiques respectivement sur les modèles ST6210 et ST6215, ainsi que des ports ROM, RAM et E/S numériques. Les deux modèles sont également dotés d'une mémoire programme EPROM de 2 ko effaçable par UV. Des versions OTP et ROM masquée sont également disponibles.

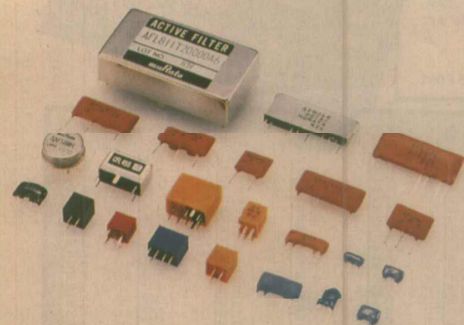
Présenté en boîtier 20 broches, le ST6210 comprend 12 voies d'entrée/sortie entièrement programmables, pouvant être individuellement configurées sous contrôle logiciel en entrées numériques avec ou sans résistance de rappel interne, en entrées génératrices d'interruption avec résistance de rappel en sortie push-pull ou en drain ouvert. De plus, il est possible de configurer jusqu'à huit voies d'E/S en entrée sur le CAN à 8 voies. Le modèle ST6215 à 28 broches dispose de huit voies d'E/S supplémentaires qui peuvent également absorber 10 mA pour commander directement des diodes électroluminescentes.

Le cœur de processeur ST62XX est doté d'un jeu d'instructions performant et d'une pile matérielle à six niveaux permettant de traiter les interruptions et les appels de sous-programmes en utilisant au minimum les ressources mémoire. Cinq interruptions vectorielles sont proposées, dont une pseudo-NMI. Ces deux produits fonctionnent dans la gamme de tensions d'alimentation comprise entre 3 et 6 V, ce qui supprime l'utilisation d'un régulateur 5 V. Enfin, ces dispositifs disposent de modes bas consommation Attente (Wait) et Arrêt (Stop).

**SGS-THOMSON
Microelectronics**
7, avenue Galliéni
94253 GENTILLY Cedex
Tél. : (1) 47.40.79.21
Fax : (1) 47.40.79.24

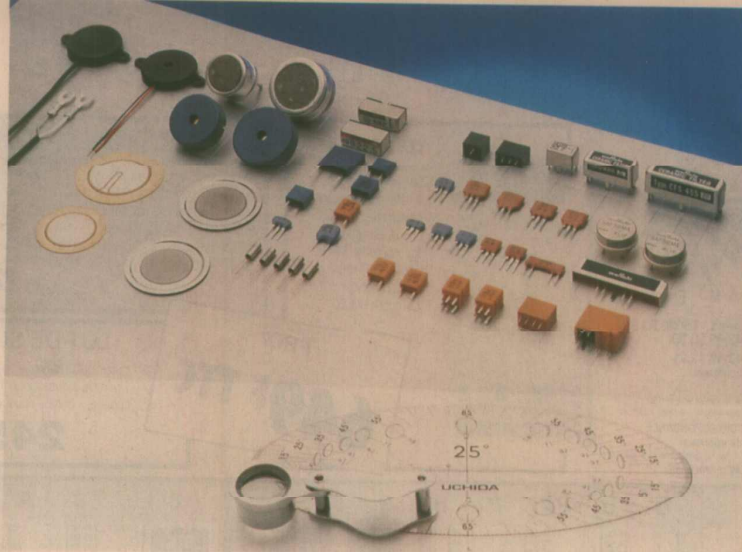
SGS-THOMSON Microelectronics présente un kit d'introduction à l'utilisation de ses microcontrôleurs 8 bits ST6210 et ST6215. Conçu pour ordinateurs PC/AT ou compatibles, ce kit se compose de quatre microcontrôleurs à base d'EPROM, ainsi que du matériel, du logiciel et de la documentation nécessaires au développement et à l'évaluation d'applications simples. La partie "matériel" comprend un système de programmation de base (il s'agit d'une petite carte

Une nouvelle entité en distribution : DIMACEL COMPOSANTS



Dimacel et CGE COMPOSANTS ont fusionné en fin d'année dernière pour constituer **Dimacel Composants**.

Cette nouvelle société au capital de 34 508 500 F reprend l'ensemble des activités des deux sociétés et est sise : 11, rue Jeanne d'Asnières - BP 280 - 92113 Clichy Cedex.



Parmi les marques représentées par Dimacel Composants, citons le leader des composants céramique, MURATA, qui propose une gamme accrue de résonateurs Ceralock permettant de couvrir l'ensemble des besoins de l'industrie électronique grand public ou professionnelle.

Le Ceralock est inductif entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance et nécessite donc l'adjonction de deux capacités de charge pour constituer un circuit oscillant. La gamme de fréquences couvertes par les produits MURATA va de 190 kHz à 32 MHz sans discontinuité et en 2 familles : CSB et CSA.

Les CSA qui présentent en mode de vibration en épaisseur seront utilisées avec les circuits logi-

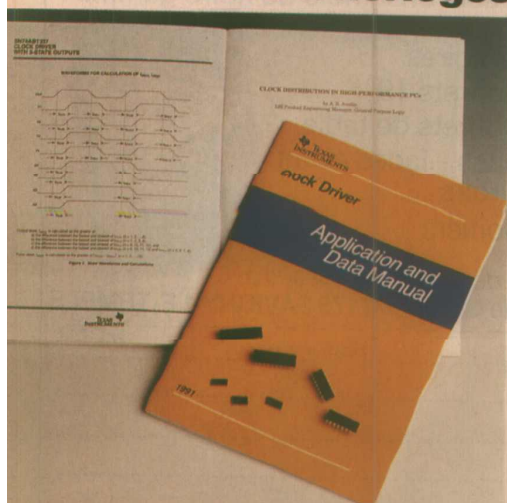
ques LSTTL, MOS et HCMOS. Les CSB (jusqu'à 1250 kHz) utilisent un mode de vibration de surface qui les prédispose aux applications microprocesseur 4 bits, OL à 455 kHz, télécommande IR etc...

Signalons une série CSU/CST qui intègre les capacités de charge pour une exploitation simplifiée entre 150 et 500 kHz (CSU) et 1,8 à 19,99 MHz (CST). Rappelons qu'en outre MURATA offre un vaste choix de filtres céramique et de filtres à ondes de surface (SAW).

DIMACEL COMPOSANTS

11, rue Jeanne d'Asnières
BP 280 - 92113 Clichy Cedex
Tél. : (1) 40.87.70.00
Fax : (1) 47.30.37.55

Manuel d'applications techniques TI sur les drivers d'horloges



Texas Instruments vient d'éditer un ouvrage de 64 pages, intitulé "Clock Driver Application and Data Manual", rassemblant toutes les riches techniques de TI sur ses drivers d'horloges. Ce manuel contient également une note d'application décrivant tous les paramètres (tels que l'"output-skew" ou le "process-skew", par exemple) attachés à ces composants. Ce manuel est un outil très précieux pour les concepteurs, leur permettant d'optimiser leurs designs de systèmes d'horloge.

Les drivers d'horloges gèrent avec précision la temporisation dans des applications mettant en œuvre des fréquences très élevées. A de telles fréquences les temps de propagation et les incertitudes associées à la génération des signaux d'horloge et à leur distribution dans un système, constituent des facteurs extrêmement critiques au niveau

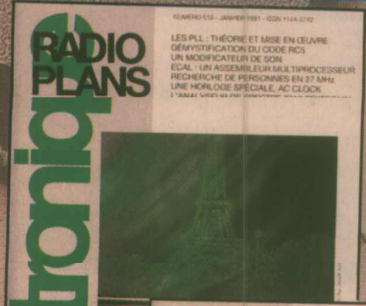
de la détermination de la performance générale du système et de sa fiabilité.

Le "Clock Driver Application and Data Manual" de TI est un ouvrage de présentation générale permettant aux concepteurs de trouver rapidement des solutions à leurs problèmes de conception, lorsqu'ils travaillent dans des environnements particulièrement délicats.

TEXAS INSTRUMENTS

BP 67
78141 Vélizy Villacoublay cedex,
Tél. (1) 30.70.10.01

RECEVEZ CHAQUE MOIS L'INFORMATION INDISPENSABLE A VOS BESOINS PROFESSIONNELS GRACE A NOTRE TARIF PREFERENTIEL D'ABONNEMENT



VOTRE CADEAU EXCLUSIF !

Le set **CALCULETTE SOLAIRE** et **PORTE-STYLOS**
Pratique et élégant, cet ensemble se compose d'une calculette
solaire, de deux stylos et d'un marqueur jaune fluo. Vous
apprécierez sans aucun doute son aspect fonctionnel associé
à un design séduisant.



TITRE PRIVILEGIF D'ABONNEMENT A RENVoyer A

ELECTRONIQUE RADIO PLANS

2 à 12, rue de Bellevue - 75940 PARIS Cedex 19

OUI Je souhaite m'abonner à Electronique Radio Plans pour 1 an au tarif préférentiel de **259 F** pour 12 n° au lieu de **288 F** (étranger 364 F). A réception de mon règlement vous m'adresserez ma calculette solaire porte-stylos.

MME MR MELLE

NOM

PRENOM

ERP 04/92

ADRESSE

CODE POSTAL

VILLE

CHEQUE BANCAIRE OU POSTAL

CARTE BLEUE N°

DATE D'EXPIRATION :

SIGNATURE ▶

Vous pouvez acquérir séparément la calculette porte-stylos Electronique Radio-Plans au prix de 79 F + 15 F de frais de port, soit au total 94 F.

Trois nouveaux DSO dans la famille TDS TEKTRONIX

La famille TDS de TEKTRONIX s'enrichit de trois nouveaux appareils élaborés selon les mêmes concepts de base que les TDS 400 et 500 introduits l'année dernière, à savoir :

- une utilisation intuitive,
- des caractéristiques de déclenchement étendues,
- une acquisition hautes performances.

D'un appareil à l'autre, dans cette famille, seule la carte d'acquisition change, ce qui autorise une meilleure productivité et explique en partie les prix, très attractifs, auxquels les nouveaux TDS 620, 640 et TDS 820 sont proposés (99 900 F HT et 159 900 F HT respectivement), eu égard à leurs performances.

Les TDS 620 (2 voies) et 640 (4 voies) échantillonnent à 2 Gech/s et disposent d'une bande passante analogique d'entrée de 500 MHz. Avec de telles caractéristiques il n'est pas nécessaire de suréchantillonner, ce qui veut dire que les signaux aux limites de la bande peuvent être acquis en monocoup.

Avec une sensibilité de 1 mV (sur toute la bande), une résolution de 8 bits en vertical (précision préampli de 1,5 %) et un déclenchement très sophistiqué, ils s'avèrent des outils idéaux pour la conception et la mise au point de systèmes numériques rapides.

Ajoutons à cela que les TDS 6XX sont livrés avec des sondes actives (P 6205) à FET qui présentent une charge capacitive inférieure à 2 pF ($Z_e = 1 M\Omega$) pour une pleine bande de 750 MHz (compatible donc avec les 500 MHz des scopes). De la sorte des transitoires extrêmement rapides

peuvent être représentés sans dégradation. Ces sondes sont alimentées et contrôlées via l'interface TEKPROBE qui entourent l'entrée BNC de chaque voie.

La longueur d'enregistrement maximale de 2000 points (2 K mots) permet d'acquérir l'équivalent de quatre écrans et sera appréciée sur des trames numériques rapides.

Enfin, le déclenchement peut s'effectuer sur des parasites de 2 ns, dans une fenêtre prédéterminée pour mettre en évidence des états métastables, sur une combinaison logique, sur un mot ou un état avec bien entendu toutes les possibilités de pré et post-déclenchement.

Un grand nombre de fonctions de traitement de signal (dues à un processeur spécifique baptisé TRISTAR et commun à tous les oscilloscopes TDS) est supporté : moyennage rapide, interpolation $\sin x/x$, calculs mathématiques sur les signaux...

Le TDS 820 quant à lui a été spécialement étudié pour la caractérisation des composants haute fréquence et la maintenance des systèmes de télécommunication.

Dans cette optique il s'agit d'un deux voies offrant 6 GHz de bande passante par voie, et qui grâce à une grande résolution temporelle - 0,4 ps ! - pourra remplacer des systèmes de mesure jusqu'à présent uniquement rencontrés en laboratoire.

Contrairement au TDS 620 et 640, le 820 exploite une base de temps séquentielle et fonctionne en temps équivalent. Il sera donc dédié aux signaux répétitifs ultra-rapides (cas en test et en telecom).

Sa sensibilité d'entrée de 2 mV (sur toute la bande) et sa résolution verticale de 14 bits (précision

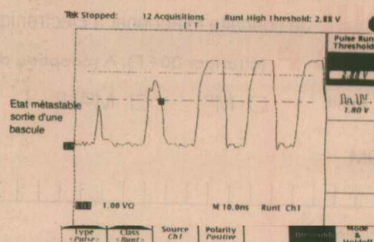
verticale de 0,7 %) garantissent grande précision et répétabilité des mesures, ce qui est essentiel dans les domaines évoqués plus haut.

Une commande de "Hold off" définissable par l'utilisateur assure un affichage très étalé sur des salves d'impulsions répétitives.

Tout comme les autres TDS, l'architecture multi-processeurs (un 68020, le processeur TRISTAR et un processeur d'affichage) permet de travailler en mode enveloppe, de faire du test sur gabarit, d'automatiser 24 mesures, de faire du moyennage pour l'extraction du bruit et d'opérer des traitements mathématiques sur les signaux.

La connectique d'entrée est du type SMA, ce qui est logique dans ce domaine fréquentiel, mais TEKTRONIX propose un adaptateur TEKPROBE qui permet d'utiliser la sonde active 1 GHz, P 6206.

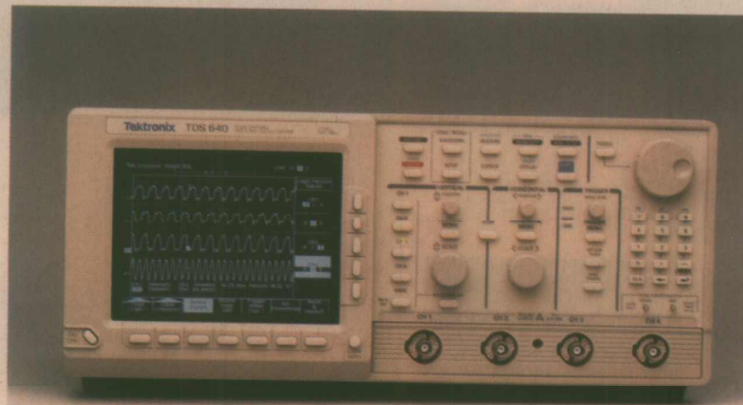
Les TDS sont totalement compatibles IEEE 4852, et permettent de travailler directement avec des imprimantes de différents formats dont Postscript.



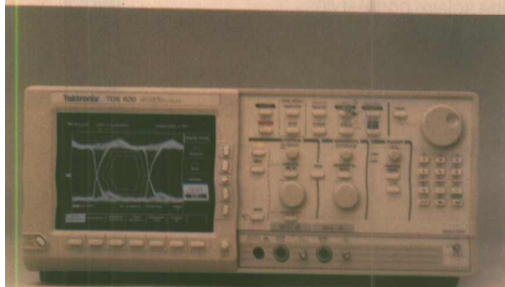
Mise en évidence d'un état métastable sur une bascule avec le TDS 620.

TEKTRONIX

Z.A. de Courtabœuf
BP 13 01011 Lou Ulys Oodex
Tél. : (1) 69.86.81.81



FO
N



Nouveaux circuits intégrés pour réception du son TV satellite FSS

La variété des normes utilisées pour la transmission du son par les satellites fixes de Télécommunication (Fixed Service Satellite ou FSS) tels que Télécom, Eutelsat, Intelsat ou Aetra compliquent singulièrement la réalisation de la section son d'un récepteur TV satellite.

Ceux-ci utilisent en effet plusieurs porteuses FM (5,5 à 8,5 MHz), dont les excursions FM (+ 50 à + 150 kHz) et les préaccentuations (50 µs, J17, dynamique) sont variables d'un satellite à l'autre, voire d'un programme à l'autre sur le même satellite...

De ce fait, la réalisation d'un récepteur FSS multisatellite nécessite pratiquement un accord continu entre 5,5 et 8,5 MHz et des commutations complexes.

Sur le seul satellite ASTRA par exemple, on trouve à 6,5 MHz une voie principale mono à large bande (± 85 kHz) avec préaccentuation fixe (50 µs) et jusqu'à 8 porteuses auxiliaires à bande étroite (± 50 kHz), au pas de 180 kHz entre 7,02 et 8,28 MHz, dotées d'une préaccentuation adaptative (système Wegener RANDA 1).

Afin de simplifier la réalisation de ces récepteurs, tout en améliorant leurs performances audio, PHILIPS Semiconductors introduit trois nouveaux circuits spécifiques à ces fonctions : Les TDA8740 et 8741, démodulateurs avec réducteurs de bruit et le TDA8735, synthétiseur de fréquence optimisé pour ces applications, en combinaison avec l'oscillateur-mélangeur NE612A bien connu.

Le TDA8740 est destiné à la démodulation directe en bande de base des voies son FM multiples (p. ex. ASTRA).

Fonctions du TDA8740 (bloc diagramme figure 1) :

- 1 limiteur-démodulateur "principal" à PLL fonctionnant entre 5,5 et 7,5 ou entre 10,0 et 11,5 MHz avec une désaccentuation fixe (déterminée par composants externes),
- 2 limiteurs-démodulateurs auxiliaires à PLL fonctionnant sans réajuste entre 6,0 et 8,5 MHz, chacun suivi d'un cir-

cuit réducteur de bruit adaptatif (expanseur dynamique),

- 2 commutateurs pour filtres céramique à 4 entrées adaptées ($Z_i = 330 \Omega$) précèdent ces deux démodulateurs afin de pouvoir sélectionner un couple de porteuses audio,

- circuit de commutation en sortie permettant d'aiguiller les signaux démodulés (mono, stéréo ou multilingues) ainsi que ceux d'une entrée externe (D2MAC par exemple) vers la sortie stéréo, avec fonction "mute" des sorties stéréo et mono.

La figure 1 permet en outre d'apprécier la simplicité du schéma d'application du TDA8740.

Le TDA8741 (bloc diagramme figure 2) est destiné à la démodulation après changement de fréquence (accord par synthèse de fréquence). Il comprend les mêmes fonctions que le TDA8740, à l'exception des commutateurs de filtres céramique d'entrée, et des deux limiteurs/démodulateurs "auxiliaires" qui fonctionnent de 10,0 à 11,5 MHz (p. ex. l'un à 10,7 et l'autre à 10,52 MHz).

Le démodulateur "principal" est commutable, comme sur le TDA8740, entre 5,5...7,5 et 10,0...11,5 MHz.

Les TDA8740, 8741 fonctionnent entre 8 et 13,2 V et se présentent en boîtier "shrink DIL" 42 broches.

Le TDA8735 est un synthétiseur de fréquence commandé par bus I2C fonctionnant de 512 kHz à 30 MHz par pas de 1, 10 ou 25 kHz à partir d'un oscillateur à quartz de 4 MHz intégré.

C'est un dérivé du synthétiseur radio AM/FM TSA6057, largement utilisé dans les récepteurs satellite, dont la section FM a été retirée pour en optimiser le coût.

Il est donc compatible en brochage et logiciel avec la section AM de ce circuit, et possède comme lui une sortie logique contrôlée par le bus I2C.

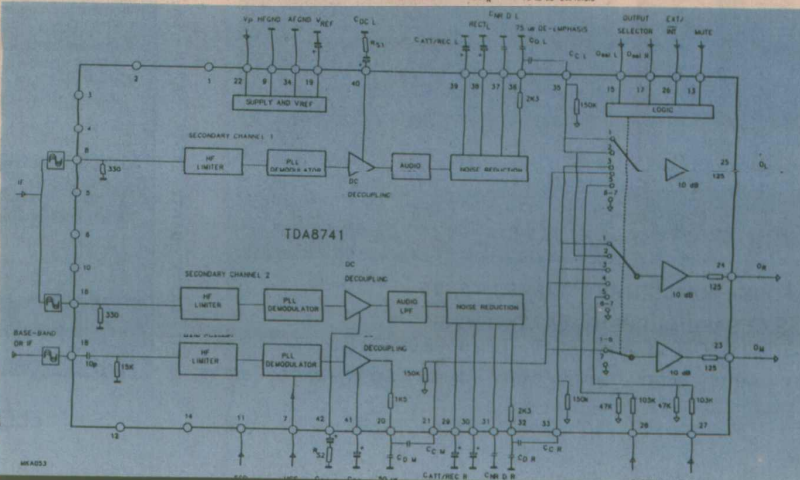
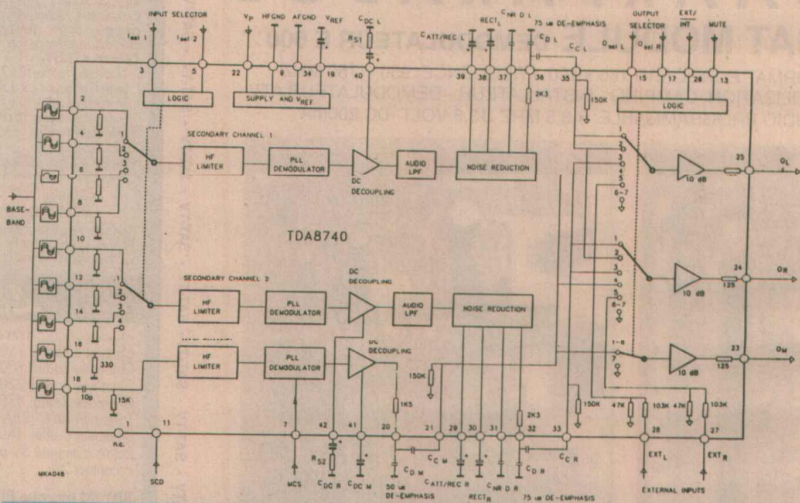
Il fonctionne sous 5 V et se présente en boîtier DIL 16 broches.

Outre les exigences du cahier des charges (écart fixe ou variable entre les porteuses stéréo), on utilisera un ou deux synthétiseurs TDA8735 et oscillateurs-mélangeurs NE612A avec le TDA8741.

Philips Composants

117, quai du Président Roosevelt
BP 75

92134 Issy-les-Moulineaux Cedex
Tél. : (1) 40.93.80.00



MAGNETIC - FRANCE

11, Place de la NATION, 75011 PARIS
Télex n° 216 328F - FAX: (1) 43 79 65 47
Ouvert de 9 h 30 à 12 h 30 - 14 h à 19 h
Fermé le lundi

4000	4100	4200	4300	4400	4500	4600	4700	4800	4900	5000	5100	5200	5300	5400	5500	5600	5700	5800	5900	6000	6100	6200	6300	6400	6500	6600	6700	6800	6900	7000	7100	7200	7300	7400	7500	7600	7700	7800	7900	8000	8100	8200	8300	8400	8500	8600	8700	8800	8900	9000	9100	9200	9300	9400	9500	9600	9700	9800	9900	10000																																								
00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100

ENSEMBLE DE COMPOSANTS (2c) RADIO PLANS
d'article de la revue indiquée dans la liste publiée en fin
LES CIRCUITS IMPRIMÉS PEUVENT ÊTRE LIVRES SEULS.

EL521 AVRIL 91	521EP TELECOMMANDE I.R.	145 F	EL526 SEPTEMBRE 91	526PD PROGRAMMATEUR DE 68705P1	646 F
EL522 MAI	522EP CARTE C.I. PROGRAMMABLES	1820 F	EL528 NOVEMBRE 91	528CV CONVERTISSEUR RS232/RS422	411 F
EL523 JUIN	523EP SYNTHESEUR VOCAL	285 F	EL530 JANVIER 92	530EP CONVERTISSEUR 12V/220V 100VA	634 F
EL524 JUILLET 91	524EP DECODEUR TELETYPE AFF.	0 F	EL532 MARS 92	532EP MINI-SYNCHRO VIDEO/IMM-PC	288 F
EL525 AOUT 91	525EP DECODEUR TELETYPE PPL	1718 F	EL534 MAI 92	534EP REPRODUCTEUR DE SCH	545 F
EL526 SEPTEMBRE 91	526EP ADAPTATEUR DE LOG. 8751	582 F	EL536 JUIN 92	536EP LECTEUR DE CD-ROM 80 V	2500 F
EL527 OCTOBRE 91	527EP BALISE 27MHz	357 F	EL538 JUILLET 92	538EP TESTEUR 2e GEN. DE MARCHÉ	2500 F
EL528 NOVEMBRE 91	528EP REPRODUCTEUR D'EPROM	495 F	EL540 AOUT 92	540EP BOITIER 120x60x25	2500 F
EL529 DECEMBRE 91	529EP REPRODUCTEUR DE SCH PPL	238 F			
EL530 JANVIER 92	530EP REPRODUCTEUR DE SCH CONV.	81 F			
EL531 FÉVRIER 92	531EP TESTEUR DE VIRGINITE EPROM	255 F			
EL532 MARS 92	532EP PROGRAMMATEUR LECTEUR PC	66 F			
EL533 AVRIL 92	533EP RECEPTEUR DE BALISE 27 MHz	965 F			

VENTE PAR CORRESPONDANCE

20 % à la commande - la carte contre remboursement.
Nous acceptons tous les bons de commande officiels de l'Administration.

Bon à découper pour recevoir le catalogue général.
NOM : _____
ADRESSE : _____
Envoi : Franco 35 Frs - Vendu également au magasin 25 Frs.

Ils sont valables dans la limite des stocks disponibles. Ils sont donnés à titre indicatif TTC et peuvent être modifiés en fonction des fluctuations du marché et sous réserve d'erreurs typo.

DYNATEG acquiert SODILEC et MICRO GISCO

DYNACTION/DYNASPRING accentue sa pénétration du marché de l'énergie par le rachat récent des Sociétés **SODILEC** et **MICRO GISCO**.

Aujourd'hui, le pôle énergie de DYNACTION/DYNASPRING, animé par Jean-Luc DUQUESNE, sous l'appellation de **DYNATEG**, regroupe donc quatre entités :

- FONTAINE ÉLECTRONIQUE
- CONVERGIE, avec MICRO GISCO et SODILEC

- TUNITEC (usine de production en Tunisie de Micro Gisco et SODILEC).

Le capital social de CONVERGIE est porté à 12 Millions de francs.

DYNATEG représente maintenant un chiffre d'affaires de près de 400 Millions de francs, avec environ 600 personnes et devient le premier groupe français dans le domaine de la conversion d'énergie. Le groupe est associé aux grands projets nationaux et internationaux, civils et militaires, pour la fourniture de solutions complètes allant du microconvertisseur au sweater de production d'énergie et plus spécialement :

- Convertisseurs ;
- Alimentations d'équipement et de laboratoire ;
- Redresseurs/Onduleurs ;
- Chargeurs de batteries ;

- Tableaux et armoires de distribution ;
- Automatismes d'énergie industriels ;
- Groupes électrogènes ;
- Alimentations sans coupure.

Les activités commerciales de **SODILEC** et **FONTAINE** seront regroupées et la stratégie produits révisée, de façon à optimiser les activités des deux sites de **Wissous** et du **Bourget**.

Cette reprise marque une étape importante dans le paysage industriel national, en permettant à la France d'être présente sur les marchés internationaux de la conversion d'énergie.

Grâce aux multiples compétences de ses différentes entités, **DYNATEG** est à même d'offrir des solutions complètes dans tous les domaines industriels.

Europages, premier annuaire européen, disponible CD ROM



150 000 entreprises sur 8 cm, c'est toujours **EUROPAGES**, mais dans un format différent. Pour sa dixième édition, l'Annuaire Européen des Affaires présente un nouveau support d'information, le CD-Rom portable de **SONY**.

Premier annuaire européen lisible sur le **DATA DISCMAN**, ce livre électronique permet d'accéder facilement aux coordonnées de 150 000 entreprises de 15 pays européens.

Le "mini" CD-ROM mesure 8 cm de diamètre pour une capacité de stockage de 200 millions de caractères.

Le livre électronique **EUROPAGES** est le premier titre en France dans un marché qui s'annonce colossal dans le futur : le **Multimédia**. Le texte, l'image et bientôt le son réunis sur un même support et de plus, lisible dans la main !

Véritable CD-ROM de poche, le livre électronique **EUROPAGES** permet de trouver les coordonnées d'entreprises à travers plusieurs recherches combinées,

utilisant plusieurs critères :

- produits ou services
- pays ou régions
- secteurs d'activité
- raisons sociales

Ainsi sont répertoriés les 150 000 fournisseurs européens répartis sur 15 pays : Allemagne, Autriche, Belgique, Danemark, Espagne, Finlande, France, Grande-Bretagne, Irlande, Italie, Luxembourg, Norvège, Pays-Bas, Suède, Suisse, regroupés en 19 secteurs d'activité, 600 rubriques et 4 000 mots d'accès. Il est disponible dans plusieurs versions linguistiques : anglaise, allemande, française, espagnole et italienne.

PRIX DU LIVRE ÉLECTRONIQUE EUROPAGES : 360 FF TTC.

Dès Avril 92, vous pourrez le trouver dans les grands magasins d'électronique, dans les grandes librairies ou directement chez l'éditeur : **EUROPAGES** - 9 avenue de Friedland - 75008 PARIS - Tél. : 42.89.34.66

Prix du **DATA Discman** de **SONY** : aux alentours de 4 000 FF TTC.

Guide de choix, catalogue condensé SIPEX

SIPEX publie son guide de choix de ses produits catalogue 1992. Ce document de 25 pages permet aux utilisateurs une sélection rapide des produits **SIPEX** dans les différentes familles de circuits intégrés analogiques :

- Conversion de données A/D - D/A,
- Tensions de référence,
- Échantillonneurs-Bloqueurs,
- Systèmes d'acquisition,
- Conversion A/D flash,
- Amplificateurs opérationnels,
- Interfaces lignes RS232/RS422,
- Asic's linéaires.

Les produits les plus récents sont identifiés facilement dans le document qui résume les caractéristiques essentielles de chaque produit.

Le "Sélection Guide 1992" **SIPEX** est disponible sur simple demande à :

SIPEX

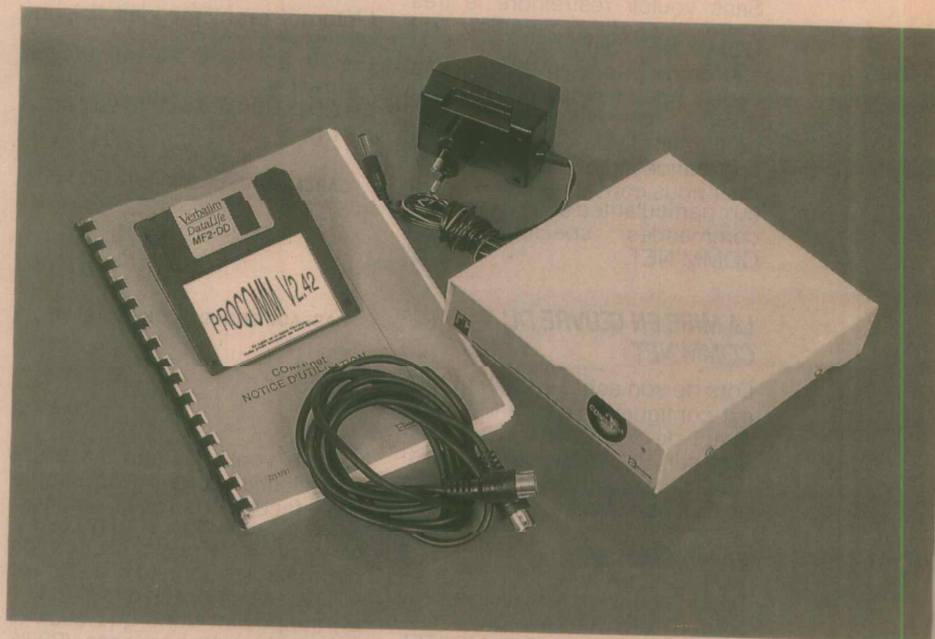
30, rue du Morvan
Silic 525
94633 RUNGIS
Tél. : (1) 46.87.83.36
Fax : (1) 45.60.07.84

Le COMM'NET ou le 80 C552-BASIC et l'I2C

Bien qu'existant depuis déjà dix ans, le bus I2C est plus vivant que jamais et l'on peut dire enfin que les secteurs professionnels et industriels l'ont adopté dans la majorité de leurs applications (comme quoi il n'y a pas que du mauvais dans les concepts Grand Public comme certains ont longtemps essayé de le faire croire...).

Parmi tes réalisations permettant de travailler et destinées soit à des amateurs soit à des industriels, nous avons récemment remarqué la naissance d'un ensemble performant, d'accès facile ayant pour nom "COMM'NET", développé et commercialisé par la société lilloise **SELECTRONIC**.

Ce produit est conçu autour du microcontrôleur 80 C 552 dont nous vous avons déjà longuement parlé depuis le numéro de janvier 92.



L'une de ses particularités réside dans le fait que l'équipe technique qui l'a conçu a décidé d'acheter la licence BASIC du 8052 AH BASIC et de la transporter au 80 C 552 en lui adjoignant de nouvelles instructions BASIC spécialement développées pour assurer toutes les fonctionnalités I2C, conversions A/D... de ce dernier notamment en mode "RUN" du BASIC.

Ceci permet donc de pouvoir reprendre l'intégralité des programmes ou routines précédemment développées et de se construire un nouveau monde I2C (dans l'éventualité où cela ne le serait pas déjà !).

D'autre part connaissant bien son marché, la société SELECTRONIC a conçu toute une famille de "modules" I2C (voir la liette dans le paragraphe suivant) pour ceux qui n'ont pas le temps de réaliser tout ce qu'il voudrait (une journée normale n'ayant que 24 heures ouvrables !)

LE COMM'NET

Le cœur du COMM'NET est

comme nous vous l'avons signalé un 80 C 552 avec I2C, 0 convertisseurs A/D sur 10 bits, 2 PWMs, chien de garde incorporé... fonctionnant à une fréquence "clock" de 11,0592 (ou 3,6864) MHz et permettant de disposer facilement d'un port de communication de type RS 232 fonctionnant à 1200, 2400, 4800, 9600 bauds, déconnectable pour économiser de l'énergie.

De plus afin de faciliter son emploi, le COMM'NET comprend :

- un moniteur BASIC classique, revu, corrigé, augmenté...
- Une mémoire E2PROM de grande capacité - 32 K octets - afin de sauvegarder vos programmes.
- 32 K octets de RAM système.
- Une horloge temps réel (la PCF 8583 - I2C).
- Une protection contre les micro-coupures (par pile).
- Une sortie I2C normale ET une bufferisée.

Et surtout un manuel d'utilisation complet et très clair.

Les modules I2C pour le COMM'NET

De nombreux modules sont disponibles (voir annonces publicitaires pour plus de détail). Hormis les modules standard : entrées-sorties, affichage LED et LCD -- DTMF -- conversion /AD D/A -- on trouve aussi des modules "rares" tels que les interfaces bidirectionnelles RS 232 / bus I2C et interface CENTRONICS / bus I2C.

Sans vouloir restreindre le très vaste champ d'emploi du COMM'NET dans cet article et afin de ne pas ré-inventer "l'eau tiède", nous avons délibérément décidé d'occulter l'immense partie standard du BASIC et ses applications connues de tous pour nous consacrer uniquement aux particularités et à l'usage des commandes spécifiques du COMM'NET.

LA MISE EN ŒUVRE DU COMM'NET

Lors de son achat le COMM'NET est configuré en mode MINITEL. Avant de passer à son application sur PC, nous vous proposons de le tester dans ce mode de fonctionnement.

En mode MINITEL

Tout d'abord, après avoir relié le cordon "DIN" entre la prise Péri-Informatique de votre MINITEL et votre COMM'NET, il est nécessaire d'allumer votre MINITEL.

Lors de cette dernière manœuvre celui-ci se trouve naturellement en mode TELETEL (pour consultations des "11", des "36.." par exemple). Il est alors nécessaire de le passer en mode dit "de terminal". Pour cela il est nécessaire d'appuyer simultanément sur les touches "FONCT" et "T" puis, après relâchement de celles-ci, sur la touche "A".

A cette étape vous devez voir apparaître le signe / dans le coin droit de votre écran MINITEL si et seulement si celui-ci fait partie des MINITEL 1 et suivants (permettant d'afficher 80 caractères). Pour terminer avec cette mise en jambes, il est bon alors de réveiller le COMM'NET en enfonçant son jack d'alimentation ce qui a pour but, outre le fait de l'alimenter, de "reseter" l'ensemble et de déclencher la communication du COMM'NET vers le MINITEL dans le bon format (1200 Bauds etc...) et de voir apparaître sur l'écran MINITEL un message signalant que tout va bien et

vous donnant son "prompt" : "]". Si tout cela fonctionne correctement le reste devient purement "basic" !

En mode PC

La connexion du COMM'NET à un PC est un peu plus complexe pour un néophyte. Passons en revue les points "durs" de cette manœuvre.

Les liaisons

L'éternel problème des liaisons PC, AT, XT and Co.

de 25 points à 29 points voir figure 1 a.

De 29 points à 9 points voir figure 1 b.

CABLAGE DB9/DB25 (COMM'net à PC):

2 ----> 2
3 ----> 3
5 ----> 7

Figure 1 a

CABLAGE DB9/DB9 (COMM'net à PC):

2 ----> 3
3 ----> 3
5 ----> 5

Figure 1 b

Si vous voulez gagner du temps ne réfléchissez pas trop car de toute façon vous vous tromperez (et M... comme MURPHY) et tôt ou tard vous serez obligés de permuter les fameux fils "2" et "3" de ces satanées prises !!!

En supposant donc que ceux-ci soient dans le bon sens (99 % des chances si vous n'avez pas trop réfléchi - 1 % des chances si vous vous êtes longuement cassé la tête) il n'y a plus qu'à...

alimenter le COMM'NET comme dans le cas précédent. EH BEIN NON, PC OBLIGE !!!

Le monde PC est en effet bien autre chose. Il est nécessaire d'éduquer cet affreux bambin pour devenir un "terminalus vulgarus" à l'aide d'un programme dit de "communication" dont le but sera d'établir et assurer la liaison entre la sortie du port série ("RS232" ou encore "COM1" ou "COMx") du PC et l'entrée SUBD 9 du COMM'NET. De nombreux logiciels réalisant cette fonction existent sur le marché. Citons des grands standards comme - PC TALK... PRO-COMM...

Afin de vous éviter une recherche fastidieuse, COMM'NET est livré avec l'un d'entre eux, déjà logiquement pré-configuré pour son emploi. Dans le cas d'emploi de logiciels différents, nous vous invitons à examiner le paragraphe suivant pour le paramétrage spécifique à l'application du COMM'NET.

Il ne reste alors qu'à modifier la configuration "hard" de votre COMM'NET pour passer du mode MINITEL au mode PC et lancer la communication avec ce dernier.

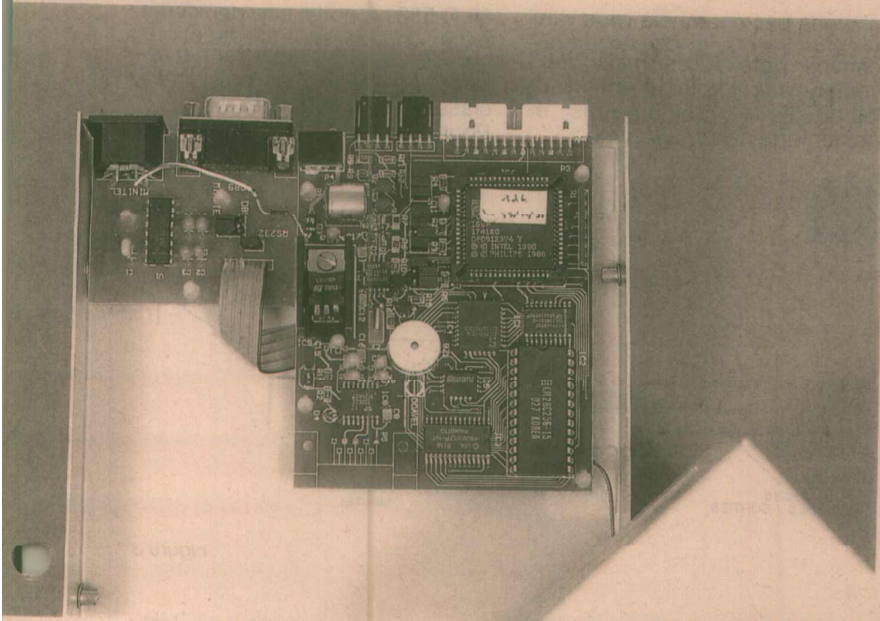
Pour cela (et hors tension cela va sans dire mais c'est mieux on l'écrivait), il est nécessaire de l'ouvrir et de modifier la position de 5 "jumpers" :

2 pour passer de la position DIN MINITEL à la position SUBD 9 PC,

3 pour passer de la position 1200 bauds à la position 9600 (voir tableau de la figure 2).

	IIC BUF	SCL BUF	SDA BUF	EW	BD1	BD2	QZ	EA	INT	EEP1	EEP2
Avec buffer IIC	avec cavalier	avec cavalier	avec cavalier					avec cavalier			
Sans buffer IIC	sans cavalier	sans cavalier	sans cavalier					avec cavalier			
Avec chien de garde				avec cavalier				avec cavalier			
Sans chien de garde				sans cavalier				avec cavalier			
MINITEL 1200 bauds					avec cavalier	avec cavalier		avec cavalier			
2400 bauds					avec cavalier	sans cavalier		avec cavalier			
4800 bauds					sans cavalier	avec cavalier		avec cavalier			
9600 bauds					sans cavalier	sans cavalier		avec cavalier			
Quartz 11.0592 Mhz							sans cavalier	avec cavalier			
Quartz 3.6864 Mhz							avec cavalier	avec cavalier			
Interruption ext.								avec cavalier	cavalier haut		
Interruption sur horloge								avec cavalier	cavalier bas		
EEPROM								avec cavalier		cavalier haut	cavalier haut
EPROM								avec cavalier		cavalier bas	cavalier bas

Figure 2



Maintenant vous pouvez réveiller le COMM'NET en enfonçant le jack d'alimentation ce qui, comme dans le paragraphe précédent a pour but... de voir apparaître sur l'écran du PC le fait que tout va bien.

Si tout cela fonctionne correctement, comme pour le mode MINITEL, le reste devient "basic" ou presque !

Les paramètres de communication

Avant "d'optimiser" (au risque de tout casser) votre communication entre votre PC et votre COMM'NET, nous vous conseillons de lire les lignes suivantes qui ont pour but d'éviter à termes de nombreux cris et grincements de dents.

Voici les principaux paramètres retenus pour la préconfiguration logicielle de la communication : 9600 bauds, pas de parité, 8 bits

de données, 1 bit de stop. Emploi du CR et du LF (carrriage return et line feed)

Et quelques temporisations pendant l'échange pour assurer le bon chargement (pour être certain des chargements, nous vous conseillons d'effectuer un "LIST" après la séquence de "upload").

L'avantage du mode PC

Bien que le MINITEL possède le gros avantage d'avoir été fourni gratuitement pendant longtemps, son emploi, quoique séduisant, reste un peu lourd pour ce genre d'application. Un PC offre quand même à cet égard quelques supériorités. A vous donc de choisir si votre bourse le permet.

Les logiciels de communication sont souvent performants et donnent une plus grande souplesse d'emploi, notamment lors

ASCII TRANSFER SETUP

ASCII UPLOAD

- 1) Echo locally YES
- 2) Expand blank lines YES
- 3) Pace character 93 (ASCII)
- 4) Character pacing 15 (1/1000 sec)
- 5) Line pacing 0 (1/10 sec)
- 6) CR translation NONE
- 7) LF translation STRIP

ASCII DOWNLOAD

- 8) CR translation NONE
- 9) LF translation NONE

des phases de développement et mises au point de vos programmes.

En effet, il est aisé de mettre en œuvre le chargement ("upload") et déchargement ("download") de programmes du PC vers le COMM'NET et réciproquement. Ces facultés vous permettront d'élaborer et surtout de modifier vos logiciels à l'aide de "l'éditeur" de votre choix (sans pester ni taper sur tout ce qui bouge comme cela est bien souvent le cas lors de la même manip réalisé avec un MINITEL !) puis de les charger via le programme de communication dans le COMM'NET.

EMPLOI EN MODE PC

Les "uploads"

Normalement pas de problème car c'est vous qui, à l'aide du PC pilotez l'échange PC vers COMM'NET en lançant le "upload" puis qui, après la phase de chargement, déclarez qu'il est terminé. (Par acquies de conscience, faites un "LIST" pour vous convaincre du bon transfert).

Les "downloads"

Les downloads sont légèrement plus complexes. Examinons en détails la procédure de cette opération.

Vous venez enfin de mettre au point votre merveilleux programme et vous voulez le sauver au chaud dans un coin douillet. L'opération du download commence.

Ici aussi c'est vous qui, à l'aide du logiciel de communication, allez initialiser cette manœuvre de "déchargement" en déclarant notamment un nom du fichier (destination) dans lequel vous désirez ranger votre "œuvre". Jusqu'ici, que des choses simples et standard.

Mais à ce stade, comment voyez-vous que le COMM'NET sache tout seul ce qu'il doit envoyer vers le PC ? Il ne sait même pas que quelqu'un désire écouter tout ce qu'il va raconter sur sa SUBD9 !

Pour continuer ce "download" il vous est donc nécessaire de lui donner un nouvel ordre de façon à lui permettre de pouvoir vider le contenu actuel de sa mémoire (votre chère œuvre) en direction de la prise SUBD9. Pour réaliser cette opération il est nécessaire de frapper "LIST" sur votre clavier. Cette commande BASIC a

pour effet de lister sur l'écran de votre PC le programme en cours mais en plus il a été prévu par COMM'NET d'en présenter simultanément son contenu sur la SUBD9 !

L'EMPLOI DU COMM'NET

L'emploi du COMM'NET n'est limité que par l'emploi de ses sorties extérieures et le langage BASIC (ou en fait la vitesse d'exécution du programme).

Trois prises sont disponibles (figure 3) :

- une I2C standard (pour des longueurs de 5 mètres max).
- une I2C bufferisée (jusqu'à environ 800 mètres).
- une prise HE10 comportant les principales fonctionnalités du microcontrôleur (80 C 552, tiens, tiens !) résidant sur la carte, c'est-à-dire :

n'avons pas cherché à vous vanter tous les mérites de ces applications potentielles mais nous voulons attirer votre attention sur les quelques particularités et points forts de cet appareil.

80 C 552. A noter une deuxième prise "bufferisée" (bi-directionnelle bien sûr) permettant d'affranchir l'I2C de ses problèmes classiques de distance. Pour la partie logique nous

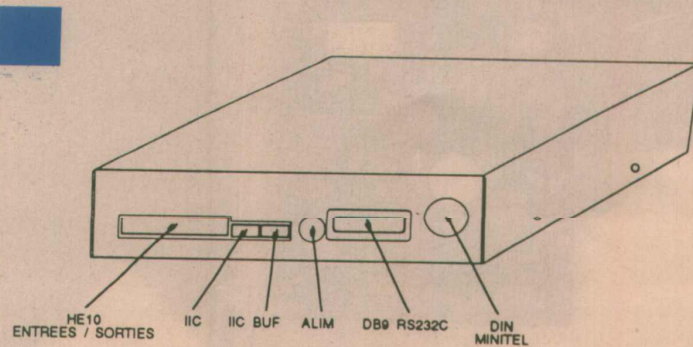
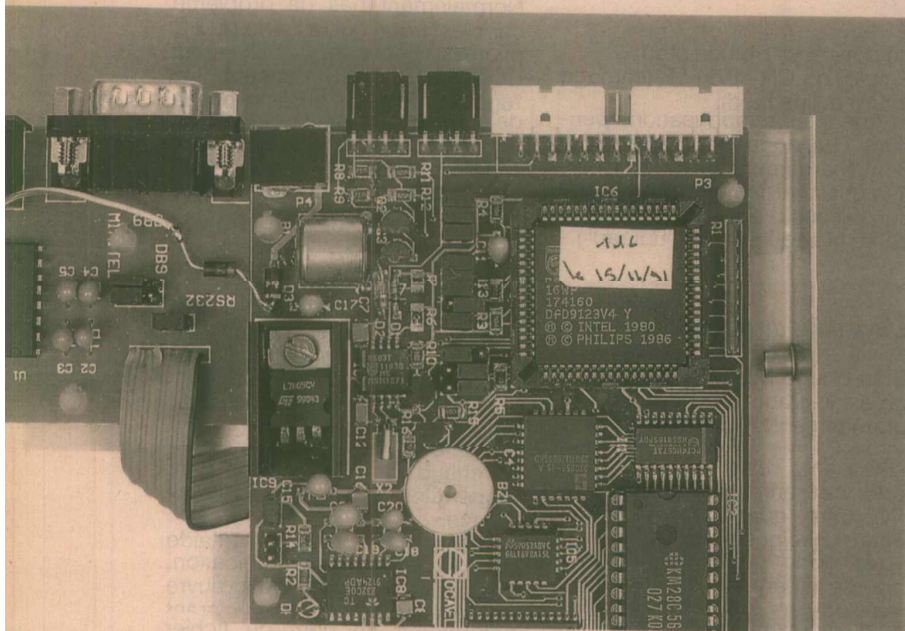


Figure 3



- les entrées de conversion A/D pour 8 convertisseurs sur 10 bits et le signal de début de conversion,
 - les deux sorties des PWMs,
 - une entrée d'interruption externe,
 - un port parallèle (le port 4),
 - le bus I2C,
 - et l'alimentation non régulée, de quoi concevoir de belles applications n'est ce pas !!
- Le champ d'utilisation du COMM'NET est bien trop vaste pour que nous puissions en faire le tour mais vos imaginations, aidés des nombreux articles déjà parus, vous permettront vos plus grandes fantaisies. Pour notre part, dans cet article nous

L'I2C du COMM'NET

C'est l'une des plus grandes particularités de cet ensemble. Comme nous avons quelques connaissances sur ce sujet, nous avons testé en détail pour vous les parties logicielles et matérielles de l'I2C du COMM'NET. De par l'interpréteur BASIC résident développé à cet effet, ces deux parties sont intimement liées.

En ce qui concerne la partie matérielle, elle est conforme en tout point à celle que nous vous avons décrite depuis de nombreux articles (est-ce vraiment un hasard ?) puisqu'étant réalisées autour de l'interface I2C du

allons principalement nous intéresser à la façon de programmer cet interface. En effet, en analysant le jeu de commandes BASIC qui ont été conçues spécifiquement pour le composant 80 C 552 BASIC, on découvre qu'elles comportent quelques singularités qu'il est bon de mettre en valeur.

Le jeu d'instructions "BASIC" I2C du COMM'NET

En fait que faire d'un COMM'NET si l'on ne se sert pas de l'I2C ? Voici une bonne question. Le COMM'NET a été développé pour pouvoir communiquer avec le monde I2C à l'aide de deux instructions BASIC permettant de commander les différents composants raccordés en Bus. Au global de l'application, l'intérêt de la programmation réside dans le fait de pouvoir créer un programme et de laisser "tourner" celui-ci automatiquement en mode dit "RUN" sans plus s'occuper de rien. Or tout ceci laisse poindre de nombreux problèmes à l'horizon de notre I2C si l'on y prend garde.

Afin d'éviter tous ces déboires, lors de la genèse du COMM'NET, ses concepteurs ont pris soin de prendre en compte le fait de la puissance de l'interface I2C que nous avons décrit le mois dernier en ce qui concerne les codes permettant une gestion plus aisée du protocole (08H, C8H, ...). Tous les espoirs vous sont donc permis pour sécuriser vos transmissions I2C. Examinez plus en détail tout ceci.

Écriture d'un composant I2C à l'aide du COMM'NET

L'instruction de base s'écrit de la façon suivante :
IIC adresse écriture, data, ..., data !

ex. : 10 IIC 46H, 00H, 0A5H, ..., 55H !

ce qui veut dire que vous écrivez dans le composant d'adresse I2C = 46H (un PCF 8574 en l'occurrence) (oui l'adresse est paire puisque l'on écrit, bit de W/R = 0 !) des petites données à la queue leu leu de valeurs 00H, A5H (oui il faut écrire 0A4H sinon le BASIC fait la tête) et terminer par un "!" . C'est super, ça marche !... mais !

C'était trop beau !

En effet, le programme résident de fonctionnement (dans l'EPROM du COMM'NET) comme nous vous l'indiquons le mois dernier a "pushé" la valeur du code vous indiquant où en est la transmission et, si par hasard vous oubliez de "poper" (de "de-pusher" en bon français) cette valeur, à vous les anguissantes métaphysiques des "piles" ou autres "stacks" de tous poils.

Vous êtes donc condamné à écrire systématiquement (mais remarquez quand même que c'est pour votre bien !) :

ex. : 10 IIC 40H, 24H !

20 POP Z

afin de désengorger la "pile". Vous allez nous dire pourquoi "Z" ? . Nous vous répondrons pourquoi pas ! Il faut bien baptiser la valeur ainsi obtenue.

Bien. Vous êtes très fier de vous. Vous avez une variable "Z" qui a pour contenu la valeur significative des codes de l'état de la transmission.

Différentes hypothèses s'offrent à vous :

1) Vous vous en moquez et vous continuez votre programme en ignorant totalement cette valeur avec un mépris qui n'a d'égal que la qualité de la transmission espérée de l'I2C !

2) Vous décidez d'en connaître la valeur en effectuant un `spendi` de : `30 PRINT Z` sournois et hypocrite et vous courez vite au tableau **figure 4** pour en connaître les significations,

3) pas mécontent d'en connaître les valeurs (avec ou sans `PRINT Z`) vous décidez d'en gérer intelligemment leurs significations, du style :

"si Z = 32 (20H), puisque cela signifie que ce composant I2C est absent, je décide de crier **AU SECOURS, RENDEZ-MOI MON COMPOSANT!!!**" Vous créez ainsi votre sub-routine des

- 0: pas d'erreur pendant la transaction.

- 10H: une condition de double start a été reçue.

- 20H: l'adresse et le write ont été envoyés mais pas d'ACK reçu.

- 30H: la donnée a été envoyée mais pas d'ACK reçu.

- 38H: arbitrage du BUS perdu.

- 48H: l'adresse et le read ont été envoyés mais pas d'ACK reçu.

- 58H: une donnée reçue mais pas d'ACK renvoyé.

avatars possibles ou probables de votre euphorie réalisation et vous vivez heu-reux.

Lecture d'un composant I2C à l'aide du COMM'NET

L'instruction de base s'écrit de la façon suivante :

IIC adresse lecture, nombre de datas à lire,

ex : 10 IIC 47H, 10

ce qui veut dire que vous voulez lire dans le composant d'adresse I2C = 47H (le même PCF 8574 que précédemment en l'occurrence) (oui l'adresse est impaire puisque l'on lit, bit de W/R = 1 !) 10 petites données à la queue leu leu.

C'est super, ça marche ! ... mais c'était encore trop beau !

De façon identique à l'écriture, le programme résident du COMM'NET a "pushé" ici aussi la valeur du code vous indiquant où on en est de la transmission. A nouveau à nous les POPs.

Vous êtes donc re-condamné à écrire systématiquement (mais remarquez quand même que c'est toujours pour votre bien !) :

ex : 10 IIC 47H, 10

20 POP Z

afin de désengorger la "pile". Vous allez nous dire encore "Z" . Nous vous répondrons pourquoi pas car tant que l'on tient une variable pour cette tâche ingrate mais combien utile, autant la garder !

Bien sûr vous êtes à nouveau très fier de vous. Les mêmes hypothèses que précédemment s'offrent à nouveau à vous :

1) vous décidez de vous en moquer éperdument.

2) Vous décidez d'en connaître la valeur en effectuant un : `25 PRINT Z` toujours aussi sournois et hypocrite et vous courez au tableau **figure 4**.

3) Vous décidez d'en gérer intelligemment leurs significations à l'aide de votre superbe sub-routine.

Mais à ce stade vous n'avez que "POPé" Z ! et pas du tout les 10 valeurs que vous souhaitez remonter. A vous donc une rebolotte de POP "A" pour "de-stacker" toutes vos chères valeurs avec un programme du style :

30 FOR A = A TO 10

49 POP A

50 PRINT A : rem "c'est pour les petite curieux"

60 bla bla ... : rem "gestion des valeurs de A"

.....

90 NEXT

Arrivé à ce point, normalement vous ne devriez plus avoir de problèmes d'I2C. A titre d'exemple deux "micro-programmes" vous sont donnés **figures 5 et 6**. Nous évoquerons dans un prochain article l'utilisation détaillée des convertisseurs A/D et la manière de les commander. A bientôt donc.

Dominique PARET

```

10 PCF1=44H
11 PCF2=46H
20 ADRES1=PCF1
21 ADRES2=PCF2
22 VAL1=00H
23 VAL2=00H
24 VAL1=VAL1+01H
25 IIC (ADRES1), (VAL1) : POP Z
26 IF (VAL1=FFH) THEN GOTO 32
27 GOTO 26
28 END
29 VAL2=VAL2+01H
30 IIC (ADRES2), (VAL2) : POP Z
31 IF (VAL2=FFH) THEN GOTO 22
32 PRINT Z
33 IF (Z=20H) PRINT "pcf absent"
34 GOTO 25
35 GOTO 25
36 END

```

Figure 5

```

SAA1064 .BAS
10 IIC 76H, 00H, 77H, 48H, 48H, 48H, 48H : POP Z
20 A=1
21 IF A=125 THEN GOTO 30
22 A=A+1
23 GOTO 21
30 IIC 76H, 00H, 77H, 00H, 00H, 00H, 00H : POP Z
31 B=1
32 IF B=125 THEN GOTO 10
33 B=B+1
34 GOTO 32
35 END

```

Figure 6

We did it again SCHÉMA III

pour les utilisateurs de Layo 1, voici notre dernier né : le célèbre logiciel américain de saisie de schémas (120 000 utilisateurs professionnels aux USA, 1 version française, 2 000 lignes de données et 2 000 des 30 000 symboles disponibles pour 271,50 F HT (manuel/tutorial en français : 169,71 F HT). Net list au format LAYO.

LAYO1

Et ça continue
En raison de vos réactions
massivement enthousiastes nous
maintenons notre offre.
La Fête des 80 %

LAYO FRANCE Sarl, Château Garamache, Vallée de Sauvonne, 83401 HYERES.

La fête des 80 %

Ça y est ! un cap est passé ; et c'est donc la fête et pour nous et, si vous continuez à nous lire, pour vous aussi. Vous ne devriez pas être surpris d'apprendre que Layo 1 Plus Limitée a passé le cap des 30000 utilisateurs en France, ceci grâce au phénomène de "bouche à oreille", assisté par l'ensemble de la presse de l'électronique et, surtout, soutenu par notre philosophie de la "diffusion gratuite". Et tout cela en 18 mois seulement.

Un millier d'entre vous environ utilisent la version double (2000 vecteurs) 100 % francisée et plus de 500 bureaux d'études peuvent, avec la version industrielle de notre produit, travailler dans la bonne humeur avec des économies de temps de conception.

Nombreux avez-vous été à nous remercier de vous avoir fourni un logiciel de FCAO aussi puissant et confortable.

Comme nous sommes conscients que vous aimeriez tous disposer d'un nombre de lignes de données (vecteurs) plus important, c'est à notre tour maintenant de vous remercier, ce que nous faisons de bon cœur à l'aide de la fantastique offre suivante :

Nous proposons, aux 1000 premiers d'entre vous à se décider, de ne payer que 20 % seulement du prix catalogue pour une version Layo1 Plus QUATRO (4000 vecteurs) ;

1440 F. Ht.

Utilisateurs des Versions DOUBLE, JUNIOR, et PLUS rassurez-vous, nous avons également pensé à vous. Informez-vous par minitel 3617 code LAYO, rubrique LOGI.

Cette offre comporte en outre un abonnement gratuit d'un an à **ELECTRONIQUE RADIO PLANS** pour toutes les commandes passées par minitel 3614 code LAYOFRANCE, (taper très sensiblement le traitement).

Des questions ? 3617 code LAYO rubrique BAL. Vous y trouverez une réponse le lendemain.

Tel. : 94.28.22.59 - Fax : 94.48.22.16 - Minitel : 3614 Code Layo France
— 80 % sur Layo 1 Q

PROGRAMMATEUR UNIVERSEL SUR PC

3990 Frs H.T. *

CARACTERISTIQUES

- Programme EPROMS - EEPROMS
- PROGRAMMATION MONOCHIPS - PAL - CPLD - GAL
- Test des CI RAM - TTL - CMOS.
- Horloge hardware
- Protégé contre les sur-tensions et les courts circuits

DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE

Le programmeur UNIVERSAL ALL 03 est livré avec les éléments suivants :

- Carte courte s'insérant dans un PC/XT/AT/386
- Programmeur extérieur se branchant sur la carte
- 6 disquette 5 1/4 avec tous les programmes décrits.
- Manuel technique

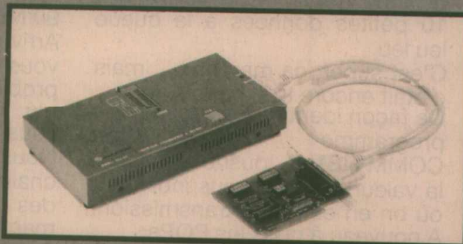
CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Le programmeur UNIVERSAL ALL03 possède toutes les caractéristiques d'un programmeur standard.
- Copie à partir d'un master.
- Copie à partir d'un disque dur ou disquette.
- Sauvegarde sur disque dur ou disquette.
- Modification en codes HEX.
- Accepte les fichiers standards.

Principales commandes :

- LOAD DISK - SAVE DISK - EDIT - DUMP - BLANK
- CHECK - PROGRAM - READ MASTER - VERIFY - COMPARE - PRINT - TEST - HEX OBJ (convertit les fichiers objet de code HEX en code binaire exécutable)

* 6290 f avec Garantie 2 ans et mise à jour gratuite

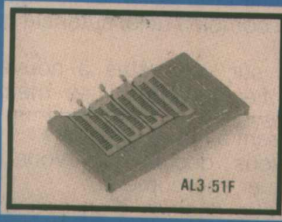


ADAPTATEURS POUR ALL 03

Avec un adaptateur pour le programmeur ALL 03 vous avez la possibilité d'étendre puissamment les capacités du ALL 03.

Les adaptateurs ont pour but

- 1° soit de faire de la multiconnexion hautier
- 2° soit de programmer des composants PLCC
- 3° soit de programmer des composants spéciaux



PROGRAMMATEURS D'EPROM

à partir de 1850 frs H.T.

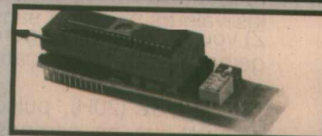


Simple d'utilisation

acceptent toutes les commandes standard
acceptent toutes les fonctions standard
Utilisent une cartes pour PC ou le port série

Modèle EW 701	copie par 1 jusqu'à 1 Mo
Modèle EW 704	copie par 4 jusqu'à 1 Mo
Modèle EW 708	copie par 8 jusqu'à 1 Mo
Modèle SEP 81	copie par 1 jusqu'à 4 Mo
Modèle SEP 84	copie par 4 jusqu'à 4 Mo
Modèle SEP 88	copie par 8 jusqu'à 8 Mo
Modèle EPP1 - RS232	par port série

ADAPTATEURS UNIVERSELS



Quel que soit votre programmeur d'EPROM ces adaptateurs vous permettront la programmation de MONOCHIPS (DIP, PLCC, PGA) ou EPROM 1 à 8 Mo sans modification de votre système.

SOFTWARE FRANCE

23, avenue du 8 mai 1945 - 95200 SARCELLES - TEL. : 39.92.40.51

Selectronic

BP 513

59022 LILLE CEDEX

TEL : 20 52 98 52

FAX : 20 52 12 04

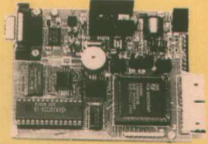


COMM'net :

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'IC, PRENEZ LE BUS DE L'AVENIR. Enfin, signalez que le COMM'net est disponible en version OEM pour une utilisation 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 0 E/C logique (extensible à l'infini par le BUS-PC)
- 1 port RS-232C - 1200 (Minitel) à 9600 bauds
- ports PWM
- entrée d'interruption ext.
- Chien de garde intégré soft
- Langage BASIC
- Horloge-calendrier intégré (poss. interruption)
- 256 octets de mémoire
- Moteur BASIC intégré
- 32K de RAM système
- EEPROM 32K pour
- Présenté en boîtier me
- Etc...

Ceci n'est qu'un aperçu de ses immenses possibilités.

Le COMM'net en version OUTIL DE DEVELOPPEMENT, est livré en mallette avec une documentation extrêmement détaillée (en français : 200 pages), le BASIC intégré, un logiciel de communication (3,5"), un bloc alim. secteur et un

LES PERIPHERIQUES DE COMM'net : Pour compléter COMM'net, il existe une multitude de modules PC regroupés dans notre Catalogue des Périphériques. Le détail de ces modules vous sera adressé sur simple demande.



SI VOUS DESIREZ EN SAVOIR PLUS :

- Nous pouvons vous adresser sur simple demande une fiche descriptive.
- Nous pouvons aussi vous fournir le Manuel de l'Utilisateur livré en mallette. Le prix de 250,00 F récupérables en cas d'acquisition du COMM'net.
- Le Manuel COMM'net.
- Le COMM'net version OUTIL DE DEVELOPPEMENT, livré en mallette.

CONDITIONS GENERALES DE VENTE : Règlement à la commande. — COLISSIMO : Supplément 20,00 F — Règlement en contre-remboursement. Les prix indiqués sont TTC.

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 affichage LCD 2 x 16 caractères. Le fréquence-mètre peut être utilisé indépendamment. 2 versions : FG-506 : 0 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 PLANO 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 sériables (0 à 64 V)
- Mode TRACKING
- Courant de sortie : 0 à 2 A
- Compatible GPIB/IEEE-488.1
- Programmation par clavier avec indications sur LCD 2x16 c. lumineux
- Entrée protégée et isolée
- Dimensions : 21 x 15 x 40 cm
- Poids : 1,5 kg



GENERATEUR FG-506	113.1424	3928,00 F
GENERATEUR FG-513	113.4299	5160,00 F
ALIMENTATION PPS-2322	113.4298	5650,00 F

REILS AMREL : IMPORTES PAR SELECTRONIC Documentation détaillée sur simple demande.

PROGRAMMATEURS D'EPROM

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.

L'EPP-2 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
Acquisition Support	ATS287C	MOTOROLA, etc, etc et etc
Alimentation	ZIF-28	ZIF-32
Poids	220 V/4,5 VA	220 V/8 VA
Dimensions	0,62 kg	0,78 kg

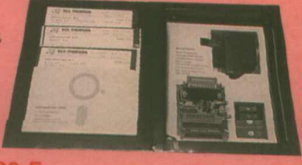
Programmeur EPP-1	113.1579	1080,00 F
Programmeur EPP-2	113.1582	1750,00 F

NOUVEAUTE

DEVELOPPEMENT ST-6 STARTER KIT

Le nouveau micro-contrôleur ST 6210/15 SGS-THOMSON comprend :

- techniques (en anglais)
- 15 1/4" (assembleur, éditeur, simulateur, ex. d'applications...)
- logiciel de développement avec port parallèle
- secteur
- insertion nulle
- 15F1 version UV
- 15F1 version UV
- documentation détaillée sur simple demande



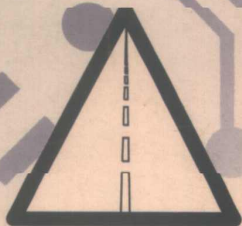
Programmeur Starter Kit 113.2210 1490,00 F

Le prix pour frais de port et d'emballage. Commande supérieure à 700 F : port et emballage gratuits. Les prix sont selon taxes en vigueur. — Colis hors normes PTT : expédition en port dû par messageries. — Pour vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

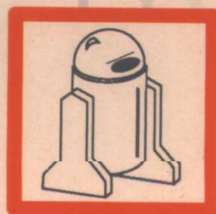
Le Code du Nouveau Routeur



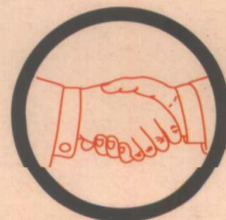
Attention !



Un nouveau routeur



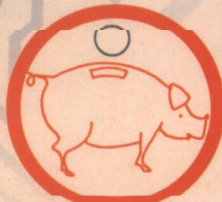
automatique,



convivial,



plus puissant,



abordable.



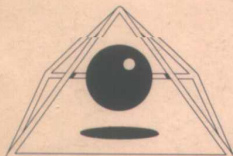
Gain de temps



et service en plus :



signé



ALS DESIGN



OrCAD



SOS Informations
46 04 30 47

CAO Electronique : le nouveau routeur PCB.

ALS Design c'est aussi :

- La simulation Logique, Analogique, Mixte
- La conception de circuits logiques programmables
- La CFAO
- L'électrotechnique
- Une station de travail SPARC® révolutionnaire.



OrCAD



More Designs from More Designers



MicroSim Corporation

Le Savoir et le Savoir-faire

Nouveau :

Distribution exclusive des stations de travail compatibles SPARC® en France,

TATUNG
SCIENCE & TECHNOLOGY, INC.

maintenance et service assurés par

Prime
Computervision

ERP 04/92

Nom :
Société :
Adresse :
.....
Tél. : Fax :

Je desire recevoir votre documentation sur vos produits.

Je souhaite avoir de plus amples informations sur le nouveau routeur PCB.



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart 92100 boulogne
Tél. : (1) 46 04 30 47
fax : (1) 48 25 93 60