

RADIO PLANS

LES E2PROM SÉRIE SÉCURISÉES
FILTRAGE MULTIVOIE DYNAMIQUE
BUFFER D'IMPRIMANTE INTELLIGENT
CHARGEUR RAPIDE AA/R6
LE COMPTEUR-FRÉQUENCEMÈTRE
HP53131A HEWLETT-PACKARD



T2438 - 548 - 24,00 F



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

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

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

Claude DUCROS

Marketing/Ventes :

Jean-Louis PARBOT

Tél. : 42.00.33.05.

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA

11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.

Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 42.00.33.05

C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT

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'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

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

Ce numéro a été tiré à 40 400 exemplaires

Dépôt légal juillet 93 - éditeur 1724

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 29 Mesure de niveau par capteur capacitif.
- 57 Ensemble de filtrage actif dynamique.

REALISATIONS

- 75 Chargeur rapide pour accus AA/R6.
- 81 Carte convertisseur N/A 8 bits pour PC.
- 87 Buffer d'imprimante 1 M octets intelligent.

TECHNIQUE

- 11 Périphériques programmables pour microcontrôleurs.

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 Le HP 53131A, compteur- fréquence-mètre universel (Hewlett-Packard).
- 37 Tektronix et les tests IEM/CEM.

CIRCUITS D'APPLICATION

- 23 Les E2PROM série sécurisées.

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 65 Le DSP 56001 Motorola (2).

CDAO

- 49 TINY-ICE : émulateur 80C51 simplifié.

COMMUNICATION

- 43 Le NAB 93 à Las Vegas.

INFOS

- 53 - Protection Transil General Semiconductor.
- Capots et boîtiers MECAFI, CEM.
- Nouvelle famille de CI linéaires 3V chez T.I.
- 56 - CI d'alimentation et programmation de mémoires flash, MAXIM.
- La famille d'EPLD 7300 XILINX.
- 77 - Les microcontrôleurs 68HC08 Motorola.
- 80 - L'IMC 800 Camera CCD monochrome, I2S.
- Compilateur logique floue pour la famille ST6.
- 86 - Module de temporisation STM, Elesta.
- La centrale de mesure EGF ACQUI-LAB.
- Un automate de test pour batteries : le TB 30 Dicomtech.
- 94 - Le HIP 5061, convertisseur à découpage en TO220.
- Carte processeur de signal stéréo Digimétrie.
- Le CDA 845 : thermo-hygromètre, Chauvin Arnoux.
- 96 - L'EAO et Fitec.
- Adaptateur pour prises RJ.
- Nouveautés Analog Devices.

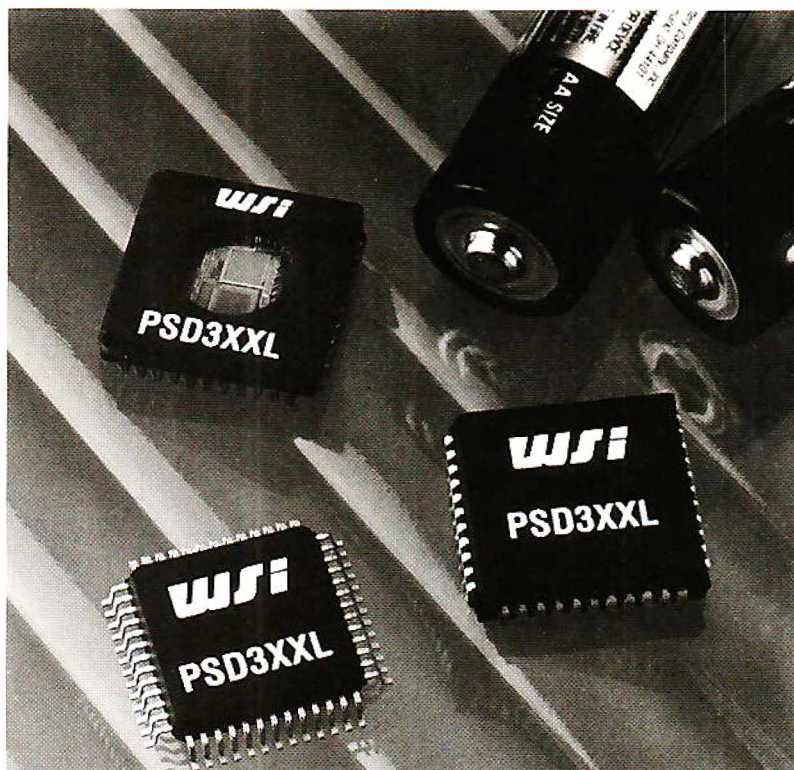
Ont participé à ce numéro :
J. Alary, J.-Y. Bedu, P. de Carvalho, C. Djabian,
A. Garrigou, G. Girolami, P. Gueulle, P. Oguic,
Ch. Pannel, D. Paret, R. Schnebelen.

Les périphériques programmables PSD 3XX WSI

Lors des derniers articles, nous avons traité des problèmes levés par la CEM (ERP 547), en orientant nos propos principalement autour des composants tels que les microcontrôleurs et des circuits imprimés immédiatement environnants (routages, connecteurs, ...). Nous avons insisté plus particulièrement sur le fait que les «dimensions» mises en œuvre devaient être les plus «courtes» possible.

En plus d'exigences CEM, il existe à ce jour de nombreuses autres raisons (réduction de surface, de volume, de masse, de souplesse d'application, d'opportunité, de facilité de conception, de coût,...) qui font converger les fabricants de composants vers l'introduction sur le marché de certaines nouvelles familles de circuits intégrés.

Parmi ceux-ci, la société américaine WSI a développé une gamme de produits dits «Programmable Peripherals» pour applications à microcontrôleurs et satisfaisant tous ces souhaits. De plus, il y a quelques mois, le PHILIPS semiconductors a annoncé qu'il assurait mondialement la double source de cette famille de produits baptisés PSD3XX.



PÉRIPHÉRIQUES PROGRAMMABLES POUR MICROCONTRÔLEURS

But de l'opération

Le but final de cette famille de composants consiste à satisfaire les principaux points suivants :

a) réduire au strict minimum le nombre de composants (toute la «glue» logique) autour du microcontrôleur à l'aide d'un «monochip» et donc réduire les coûts, volumes, EMC,...

b) du fait que ces circuits sont programmables, ceci doit permettre (à même implantation physique sur le circuit imprimé) de reconfigurer facilement et rapidement les fonctionnalités «hardware» d'une carte en la rendant de ce fait plus «universelle», donc en offrant des solutions pour satisfaire rapidement de nouvelles opportunités commerciales (et ne plus entendre crier et pleurer les équipes de marketing pour causes de «pertes» d'affaires !).

Notre plan de présentation de ces produits s'effectuera en trois grandes étapes.

Ce numéro vous présentera ces produits et leurs possibilités générales d'application.

Le numéro suivant vous apprendra, à l'aide d'un cas précis d'application complexe déjà existant, comment réduire à la «cuisson» la structure de son schéma au strict minimum, et nous vous offrirons un «cuivre» d'application à usage général.

Enfin, pour terminer cette «série», nous donnerons la marche à suivre pour programmer ces circuits.

L'architecture des PSD3XX

L'architecture générale de l'un des composants de la famille des PSD3XXX est donnée aux figures 1 et 2 et nous allons maintenant assurer la visite guidée.

Le schéma bloc de la figure 1 donne l'architecture globale d'un tel circuit. Celui-ci comprend la quasi-totalité des périphériques classiques nécessaires à l'élabo-

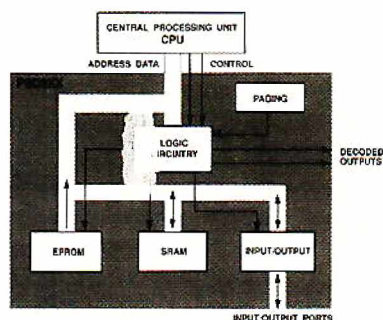


Figure 1

ration d'une application ayant une CPU à microcontrôleur, c'est-à-dire :

a) des mémoires, de la RAM d'une part et de la mémoire programme (EPROM UV ou OTP) d'autre part, y compris leurs possibilités de pagination ;

b) toute la logique nécessaire au traitement des signaux classiques de «service» (Read, Write, Address Latch Enable, Chip Select,...).

c) de la logique programmable (de type PLD) pour satisfaire la majorité de vos fantaisies (souvent nécessaires) autour du microcontrôleur, citons par exemple «codage» ou «décodage» de nombreuses interruptions ;

d) et enfin pour terminer ces généralités, la reconstruction de ports d'I/O pour ne pas pénaliser les ressources propres du microcontrôleur et pouvoir assurer des «emboitements» de nombreux circuits entre eux tant «horizontaux» (en largeur de bus) que «verticaux» (en profondeur de sous-systèmes associés).

Reprenons dans le détail tout ceci à l'aide de la figure 2.

Premièrement et d'abord cette famille de circuits possède 44 broches (PLCC QFP...), voir figures 3 et 4.

Déjà ce nombre définit l'arsenal des broches d'entrées/sorties disponibles pour nos fantasmes futurs !

Le bus d'adresses/données

16 broches sont réservées à cet usage et c'est déjà ici que surgissent les fausses difficultés.

Sont-ce 2 x 8 bits ? Sont-ce 16 bits d'adresses ou de données ou d'adresses/données multiplexées ou etc. ?

Cette famille de circuits a été élaborée pour satisfaire tant les microcontrôleurs 8 bits à bus «adresses-données» séparées ou encore les bus «adresses/données» multiplexés et les microcontrôleurs 16, 32, 64 bits en les cascadeant.

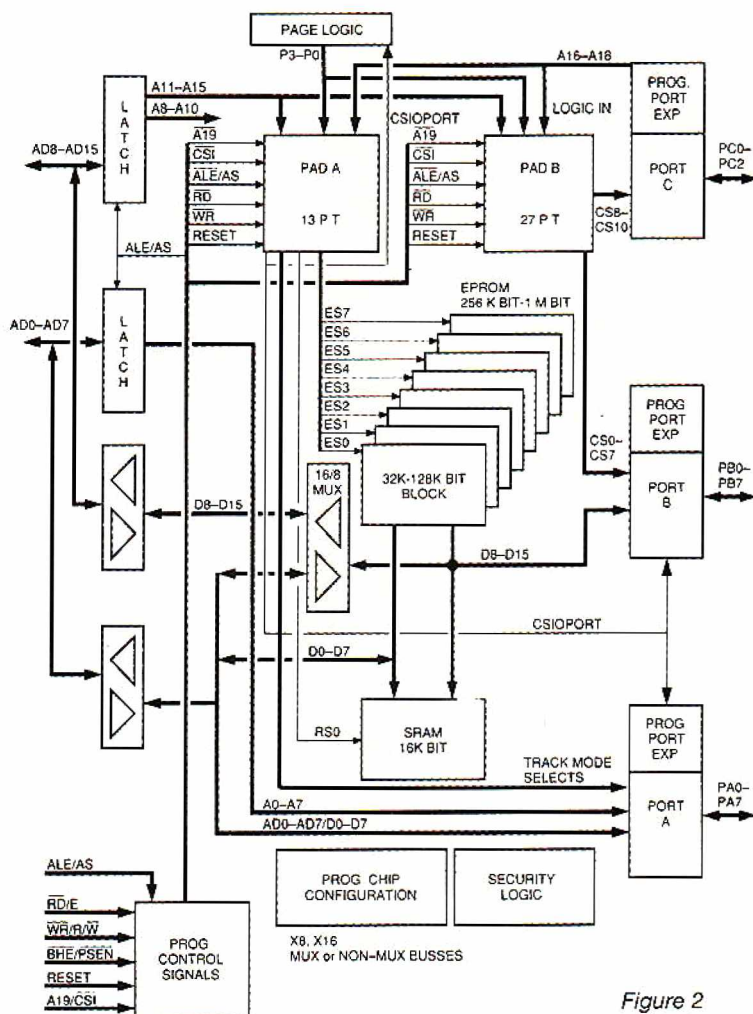


Figure 2

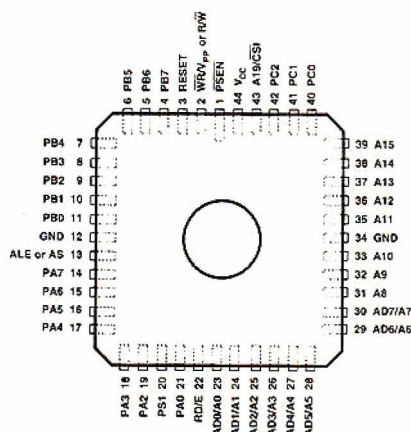


Figure 3

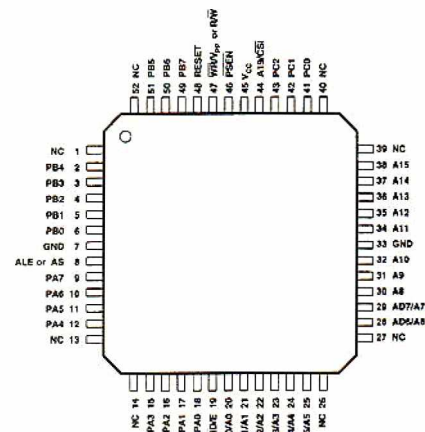
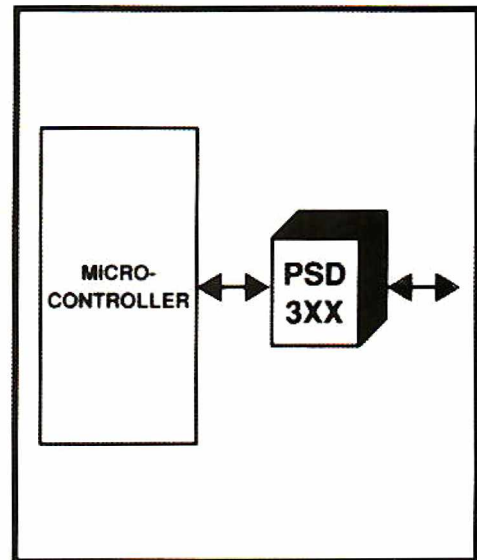
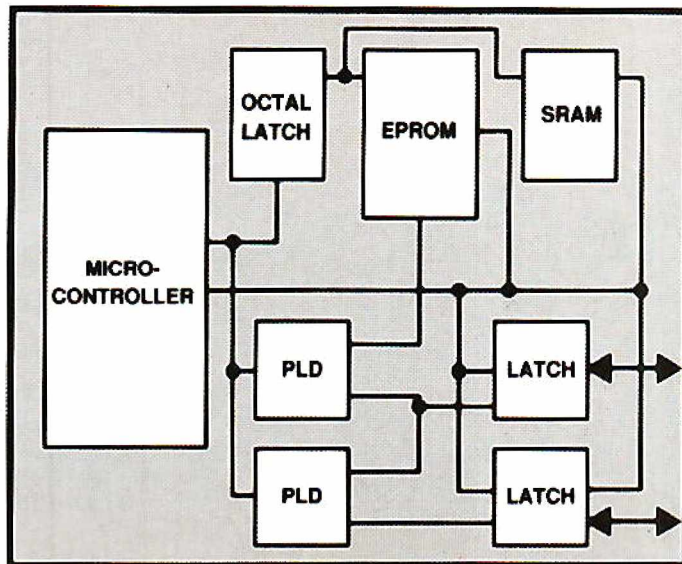


Figure 4

Si l'on regarde attentivement la figure on s'aperçoit que le circuit contient les «latches» d'adresses dont auront besoin tous les microcontrôleurs ayant des bus multiplexés temporellement, par exemple ceux de la famille 80C51.

Toute liberté vous sera donc offerte au niveau du choix du type des microcontrôleurs. Afin de ne pas tomber dans l'encyclopédie

en 18 volumes décrivant l'interfaçage à tous les types de microcontrôleurs, nous nous restreindrons dans nos explications aux applications de la famille 80C51 car abondamment décrite dans la revue et nous vous donnerons quand cela sera nécessaire les grandes lignes pour des applications de type 68HC... ou encore en 16 bits les 68 000 ou 90C. Evidemment, il faut bien que le



circuit intégré comprenne avec quel microcontrôleur il travaille et comment il doit s'organiser pour traiter les signaux de service.

A cet effet, un certain nombre de broches ayant fréquemment de doubles fonctionnalités ont été prévues de façon à pouvoir, lors de la programmation, personnaliser le type de CPU avec qui il est censé fonctionner.

Pour vous faciliter la tâche, le logiciel de programmation du circuit, comme nous le verrons plus tard, s'occupe pratiquement de tout si vous lui déclarez la famille de micro dont il s'agit.

Par exemple pour le 80C 51, voir la **figure 5**, pour les 68 000/90C xxx, la **figure 6**.

De plus, en cas de «bêtes» étranges, la polarité de certains signaux peut être modifiée. Bref, après tout ce petit ménage de démarrage pas trop compliqué à effectuer, nous allons passer aux choses plus nobles.

Configuration	Bits	Function
CDATA	0	8-bit data bus
CADDRDAT	1	Multiplexed address/data
CRRWR	0	Set RD and WR mode
CA19/CS1	0	Set CS1 input power-down mode
CALE	0	Active HIGH ALE
CRESET	1	Active HIGH RESET
COMB/SEP	1	Code and data memory separate
CPAF2	0	Input/Output Port A
CPAF1	00H	Input/Output Port A (0-7)
CPBF	FFH	Input/Output Port B
CPCF	111B	Outputs CSB-CS10
CPACOD	00H	Configure CMOS outputs Port A
CPBCOD	00H	Configure CMOS outputs Port B
CADDHLT	X	"Don't care" for latched A16-A19
CSECURITY	0	No security

Figure 5

Configuration	Bits	Function
CDATA	1	16-bit data bus
CADDRDAT	0	Non-multiplexed address/data
CRRWR	1	Set R/W and E control inputs
CA19/CS1	1	Enable A19 input
CALE	X	ALE polarity set at "don't care"
CRESET	0	Active LOW RESET
COMB/SEP	0	Combined memory mode
CPAF2	X	"Don't care" Port A
CPAF1	XX	"Don't care" Port A
CPBF	X	"Don't care" Port B
CPCF	110B	Enable A16 and A17 Out, A18 In
CPACOD	00H	Configure CMOS buffers Port A
CPBCOD	00H	Configure CMOS buffers Port B
CADDHLT	0	Transparent A16-A19
CSECURITY	0	Security off

Figure 6

Les accès mémoire

Une grande partie de ce travail est effectuée à l'aide du «PAD A» (PAD pour Programmable Array Decoder) dans lequel, comme vous pouvez le remarquer sur la figure 2, tous les signaux de service sont insérés.

Prenons le cas d'application de ces circuits avec la famille 8x C xxx. Tout d'abord, les **figures 7 et 8** indiquent comment on peut réaliser les deux cas d'application classiques qui sont :

a) le cas où les deux espaces mémoire RAM et (EP)ROM sont des

espaces totalement séparés (c'est-à-dire pas de code exécutable dans la RAM) ;

b) le cas où ces espaces sont «combinés», c'est-à-dire lorsque l'on pourrait ou pas exécuter du code si celui-ci était disposé dans la RAM. A cette occasion, on peut remarquer que ce cas devient de plus en plus fréquent car nombre d'applications commencent à utiliser des mémoires Flash E(2) PROM en lieu et places des RAM et E(2)PROM pour réaliser des systèmes «téléchargeables».

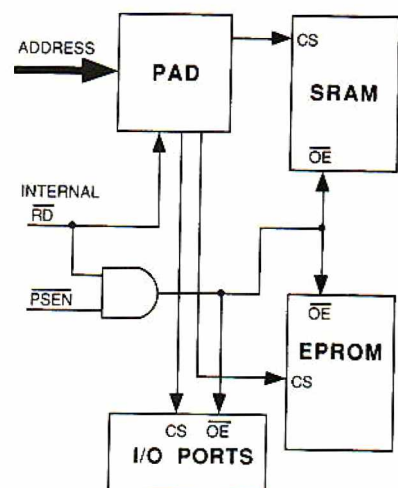


Figure 7

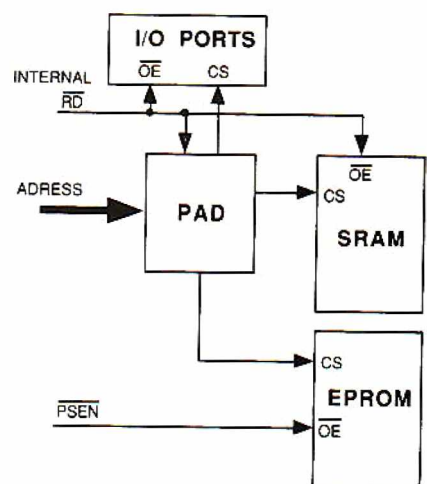


Figure 8

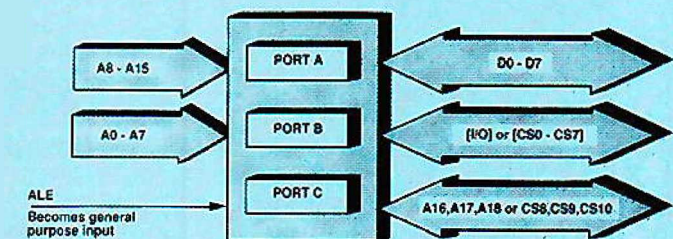


Figure 9

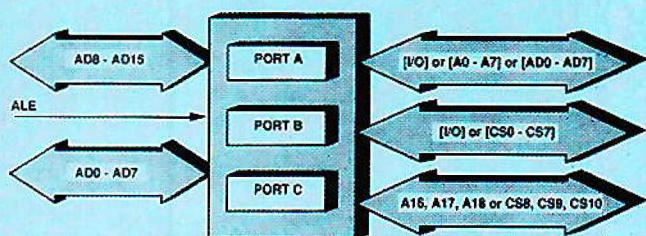


Figure 10

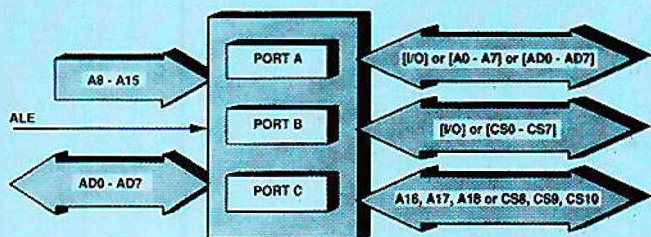


Figure 11

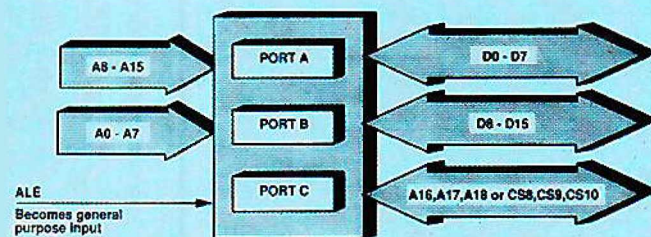


Figure 12

Comme le montre ces figures, le PAD (ainsi que la logique) s'occupe de réaliser les bonnes connexions lorsque l'on déclare le type d'application lors de la programmation.

Les figures 9 à 12 indiquent les structures générales des autres types de réalisations qui peuvent être envisagées selon les bus disponibles.

Ces figures simples d'aspect montrent comment sont dispatchés les différents ports de sortie (A, B, C) en fonction des PAD A et B, en montrant qu'il est aisé de reconstruire les informations pénétrant dans le circuit et consommant des broches pour d'autres usages, notamment les adresses/données.

Le reste est laissé à votre entière discrétion à l'aide de la programmation des PAD A et B dont le schéma interne est donné figure 13.

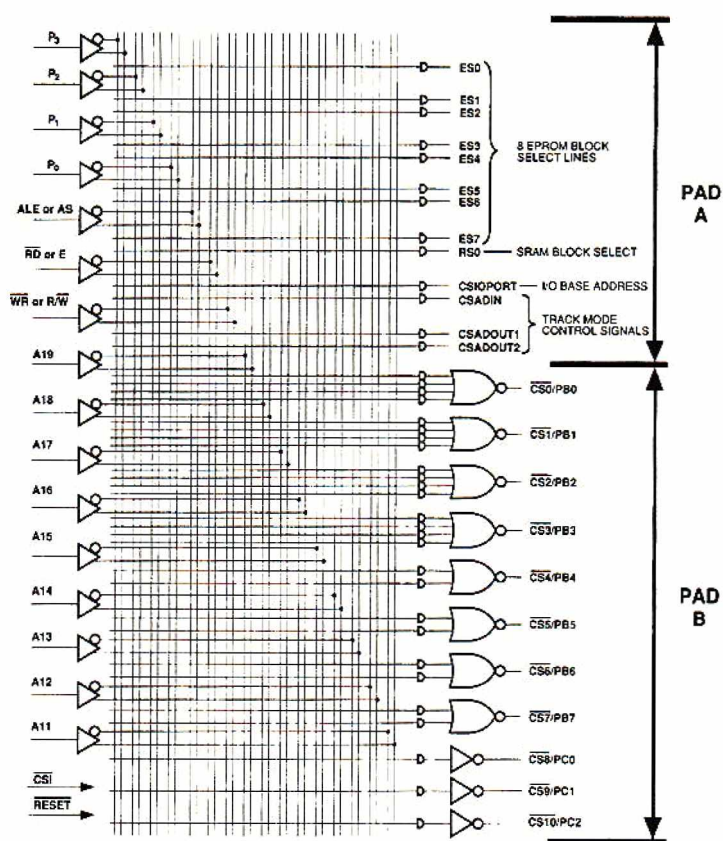


Figure 13

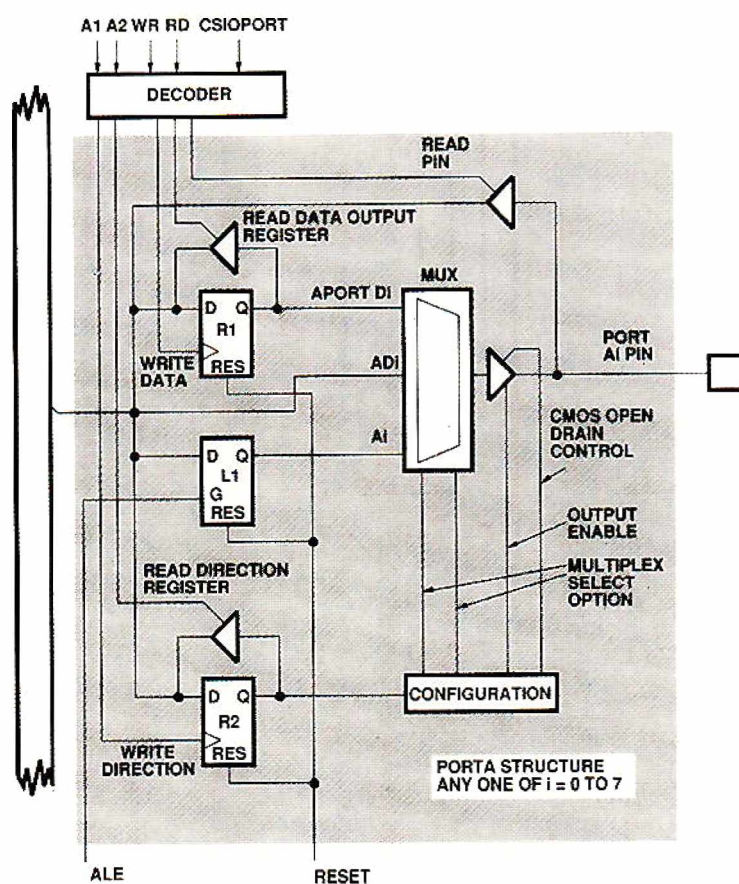


Figure 14

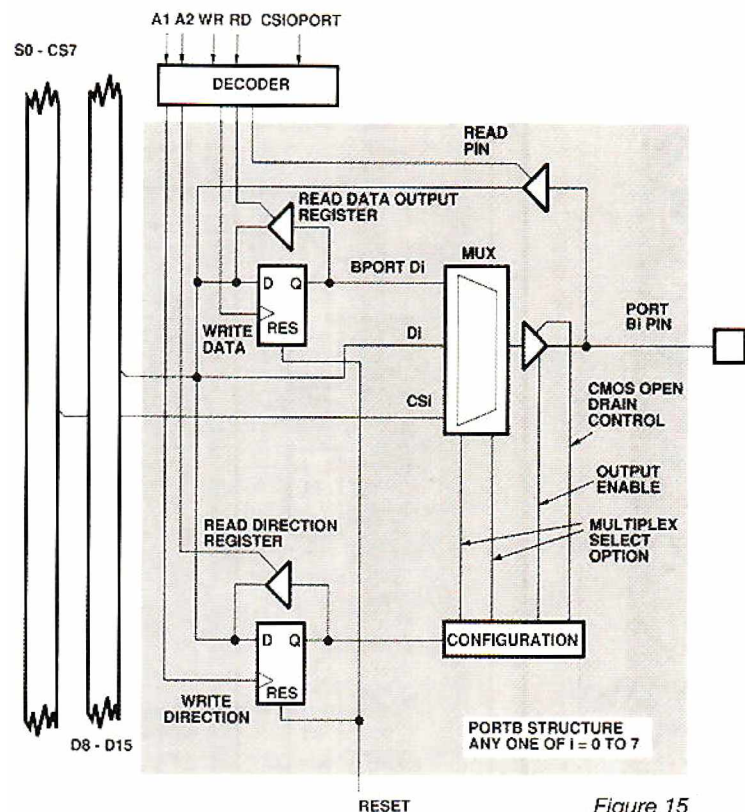


Figure 15

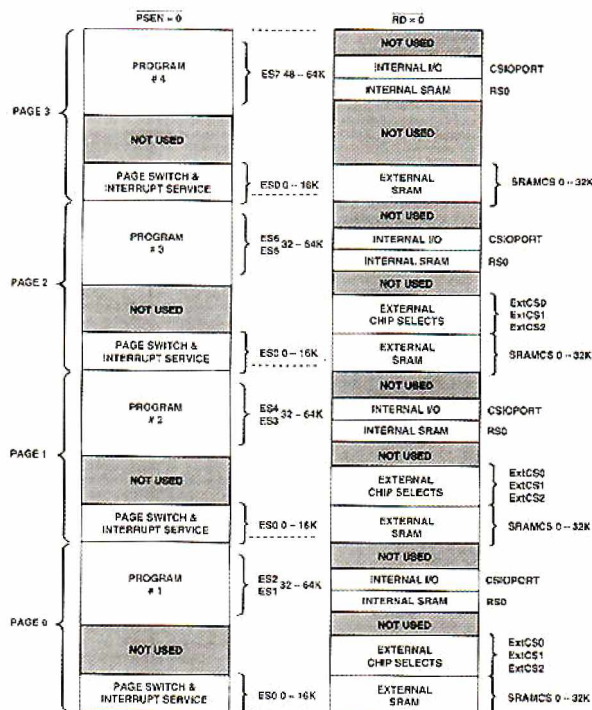


Figure 16

Pour les petits curieux qui auraient remarqué la présence de «ports» sur ce schéma, tout le monde sait bien qu'il est toujours très intéressant de connaître la structure interne de ceux-ci avant de s'aventurer dans «d'horribles» considérations. Aussi, afin de ne pas mourir totalement «idiot», les schémas de ces derniers sont donnés figures 14 et 15.

Du JAMAIS vu : une telle réaction des US pour un soft français !!

PAGE 1/1

08:28

May 19 93

Wed

RADIO USA

TO LAYO FRANCE SARL, FRANCE, FAX: +33--94482216
GREETINGS FROM THE UNITED STATES (DALLAS, TEXAS TO BE PRECISE)

WE HAVE GREATLY ENJOYED THE \$30 LIMITED VERSION 'LAYOIE'. WE ESPECIALLY APPRECIATE THE PROGRAMS USE OF THE 3 BUTTONS MOUSE. THIS MAKES THE DESIGN PROCESS MUCH FASTER. WE ALSO APPRECIATE THE EFFICIENCY AND SPEED OF THE GRAPHIC DISPLAY. WE HAVE ALREADY SHARED THE LIMITED VERSION WITH OTHER ELECTRONIC DESIGNERS AND WILL CONTINUE TO PROMOTE THE USE OF YOUR PRODUCT.

WE LIKE TO ORDER THE FOLLOWING:

- 1) UPGRADE VERSION QUATRO
- 2) SCHEMA III LIMITEE

USA RADIO NETWORK
STEVEN THOMPSON
2290 SPRINGLAKE ROAD
DALLAS, TX 75234 U.S.A.

LAYO FRANCE SARL

Château Garamache
Vallée de Sauvebonne, 83400 Hyères
Tél. : 94.28.22.59
Fax : 94.48.22.16

Minitel

3617 code LAYO

Pour la commande d'articles faites **COMM**

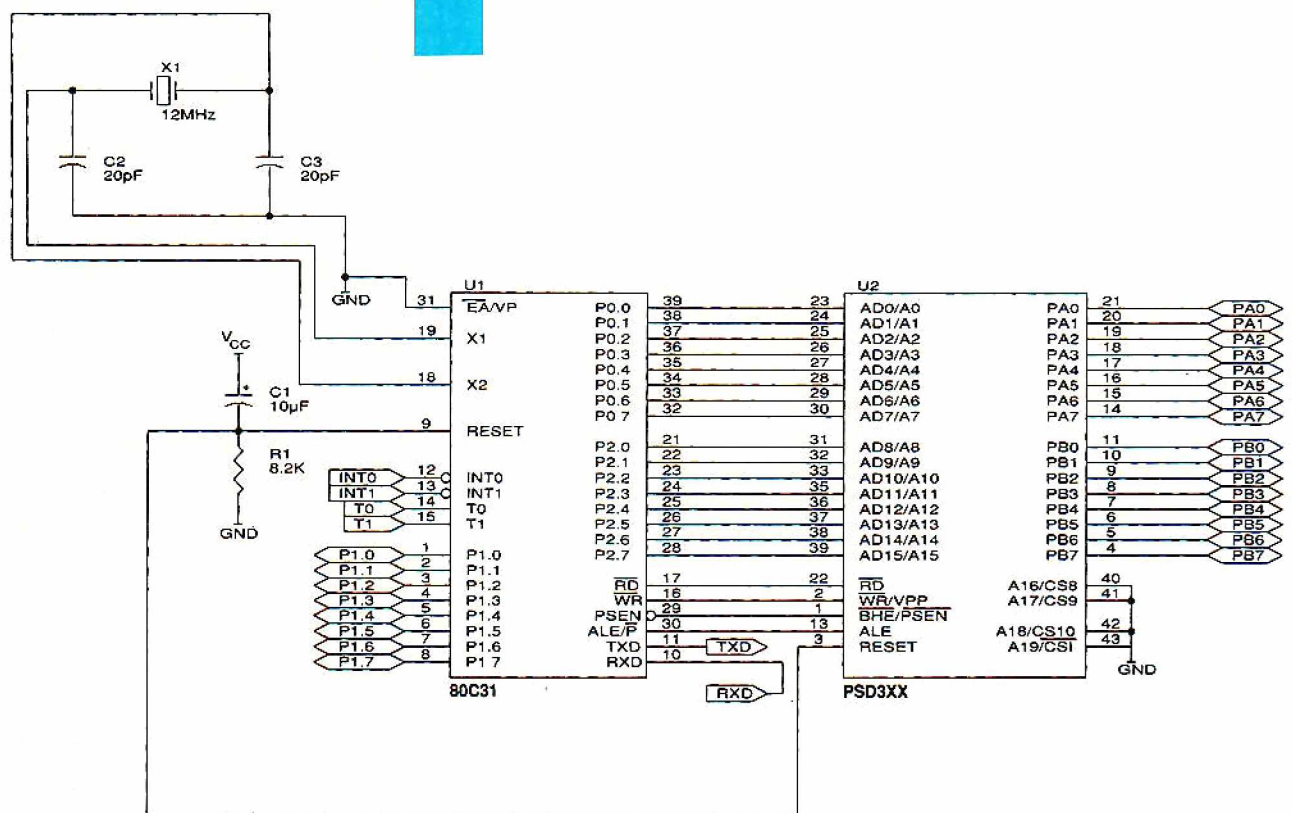


Figure 17

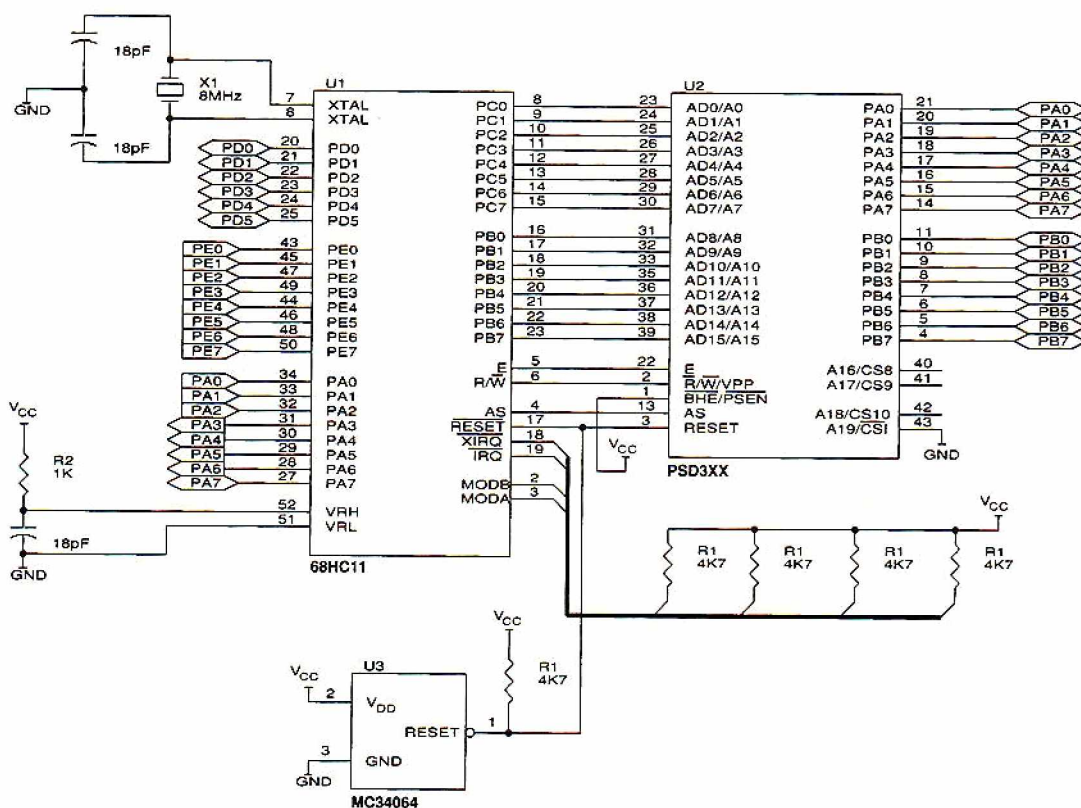


Figure 18

Pagination des plans mémoire

Un exemple de pagination est donné **figure 16** où il est supposé que l'utilisateur a besoin des 128 K octets de «ROM» et 32 K de RAM, et dans lequel il a été supposé la présence de trois périphériques «mappés» dans le plan mémoire.

La figure vous indique sommairement comment les broches de sorties liées aux différents PAD ont été attribuées. Lors de l'exemple précis que nous avons choisi de vous proposer dans le prochain numéro, nous vous indiquerons par le détail comment réaliser tout ceci. Chaque chose en son temps.

Schémas d'applications de base

Une fois tout cela effectué, les schémas de base se trouvent souvent réduits à leur plus simple expression. Ça devient très triste, l'électronique...

Trois exemples concernant les familles génériques 8x C xxx, 68 HC xxx et 6800/90C xxx sont

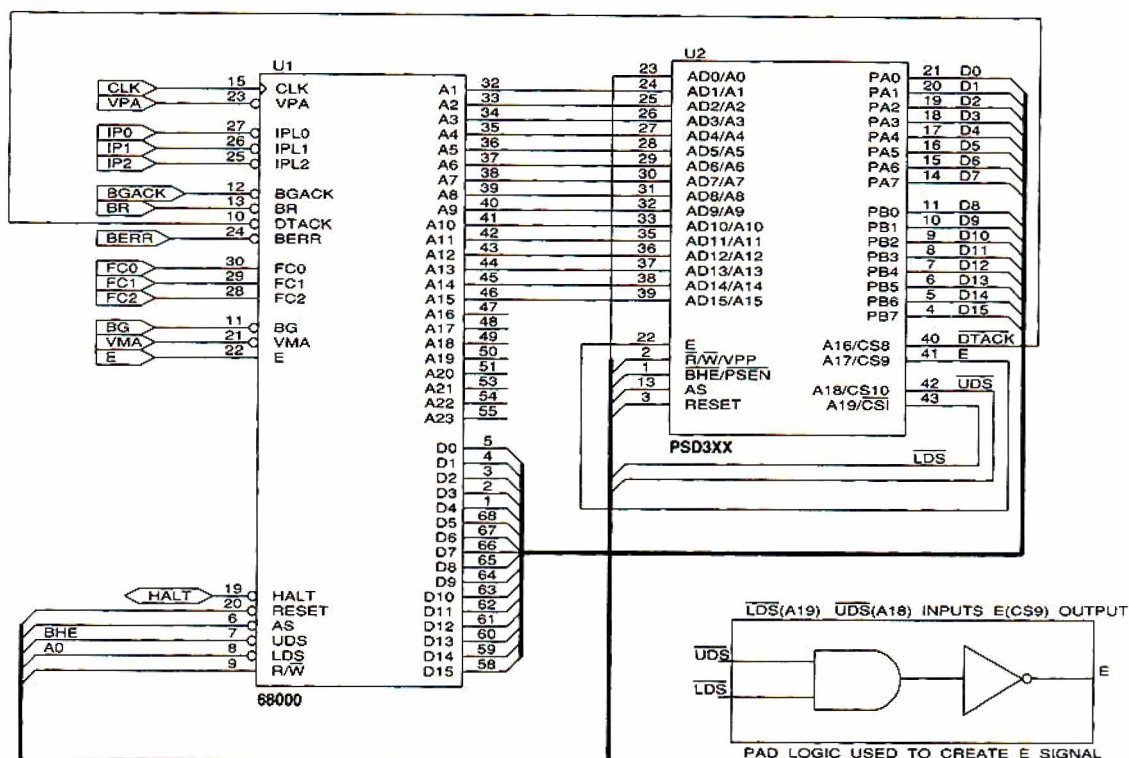


Figure 19

donnés figures 17, 18 et 19. Voilà, c'est tout pour aujourd'hui en ce qui concerne les grandes généralités de cette famille de composants, mais en attendant la suite du mois prochain commencez donc dès à présent à

dessiner avec beaucoup de soins les «mappings mémoires» de vos conceptions en cours. Vous en aurez besoin le mois prochain. A bientôt donc.

Dominique PARET

RESERVEZ VOTRE CADEAU

electronique

RADIO PLANS

vous offre une disquette

voir notre offre spéciale d'abonnement en pages 51 et 52

CAO
sur PC/AT et compatibles

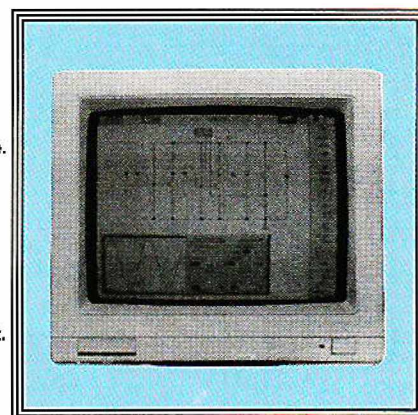
PRIX A PARTIR DE 1290 F HT
pour la version «personal»

COMMENT ECONOMISER SANS COMPROMIS ?

«ELECTRONICS WORK BENCH»

Le laboratoire d'électronique sur disquette

- ☐ Logiciel permettant de réaliser, simuler et essayer des circuits analogiques et numériques.
- ☐ Facile d'utilisation (icônes), et apprentissage rapide.
- ☐ Idéal pour apprendre l'électronique.
- ☐ Idéal pour l'expérimentation et le prototypage.
- ☐ 3 versions pour PC au choix ; personal, professionnelle, et professionnelle plus.
- ☐ Version Macintosh Plus (ou mieux), en monochrome seulement.
- ☐ Minimum de 286 avec 640k, DD, EGA/VGA, et souris recommandées pour les versions professionnelles.



ERP 7/93

Veillez m'envoyer la documentation et le tarif complet du logiciel «Electronics Workbench»

NOM : _____ Entreprise : _____

Adresse : _____

Tél. : _____

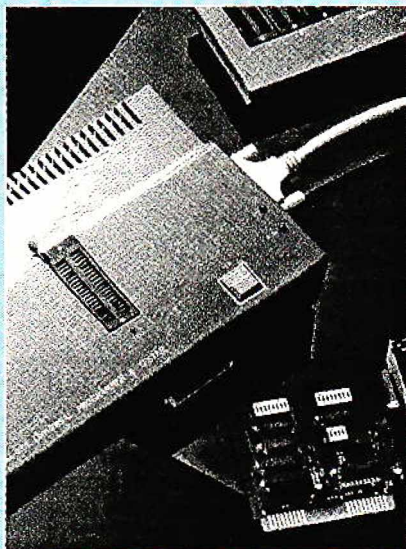
Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

Tél. : (33) 1.69.30.13.79
Fax : (33) 1.69.20.60.41
Téléc : 603 103 F

PROGRAMMATEUR & TESTEUR Universel ALL03A de HILO.

Système complet réalisé sur C.I. en 6 couches pour la programmation et le test des Eeproms, Eeproms, Bpoms, MPUs, PLDs et TTLs (74 et 75), SRAM & DRAM. Ce système, adopté par de nombreux utilisateurs (tels que Dassault, Aérospatiale, SNCF, France Telecom), fonctionne par l'intermédiaire d'une carte PC 8 bits permettant l'échange de données à grande vitesse avec le boîtier de programmation via un câble de 25 broches. Le programmeur est fourni avec 2M de logiciels en DOS sous menus déroulants comprenant de nombreuses fonctions:



déroutants comprenant de nombreuses fonctions:

- Programmation / Auto-programmation, vérification, effacement de GALs, protection des PLDs.
- Editeur pleine page des fichiers binaires.
- Utilitaire de conversion HEX vers binaire pour Intel, Motorola, Digital R., Tektronics, éclatement des fichiers binaires en 2 ou 4 voies.

PRIX DE VENTE DE L'ENSEMBLE :

3.390 ht

PROGRAMMATEURS D'EPROMS haute vitesse HILO

Pour EPROMS 16K à 2Mb

EPP01: 1 EPROM 1.050 F HT
EPP04: 4 EPROMs 1.450 F HT
EPP08: 8 EPROMs 2.400 F HT

Pour EPROMS 16K à 8Mb

SEP81: 1 eeprom + orig: 1.600 F HT
SEP84: 4 eeprom + orig: 2.200 F HT
SEP88: 8 eeprom + orig: 3.100 F HT

EFFACEUR D'EPROMS

Avec temporisateur et interrupteur de sécurité:

12 eeproms 640 ht
60 eeproms 1040 ht

EMULATEUR D'EPROMS (2 x 512 Ko):

1 920 ht

EXCEPTIONNEL !!!

SIMM (3 chips) Mb 70ns 250 F TTC

SIMM 9 x 4 Mb 70ns 990 F TTC



CONFIGURATIONS MINI TOUR

Systèmes mini-tour avec 4Mo de mémoire, 1 lecteur 1,44Mo, 2 séries, 1//, moniteur couleur Tatung 14" SVGA couleur 1024x768 pitch 0,28, 1 carte SVGA Trident 8900CL 1024x768 1 Mo. Les prix sont TTC.

	Disque 120M	Disque 170M	Disque 245M
80386 DX - 40Mhz cache 128k	7 718 F	7 964 F	8 509 F
80486 DX - 33Mhz cache 256 k	9 909 F	10 154 F	10 699 F
80486 DX - 266Mhz cache 256k	12 020 F	12 652 F	12 810 F

OFFREZ VOUS UN PORTABLE COULEUR !!

Enfin un vrai système portable couleur qui vous suivra partout, doté d'une carte mère 486-33, d'un disque dur 210 Mo, d'un écran CRT SONY Trinitron 9", et de 4 slots vous permettant de loger toutes vos cartes, n'hésitez plus !!

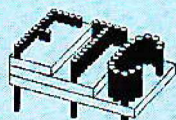
Prix 22 500 ttc



Nous transformons votre ordinateur en 386 ou 486

386 SX-33	840ttc	486 DX-33 256K cache	3 500ttc
386 DX-40 128K cache	1 180ttc	486DX50 256k cache	5 200ttc
486 SX-33	2 150ttc	486DX2-66	5 650ttc
486 DLC-33 128K cache	1 770ttc	Echange du processeur 486dx33 contre un 486dx2-66	2 500ttc
"** avec copro	2 350ttc		

Transformation de votre ancien système PC 286 en 386 ou 486 dans notre atelier ou sur site. N'investissez pas dans un nouveau PC, il suffit de changer la carte mère... Consultez nous pour obtenir un devis précis.



Future Technologie Compagnie

4 Bd Chastenot de Géry - 94800 Villejuif

Métro: Villejuif - Léo Lagrange

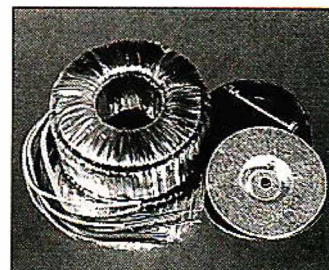
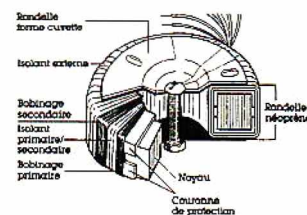
Tél: 47 26 35 30 / 46 78 63 13 Fax: 47 26 36 27

Lundi à Vendredi 9h30 - 13h00 / 14h00-18h00



transformateurs toriques

- prix compétitif,
- rendement élevé,
- dimensions et poids réduits,
- champ de fuites magnétiques faible,
- faible température de fonctionnement,
- montage et raccords simplifiés.



- Transformateurs toriques moulés bas profil pour implantation circuit imprimé: de 4 à 30 VA.
- Transformateurs toriques, gamme standard de 15 VA à 1 kVA.
- Transformateurs toriques sur spécifications particulières.

Williamson Electronique

Importateur

Z.A. de la Bougrière. B.P. 64
44980 SAINTE-LUCE-SUR-LOIRE
TÉL.: 40.25.89.99
TÉLÉCOPIEUR: 40.25.86.87

NE MANQUEZ PAS NOTRE PROCHAIN NUMÉRO, PARUTION DÈS LE 28 JUILLET

electronique
RADIO PLANS

AU SOMMAIRE DE CE NUMÉRO D'AOÛT

- POSTE DE COMMANDE POUR MODÉLISME FERROVIAIRE
- APPLICATIONS DU SSM 2120 ET 2122, DOUBLE VCA
- LES FILTRES ACTIFS MAX 274 ET 275 MAXIM.
- UNE SERRURE CODÉE À CLAVIER
- INTERPHONE SANS FIL, 224 MHZ
- TIMER PROGRAMMABLE À 68 HC 11
- ADAPTATEUR THERMOMÈTRE ET LUXMÈTRE POUR CONTRÔLEUR

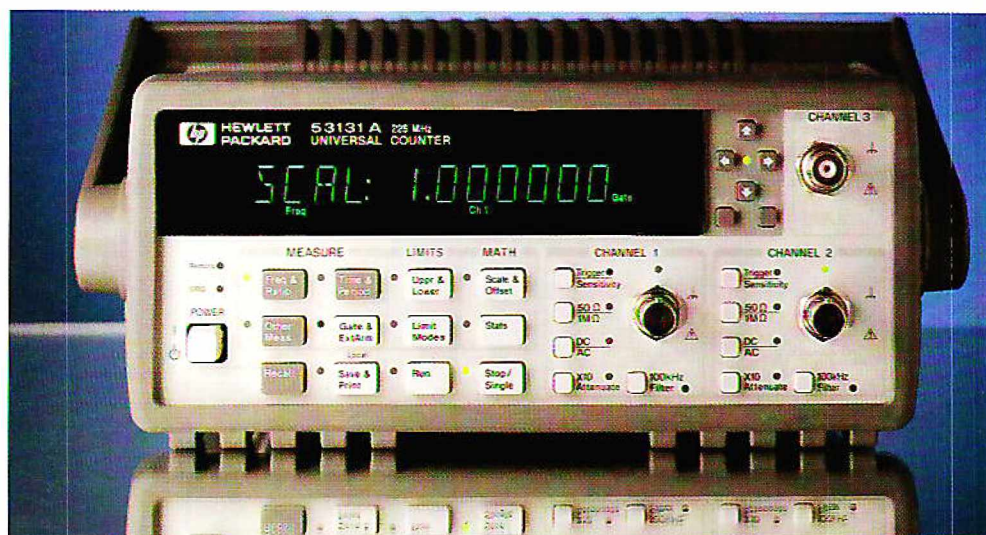
... ET LES RENSEIGNEMENTS SUR NOTRE SERVEUR MINTEL (3615 ERP)

Le compteur universel HP 53131 A

Parmi les nouveautés récemment introduites en test et mesure par Hewlett-Packard, dans ce que le numéro un mondial dénomme «l'entrée de gamme», le compteur HP 53131 A figure en très bonne position vis-à-vis de la concurrence.

Il s'agit d'un des produits précurseurs d'une nouvelle lignée d'appareils qui devraient couvrir tout le spectre de l'instrumentation générale, à coût réduit, mais avec des performances et des fonctionnalités de très bon niveau. Car entrée de gamme chez Hewlett-Packard ne signifie nullement sacrifice sur la conception et la qualité d'un appareil.

Les coûts baissent en rapport des performances à cause d'une meilleure intégration et de gains de productivité dus à une grande maîtrise technologique, numéro un oblige.



Le compteur HP 53131 A mérite bien le qualificatif d'universel, ne serait-ce que pour l'étendue des mesures possibles. L'appareil permet d'apprécier :

- les fréquences jusqu'à 225 MHz sur les voies 1 et 2, et jusqu'à 3 GHz sur la voie 3 optionnelle, avec une résolution de 10 chiffres par seconde.
- les périodes de signaux récurrents.
- des intervalles de temps entre voies (1 et 2) ou sur une voie (1).
- les rapports cycliques de signaux périodiques (voie 1).
- les largeurs, temps de montée et de descente d'impulsions avec une résolution de 500 ps (voie 1).
- les rapports de fréquences entre signaux entrés sur deux des trois voies.
- la relation de phase entre deux signaux (voies 1 et 2)
- et enfin de réaliser le comptage d'événements avec totalisation. Chaque voie, hormis la «trois» optionnelle, est configurable ; l'utilisateur peut choisir le type de couplage : alternatif ou continu, le niveau de déclenchement : automatique à 50% ou réglable sur toute la dynamique d'entrée (± 5 V), l'impédance de charge : 50 Ω ou 1 M Ω , l'atténuation : 1 ou 10, la mise en fonction d'un filtre à 100 kHz pour éviter les perturbations sur des signaux basse fréquence.

Toutes les touches relatives à la

mise en action de ces différents paramètres sont regroupées autour de l'embase BNC d'entrée de voie.

Elles sont relayées par un petit indicateur LED rappelant à l'utilisateur dans quelle configuration d'entrée il se trouve. L'extinction du voyant correspond à la configuration par défaut à la mise sous tension, c'est-à-dire : trigger auto, impédance 1 M Ω , couplage AC, atténuation x 1, filtre inactif. Enfin, un dernier indicateur situé au dessus des embases BNC indique le «statut» de la voie. S'il clignote, le signal est correctement acquis et le compteur déclenché ; éteint ou allumé, cela signifie que le signal est trop fort (saturation) ou trop faible (pas de déclenchement).

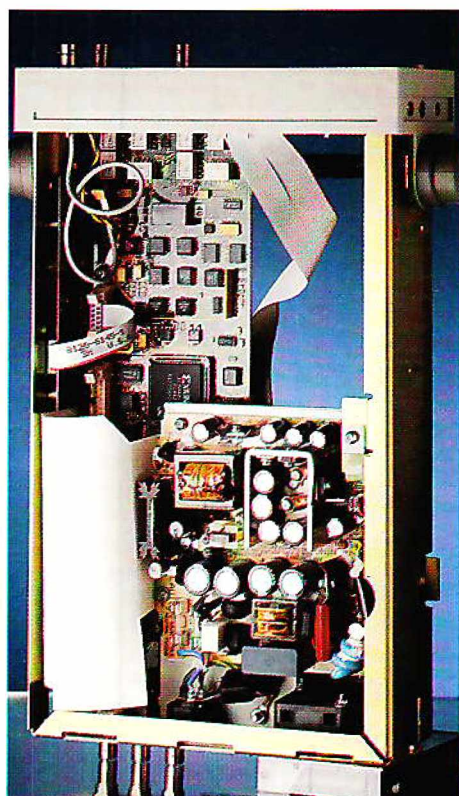
Toutes les touches situées dans la partie gauche de la face avant correspondent à l'entrée dans les différents menus de mesures ou de fonctionnalités : limites, math, statistiques, sauvegarde, mode, impression et lancement des mesures (RUN, Single/stop).

Le pavé de touches fléchées à droite de l'afficheur est dédié à la sélection des options offertes dans un menu ou à l'entrée de valeurs numériques en association avec les touches de signe (+/-) et de validation (enter). Les résultats de mesures et les messages à l'intérieur des menus sont présentés sur un afficheur alphanu-

mérique vert douze chiffres de haute luminosité, secondé par des annonceurs d'unité, de sélection de voie, de mode et de type de mesure. De la sorte, conjointement avec les voyants associés aux touches du panneau de commande, l'utilisateur sait toujours exactement quelle procédure de mesure il a engagée. Etant donné les possibilités offertes par l'appareil, l'ergonomie se devait d'être soigneusement pensée. C'est le cas du 53131 A : les profondeurs de menus sont courtes, les touches essentielles sont à action directe de type bascule ou boucle. On peut fort bien se passer de la notice pour une première prise en mains et pour des mesures «classiques». Dès lors que l'on souhaite aller plus loin et entrer dans des modes de fonctionnement plus complexes, il devient par contre nécessaire de faire référence à la notice d'utilisation, d'une clarté exemplaire, comme à l'accoutumée sur les produits HP.

Le panneau arrière accueille les connecteurs RS 232 (sortie seulement) et IEEE 488, ainsi que trois embases BNC. Une est dévolue à l'entrée d'un signal d'armement externe. La deuxième permet de prendre en compte une base de temps externe (ref. in) à la place de l'horloge interne.

La troisième donne accès à la



Vue interne, l'alimentation à découpage à reconnaissance automatique de la tension réseau.

Caractéristiques générales

Gamme de fréquence (voies 1 et 2)

couplage DC : DC à 225 MHz
couplage AC : 1 MHz à 225 MHz (50 Ω)
30 Hz à 225 MHz (1 M Ω)
tolérance à la FM : 25%

Dynamique d'entrée et sensibilité :

en sinusoïdal :

DC à 100 MHz : 20 mVRMS à ± 5 V (AC + DC)
100 MHz à 225 MHz : 30 mVRMS à ± 5 V (AC + DC)

en monocoup :

largeur d'impulsion entre 4,5 et 10 ns 100 m V_{cc} à 10 V_{cc}
largeur d'impulsion > 10 ns : 50 mV_{cc} à 10 V_{cc}

Niveau de déclenchement :

gamme : $\pm 5,125$ V
précision : $\pm (15 \text{ mV} + 1\% \text{ du niveau})$
résolution : 5 mV

Niveaux dangereux d'entrée :

sous 50 Ω : 5 VRMS
de 0 à 3,5 kHz (sous 1 M Ω) : 350 V (DC + AC crête)
de 3,5 à 100 kHz (sous 1 M Ω) : 350 V (DC + AC crête)
au-dessus de 100 kHz (sous 1 M Ω) : 5 VRMS

Impédance d'entrée : 50 Ω ou 1 M Ω (+ 30 pF)

Filtre passe-bas : 100 kHz (-20 dB à 1 MHz)

Niveau de sensibilité réglable entre bas, moyen et haut (par défaut)
Le niveau bas est approximativement égal à trois fois le niveau haut.

Déclenchement :

pente négative ou positive :
gamme : 0 à 100% en pas de 10% en mode auto.

Déclenchement externe :

Impédance : 1 k Ω (+ 17 pF)
Choix de la pente (+ ou -)
Largeur d'impulsion > 50 ns
Temps de transition < 250 ns
Temps entre départ et arrêt > 50 ns
Niveau dangereux : 10 VRMS
Niveau haut d'entrée > 3 V
Niveau bas d'entrée < 1,5 V

base de temps interne (1 Vpp sous 50 Ω). Ces bornes seront très appréciées en test, dans l'industrie, soit pour asservir le HP 53131 A sur un étalon de fréquence commun à plusieurs appareils, soit, lorsque l'on choisit l'option TCXO haute stabilité, pour asservir d'autres appareils sur la BdT du 53131 A. Le panneau arrière peut accueillir trois autres embases BNC optionnelles, correspondant aux entrées des trois voies, disposition appréciable lorsque le compteur est monté dans une baie d'instrumentation. L'entrée secteur et le ventilateur complètent les organes disposés à l'arrière. Bizarrement, le ventilateur entre en fonction dès que le secteur est raccordé, sans avoir commuté l'appareil avec l'interrupteur «power». Cela sert probablement

à limiter la dérive thermique de l'oscillateur de la base de temps en évitant des gradients brutaux. Contrairement à beaucoup d'appareils fonctionnant en compteur réciproque, le HP 53131 A utilise le comptage continu grâce au contrôle par microprocesseur.

Avec un compteur réciproque, selon que la fréquence incidente est supérieure ou inférieure à la fréquence de la base de temps, on mesure une période ou une fréquence ($T = 1/f$). Soit on compte des impulsions durant un temps de porte fixe soit on compte les impulsions de la base de temps durant une ou plusieurs périodes du signal incident. Il se peut ainsi qu'un cycle inachevé ne soit pas pris en compte à cause du temps de porte fixe ou de la période de signal inconnu qui n'est pas a priori un multiple exact de celle de

la base de temps.

Dans un compteur «continu», comme celui utilisé par HP, on compte un nombre complet de cycles car le temps de porte est synchronisé sur le signal incident et la totalisation des cycles prise en compte durant ce temps de porte, effectuée constamment. On peut malgré tout imposer le temps de porte pour des mesures de nombre d'événements pendant un temps fixé par l'utilisateur, c'est le rôle de l'entrée «ext arm» sur le HP 53131 A. Cette entrée peut aussi ne servir que pour imposer l'instant de déclenchement sur un front positif ou négatif.

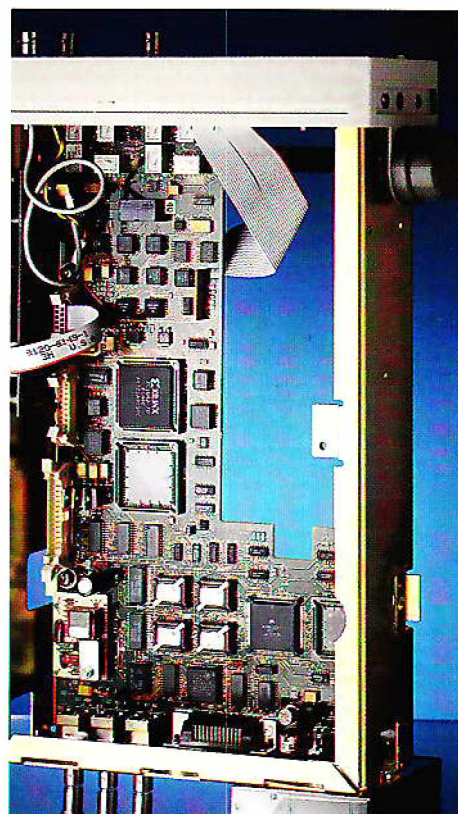
On s'aperçoit donc à la lumière de ce que nous venons d'exposer que la précision de la mesure sera meilleure dans le cas du comptage continu. Elle ne dépend plus que de l'incertitude sur l'instant de déclenchement, redevable au circuit trigger, à la gigue temporelle de la circuiterie et à la précision et à la stabilité de la base de temps. Avec les technologies modernes, on peut améliorer grandement ces paramètres et choisir une base de temps compensée en température à haute stabilité, comme HP le propose en option sur cet appareil.

EXPLOITATION

Comme nous le disions en présentation, l'exploitation du 53131 A s'avère assez simple grâce à la conception bien pensée de l'interface utilisateur. L'entrée et les choix dans les menus, qui ne sont jamais trop profonds, sont facilités par les textes apparaissant à l'écran.

L'emploi de touches fléchées pour sélectionner vers la gauche ou la droite un sous-menu, pour choisir les chiffres à modifier ou à valider sur les valeurs numériques, s'avère fonctionnel. De plus, le rappel constant de la voie concernée à l'écran et des différentes configurations de mesure, grâce aux indicateurs et voyants, permet à tout moment de savoir où on en est, ce qui n'est pas obligatoirement une mince affaire sur un appareil qui offre autant de fonctions et de possibilités de mesures.

Les mesures de fréquence et de rapport de fréquence se font très simplement en appuyant sur la touche «Freq & Ratio». Des appuis successifs sur cette touche entraînent le déroulement des choix offerts, à savoir successivement «Frequency 1», «Fre-



Une conception presque monocarte, concernant la circuiterie «intelligente». Notons la conception très soignée mettant en œuvre une majorité de circuits CMS.

1000 ET UNE PILES

et le courant passe!

ACCUS NICK

REF.	TENSION	CAP.	DIM	POIDS	PRIX TTC
N 50 AAA	1.2 V	50 MAH	10 x 15	3.5 g	23,50 F
N 110 AA	1.2 V	0.11 AH	15 x 18	8 g	16,00 F
N 150 N	1.2 V	150 MAH	12 x 28,5	9 g	25,00 F
N 200 AAA	1.2 V	0.2 AH	10 x 45	10 g	19,00 F
N 270 AA	1.2 V	0.27 AH	15 x 29	14 g	24,00 F
N 500 AR	1.2 V	0.5 AH	16 x 28		37,00 F
N 500 A	1.2 V	0.5 AH	16 x 28	22 g	23,00 F
N 600 AA	1.2 V	0.6 AH	14 x 51	26 g	14,00 F
N 700 AA	1.2 V	0.7 AH	14 x 51	27 g	17,00 F
N 1300 SC	1.2 V	1.3 AH	23 x 43	48 g	24,00 F
N 1400 SCR1.2V	1.4 AH	23 x 43			31,00 F
N 1700 SCR1.2V	1.7 AH	23 x 43			33,00 F
N 2000 C	1.2 V	2 AH	27 x 50	77 g	39,00 F
N 4400 D	1.2 V	4.4 AH	35 x 62	138 g	66,00 F
N C9 TYPE	9 V	0.11 AH	— x —	35 g	70,00 F
PANASONIC 1700 SCR	1.2 V	1.7 AH	23 x 43	50 g	35,00 F

existe avec cosse à souder

NOUVEAUX ACCUS

N 240 AAA	1.2 V	240 MAH	10,5 x 44,5	10 g	25,00 F
N 850 AA	1.2 V	850 MAH	14,5 x 50	25 g	27,00 F

ACCUS NICKEL HYDRAULIC TYPE

AA LRS	1.2 V	1 AH	débit 3 A/M		45,00 F
--------	-------	------	-------------	--	---------

PACKS 7.2 V SANYO

7.2 V	1.3 AH				150 F
7.2 V	1.4 AH				185 F
7.2 V	1.7 AH SCRC				230 F
7.2 V	PAR 2 PCS				410 F

CHARGEURS NICK SANYO

REF.	COURANT DE CHARGE	TYPE D'ACCUS	PRIX
NC 2600	50 MAH	2 A 4 ACCUS R6-R3-R14-R20 9 V	71,00 F
NC 520	120 MAH	2 A 4 ACCUS R6-R3-1 DE 9 V	58,00 F
UNIV RAPID	500 MAH	2 A 4 ACCUS R6-R3-R14-R20 9V	229,00 F

Vente par correspondance, mode de paiement :
chèque, C.C.P., mandat.
Contre-remboursement : min. 150 F d'expédition.
Forfait port et emballage : 35 F.
Franco à partir de 1000 F.T.T.C.
Les conditions énumérées ci-dessus
uniquement pour paiement comptant.



amis lecteurs,
faites-vous connaître
et bénéficiez d'une
remise de 5 %
sur les prix indiqués.

vente au détail,
administrations, entreprises.

GRENOBLE	LYON	PARIS 17 ^e	PARIS 10 ^e	MARSEILLE	TOULOUSE
6, rue de Strasbourg Tél. 76 47 59 37	34, cours de la Liberté Tél. 78 62 76 24	8, av. Stéphanie Mallarmé Tél. (1) 43 80 33 92	155, rue de Fg-St-Denis Tél. (1) 40 35 19 26	75, rue de la Palud Tél. 91 54 98 57	10, place Dupuy Tél. 61 62 79 97

SAINT QUENTIN RADIO

BI-WAVETEK

MULTIMETRES DIGITAUX PROFESSIONNELS SERIE 2000



2010
MULTIMETRE
10 000 points
AC/DC de 100 mV à 1000 V
AC/DC de 1000 µA à 20 A
Ohmmètre de 100 Ω à
20 MΩ. Fréquencemètre,
capacimètre, test diode et
continuité + TTL + CMOS
Affichage LCD - Bargraph
touche Hold
Prix : **2125 F TTC**
garantie 3 ans

2020
MULTIMETRE
10 000 points
AC/DC de 100 mV à 1000 V
AC/DC de 1000 µA à 20 A
Ohmmètre de 100 Ω à
20 MΩ. Fréquencemètre,
capacimètre, test diode et
continuité + TTL + CMOS
Affichage LCD - Bargraph
touche Hold
RMS vrai, touche peak
précisions supérieures
Prix : **2795 F TTC**
garantie 3 ans

2030
MULTIMETRE
10 000 points
AC/DC de 100 mV à 1000 V
AC/DC de 1000 µA à 20 A
Ohmmètre de 100 Ω à
20 MΩ. Fréquencemètre,
capacimètre, test diode et
continuité + TTL + CMOS
Affichage LCD - Bargraph
touche Hold
RMS vrai, touche peak +
précisions supérieures
Prix : **3165 F TTC**
garantie 3 ans



DM 23 XT
649 F TTC
DM 25 XT
719 F TTC
DM 27 XT
MULTIMETRE NUMERIQUE
GRAND AFFICHEUR
17 mm
Toutes les fonctions de base
Plus :
• CAPACIMETRE 5 gammes
• FREQUENCEMETRE 5 gammes
• TEST DIODE, LED,
TRANSISTOR
• Précision de base : 0,5 %
Prix : **799 F TTC**

Modèles	DMSXL	DM10XL	DM15XL
Testeur Sécurité	Non	Oui	Non
Logique	Non	Non	Oui
Bip de continuité	Oui	Oui	Oui
Test de Diodes	Oui	Oui	Oui
Tension DC	200 mV-1000 V	200 mV-1000 V	200 mV-1000 V
Précision	0,8 %	0,7 %	0,5 %
Impéd. d'entrée	1 mΩ	10 MΩ	10 MΩ
Tension AC	200 V/500 V	230 V/750 V	220 mV/750 V
Courant AC	200 µA-200 mA	200 µA-10 A	200 µA-10 A
Courant DC	N/A	N/A	200 µA-10 A
Résistance	200 Ω-2 MΩ	200 Ω-20 MΩ	200 Ω-2000 MΩ
Prix TTC	349 F	399 F	479 F

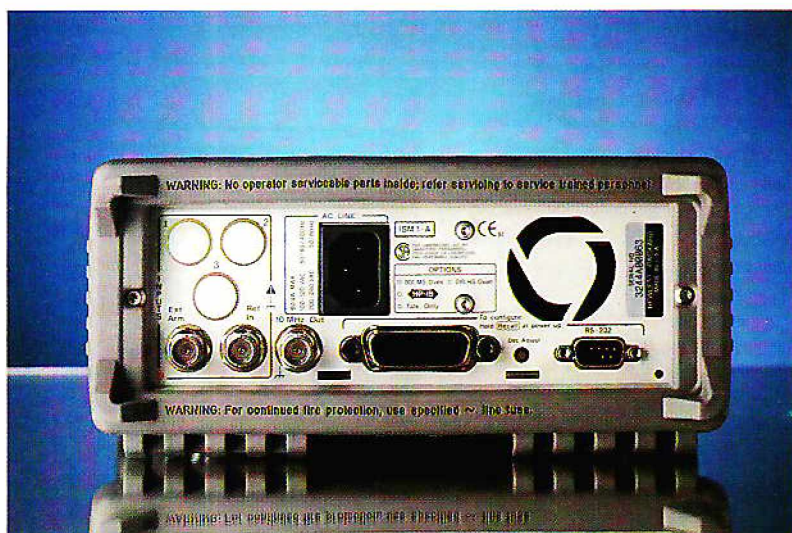
SAINT QUENTIN RADIO

6, rue de St-Quentin, 75010 PARIS
Tél. (1) 40.37.70.74 - Fax (1) 40.37.70.91

Horaires d'ETE : du lundi au vendredi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
Fermeture le SAMEDI.

quency 2", «Frequency 3», «Ratio 1 TO 2», «Ratio 1 TO 3». La voie 1 est toujours le canal de référence. Il en est de même pour «Time & Period» qui permet d'accéder aux mesures d'intervalle de temps, de période, de temps de montée et de descente et de largeur d'impulsion sur les paliers négatifs et positifs. «Other Meas» donne accès au comptage d'événements, aux mesures de phase entre signaux des voies 1 et 2, au rapport cyclique du signal 1, et à l'évaluation de la tension crête à crête voie 1 ou 2.

Le HP53131A permet par ailleurs d'entrer des limites (max. et min.) pour des tests bon, mauvais. Ces limites peuvent aussi servir en mode statistique pour fenêtrer (filtrer) les valeurs acquises. Dans le mode statistique, il est possible d'entrer très très simplement le nombre d'échantillons traités. La touche «math» permet d'opérer une fonction affine sur la grandeur acquise, c'est-à-dire opérer un offset et un changement d'échelle à l'aide de deux constantes préalablement entrées. Ceci permet de juguler les



La face arrière avec les connecteurs RS 232, IEEE 488 et les BNC d'entrée-sortie de base de temps.

effets d'erreurs systématiques de mesure. Cette fonction est inopérante en mesure de tension.

CONCEPTION, FABRICATION

Le HP 53131A fait appel aux derniers raffinements technologiques en ce qui concerne la circuiterie. Une grande partie de la

logique de contrôle est notamment insérée dans un EPLD Xilinx.

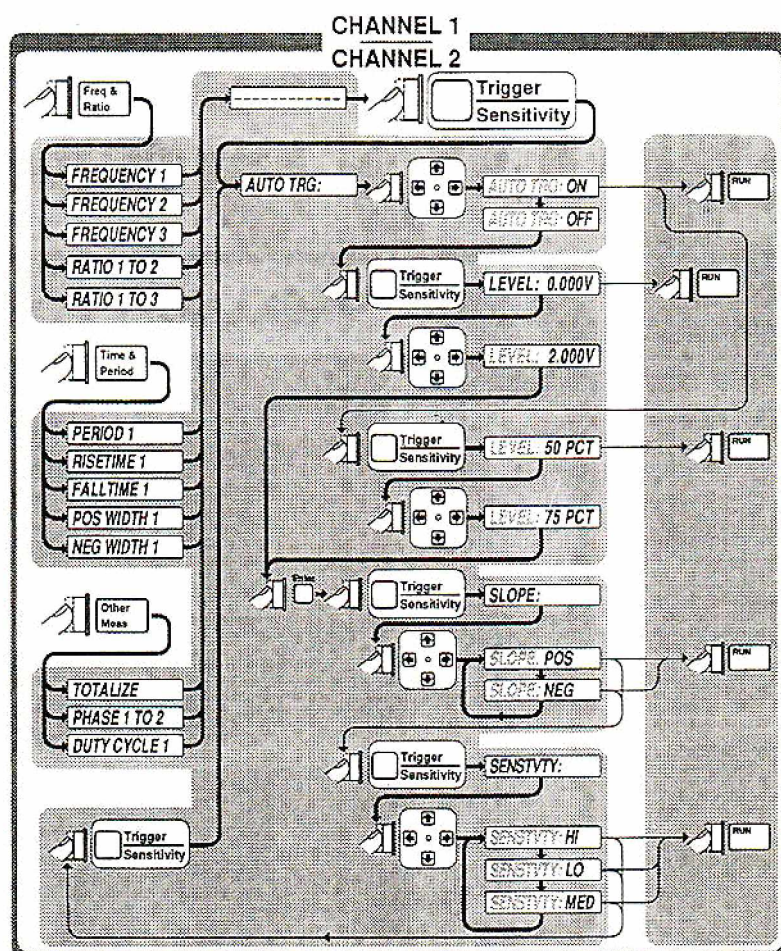
Comme en témoignent les photographies internes, la fabrication est très soignée. Le constructeur a évité au maximum l'emploi de nappes de liaison par une conception presque monocarte ; les différentes entrées-sorties et liaisons s'effectuent de la sorte directement sur cette carte principale. Cette dernière supporte toute l'électronique hormis le bloc de touches, l'afficheur du panneau avant et l'alimentation à découpage qui assure la reconnaissance automatique de la tension réseau.

CONCLUSION

Le compteur universel HP 53131A s'avère un outil très complet et performant pour toute mesure sur des grandeurs liées au temps. Ses très nombreuses fonctionnalités, son ergonomie, sa qualité de fabrication et ses performances remarquables pour cette catégorie, lui ouvrent l'accès à pratiquement tous les secteurs : du laboratoire à la production, notamment grâce à ses fonctions de tests, de statistiques, et la possibilité qu'il offre d'être piloté par un étalon de fréquence externe. Ajoutons qu'il est entièrement programmable IEEE 488, qu'il supporte quelques options très intéressantes comme une troisième voie de mesure des fréquences jusqu'à 3 GHz et des bases de temps thermostatées haute stabilité, ce qui élargit encore son champ d'applications.

Le tout pour un prix, hors option, de 12690 F H.T.

C.D.



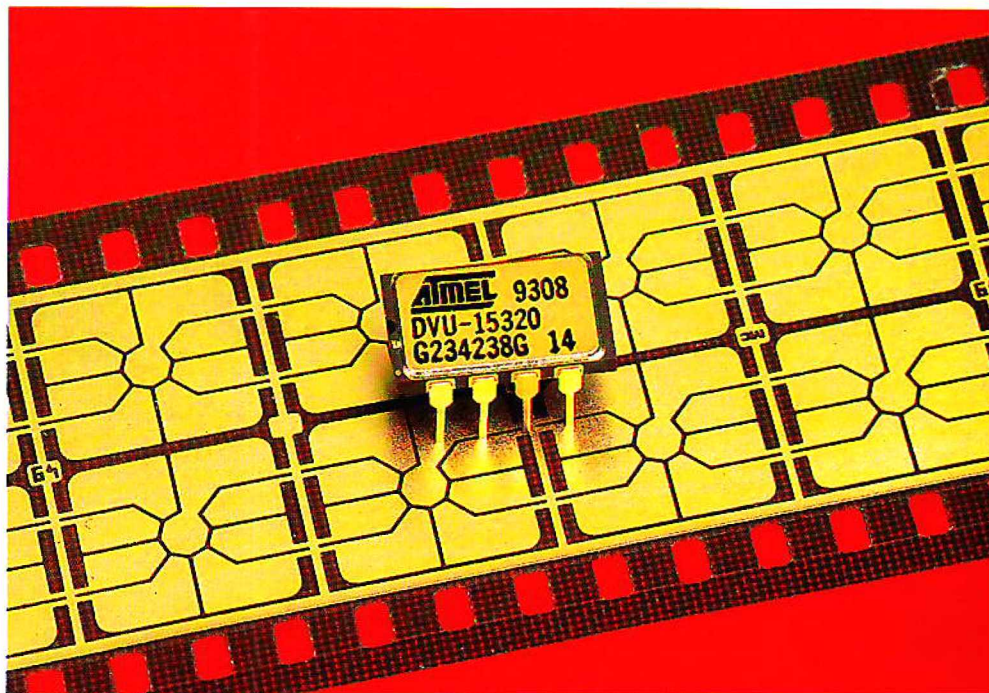
Procédure d'entrée dans les menus, ici pour régler le niveau de déclenchement sur des mesures de fréquences ou d'impulsions. Comme on le constate, cela reste simple.

LES E2PROM série sécurisées

En tant que mémoires non volatiles, les E2PROM série peuvent être amenées à contenir des données dites «sensibles», qu'il serait souhaitable de protéger contre les lectures ou modifications non autorisées.

Contrairement aux références courantes qui ne bénéficient d'aucune protection spéciale, les E2PROM série dites «sécurisées» exigent, par exemple, la présentation d'un «code confidentiel» avant la manipulation de tout ou partie des données qu'elles contiennent.

Particulièrement adaptés à la confection de cartes à puce, ces composants se prêtent également à de multiples applications plus conventionnelles.



Pourquoi des mémoires sécurisées ?

Sans même évoquer les applications de prédilection des cartes à puce que sont la monétique et l'accès conditionnel, force est de reconnaître que les systèmes électroniques et micro-informatiques contiennent de plus en plus de données devant être considérées comme «secrètes» vis-à-vis de certaines catégories de personnes pouvant y avoir accès.

Sans chercher plus loin, on peut déjà songer à protéger la programmation d'un téléviseur, d'un magnétoscope, ou d'un téléphone à mémoire contre toute modification malencontreuse, accidentelle ou volontaire.

Dans des cas aussi simples, on peut parfaitement se contenter de contrôler l'accès à une E2PROM série conventionnelle par un système de «mot de passe» réalisé en logique câblée ou par logiciel.

Mais ce genre de protection «externe» n'empêche évidemment pas de débroucher ou dessouder la mémoire, pour la lire ou la reprogrammer à l'aide d'un équipement qui peut être extrêmement simple.

Un dispositif plus sûr s'impose donc pour toute application un tant soit peu exigeante sur le plan de la sécurité.

Une solution particulièrement élégante consiste à incorporer la logique de sécurisation dans la mémoire proprement dite : même retiré de son système «hôte», le composant sera parfaitement inutilisable sans le code approprié, que l'on prendra évidemment la précaution de transporter et conserver séparément.

Il est facile d'éliminer pratiquement tout risque de découverte du code par essais successifs : soit en prévoyant un blocage définitif de la mémoire après un petit nombre de présentations d'un code erroné, soit en utilisant un code si long qu'il faudrait des millions d'années pour balayer toutes les combinaisons possibles à la fréquence d'horloge maximale !

Mais encore faut-il employer ce genre de composant à bon escient : le code doit être présenté par un utilisateur habilité, à l'aide d'un clavier ou par introduction d'un «objet portable à mémoire» approprié : carte à puce, clef à mémoire, disquette badge sans contact, etc.

Il serait particulièrement dange-

24 ELECTRONIQUE RADIO PLANS 548

- mode 2 : possibilité de lecture et de transformation de 1 en 0, mais pas de 0 en 1

- mode 3 : lecture et écriture interdites, accès possible uniquement avec le mot de passe de configuration.

De plus, un registre spécial (retry counter) peut être programmé pour limiter le nombre de tentatives d'accès illicite à une valeur comprise entre 0 et 255.

La CAT35C704 de CATALYST SEMICONDUCTOR fonctionne pour sa part selon un protocole apparenté MICROWIRE, et la figure 4 montre d'ailleurs que le

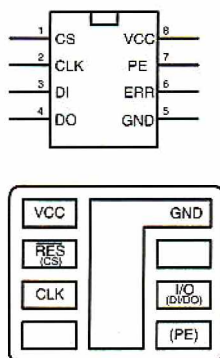


Figure 4

brochage de la version DIPest conforme à celui des mémoires de cette famille.

Par contre, celui du micromodule pour cartes à puce est aux normes ISO, avec les deux lignes de données (DI et DO) réunies en une seule entrée-sortie.

Il s'agit encore d'une mémoire de 4 k-bits, protégée par un seul mot de passe de 64 bits lui aussi, comme le montre le synoptique de la figure 5.

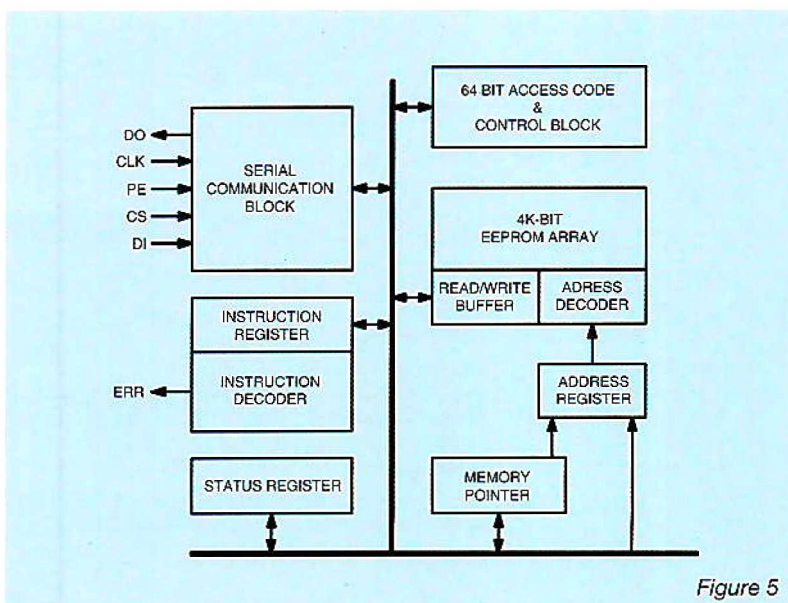


Figure 5

L'accès peut être entièrement libre (comme avec une E2PROM série classique), ou limité à certaines zones tant que le bon code n'est pas présenté. La frontière entre la zone libre et la zone protégée est programmable par l'utilisateur.

En mode «libre», une frontière existe tout de même (figure 6),

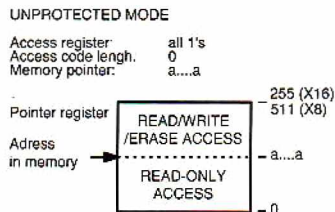


Figure 6

mais entre une zone à lecture seule et une zone pouvant aussi être écrite et effacée.

En mode «protégé», la zone non verrouillée par le mot de passe n'est accessible qu'en lecture (figure 7).

Le protocole de communication employé (SECS) est plus élaboré que le MICROWIRE classique :

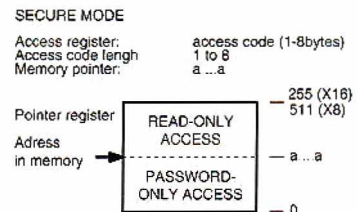
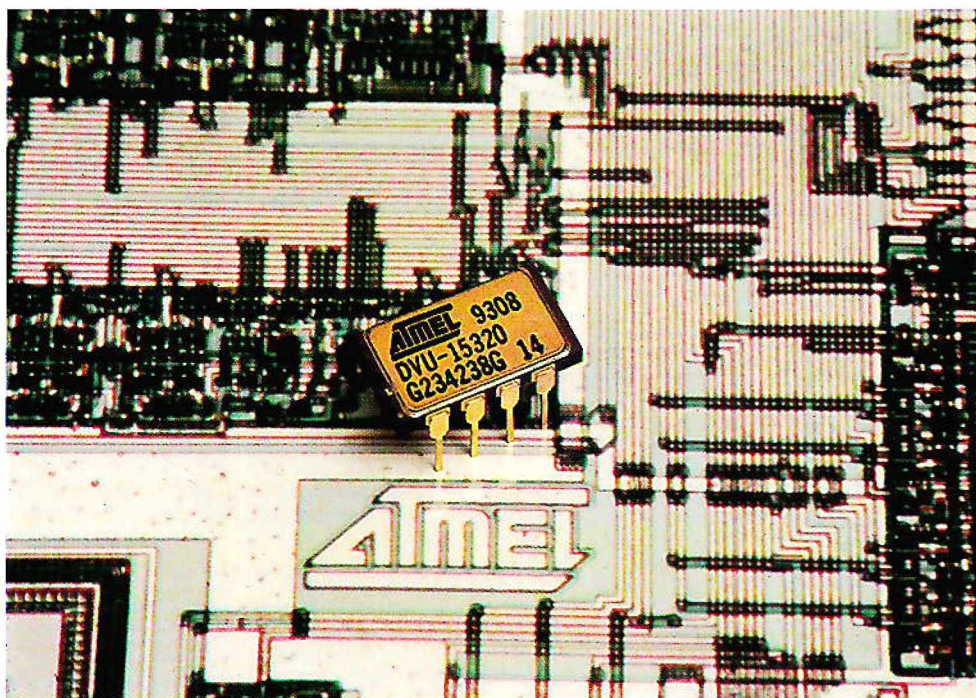


Figure 7



Selon l'état de la broche «PE», les messages échangés contiendront ou non un bit de parité paire, dont le résultat du contrôle est disponible sur la broche «ERR». Comme les mémoires MICROWIRE, la CAT35C704 se commande à l'aide d'instructions dont voici la liste, sensiblement plus étoffée :

DISAC	Disable Access
	1000 1000
ENAC	Enable Access
	1100 0101
MACC	Modify Access Code
	(NNNN = 0 à 8)
	1101 NNNN
OVMPR	Override Memory
	Pointer Register
	1000 0011

RMPR Read Memory Pointer
 Register 1100 1010
 WMPR Write Memory Pointer
 Register 1100 0100
 ERAL Erase All 1000 1001
 ERASE Erase Memory 1100 0000
 READ Read Memory 1100 1001
 RSEQ Read Sequentially
 1100 1011
 WRAL Write All 1100 0011
 WRITE Write Memory 1100 0001
 DISBSY Disable Busy 1000 0101
 ENBSY Enable Busy 1000 0100
 EWEN Erase/Write Enable
 1000 0001
 EWDS Erase/Write Disable
 1000 0010
 NOP No Operation 1000 0000
 ORG Memory Organization
 (512x8) 1000 0110
 (256x16) 1000 0111
 RSR Read Status Register
 1100 1000

ATMEL propose de son côté une
 gamme complète de composants
 destinés en priorité, mais pas
 seulement, à la confection de
 cartes à puce.

Le AT88SC06, dont la **figure 8**

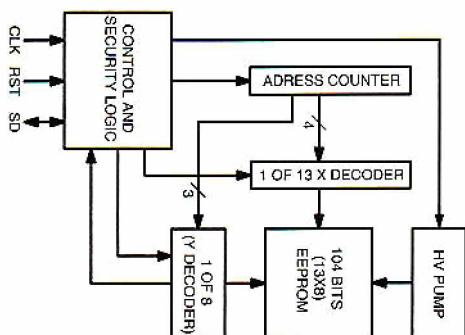


Figure 8

dévoile l'architecture interne, est
 une réplique presque parfaite du
 SLE4406 SIEMENS utilisé dans la
 télécarte allemande (TELEFON-
 KARTE) et donc enveloppé jus-
 qu'à présent d'un épais mys-
 tère.

Ce composant, à technologie
 proche de celui qui équipera
 bientôt la nouvelle télécarte fran-
 çaise ou «T2G», va ainsi pouvoir
 conquérir de nouvelles applica-
 tions !

En effet, ses possibilités s'avè-
 rent fort intéressantes, pour un
 coût particulièrement modeste.

La **figure 9** détaille l'affectation
 des 104 bits que contient la mé-
 moire, et que l'on peut considérer
 comme répartis en trois zones
 principales :

- Une zone «ROM» de 24 bits,
 dans laquelle le fabricant des cir-
 cuits intégrés inscrit un code

d'identification de son client (en
 général un encarteur). Libre en
 lecture, cette zone ne peut plus
 être modifiée dès lors que les
 composants ont quitté l'usine, ce
 qui limite énormément les risques
 de falsification.

- Une zone «PROM» de 40 bits,
 dans laquelle l'acheteur du
 composant (en principe l'émet-
 teur des cartes) est libre d'ins-
 crire les données de son choix
 (par exemple le numéro de série
 de chaque carte, ou un code
 unique pour toutes ses cartes),
 et qui deviendra inaltérable dès
 que le bit 64 aura été mis (irrè-

versiblement) à 0.

- Le reste de la mémoire, une EE-
 PROM à part entière où l'on peut
 lire et écrire selon des modalités
 fixées par la logique de sécurité
 du composant.

A la livraison, cette zone contient
 le «code transport» que l'émet-
 teur devra présenter pour déblo-
 quer la mémoire en vue de sa
 personnalisation. Au bout de huit
 présentations erronées succes-
 sives, le composant se bloque.

Après personnalisation, cette
 zone EEPROM devient un comp-
 teur d'unités à cinq chiffres en
 base octale, qui peut seulement

AT88SC06 Memory Map

Memory Partitions		AT88SC06	
Primary Function	Secondary Function	Address	Bits
Chip Data (CHD)	(Read Only)	0 - 23	24
Issuer Data (ID)		24 - 63	40
Personalization Complete (PC)		64	1
Test Bits (TB)		65 - 66	2
Digit 5 (D5)		67 - 71	5
Digit 4 (D4)	Transport Code Attempts Counter (TCAC)	72 - 79	8
Digit 3 (D3)	Transport Code (XC)	80 - 87	8
Digit 2 (D2)	Transport Code (XC)	88 - 95	8
Digit 1 (D1)	Transport Code (XC)	96 - 103	8
TOTAL BITS			104

Figure 9

être incrémenté, mais jamais dé-
crémenté ou remis à zéro.

La sécurité est donc comparable
à celle d'une carte «à jetons» à
EPROM, mais comme on peut
aussi bien transformer des 0 en 1
que des 1 en 0, 37 bits suffisent
pour compter jusqu'à 20 480 uni-
tés en octal.

Le petit programme de la **figu-
re 10** permet de lire ce type de

```
10 REM ---- KARTE.BAS ----
20 E=H379:S=H378
30 OUT S,0
40 PRINT "Insérer carte, puis presser ENTER"
50 INPUT Z$
60 OUT S,250:OUT S,248
70 FOR F=1 TO 13
80 FOR G=1 TO 2
90 FOR H=1 TO 4
100 OUT S,249
110 D=INP(E):D=(D AND 128)
120 IF D= 128 THEN PRINT "0";
130 IF D<128 THEN PRINT "1";
140 OUT S,251
150 NEXT H
160 PRINT " ";:NEXT G
170 PRINT:NEXT F
180 RUN
200 REM (c) 1993 Patrick GUEVILLE
```

Figure 10

carte en totalité, avec un résultat
de la forme représentée à la **figu-**

```
Insérer carte, puis presser ENTER
?
1110 0000
0101 1111
1111 1111
1001 0101
0100 0001
1010 1100
0100 1000
1000 0000
0000 0000
0000 0000
0000 0000
0000 0000
0000 0001
Insérer carte, puis presser ENTER
?
```

Figure 11

re 11 (TELEFONKARTE) épuisée
de 40 unités, assez répandue
chez les collectionneurs. On no-
tera que l'algorithme utilisé est
exactement celui applicable aux
télécartes françaises, et que la
manipulation se fait donc à l'aide
des lecteurs déjà décrits dans
cette revue et dans nos ouvrages
sur les composants program-
mables. En effet, le brochage du
micro-module à six contacts est
lui aussi compatible, comme en
témoigne la **figure 12**. Mais at-

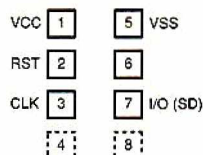


Figure 12

tention : la puce est en position
ISO et non plus AFNOR, ce qui
impose une petite adaptation de
connectique.

Par ailleurs, la ligne de données
est du type «drain ouvert» puis-
qu'elle sert aussi bien de sortie
que d'entrée : on pourra donc
être amené à ajouter une résis-
tance de «pull-up» (environ 4 kΩ).
Un logiciel de programmation se-
rait par contre sans intérêt dans
ce contexte expérimental : à part
la mise à 0 d'un seul bit, aucune
manœuvre d'écriture ne peut être
exécutée sur une TELEFON-
KARTE dont le compteur est
plein, et à quoi bon aller consom-
mer des unités sans téléphoner ?
Avec un AT88SC06 neuf, le pro-
blème est tout différent selon
qu'on se trouve dans l'une ou
l'autre des trois situations exami-
nées à la **figure 13** : avant la pré-
sentation du «code de transport»,
pendant la personnalisation, puis
après celle-ci.

tection d'équipements sensibles
pendant leur transport ou leur
stockage), cela suffit déjà.

Mais normalement, on met ensui-
te le bit 64 à 0, ce qui fige définiti-
vement les données d'identifica-
tion et place le composant en
mode «comptage».

Les bits 67 à 103 constituent
alors un compteur octal à cinq
chiffres dont les quatre de poids
faible (bits 72 à 103) sont pro-
grammés, pendant le pré-charge-
ment, avec des valeurs com-
prises entre 1 et 8.

Le chiffre de poids fort (bits 67 à
71) peut, pour sa part, prendre
une valeur comprise entre 1 et 5,
le tout correspondant bien à un
total maximum de 20480 unités.
Chaque unité consommée est
matérialisée par la mise à zéro
d'un bit qui était à un, sa remise à
un ne pouvant être effectuée qu'à
l'occasion de l'effacement global
du chiffre.

N'importe quel bit à un peut être

AT88SC06 Access Conditions Prior to Transport Code Compare

Zones	PC	Read	Write 1 (Erase)	Write 0 (Prog)	Compare
CHD	1	YES	NO	NO	NO
ID	1	YES	NO	NO	NO
PC	1	YES	NO	NO	NO
TB	1	YES	NO	NO	NO
D5	1	YES	NO	NO	NO
TCAC (D4)	1	YES	NO	YES	NO
XC (D3 - D1)	1	NO	NO	NO	YES

AT88SC06 Access Conditions During Personalization (Bit 64=1)(1)

Zones	PC	Read	Write 1 (Erase)	Write 0 (Prog)	Compare
CHD	1	YES	NO	NO	NO
ID	1	YES	NO	YES	NO
PC	1	YES	NO	YES	NO
TB	1	YES	NO	YES	NO
D5	1	YES	NO	YES	NO
D4 (TCAC)	1	YES	YES(2)	YES	NO
D3 - D1 (XC)	1	YES	YES(2)	YES	NO

AT88SC06 Access Conditions After Personalization (Bit 64=0)(1)

Zones	PC	Read	Write 1 (Erase)	Write 0 (Prog)	Compare
CHD	0	YES	NO	NO	NO
ID	0	YES	NO	NO	NO
PC	0	YES	NO	NO	NO
TB	0	YES	NO	YES	NO
D5	0	YES	NO	YES	NO
D4 (TCAC)	0	YES	YES(2)	YES	NO
D3 - D1 (XC)	0	YES	YES(2)	YES	NO

Notes: 1. PC = personalization complete bit
2. Byte erase after bit-carry write

Figure 13

Dès que le bon code de transport
est présenté, la personnalisation
peut être effectuée, et notam-
ment le pré-chargeement du
compteur fixant le nombre total
d'unités consommables.

Pour certaines applications (pro-

mis à zéro à tout moment, mais
par contre un chiffre ne pourra
être effacé (remise à un de tous
ses bits à la fois) qu'en mettant à
zéro juste avant un bit du chiffre
de poids supérieur : il s'agit en
fait d'un processus de «retenue»

AT88SC101 and AT88SC102 Memory Map

Figure 14

Memory Partitions	AT88SC101		AT88SC102	
	Address	Bits	Address	Bits
Fabrication Zone (FZ)	0 - 15	16	0 - 15	16
Issuer Zone (IZ)	16 - 79	64	16 - 79	64
Security Code (SC)	80 - 95	16	80 - 95	16
Security Code Attempts Counter (SCAC)	96 - 111	16	96 - 111	16
Code Protected Zone (CPZ)	112 - 175	64	112 - 175	64
Application Zone 1 (AZ1)	176 - 1199	1024	176 - 687	512
Application Zone 1 Erase Key (EZ1)	1200 - 1231	32	688 - 735	48
Application Zone 2 (AZ2)	-----	-----	736 - 1247	512
Application Zone 2 Erase Key (EZ2)	-----	-----	1248 - 1279	32
Erase Counter (EC)	1232 - 1359	128	1280 - 1407	128
Memory Test Zone (MTZ)	1360 - 1375	16	1408 - 1423	16
TOTAL BITS		1376		1424

interdisant tout «rechargement» frauduleux du compteur.

D'ailleurs, dès que tous les bits du compteur arrivent à zéro, le mécanisme d'effacement se trouve définitivement désactivé.

Les composants AT88SC101 et AT88SC102 d'ATMEL ne sont plus cette fois de simples compteurs d'unités à usage unique, mais se prêtent à la mise sur pied d'applications bien plus évoluées comme par exemple des «portillons» rechargeables.

La figure 14 montre que le AT88SC101 est organisé en une seule zone de 1 k-bits, tandis que le AT88SC102 est scindé en deux zones de 512 bits.

Des règles très strictes régissent les autorisations de lecture, de mise à 1 ou à 0, et de comparaison de bits dans les différentes partitions de ces zones, selon l'état des fusibles internes pouvant être détruits en fin de personnalisation et avec ou sans présentation du code secret.

Ces composants appartiennent en fait à la toute dernière génération de circuits intégrés pour

cartes à puce : le haut de gamme des cartes «à mémoire». Pour trouver mieux, il faut en principe se tourner vers les cartes à microprocesseur, nettement plus onéreuses et supposant une procédure de développement infiniment plus lourde.

Mais chez ATMEL, il existe encore une technologie intermédiaire, illustrée par la figure 15 : le com-

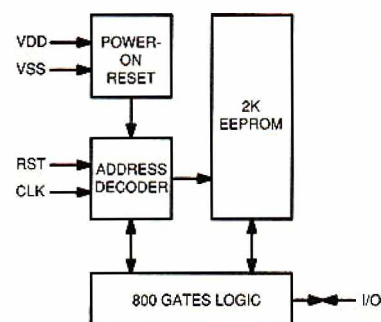


Figure 11

posant AT88SC200 rassemble sur une même puce une E2PROM de 2 k-bits et un «Gate Array» à 800 portes.

Ce grand réseau logique programmable par masque est idéal pour toutes les applications à gros volume nécessitant une capacité mémoire importante, et une logique «sur mesure» pour les fonctions de sécurité : cartes à puce, clefs à mémoire, badges, et plus généralement tous les «objets portables à mémoire» avec ou sans contact.

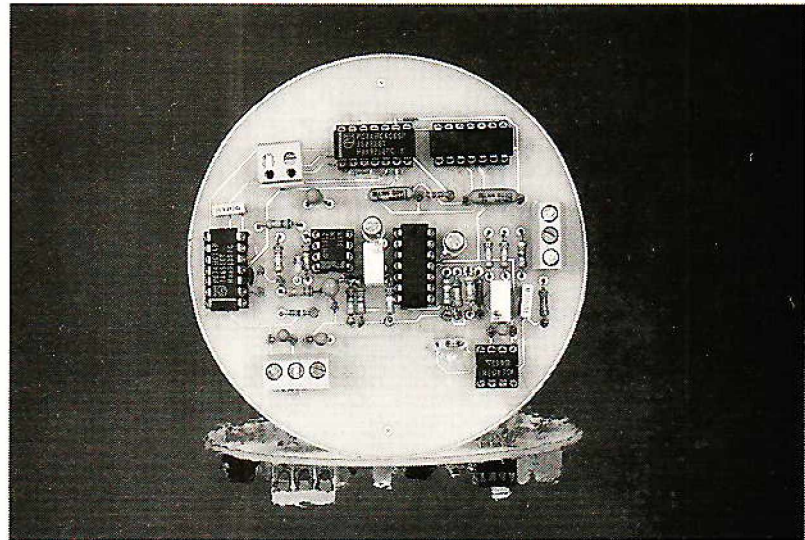
Avec ses ASICs «RF ID» capables de réunir de la mémoire non-volatile, des circuits analogiques HF, de la logique, voire même un 80C31, ATMEL s'attaque d'ailleurs résolument à la technologie «sans contact», promise sans aucun doute à un brillant avenir : peut-être tout simplement la carte à puce de demain !

Patrick GUEULLE

ATMEL est distribué par :
 NEWTEK
 8 Rue de l'Estérel
 SILIC 583
 94663 RUNGIS CEDEX
 Tél. : (1) 46 87 22 00
 Fax : (1) 46 87 80 49

Mesure de niveau par capteur capacitif

Il arrive souvent que l'on ait besoin de connaître le niveau d'un fluide dans un réservoir : citerne, adduction d'eau, mesures de laboratoire, etc. Diverses méthodes sont en principe possibles, toutes basées sur l'exploitation d'un phénomène physique, mais le principe employé dépend en grande partie des conditions de mesure, c'est-à-dire en particulier : du fluide utilisé, de la gamme de température, de la hauteur maximum à déterminer, de la précision souhaitée, etc. Ainsi, il est évident que la mesure du niveau d'une huile minérale portée à 250 °C posera quelques problèmes supplémentaires par rapport à la mesure d'un même niveau d'eau à 250 °C.



PRINCIPALES MÉTHODES DE MESURE DE NIVEAU

On peut, principalement, distinguer les méthodes hydrostatiques, par rayonnement et électriques.

Méthodes hydrostatiques

Dans ces méthodes, le résultat de la mesure dépend de la hauteur du fluide et aussi de sa densité.

Sur le schéma de la **figure 1**, on

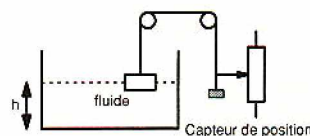


Figure 1

Avant d'aborder la réalisation proposée ici, et qui est, signalons-le, facilement adaptable, nous allons examiner le principe de quelques systèmes de mesure de niveau, ce qui permettra de comprendre les raisons du choix de celui utilisé. Notons au passage, que dans le cas d'un réservoir cylindrique de section quelconque, une mesure de niveau correspond aussi à une mesure de volume puisque l'on a toujours la relation : $V = Sh$ avec : V volume en m^3 , S section en m^2 , h hauteur en m .

peut voir qu'un flotteur a été rendu solidaire d'un capteur de position. L'indication est, a priori, proportionnelle à la hauteur du fluide, mais le système nécessite un peu de mécanique. Un système semblable a été couramment employé pour les réservoirs de voiture, par couplage à un potentiomètre qui jouait le rôle de capteur de position.

Dans le système de la **figure 2**,

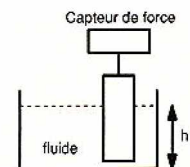


Figure 2

un plongeur suspendu à un capteur de force est plus ou moins immergé dans le fluide suivant sa hauteur. Il est de ce fait soumis à une poussée d'Archimède qui vaut :

$PA = \rho g Sh$ dans laquelle on a :

ρ = densité du liquide,

g = accélération de la pesanteur ($9,81 \text{ m/s}^2$),

S = section du cylindre (m^2),

h = hauteur immergée (m),

P étant le poids du plongeur, le capteur est alors soumis à une force qui s'exprime par :

$F = P - PA = P - \rho g Sh$.

On obtient ainsi, de manière statique, une information qui peut être rendue proportionnelle à la hauteur h . Le système nécessite cependant l'utilisation d'un capteur de force qui n'est pas encore un composant très courant dans le domaine grand-public, ni surtout très bon marché.

La **figure 3** fait appel à l'utilisation

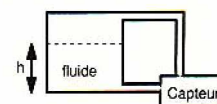


Figure 3

d'un capteur de pression différentiel qui est soumis d'un côté à la pression P_0 du gaz surmontant le fluide, (qui peut éventuellement être la pression atmosphérique) et de l'autre côté à la pression $P_0 + \rho gh$; ce capteur donnera donc une tension V qui sera directement proportionnelle à la hauteur h . Un tel système fonctionne très bien si l'on dispose d'une prise de pression dans le bas du réservoir, et si l'on peut soumettre le capteur directement au fluide à mesurer. Si l'on est obligé de prévoir des liaisons par tuyaux contenant de l'air ou un autre gaz, il sera obligatoire d'éviter toutes fuites : (joints, porosité, etc.), et toute dilatation du tuyau sous l'effet des variations de pression, et de température, sous peine de mesures fausses à plus ou moins long terme. Ici aussi, il est fait usage d'un capteur particulier qui se trouve facilement de nos jours, mais reste assez cher, aux environs de 100 à 200 F pour les plus simples.

Mesures par rayonnement

Rayonnement gamma

Ce type de mesures très spécial et potentiellement dangereux est évidemment réservé à des applications industrielles ou de laboratoire très particulières : hautes pressions, hautes températures, fluides corrosifs, etc. et n'intéresse pas les utilisateurs domestiques. Il n'est cité ici qu'à titre de documentation. Son principe est donné à la **figure 4**. La source

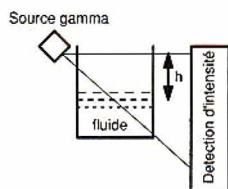


Figure 4

des rayons gamma émet dans un angle donné, et le rayonnement est plus ou moins intercepté, donc diminué suivant la hauteur de liquide. Un détecteur électronique permet d'obtenir une mesure du rayonnement transmis, la relation Volts-Hauteur n'étant pas obligatoirement linéaire.

Méthode acoustique

La **figure 5** donne l'idée de cette

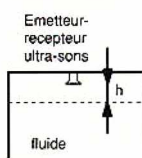


Figure 5

méthode nettement moins dangereuse que la précédente. Un transducteur généralement ultrasonique fonctionnant en impulsions est utilisé d'abord en émetteur puis en récepteur. La mesure consiste à déterminer le temps de propagation aller-retour du signal émis. Ce temps dt peut s'exprimer par : $dt = 2h/c$, c étant la vitesse de propagation qui dépend du gaz surmontant le fluide, mais aussi de sa pression et de sa température. Il sera donc nécessaire de procéder simultanément à une mesure de ces grandeurs, ce qui complique le système.

Méthodes électriques

Deux types de méthodes prédominent : celles utilisant la conductivité du liquide, et celles employant des capteurs capacitifs. Comme nous le verrons ci-dessous, leur utilisation est assez semblable.

Méthodes conductimétriques

Il faut, pour pouvoir l'utiliser, que le liquide soit conducteur, non corrosif pour les électrodes, et n'ait pas de particules isolantes en suspension comme l'huile par exemple. La **figure 6** donne le

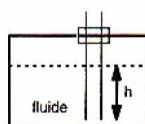
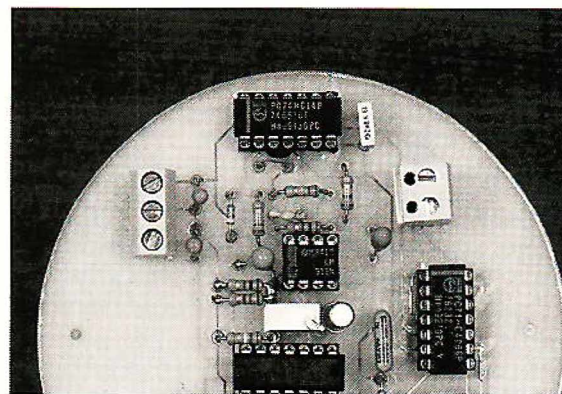


Figure 6

principe de la mesure : on introduit dans le liquide deux électrodes (l'une de celles-ci pouvant éventuellement être remplacée par la paroi du réservoir si celui-ci est conducteur) que l'on alimente par une tension variable de valeur moyenne nulle pour éviter les problèmes de polarisation des électrodes. Cette méthode est couramment employée pour la détection de manque d'eau dans les forages industriels et domestiques. Elle est cependant sensible aux variations de conductivité du fluide, et ne peut être facilement utilisée si celle-ci varie dans des proportions (variations dues à la température ou à la composition par exemple), sauf si l'on connaît la loi de variation, et que les corrections puissent se faire aisément. Pour une conductivité donnée, le courant dans la sonde est proportionnel à la hauteur h de l'électrode couverte, et sa mesure ne pose a priori pas de problèmes.



Méthode capacitive

Il s'agit fondamentalement du même système de base que pour la mesure de conductivité. Ici aussi deux électrodes plongent dans le fluide : si celui-ci est isolant et non corrosif, ce peut être a priori deux conducteurs rectilignes non protégés ; si le fluide est conducteur, les deux fils doivent être entourés d'une gaine isolante, y compris à leur extrémité basse. Le principe de la mesure est basé sur le fait que le fluide en question a une permittivité relative ϵ_r , bien plus grande que celle du gaz qui le surmonte. En pratique, la méthode donne de bons résultats dès que ϵ_r est plus grand que 2. Plus la hauteur de liquide est élevée, et plus la capacité entre les électrodes est grande. Ici aussi, les mesures peuvent être perturbées par la température car comme pratiquement toutes les grandeurs physiques, la permittivité relative dépend de la température. En pratique, on observe souvent que cette grandeur est moins sensible à la température que la conductivité, ce qui fait de cette méthode un bon candidat à l'utilisation. Le seul problème restant, est alors de transformer une variation de capacité en la variation d'une autre grandeur, tension par exemple, plus facile à traiter.

RÉALISATION PRATIQUE

Le système décrit est un capteur capacitif dont la partie immergée est constituée de deux fils isolés plongeant dans le fluide que nous supposons être de l'eau. Ce type de capteur a été préféré aux autres systèmes décrits précédemment pour des raisons évidentes de simplicité : pas de pièces mécaniques en mouvement, pas de mesures de température nécessaires car la permittivité relative varie peu entre 5 et 25 °C, pas de capteurs de force

ou de déplacement nécessaires, aucun risque de rayonnement dangereux, etc. Le capteur capacitif a été choisi de préférence au capteur conductimétrique pour éviter les problèmes qui pourraient se poser en cas de variation de la conductivité de l'eau.

De par le principe même de ce type de capteur, le paramètre variable est une capacité. Le résultat de la mesure pouvant par la suite faire l'objet d'un affichage, il est apparu judicieux de procéder dans un premier temps à une conversion Capacité-Temps.

A partir de l'information Temps, il est ensuite possible soit d'obtenir une tension qui lui soit proportionnelle, soit d'attaquer un compteur qui délivre alors une donnée numérique directement exploitable pour l'affichage.

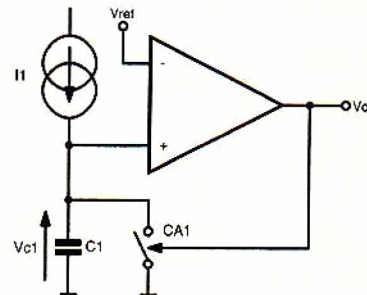


Figure 8

ce de courant I_1 charge la capacité inconnue C_1 , ce qui produit une variation linéaire de la tension V_{c1} : $V_{c1} = I_1 t / C_1 + V_0$, V_0 étant la valeur initiale de la tension. On peut éventuellement supposer que cette tension est nulle bien que cela ne soit pas nécessaire.

Quand la tension V_{c1} devient égale à V_{ref} , la sortie du comparateur passe au niveau haut, et rend le commutateur K passant, ce qui a pour effet de décharger la capacité, et d'autoriser un nouveau cycle de charge. Le système ainsi réalisé est dans les faits un oscilateur produisant des créniaux carrés dont la durée du niveau bas est proportionnelle à la capacité C_1 . La figure 9 donne les

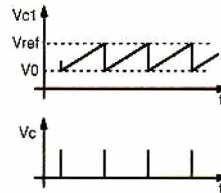


Figure 9

chronogrammes de principe pour le montage envisagé. Il est facile de calculer le temps T de charge du condensateur : ce temps T est le temps nécessaire pour que la tension V_{c1} puisse varier de la valeur V_0 à la valeur V_{ref} , et ce temps s'exprime simplement par :

$T = C_1 (V_{ref} - V_0) / I_1$. On remarquera que ce temps est directement proportionnel à la capacité C_1 recherchée, et qu'il n'est pas indispensable que V_0 soit nulle. On a supposé sur la figure 9 que C_1 était déchargée instantanément, ce qui n'est évidemment pas le cas en pratique, mais ne change rien au principe du système puisque le paramètre utile est le niveau bas du signal en sortie du comparateur.

Conversion Temps-Tension (T-V)

Cette conversion se fait aussi en utilisant la charge d'une capacité à courant constant, mais ici, le

temps de charge, T , est variable, et la capacité à charger, C_2 , fixe. La tension sur la capacité se calcule comme précédemment, et s'exprime par la relation :

$V_{c2} = I_2 t / C_2 + V_{init}$. Si l'on suppose que $V_{init} = 0$, la tension atteinte au bout d'un temps T est alors :

$V_{c2} = I_2 T / C_2$, et est donc proportionnelle à T . La mise en cascade des deux systèmes conduit donc à une tension :

$$V_{C2} = \frac{I_2 T}{C_2} = \frac{I_2 C_1 (V_{REF} - V_0)}{C_2 I_1}$$

On voit donc que cette tension est proportionnelle à la capacité C_1 cherchée, donc à la hauteur du fluide, et dépend des tensions V_0 et V_{REF} ainsi que C_2 , I_1 et I_2 .

Un petit calcul d'erreur peut être utile ici pour essayer de déterminer les principales causes d'imprécision. La tension V_0 est en pratique la tension résiduelle aux bornes du commutateur de décharge constitué par 1/4 de 4066. Ce circuit présente dans le plus mauvais cas une résistance passante de 250 ohms qui induit par conséquent une tension égale au produit de cette résistance par le courant fourni par la source I_1 . Ainsi que nous le verrons un peu plus loin, ce courant est d'environ 6 μA , ce qui donne pour V_0 la valeur maximum de 1,5 mV. Cette tension est en fait la tension maximum possible et pourrait éventuellement être réduite en plaçant plusieurs commutateurs en parallèle. Dans la réalisation, la tension V_{ref} est pratiquement égale à 1 V, ce qui permet donc de négliger la tension V_0 dans les calculs, et qui conduit à l'expression simplifiée :

$$V_{C2} = \frac{I_2 C_1 V_{REF}}{C_2 I_1}$$

On peut à partir de là, calculer l'erreur relative sur V_{c2} par :

$$\frac{DV_{C2}}{V_{C2}} = \frac{DI_2}{I_2} - \frac{DI_1}{I_1} + \frac{DC_1}{C_1} - \frac{DC_2}{C_2} + \frac{DV_{REF}}{V_{REF}}$$

On observe donc qu'il peut y avoir une certaine compensation entre les erreurs : en particulier, les termes dus aux courants I_1 et I_2 peuvent en pratique être supprimés car ainsi que nous le verrons, ces courants sont pratiquement égaux et obtenus de façon semblable, ce qui entraîne des variations quasiment identiques. La variation relative sur V_{ref} est très faible, 25 ppm/°C au maximum, du fait de l'utilisation d'une référence intégrée AD 1403 AN

Compte tenu de la facilité avec laquelle la deuxième méthode peut être mise en œuvre, nous nous contenterons d'en faire une description rapide, tandis que nous verrons plus en détail une façon d'obtenir une tension qui soit proportionnelle à la capacité. La figure 7 représente les possi-

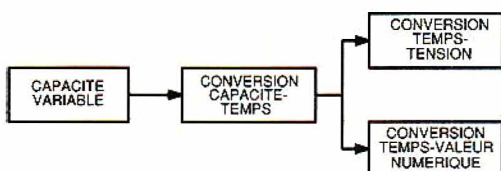


Figure 7

bilités évoquées ci-dessus pour les conversions C-V et C-N.

Conversion capacité-temps (C-T)

Le montage de la figure 8 donne le principe de la conversion C-T. On supposera que, au départ, le condensateur est déchargé, que donc la sortie du comparateur est au niveau bas, et que de ce fait, le commutateur est ouvert. La source

de Analog Devices. Les termes prépondérants sont donc ceux correspondants aux capacités, mais ils ont aussi tendance à se compenser. En pratique, la stabilité est très bonne et la mesure de niveau ne varie pratiquement pas, même sur plusieurs journées.

Après avoir vu le principe de la conversion T-V, il reste à voir comment mesurer effectivement la valeur de la tension. Il est clair que la valeur de la tension à prendre en compte est celle obtenue à la fin du temps T. Il faut donc d'une manière ou d'une autre procéder à un échantillonnage de V_{c2} au bout du temps T. Ceci est obtenu au moyen d'un échantillonneur-bloqueur réalisé conformément au montage de la figure 10. La capacité C_3 fait offi-

Montage pratique

La figure 11 donne le schéma de principe du montage réalisé, sur lequel on peut distinguer les divers éléments déjà étudiés.

Sources de courant :

Les sources de courant sont obtenues par l'association de T_1 et A_1 pour la première, et par T_2 et A_2 pour la seconde. Leur fonctionnement est identique et très simple : l'amplificateur A_3 attaqué sur son entrée plus par la tension constante de 2,5 V, maintient à sa sortie une tension fixe V_A égale à $2,5 (1 + 3,9/10) = 3,47$ V tandis que l'amplificateur A_1 maintient sur l'émetteur de T_1 une tension égale à 2,5 V. On en déduit donc que le courant I_1 dans l'ensemble $R_4 + POT_1$, et donc dans C_{ext} est

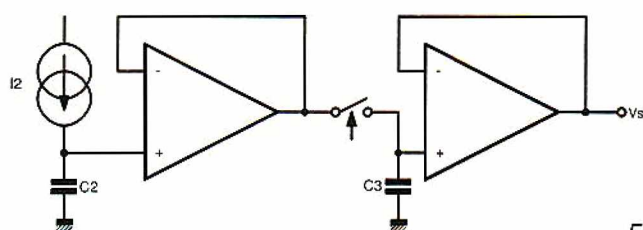


Figure 10

ce de réservoir, et permet de maintenir la tension de sortie constante entre deux instants d'échantillonnage ; cela étant d'autant mieux réalisé que la fréquence de fonctionnement est élevée.

égal à $I_1 = (3,47 - 2,5) (R_4 + POT_1)$ et ne dépend pas de la valeur de C_{ext} . Le même comportement se retrouve pour la source I_2 .

Circuits du comparateur :

Le comparateur reçoit sur son entrée (+) la tension V_{REF} égale à :

$(3,47/3) V = 0,94 V$, et sur son entrée (-) la tension variable disponible sur le condensateur C_{ext} . On peut remarquer que sa sortie attaque trois inverseurs trigger qui pilotent les portes analogiques. Il est utile ici de préciser les formes théoriques des signaux, et les chronogrammes de la figure 12, tracés pour deux valeurs succes-

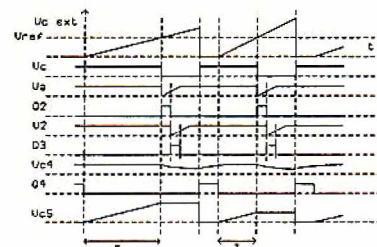


Figure 12 : chronogrammes à obtenir pour le montage de la figure 11.

sives différentes de C_{ext} indiquent les tensions théoriques à obtenir aux divers points de montage. Le fonctionnement de l'ensemble est le suivant :

Tant que V_{cext} est inférieure à V_{REF} , la tension en sortie du comparateur est égale à +5 V. Quand V_{cext} devient supérieure à V_{REF} , la sortie du comparateur passe à zéro, ce qui produit successivement trois effets :

- en premier lieu, la sortie Q_1 de la porte TS_1 passe au niveau haut ce qui rend le commutateur analogique CA3 passant ; le courant fourni par la source I_2 est alors

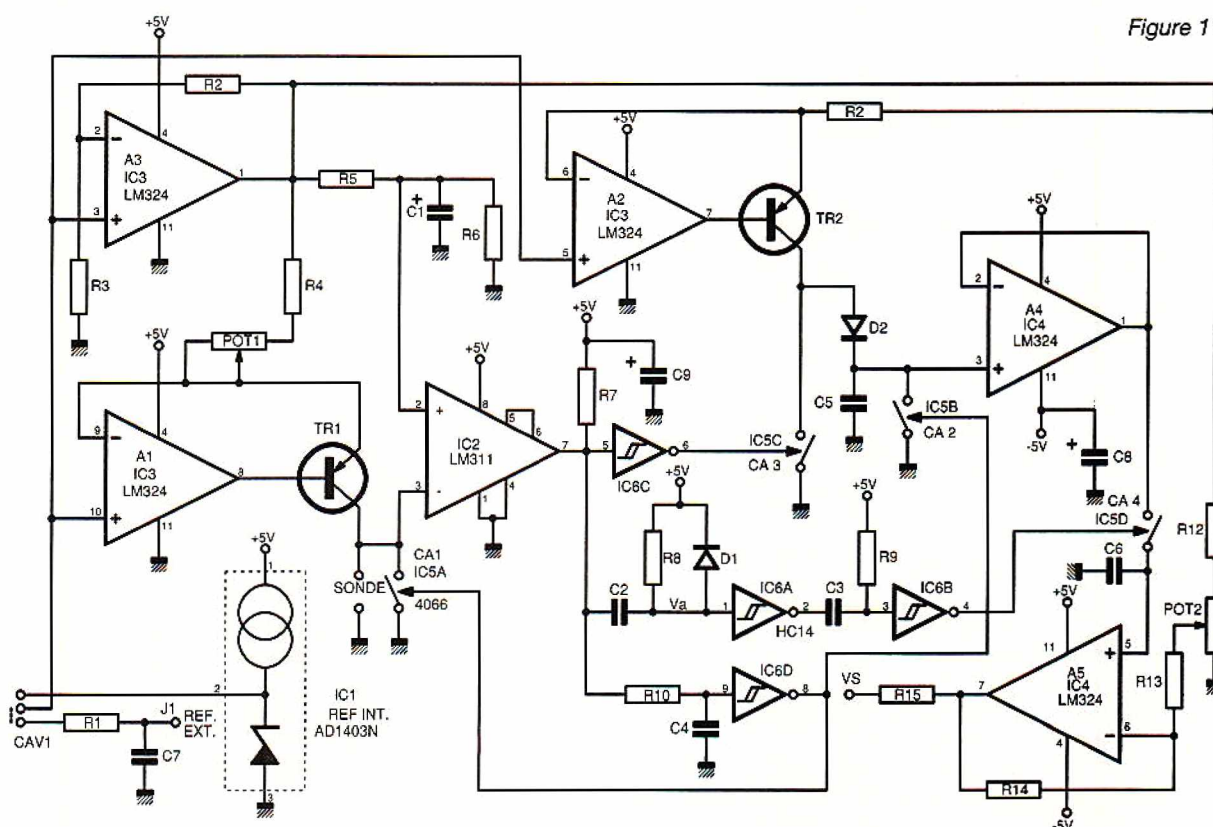


Figure 11

dérivé à la masse, ce qui bloque la diode D_2 et maintient constante la tension V_{c5} ;

- en même temps, le signal V_c différencié par l'ensemble R_8, C_2 est appliqué à la porte trigger TS2 ce qui procure en sortie une impulsion positive Q2 de quelques microsecondes. Cette impulsion est elle-même différenciée par R_9, C_3 pour permettre à la porte TS3 de produire une impulsion Q3 durant 1 μs environ, impulsion qui est appliquée à la porte analogique CA4 pour procéder à l'échantillonnage de la tension présente sur C_5 . On peut noter que les ensembles R_8, C_2, TS_2 et R_9, C_3, TS_3 se comportent comme un double monostable produisant une impulsion retardée par rapport au flanc descendant de V_c ;

- enfin, troisièmement, le même signal V_c est appliqué via le réseau intégrateur R_{10}, C_4 à la porte TS4. Quand le seuil descendant de cette porte est atteint, la sortie Q_4 passe au niveau haut, ce qui rend les commutateurs CA1 et CA2 passants (IC5A et B), et permet de remettre à zéro les tensions sur les capacités C_{ext} et C_5 . En pratique, Q_4 reste en niveau haut le temps que la tension en entrée de la porte passe le seuil haut :

pour $R_{10} = 15 \text{ k}\Omega$ et $C_4 = 2,2 \text{ nF}$, le niveau haut dure 15 ms environ, tandis que le temps pendant lequel la tension sur C_5 est maintenue est d'environ 40 μs , l'échantillonnage se produisant à peu près 7 μs après le basculement de V_c .

Il faut noter ici qu'aucun de ces temps n'est critique, et que par exemple, C pourrait être augmentée ou diminuée sans problèmes, à la seule condition que le temps de blocage (maintient de V_{c5} constante) dure plus que les 7 μs de retard de l'impulsion d'échantillonnage.

La figure 13 obtenue pour $C_{ext} = 1 \text{ nF}$, donne les évolutions de V_c, V_{cext} , et Q_3 . On peut obser-

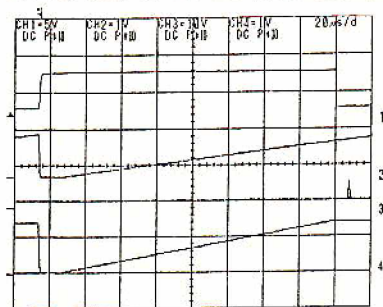


Figure 13 : évolution de $V_c, V_{c, ext}, V_{c5}, Q3$ pour $C_{ext} = 1 \text{ nF}$.

ver que les tensions obtenues sont exactement celles attendues.

Pour terminer cette description, indiquons enfin que le temps T utile est celui compris entre le front descendant de Q_4 , et le front descendant de V_c , qu'il est bien évidemment proportionnel à la valeur de C_{ext} .

La figure 14, obtenue pour $C_{ext} =$

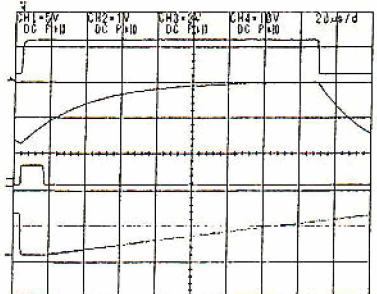


Figure 14 : évolution de $V_c, V_{c4}, V_{c, ext}, Q4$, pour $C_{ext} = 1 \text{ nF}$.

1 nF, montre pour sa part l'évolution de $V_c, V_{c4}, Q_4, V_{cext}$.

Echantillonneur :

Il est, comme on peut le voir sur la figure 11, directement semblable à celui envisagé dans le montage théorique, à la différence près que le suiveur de sortie a été remplacé par le montage construit autour de A_5 . Ceci a deux conséquences : premièrement, la tension sur le condensateur d'échantillonnage C_6 a été simplifiée d'un facteur égal à 2, $1 + (27/27)$, et deuxièmement, la présence du potentiomètre POT_2 permet de régler la tension de sortie à zéro quand $C_{ext} = 0$ ou toute autre valeur. Suivant l'usage qui est fait du montage, cela peut ou non être nécessaire : si l'acquisition de V_s est faite par un ordinateur, il est facile de mesurer la tension à vide ($C_{ext} = 0$), évidemment non nulle du fait des capacités parasites présentes : capacité de collecteur de T_1 , capacité d'entrée du comparateur et du commutateur analogique, etc. et de la retrancher de celle obtenue pour une valeur de C_{ext} , donnée ; si la tension de sortie est directement affichée ou traitée, il vaut mieux que cette correction soit faite pour que $V_s = 0$ si $C = 0$.

Détermination des éléments :

L'ensemble $POT + R_4$ est réglé à environ 155 k Ω ce qui conduit à un courant constant

$$I_1 = (3,47 - 2,5)/155 \cdot 10^3 = 6,26 \mu A,$$

tandis que la tension V_{REF} est égale à $3,47/3,7 = 0,94 V$. Cela permet de déterminer le temps de charge T pour une valeur donnée de C_{ext} . Les figures 15, 16 et 17 donnent les tensions et les temps (T) obtenus pour $C_{ext} = 100, 200$ et 470 pF environ (20, 36 et 70 μs respectivement), les temps théo-

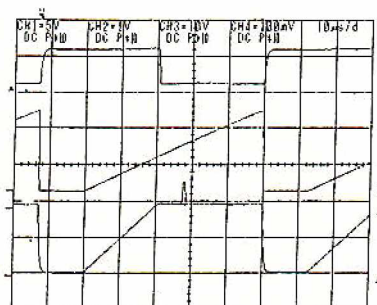


Figure 15 : évolution de $V_c, V_{c, ext}, Q3, V_{c5}$, pour $C_{ext} = 100 \text{ pF}$ on obtient ici $T = 20 \mu s$.

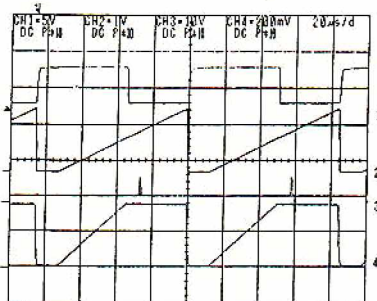


Figure 16 : mêmes signaux que pour la figure 11 pour $C_{ext} = 220 \text{ pF}$ on obtient $T = 33 \mu s$.

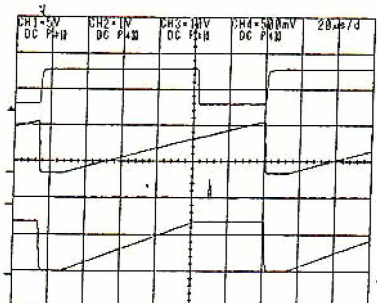


Figure 17 : même chose pour $C_{ext} = 470 \text{ pF}$ on obtient ici $T = 70,5 \mu s$.

riques étant de 15, 33 et 70,5 μs respectivement ; les différences théorie-mesures étant dues essentiellement : aux valeurs approchées des capacités, à la capacité parasite résiduelle (20 pF environ quand $C_{ext} = 0$), et à la capacité de la sonde : 10 pF environ. Le courant fourni par la source I_2 se calcule de la même façon et vaut :

$I_2 = (3,47 - 2,5)/47 \cdot 10^3 = 20,6 \mu A$ environ. On peut ici calculer la tension de sortie, c'est-à-dire la tension échantillonnée. Pour une capacité de C_5 de 2000 pF, et un temps $T = 70,5 \mu s$, on doit obtenir $V = 0,66 V$. C'est très exactement la valeur obtenue sur le tracé inférieur de la figure 17. De même, pour $C_{tot} = 130 \text{ pF}$ ($100 + 20 + 10$), on doit obtenir $V = 0,18 V$, valeur en très bon accord avec la mesure (0,19 V) de la figure 15.

Aucun réglage autre que POT_1 et POT_2 n'est nécessaire, POT_1 règle la pleine échelle, et POT_2 la compensation de capacité parasite, mais il ne faut pas essayer d'ob-

tenir une tension de sortie d'amplificateur très supérieure à 3,5 V à cause des limitations créées par l'alimentation en 5 V. La tension de référence 2,5 V est comme déjà signalée obtenue au moyen d'une référence intégrée type AD 1403 AN de Analog Devices. Le type même de circuit utilisé pour la référence n'est pas très important pourvu que les performances obtenues soient comparables. L'auteur déconseille l'emploi d'une Zener qui, bien que moins chère, sera sans aucun doute beaucoup moins stable et aura une consommation probablement bien plus élevée. Par contre il existe d'autres sources de tension compensées 2,5 V.

Conversion Temps-Valeur numérique

Les lignes qui suivent ont essentiellement pour but de montrer comment il est possible de procéder à une conversion analogique-numérique, et donc, d'obtenir un nombre qui soit proportionnel à la valeur de la capacité C_{ext} . Il ne sera pas donné de dessin de circuit imprimé, mais la réalisation est suffisamment simple pour que quiconque puisse le réaliser facilement. Le principe est donné **figure 18**, et le

qui s'obtient sans problèmes en ramenant R_4 à 100 k Ω .

Bien que certains éléments aient disparu, nous avons conservé les noms des restants afin de pouvoir comparer les schémas des figures 11 et 18. On remarquera qu'ici aussi, la sortie V_c du comparateur attaque trois circuits différents :

- V_c est d'abord appliquée sur les entrées E_p et E_r des compteurs, ce qui a pour effet d'arrêter le comptage dès que V_c passe au niveau bas, c'est-à-dire dès que $V_{cext} = V_{REF}$.

- V_c est aussi comme décrit figures 11 et 12, différenciée pour produire Q_A et $\bar{Q}_A$, ce dernier signal étant appliqué sur l'entrée LE des CD 4511, décodeurs 7 segments équipés de registres d'entrée, afin de charger une nouvelle donnée dans les registres.

- Enfin, V_c permet d'obtenir les signaux Q_4 de remise à zéro de C_{ext} et $\bar{Q}_4$ de chargements des compteurs. Quand $t = 0$, on place dans les compteurs une valeur N déterminée par des commutateurs extérieurs afin que si $C_{ext} = 0$, il y ait compensation de la capacité résiduelle, et que l'on ait zéro à l'affichage. La **figure 19** donne les chronogrammes à obtenir. Il est bien évident que la valeur de N ne peut être déterminée a prio-

réaliser un vrai capacimètre, il serait nécessaire de prévoir diverses gammes de mesure ce que l'on peut facilement obtenir en prévoyant de commuter l'ensemble $R_4 + P_1$ et en modifiant éventuellement la fréquence d'horloge.

Pour terminer cette partie, signalons qu'il est indispensable pour une bonne stabilité des résultats que l'oscillateur soit piloté par quartz, mais que la valeur exacte de la fréquence n'est pas obligatoirement critique puisque l'on peut toujours ajuster le courant de charge de C_{ext} afin d'avoir le nombre d'impulsions souhaitées pour la pleine échelle : 100 ou 1000 par exemple.

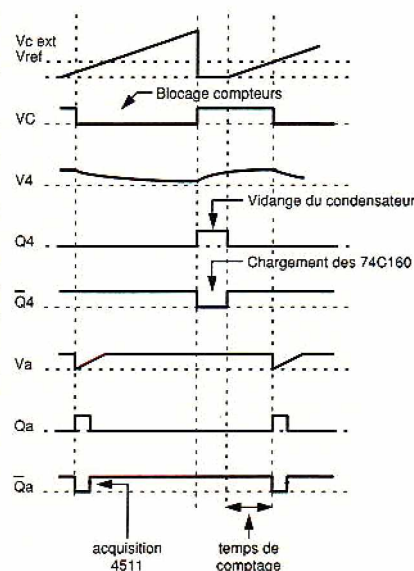


Figure 19

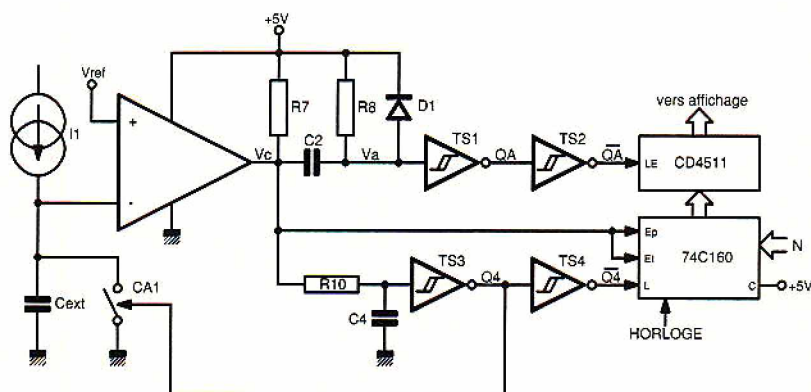


Figure 18

système de conversion est ici supposé fournir un nombre entre 0 et 99, bien qu'il soit possible de l'étendre à un plus grand nombre de chiffres. Le fait que dans cet exemple la valeur maximum obtenue soit 99 implique, qu'avec une horloge à 1 MHz, il faille ajuster le courant de la source I_1 , de façon à ce que l'on ait :

$T = 100 \mu s$ pour $C_{ext} = 100 pF$ ou pour $C_{ext} = 1 nF$, etc. Ainsi pour $C_{ext} = 1 nF$, $V_{REF} = 0,94 V$ et $T = 100 \mu s$, il faut avoir $I_1 = 9,4 \mu A$ ce

ri puisqu'elle dépend des capacités parasites du montage. Le plus simple est de ne mettre aucune capacité extérieure ($C_{ext} = 0$), et de régler la valeur de N jusqu'à ce que l'affichage indique zéro. Un tel système réalise donc une conversion analogique-numérique du temps T , et donc aussi de la valeur de la capacité C_{ext} , ce qui peut permettre de l'utiliser en capacimètre simplifié. Il faut quand même remarquer que dans le cas où l'on souhaiterait

Capteur : partie immergée

Il est temps d'aborder maintenant le problème de la réalisation pratique de la partie immergée. Cette partie devant tremper dans de l'eau potable, il a été décidé de la réaliser en PVC, ce qui avait de nombreux avantages : pas de risques pour l'eau et le consommateur, faible coût, facilité de construction, etc. La **figure 20** en indique le principe. Un tube de PVC de 20 mm de diamètre, de longueur idoine, est collé à un té sur lequel vient se raccorder un autre tube dont la fonction est double : maintien de l'ensemble sur une structure existante, et éloignement de la sonde de la paroi du réservoir. Au-dessus du Té se trouve une réduction collée sur un morceau de tube de 100 mm obturé par un bouchon à vis avec joint d'étanchéité. Dans l'enceinte étanche ainsi créée se trouve la carte de conversion

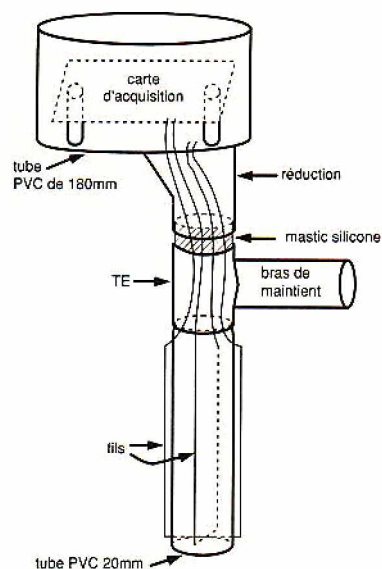


Figure 20 : réalisation pratique de la sonde.

objet de tous nos soins, reliée à l'extérieur par un câble à quatre conducteurs : + 5 V, - 5 V, masse et V_s , l'étanchéité du passage étant assurée par un passe-fil avec presse-étoupe.

De cette enceinte partent deux fils de wrapping isolés Téflon qui suivent les génératrices du cylindre constitué par le tube PVC de 20 mm. Ces deux fils sont disposés à 90° l'un de l'autre, et traverse diamétralement le tube après avoir atteint son extrémité basse. De là, ils remontent parallèlement aux autres pour revenir près de la carte de mesure.

Il n'y a pas de cette façon d'extrémités métalliques de fils en contact avec l'eau, ce qui aurait pu poser quelques problèmes. L'ensemble est entièrement obturé par un bouchon de mastic silicone situé au-dessus du Té afin d'éviter d'éventuelles remontées d'eau par capillarité, condensation ou fausses manœuvres. Dans le montage testé, l'ensemble mesure environ 2,5 m de haut.

En pratique, il n'y a pas de limitations particulières pour ce système, sauf que bien évidemment, plus la hauteur de la sonde sera grande, et plus C_{max} sera grande. Si la hauteur à mesurer est faible, il est possible de faire décrire aux fils plusieurs génératrices successivement, ce qui augmentera proportionnellement

la valeur de C_{max} et aussi sans doute de C_{min} ...

Un dernier point doit être signalé : cette sonde présente, de par son principe même, une capacité résiduelle C_{min} , même hors de l'eau. Cela implique que lors de la mise en place de l'ensemble, il faudra ajuster POT_2 (ou N) pour que V_s (ou l'affichage) soit nulle avec la sonde connectée, mais non immergée. Pour l'ensemble décrit, la capacité à vide est d'environ 70 pF, mais cette valeur est susceptible de varier si l'on modifie la longueur de la sonde, le diamètre du tube PVC, le diamètre des fils, le nombre de spires réalisées, etc. Si la capacité s'avère être plus réduite, il pourra être intéressant de remplacer la résistance R_{12} de 1500 ohms par une valeur plus élevée : 2,7 k Ω ou plus, ce qui diminuera le courant fourni par l'amplificateur A_3 ; si la capacité

est plus élevée, on pourra mettre un cavalier à la place de R_{12} et/ou modifier la 27 k Ω de rebouclage sur l'amplificateur de sortie.

Résultats pratiques

Le **tableau 1** donne les résultats obtenus pour diverses valeurs de la capacité C_{ext} , ainsi que l'erreur relative dans chaque cas, le système étant réglé pour que $V_s = 0$ si $C_{ext} = 0$, et $V_s = 2,5$ V pour $C_{ext} = 1002$ pF. On peut remarquer que dans tous les cas, l'erreur relative est faible, de l'ordre de 1 % au maximum, ce qui est satisfaisant compte tenu des moyens mis en œuvre.

Afin de permettre de dégrossir le choix de R_{11} pour un cas réel, le **tableau 2** donne les valeurs approximatives de V_{smin} et de V_{smax} que l'on peut obtenir en sortie en fonction du réglage de POT_1 et de $R_4 = 150$ k Ω (avec POT_2 réglé de façon à avoir $V_s = 0$ pour $C_{ext} = 0$) pour quelques valeurs de C_{ext} et de la résistance R_{11} , les valeurs les plus élevées pouvant ne pas être atteintes du fait des limitations des amplificateurs de sortie.

C (pF)	V (mV)	V (mV)	Erreur (%)
1002	2500	2500	0
841	2098	2084	- 0,7
686	1712	1715	+ 0,2
472	1178	1183	+ 0,4
385	961	954	- 0,7
271	676	680	+ 0,6
220	549	546	- 0,6
101	252	250	- 0,8
72	180	183	+ 1,7

Tableau 1 : erreur relative en fonction de C_{ext} .

R_{11}	56 k Ω		47 k Ω		33 k Ω	
C (pF)	V_{smin} (V)	V_{smax} (V)	V_{smin} (V)	V_{smax} (V)	V_{smin} (V)	V_{smax} (V)
686	1,46	1,57	1,8	1,9	2,54	2,7
841	1,83	1,95	2,2	2,3	3,15	3,38
1002	2,18	2,34	2,61	2,8	3,75	4

Tableau 2 : évolution de V_{smin} et V_{smax} en fonction de POT_1 et $R_4 = 150$ k Ω pour diverses valeurs de R_{11} .

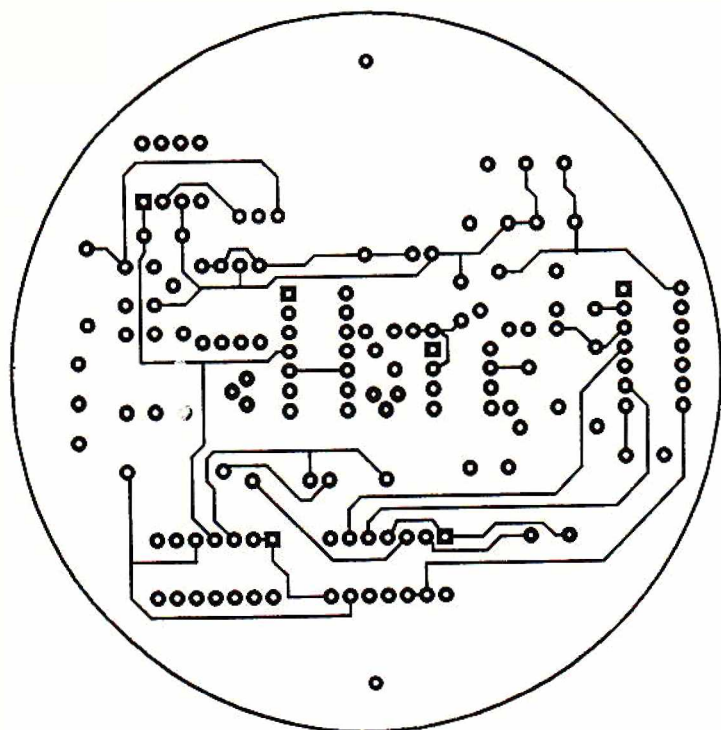


Figure 21 : CI côté composants

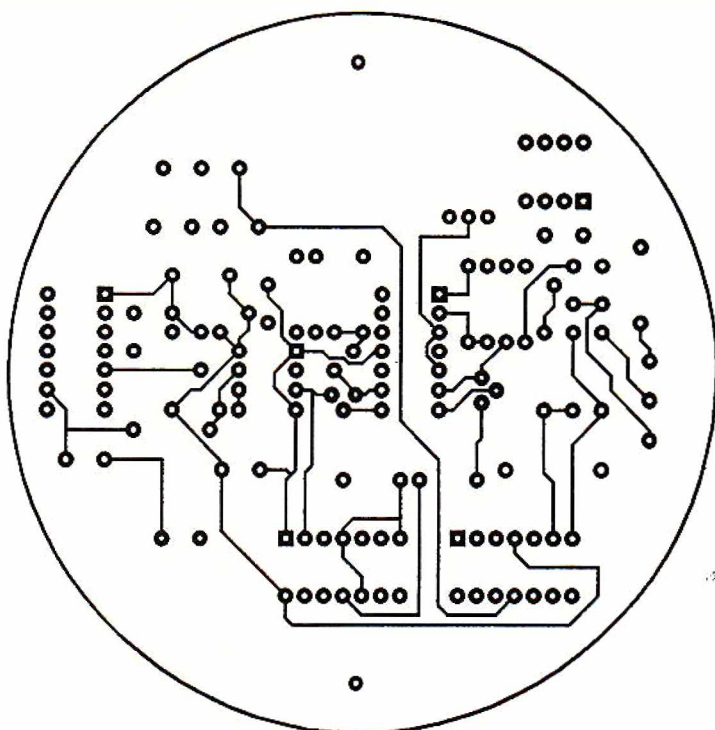


Figure 22 : CI côté cuivre

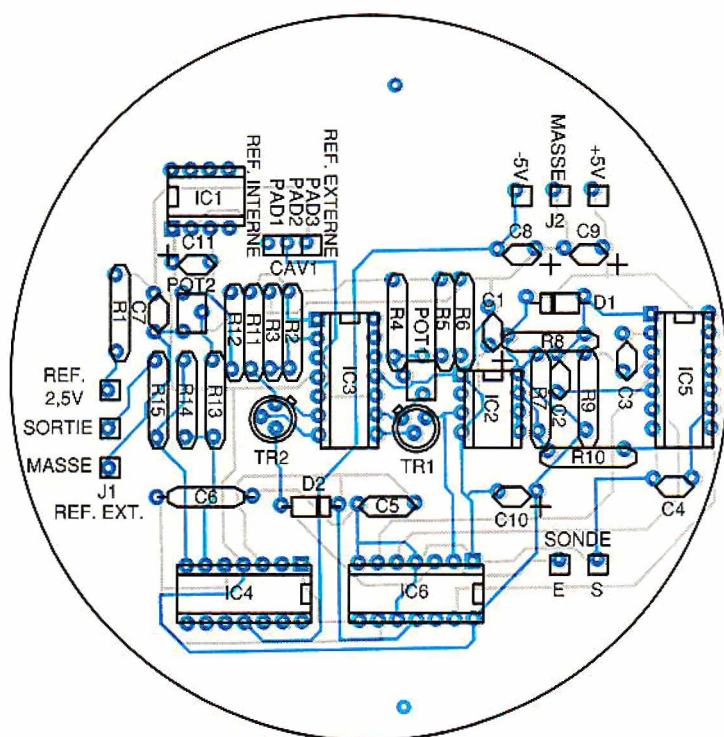


Figure 23 : CI côté composants

Signalons enfin pour terminer cette étude que les **figures 21** et **22** donnent le dessin du circuit imprimé double face qui peut être utilisé pour réaliser ce montage, tandis que la **figure 23** indique l'implantation des composants.

En conclusion, on peut dire que le système étudié se caractérise par sa simplicité, sa précision, ses facilités d'adaptation aux divers cas pouvant se présenter en pratique, et son faible coût. Il est en effet très facile de le modifier pour diverses hauteurs, et donc aussi pour divers volumes de réservoirs. Utilisé tel quel, il pourra servir pour mesurer un niveau de fluide, mais il peut aussi être équipé de dispositifs annexes tels des détecteurs de limites, permettant ainsi de mettre en route ou d'arrêter des dispositifs auxiliaires : pompes, purges, etc.

G. Girolami

NOMENCLATURE

Résistances

R1 = 12 k Ω	R10 = 15 k Ω
R2 = 3,9 k Ω	R11 = 47 k Ω
R3 = 10 k Ω	R12 = 1,5 k Ω
R4 = 150 k Ω	R13 = 27 k Ω
R5 = 2,7 k Ω	R14 = 27 k Ω
R6 = 1 k Ω	R15 = 47 Ω
R7 = 1 k Ω	POT1 = 10 k Ω (10 tours)
R8 = 12 k Ω	POT2 = 1 k Ω (10 tours)
R9 = 12 k Ω	

Condensateurs

C1 = 10 μ F (tantale)
C2 = 470 pF (céramique)
C3 = 100 pF (céramique)
C4 = 2,2 nF (céramique)
C5 = 2,2 nF (polyester)
C6 = 10 nF (polyester)
C7 = 100 nF (polyester)
C8 = 10 μ F (tantale)

C9 = 10 μ F (tantale)
C10 = 10 μ F (tantale)
C11 = 10 μ F (tantale)

Semiconducteurs :

D1 = D2 = 1N4148
TR1 = TR2 = 2N2907A
IC1 = AD1403 N (Analog Devices)
IC2 = LM 311 N
IC3 = LM 324 N
IC4 = LM 324 N
IC5 = CD 4066
IC6 = 74 HC 14.

Tektronix et les tests IEM/CEM

Les réglementations IEM/CEM sont en train de devenir une préoccupation essentielle des industries électriques et électroniques du monde entier. L'un des principaux catalyseurs de ce phénomène est l'avènement du Grand Marché Européen. De nombreux fabricants américains de matériel électronique présents sur les marchés internationaux s'efforcent aujourd'hui d'obtenir la qualification CEM pour leurs produits en vue de satisfaire aux exigences du Grand Marché Européen et de la réglementation FCC. Les sociétés dont les produits ne sont pas conformes seront vite dépassées. Nous avons traité dans ces colonnes des divers aspects, normes et techniques, de la compatibilité électromagnétique, voyons la réponse d'un des grands de la mesure : Tektronix.



Tektronix a la chance de s'être intéressé depuis longtemps au développement et à la mise en application des tests IEM et CEM, ce qui lui procure deux avantages.

Tout d'abord, son savoir-faire et ses équipements internes de test IEM/CEM lui ont permis de fabriquer des produits répondant aux exigences IEM/CEM de plus en plus sévères mises en place dans le monde entier. Ensuite, les outils de test IEM/CEM développés par Tektronix sont commercialisés et donc disponibles pour toute société souhaitant assurer la conformité de ses produits aux normes CEM américaines et internationales. Tektronix offre ainsi l'accès à son savoir-faire en matière de test IEM/CEM, sous forme de documentations diverses (manuels d'utilisation des produits, etc.).

Les outils de test IEM/CEM de Tektronix comprennent une large gamme d'analyseurs de spectre, d'antennes et de réseaux de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL), ainsi que de logiciels assurant l'automatisation des tests de diagnostic et de préqualification. Pour mieux comprendre l'importance et l'utilité de ces outils, examinons rapidement les bases des mesures IEM/CEM.

IEM/CEM - définitions

Les appareils électriques et électroniques fonctionnent grâce aux courants électriques. Ces courants électriques créent des champs électromagnétiques. Lorsque le courant change, le champ électromagnétique qui lui est associé change également, ce qui génère des ondes électromagnétiques. Ces ondes se propagent dans l'espace (rayonnement) ou le long d'un câble (conduction).

Dans de nombreux cas, le rayonnement d'énergie électromagnétique est intentionnel. Un émetteur radio, par exemple, est conçu spécialement pour diffuser une énergie RF à partir d'une antenne. Cependant, les circuits de l'émetteur peuvent également émettre une énergie électromagnétique de manière non intentionnelle. Par exemple, un étage de modulation mal ajusté ou mal blindé peut émettre une modulation indésirable. Ce type d'émissions électromagnétiques risque d'interférer avec d'autres équipements électroniques. Ces interférences ou le potentiel qu'elles constituent, sont appelées interférences électromagnétiques (IEM).

De la même manière, d'autres appareils émettent de l'énergie RF alors qu'ils ne sont pas destinés à

cela. Un micro-ordinateur, par exemple, peut produire des IEM lorsqu'il est placé à proximité d'un téléviseur. Comme illustré à la figure 1, les IEM peuvent résulter d'un rayonnement d'énergie ou de la conduction de signaux par l'intermédiaire d'un circuit d'alimentation commun.

D'une manière générale, les problèmes d'IEM sont plus fréquents pour les champs électromagnétiques à changement rapide. C'est pourquoi, les micro-ordinateurs et autres appareils numériques, qui peuvent émettre de très hauts niveaux de perturbations électromagnétiques, sont souvent sources de problèmes. En effet, les fronts de montée rapide des signaux numériques créent des perturbations haute fréquence (voir figure 2). Plus le taux de répétition des horloges est rapide, plus l'énergie dissipée est importante. Lorsque la répartition de l'énergie est plutôt en haute fréquence, les équipements proches risquent d'être perturbés. Cette tendance à la dégradation des performances due aux IEM est appelée susceptibilité électromagnétique (SEM). C'est par une sélection rigoureuse des composants ainsi qu'une implémentation des composants sur la carte et une répartition des pistes optimale que les interférences électromagnétiques peuvent être maîtrisées (voir ERP 547). Rien ne peut remplacer une bonne conception. Lorsque le contrôle IEM/CEM est suffisant, deux appareils peuvent être mis en présence et fonctionner de manière satisfaisante. C'est ce que l'on appelle la compatibilité électromagnétique (CEM).

Pour assurer la compatibilité électromagnétique, des organismes dans le monde entier ont établi des normes IEM et SEM. La conformité CEM est la capacité d'un matériel à satisfaire aux exigences établies par ces normes. La qualification CEM est l'autorisation accordée par l'organisme de réglementation, basée sur des mesures IEM et CEM, de faire fonctionner l'appareil.

Nous avons vu dans notre numéro 538 les règles et normes à respecter, nous ne nous étendons donc pas plus avant sur ce sujet, rappelons que les normes à respecter sont diffusées par les différents organismes de normalisation.

TESTS IEM/CEM

Le processus permettant d'assu-

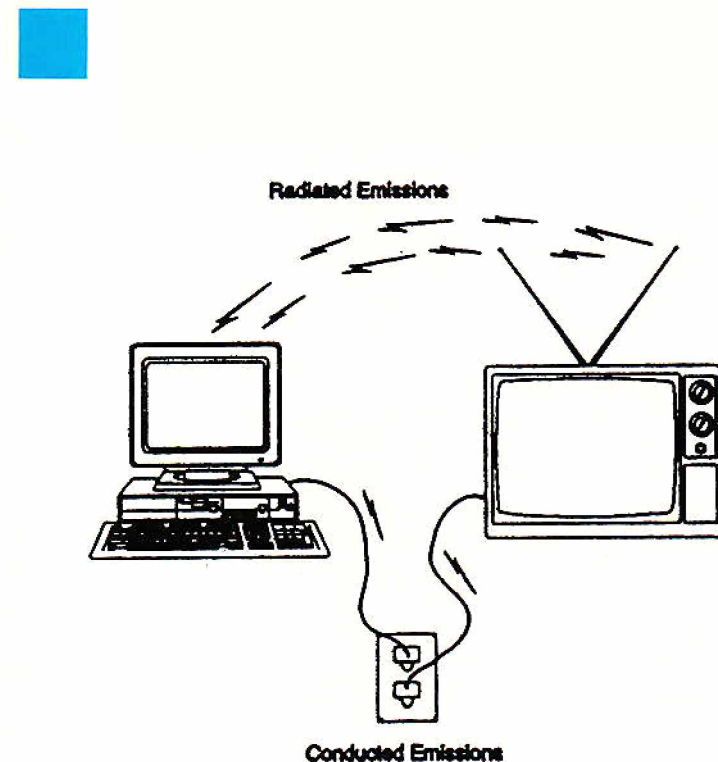


Figure 1. Les interférences électromagnétiques peuvent être des émissions de rayonnement ou de conduction.

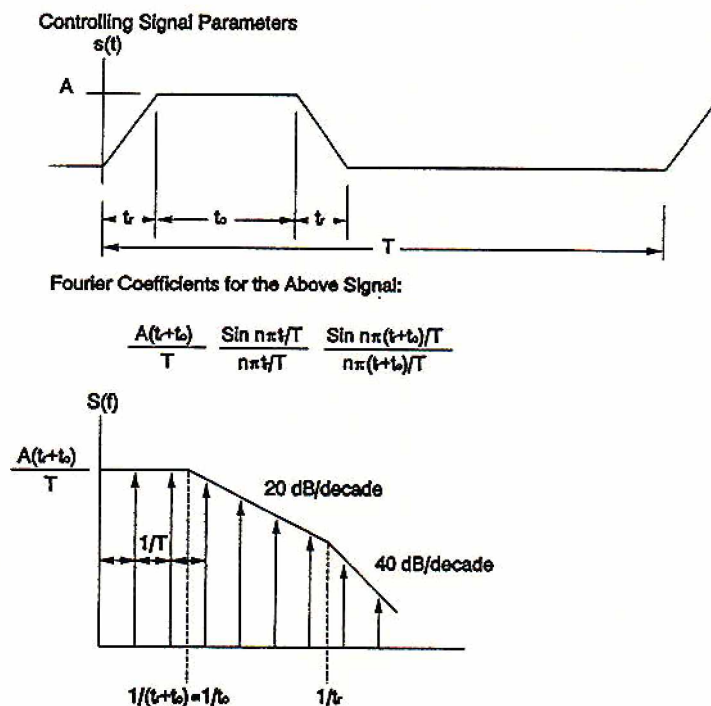


Figure 2. La limitation des perturbations nécessite l'utilisation de signaux à fronts de montée et de descente lents pour confiner l'énergie dans les fréquences basses.

rer la conformité aux normes CEM est composé des quatre phases suivantes :

- Conception
- Pré-qualification
- Qualification
- Maintien de la conformité ou post-qualification.

Tektronix propose une large gamme de produits et d'informations techniques constituant des solutions d'un excellent rapport

coût/efficacité pour les tests de conception et de pré/post-qualification.

Tektronix dispose d'une grande variété de capteurs et d'antennes pour la mesure des émissions de rayonnement ou de conduction ainsi que des analyseurs de spectre couvrant une large gamme de prix et de fonctionnalités pour l'analyse et la mesure des signaux IEM (voir tableau 1).

ANALYSEURS DE SPECTRE TEKTRONIX

Modèle	Plage de fréquences	Informations complémentaires
2714	9 kHz à 1,8 GHz	En laboratoire ou portable, hautes précision et stabilité, logiciel dédié pour le marché de la TV câblée.
2712	9 kHz à 1,8 GHz	En laboratoire ou portable, hautes précision et stabilité, option CEM avec détecteur QP et filtres CEM.
2711	9 kHz à 1,8 GHz	En laboratoire ou portable, hautes précision et stabilité, économique.
2784	100 Hz à 40 GHz en interne, jusqu'à 325 GHz avec mélangeurs externes	En laboratoire ou portable, compteur de fréquences intégré, grande plage de fréquences coaxiales, la plus grande bande passante d'impulsion.
2782	100 Hz à 33 GHz en interne, jusqu'à 325 GHz avec mélangeurs externes	En laboratoire ou portable, compteur de fréquences intégré, grande plage de fréquences coaxiales et bande passante d'impulsion. Prix inférieur à celui du 2784.
2794	10 kHz à 21 GHz en interne, jusqu'à 325 GHz avec mélangeurs externes	Portable, compteur de fréquences intégré, très hautes précision et stabilité.
2795	100 Hz à 1,8 GHz	Portable, compteur de fréquences intégré, très hautes précision et stabilité.
2797	100 Hz à 7,1 GHz	Portable, hautes précision et stabilité, coût modéré.
2792	10 kHz à 21 GHz (26,5 GHz avec l'option 04)	Portable, hautes précision et stabilité, coût modéré. Extension possible de la plage de fréquences.
2622	Du continu à 20 kHz	Analyseur de Fourier portable, deux voies maximum.
2630	Du continu à 20 kHz	Analyseur de Fourier, quatre voies maximum. Générateur de signaux et enregistrement/lecture numérique en option.
2642A	Du continu à 200 kHz	Analyseur de Fourier, analyse de courbe, de spectre et de réseau. Quatre voies maximum. Générateur de signaux en standard.

Tektronix propose également des logiciels pour l'automatisation des tests IEM. Récemment, Tektronix a associé matériel et logiciel afin de fournir un système complet de pré/post-qualification CEM, appelé 27120.

Conception

La première étape doit toujours être une bonne conception IEM/CEM, le test IEM/CEM fait partie intégrante du processus de développement et de fabrication d'un prototype. Si cette étape est négligée, des problèmes IEM/CEM importants risquent d'apparaître au moment de la pré-qualification et d'entraîner des conséquences graves en termes de coût (modification de la conception) et de délais (retard de la mise sur le marché).

Des diagnostics IEM simples peuvent être exécutés avec des sondes à champ d'induction RF et un analyseur logique tel que le 2711 ou le 2712 de Tektronix. Si le 2711 est une solution plus économique pour la plupart des mesures préliminaires, le 2712, avec option 12, a l'avantage de posséder des filtres CEM et de permettre la détection quasi-crête. L'option CEM devient plus importante pour les mesures effectuées dans les phases ultérieures du test. Pour des tests dépassant la plage de 1,8 GHz disponible sur les analyseurs 2711 et 2712, l'un des appareils présentés au tableau 1 peut être utilisé.

Les sondes à champ d'induction RF et l'analyseur de spectre vous permettent de détecter les «points sensibles» IEM dans les sous-systèmes et les prototypes. Ainsi, il est possible d'identifier les problèmes très tôt, dès les premières phases du développement. Dans la phase de conception, les tests peuvent être commencés sur le bureau, cependant il est préférable de les achever dans une cage blindée.

L'intérêt d'une cage blindée, ou cabine blindée, est d'isoler l'appareil testé et les mesures d'autres influences IEM. Cette installation vous permet, par exemple, de ne pas interpréter un signal émis par une station de radio ou de télévision locale comme une interférence électromagnétique en provenance du matériel testé. Elle évite également que de telles influences extérieures ne masquent les émissions IEM du matériel testé.

Pré-qualification

La majorité des problèmes IEM sont théoriquement résolus dans la phase de conception. Les tests de pré-qualification permettent d'identifier les problèmes restant sur les prototypes avant la phase de qualification.

Comme pour la phase de conception, les outils de pré-qualification peuvent comprendre un analyseur de spectre, un logiciel IEM, les antennes appropriées, des sondes à champ d'induction RF et des réseaux de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL). Un présélecteur RF, tel que le présélecteur RF 2706 de Tektronix, peut également être utile. Il permet une réduction des parties hautes du spectre qui risquent de provoquer une distorsion des mesures en raison de l'énergie présente à l'entrée de l'analyseur de spectre seul.

L'utilisation du logiciel de test IEM S26EM12 de Tektronix accélère et facilite sensiblement les tests d'émissions de rayonnement et de conduction (voir **figure 3 et 4**). Le logiciel S26EM12 fonctionne sur ordinateur personnel MS-DOS. Il fournit une configuration automatique de l'analyseur de spectre pour des tests spécifiques et applique automatiquement les facteurs de correction tels que le facteur d'antenne, perte de câble... Les tests clés FCC, VDE et CISPR sont automatisés par le logiciel et les résultats des tests, présentés sous forme de tableaux ou de graphiques, peuvent être imprimés à des fins d'archivage et de documentation.

Les tests de pré-qualification doivent impérativement être exécutés dans un environnement protégé au maximum des interférences ambiantes. Une cage blindée peut être utilisée mais une chambre sourde est préférable car elle présente des conditions plus proches de celles exigées pour la qualification finale. Cependant, il est vrai qu'une chambre sourde est une installation coûteuse.

Qualification

Cette troisième phase permet d'établir la conformité finale à la norme ou aux normes CEM en vigueur. Elle est beaucoup plus facile et rapide que les précédentes à condition que les tests des phases de conception et de pré-qualification aient été exécutés

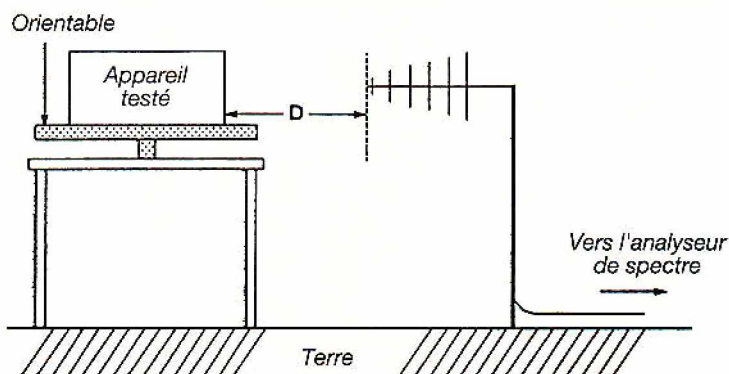


Figure 3. Pour les émissions de rayonnement, les tests utilisent différents types d'antennes et diverses distances de test (D) en fonction de la norme suivie.

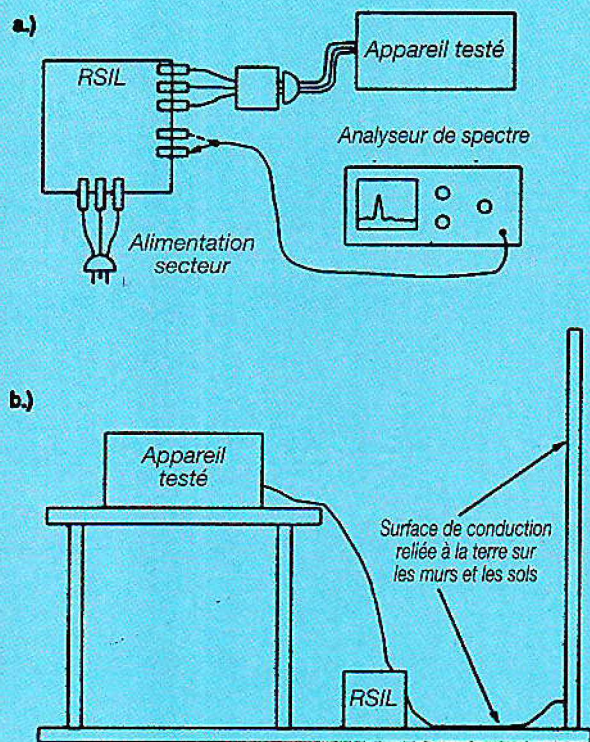


Figure 4. Pour les émissions de conduction, les tests utilisent un réseau RSIL connecté entre l'alimentation secteur et la configuration de test (a), l'appareil testé est placé dans une cage blindée (b).

correctement. A moins que vous ne fassiez partie d'une organisation de grande taille pouvant justifier les coûts de constructions et d'entretien des installations de qualification, cette phase est généralement effectuée par un laboratoire de tests extérieur.

Post-qualification

Une fois que le produit est certifié conforme aux normes CEM, le fabricant a la responsabilité d'en assurer le suivi, afin de garantir la conformité dans le temps. Un programme de tests de post-qualification doit donc être mis en

place. En effet, certains organismes, le FCC par exemple, sont habilités à tester au hasard des produits réputés conformes aux normes, surtout en cas de plainte.

Le fabricant a donc intérêt à effectuer lui-même des contrôles sur ses produits. Généralement, ces contrôles consistent à établir des points de vérification CEM dans le processus de fabrication afin de détecter les composants non conformes aux normes, qui risquent d'annuler les bénéfices d'une bonne conception CEM générale.

De plus, des échantillons peuvent être prélevés périodiquement à la fin de la chaîne de fabrication ou dans les stocks afin d'en vérifier la conformité CEM. Les tests effectués sur ces produits sont les mêmes que ceux de la phase de pré-qualification et les résultats sont comparés aux bancs d'essais effectués sur l'unité ayant reçu la qualification initiale. Grâce à ces contrôles, le fabricant est en mesure d'assurer une conformité CEM continue de ses produits et d'éviter des frais importants si, par exemple, la

non-conformité des produits en stocks est constatée (modification des produits, nouveaux tests, demande de qualification, etc.).

EN RESUME

La compatibilité électromagnétique est une préoccupation majeure de nombreux fabricants et importateurs de produits commerciaux et industriels. Les produits doivent avoir reçu la qualification CEM pour pouvoir être importés ou vendus sur les grands marchés mondiaux.

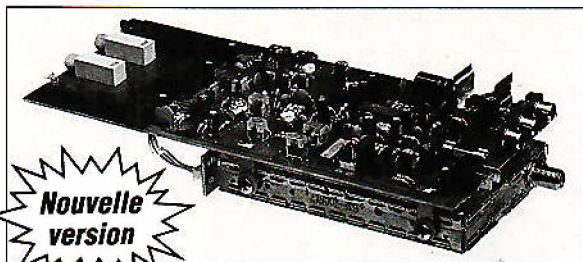
De plus, avec la prolifération des composants électroniques dans les autres produits, les risques de perturbations électromagnétiques sont de plus en plus importants. Les organismes de normalisation étudient en permanence les risques IEM et établissent de nouvelles normes en fonction des besoins.

Tektronix, qui commercialise de nombreux produits dans le monde entier, est au faite des dernières réglementations CEM ainsi que des techniques et des

équipements de test. De plus, Tektronix continuera à proposer aux industries des instruments de test CEM, des accessoires et des logiciels à des prix intéressants.

ETSF
recherche
auteurs.
Contactez
Claude Ducros
au 42 00 33 05

EURO 600 MODULE SATELLITE



Nouvelle version

CARACTERISTIQUES :

UTILISATION :

- Démodulateur portable pour camping
- Télévision amateur bandes 23 et 33 cm
- Instrument de mesure pour installateurs

SPECIFICATION :

- Fréquences FI 900-1850 Mhz
- Sensibilité -70 dB m ou 38 dB/uV
- Audio PLL 5-8,5 Mhz
- Sortie vidéo 1 volt p/p Adj.
- Alimentation + 12,5 à + 17,5 Vdc ± 360 mA

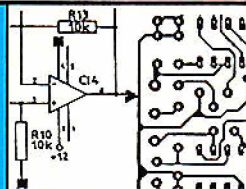
LORRAINE SATELLITE COMMUNICATION
B.P. 22 - 65, rue de la République
F- 57520 GROSLIEDERSTROFF
Tél : (33) 87 09 08 67
Fax : (33) 87 09 08 76

LSC
FRANCE



CAO

sur PC/AT et compatibles



COMMENT ECONOMISER ? SANS COMPROMIS !

ACHETEZ UN LOGICIEL COMPLET ET COHERENT :

LE TOUT POUR MOINS DE **9000F HT ! !**

Saisie de schémas, multifeuilles

« **ISIS DESIGNER +** »

↓
NETLISTS

↓
« **ARES AUTOROUTE** »

routage de circuits-imprimés
multistratégies, multicouches, CMS

► PEUT AUSSI AUTOROUTER SUR SIMPLE FACE !
Complet avec ses drivers d'imprimantes, HPGL, Lasers, Gerber, NC-drill, etc.

+ GENERATION DE FICHIERS COMPATIBLES AVEC VOS LOGICIELS DE PAO POUR INTEGRATION DANS VOS DOCUMENTS TECHNIQUES (Windows, Ventura, Page-Maker, TimeWorks, Autocad etc.)

☛ FACILE AVEC ICONES ET MENUS DEROLANTS. MANUEL EN FRANÇAIS !
DOC. ET DISQ. DEMO (3.5") GRATUITE AUX PROFESSIONNELS. ECRIVEZ VITE A :

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

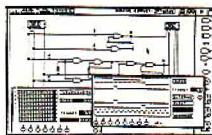
Tél. : (33) 1.69.30.13.79
Fax : (33) 1.69.20.60.41
Téléc : 603.103.F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS

SIMULATION LOGIQUE ANALOGIQUE

A partir de
1390 Frs H.T

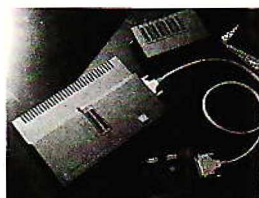
- Permet de concevoir et de tester des schémas électroniques (formation)
- Fonction Voltmètre
- Fonction Ohmmètre
- Fonction Wattmètre
- Fonction Oscilloscope
- Fonction Générateur
- Fonction Analyseur Logique



DESCRIPTION

Le nouveau ELECTRONICS WORKBENCH transforme votre PC en laboratoire complet. Vous pouvez avec le WORKBENCH concevoir, expérimenter et tester des schémas avec un nombre illimité de composants passifs ou logiques. Puis vous analysez le schéma avec le multimètre, l'oscilloscope, le générateur de signaux, l'analyseur logique, etc...

PROGRAMMATEUR UNIVERSEL sur PC



PROMOTION
EXCEPTIONNELLE
3990 Frs H.T

- Programme EEPROMS-EPROMS BIPOLAIRES - MONOCHIP
- PAL - EPLD - GAL - FLASH EPROMS
- Test des CI RAM - TTL - CMOS
- Horloge hardware
- Protégé contre les sur-tensions et les courts circuits

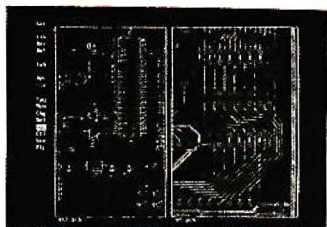
ANALYSEUR LOGIQUE



8 voies 100 Mhz
4990 Frs H.T
16 voies 100 Mhz
7490 Frs H.T
32 voies 200 Mhz
9990 Frs H.T

Ces Analyseurs Logiques se présentent sous forme de cartes courtes pour PC sont livrées avec 16 sondes et le programme sur PC. A l'écran du PC des "fonctions" permettent de configurer le nombre de voies, la vitesse d'horloge externe et interne, le nom des fichiers à sauvegarder ainsi que les paramètres "type".

CAO sur PC / AT

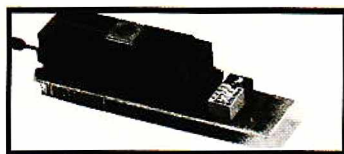


Avec routeur **7990 Frs H.T**
Sans routeur **2190 Frs H.T**

EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

- Adaptateurs Universels pour la programmation
- Programmeur autonome portable DATA MAN
- Programmeur Universel sur PC, XT, AT
- Programmeur d'EPROMS sur PC, XT, AT
- Analyseur logique
- Emulateur d'EPROMS
- Adaptateurs pour programmer les PGA
- Adaptateur pour programmer les PL CC
- Emulateur Z80 (Low Price)
- Emulateur 8085 (Low Price)
- Emulateur NSC 800 (Low Price)
- Emulateur 8051 et famille (Low Price)
- Emulateur 68 HC11 (Low Price)
- Emulateur 68HC05 (Low Price)
- Emulateur 64180 (Low Price)
- Emulateur UNIVERSEL SDT 800 pour les cibles suivants :
Z80 - Z180 - 64180 - 8085 - NSC800 - 6502
65C816 - 6301 - 6303 - 68000 - 6809 - 6802
8088 - 8086 - 80188 - 80C188 - 80186 - 80C186...
- Simulateur Logique et Analogique
- Emulateur Z180 (Low Price)
- Emulateur pour 8096/80196
- Emulateur pour 8031/32/51/52
- Emulateur 8086/186/286
- Testeur de composants
- Editeurs (demander la liste)
- Utilitaires (demander la liste)
- Cross Assembleurs
- Simulateurs - Debuggers
- Cross Compilateurs PASCAL
- CAO pour circuits imprimés (Low Price)
- Compilateur schémas (Low Price)
- Compilateur pour PAL/EPLD (Low Price)
- Debuggers Source C
- Compilateur croisés BASIC
- Effaceur d'Eeprom

ADAPTATEURS UNIVERSELS



A partir de **1590 Frs H.T**
pour Monochips, PLCC, PGA, SOT,
directement sur tout
programmeur d'Eeprom

EMULATEURS DE μ P



A partir de **6490 Frs H.T**

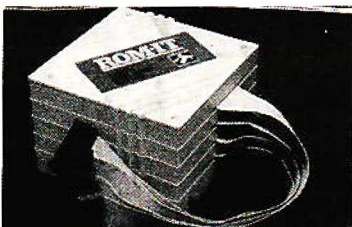
DATA MAN S4



7500 Frs H.T

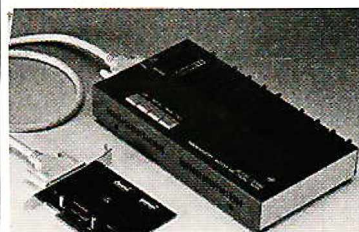
PROGRAMMATEUR ET
EMULATEUR EPROM PORTABLE

EMULATEUR D'EPROM



Peut emuler de 1 à 8 Eeproms.
Emule de la 2764 à la 8 Mo

PROGRAMMATEUR D'EPROM



A partir de **1350 Frs H.T**

DEVELOPPEMENT CARTES MEMOIRE



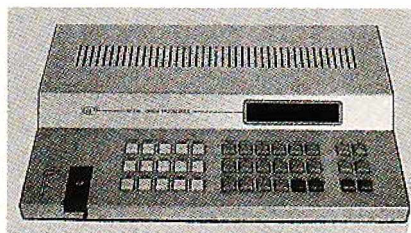
NOUVEAU

7990 Frs H.T

Cet outil comprend :

- le lecteur de cartes universel
- les logiciels
- 1 Carte SRAM, 1 carte FLASH
- le Manuel avec des exemples

PROGRAMMATEUR UNIVERSEL PORTABLE



NOUVEAU

7990 Frs H.T

- Portable ● programme tous les composants
- Fonctionne sur le port parallèle ● Autonome

ETCO
INSTRUMENTS

27, rue Félix Merlin
93800 Epinay sur Seine
Tél. : (1) 48. 41. 07. 43
Fax. : (1) 48. 41. 80. 29

NOUS ACCEPTONS



DISQUETTES DEMO et CATALOGUES GRATUITS

CARTES D'APPLICATION



NOUVEAU

A partir de
990 Frs H.T

Disponible pour 8031/52
80-52-68HC11 - 68HC16-8096-
68332 ect...

Las Vegas : NAB 1993

*Cette année encore, le salon de la NAB – «National Association of Broadcasters» – a battu tous les records de participation, tant en ce qui concerne le nombre de sociétés représentées que celui des visiteurs.**

Malgré la récession qui sévit partout dans le monde, les professionnels de la radiotélévision continuent, plus que jamais aux USA, de croire en leur avenir et ceci explique cela. En particulier à cause des possibilités que laissent entrevoir, dès à présent, la TV numérique et la TVHD, du même type.



LA TVHD

Nous avons eu l'occasion de lire au cours de ces derniers mois, dans la grande presse française, que la TVHD européenne était morte. C'était, presque, une tentative d'assassinat puisque nous avons été bien près de mourir de rire à la lecture d'une telle assertion. Ce qui est mort, c'est la TVHD totalement ou en partie analogique, mais pas du tout la TVHD (numérique celle-là !...)

La TV du futur sera intégralement numérique, c'est indéniable, même si l'analogique coexistera encore pendant plus d'une décennie, mais deux voies lui sont offertes qui seront suivies parallèlement avec plus ou moins d'intensité relative : celle de la TV avec une définition conventionnelle, celle que nous connaissons de nos jours avec le Secam et le PAL et puis la TVHD, avec une définition doublée et dans le sens horizontal et dans le sens vertical. Un point commun, l'unanimité qui s'est faite sur le format de la face avant du tube cathodique, du projecteur vidéo (ou de l'écran

plat de restitution de l'image du futur, qu'il soit à plasma ou tout autre) : ce format, rapport de la dimension de la largeur de l'image visualisée à sa hauteur, est de 16/9.

Venons-en à présent à l'avenir de la TVHD aux USA : dans l'immédiat, rien n'est conclu ; autrement dit, aucune décision finale n'a été prise quant au choix final de la FCC – Federal Communications Commission –, choix qui a été remis à une date ultérieure, tout simplement parce que le comité compétent de la FCC, l'Advisory Committee, n'a pas pu départager les concurrents demeurant en lice.

Après avoir sérieusement étudié le résultat des essais effectués à l'ATTC – Advanced Television Test Center – essais qui n'ont pas duré moins de plusieurs mois pour chacun des systèmes, l'Advisory Committee s'est réuni du 8 au 11 février dans le but de délibérer et de statuer sur :

- Les deux systèmes DigiCipher (General Instrument et Massachusetts Institute of Technology).
- L'Advanced Digital HDTV (Phi-

*Placée cette année sous le signe : «Exploring new horizons for broadcasters» - L'exploration de nouveaux horizons pour les radiotélédiffuseurs - cette 71^e Convention a réuni le salon de la NAB et, associés, le «HDTV World» (dont c'était la 3^e édition) et le «Multimedia world» (une première, consacrée aux périphériques alliant informatique et vidéo-TV). Plus de 800 firmes, occupant une surface utile de plus de 45 000 m², ont accueilli 64510 visiteurs professionnels (+ 22 % par rapport à 1992) dont 11523 en provenance de l'étranger (18 % des visiteurs et + 33 % par rapport à 1992) en dépit d'un droit d'entrée impressionnant (645 \$ cette année)...

PHILIPS



PHILIPS

PHILIPS



PHILIPS

Action du GCR Philips : sans et avec, une différence notable...

lips, Thomson Consumer Electronics, David Sarnoff Research Center, NBC et Compression Labs).

- Le Digital Spectrum Compatible HDTV (Zénith et AT & T).

- Le MUSE (Nippon Hoso Kyokai).

Seul le MUSE du NHK (Radiotélévision d'Etat du Japon), système entièrement analogique pour l'image, fut éliminé. De ce fait, ne restaient en compétition que des systèmes à compression numérique de l'information, non seulement audio, mais aussi vidéo ; en conséquence de quoi une certitude se fait jour : la TVHD sera numérique. C'est d'ailleurs la seule certitude que l'on aura à l'issue de ces journées de février puisqu'après un examen approfondi de quelque 60 spécifications de chacun des systèmes, l'Advisory Committee n'a pu prendre de décision : certes, le Digital Spectrum Compatible HDTV et l'un des DigiCipher (le Channel Compatible HDTV) présentaient d'excellentes performances de transmission mais l'Advanced Digital HDTV et l'autre DigiCipher fournissaient des images de meilleure qualité que les deux autres. En définitive, les systèmes, avec leurs qualités et défauts spécifiques, s'avéraient très proches les uns des autres et suivant le jeu des coefficients que l'on attribuait à l'une ou à une autre des caractéristiques, le système arrivant en tête n'était jamais le même...

Dans ces conditions, l'Advisory Committee a proposé aux firmes en concurrence d'améliorer les points faibles de leur système avant d'aller refaire un tour de piste à l'ATTC ; tour de piste qui tient plus du marathon et qui en outre nécessite de mettre au préalable sur la table un gros paquet de billets de 1000 \$... sans être certain qu'ensuite l'Advisory Committee sera enfin à même de prendre une décision. Dans cette éventualité – l'impossibilité de faire un choix après ces nouvelles épreuves – l'Advisory Committee a suggéré aux compétiteurs de mettre leurs «billes» en commun (autrement dit leurs brevets et leur «know-how») pour élaborer ensemble la TVHD du futur. Il va de soi qu'avec un seul système, le choix de l'Advisory Committee serait grandement facilité**. Affaire à suivre.

L'aspect que nous venons d'évoquer concerne la TVHD numérique, diffusée par voie hertzienne terrestre, alors qu'il existe conjointement des projets de TV (mais pas TVHD ceux-là) numérique acheminée par satellite ou par câble comme nous le verrons plus loin. S'agissant de la TVHD numérique et terrestre, Gary Shapiro, vice-Président à l'EIA – Electronic Industries Association – du groupe des produits grand-public, demandait à la FCC au cours

**Fin mai, nous avons appris que cette suggestion avait été retenue et serait mise en application.

de cette Convention NAB de ne pas retarder trop longtemps son choix définitif ; il ne souhaite ni encore de longues tergiversations, ni trop de perfectionnisme en un langage imagé («Nous n'avons pas besoin d'une Rolls-Royce, alors qu'une Cadillac nous donnera toute satisfaction»); et pour Gary Shapiro, l'idéal serait que la TVHD soit opérationnelle et commerciale lors des J.O. d'Atlanta en 1996.

Un qui n'est pas d'accord pour la TVHD et qui n'a pas manqué de le faire connaître lors d'une des conférences d'ouverture de cette Convention et qui s'adressait à tous (NAB, HDTV World et Multimedia World), c'est bien John Sculley, Président d'Apple ; pour lui, le monde est peut-être au seuil du plus grand tournant économique depuis la II^e Guerre Mondiale grâce au numérique et aux nouvelles technologies ; grâce aux télécommunications numériques, les richesses du futur seront fournies par les cerveaux et non plus par la surface de la Terre et son sous-sol et l'industrie majeure sera constituée par un amalgame de l'édition, des télécommunications et de l'informatique : une seule et unique industrie qui représentera en l'an 2 000, un marché de 3 500 milliards de \$. Et même si ces prévisions se révélaient optimistes et n'atteignaient, en fait et dans la réalité, que la moitié de ces espérances, le jeu n'en vaudrait-il pas

pour autant la chandelle ? Et John Sculley de mettre en garde les radiotélédiffuseurs qui s'accrochent à la TVHD-terrestre s'entend puisque seule celle-là a des chances d'exister – alors que d'ici peu celle-ci sera soumise à une dure concurrence des satellites de TV directe, des CD-ROM et 500 programmes numériques transmis par câble. Dans ce contexte prospectif, John Sculley conseille plutôt aux radiodiffuseurs de renoncer à la TVHD et son concept fermé pour consacrer les 6MHz qui lui sont réservés par canal à la TV numérique interactive, en répartissant cette bande passante en plusieurs voies distinctes, avec pour le téléspectateur la possibilité de choisir entre plusieurs angles de prise de vue (lors d'un match de base-ball par exemple), d'avoir conjointement des informations et même un complément – publicitaire – plus fourni (avec, par exemple, achats). Indubitablement un autre choix : la quantité plutôt que la qualité...

LA TV ET LA VIDÉO

En ce qui concerne la TV par satellite, un gros programme est prévu pour le début de 1994 : Hughes Aircraft se diversifie pour tenter de compenser la réduction des crédits militaires et se tourne vers la TV par satellite par le biais de sa filiale Direc TV qui sera à même de retransmettre plus de cent programmes avec un seul satellite ; ceci grâce à la compression numérique de l'information qui permet de découpler les possibilités du transpondeur et, donc, de multiplier par 10 le nombre de programmes qu'il est à même de retransmettre. Participe activement à ce projet Thomson Consumer Electronics alors que sa filiale RCA proposera des paraboloïdes de réception d'un diamètre de seulement 50 cm qui seront à même de capter correctement les émissions sur toute la surface des USA ; en outre, certains des programmes émis le seront avec un format d'image 16/9 (RCA a commencé à commercialiser des téléviseurs à ce format d'écran suivi par Panasonic ; Philips fera de même en août, avec visualisation VGA à partir d'un micro-ordinateur).

Un problème crucial qui se pose depuis les débuts de la télévision et qui, jusqu'à présent, n'avait guère reçu de solution, c'est celui



NHK : Caméra ultra sensible Super HARP.

des images fantômes. On en connaissait la cause – les trajets «multipaths» – et les effets – des images dédoublées, détriées... sur l'écran TV –, mais non un remède efficace. Tous ceux qui ont été victimes des phénomènes de post-échos, et éventuellement de pré-échos, hertziens ne pourront que se réjouir du circuit d'annihilation des images fantômes mis au point par Philips et retenu comme le plus performant parmi d'autres – la TVHD a fait «phosphorer» pas mal de concurrents – par la FCC. Le GCR (Ghost Cancellation Reference) de Philips a été plébiscité à l'unanimité (38 voix contre 0) par l'Advanced Television System Committee et de ce fait agréé par la FCC. La FCC a réservé la ligne 19 du blanking vertical pour y intercaler à l'émission le signal GCR ; il s'agit ici du NTSC et, à l'émission, le circuit GCR est du type professionnel alors qu'à la réception existent à la fois un circuit grand public et un circuit professionnel ; d'ici à la fin de l'année, de tels circuits seront également disponibles en PAL. Comment fonctionne le GCR ? Si nous suivons le synoptique simplifié de la figure 1, qui a

trait au récepteur, le signal GCR reçu est comparé, après passage par un CAN, à un signal GCR strictement identique à celui qui existe à l'émission mais qui n'est pas nécessairement identique – en cas d'échos – à celui qui est réceptionné ; la comparaison effectuée par un DSP avec des algorithmes appropriés génère les coefficients utiles qui, envoyés dans un filtre numérique, auront pour effet de «gommer» les signaux à l'origine des images fantômes, supplémentaires et indésirables. Alors que le circuit grand public est capable d'annuler jusqu'à quatre images ou trains d'images fantômes (ceci en cas de TOS entre l'antenne et le récepteur), le circuit professionnel porte cette capacité à treize images (ou train d'images). Est-il utile de préciser que le GCR qui équipe déjà les émetteurs des principales chaînes TV américaines est aussi utilisable dans les réseaux câblés (pour combattre le TOS) ?

En vidéo, saluons la sortie du Betacam numérique au format 4/2/2. Dix ans après la sortie du Betacam, diffusé à ce jour à plus de 190 000 exemplaires dans le

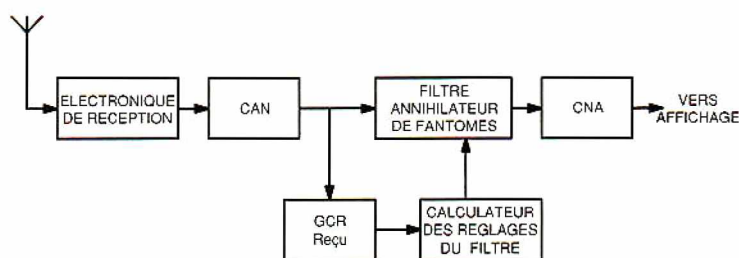


Figure 1 : synoptique simplifié de l'implantation du GCR Philips.

monde, Sony passe la vitesse supérieure en proposant un appareil capable de 100 copies successives («1» donne la copie «2», «2» donne la copie «3»,... «99» donne la copie «100») sans dégradation sensible entre l'image de départ et la copie «100».

Le NHK, absent de la Convention 1992, était cette année fortement implanté sur une surface – fermée – de près de 300 m² : en démonstration, la TVHD MUSE, opérationnelle au Japon mais qui restera, compte tenu de l'évolution vers le numérique dans le reste du monde, un système spécifique à ce pays. Mais ce grand stand du NHK était intéressant à d'autres titres : d'abord, parce que s'y trouvait présenté un écran plat de 102 cm de diagonale, au format 16/9 ; principe : 1 075 200 cellules élémentaires à plasma, épaisseur du panneau 8 cm pour une masse de 8 kg... Et puis, aussi, une caméra ultra sensible à tube Super HARP – sensibilité : 80 fois celle des tubes de type Plumbicon ou Saticon – avec une résolution de 2 000 lignes TV. Sur ce même stand du NHK, des convertisseurs de standards et de formats (1125 lignes/525 lignes ; 16/9 à 4/3 ; TVHD 12150/50/2 : 1 à TVHD 1125/60/2:1 et réciproquement), types de matériels que nous devions retrouver sous une forme différente sur les stands de Vision 1250 (Vision 1125 aux USA) avec Thomson-CSF et de Thomson-Broadcast, produits développés dans le cadre du programme EUREKA pour le développement de la TVHD européenne (à propos de ces convertisseurs, notons que Thomson a reçu en 1992 un «Emmy Award» décerné par la très américaine «National Academy of Television Arts & Science»). Autre Japonais présent au NAB, Toshiba qui avait en démonstration sur son stand un magnétoscope à mémoires «solid state» (DRAM 16 bits) permettant une autonomie de six minutes sur quatre voies en vidéo (numérique/analogique), cette durée, sur une seule voie et avec le renfort de mémoires esclaves, pouvant atteindre 78 minutes ; qui plus est, avec compression de l'information – ou réduction de son débit, comme préfèrent dire les puristes – cette autonomie peut atteindre...

Toujours chez Toshiba, une démonstration de liaison TVHD entre Las Vegas et Tokyo et réciproquement, avec comme vecteur une fibre optique ; autre

moyen mis en œuvre, la compression de l'information pour réduire son débit (procédé SCPC de DigiCipher - General Instrument).

LA RADIO

Aux USA, on attache beaucoup d'importance à l'AM pour la radio : les émetteurs foisonnent dans la bande des petites ondes (PO) à un tel point que cette gamme d'ondes vient d'être portée à 1705 kHz soit un gain vers les plus hautes fréquences de la bande de plus de 100 kHz. En outre, depuis la fin des années 70, plusieurs systèmes de diffusion stéréophonique coexistent, le plus courant – le C-QUAM de Motorola – semblant, enfin, être en mesure de l'emporter sur ses concurrents. Toutefois, à l'écoute des émissions en AM, les résultats s'avèrent décevants parce que le son restitué se révèle dépourvu de toute fidélité (et la musicalité qui accompagne cette fidélité manque à l'appel...). Une bonne raison à cela, la bande passante des récepteurs n'atteint pas 3 kHz et ceci est essentiellement dû à la limitation qu'impose la largeur de bande des étages FI des superhétérodynes. Pourtant, si vous êtes à proximité d'un émetteur AM puissant, là où les émissions sur les canaux adjacents ne peuvent être sources de perturbations parce que plus lointaines et bien plus faibles, un son plus large – en kHz – est disponible. D'où l'idée de la NAB, pour que les usagers puissent mieux exploiter l'AM, de demander à un constructeur connu – en l'occurrence Denon – de concevoir un récepteur dont la bande monte jusqu'à 7,5 kHz, cette limite supérieure s'adaptant automatiquement aux conditions de réception : ce qui signifie que plus le signal reçu sera faible et plus cette limite descendra vers le bas (jusque 3 kHz), pour éviter les phénomènes d'interférences avec les émetteurs des canaux voisins. En outre, ce récepteur est équipé d'un circuit antiparasite (contre ceux créés par les tubes fluorescents ou les balais des moteurs) et, éventuellement, d'un circuit C-QUAM Motorola. Ajoutons qu'en FM, la réduction de bande passante s'effectue au niveau des circuits FI par un commutateur à deux positions – bande «large» ou «étroite» – alors qu'en AM, elle a lieu dans la section audio.

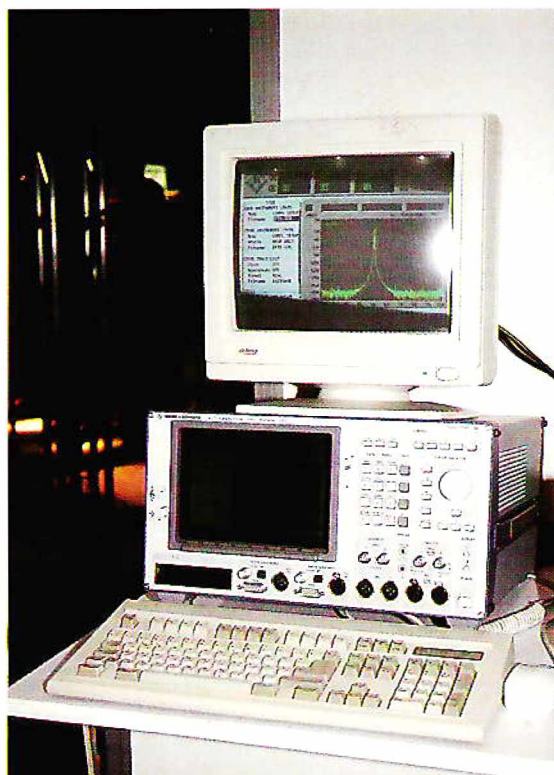
Rohde et Schwarz : l'UPD.



Thomson-Brandt : convertisseur de standards avec son «Emmy Award».



Toshiba : liaison TVHD par fibres optiques Las Vegas-Tokyo et retour.



En ce qui concerne la DAB – Digital Audio Broadcasting – nous avons vu dans *Electronique Radio-Plans* (numéro d'août 1992) quelle répartition des fréquences avait été prévue par la Commission Administrative Mondiale des Radio-communications. Cependant, s'agissant de ces émissions DAB par voie terrestre, les USA font bande à part puisqu'ils envisagent ces émissions à la fois sur les bandes dévolues à la FM et à l'AM.

Plusieurs propositions sont en compétition :

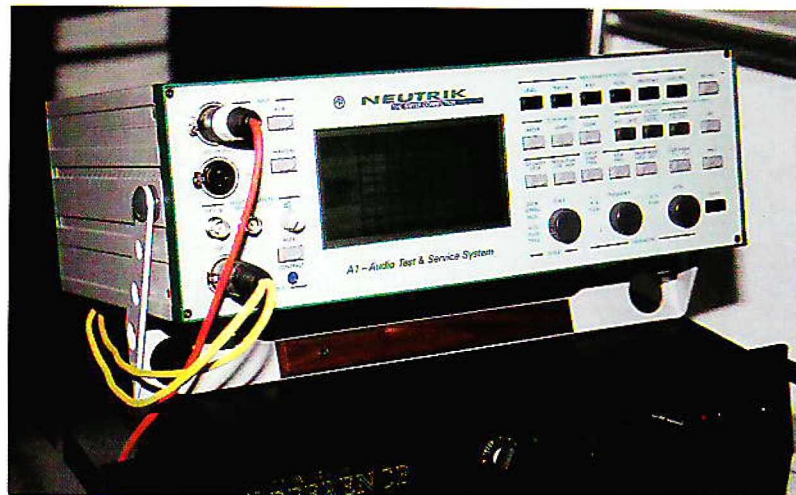
- En bande FM, émissions sur les mêmes canaux que les émetteurs en service («In band, on channel» ou IBOC) option qui, depuis janvier 1993, a l'agrément de la DAB ; l'IBOC fait l'objet de deux développements différents : celui du groupe «USA Digital Radio», avec un algorithme MUSICAM à débit de l'information réduit à 192 kbits/s en stéréo et celui d'Amati AT & T utilisant le PAC (Perceptual Audio Coding), dû à AT & T, avec un débit en stéréo de 128 kbits/s. A propos de ce dernier, notons qu'il se particularise par la transmission, en sus de données et qu'il propose une bande passante variable : large pour les zones rurales et réduite en zone urbaine. Existe également comme proposition, utiliser les canaux non occupés adjacents aux émetteurs en service («In band, adjacent channel» ou IBAC) ; concurrents pour ce projet, AT & T avec le PAC et General Instrument.

En bande AM, nous retrouvons «USA Digital Radio» avec un projet IBOC mettant en œuvre le MUSICAM avec, cette fois, un débit limité à 96 kbits/s en stéréo.

LA MÉTROLOGIE

Le matériel destiné à la métrologie – audio, TV, vidéo... – n'était pas absent de cette Convention ; une bonne raison à cela, les appareils utilisés en radiodiffusion sont de plus en plus sophistiqués et, avec l'avènement des techniques numériques, les mesures se doivent d'être de plus en plus pointues dans tous les domaines d'applications. C'est ainsi qu'en audio :

Rohde & Schwarz a développé un analyseur audio, l'UPD, constituant un appareil universel pour les mesures analogiques et numériques. Compact, l'UPD intègre une multitude d'appareils



Neutrik : l'A2.

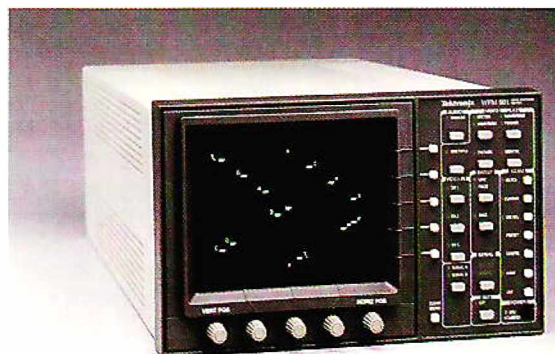
distincts : plusieurs générateurs et analyseurs analogiques et numériques, un micro-ordinateur 386 SX, un nombre infini de filtres et un écran VGA à LCD, ce qui implique que les résultats de mesures peuvent être traités par MS-DOS, à l'aide de logiciels standards, laissant ainsi à l'utilisateur la possibilité de connecter une imprimante, un clavier standard ou une souris. L'UPD de Rohde et Schwarz couvre la totalité des mesures audio, y compris l'analyse FFT ; équipé de toute la connectique habituellement mise en œuvre dans ce domaine d'application, l'UPD peut pratiquement sans difficulté s'adapter à toute interface audio. Ces interfaces, réalisées en structure bivoie, permettent l'analyse de toutes les combinaisons d'entrées/sorties envisageables (A/A, A/N, N/A et N/N). En outre, un grand nombre de fonctions – par exemple, tous les filtres de pondération – s'exécutent par logiciel ; il suffira donc de charger un nouveau logiciel pour s'adapter à de nouvelles spécifications de test et de contrôle du futur. Enfin, l'UPD, malgré son grand nombre de fonctions, demeure très convivial et très simple à utiliser.

Tektronix ajoute aux diverses (et nombreuses) fonctions de son VM 700 A, centrale de mesures vidéo, la possibilité de mesurer aussi les signaux en provenance de trois sources audio stéréo. Il s'agit de l'option 41 : les trois signaux stéréo sont reliés par six entrées distinctes via un connecteur mâle DB 37 à l'arrière de l'appareil ; l'option 41 permet l'assignation d'une voie audio (1, 2 ou 3) à une source vidéo (A, B ou C) alors que pour faciliter l'utilisation, le choix des trois voies audio suit celle de la source vidéo effectué à partir du VM 700 A ; en outre, l'option 41 permet la mise hors-circuit des circuits audio non concernés. Avec cette sélection

des sources interne au VM 700 A, l'option 41 est idéale pour la mesure des sorties de dispositifs avec plus d'une sortie stéréo : magnétoscopes de production ou amplificateurs audio, puisqu'alors leurs multiples sorties audio peuvent être reliées directement aux entrées de l'option 41. Cette dernière possibilité s'avère également fort utile pour tous les systèmes TV qui disposent de sorties audio professionnelles en sus des sorties stéréo habituelles et aussi pour l'audio des systèmes par satellites.

Nous connaissons déjà la centrale de mesures A1 de Neutrik ; apparaît à présent un modèle plus évolué, l'A2, pour la maintenance et le contrôle des systèmes audio tant s'agissant de la transmission que de la reproduction sonore. Une large gamme d'équipements audio (mélangeurs, microphones, enceintes acoustiques, amplificateurs, compresseurs, limiteurs...) utilisés en radiodiffusion ou dans les studios d'enregistrement peuvent être, avec le A2, vérifiés et évalués avec un seul appareil. Les mesures répétitives sont automatisées en couplant l'A2 à un micro-ordinateur, cependant, sans cette dernière possibilité, les balayages, affichages et impres-

Tektronix : l'oscilloscope de profil/vecteurscope WFM 601.



sions peuvent être effectuées. L'A2 de Neutrik réunit en un seul appareil un analyseur deux voies de toutes les caractéristiques audio essentielles (niveaux, taux de distorsion harmonique + bruit, phase, diaphonie, intermodulation, pleurage et scintillement, bruit...) avec un générateur DSP fournissant tous les signaux d'essais nécessaires. De plus, afin de demeurer autonome sans faire appel à des appareils extérieurs, l'A2 comporte un oscilloscope à mémoire et un analyseur de spectre intégrés.

Audio Précision présentait toute sa gamme d'analyseurs audio et en particulier on retiendra ceux équipés d'un DSP avec programmes FASTTEST et FASTRIG permettant l'évaluation d'une voie audio en trois secondes (ou moins). Autre nouveauté, l'ATS 1, ensemble de mesures en rack conçu pour les essais industriels et en télécommunications. Cet ensemble est équipé d'une interface IEEE 488 pour une programmation externe ; une interface que peut également recevoir, en option, le Portable One Plus. L'un et l'autre proposent douze fonctions métrologiques ainsi qu'interfaces pour balayage, traceur de courbes et imprimante.

En radio, TV et vidéo, nous n'avons que l'embarras du choix :

Avec, chez Tektronix, une démonstration du système d'annihilation d'images fantômes GCR Philips dont Tektronix a développé le hardware métrologique. Pour cette application, Philips et Tektronix se retrouvaient sur des stands voisins (à noter que Hewlett Packard présentait de son côté un simulateur dynamique d'images fantômes, le HP 11759 D, destiné aux laboratoires travaillant sur les circuits d'annihilation de ce type). Chez Tektronix, également le WFM 601, oscilloscope de profil/vecteurscope en composantes numériques série fonctionnant comme l'appareil analogique WFM 300 A. Il fournit diverses représentations des signaux – en particulier la représentation «Eclair» brevetée par Tektronix et le test «nœud papillon» – et affiche les signaux dans un format analogique. Compatible avec les moniteurs d'images analogiques, il peut être ainsi intégré aisément et économiquement pour effectuer le contrôle et les mesures numériques en studio de production et de post-production (le WFM 601

a été conçu pour répondre à la nécessité de surveiller les signaux vidéo en provenance de caméras, magnétoscopes, télécinéma...). Signalons aussi l'AVTIME, un «package» constituant un système complet de mesures conçu pour automatiquement détecter les erreurs de différences temporelles entre les programmes audio et vidéo. L'AVTIME de Tektronix se compose des :

- VM 700 A, ensemble de mesures vidéo avec l'option vidéo de base, l'option 40 de mesures audio et l'option 42 de mesures audio pour vidéo.
- VITS 200 ou VITS 201, générateur d'insertion.
- ASG 100 ou ASG 140, générateur de signal audio.

Sur le stand Leader, un oscilloscope 4 voies 250 MHz, avec de nombreuses options de déclenchement (entre autres la synchronisation P-P auto de façon à conserver un déclenchement positif en dépit de variations de grande amplitude du signal et synchronisation à partir d'une des 4 voies). Balayage retardé avec sélection de lignes TV : 525, 625 ou 1125 lignes. Chez Leader également, un vecteurscope, le 5872, qui est aussi un moniteur de profil ; ces deux fonctions peuvent être affichées simultanément ou alternativement (les numéros de lignes et le «burst» peuvent également se superposer sur l'écran) ; le sélecteur de ligne de suppression trame permet une analyse facile des lignes test, VITS...

Enfin, chez Philips, un générateur de signaux vidéo (NTSC) avec plus de 175 signaux et formes d'ondes. Il s'agit du PM 5640 AM qui comporte entre autres signaux de test ceux de GCR. Philips présentait également un équilibreur de couleur pour vidéo-projecteurs, le PM 5639/10 ; cet appareil, compact, comporte trois capteurs, chacun (R,V ou B) se positionnant sur la lentille de sortie correspondant à la couleur pour laquelle il est prévu. Voilà un (bref !) aperçu de ce que nous a apporté cette Convention 93 de la NAB. Le Symposium International TV de Montreux (10 au 15 juin) devrait nous permettre de préciser certaines informations que nous donnons aujourd'hui.

Ch. Pannel



Hewlett-Packard : simulateur d'images fantômes HP11759D.



Tektronix : l'AVTIME avec le VM700A, l'option 42 et le VITS 200.



Leader : oscilloscope 2250, 4 voies 250 MHz.



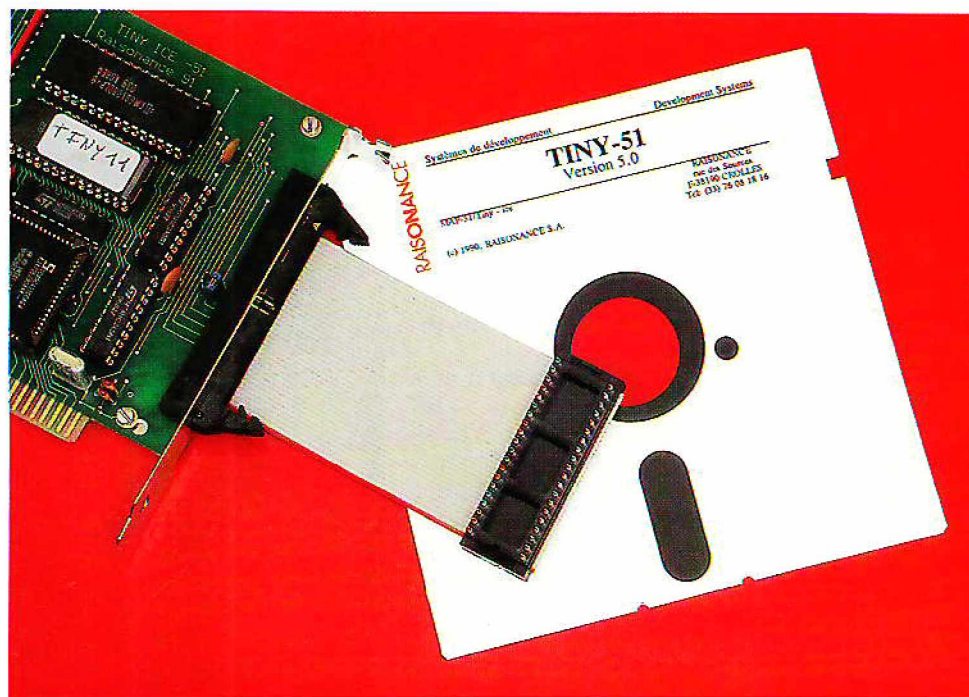
Philips : le PM 5639/10.

Tiny-Ice : un mini-émulateur de 80C31 et un coprocesseur

Spécialisée dans les outils de développement pour la famille 8051, RAISONANCE propose avec Tiny-Ice un produit particulièrement original.

Cet émulateur «in-circuit» simplifié et donc très économique peut, en effet, servir aussi de «coprocesseur» au compatible PC dans lequel on l'installe. Une bibliothèque de fonctions en langage C facilite au maximum l'exploitation de son 80C451 en tandem avec le processeur de l'unité centrale, notamment pour toutes sortes de tâches d'entrée-sortie rapides et d'applications «temps réel».

Et, bien entendu, Tiny-Ice bénéficie de l'interface utilisateur unifiée MAP 51 commune à tous les outils de la gamme RAISONANCE.



UN ÉMULATEUR «MINIMUM»

Comme son nom l'indique, Tiny-Ice est un tout petit émulateur, dont la partie matérielle se limite à une carte courte pour «slot» de PC et à un câble plat terminé par une prise DIP 40.

Au prix imbattable de 2 800 F HT logiciel inclus, il ne faut évidemment pas s'attendre à un outil de développement universel : Tiny-Ice ne supporte que le 80C31, et ses points d'arrêt doivent être «écrits» de toute pièce dans le programme qu'il va exécuter. Mais l'utilisateur de Tiny-Ice bénéficie de toutes les ressources de l'interface MAP51, dont la réputation n'est plus à faire, au même titre que s'il achetait l'émulateur perfectionné Mini-Ice (à 6 800 F HT plus 1 800 F de sonde plus éventuellement 2 500 F d'adaptateur de boîtier), le simulateur Simice-51, ou en fait n'importe quel outil de développement RAISONANCE.

L'habitué du simulateur, en version complète ou limitée, ne sera ainsi nullement dépaysé lorsqu'il se servira de Tiny-Ice pour faire «tourner» ses programmes sur une carte cible.

Tiny-Ice est une application astucieuse du 80C451, microcontrôle de la famille 8051, mais doté d'un port parallèle supplémentaire (P6), servant ici de passerelle de communication avec le bus d'extension I/O (mode parallèle) du PC.

Une zone adressable sur huit octets consécutifs doit être réservée à cet effet, en l'occurrence dans la zone normalement affectée à la «carte prototype» IBM. Deux cavaliers permettent de choisir l'origine de cette zone en 300 h, 308 h, 310 h ou 318 h afin d'éviter tout conflit avec d'éventuelles autres extensions.

Toutes les autres ressources du 80C451 (c'est-à-dire l'équivalent

du 80C31 émulé) restent en principe libres, et sont donc amenées sur la sonde d'émulation après buffering si nécessaire (P0 et P2 sont équipés de 74HC245).

Quelques exceptions sont toutefois à signaler, dont l'utilisateur aura tout intérêt à tenir le plus grand compte :

Les signaux RD et /WR étant bufferingés, P3.6 et P3.7 ne sont pas utilisables comme entrées-sorties, mais uniquement comme signaux de contrôle pour les accès externes.

Les signaux /EA, XT1, et XT2 sont simplement ignorés, mais /PSEN est relié à Vcc. Ce choix peut être modifié grâce à un cavalier sur la carte.

L'espace CODE disponible pour l'utilisateur est limité aux 32 K-octets inférieurs, car les 32 K supérieurs sont occupés par une EPROM contenant le moniteur de la carte.

Par contre, l'espace XDATA est entièrement disponible, sous la forme de deux blocs de 32 K-octets pouvant chacun être déclaré dans la RAM d'émulation ou directement sur la carte cible.

Le moniteur de la carte, qui assure la liaison avec le logiciel TINY.EXE installé sur le PC, est lancé par la routine d'interruption 0 qui doit par conséquent être considérée comme réservée et qu'il ne faut jamais invalider.

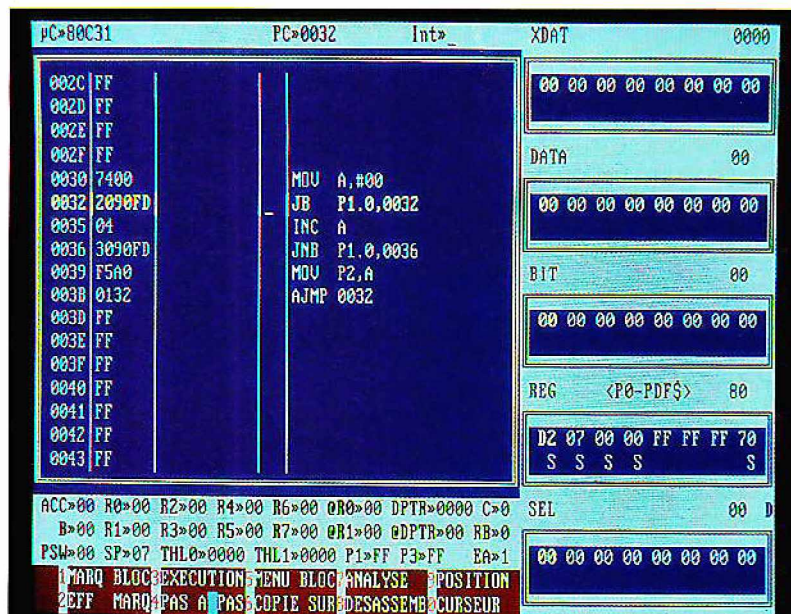
Il faut également initialiser le vecteur de cette interruption (adresse 003h) par un saut vers l'adresse 9000h (située dans l'EPROM du moniteur).

Le programme testé devra donc contenir l'instruction LJMP 9000h à l'adresse 003h.

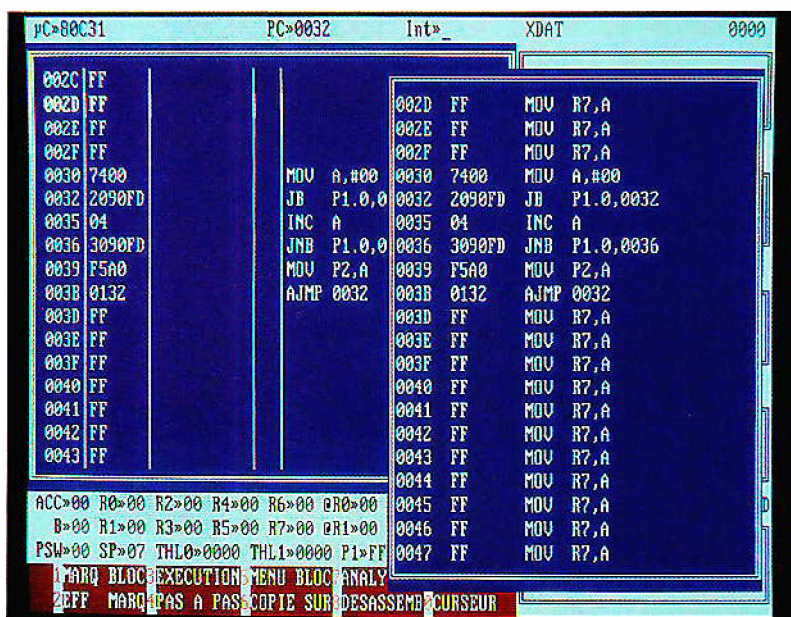
Les points d'arrêt (haltes) doivent être écrits expressément dans le programme testé, sous la forme de trois octets consécutifs, tandis que des «trappes» de deux octets (SETB IE0 et NOP) peuvent être posées comme «arrêts utilisateur».

Enfin, il est nécessaire de protéger les contenus de certains registres.

Il faut donc s'attendre à ne pas pouvoir «importer» sur Tiny-Ice n'importe quels programmes déjà existants, à moins de les adapter en conséquence, plus ou moins profondément selon le contexte dans lequel ils ont été écrits : c'est le prix à payer



Exécution en pas à pas.



Exploration puis désassemblage.

pour bénéficier du coût très modeste de cet outil !

Par contre, ces contraintes peuvent être considérées comme relativement légères lorsqu'il s'agit d'écrire un logiciel à partir de zéro, en sachant qu'on le testera sur Tiny-Ice.

Il est à conseiller de prévoir les points d'arrêt dès l'écriture du programme avec un assembleur, mais on peut aussi les ajouter, provisoirement et à la demande, pendant sa mise au point sur Tiny-Ice.

En effet, TINY.EXE offre, dans le cadre de MAP51, un bon éditeur, un désassembleur et un assembleur rudimentaire permettant d'intervenir dans le code testé, notamment à l'occasion d'une exécution pas à pas.

Il faut cependant s'attendre à quelques difficultés si on tente de poser des points d'arrêt sur des instructions longues de moins de trois octets.

UN «COPROCESSEUR» ORIGINAL

Bien entendu, Tiny-Ice n'a rien à voir avec un coprocesseur au sens «arithmétique» du terme, mais cette appellation se justifie si on considère que la puissance de son 80C451 peut fort bien être utilisée en renfort par l'unité centrale.

Pour ce genre d'usage, on ne monte pas la sonde d'émulation dont on peut même faire l'économie si on ne prévoit pas d'utiliser

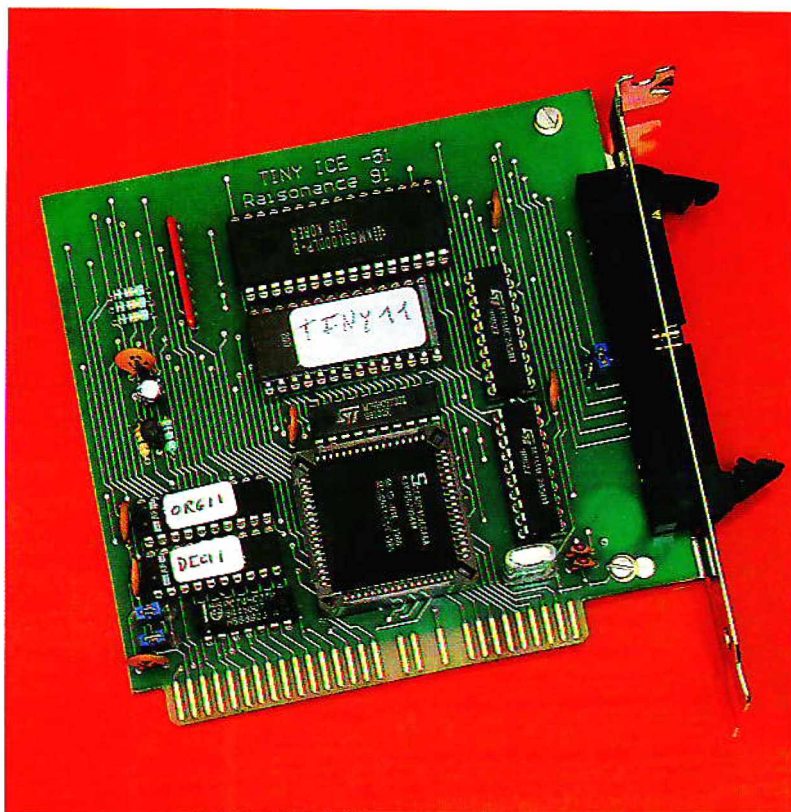
un jour Tiny-Ice en émulateur.

De même, on peut se passer du confort de PAM51, et donc substituer à TINY.EXE un moniteur simplifié nommé TIMO.EXE.

La carte seule coûte alors 1 300 F HT, prix auquel il convient éventuellement d'ajouter 1 000 F HT pour le «kit de développement» qui, outre TIMO.EXE, contient toute une bibliothèque en langage C pour l'exploitation du 80C451 au sein du PC (Timo est d'ailleurs écrit à partir de ces primitives).

On peut alors se servir de la multitude de lignes d'entrée-sortie (parallèle et série) dont dispose le connecteur de sonde, pour interfacer «intelligemment» le PC au monde extérieur, notamment par le biais d'interruptions qui n'interféreront en rien avec le travail principal.

128 K-octets de RAM statique (dont 32 K de code téléchargeable) sont également disponibles sur la carte et accessibles rapidement par son processeur.



La carte TINY-ICE.



Votre

CADEAU :
2 logiciels

Recevez chaque mois toutes les informations indispensables pour suivre l'évolution de tous les aspects de l'électronique.

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans



2 logiciels exclusifs en cadeau :

- **TELENEWS** : protocole de téléchargement pour dialoguer avec notre serveur 3615 ERP - Version DOS et Windows.
- **Emul 2** : émulateur minitel sur PC pour optimiser l'exploitation minitel.

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !



Exemple d'utilisation de TIMO.EXE
(désassemblage puis exécution pas à pas).

-u 30, 10

```
0030 : MOV A, #00
0032 : JB 90, 0032
0035 : INC A
0036 : JNB 90, 0036
0039 : MOV A0, A
003B : AJMP 0032
003D : MOV R7, A
003E : MOV R7, A
003F : MOV R7, A
-i
```

Tiny ICE OK

```
-gs
PC=0030 ACC=00 B=00 SP=07 PSW=00 DPTR=0000
0030 : MOV A, #00
-gs
PC=0032 ACC=00 B=00 SP=07 PSW=00 DPTR=0000
0032 : JB 90, 0032
-gs
PC=0032 ACC=00 B=00 SP=07 PSW=00 DPTR=0000
0032 : JB 90, 0032
-
```

```
LJMP 30h
org 03h
ljmp 9000h
org 30h
MOV A, #0
L1: JB P1.0, L1
INC A
L2: JNB P1.0, L2
MOV P2, A
AJMP L1
```

Le programme avant assemblage.

Bref, une carte d'extension «intelligente» qui, associée à des logiciels appropriés, pourra s'acquitter d'une multitude de tâches «temps réel» en toute indépendance vis-à-vis du processeur du PC, déjà très sollicité et donc pas toujours disponible lorsqu'il le faudrait.

RAISONANCE
Rue des Sources, ZI
38190 CROLLES.
Tél. : 76.08.18.16.
Fax : 76.08.09.97.

Patrick GUEULLE

```
:06000000002003002900036
:0D00300074002090FD043090FDF5A0013219
:00000001FF
```

Le fichier HEX correspondant.

TITRE D'ABONNEMENT PRIVILEGIE

OUI, je désire profiter de votre offre spéciale : m'abonner à Electronique Radio Plans pour 1 an, 12 numéros et en plus recevoir en cadeau la disquette des logiciels Telenews et Emul 2, pour **259 F** (étranger 364 F) seulement :

☐ Je joins mon règlement à l'ordre d'Electronique Radio Plans, par :

☐ Chèque bancaire ou postal

☐ Carte bleue n°

date d'expiration :

Signature :

La disquette 3"1/2 comportant les logiciels Telenews et Emul 2 me sera adressée après réception de mon règlement :

Nom : Prénom :

Adresse :

☐ professionnelle

☐ personnelle

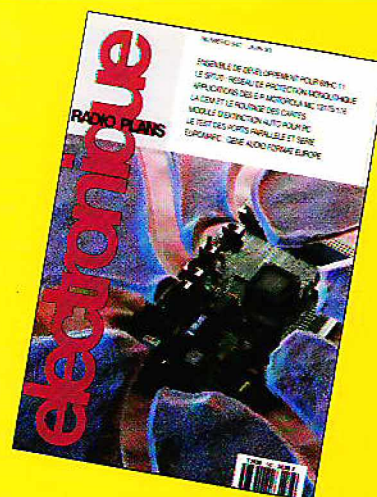
Entreprise :

Code postal : Ville :

☐ Je souhaite recevoir une facture.

RP548

Bulletin à retourner à : ►



+



Votre

CADEAU :
2 logiciels



Electronique Radio Plans Service abonnements
2 à 12, rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

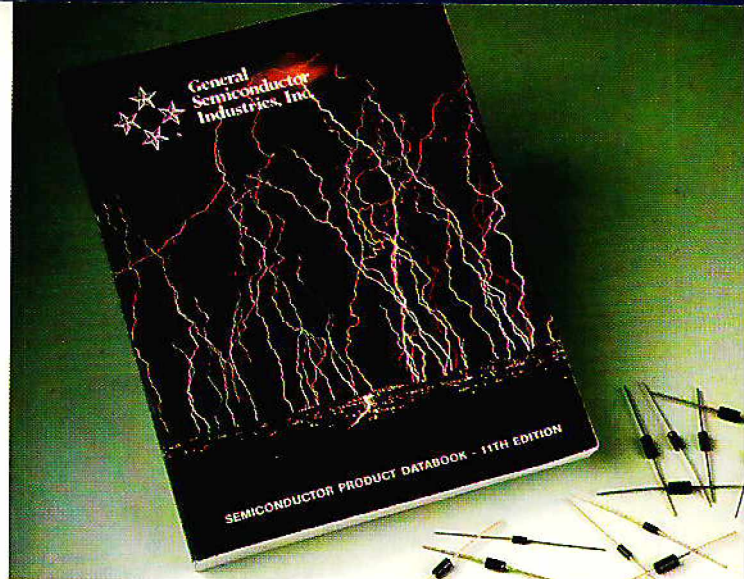
Protection «Transil» contre les surtensions

Les équipements électriques ou électroniques peuvent être soumis de manière temporaire, aléatoire ou périodique à des tensions transitoires. Ces variations de tension doivent être prises en considération lors de la conception des sys-

tèmes électroniques afin de garantir les performances et la fiabilité des équipements soumis à des surcharges.

La gamme Transil de la société General Semiconductor Industries permet d'effectuer ces protections ; ces composants couvrent une plage de tensions nominales de 5 V à 220 V et sont présentés en boîtiers conventionnels axiaux de puissance.

RS Composants
Rue Henri-Becquerel
60031 Beauvais Cedex
Tél. : (16) 44.84.72.72
Fax : (16) 44.05.13.49



Capots et boîtiers CEM

MECAFI, Groupe P. Balloffet, spécialisé dans la tôlerie fine, l'usinage et le traitement de surface, présente ces nouvelles fabrications de boîtiers, capots et ceintures de protection pour blindages électromagnétiques des circuits imprimés.

Ces gammes de produits permettent d'isoler les composants des perturbations électromagnétiques extérieures et conjointement d'éviter l'émission de perturbations par ces mêmes composants.

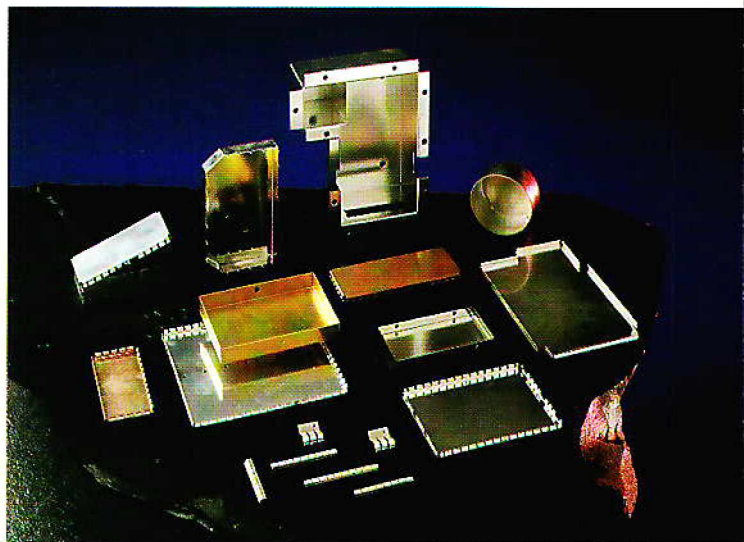
L'originalité de ces boîtiers est

qu'ils peuvent être réalisés en 2 parties composées d'une ceinture et d'un couvercle amovible permettant l'accès au circuit.

Ces boîtiers peuvent être réalisés en aluminium, cuivre, laiton, fer étamé et disposer de picots pour ajuster leur positionnement sur le circuit avant soudage. Les traitements de surface réalisables sont : le cuivrage-étamage ou l'argentage (autres traitements sur demande).

A une gamme de boîtiers standard, MECAFI peut ajouter grâce à ses possibilités d'étude, la réalisation de produits spécifiques sur cahier des charges.

MECAFI
73, av. Gustave-Ferrié
BP 901 49309 Cholet
Tél. : 41 71 09 85 ou 87.



Une famille de CI linéaires 3 V chez TI

Texas Instruments présente une famille de circuits linéaires standard — des ampli-ops (amplificateurs opérationnels), des comparateurs et des régulateurs de tension — caractérisés et spécifiés pour fonctionner dans des systèmes 3 V.

Les dix composants constituant cette nouvelle famille ont été conçus pour être utilisés dans des équipements portables mono-tension et à alimentation par batterie, tels que des PC de poche et des ordinateurs portables, des radio-téléphones mobiles, des équipements de test ou des unités de disque portables. Ces circuits sont disponibles en boîtiers TSSOP (Thin Shrink Small Outline Package) de TI, répondant aux impératifs de gain d'espace des systèmes actuels.

La famille TLV comprend des ampli-ops mono, doubles et quadruples, des comparateurs doubles et quadruples, ainsi que le premier régulateur linéaire en 3,3 V du marché.

Ce régulateur de tension est conforme à la norme d'alimentation 3,3 V du JEDEC. Les ampli-ops et les comparateurs de la famille TLV de TI sont caractérisés pour opérer en trois volts, mais supportent des tensions aussi basses que deux volts.

Les ampli-ops et les comparateurs TLV sont fabriqués en technologie linCMOS™ de TI. Le régulateur de tension 3,3 TLV utilise la technologie bipolaire standard de TI pour les circuits linéaires. Les architectures doubles et quadruples des ampli-ops TLV sont, chacune, disponibles en trois versions de tension de polarisation : bas niveau (17 microampères par ampli-op) et haut niveau (1 mA par ampli-op). Les ampli-ops mono peuvent être programmés pour l'un ou l'autre de ces courants grâce à une broche externe.

Les circuits linéaires standard TLV sont proposés par TI, non seulement en boîtiers TSSOP, mais aussi en boîtiers DIP et SOIC. Les dix composants sont d'ores et déjà disponibles auprès de Texas Instruments.

Texas Instruments
Centre d'Affaires et
Communications
B.P. 67
78141 Velizy-Villacoublay
Cedex
Tél. : 30.70.10.10

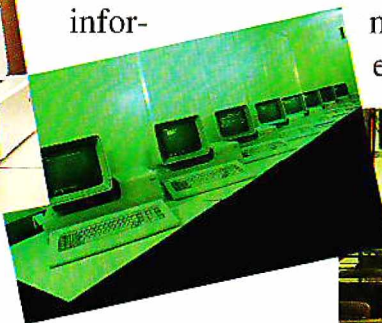


Informatique Industrielle

ESZI vous ouvre les métiers de demain

L'informatique industrielle

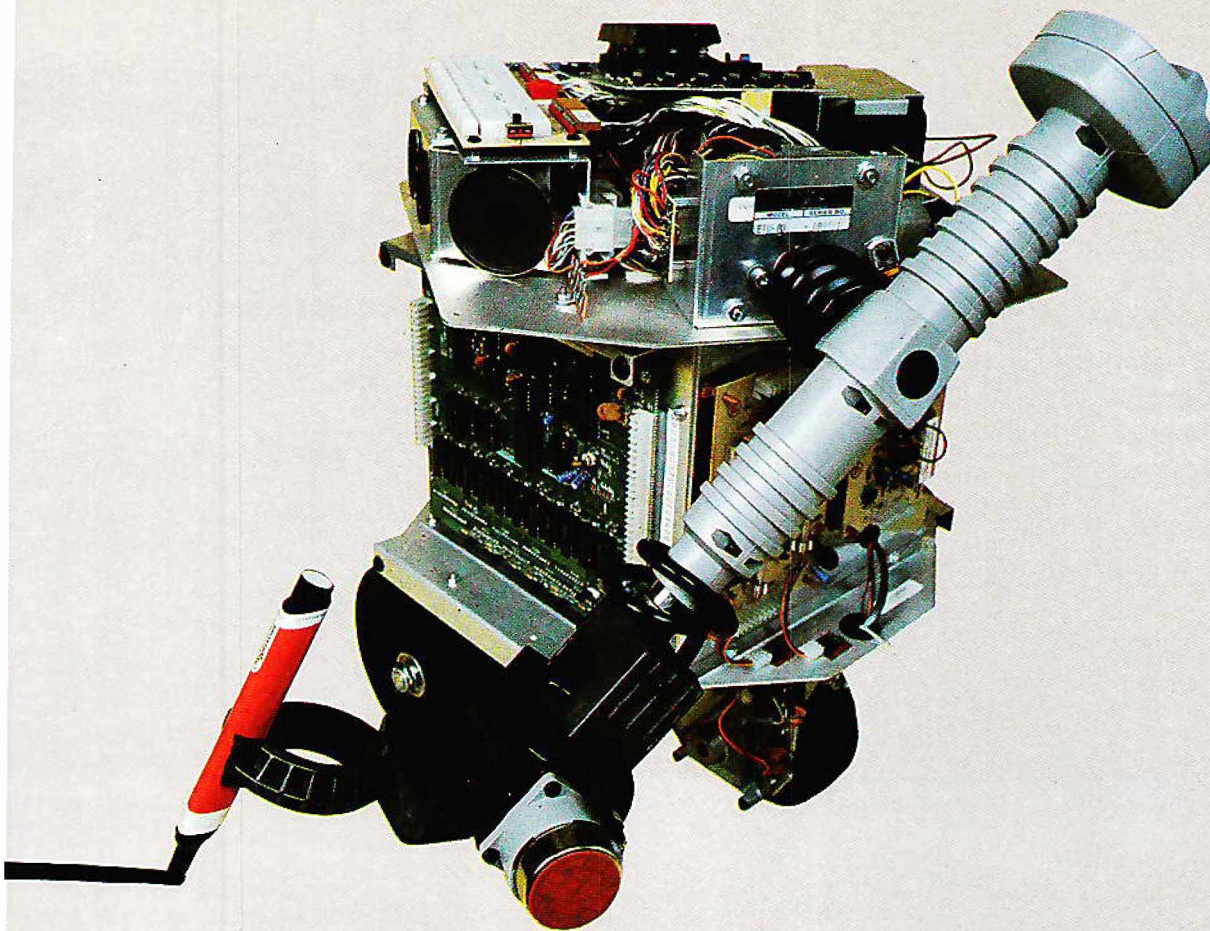
Le domaine d'activité du technicien supérieur en Informatique Industrielle est orienté vers l'élaboration, la conception la fabrication, la mise en service et l'évolution d'un ensemble informatisé assurant le contrôle et la gestion d'un système



industriel en temps réel.

Sa place dans l'entreprise l'amène à participer à tout ou partie de ces fonctions, suivant l'importance de la réalisation en cours.

ES2I : Une école, des équipements accessibles 7j/7, 24h/24.



BTS Informatique Industrielle :

A la jonction de l'électronique et de l'informatique, le BTS informatique industrielle est l'un de ceux qui ouvre les plus vastes perspectives aux étudiants sortant de terminale E, F2, F3 ou Cet D. L'avenir de l'industrie n'est ni l'électronique pure, ni l'informatique pure, il est la fusion de ces deux disciplines.

3ème Année :

Elle est la suite logique du BTS informatique industrielle. Elle vous permet de confirmer et d'approfondir votre formation initiale et surtout de l'élargir et de l'ajuster aux besoins du marché.

ES2I, un environnement qui sait mieux que d'autres transmettre dynamisme, enthousiasme, motivation, pour apprendre et entreprendre

ES2I 44.08.00.80

la formation de pointe

ERP 7/93

Pour recevoir la documentation ES2I adressez votre demande à : ES2I service documentation, 106, Bd de l'Hôpital 75013 PARIS.

Nom _____ Prénom _____

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____

Téléphone _____ Niveau d'études _____

Alimentation Vcc et programmation mémoire flash dans le même boîtier

Les MAX717-721 récemment commercialisés par MAXIM sont des régulateurs à découpage à double sortie. Ils démarrent et fonctionnent avec une tension d'entrée aussi basse que 1,8 V. Ils fournissent l'alimentation Vcc nécessaire aux systèmes à microprocesseurs ainsi qu'une tension 5V ou 12V

pour la programmation des mémoires flash. Leur petite taille, leur rendement élevé ainsi que leur faible courant de repos les rendent imbattables pour les ordinateurs portables, ainsi que pour tous les systèmes portables alimentés par batteries.

Les sorties principales sont préajustées comme suit : 3,3 ou 5 V (MAX718/MAX720), 3,0 V ou 5 V (MAX719/MAX721) et 3,3 V seulement (MAX717). Les sorties sont équipées de commutateurs de puissance pouvant délivrer jusqu'à 200 mA avec un rendement de 87%. Pour les sorties auxiliaires 5 V ou 12 V, un MOSFET externe permet de délivrer jusqu'à 120 mA. Les MAX717-MAX721 ont un très faible courant de repos 60 μ A et un rendement qui va de 80% à 87% pour des courants variant de 2 mA à

200 mA ; ceci est obtenu grâce à l'utilisation de la technologie CMOS et d'une technique de régulation associant temps de coupure constant et saut d'impulsions. Le MOSFET de puissance interne supporte des fréquences de découpage jusqu'à 500 kHz, permettant ainsi l'utilisation de composants externes (inductance et capacité) de faible encombrement.

Ces régulateurs peuvent être alimentés à partir d'une batterie principale, d'une batterie de secours type lithium ou encore d'une tension continue non régulée venant d'un adaptateur secteur par exemple. Le régulateur détecte la présence de cette tension continue, le signale au μ P et commute automatiquement la batterie sur cette entrée continue non régulée.

Celle-ci est régulée par un régulateur linéaire interne associé à un transistor extérieur. Ces produits sont présentés en boîtier 16 broches SO étroit et sont disponibles en gamme de température civile (0 à 70 °C) et industrielle étendue (-25 à + 85 °C). Un kit d'évaluation est également disponible.

Pour de plus amples informations sur ces nouveaux produits, contacter MAXIM France au numéro vert 05.05.04.27.

MAXIM France
150, avenue Joseph-Kessel
78960 VOISINS-LE-BRETONNEUX
Tél. : (35) 1 30.60.91.60

La famille XC 7300 EPLD Xilinx

La société XILINX a présenté récemment une toute nouvelle gamme de composants programmables référencée XC7300.

Ce type de composant est dédié au remplacement d'un circuit à plusieurs PAL et à leur intégration dans un seul boîtier.

L'architecture de ces EPLD (Erasable Programmable Logic Devices) a été conçue de manière à pouvoir intégrer directement une application à base de PAL dans un unique composant sans le moindre changement. Le composant comporte un ensemble de fonctionnalités similaires à des PAL connectées entre elles par une matrice de connexions universelle qui permet d'assurer à 100% le routage de toute précédente application. Le type de configuration choisie appelée DUAL BLOCK, regroupe en son sein toujours deux entités PAL rapides avec une fréquence de fonctionnement maximum de 80 MHz et de PAL à haute densité à une fréquence de 55 MHz qui permettent de gérer toutes les possibilités des PAL classiques. Cette configuration en deux blocs permet à la partie FFB (Fast Function Blocks) de fournir les capacités de traitement pour de la logique, notamment les décodages rapides et les machines à états ultra-rapides. La partie FN (High Density Function Blocks) permet



quant à elle d'implémenter des fonctions complexes avec des temps de réponse prévisibles comme des additionneurs, accumulateurs ou machines à états réclamant de larges possibilités de termes produits. La matrice de connexions universelle choisie (UIM pour Universal Interconnect Matrix) permet de certifier le passage de tout développement à base de PAL vers cette famille. Le temps de propagation dans cette UIM est constant et ne dépend pas du routage choisi. Les timings des différents signaux sont ainsi facilités et les performances garanties indépendamment de l'emplacement choisi de la logique... Le nombre de PAL à haute densité dépend du composant choisi dans la famille, avec par exemple 4 PAL dans le XC7336 et 16 dans le XC73144. Les différents types de boîtiers ainsi que le nombre de broches de sortie permettent une évolution du produit sans que cela ne se traduise par des modifications du circuit imprimé. Ces composants intègrent un gestionnaire de consommation permettant de réduire de

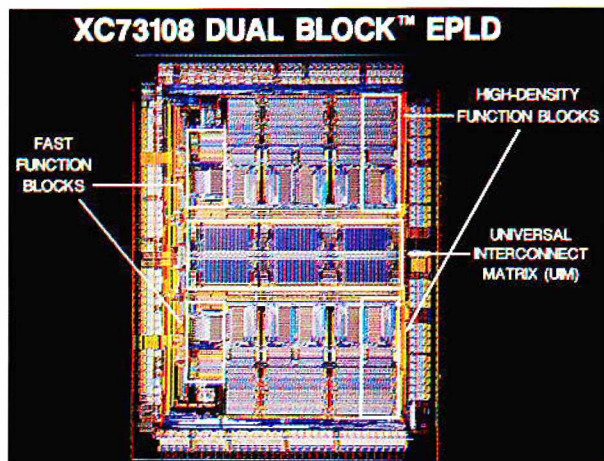
manière significative la consommation globale ou seulement de certaines cellules. En outre les versions 5V et 3,3V sont également supportées. Les tensions d'alimentation des éléments d'entrée/sortie étant séparées du circuit logique principal, ce circuit peut servir d'intermédiaire entre des logiques à 5V et 3,3V.

La technologie employée pour cette famille est celle d'une EPROM CMOS en 0,8 micron.

La famille XC7300 étant orientée vers la conversion des applications à base de PAL, le système de développement logiciel livré comporte tous les éléments qui permettent la conversion d'un système à PAL classiques vers un système à base de XILINX XC7300 en réutilisant sans changement les sources employées pour la version PAL.

Le XC73108 équivalent à 12 PAL est déjà disponible en quantité, tandis que les autres versions (XC7336, XC7354, XC7372, XC73144) le seront vers la fin de l'année.

XILINX est représenté par REP'TRONIC, 1 bis, rue Marcel-Paul, Bât A, Zi de la Bande, 91300 Massy. Tél. : (1) 60.13.93.00.

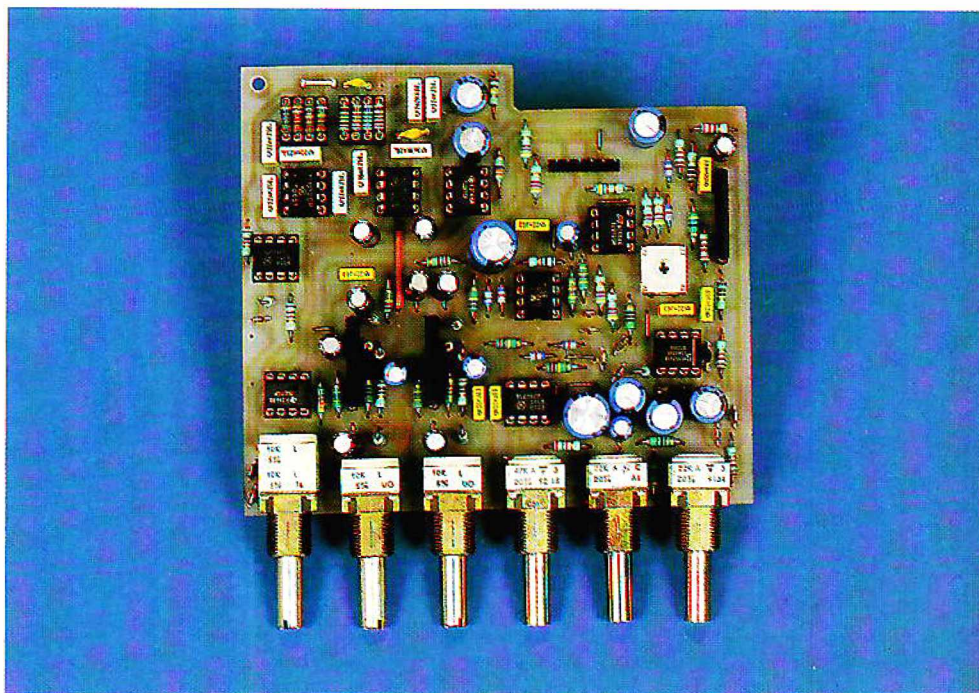


Filtrage dynamique pour amplis de sono

Etudiée pour Hilpac – ampli de sono de 120 + 120 + 60 W réalisé à partir de modules hybrides ILP en technologie MOS (ERP 543/544) – la carte proposée ici permettra de transformer ce triple amplificateur linéaire en un «tri-ampli» à filtrage actif incorporé (donc mono). Mais ce n'est qu'une maigre partie des possibilités offertes.

En effet, un contrôle dynamique de grande qualité associé à un réglage de ± 12 dB par voie, ouvre la porte vers le «processeur» souple dont rêve chaque sonorisateur.

Si on ajoute que la réalisation pratique a tenu compte du fait qu'il soit très simple de changer les fréquences de coupures, voire les rendre commutables (ne serait-ce que pendant la mise au point), il y aura matière à essais passionnants et à de multiples configurations personnelles.



FILTRES POUR LA «SONORISATION»

Travaillant en étroite collaboration avec des professionnels de la sonorisation de spectacles qui testent ses montages sur le terrain, l'auteur a eu bien du mal à faire un choix pour Hilpac.

En effet, la façon de «découper» la bande audio en plusieurs sous-bandes peut être fort différente suivant que l'on destine le produit à la sonorisation ou à un usage domestique (Hi-Fi).

Deux écoles s'affrontent (si on fait abstraction des filtres passifs peu utilisés désormais pour les grosses puissances).

Une séparation figée et complexe (souvent à base de filtres dits soustractifs), est en général constituée d'un passe-haut, d'un ou plusieurs passe-bandes, et d'un passe-bas.

Cette solution a (au moins) deux gros défauts :

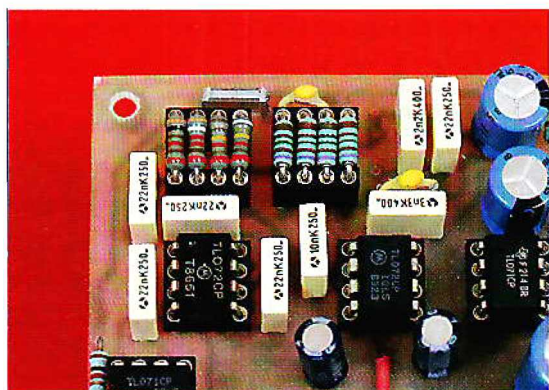
Quasi-impossibilité de moduler le nombre de bandes et il est exclu de pouvoir changer facilement les fréquences de coupure. On pourrait en ajouter un troisième qui découle des conditions de travail habituelles faisant toujours appel à des passes-bandes : la com-

plexité de réalisation devient alors énorme, et un quatrième : impossibilité d'écarter ou de recouvrir deux bandes voisines.

S'il est souhaitable de procéder ainsi pour du matériel de salon qui travaillera toujours dans les conditions d'essais, et pour lequel on peut se permettre de passer un temps considérable à modifier ceci ou cela en fonction des rapports d'écoutes ou des mesures dans le local donné, elle est totalement inadaptée aux conditions de sonorisation de spectacles (concert, disco-mobile, etc.).

De nombreuses différences entre le matériel de salon et de scène sont à considérer, ne serait-ce que l'abolition des enceintes à faible rendement, les pressions demandées à des distances importantes, les conditions de travail qui changent d'une prestation à l'autre, et parfois même le matériel que l'on choisit en fonction d'un besoin précis.

Ce serait méconnaître cette profession d'oublier qu'il peut être nécessaire de travailler en 6 voies comme en 2. De plus, certains sonorisateurs évitent désormais



de faire appel aux égaliseurs «miracle», et préfèrent pouvoir agir directement sur le filtrage actif pour linéariser le système en conditions réelles, voire le dynamiser (ceci n'est pas sans rappeler une astuce consistant à prévoir une commutation à 100 μ s – au lieu de 75 – et ce directement sur un préampli RIAA afin de calmer certains disques). Si le matériel le permet, on préfère par exemple «ouvrir» la jonction de deux passe-bandes pour corriger une résonance indésirable plutôt que d'insérer un maillon correcteur supplémentaire dans la chaîne. C'est incontestablement une méthode plus logique : supposons qu'un caisson de basse se raccorde mal au bas-médium par exemple à 250 Hz, on peut alors le couper vers 220 ou 230, et reprendre le médium à 250.

Mais s'insèrent encore des concepts différents, dus à la simple logique : quand on reproduit un «disque», on est «post-mix». Les balances sont déjà calées dans une dynamique donnée (souvent faible), et on pourrait dire que le produit est prêt à l'emploi. Si on souhaite toutefois intervenir (compression ou expansion), il est impératif de respecter l'équilibre des voies, donc de coupler les commandes de VCAs.

Sur scène, on est au contraire en plein mixage et c'est bien différent. Il ne faudrait pas, par exemple, qu'un gros coup de basse à droite vienne encore affaiblir la guitare acoustique douce, située à gauche.

Il n'est alors plus de mise (voire déconseillé) de coupler les commandes.

On pourrait encore ajouter que les processeurs dédiés exclusivement à un jeu d'enceintes (que l'on ne peut, en général, pas exploiter isolément), n'ont pas la faveur de nombreux professionnels, ne serait-ce que pour l'investissement prohibitif en matériel de secours !

Toutes ces contraintes et différences font qu'il fallait faire un choix : sono ou salon ? C'est sono.

La carte que nous proposons ici permettra de construire un ensemble simple ou fort complexe, mono ou stéréo, dynamiquement couplé ou non. Il a même été prévu des points d'accès pour inclure la chaîne d'un noise-gate dans chaque bande.

La seule contrainte imposée est que chaque section est un passe-bande de 24 dB/oct. Si certains

optent pour 30-200, 200-4000, 4000-18000, rien n'interdira à d'autres 5-200, 200-4000, 4000-40000. Ce n'est qu'un exemple !

Butterworth 24 dB/oct

C'est en effet ce type qui a été retenu. On notera qu'il sera possible d'adapter la carte sans la moindre modification hard à des Bessel, mais tous les calculs RC seront à refaire.

La **figure 1** présente le passe-bas

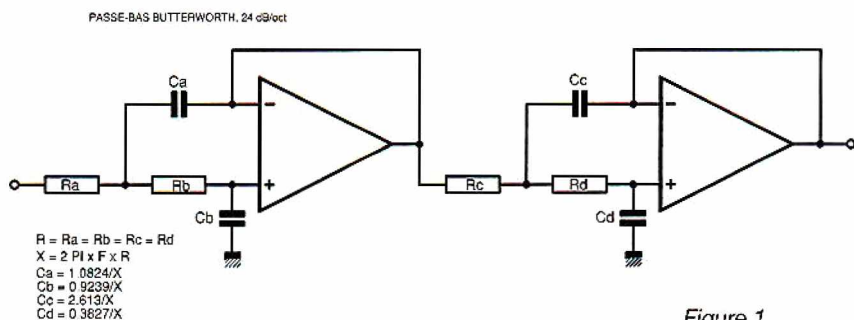


Figure 1

et ses formules de calculs. On constate que si on adopte une valeur arbitraire pour R, Ca à Cd vont assurément se retrouver fort éloignés des approvisionnements classiques, et qu'il serait préférable de faire le chemin à l'envers, c'est-à-dire choisir soigneusement les condensateurs et plonger ensuite dans la série E96 des résistances à 1 %, dont le choix est plus grand et surtout moins coûteux que les condensateurs à 1 %.

Les calculs ont été faits en partant du principe suivant : considérant le facteur 1,0824 comme l'unité, on trouve $b = 0,853$, $c = 2,414$ et $d = 0,35$. Ceci ne vous inspire peut-être pas plus, et pourtant il est plaisant de partir de ces chiffres pour voir comment se comportent Ca et Cd.

La **figure 2** est un extrait des multiples combinaisons possibles. Partant de Ca avec une valeur «ronde» (par exemple 10 nF) il est donné les assemblages les plus proches dans la série MKT B32560 ou 42ALCC + céramiques. En supposant les valeurs données exactes, on peut alors rechercher Ra et Rd, et l'on obtient par exemple pour 1000 Hz : $R_a = 17,285 \text{ k}\Omega$, $R_b = 17,247 \text{ k}\Omega$, $R_c = 17,193 \text{ k}\Omega$ et $R_d = 17,312 \text{ k}\Omega$.

Inutile donc de se torturer l'esprit ! Le tableau va considérablement faciliter la tâche en donnant un produit $f \times R$ pour chacun des

assemblages. Il a été dit que c'était un «extrait» des combinaisons, car en effet certaines sont plus heureuses que d'autres : la série des 22, 2,2 par exemple impose pour Cb un emplacement de plus. Les valeurs que nous conseillons ont été suivies d'une étoile, car elles correspondent aux emplacements maxi offerts sur la carte.

La **figure 3** donne cette fois le montage en passe-haut et ses formules de calculs. Tout est nettement plus simple car il suffit de choisir Ca à Cb identiques, et déterminer Ra et Rb. Bien entendu, on se retrouvera avec quatre valeurs bizarres ; ainsi pour $C = 10 \text{ nF}$ et 1000 Hz on obtient $R_a = 14,711 \text{ k}\Omega$, $R_b = 17,23 \text{ k}\Omega$, $R_c = 6,093 \text{ k}\Omega$ et $R_d = 41,6 \text{ k}\Omega$, mais il n'y aura pas de gros problèmes à trouver son bonheur dans la série E96.

Nous verrons que la construction permettra très facilement soit de fixer les huit résistances une fois pour toutes, soit de préparer des «sucres» passe-haut et passe-bas indépendants et aisément interchangeables, ou encore envisager des commutations accessibles en façade, ne serait-ce que provisoirement, sans toutefois jamais «labourer» la carte. La **figure 4** donne le schéma réel de chaque filtre, tel qu'il sera implanté et référencé. Le nombre des emplacements prévus pour les condensateurs correspond

PASSE BAS
Pour $C_a = 1$, $C_b = 0.853 C_a$, $C_c = 2.414 C_a$, $C_d = 0.35 C_a$

C_a	C_b	C_c	C_d	F x R	
100 nF	82 nF + 3.3 nF	220 nF + 22 nF	33 nF + 2.2 nF	1723566	*
47 nF	39 nF + 1 nF	100 nF + 12 nF + 1.5 nF	15 nF + 1.5 nF	3667163	*
22 nF	18 nF + 680 pF + 82 pF	39 nF + 5.6 nF + 680 pF	6.8 nF + 820 pF	7834395	
10 nF	8.2 nF + 330 pF	22 nF + 2.2 nF	3.3 nF + 220 pF	17235668	*
4.7 nF	3.9 nF + 100 pF	10 nF + 1.2 nF + 150 pF	1.5 nF + 150 pF	36671635	*
2.2 nF	1.8 nF + 68 pF + 8.2 pF	3.9 nF + 560 pF + 68 pF	680 pF + 82 pF	78343949	
1 nF	820 pF + 33 pF	2.2 nF + 220 pF	330 pF + 22 pF	172356680	*

Figure 2

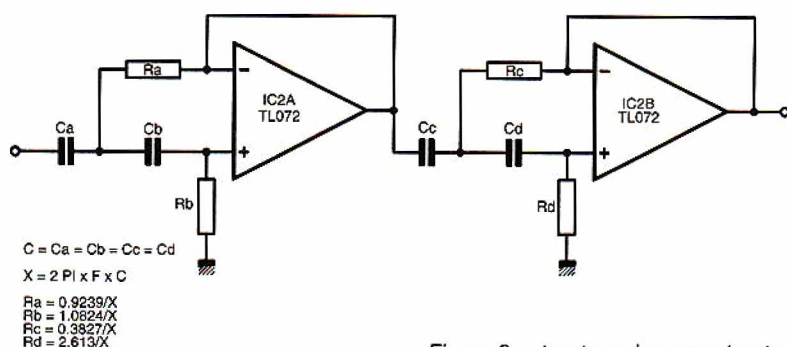


Figure 3 : structure du passe-haut.

bien à ce qui a été annoncé pour les passe-bas.

Afin de simplifier la sérigraphie, il a été utilisé l'extension L pour Low (passe-bas) et H pour High (passe-haut). Il serait en effet bien ridicule de vouloir donner une quelconque règle pour le choix des fréquences comme pour le nombre de bandes à adopter. Ce n'est pas parce que Hilpac dispose de trois amplis qu'on ne peut pas prévoir quatre filtres ou plus... Dans notre cas – provisoirement – ce sont déjà 30 Hz, 2,4 kHz, 6 kHz et 20 kHz qui ont été retenus, mais ce n'est que passer et deux autres cartes viendront prochainement s'ajouter à notre processeur (sans doute une isolation du sub-grave et un traitement spécial vers 300/400 Hz).

Cette liberté conduira à ce qu'on ne trouve pas de valeur pour les résistances et condensateurs de cette section dans la nomenclature : il faudra utiliser les tableaux et une calculatrice. Avec des produits FR ce sera simple (F en Hz et R en Ω).

A ce stade, nous pouvons considérer – si vous le voulez bien –, que chaque passe-bande est une «boîte noire» correspondant à la figure 4. En effet, l'isolation d'une bande n'est qu'une part du travail effectué par la carte proposée ici.

Filtrage dynamique

La figure 5 détaille le schéma de chaque section, le principe est une suggestion facile à remettre en question, même au niveau «hard». Nous en reparlerons.

Un ampli (IC1) voit son gain rendu variable par P1, et ce de - 12 dB à + 12 dB. Il va donc être possible de doser le niveau avant de passer par le filtre. Cette formule a l'avantage d'offrir le meilleur rapport signal/bruit, pour peu que l'on prenne garde à... la garde ! Il est évident qu'il faudra faire précéder ce bus d'entrées d'un étage tampon général disposant d'un réglage de niveau global, pour se protéger de la saturation. En fait, l'auteur s'est un peu emporté avec + 12/- 12 dB, et + 6/- 6 suffisent largement dans la majeure partie des cas. En modifiant P1 à 4,7 k Ω et R9 à 1,2 k Ω on ne devrait pas être loin. Nous verrons que tout ou partie des potentiomètres prévus pourront être remplacés par des ajustables immobilisés sur des valeurs choisies. En portant R7 à 10 k Ω , on ne travaillerait qu'en affaiblisseur 0/- 24 dB.

Bref, la fonction «égaliser» est permise pour chaque section de filtre, mais ce n'est pas tout : après un tampon (IC4), la bande

Schema exact du filtre

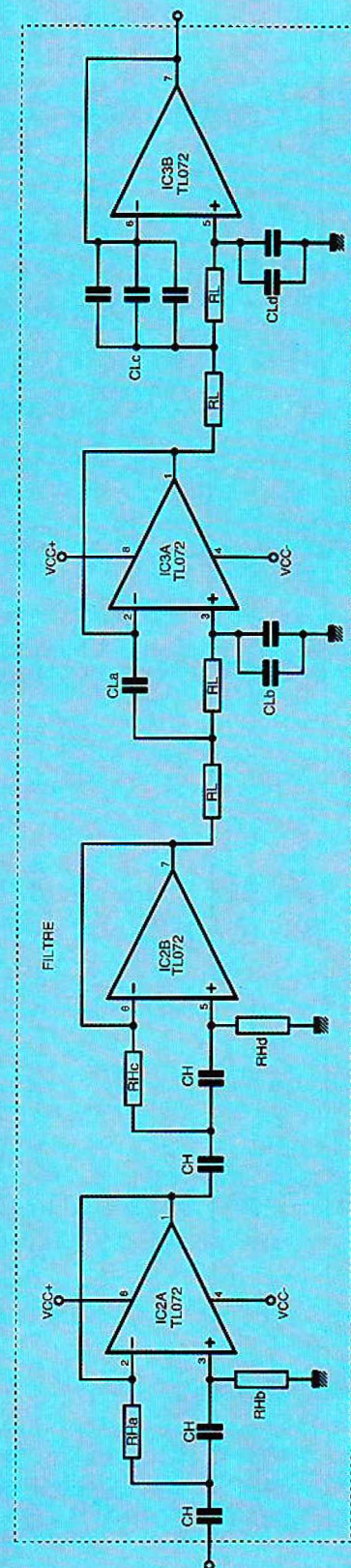


Figure 4

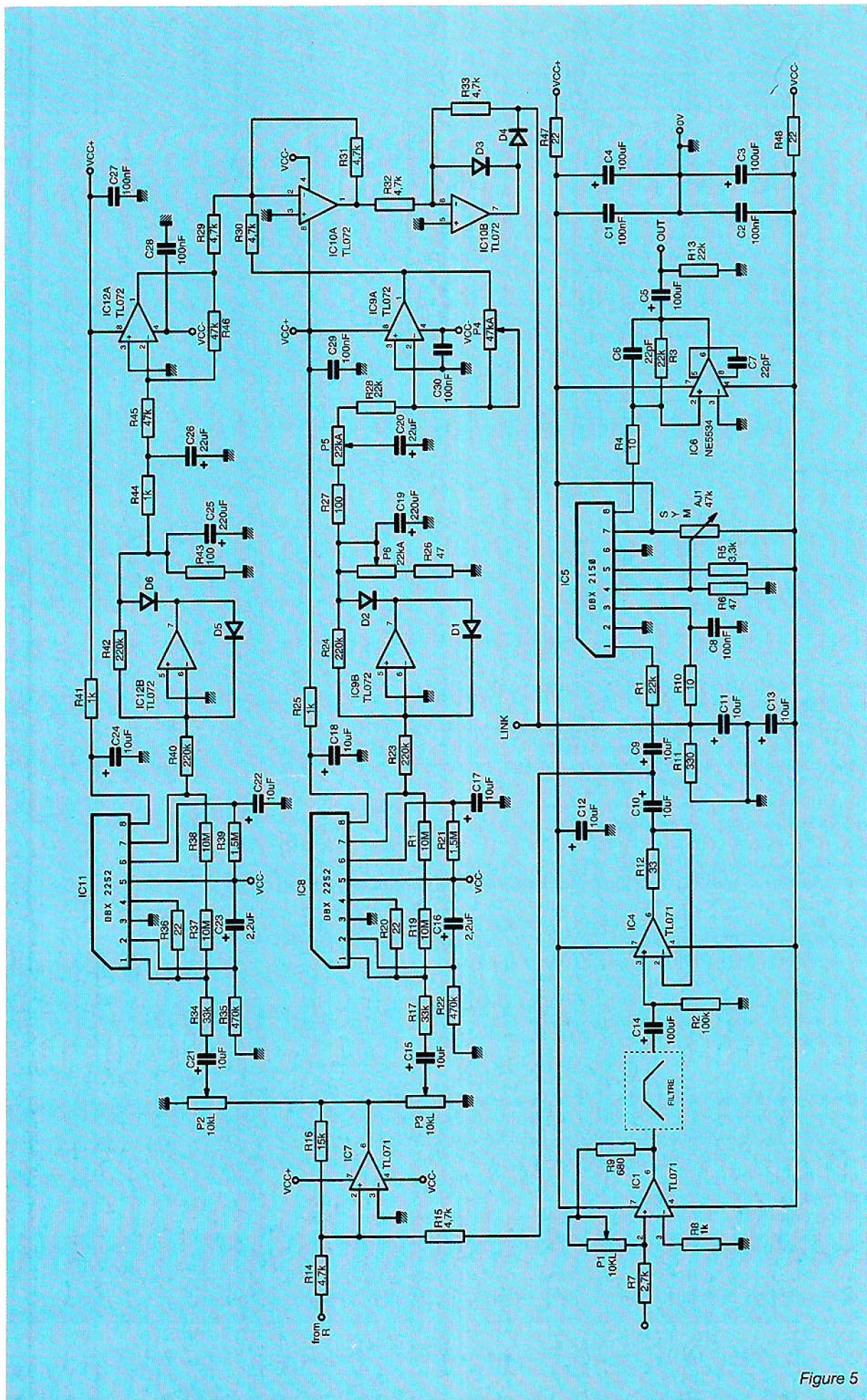


Figure 5

isolée prend deux directions. Elle poursuit son chemin vers la sortie au travers d'un VCA (IC5 + IC7), et va à nouveau être amplifiée dans IC7 pour activer ensuite la tension de commande dudit VCA, après être passée à la moulinette dans deux détecteurs RMS distincts : l'un pour une limitation, l'autre pour la compression.

Afin d'offrir à la fonction «compresseur» un seuil assez bas et travailler avec des taux relativement faibles, il est nécessaire de donner du gain dans IC7. Ici, il est de 5 (14 dB), mais ce peut être trop ! En effet, la sortie de IC7 va plafonner à + 18 dBU (0 dBU = 775 mV). Donc, si on retire ces 14 dB cela conduit à ce qu'en sortie de filtre on n'excède pas + 2 dBU, et si on a tiré P1 à + 12 on arrive à un maxi de - 10 dBU en entrée, sans garde ! Il reste quand même les 14 dB de IC7 pour la chaîne purement audio, mais les deux fonctions limiteur et compresseur traiteraient mal les jolis carrés présents en 6 de IC7. Toutefois, ils agiraient. De là à les maîtriser, il y a un pas.

Aussi, insisterons-nous jamais assez sur le fait que toute chaîne doit être soigneusement équilibrée.

Il y a quelques règles simples (voire empiriques) qu'il faut connaître. Tout d'abord, dans la quasi majorité des cas (avec une alim + 15/- 15 V) il ne faut pas s'attendre à plus de 18 dBU en sortie d'un ampli op. Les niveaux de sorties offrant + 24 dBU font en général appel à un transfo élévateur de rapport 2, ou encore à des tensions d'alimentation plus musclées (+ 30/- 30 V).

On peut donc admettre comme loi simple qu'on «coince» à + 18 dBU, sur chaque sortie d'ampli faisant partie d'une chaîne. Il est alors facile d'évaluer le niveau nominal à l'entrée d'un maillon si l'on souhaite une garde de 20 dB : - 2 dBU. Si, avant, on a un correcteur de tonalité permettant +/- 15 dB, la sécurité imposerait - 17 dBU, mais alors c'est le bruit des 35 dB en réserve qui se ferait entendre.

Tout est donc à bien équilibrer et les valeurs données ici sont celles qui conviendraient plutôt à un niveau d'entrée de - 10 dBU environ. Il ne faudra pas hésiter à les adapter en fonction de ses besoins personnels.

La structure et la réalisation de la carte est, rappelons-le, faite pour offrir de nombreuses combinaisons et essais divers sans tout casser. De plus, nous avons décrit dans ERP des modules qui peuvent rendre de grands services complémentaires : un compresseur à faible taux en entrée de bus par exemple, donc avant filtrage, couplé ou non, etc.

Les commandes proposées en façade : P1 (égal.), P2 (THD Limiteur), P3 (THD Compresseur), P4 (Release Comp.), P5 (Attack Comp.), P6 (Ratio comp.) pourront également être remplacées (en tout ou partie) par des ajustables montés sur des cartes d'adaptation comme celles qui ont été données avec la carte L62 (ERP n° 532 pages 33 et 36). Tout est ici prévu en P11 SFERNICE, mais c'est un luxe réservé à l'étude et aux essais. Car des combinaisons, il y en a quelques-unes ! Toutefois, si on veut se donner la peine de moduler

ce qui est proposé en fonction du but que l'on recherche, les résultats seront excellents. Un système en fonction depuis déjà presque un an (réalisé à partir de cartes publiées dans ces pages), a rendu ridicule un filtre numérique du commerce fort coûteux ! Il faut dire que si on travaille en quatre voies stéréo, il faudrait en numérique deux convertisseurs A/D et huit convertisseurs D/A d'excellente qualité, ce qui n'est guère possible à un prix raisonnable. Tous les paramètres programmés étaient pourtant identiques à notre système, mais impossible d'en tirer quoi que ce soit de correct (imprécision notamment dans le haut-médium et l'aigu).

Bien entendu, nous avons fait appel à quelques astuces pour notre «processeur» personnel – et tout n'est pas encore terminé –, mais dans le domaine professionnel, il faut faire très attention : on ne change pas plusieurs paramètres à la fois, et comme tout doit être confirmé en situation, on marche sur des œufs pendant la saison... Chaque modif doit être associée à une combinaison qui permette vite de «revenir en arrière» si elle ne s'avère pas correcte sur le terrain.

Bien entendu, les amplis qui sont connectés ne sont pas des modules ILP (pour 15 kW il en faudrait beaucoup !), mais cela ne change absolument rien : entre une sono d'orchestre modeste, une disco-mobile, et une sono de festival, il y a bien d'autres différences que la seule «puissance» ! Pour l'anecdote, il est reconnu que les meilleurs sonorisateurs sont ceux qui ont fait du «live» et

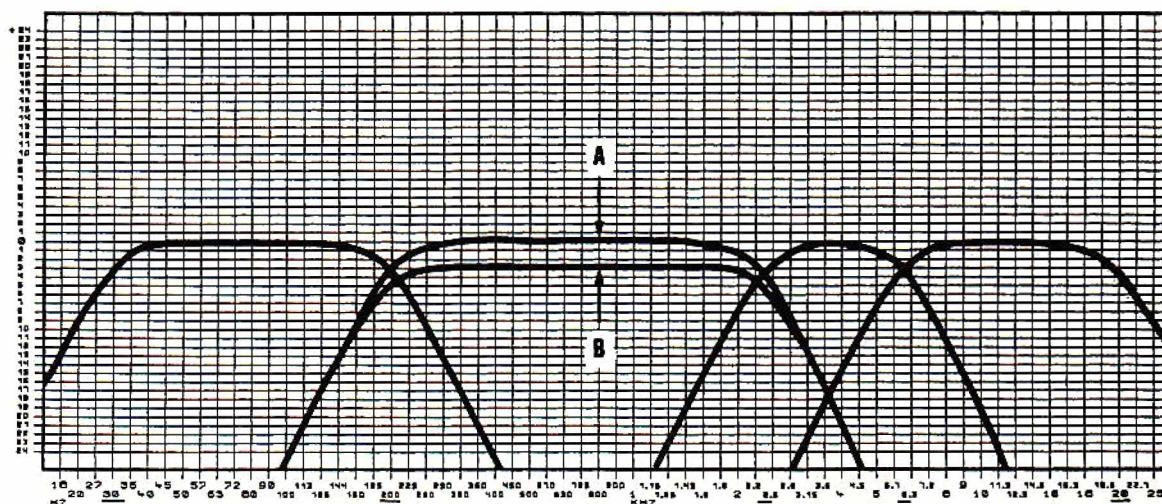


Figure 6 : courbes de réponse obtenues avec le prototype.

pratiqué ensuite en studio, les plus dangereux étant ceux qui font le chemin inverse...

Tout ceci pour dire qu'on ne construit pas du matériel de sono uniquement en labo, et qu'on ne manipule pas du matériel de scène comme celui de studio. Que les lecteurs intéressés lisent attentivement les reportages de nos confrères dans Sono (par exemple l'article sur l'excellente émission TV TARATATA, le samedi sur France 2) : de nombreuses clés sont mises en évidence.

Résultats

Avant d'allumer le fer à souder, un regard sur les courbes obtenues, **figure 6**, donnera une idée de ce que permet cette carte.

Les fréquences de coupures sont celles de notre prototype, et le proto photographié correspond à la bande 200 Hz - 2,4 kHz. La courbe A présente une irrégularité de $\pm 0,3$ dB : il n'a été fait aucun tri particulier des composants. Les condensateurs et les résistances du filtre ont été sortis des boîtes en toute confiance, pour voir.

La courbe B est intéressante, car sur la même bande, le limiteur a été mis en action pour réduire de 3 dB. En fait, avec 1 dB de limitation il n'y avait déjà plus la moindre ondulation, mais nous sommes passés à 3 pour bien différencier les deux courbes et mettre en évidence un phénomène souvent oublié en pratique. Si nous avions mis, au lieu du limiteur, un compresseur à taux moyen (3/1) et faible seuil (-20 dBu), la courbe s'arrondirait un peu comme la 3^e bande (2,4 kHz - 6 kHz), provoquant de ce fait un trou aux raccords «avant-arrière», et qu'il faudrait combler (au besoin) par un changement des fréquences de coupures H et L des filtres adjacents ou L-H de celui-ci. Il n'est pas du tout impossible, dans un tel cas, de devoir passer à 160 Hz pour la bande B compressée et à 1,8 kHz pour la bande haut-médium du filtre suivant (passe-haut). Le résultat serait alors dans notre exemple : 30-200 Hz, 160-2,4 Hz, 1,8 kHz-6 kHz-20 kHz. A écouter. Comprenez-vous alors pourquoi nous avons opté pour des passe-bandes indépendants et abandonné les filtres soustractifs ?

La sono, c'est «autre chose» : on fait les balances en plein soleil et il pleut à verse pendant le concert, ou le brouillard tombe au

petit matin. Dans un salon ou une discothèque, ce sont des phénomènes que l'on ne rencontre pas (de préférence...).

Profitions d'ailleurs de l'occasion pour donner quelques petits conseils afin d'éviter les drames des sonos «amateurs» de l'été.

1 - En général, le matériel est mis dehors quand il fait beau. Placer donc les amplis à l'ombre, et raccorder les enceintes avec la longueur de câble nécessaire en bon gros scindex. Les liaisons courtes et de luxe peuvent rester à la maison dans ce cas précis.

2 - Si vous avez à déplacer votre matériel, mettez vos enceintes de sorte que la suspension des HPs aille dans le même sens que celle du véhicule. Sans cette précaution vous risqueriez de faire subir des chocs mécaniques tels que les aimants se décentrent. Idem si vous déménagez : exigez que vos enceintes soient, par exemple, la face contre le plancher du camion, même si cela ne convient pas particulièrement au déménageur...

3 - Dès qu'il sera temps de couper la «sono», commencer par ranger les enceintes dans un endroit sec. Surtout ne pas les laisser dehors pendant la nuit !

Ces quelques lignes permettront peut-être à certains d'éviter bien des désagréments : si vous saviez combien de chaînes tombent en panne tous les ans le 15 juillet !

RÉALISATION

Le circuit imprimé et l'implantation de la carte sont proposés **figure 7**. Outre quelques straps (parfois isolés comme celui situé entre R40 et C17), il y a peu à dire.

Le décrochement du CI est destiné à respecter l'encombrement disponible dans Hilpac (U d'aluminium recouvrant les relais qui alimentent les transfos en mode séquentiel).

La côte maxi en hauteur de 112 permet de rentrer confortablement dans un rack 3U classique (comme Hilpac) mais aussi d'envisager une mise en place dans certains rack Europe : on passe entre les poutrelles des Transrack mais il ne faut pas la monter en tant que «carte» d'un porte-carte (100 maxi). Rien n'interdit toutefois de la décentrer de quelques millimètres.

Pour les quatre résistances RL et les quatre RH, nous avons – sur la maquette photographiée – procédé ainsi : deux supports tulipes huit broches servent de connecteurs femelles, et les «fréquences» sont assemblées sur deux autres supports huit broches qui s'emboîtent parfaitement sur les premiers. C'est le principe du «sucre».

Tout alors est permis, jusqu'à des commutateurs quatre circuits en positions dont le câblage serait

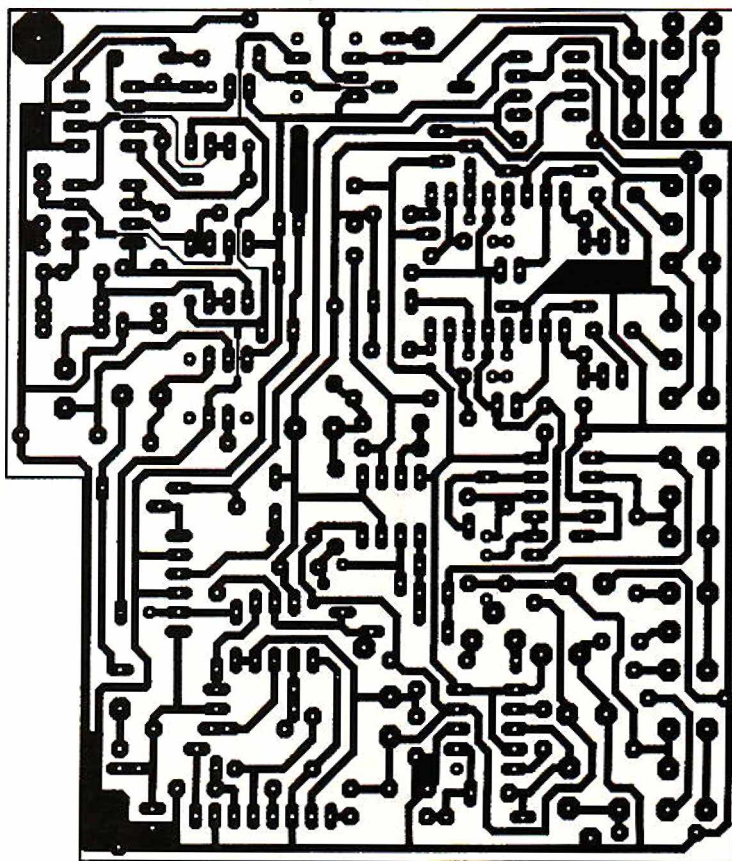


Figure 7a

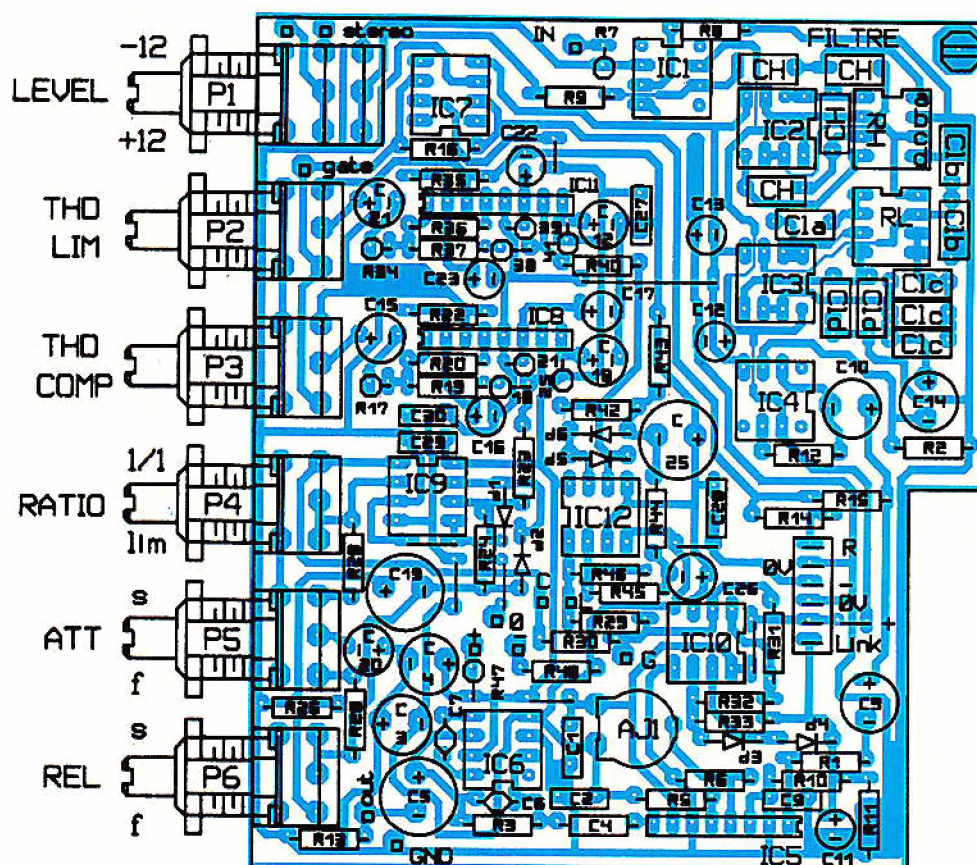


Figure 7b

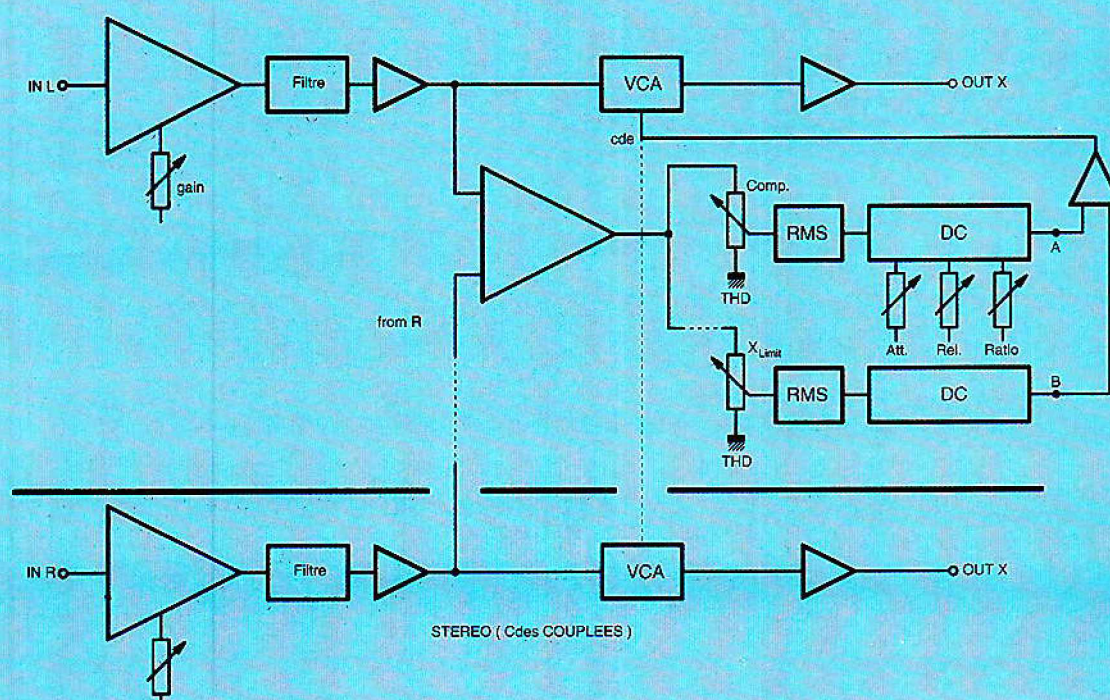


Figure 8 : synoptique de quelques idées d'application.

ramené à un sucre, et qui offriraient en fréquences des coupures H ou L. Ils pourraient être mécaniques ou électroniques, voir équipés de mémoires... (cf. ERP n° 537 pages 23 à 31).

Bien entendu, on pourra si on le désire souder les résistances en fixe et se passer des supports, mais il faudra alors ne plus avoir à faire trop de modifications car le CI ne résisterait pas longtemps. Par ailleurs, si RL est réversible, RH devra être correctement orientée (quatre résistances différentes).

Le réglage de AJ1 n'est qu'une formalité : saturer IC5 en envoyant un peu trop de niveau, et faire en sorte que l'écrêtage soit parfaitement symétrique. C'est tout, au labo du moins.

Idées

La figure 8 propose quelques axes de recherche.

Dans sa partie supérieure on retrouve le synoptique de ce qui est implanté, et la partie inférieure montre comment travailler en stéréo coupée (pour disco-mobiles par exemple). Mais bien d'autres possibilités sont envisageables : prendre la section limiteur sur OUT (point X), ou les deux «chain» sur OUT, voire déplacer le gain (égal) pour l'insérer entre

tampon de filtre et VCA, etc.

On remarquera que P1 a été monté duo, et qu'une seule section est utilisée. La seconde (accessible par cosses) permettrait en stéréo couplée, de régler le gain en parallèle sur l'autre voie. Mais il ne faudrait pas oublier aussi que cette carte seule peut être très utile, même avec une seule bande : en radio par exemple, sur les retours d'inserts téléphoniques, et en limitant la bande passante au strict nécessaire.

CONCLUSION

Nous verrons prochainement une carte complémentaire qui étendra encore les possibilités. Mais il y a déjà un gros travail, ne serait-ce que pour déterminer les fréquences de coupures qui conviendront le mieux à votre cas particulier. Nous verrons peut-être aussi comment mettre quelques combinaisons en mémoire afin de pouvoir les rappeler facilement, car on constatera en pratique que, suivant les types de musique ou le matériel embarqué, certains réglages reviennent souvent et il serait sympa de pouvoir y accéder rapidement. De plus, pour les essais, quel confort !

Jean ALARY

Attention :

le numéro de la ligne directe avec l'auteur a changé. Veuillez composer désormais le 97.32.05.57, toujours après 15 h.

Téléchargement :

A la demande de nombreux lecteurs qui disposent de «petites» versions de Layo (2000 lignes) on pourra cette fois trouver :

Filtre LMC figure n° 7 complète : 6077 lignes.

Filtres LMC, le CI seul : 1230 lignes.

Nomenclature

Résistances

R1 = R3 = R13 = R28 : 22 kΩ
R2 : 100 kΩ
R4 = R10 : 10 kΩ
R5 : 3,3 kΩ
R6 = R26 : 47 Ω
R7 : 2,7 kΩ
R8 = R25 = R41 = R44 : 1 kΩ
R9 : 680 Ω
R11 : 330 Ω
R12 : 33 Ω
R14 = R15 = R29 à R33 : 4,7 kΩ
R16 : 15 kΩ
R17 = R34 : 33 kΩ
R18 = R19 = R37 = R38 : 10 Ω
R20 = R36 = R47 = R48 : 22 Ω
R21 = R39 : 1,5 MΩ
R22 = R35 : 470 kΩ
R23 = R24 = R40 = R42 : 220 kΩ
R27 = R43 : 100 Ω
R45 = R46 : 47 kΩ

Potentiomètres

P1 : P11 duo 10 kΩ log
P2 = P3 : P11 mono 10 kΩ log
P4 : P11 mono 47 kΩ
P5 = P6 : P11 mono 22 kΩ
AJ1 : 47 kΩ Piher

Condensateurs

C1 = C2 = C8 = C27 à C30 : 0,1 μF Milfeuil
C3 à C5 = C14 : 100 μF 25 V vertical
C6 = C7 : 22 pF
C9 à C13 = C15 = C17 = C18 = C21 = C22 = C24 : 10 μF 25 V vertical
C16 = C23 : 2,2 μF 25 V vertical
C19 = C25 : 200 μF 25 V vertical
C20 = C26 : 22 μF vertical

Semi-conducteurs

D1 à D6 : 1N4148
IC1 = IC4 = IC7 : TL071
IC2 = IC3 = IC9 = IC10 = IC12 : TL072
IC5 : dbx 2150
IC6 : NE5534
IC8 = IC11 : dbx 2252

BALMA électronique

DECODEUR TELETEXTE

- En boîtier extérieur.
 - Raccordement par la prise péritel.
 - 2° prise péritel pour connecter magnétoscope, décodeur, etc.
 - Télécommande infrarouge avec fonction veille.
 - Mémoire de 4 pages pour faciliter la lecture.
 - Nouvelle norme française ceefax.
 - Informations télématiques sur TF1, FR2 et sur chaînes satellite.
 - Sous titrage sur TF1, FR2 et FR3.
 - Alimentation 220 V ac interne
- Livré avec télécommande, câble péritel et notice.

Prix : 890 F

EGALEMENT DISPONIBLE :

TRANSCODEUR PAL/SECAM

- Entrée vidéo pal 1vcc sortie secam 1vcc sur prise péritel.
 - Alimentation 220 v ac interne.
- Livré avec câble péritel et notice.

Prix : 690 F

MIRE COULEUR PERITEL

- Dégradé de couleurs au centre.
 - Grille de convergence en fond.
 - Damier sur le pourtour.
 - Sortie sur câble péritel en RVB 1vcc/75 Ω.
 - Alimentation 220 v ac interne.
- Livrée avec notice d'utilisation.

Prix : 690 F

CONDITIONS DE VENTE

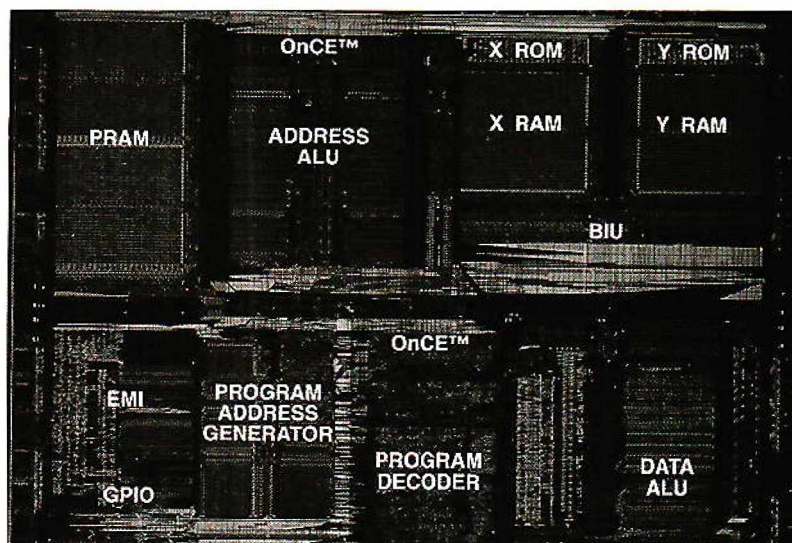
paiement à la commande : franco de port
contre remboursement : frais de c.r.t. en sus

ETS BALAVOINE - Tél. : 35.39.06.04
Z.A. Les Bosquets St-Eustache-La-Forêt

Le DSP 56001 Motorola (2)

Nous poursuivons l'étude du DSP 56001, commencée dans notre précédent numéro par la description de la mémoire, des entrées-sorties, des interfaces et des différents registres. Nous terminerons cette étude du 56001 dans notre prochain numéro avec le détail du jeu d'instructions.

Après ce panorama le plus détaillé possible, souhaitons-le, des DSP's les plus courants et accessibles, nous serons en mesure d'aborder des études les mettant en œuvre.



La mémoire du DSP 56001

La figure 4 montre les trois champs mémoire indépendants du DSP 56001 : les mémoires de données X et Y et la mémoire programme. Les espaces mémoire sont configurables par les bits de contrôle du registre Mode d'opération. Les bits MA et MB contrôlent l'organisation de la mémoire de programme et sélectionnent l'adresse du vecteur de RESET. Le bit DE contrôle l'organisation des mémoires X et Y et valide les données ROM interne X et Y.

La mémoire de données X :

Les 256 premières cases mémoire sont de la RAM interne 24 bits dans l'espace X. Les 256 cases suivantes (256 à 511) constituent la ROM de données interne X lorsque validée par le bit DE à 1 dans le registre mode opération. La ROM de données X est programmée à la fabrication de la puce et contient les tables de coefficients des lois de compression μ et A (voir annexe 1 du précédent numéro), très utilisées dans les applications télécom. Les registres internes des périphériques occupent les 64 adresses hautes (65472 à 65535). Les adresses sont véhiculées par le bus XA alors que les données sont transférées à l'ALU par le bus XD. La mémoire de données X peut être étendue à 64 K mots 24 bits par des mémoires externes.

La mémoire de données Y

L'organisation de cette mémoire est identique à la mémoire de données X. Par contre, la ROM contient la table complète d'un sinus quatre cadrans sur 256 points. Elle sera très utilisée dans les FFTs, DFTs et les générateurs de signaux. Il est recommandé d'allouer les 64 adresses comprises entre 65472 et 65535 aux périphériques externes afin de tirer profit de l'instruction MOVE

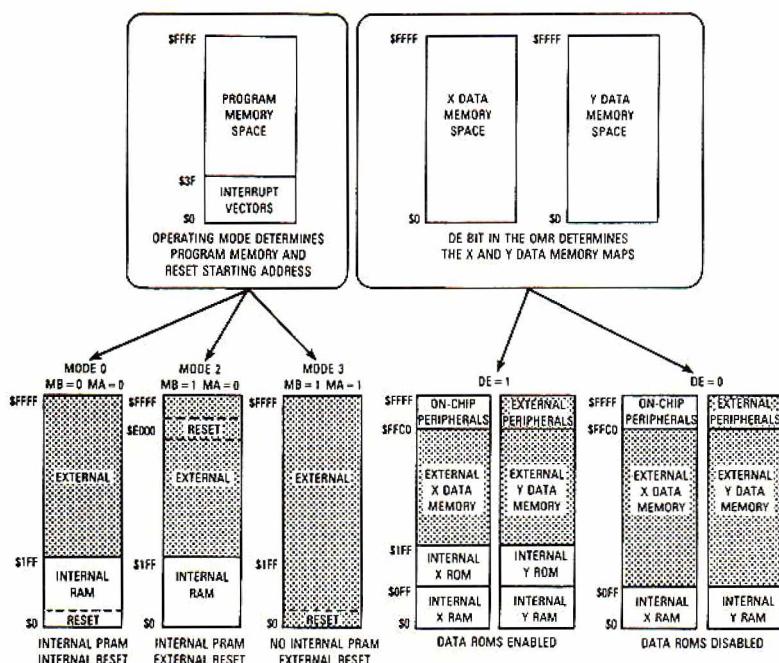


Figure 4 : plan mémoire.

P. Les adresses sont véhiculées par le bus YA alors que les données sont transférées à l'ALU par le bus YD. La mémoire de données Y peut être étendue à 64 kmots 24 bits par des mémoires externes.

La mémoire programme :

La mémoire programme interne, PRAM, comprend 512 cases : 24 bits de RAM très rapide validée par les bits MA et MB du registre mode opération. Les adresses viennent de la logique de contrôle du programme (habituellement appelée compteur ordinal ou compteur programme) via le bus PA. L'instruction MOVEM réalise l'écriture en mémoire et permet d'accéder en particulier à la mémoire programme. Les vecteurs d'interruption concernant les ressources internes se situent dans les 64 adresses basses de la mémoire programme. L'extension à 64 k mots est possible avec une mémoire extérieure au DSP. La PRAM présente de multiples avantages. Elle donne le moyen de développer rapidement les programmes. Les programmes peuvent être changés dynamiquement, autorisant l'overlay d'algorithmes DSP. De cette manière, la PRAM interne fonctionne comme une mémoire cache fixe minimisant ainsi les accès lents à la mémoire externe. Le mode Bootstrap, décrit dans l'**annexe 3**, procure la possibilité de transférer au RESET du DSP, et à moindre coût, les programmes stockés en mémoire externes vers la PRAM interne du DSP 56001. Ce mode de fonctionnement permet de charger le programme d'une EPROM externe ou de la liaison Host en utilisant un processeur hôte comme indiqué **figures A4.1, A4.2 et A4.3** de l'**annexe 4**.

La mémoire ROM de Bootstrap

Cette mémoire de 32 cases 24 bits est programmée à la fabrication de la puce et n'est utilisée que dans le mode Bootstrap (mode opératoire n°1). La mémoire de Bootstrap n'est pas accessible par l'utilisateur et est inactive dans les modes usuels. Se référer à l'**annexe 3** pour avoir une description détaillée du mode Bootstrap du DSP 56001.

Le contrôleur de programme (figure 5)

Le contrôleur de programme effectue le préchargement, le décodage d'instructions, le contrôle

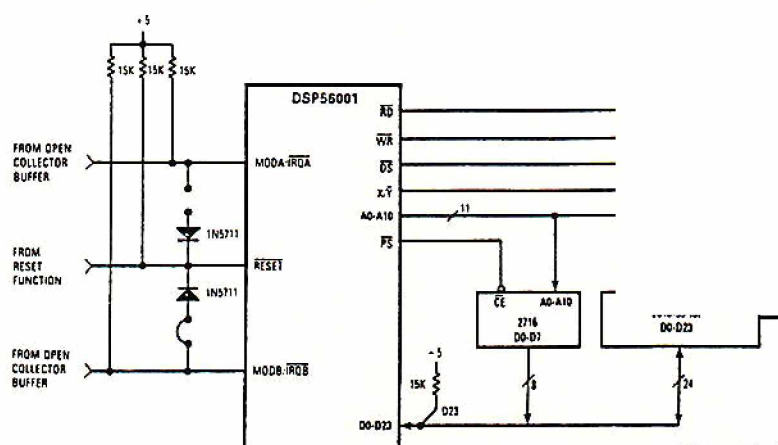
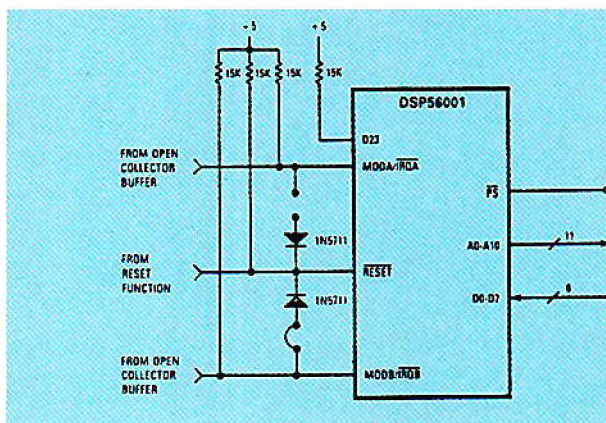
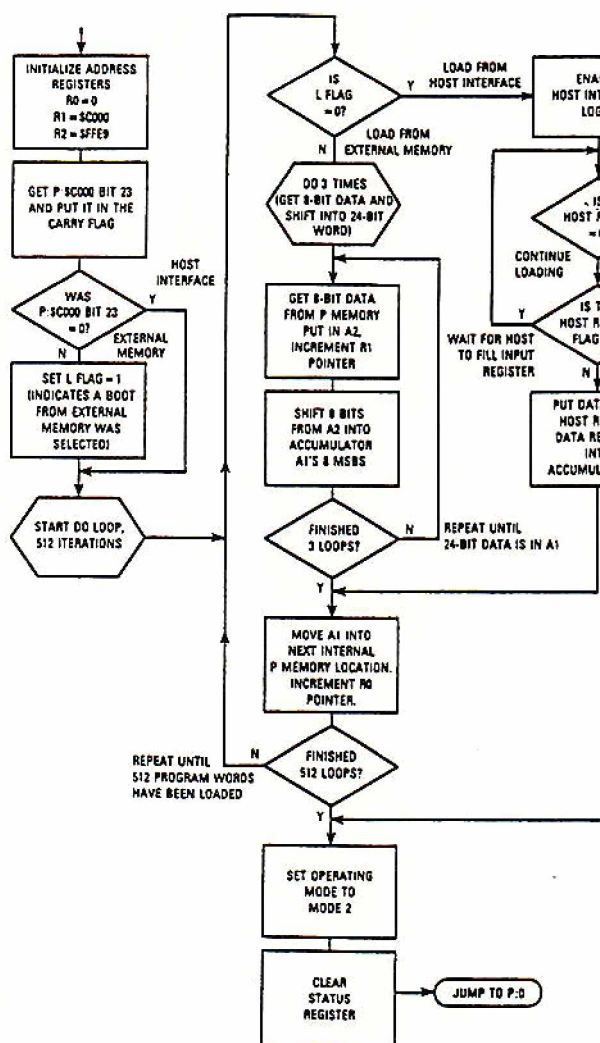


Figure A 4.2

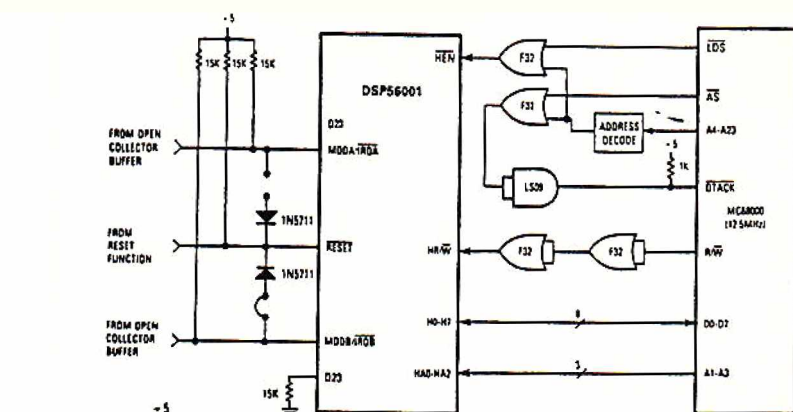


Figure A 4.3

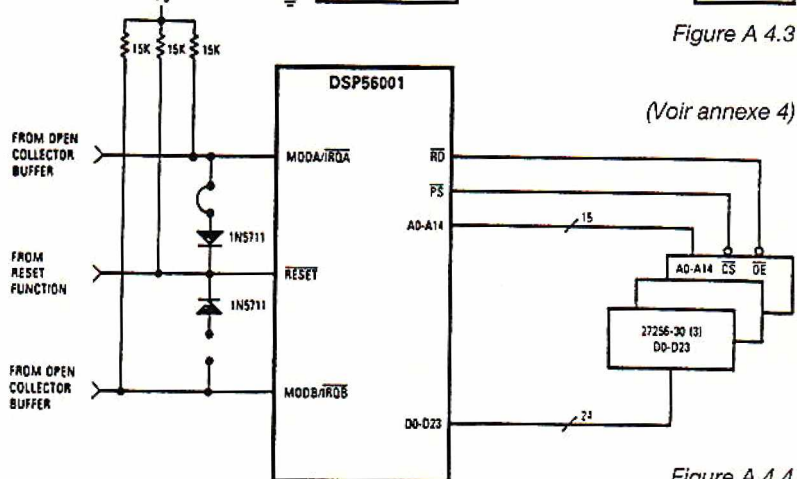


Figure A 4.4

hard des boucles DO et les traitements exceptionnels. Il comprend : a) six registres directement adressables, le compteur de programme (PC), l'adresse de boucle (LA), le compteur de boucle (LC), le registre d'état (SR), le registre mode opération (OMR) et le pointeur de pile (SP) ; b) 15 niveaux de 32 bits de pile système. Le PC 16 bits est capable d'adresser 65536 cases de la mémoire programme.

Les entrées/sorties : (E/S)

Les capacités d'entrées/sorties du DSP 56001 sont multiples. L'architecture les concernant donne la possibilité d'une grande variété de configuration système : système DSP 56001 avec ou sans processeur hôte, système à bus général avec arbitrage de bus et de nombreuses configurations séries, et tout cela avec un minimum de «glue logic» comme disent les Américains (circuits extérieurs). Chacun des interfaces

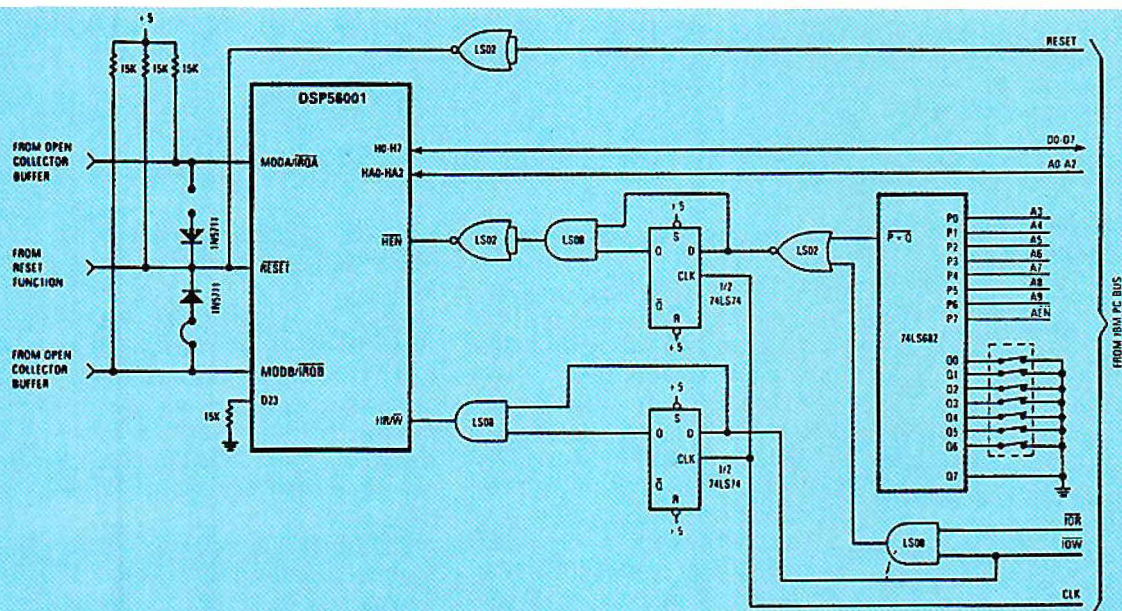


Figure A 4.5

ROBUSTESSE GARANTIE

MULTIMETRE 4315 AVEC EN PLUS CAPACIMETRE, DECIBELMETRE EN LECTURE DIRECTE et 42 fonctions en Voltmètre CC / CA - Ampèremètre CC/CA et ohmmètre livré en mallette métallique hermétique.

Multimètre 4317 avec disjoncteur automatique
42 fonctions - 5 Ampères
Livré en mallette métallique hermétique

288^F

En vente chez : (forfait de port 35 F)

ACER Composants

42, rue de chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

ACER Reuilly Composants

79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Fax : 42 46 86 29

GARANTIE 1 AN

d'E/S possède ses registres de contrôle, d'état et de donnée et est traité comme une mémoire d'E/S par le DSP 56001.

Chaque E/S possède ses vecteurs d'interruption et ses bits de contrôle pour valider ou non les interruptions (**figure 6**). Comme chaque source d'interruption possède son propre vecteur, un programme spécifique à chacune d'elles peut leur être affecté et minimise alors les attentes associées à leur gestion. Les vecteurs d'interruption peuvent être programmés dans l'un des trois niveaux de priorité masquables.

Les E/S sont constituées d'un port d'extension (port A) très flexible, additionné de 24 pattes d'E/S et de deux pattes d'interruptions générales IRQA et IRQB. Ces 24 pattes peuvent être utilisées comme E/S standard et sont alors appelées port B et port C, ou bien elles sont allouées à un périphérique interne sous le contrôle du logiciel. Le DSP 56001 dispose de trois périphériques :

- 1) L'interface hôte (MPU/DMA) qui est du parallèle 8 bits
- 2) L'interface série de communication (SCI)
- 3) L'interface série synchrone (SSI).

Le port B est un interface E/S 15 bits pouvant être utilisé en interface standard ou en interface hôte. Le port C, lui, est un interface E/S 9 bits et donne la possibilité d'être utilisé en interface d'E/S standard ou en SCI et SSI.

Le port d'extension (PORT A)

Le port d'extension du DSP 56001 a été conçu pour interfacer un bus global 24 bits synchrone avec une grande variété de mémoires et de périphériques tels que : des mémoires RAM statiques rapides, des mémoires lentes, et d'autres DSP ou microprocesseurs (MPU) en configuration maître/esclave. Tout ceci est rendu possible par la programmation du timing du bus d'extension. Le registre de contrôle du bus (BCR) pilote le timing des signaux $\overline{RD}$ et $\overline{WR}$, et des lignes de données. Chacun des quatre espaces mémoire X, Y, Program et E/S possède ses quatre bits dans le BCR donnant accès aux 15 états de suspension (wait state) du timing. Il est possible de prolonger les signaux de 15 périodes d'horloge équivalents à 15 demi cycles d'instruction. De cette manière, le timing du bus externe peut être ajusté aux timings des périphériques utilisés dans cha-

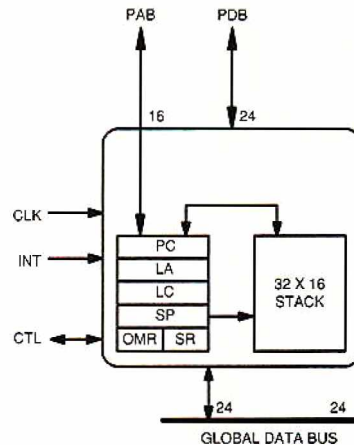


Figure 5 : le contrôleur de programme.

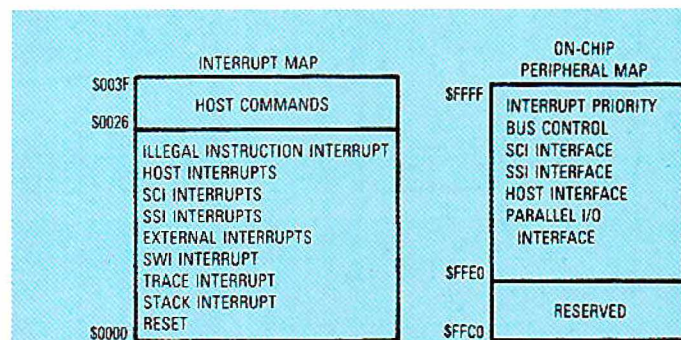


Figure 6 : registre mémoire des périphériques et de leurs interruptions.

cun des espaces mémoire externes.

Les Ports B et C d'usage général : Chacune des pattes des ports B et C peuvent être programmées comme E/S standard ou comme patte dédiée au périphérique interne contrôlable par logiciel.

Un registre de 9 bits de contrôle du port C, PCC, permet la programmation individuelle des pattes du port dans l'une des deux fonctions précédentes. Par contre, le registre de contrôle associé au port B (PBC) ne comprend qu'un bit pour programmer les 15 pattes du port B. Egalement associé à chacun des ports, un registre de direction programmant la direction de chaque patte et un registre de donnée pour les E/S. Il est à noter que l'écriture/lecture de ces registres nécessite des instructions de manipulation de bit très efficaces.

L'interface hôte (HOST)

C'est un port parallèle 8 bits full duplex connectable directement à un bus micro hôte. Le processeur hôte peut être l'un des nombreux calculateurs industriel standard ou microprocesseurs, un autre DSP ou un DMA hard. Le

bus 8 bits bidirectionnel H0-H7 (PB0-PB7) et 7 lignes de contrôle : HA0, HA1, HA2, HR/W, HEN, HREQ, et HACK (PB9-PB15) contrôlent le transfert de données. L'interface hôte apparaît au processeur hôte comme une mémoire périphérique de 8 bytes dans son espace mémoire. La séparation des registres de transmission et de réception doublement bufferisés conduit à atteindre de grandes vitesses de transfert.

La communication hôte du DSP 56001 conduit les processeurs hôte à utiliser leurs instructions classiques de transfert de données associées à leurs modes d'adressage standard. Les indicateurs de hand shake sont utilisés pour aller chercher la donnée reçue ou pour interrompre le transfert avec le processeur hôte. Un DMA hard peut être utilisé grâce à la présence des lignes HREQ et HACK afin de faire le transfert de données sans processeur extérieur. Les performances les plus innovantes dans l'interface hôte sont celles des commandes associées. De cette manière, le processeur hôte peut sélectionner 1 des 32 routines

vectorisées dans le DSP 56001. Il utilise pour cela le registre d'adresse vecteur de l'interface hôte. Le DSP peut donc contenir 32 fonctions préprogrammées sélectionnables par le processeur hôte.

Ces routines peuvent par exemple permettre au processeur hôte de lire et d'écrire dans les registres, X, Y, la mémoire programme, forcer des contrôles des SSI, SCI, IRQA et IRQB et réaliser des opérations de contrôle et de debugging lors d'une mise au point de programme. Il suffit pour cela que les fonctions correspondantes existent dans le DSP 56001.

L'interface de communication série (SCI)

Cet interface série de communication full duplex peut être utilisé pour communiquer avec d'autres DSPs, microprocesseurs ou périphériques comme des modems. La communication peut être directe ou via des lignes RS232C. Cet interface utilise trois pattes dédiées : donnée transmise (TXD), donnée reçue (RXD) et l'horloge série SCI (SCLK). Il permet le fonctionnement aux vitesses de transmissions et aux protocoles standardisés dans l'industrie, et offre la possibilité de réaliser des liaisons synchrones jusqu'à 2,5 Mbits/s. Le protocole asynchrone incorpore le mode de fonctionnement «multidrop» pour les opérations maître/esclave (voir l'annexe 5 pour le multidrop). L'interface de communication série comprend deux sections, transmission et réception, séparées et asynchrones entre elles. Un générateur de BandMates programmable permet de générer l'horloge d'émission ou/et de réception. Un vecteur d'interruption associé à 1 bit de validation donne la possibilité d'utiliser ce générateur en timer standard lorsque non utilisé par le périphérique SCI.

L'interface série synchrone (SSI)

Cet interface full duplex est très flexible et permet au DSP 56001 de communiquer avec une grande variété de composants série. Ce n'est pas un interface série au sens SCI. Il s'adapte au moins à 1 codec standard, à d'autres DSPs, microprocesseurs, et périphériques possédant un bus série. Chacune des caractéristiques du SSI, qui suivent, sont programmables de manière indépen-

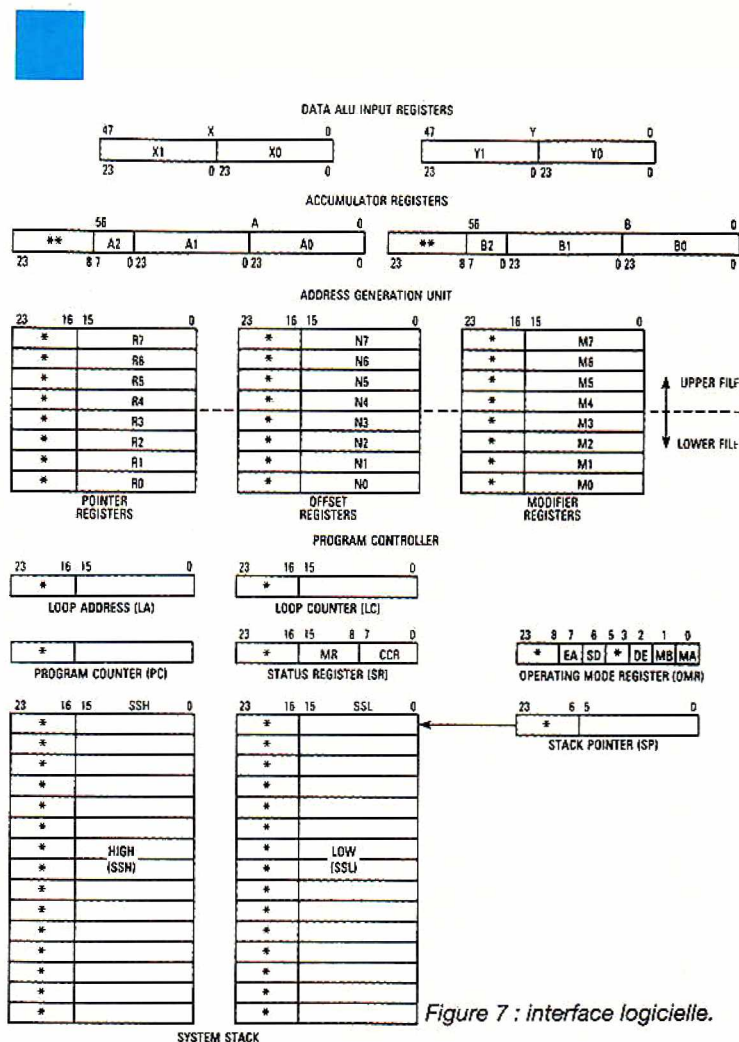


Figure 7 : interface logicielle.

dante : le nombre de bits par mot, le protocole ou le mode, l'horloge, et la synchronisation émission/réception. Trois modes de fonctionnement sont disponibles : normal, réseau, et sur demande. Le mode normal est typiquement utilisé avec des composants communiquant régulièrement ou périodiquement avec le DSP 56001. Dans ce mode le SSI travaille avec un seul mot par trame d'EIS. Le mode réseau délivre des intervalles de temps associés à une horloge bit et une impulsion de synchronisation trame. Le SSI fonctionne avec 2 à 32 mots d'EIS par trame dans le mode réseau. Ce mode est utilisé dans les multiplexages par division temporelle (TDM = time division multiplex) dans le cadre des applications réseau en anneau ou en étoile avec d'autres DSPs ou CODECs. Le mode sur demande est contrôlé par les données elles-mêmes. Il n'y a pas d'intervalles de temps prédéfinis. Ce mode est utilisé avec des composants nécessitant des transferts non périodiques. L'horloge peut être programmée pour qu'elle fonctionne en continu ou en alterné. Comme le récepteur

et l'émetteur du SSI sont indépendants, ils peuvent être programmés pour fonctionner de manière synchrone (par utilisation d'une horloge commune) ou asynchrone l'un par rapport à l'autre. Suivant le mode sélectionné, le SSI nécessite de trois à six pattes du DSP 56001. Le tableau 2 indique les modes à utiliser dans différents types d'applications.

PROGRAMMATION DU DSP 56001

Le programmeur peut voir l'architecture du DSP 56001 comme trois unités de traitement en parallèle. Elles sont, l'ALU, le générateur d'adresse, le contrôleur de programme.

La figure 7 décrit l'interface logiciel du DSP 56001 que nous détaillons dans les paragraphes suivants.

L'unité arithmétique et logique ALU

L'ALU possède des registres d'entrée/sortie 24 bits qu'il est possible de regrouper pour for-

mer un registre 48 bits. Il contient également deux accumulateurs 56 bits avec mise à l'échelle, et limiteurs automatiques.

Les registres d'entrées de l'ALU (X_1, X_0, Y_1, Y_0)

Les quatre registres 24 bits d'utilisation générale de l'ALU peuvent être utilisés indépendamment les uns des autres ou comme deux registres 48 bits alors appelé X et Y. ($X = X_1 : X_0$ et $Y = Y_1 : Y_0$). X_1 et Y_1 étant les mots les plus significatifs. Ces registres servent de pipeline entre les bus X_0 et Y_0 et l'unité de multiplication avec accumulation (MAC). Ils sont utilisés comme sources d'opérandes pour l'ALU et permettent aux données à traiter dans l'instruction suivante d'être chargées alors que l'instruction en cours d'exécution traite les données courantes. Ils peuvent également être lus par les bus X_0 ou Y_0 afin de réaliser des délais de mémorisation ou des opérations de sauvegarde et de restitution lors des branchements à un programme d'interruption.

Les registres d'accumulation de l'ALU ($A_2, A_1, A_0, B_2, B_1, B_0$)

Les deux registres d'accumulation 56 bits A et B sont décomposés chacun en trois registres A_2 : A_1 : A_0 et B_2 : B_1 : B_0 . Les quatre registres A_1, A_0, B_1, B_0 sont des 24 bits et les registres A_2 et B_2 sont des 8 bits. Tous ces registres sont accessibles comme des mots constituant un opérande. Les deux accumulateurs peuvent être vus comme des mots longs de 48 bits avec 8 bits d'extension s'accommodant des débordements dus aux calculs. Les registres A_2 et B_2 sont appelés «registre d'extension d'accumulation». L'extension de signe est automatique lorsque les 56 bits des accumulateurs A ou B ne sont écrits que par des données 24 ou 48 bits. Le mot de poids faible est automatiquement forcé à zéro lorsqu'une donnée 24 bits est chargée afin de constituer un opérande 56 bits. Il est également possible d'écrire dans ces registres sans provoquer d'extension de signe ou de forçage à zéro en indiquant nos intentions par la spécification du registre que nous voulons charger. Quand les accumulateurs A ou B sont sauvegardés, ils peuvent être optionnellement mis à l'échelle par décalage à droite ou à gauche d'un bit pour des opérations en flottant. La lecture de A

Annexe 3 Le mode Bootstrap Mode opération 1

Le DSP 56001 comprend quatre modules spécifiques intervenant dans l'opération de bootstrap : 512 mots de PRAM, 32 mots de ROM de Bootstrap, la logique de contrôle du bootstrap et le programme de bootstrap résident.

La ROM de bootstrap :

Les 32 mots de mémoire ROM interne sont programmés en usine pour que l'opération de bootstrap se fasse de la mémoire d'extension par le port A ou de l'interface hôte. L'accès à la ROM de bootstrap n'est pas possible autrement que par l'exécution de la procédure de bootstrap. La logique de contrôle rendra la ROM de bootstrap inactive lors des opérations courantes.

La logique de contrôle du bootstrap :

Cette logique de contrôle est active lorsque le DSP 56001 est placé dans le mode opération numéro 1. La logique de contrôle valide alors la ROM de bootstrap comme mémoire de programme tant que le DSP 56001 reste dans le mode opératoire numéro 1. Le logiciel de bootstrap change automatiquement de mode opératoire dès que le chargement mémoire programme est terminé. Quand le DSP 56001 sort de l'état RESET dans le MODE 1, les actions suivantes se déroulent :

Etape 1 : La logique de contrôle déclare la ROM bootstrap comme mémoire programme du DSP à partir de l'adresse \$0000. Seule la lecture est autorisée.

Etape 2 : La logique de contrôle n'autorise que l'écriture sur la totalité de l'espace mémoire programme P. Une lecture conduira à lire la ROM bootstrap.

Etape 3 : (voir doc)

Etape 4 : Le programme de bootstrap exécute la séquence suivante pour clore l'opération de bootstrap et pour commencer l'exécution de votre programme :

a. passe en mode opératoire 2 par l'écriture du registre OMR.

Ceci conduit à supprimer la ROM bootstrap de l'espace mémoire programme et autorise l'écriture et la lecture dans la PRAM.

b. Le timing de passage au mode 2 est dimensionné pour permettre au programme de bootstrap d'exécuter une seule instruction avant la commutation mémoire. C'est le JMP#00 qui exécute alors votre programme à partir de l'adresse \$0000.

Il est également possible de sélectionner le mode bootstrap en programmant le mode 1 dans le registre OMR. Ceci initialise une séquence temporelle plaçant la ROM bootstrap dans l'espace mémoire programme après le délai nécessaire à l'exécution d'une seule instruction de votre programme.

Le JMP#<00 pour commencer l'exécution du programme bootstrap comme décrit dans les étapes 1 à 4 précédentes. Cette technique permet aux utilisateurs du DSP 56001 de recharger le système avec un programme différent à chaque fois si nécessaire.

Le programme de bootstrap résident :

La ROM bootstrap contient le programme de bootstrap résident qui réalise le chargement de la mémoire PRAM du DSP 56001. Le programme est écrit dans l'assembleur du DSP 56001. Il contient deux possibilités pour initialiser la PRAM : le chargement de bytes à partir d'une mémoire commençant à l'adresse P : \$C000 ou le chargement de bytes à partir de l'interface hôte. La procédure utilisée est sélectionnée par le bit 23 de la case mémoire programme d'adresse \$C000.

Si ce bit est à 1, le chargement est effectué à partir du bus d'extension. Pratiquement, une mémoire EPROM 8 bits est connectée aux bus adresses et données du DSP 56001 comme indiqué sur la figure A4.1 de l'annexe 4.

Les données contenues dans l'EPROM doivent être organisées comme suit :

Mémoire P : adresse externe par byte	contenu chargé dans la PRAM interne à l'adresse :
P : \$C000	P : \$0000 byte de poids faible
P : \$C001	P : \$0000 byte de poids moyen
P : \$C002	P : \$0000 byte de poids fort

P : \$C5FD	P : \$01FF byte de poids faible
P : \$C5FE	P : \$01FF byte de poids moyen
P : \$C5FF	P : \$01FF byte de poids fort.

Lorsque le bit 23 à l'adresse P : \$C000 est à zéro, le programme de bootstrap sera orienté sur la gestion par l'interface hôte. Concrètement un processeur hôte sera connecté à l'interface hôte du DSP 56001.

C'est le processeur hôte qui écrit dans les registres TXH, TXM et TXL avec les données qu'il faut charger dans la PRAM aux adresses P : \$000 à P : \$01FF. Si moins de 512 mots sont à charger, le processeur hôte peut forcer le DSP 56001 à sortir de son programme de bootstrap et commencer l'exécution du programme chargé à l'adresse P : \$0000 en positionnant à 1 HF0 de l'interface hôte du DSP pendant le chargement. Dans la presque totalité des applications, le DSP 56001 est tellement rapide qu'il n'est pas nécessaire de mettre en place un handshake entre le DSP et le processeur hôte. L'organigramme du programme de bootstrap est donné **figure A3.1**.

ou de B par les bus X_0 ou Y_0 est protégée des débordements par la substitution d'une constante limitant la dynamique de la donnée transférée à 48 bits. Cette opération est équivalente à la saturation d'un composant actif analogique. Le contenu de A ou de B n'est pas affecté par l'opération de limitation qui ne prend effet que sur les données sortantes de l'ALU. Cette protection de débordement n'intervient qu'après la mise à l'échelle éventuelle.

Il est à remarquer que ces opérations de mise à l'échelle de la limitation n'interviennent que lorsque l'intégralité de l'accumulateur A ou B est à transférer. Le transfert d'un des registres A_2 , A_1 , A_0 , B_2 , B_1 , B_0 ne provoquera pas de mise à l'échelle ou de limitation. Les registres des accumulateurs peuvent également servir de pipeline entre le MAC et les bus Y_0 et X_0 . Ils sont utilisés aussi bien en registre source qu'en destination.

Le générateur d'adresses :

Trois banques de registres contrôlent la génération d'adresses pour l'adressage indirect. Les fichiers de pointeur, d'offset et de modification les constituent.

Les pointeurs (R_0 à R_3 et R_4 à R_7)

Les huit registres pointeurs 16

bits R_0 à R_7 peuvent contenir des adresses ou des données d'utilisation générale. L'adresse 16 bits contenue dans un pointeur est utilisée pour calculer l'adresse réelle d'un opérande. Lorsque le transfert de données se fait en parallèle sur X et sur Y, les registres pointeurs doivent être vus comme deux fichiers séparés de 4 registres chacun, R_0 à R_3 et R_4 à R_7 , un par bus. Le contenu des registres R_n peut pointer directement sur une donnée et/ou peut être mis à jour avant ou après son utilisation suivant le mode d'adressage sélectionné. Les registres M_n sont toujours utilisés lorsqu'un registre R_n est mis à jour. Les registres N_n sont utilisés pour remettre à jour les registres R_n avec un offset prédéfini dans N_n lorsque ce mode d'adressage est sélectionné. La modification des pointeurs est réalisée par l'une des deux unités arithmétiques avec modulo.

Les registres d'offset (N_0 à N_3 et N_4 à N_7)

Les huit registres d'offset 16 bits peuvent contenir des valeurs d'offset utilisées pour incrémenter ou décrémenter les registres d'adresses ou bien des données 16 bits d'utilisation générale. Par exemple, le contenu d'un registre d'offset peut être utilisé pour parcourir une table à plusieurs vi-

tesses (pas de 5 cases par exemple pour la génération de signaux), pour contenir l'offset dans une table ou encore l'adresse de base d'une table pour un adressage indexé. Chaque pointeur R_n possède son propre registre d'offset N_n .

Les registres de modification : (M_0 à M_3 et M_4 à M_7)

Ces registres sont des registres 16 bits. Ils définissent le type d'opération arithmétique à effectuer pour le calcul des adresses. L'arithmétique utilisée dans le générateur d'adresses peut être linéaire, modulo ou à inversion de retenue et opère sur les registres d'adresses dans les modes d'adressage indirects. Dans le cas d'un calcul avec modulo, le registre M_n spécifie également la valeur du modulo. Chaque registre R_n possède son propre registre de modification. Au reset, les M_n sont initialisés à \$FFFF. C'est à dire que le mode de calcul est linéaire.

Le contrôleur de programme :

Il comprend des registres d'adresse de boucle et de compteur de boucle qui permettent de réaliser l'instruction de bouclage hard «DO». Il contient également le compteur programme, le registre d'état, et la pile système très classiques. A l'exception du compteur programme, tous les registres peuvent être écrits ou lus pour faciliter les opérations de mise au point de programmes.

Le compteur programme (PC) :

Ce registre 16 bits contient l'adresse de la prochaine case de la mémoire programme à charger. Ce registre d'adresses est empilé lorsqu'une boucle programme est initialisée, ou lorsqu'un saut à un sous-programme (JSR) est réalisé.

Le registre d'état (SR) :

Ce registre 16 bits se décompose en deux registres 8 bits : le registre de mode (MR), et le registre code condition (CCR). Le SR est empilé lorsqu'une boucle programme est initialisée, ou lorsqu'un saut à un sous-programme est réalisé. La **figure 7** représente le détail des bits contenus dans le SR. Le registre MR définit l'état courant du système du processeur. Les bits de ce registre sont

affectés par le reset, les traitements d'exceptions, les instructions DO, ENDDO, RTI et SWI et par les instructions utilisant directement le registre MR : ORI et ANDI. Le registre CCR définit l'état courant d'utilisation du processeur. Les bits de ce registre sont affectés par les opérations de l'ALU par les instructions utilisant directement le CCR : ORI et ANDI. Les bits du CCR ne sont pas affectés par les opérations de transfert parallèle sauf lorsque le limiteur de l'ALU charge le contenu transféré des accumulateurs A ou B vers les bus X_D ou Y_D .

Le compteur de boucle (LC) :

Ce registre 16 bits est utilisé pour définir le nombre de fois qu'une boucle programme doit être répétée. Ce registre est empilé par l'instruction DO et dépilé à l'arrêt du bouclage ou à l'exécution de l'instruction ENDDO. Le compteur de boucle peut être lu dans le déroulement du programme pour connaître l'état de progression de l'exécution et ainsi contrôler le bon déroulement des opérations.

Le registre d'adresse (LA) :

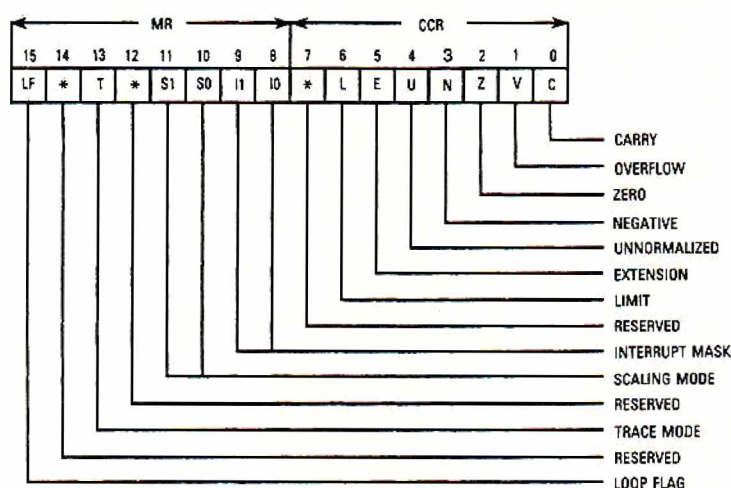
Ce registre indique l'adresse de la dernière instruction de la boucle. Ce registre empilé par l'instruction DO et dépilé à l'arrêt du bouclage ou à l'exécution de l'instruction ENDDO.

La pile système (SS) :

La pile système est une mémoire interne séparée permettant de sauvegarder le PC et le SR lors de branchement à des sous-programmes et lors des interruptions. La pile permet également la sauvegarde des registres LC et LA en plus des PC et SR pour les boucles programme. Le SS est dans l'espace mémoire de la pile, et son adresse est toujours étroitement liée et implicite de l'instruction courante.

La pile est une mémoire de 15 mots de 32 bits. Lorsqu'un appel à un sous-programme ou une interruption apparaît, le PC et le SR sont sauvegardés sur le haut de la pile système. Quand le retour du sous-programme est exécuté, seul le PC est restitué. Lorsque le retour d'interruption est exécuté, le PC et le SR sont restitués.

Le bloc de gestion des interruptions du DSP 56001 est vectorisé et un ordre de priorité y est fixé. Les vecteurs d'interruption pointent sur deux cases mémoire consécutives de la mémoire programme. Si l'un des deux mots



*Written as don't care; read as zero

Figure 8 : détail du registre d'état, SR.

Annexe 4 Exemples d'applications

La circuiterie minimale nécessaire pour faire tourner le DSP 56001 est donnée figure A4.1. Dans ce schéma, la mémoire EPROM peut avoir un temps d'accès maximum de 780 ns lorsque le DSP est au maximum de sa vitesse (horloge de 20,5 MHz). Lorsque le système nécessite l'utilisation d'une RAM externe comme représenté figure A4.2, l'interfaçage avec la mémoire EPROM de bootstrap ne nécessite toujours pas l'adjonction de portes logiques externes. Le signal $\overline{PS}$ sélectionne directement l'EPROM alors que le signal $\overline{DS}$ sélectionne la mémoire RAM rapide.

La figure A4.3 donne la manière d'interfacer le DSP 56001 avec un processeur hôte du type du MC 68000 par la liaison hôte. C'est le 68000 qui télécharge le programme dans le DSP qui fonctionne toujours dans le mode 1.

Dans certaines applications, il est possible de ne pas télécharger le programme par le mode de bootstrap (mode 1) mais de faire fonctionner le DSP sur sa mémoire programme externe comme indiqué figure A 4.4. Le programme commence alors à l'adresse externe \$E000 et c'est à l'utilisateur de gérer l'activité du processeur et de transférer le programme à exécuter rapidement dans la mémoire PRAM interne par l'instruction MOVEM. Le programme fonctionnera alors en overlay.

La dernière application citée ici est la connexion du DSP 56001 au bus de l'IBM-PC. Ceci peut-être très intéressant pour des applications temps réel. Il faut remarquer ici qu'un grand nombre de fournisseurs proposent des cartes DSP pour PC.

est une instruction de branchement à un sous-programme, une interruption longue sera lancée. Une commutation de contexte est effectuée par l'intermédiaire de la pile système. Si aucun des deux mots n'engendre de branchement, alors la routine d'interruption ne sera constituée que de ces deux instructions. Cette routine d'interruption rapide procure la possibilité de faire un traitement exceptionnel sans perdre le temps nécessaire aux branchements, sauvegardes, retour, et restitution de contexte. Ce procédé est très utilisé pour transférer des données entre la mémoire et les E/S.

La pile système est également utilisée pour réaliser des séries de boucle DO sans délai de traitement. Chaque case mémoire 32 bits de la pile système peut être adressée comme deux registres 16 bits séparés (SSH et SSL) : le registre de poids fort (SSH) et le registre de poids faible (SSL). Ceci est très pratique pour générer des piles logicielles pour des séries infinies.

Le pointeur de pile (SP) :

Le registre pointeur de pile (SP) est un registre 6 bits indiquant le haut et l'état de la pile système (débordement par excès, débordement par défaut, pleine, vide).

Le pointeur de pile est implicitement référencé par les instructions DO, REP, JSR, RTI, etc. ou directement par l'instruction MOVEC. Le format du pointeur de pile est indiqué **figure 9**.

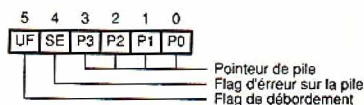


Figure 9 : le registre pointeur de pile.

Le registre mode opération (OMR) :

L'OMR ne possède que 3 bits et définit le mode de fonctionnement courant du DSP. C'est à dire le plan mémoire de programme et mémoire de données ainsi que la procédure utilisée pour son initialisation. Ces 3 bits ne sont affectés que par le reset du processeur et par les instructions référençant directement l'OMR. Pendant le reset, les bits MB et MA sont chargés par l'état des pattes A et B sélectionnant par hard le mode de fonctionnement du DSP. Le bit de validation de la ROM de données interne (DE) est mis à 0 afin de la rendre inactive. Le contenu du registre mode opération est indiqué **figure 10**.

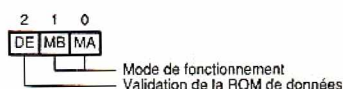


Figure 10 : le registre mode opération.

Le **tableau 3** résume les modes de fonctionnement du DSP 56001. Les **tableaux 4** et **5** décrivent les espaces mémoire programme et données.

J.-Y. Bedu

Annexe 5 Fonctionnement multidrop de l'interface SCI

C'est une application particulière du transfert de données asynchrone. La principale différence réside dans le fait qu'un protocole est mis en place afin de faire cohabiter plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs sur une même ligne de transmission pour former ainsi un réseau. Les messages envoyés sur un réseau commencent par l'adresse du destinataire. Tous les récepteurs comparent l'adresse de chaque début de message à l'adresse qui leur a été affectée. Le récepteur ne reconnaissant pas son adresse ignore le reste du message et attend le début du message suivant. Le récepteur adressé reçoit l'intégralité du message et renvoie éventuellement un accusé de réception à l'expéditeur. Le format du message et le protocole de communication sont définis par le logiciel utilisateur. Les formats de message peuvent être configurés pour du point à point ou en anneau avec jeton. Le fonctionnement en réseau de l'interface SCI est compatible avec la présence d'un autre microprocesseur maître. La **figure A5.1** montre un système multipoints comportant 1 maître et N esclaves. Le mode multidrop est sélectionné par la mise à 1 de WDS2 et WDS1 et la mise à zéro de WDS0. Un protocole possible consiste à avoir un préambule ou bien un état repos de la ligne entre les messages, suivi de l'adresse et ensuite le contenu du message. L'état repos de la ligne provoque l'écoute des récepteurs esclaves qui comparent alors l'adresse de début de message à la leur. Si l'adresse est la bonne, l'esclave lit le message. Si l'adresse n'est pas la bonne il retournera dans son mode sommeil. Il est également possible de provoquer une interruption à la réception d'une adresse. Ceci élimine la nécessité d'avoir un état repos entre chaque message. Les esclaves peuvent répondre à plusieurs adresses, la leur et une adresse générale permettant d'envoyer un message à plusieurs esclaves (pour faire un reset par exemple).

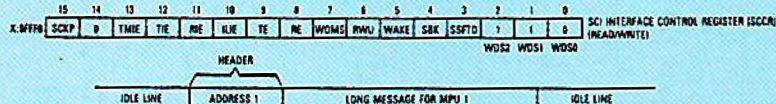


Figure A5.1

Operating Mode	M B	M A	Description
0	0	0	PRAM enabled, Reset at \$0000 (internal).
1	0	1	Special Bootstrap mode, after PRAM loading mode 2 is automatically selected.
2	1	0	PRAM enabled, Reset at \$E000 (external).
3	1	1	PRAM disabled, Reset at \$0000 (external).

Tableau 3.

Operating Mode	M B	M A	Description
0 and 2	X	0	internal RAM: \$0000-\$01FF external: \$0200-\$FFFF
3	1	1	external: \$0000-\$FFFF

Tableau 4.

DRAM Enable DE	Y Data Memory Space Map	X Data Memory Space Map
0	internal RAM: \$0000-\$00FF external: \$0100-\$FFFF	internal RAM: \$0000-\$00FF external: \$0100-\$FFBF on-chip peripherals: \$FFC0-\$FFFF
1	internal RAM: \$0000-\$00FF internal ROM: \$0100-\$01FF external: \$0200-\$FFFF	internal RAM: \$0000-\$00FF internal ROM: \$0100-\$01FF external: \$0200-\$FFBF on-chip peripherals: \$FFC0-\$FFFF

Tableau 5.

**NOUVEAUTE
ETE 93**

C.M.S

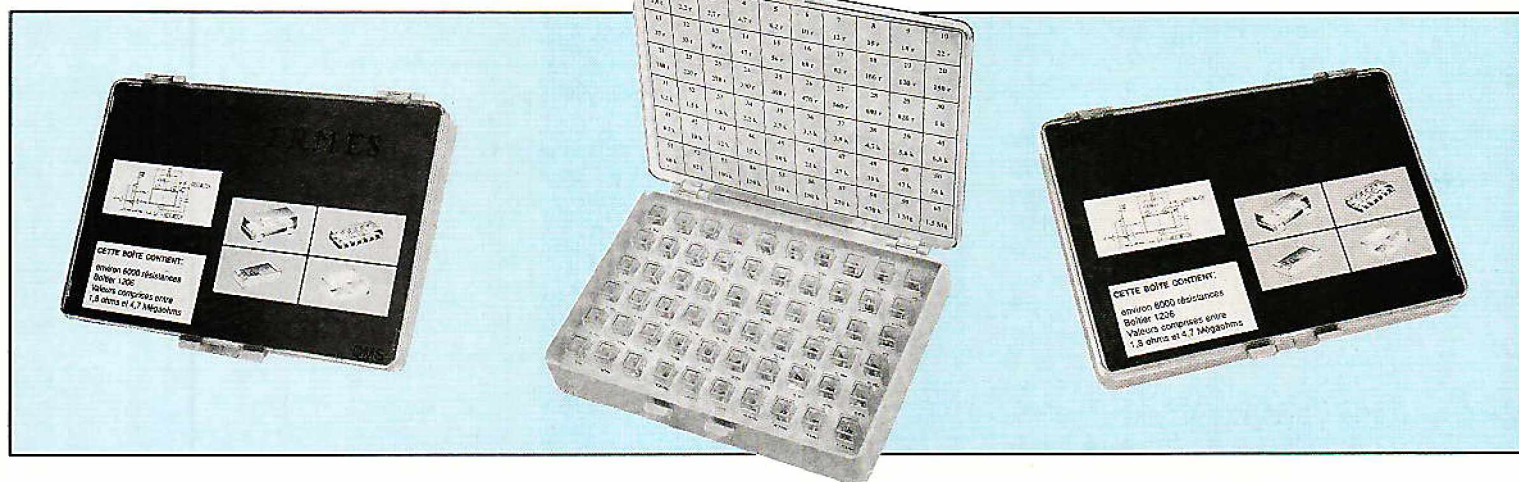
COMPOSANTS en MONTAGE de SURFACE

LA SOLUTION: **ERMES**

Electronique - Diffusion

BP 607
59061 ROUBAIX CEDEX 1

TEL. 20 70 23 42
FAX 20 70 38 46



N° 1 COFFRET de RESISTANCES Format 1206

430' TTC

60 valeurs. Environ 100 pièces de chaque
de 1 ohm à 1,5 Mohm

N° 2 COFFRET de CONDENSATEURS CERAMIQUES

495' TTC

60 valeurs. Environ 50 pièces de chaque
de 1 PF à 22 NF en format 0805 (soit 14 valeurs)
de 1 PF à 100 NF en format 1206 (soit 46 valeurs)

N° 3 COFFRET de TRANSISTORS, DIODES et ZENERS

395' TTC

60 types, 10 pièces de chaque
Série BC - BF - 2N - BAS - BAW

N° 4 COFFRET de CI Série 4000 - 74 HC

530' TTC

54 types, 3 pièces de chaque

N° 5 COFFRET de CI Série 74 LS - ALS - F - HCT

530' TTC

54 types, 3 pièces de chaque

**N° 6 COFFRET DIVERS: TANTALE - CHIMIQUES -
POT AJUSTABLES - SELFS LED...**

430' TTC

54 types, 3 pièces de chaque

* REMISE AUX PROFESSIONNELS — NOUS CONSULTER

NOS POINTS DE VENTE

59000 LILLE	234 rue des Postes	20 30 97 96
59500 DOUAI	16 rue Croix d'Or	27 87 70 71
59140 DUNKERQUE	19 rue Dr Lemaire	28 66 60 90
62000 ARRAS	8 rue Ste Claire	21 71 18 81
34400 LUNEL	155 bd Louis Blanc	67 83 26 90
	Fax	67 71 62 23

NOUVEAU POINT DE VENTE A :

59300 VALENCIENNES

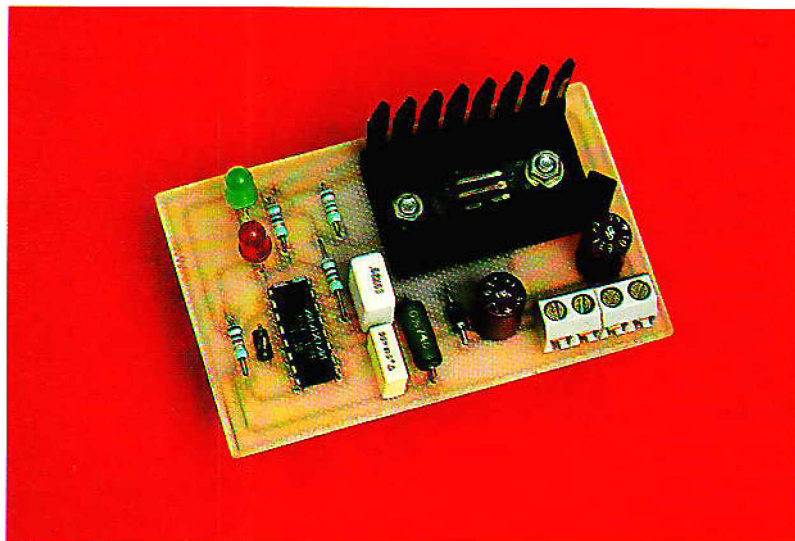
39, avenue de St Amand (CROIX D'ANZIN)
27 30 97 71
à partir du 1^{er} juillet 93

Un chargeur rapide pour accu «AA/R6»

Moyennant un certain nombre de précautions, il est possible de recharger en une heure la plupart des éléments AA/R6 au cadmium-nickel.

Les circuits intégrés spécialisés disponibles depuis peu (voir notre N° 543) rendent fort simple la construction de chargeurs particulièrement sûrs et efficaces. Le présent montage est prévu pour recharger deux ou quatre éléments CdNi de 500 mAh, mais pourrait facilement être adapté aux nouveaux accu «NiMH».

Permettant la consommation de courant pendant la charge, il se prête tout spécialement à la réalisation de petites alimentations ininterrompibles.



UNE APPLICATION DU MAX713 DE MAXIM

Le MAX713 est l'un des circuits intégrés pour chargeurs rapides les plus récents, si récent même que nous n'avions pas pu en parler dans notre précédent article ! Comme à son habitude, MAXIM s'est efforcé de réunir dans son produit le meilleur des caractéristiques des composants concurrents, et même un peu plus.

Si ce n'est pas le plus sophistiqué des circuits de charge rapide, c'est à coup sûr l'un des plus simples à mettre en œuvre.

Son principal avantage est de se passer des habituels ponts de résistances aux valeurs critiques, au profit d'un jeu de broches de programmation.

C'est donc principalement par interconnexion de quelques broches que notre schéma de la figure 1 a été adapté aux caractéristiques des éléments AA/R6 de 500 mAh. Le choix entre des batteries de deux ou quatre éléments se fait d'ailleurs par simple déplacement d'un cavalier.

Le régime de charge en une heure a été choisi parce qu'il permet encore de se passer de capteurs de température (avec trois thermistances, le MAX713 pourrait charger de un à seize éléments en un quart d'heure !)

Les accu à recharger pourront ainsi être reliés au montage par deux fils seulement, et rester si nécessaire à l'intérieur de l'appareil qu'ils alimentent.

Le principal critère de fin de charge est le passage d'une croissance de la tension de batterie à une décroissance (signe caractéristique d'un début de surcharge), mais une sécurité arrête automatiquement la charge rapide au bout de 90 minutes si ce phénomène ne se produit pas.

De plus, la tension aux bornes de l'accu est limitée à 1,65 V par élément, le courant de charge étant automatiquement réduit en cas de dépassement (accu défectueux).

Inversement, la charge rapide ne démarrera pas si la tension par

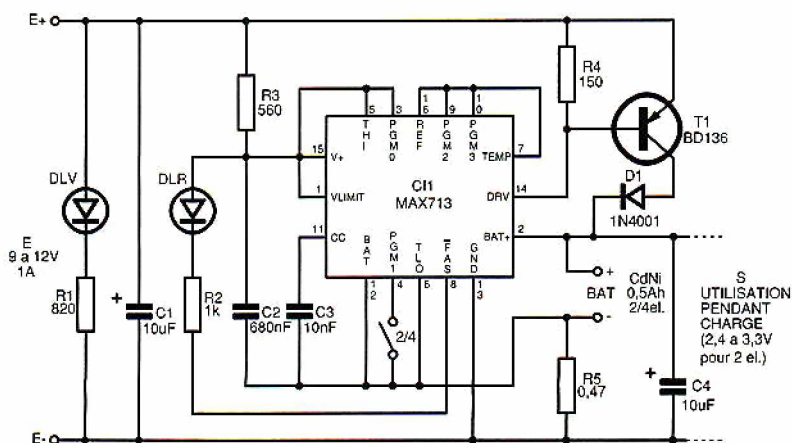


Figure 1

élément est trop faible (court-circuit interne).

Dans tous les cas, le voyant rouge s'éteint en fin de charge rapide et une charge d'entretien permanente est alors appliquée, sous un courant d'environ 35 mA : c'est suffisant pour maintenir l'accu à pleine charge, mais sans excès.

Le courant de charge rapide est fixé à 500 mA par une résistance de $0,47\Omega$, montée de façon à mesurer le courant net circulant réellement dans l'accu : ainsi, une éventuelle consommation sur la batterie sera automatiquement compensée.

Le chargeur déclenchant de lui-même une charge rapide en cas de coupure puis de rétablissement de son alimentation, ce montage se prête admirablement à la construction de blocs d'alimentation ininterrompible.

RÉALISATION PRATIQUE

Compte tenu du peu de composants nécessaires en plus du MAX713, le chargeur peut être assemblé sur une carte de 8×5 cm, dont la **figure 2** fournit le tracé du cuivre.

Après câblage selon la **figure 3**, on se trouvera en possession d'un module compact doté d'un simple bornier à quatre circuits : deux bornes pour l'accu, et deux pour une alimentation continue externe (9 à 12V, 600 mA à 1A).



Dans le cas d'un chargeur «secteur» on ajoutera tout simplement un bloc «prise de courant» à sortie redressée et filtrée, mais on pourra tout aussi bien travailler sur une prise «allume-cigare» de voiture !

Si l'on souhaite prélever du courant sur l'accu même pendant sa recharge, l'organe consommateur devra être branché entre les bornes «BAT+» et «E-» du module, en parallèle sur les connexions existantes.

Selon que l'on aura deux ou quatre éléments à charger, on omettra ou non le cavalier de commutation. Avec deux éléments seulement (3,2 V en charge), il ne faudra pas s'étonner

d'un échauffement notable du refroidisseur ML11 (6°C/W) équipant le BD 136.

En cas d'alimentation du chargeur sous 12 V ou plus, il pourra être avantageux de renforcer le radiateur ou mieux d'ajouter un pré-régulateur 8 à 9 V (éventuellement à découpage), surtout si le montage peut avoir à fonctionner à température ambiante élevée.

Patrick GUEULLE

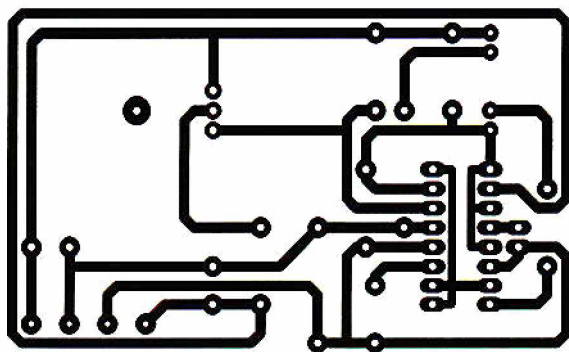


Figure 2

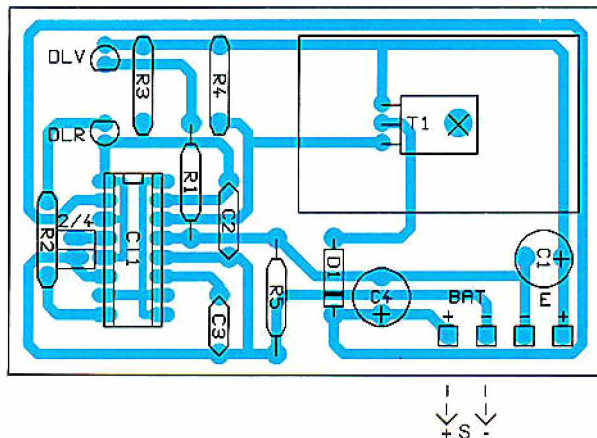


Figure 3

Nomenclature

Résistances

R1 : 820Ω
R2 : $1\text{ k}\Omega$
R3 : 560Ω
R4 : 150Ω
R5 : $0,47\Omega$

Condensateurs

C1=C4 : $10\mu\text{F}$
C2 : 680 nF
C3 : 10 nF

Semi-conducteurs

CI1 : MAX713
DLR : LED rouge
DLV : LED verte
D1 : 1N4001
T1 : BD136

La famille 68HC08 Motorola

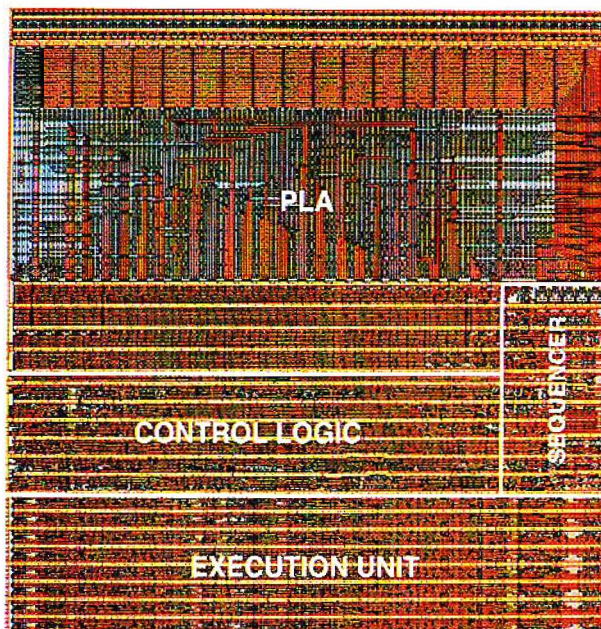
La Division CSIC Motorola présente le 68HC08 (HC08) - architecture microcontrôleur 8 bits - une évolution performante et économique de la famille bien connue 68HC05 (HC05). Offrant une compatibilité ascendante code-objet complète avec le HC05, le HC08 présente la migration naturelle des utilisateurs actuels de HC05 qui souhaitent accroître leurs performances tout en préservant leurs investissements logiciels.

Le CPU08 - l'unité centrale du HC - est un noyau 8 bits dont l'architecture a été améliorée pour accroître la vitesse du bus et rendre la programmation plus flexible. Grâce à une méthodologie de conception modulaire, le HC08 utilise une interface de bus standard pour connecter le boîtier CPU08 aux modules périphériques spécialisés. Cette approche permet à Motorola de se servir d'une gamme de plus en plus large de modules fonctionnels : logique floue, traitement numérique des signaux et technologie des mémoires flash, pour créer aisément et rapidement de nouvelles variantes du HC08.

Ensemble, les HC08 et HC05 couvrent un large spectre de spécifications de coûts et de performances pour les microcontrôleurs 8 bits. Le HC08 sera utilisé dans le cadre d'un grand nombre d'applications exigeant des solutions 8 bits performantes et économiques dans les domaines de l'automobile, des appareils électroniques grand public, de l'industrie, de l'informatique et du contrôle des communications.

De plus, une gamme d'outils de développement est d'ores et déjà proposée pour la nouvelle architecture. Les outils qui ont été conçus pour programmer, évaluer et concevoir économiquement des applications du HC08 sont initialement : un compilateur C, un assembleur de code source et un simulateur logiciel type PC. Des outils de haut niveau - un système d'évaluation et un système de développement modulaire - sont en cours de développement et seront diffusés en fin d'année.

Avec plus de 130 variantes, la famille Motorola HC05 est l'architecture la plus répandue. Sa réussite provient largement de la méthodologie CSIC (Circuits Intégrés Spécifiés par les Clients) Motorola. Lancée en 1988, l'approche CSIC permet aux clients de définir de façon



précise les exigences et contraintes de leurs microcontrôleurs dont Motorola assure ensuite très rapidement la conception et la fabrication. La conception CSIC commence par un seul noyau - le plus proche du cahier des charges du client. Ensuite, Motorola ajoute des modules existants ou en conçoit de nouveaux pour adapter le produit aux spécifications du client. Il faut moins de 6 mois pour que ces solutions « personnalisées » soient conçues et échantillonnées à des prix semblables à ceux de composants standards. Le nouveau modèle vient alors compléter la gamme de produits existants. Par la suite, il pourra être retenu par d'autres clients. La famille des composants HC08 bénéficiera d'une version améliorée et affinée de ce programme dont la réussite est connue de tous.

Une unité centrale améliorée

L'unité centrale CPU08 est un noyau 8 bits bénéficiant de nombreuses caractéristiques nouvelles qui amélioreront les performances, en préservant néanmoins la compatibilité avec le code-objet des produits HC05. A une vitesse de bus de 8 MHz, l'unité centrale CPU08 exécute les tâches répétitives 5 à 10 fois plus vite que le HC05. Le boîtier CPU08 bénéficie de 78 nouvelles instructions, d'un registre d'index 16 bits, d'un pointeur de piles 16 bits et d'instructions de manipulation de pile conçues pour faciliter la programmation et optimiser l'exécution du code compilé. Le support Décimal

Codé Binaire (DCB) amélioré permet au CPU08 de manipuler aisément les données en segments de 4 bits. De plus, l'unité centrale CPU08 combine les déplacements mémoire-à-mémoire, l'exécution plus rapide des boucles, des instructions de multiplication plus rapides et de nouvelles instructions de division qui améliorent le débit et la bande passante des données.

Une conception modulaire

L'unité centrale CPU08 a été conçue et réalisée pour opérer avec des modules fonctionnels spécialisés interconnectés par une interface de bus. Motorola a standardisé la conception des modules et de l'interface pour garantir une interopérabilité rapide et aisée avec d'autres modèles.

Module DMA

Le module DMA est un puissant coprocesseur équipé de trois voies qui lui permettent de prendre le contrôle du bus d'adresse et de données sur n'importe quelle limite de cycle, de procéder à des déplacements mémoire-à-mémoire ou de desservir des modules périphériques sans intervention de l'UC. Ce module optimise le débit et réduit la durée des cycles.

Module TIM

Le module TIM est un compteur 16 bits équipé d'un pré-scalaire programmable par logiciel et de quatre voies qui peuvent être programmées individuellement pour travailler en saisie en entrée ou en comparaison en sortie. Ce module est le premier d'une gamme destinée à supporter des applications pour les-

quelles le temps est critique, par exemple déclenchement des airbags, système de freinage ABS et produits robotiques.

Interface SCI

Cette interface permet les communications asynchrones en duplex intégral avec un ordinateur hôte, une imprimante ou d'autres microcontrôleurs d'un système, tout en réduisant la charge de l'UC pendant les transferts de données. Ce module d'E/S série type UART offre 8 bits séparés de validation pour contrôler les interruptions, un double tampon, un support DMA et un pré-scalaire modulaire 13 bits qui permet d'utiliser une large gamme de fréquences de quartz.

Interface SPI

L'interface SPI permet des communications synchrones trois fils en duplex intégral avec les autres modules de boîtier et avec les autres microcontrôleurs du système. Souple et logique, son système d'E/S permet à l'utilisateur d'implémenter des systèmes standard à une ligne de données bidirectionnelle ou à interface SPI. En outre, l'interface SPI transmet et reçoit simultanément des données, sans intervention de l'UC.

Modules SCM

Un module SCM est un centre de contrôle de communications intervenant entre l'UC et le système microcontrôleur. Ce module contrôle la sélection du mode, la remise à zéro du système, la génération des signaux d'horloge, le fonctionnement en mode basse énergie, la priorité des interruptions et contrôle le mode test.

Module CGM

Le module CGM fournit ses signaux d'horloge au module SCM. Equipé d'un oscillateur intégré et d'un synthétiseur à verrouillage de phase, le module CGM synchronise les horloges de base du HC08. Le premier produit proposé sera une version à programmation unique (OTP) - le 68HC708XL36. L'échantillonnage commencera au dernier trimestre de 1993 pour deux produits - boîtier DIP plastique 56 broches de type windowed et boîtier 64 QFP plastique. La fabrication en série est prévue pour le deuxième semestre de 1994. Ce composant sera proposé au prix de 170 F par quantités de 100 pièces.

Motorola S.A.

2, rue Auguste-Comte, BP39
92173 Vanves Cedex.
Tél. : (1) 40.95.59.00.

IMC800 Caméra CCD monochrome I2S

L'IMC800 est le sigle de la nouvelle série de caméras CCD monochrome destinées à l'acquisition en temps réel d'images d'objets défilant rapidement sur des lignes de production.

Cette série, qui bénéficie des nouveaux capteurs CCD 440 000 pixels ultra sensibles grâce à la technologie HyperHAD mise en œuvre, comprend quatre modèles différents en fonction :

- de la taille du capteur CCD utilisé : 1/2 ou 1/3 de pouce.
- du standard de la vidéo délivrée : CCIR pour l'Europe et EIA pour les USA.

Cette petite caméra (140 g) est intimement liée à son boîtier de pilotage Monoshot

Driver qui dispose de toutes les commandes qui permettront de configurer l'IMC800 dans l'un des trois modes de fonctionnement possible :

- Le mode cyclique «Electronic Shutter» qui est idéal pour simuler la prise d'images rapides lors des essais préliminaires «off line». L'obturateur électronique est préréglé sur 9 vitesses sélectionnables jusqu'à 1/20 000^e de seconde.

- Le mode déclenché «Monoshot» simplifie la prise d'images au vol, lors des contrôles «on line» sur les lignes de production à vitesses variables, car c'est l'objet lui-même qui provoque l'acquisition de l'image. La précision du déclenchement et la sensibilité du capteur permettent des prises d'images de qualité, sans flash, jusqu'à 1/20 000^e de seconde. Celles-ci sont immédiatement délivrées en non entrelacées (20 ms) au système de traitement d'images asynchrones qui pourra les analyser en temps réel.



- Le mode «Long Exposure» est parfait pour la capture des phénomènes très peu lumineux et impossibles à éclairer. Grâce à son excellent rapport signal sur bruit de 54 dB, la caméra IMC800 peut intégrer jusqu'à 50 trames et délivrer une image vidéo entrelacée de très bonne qualité.

Le boîtier Monoshot Driver est doté d'un bornier de raccordement pour les commandes externes de l'utilisateur. Une prise SUB D per-

met la liaison vidéo standard vers un système de traitement d'images ainsi que le pilotage externe de toutes les fonctions du boîtier de commande.

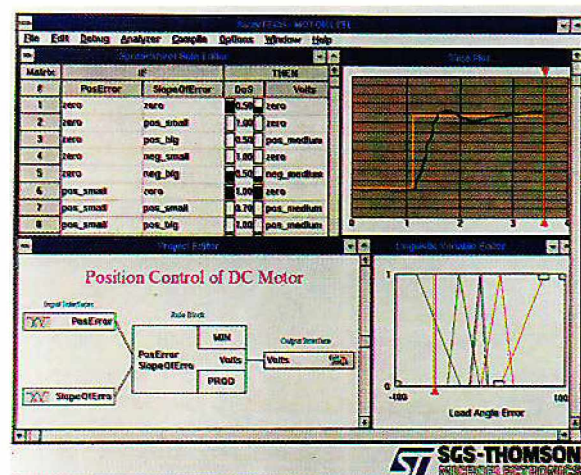
Cette série IMC800 est la nouvelle proposition Monoshot TM déclinée à partir du brevet Monocoup, elle est disponible depuis avril 93 à des prix très attractifs.

I2S
B.P. 76
239, rue du Jardin-Public
33041 Bordeaux Cedex
Tél. : 56 29 10 03.

Compilateur logique flou pour la famille ST6

Dans le cadre d'une vaste stratégie portant sur la logique floue, SGS-THOMSON Microelectronics a développé un compilateur en logique floue pour sa famille de microcontrôleurs ST6. Né d'un programme de co-développement mené par SGS-THOMSON et INFORM, le groupe d'experts européens en logique floue, ce nouvel outil permet aux concepteurs de bénéficier, d'une part, de la forte immunité aux bruits et des divers avantages de la famille ST6 et, d'autre part, de la description de systèmes «humains» offerte par la logique floue.

Baptisé «Fuzzytech ST6 Explorer Edition», ce logiciel constitue un environnement de développement en logique floue extrêmement performant et simple d'emploi, tournant sous système d'exploitation Windows. Il couvre toutes les étapes de la conception d'une application en logique floue - depuis le concept initial jusqu'à la réalisation de codes ST6 exécutables. Il contient en outre plusieurs éditeurs graphiques



permettant de traiter la génération de règles (jusqu'à sept), des variables linguistiques (jusqu'à 7 labels par variable) et la structure du système (jusqu'à quatre entrées et une sortie par module) avec une définition sur 8 bits pour toutes les données internes et externes. Le programme Fuzzytech ST6 Explorer Edition offre également des outils de mise au point et de simulation tels que l'affichage de formes d'ondes pour optimiser les performances dynamiques, ainsi qu'un simulateur interactif permettant de vérifier le comportement du système. Le générateur de code ST6 intégré produit un code optimisé en langage assembleur ST6 pouvant être relié aux autres modules d'application

de l'utilisateur et chargé dans une OTP ou EPROM ST6. Ce logiciel sera particulièrement apprécié des concepteurs de lave-linge, aspirateurs et autres appareils électroménagers, de systèmes de contrôle de température (climatiseurs et réfrigérateurs), de commandes de moteurs, chargeurs de batterie et applications similaires. En règle générale, ces équipements nécessitent un microcontrôleur de faible coût offrant un fonctionnement fiable en environnements perturbés électriquement et présentant des relations entrée-sortie se prêtant particulièrement bien à l'approche linguistique propre à la logique floue. Le logiciel Fuzzytech ST6 Explorer Edition est commercia-

lisé par SGS-THOMSON Microelectronics et INFORM. En outre, INFORM assure des services de formation et de conseil.

SGS-THOMSON proposera bientôt une gamme complète de solutions en logique floue. Le programme Fuzzytech ST6 Explorer Edition sera suivi dans le courant de l'année de deux nouvelles versions, l'une destinée au microcontrôleur haut de gamme 8/16 bits ST9, et l'autre au ST10, un vrai microcontrôleur 16 bits. Des microcontrôleurs à coprocesseurs en logique floue intégrés seront également lancés pour améliorer les performances.

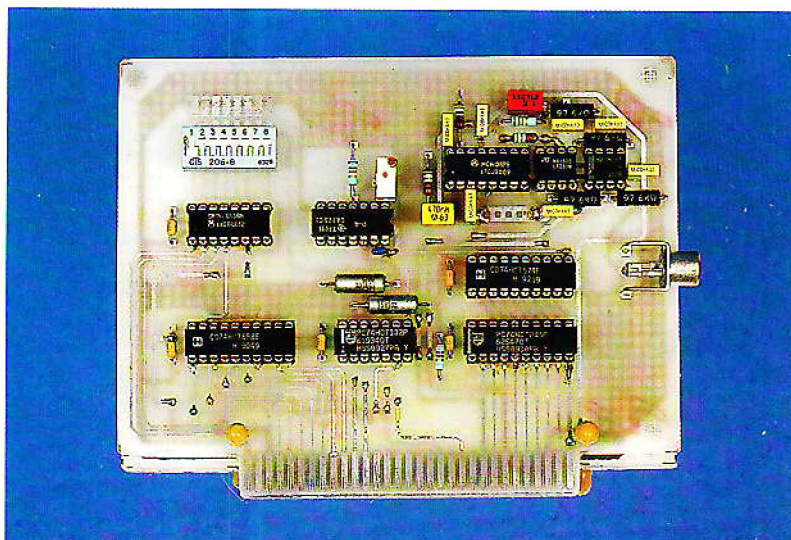
Enfin, plusieurs circuits intégrés processeurs dédiés en logique floue sont actuellement en cours de développement afin de permettre l'utilisation des techniques de logique floue dans les applications ultra-rapides dont l'importance va s'accroître au cours des prochaines années. Il s'agit notamment des designs numériques et mixtes analogiques/numériques, qui bénéficieront d'outils de conception évolués.

(*) FUZZYTECH EXPLORER EDITION est une marque déposée de Inform. SGS-THOMSON Microelectronics
7, avenue Galliéni
94253 GENTILLY Cedex
Tél. : (1) 47.40.75.21
Fax : (1) 47.40.79.24

Carte convertisseur 8 bits pour PC

Nous vous avons déjà proposé dans notre numéro 545 d'avril une carte enfichable dans un slot PC qui réalisait les mêmes fonctions, avec un convertisseur N/A AD 7524 plus performant, mais plus difficile aussi à se procurer.

Devant l'engouement de nombreux lecteurs pour ces adjonctions à leur ordinateur personnel, les réponses à notre enquête en témoignent, nous avons décidé de vous proposer une autre version moins rapide et moins précise, mais exploitant le DAC0808, on ne peut plus courant.



LE FONCTIONNEMENT DE LA CARTE

Le schéma de principe de cette carte est donné à la figure 1. Ce

montage se présente sous l'aspect d'une carte courte à insérer dans l'un des slots du PC. La sortie du convertisseur se fera sur un connecteur RCA, connecteur fa-

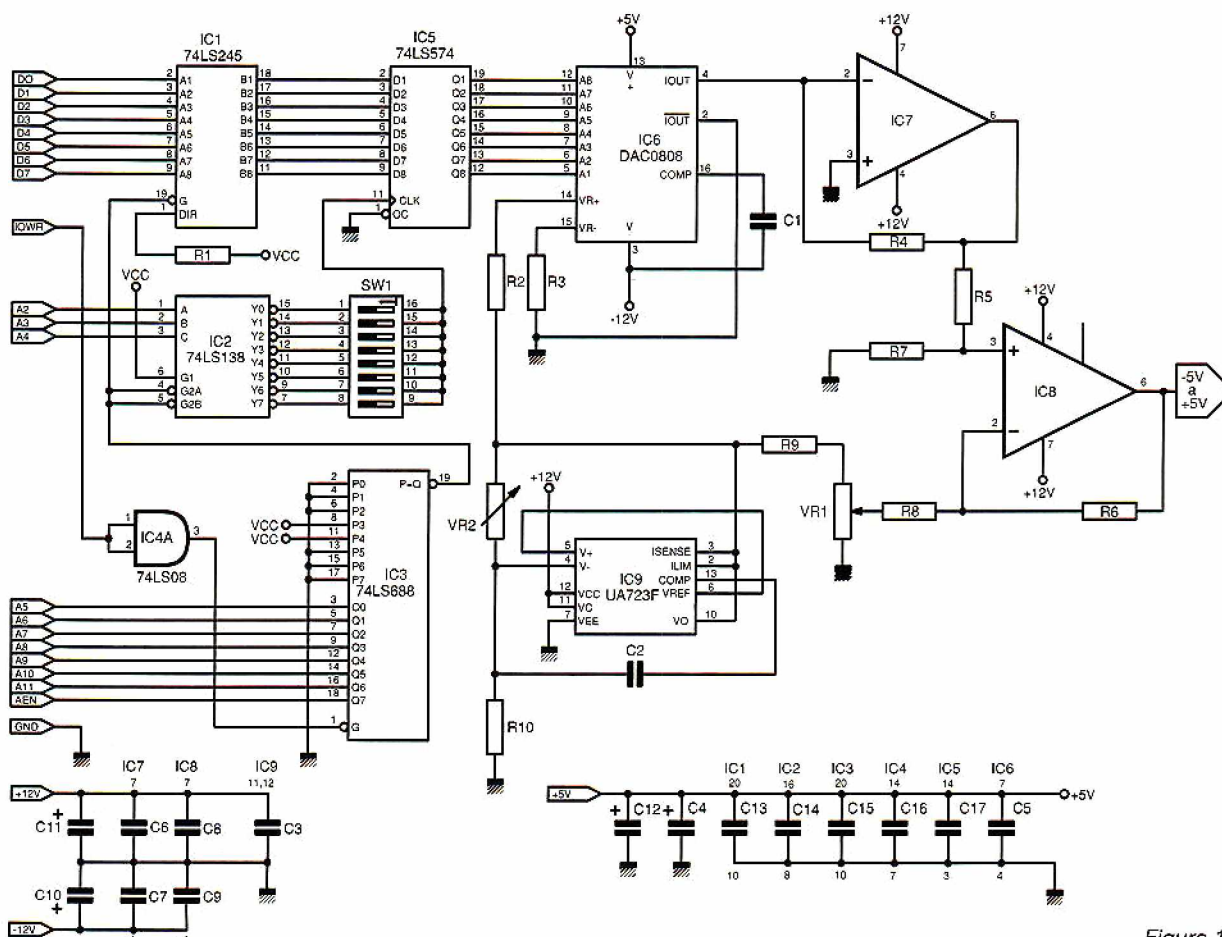


Figure 1

cile à trouver. IC3 se charge du décodage des lignes d'adresses, et est lui-même validé par l'une des portes de IC4. Sa sortie commande le tampon des lignes des données, IC1, dont la broche du sens de transfert est maintenue à l'état haut, la lecture n'ayant, ici, pas lieu d'être. IC2 se charge, quant à lui, de déterminer l'adresse de la carte dans l'espace des entrées-sorties du PC. Ces adresses vont de H300 à H31C par bonds de quatre. Les commutateurs contenus dans SW1, au nombre de huit, déterminent cette adresse :

- 1 = H300
- 2 = H304
- 3 = H308
- 4 = H30C
- 5 = H310
- 6 = H314
- 7 = H318
- 8 = H31C

Le convertisseur IC7, un DAC0808 ou LM1408-8, convertit les données numériques en une tension variable de 0 V à 10 V. Cette tension de sortie est déterminée par la valeur de la tension de référence qui lui est appliquée sur sa broche 14. VREF est générée par IC9, un LM723, fournissant une tension de sortie très stable.

La sortie du convertisseur est tamponnée par un amplificateur opérationnel, IC7. Nous aurions pu disposer, en ce point, de la sortie variable, et l'utiliser telle quelle, ce qui de toute façon pourra être fait en reliant le connecteur RCA à la sortie de la résistance R5. Nous avons jugé qu'il était plus approprié de pouvoir disposer d'une tension bipolaire de -5 V à +5 V. Sur la sortie nous trouverons donc une variation de la tension de -5 V à +5 V. Des condensateurs de découplage sont placés aux endroits adéquats. Les lignes +12 V et -12 V sont particulièrement filtrées, celles-ci alimentant l'étage du convertisseur et de ses amplificateurs opérationnels, ce qui annihilera tous les pics de tension parasites.

L'UTILISATION DE LA CARTE

Il est tout à fait possible, à l'aide de convertisseurs digitaux-analogiques et analogiques-numériques de se constituer un petit banc de mesure piloté par micro-ordinateur PC.

Le nombre de sorties analogiques peut être augmenté par la disposition en sortie du convertisseur, de plusieurs échantillonneurs-bloqueurs (figure 2). Dans

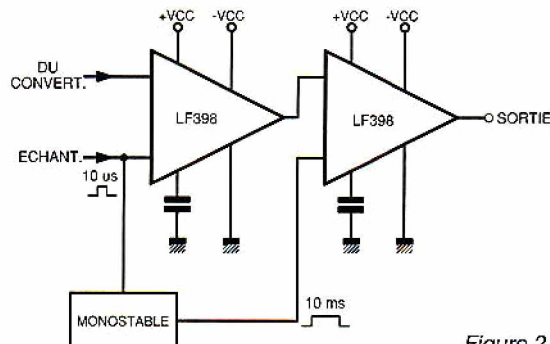
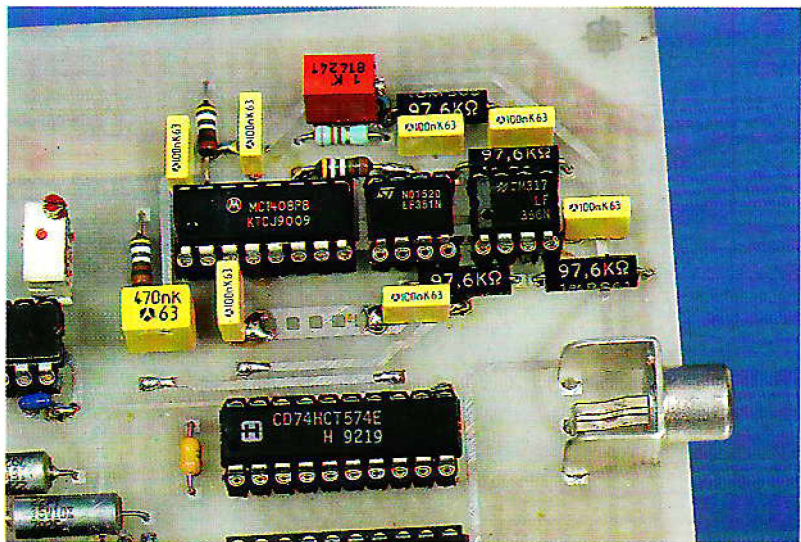


Figure 2



ce cas, il faudra pouvoir disposer de lignes de sortie afin de valider l'échantillonnage. Une carte fournissant huit bits ou plus simplement, l'une des sorties CENTRONICS du PC se chargeront de cette validation.

Telle quelle, la carte pourra servir de générateur de rampe à 256 points. Nous obtiendrons une rampe en forme d'escalier de très bonne linéarité d'une amplitude de 0 V à 10 V dont le graphe est représenté en figure 3.

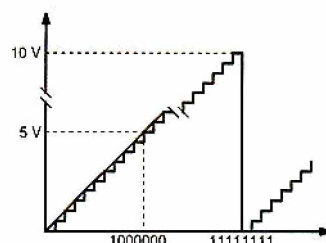


Figure 3

En connectant en sortie de la carte, le petit montage dessiné à la figure 4, nous obtiendrons un générateur de dents de scie. On peut difficilement faire plus simple.

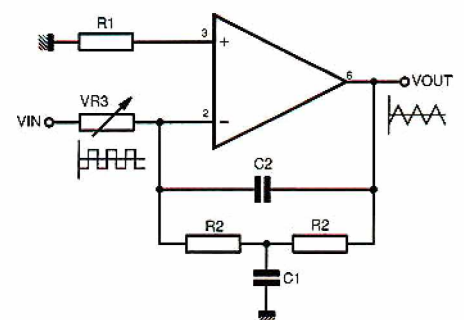
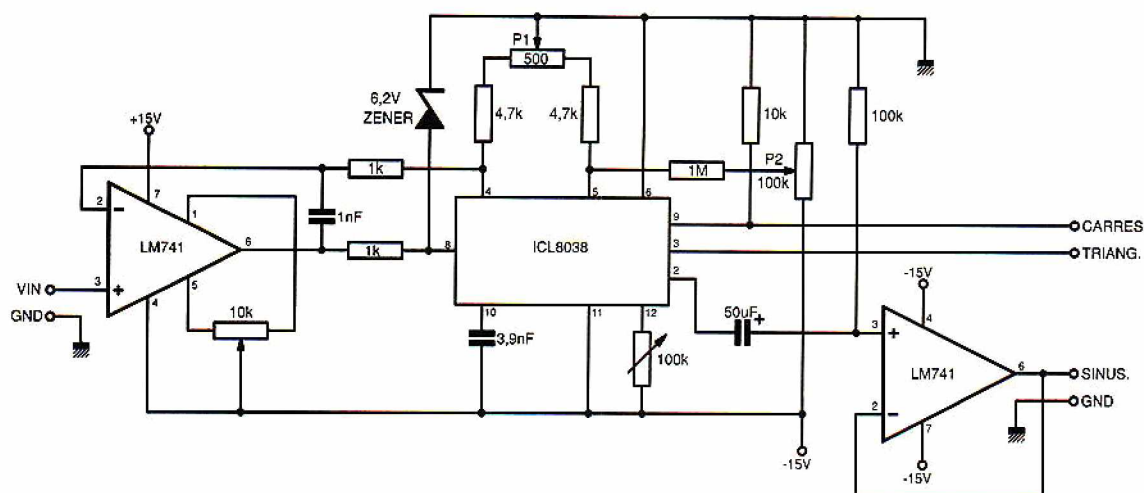


Figure 4

Par l'adjonction en sortie de la carte de montages plus élaborés, le convertisseur sera transformé en générateur de fréquences, ou servira à la commande d'une alimentation stabilisée.



Un générateur de fréquence.

Le schéma est donné à la **figure 5**. Il est basé sur une note d'application INTERSIL. Nous ne proposerons pas d'exemple d'implantation sur circuit imprimé, ces schémas de principe étant donnés à titre d'exemple d'application. Mais ces derniers étant relativement simples, il ne sera pas compliqué d'en étudier un.

Le cœur du générateur est un circuit ICL8038. Il peut générer avec une très grande précision des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux. La fréquence de sortie est comprise entre 1/1000° de Hz et 300 kHz.

Trois réglages seulement sont à effectuer sur ce montage : P1 pour la symétrie des signaux aux hautes fréquences, P2 pour la symétrie des signaux aux basses fréquences et P3 pour obtenir le minimum de distorsion des signaux sinusoïdaux.

L'entrée dans le circuit de la tension issue du convertisseur s'effectue sur l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel. Cette tension doit être négative, ce qui ne sera pas compliqué à obtenir en sortie du convertisseur par l'adjonction d'un AOP monté en amplificateur inverseur.

La sortie est disponible par l'intermédiaire d'un buffer constitué par un second AOP.

Une alimentation commandée par PC

Le principe, très simple, est représenté sur la **figure 6**. Ce n'est ni plus ni moins qu'une alimentation stabilisée habituelle, à régulation série. Le ou les transistors ballasts sont commandés par deux amplificateurs opérationnels : l'un pour la régulation de la tension, l'autre pour la régulation

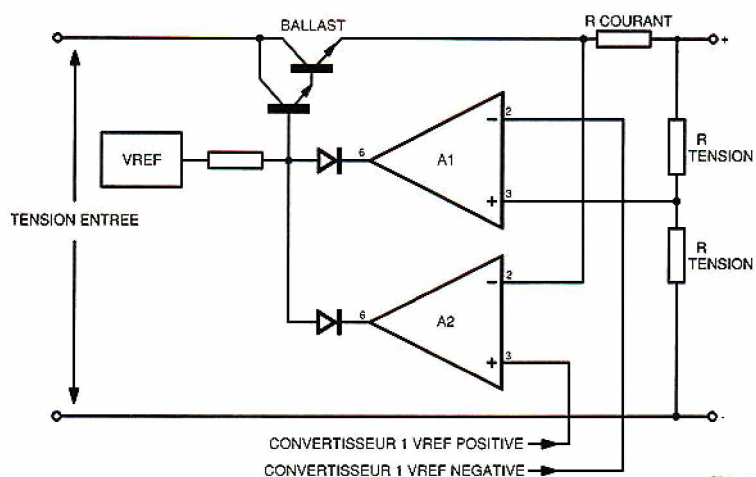


Figure 6

du courant. Mais là où l'on trouve habituellement deux potentiomètres pour fixer la tension et le courant maximal, ce seront les tensions issues de convertisseurs qui seront injectées dans le circuit.

A1 comparera cette tension qu'il reçoit sur son entrée inverseuse à celle présente à son entrée non inverseuse et qui consiste en une fraction de la tension de sortie. Sa sortie, suivant le cas, augmentera ou diminuera la tension de base des ballasts, qui augmenteront ou diminueront la tension de sortie de l'alimentation.

A2 fonctionnera de la même manière en ce qui concerne le courant que pourront débiter les ballasts. Son seuil de mise en fonction sera déterminé par la tension de sortie du deuxième convertisseur. Si l'on désire aller plus loin dans la sophistication, les lectures de U et de I pourront être effectuées par l'intermédiaire de convertisseurs analogiques-numériques.

Par contre, la régulation de la tension et du courant sera effectuée par l'alimentation elle-même et

non par le PC, ce qui sera fait d'une façon plus rapide et bien moins compliquée.

Ces quelques exemples d'application des cartes convertisseurs N/A ne constituent pas une liste définitive de ce qu'ils sont en mesure d'effectuer. Leur champ d'applications est très vaste et nous aurons l'occasion de publier d'autres montages.

LA RÉALISATION DE LA CARTE

Les dessins du circuit imprimé sont donnés aux **figures 7 et 8**. Malgré la réalisation en double face, il n'est pas compliqué à réaliser. Les résistances R2, R4, R5, R6, R7 et R8 seront obligatoirement à tolérance maximale de 1 %. Les résistances variables VR1 et VR2 seront des modèles multitours.

Les condensateurs C4, C10, C11 et C12 seront des modèles au tantale. Pour l'implantation des composants, vous pourrez utiliser le dessin d'implantation représenté en **figure 9**.

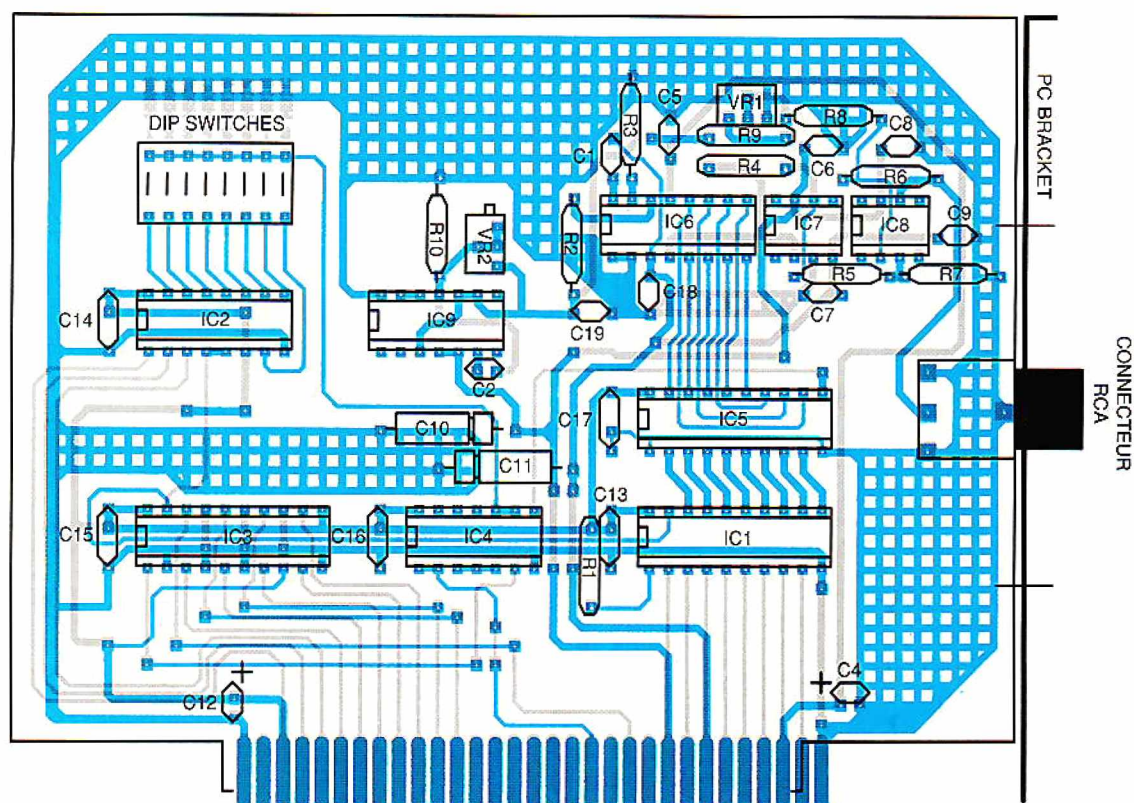


Figure 9

Les réglages et les essais

Ils se résument à peu de choses. En premier lieu, il faudra régler la résistance ajustable VR2, afin d'obtenir sur la broche 14 de IC6 une tension très exactement égale à + 10 V. Vous réglerez ensuite VR1 pour obtenir sur l'entrée inverseuse de IC8 une tension de + 5 V.

Maintenant pour un octet 00 sur les entrées numériques du convertisseur, la tension disponible en sortie de IC8 sera égale à - 5 V. Pour un octet de valeur 128, elle sera égale à 0 V. Et enfin, pour un octet de valeur 255, elle sera d'un peu moins de + 5 V (4,98 V environ).

Si vous obtenez ces valeurs, votre carte fonctionne parfaitement.

OGUIC Patrice

Nomenclature

Résistances :

R1 : 4,7 k Ω
 R2, R3, R4 : 4,99 k Ω 1%
 R5, R6, R7, R8 : 97,6 k Ω 1%
 R9 : 820 Ω
 R10 : 1,8 k Ω .

Résistances ajustables multitours :

VR1 : 1 k Ω
 VR2 : 1 k Ω

Condensateurs :

C1, C5, C6, C7, C8, C9, C13, C14, C15, C16, C17, C18 : 100 nF.
 C2 : 100 pF
 C4, C12 : 10 μ F 16 volts tantale goutte
 C10, C11 : 22 μ F 25 volts tantale axial
 C19 : 470 nF

Circuits intégrés :

IC1 : 74LS245 (ou HCT)
 IC2 : 74LS138
 IC3 : 74LS688
 IC4 : 74HCT132
 IC5 : 74LS574 (ou HCT)
 IC6 : DAC0808 ou LM1408-8
 IC7 : LF351 ou LF356
 IC8 : LF351 ou LF356
 IC9 : μ A 723 ou LM723

Divers :

1 connecteur RCA pour circuit
 1 DIP SWITCH 8 interrupteurs
 1 équerre PC
 Note: C3 n'existe pas.

Nouveau module de temporisation «STM»

Elesta Electronique présente un temporisateur électronique de conception nouvelle.

Il s'agit d'un module parallélépipédique de faible épaisseur, juxtaposé à un relais électromagnétique industriel Elesta type SKR 115, les deux éléments étant insérés

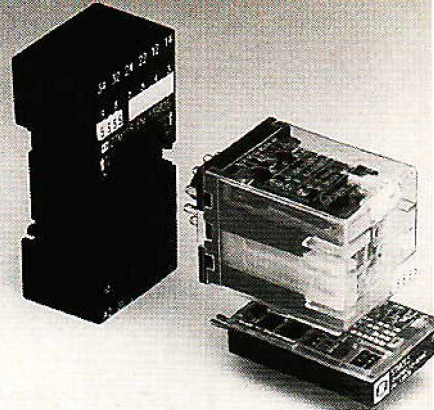
dans un socle à visser du type ZKM 118.

- Le relais trois inverseurs a un pouvoir de coupure de 10 A sous 220 V/50 Hz.
- Le module de temporisation a les caractéristiques suivantes :

- Type STM 015 : fonctionne avec les tensions de service 12-60 VDC et 12 à 48 VAC.
- Type STM 025 : fonctionne avec les tensions de service de 24 à 240 VAC.
- Les fonctions du module qui se programment par des interrupteurs DIP, sont les suivantes :
 - retard à la mise sous tension ;

- clignoteur ;
- générateur d'impulsions ;
- temporisation à la mise sous tension ;
- temporisation à la chute ;
- temporisation à l'ouverture ;
- temporisation à la fermeture/ouverture ;
- mise en forme contact de passage.

- Les plages de temps, réglables en continu par un potentiomètre sur la face avant, sont programmées par des interrupteurs DIP.
- Les temps s'échelonnent de 0,15 s à 60 h, découpés en 12 plages.
- L'état du module est signalé par diode LED.
- L'ensemble relais + module



fonctionne dans une position quelconque.

Elesta Electronique SARL
30, rue de la Fontaine-du-Vaisseau
Techniparc 802
94134 Fontenay-sous-Bois Cedex
Tél. : (1) 48 76 19 19

Centrale de mesure EGF ACQUI-LAB

E.G.F. annonce l'introduction de centrale de mesure EGF-ACQUI-LAB, qui facilite l'acquisition de signaux analogiques et numériques dans des environnements industriels et scientifiques les plus divers. Présentée sous la forme d'un rack blindé de 19 pouces, cette centrale est destinée à résoudre les problèmes de conditionnement de signaux et de connectique

hétérogène des systèmes de mesure par cartes d'acquisition de données sur ordinateur.

Particulièrement modulaire et performante en terme d'immunité au bruit, la centrale EGF-ACQUI-LAB intègre les dernières technologies en matière de conditionnement du signal, associant des cartes de multiplexage AMUX-64 et le système de conditionnement multicanaux SCXI de National Instruments. Chaque voie de mesure peut être conditionnée et isolée galvaniquement par le biais de modules directement insérés dans la centrale. Celle-ci offre actuellement une capacité de 128 voies analogiques en provenance de thermocouples, de jauges de contrainte, de

capteurs de déplacement et de vitesse, de sources de courant (0-20 mA et 4-20 mA), de sources de tension (du microvolt au volt, avec un maximum de 500 Vcc), et d'entrées/sorties Tout-Ou-Rien (numériques). Il est possible d'étendre le nombre de voies à plusieurs centaines.

La centrale vient se connecter à une ou plusieurs cartes de conversion analogique/numérique de National Instruments, insérée(s) dans un ordinateur IBM PC/PS ou Apple. Des câbles spéciaux, à haute immunité aux bruits ambiants, ont été conçus pour s'adapter aux différents types de cartes utilisées. Côté capteurs, tout a été conçu pour simplifier les opérations de raccordement. A chaque type de voie corres-

pond un connecteur particulier en face-avant, de manière à éviter toute erreur de câblage. L'implantation des connecteurs est réalisée sur mesure, en fonction de l'application.

Le programme de gestion de la centrale peut être développé par l'utilisateur ou bien fourni clefs-en-main, suivant les spécifications de l'application. Ce programme peut être réalisé sous DOS (avec Lab-Windows), sous Windows (avec Lab VIEW pour Windows) ou sous Système 7 d'Apple (avec LabVIEW pour Macintosh).

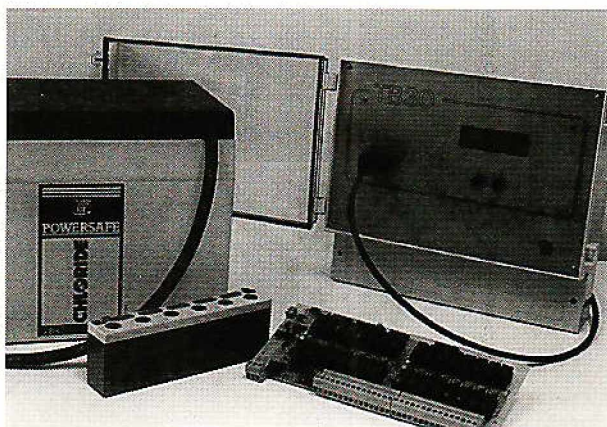
EGF
29, avenue Marceau,
94340 Joinville-le-Pont
Tél. : (1) 42 83 06 03

TB 30 : l'automate de test de batteries

DICOMTECH propose le TB 30 de la société française De-velec, une solution pour la surveillance automatique de batteries.

La batterie d'accumulateurs est l'élément sensible du secours sur les installations d'énergie, il est donc essentiel que ce maillon de la chaîne soit garanti. Sans ce type de système automatique, les concepteurs sont amenés à surdimensionner leurs équipements et à effectuer régulièrement des test manuels, sans pour autant garantir une sûreté totale.

Le TB 30 peut fonctionner en mode manuel, automatique ou télécommandé. Disposant d'une liaison RS 232, il peut être connecté à un PC en



local ou directement à un système centralisé via le réseau téléphonique (modem fourni). En mode local manuel, le TB 30 assure la surveillance, la décharge et la recharge des batteries ainsi que la mesure de la tension, du courant et de la température. En mode télécommande, le TB 30 offre la possibilité, par l'intermédiaire de la ligne RS 232, de configurer complètement le cycle de mesures et de commander les tests de décharges automatiques.

Le système de contrôle est géré par un logiciel prenant en compte les différentes fonctions (horloge, calendrier, surveillance, visualisation, enregistrement, transmission, alarme). Un afficheur guide l'utilisateur dans les différents menus, rendant ainsi très simple l'exploitation du TB 30.

Le TB 30 se compose d'un coffret de commande et d'un second coffret contenant les cartes de multiplexage (matrices) raccordées aux éléments de batteries. Le systè-

me peut comporter jusqu'à quatre matrices de contrôle des batteries, chaque matrice pouvant être raccordée sur trente éléments de batterie. Ces batteries peuvent être soit en parallèle (jusqu'à 60 volts), soit en série (jusqu'à 240 volts). Une grande variété d'écrans et de courbes sont disponibles pour apprécier les caractéristiques actuelles et futures des batteries.

Ainsi, le TB 30 répond idéalement aux contraintes de sécurité par ces contrôles automatiques et réguliers. Il évite le surdimensionnement des capacités de batteries, source de coûts supplémentaires pour l'équipement.

DICOMTECH
Ringblach - Plumergat
56400 Auray
Tél. : 97 56 13 14

Buffer d'imprimante intelligent

Le monde de la micro-informatique est en perpétuelle évolution, et l'on peut constater que les équipements se font de jour en jour de plus en plus évolués et puissants. Mais il arrive que tous ces équipements ne nécessitent pas la même performance, ceci pour des raisons de coût ou d'utilisation occasionnelle. Il en est ainsi d'un élément que tous connaissent : l'imprimante. Avec des machines comme les PC 486 à 33/66 MHz de la dernière génération, les imprimantes composées de nombreux éléments mécaniques sont les goulots d'étranglement de la chaîne micro-informatique. Pour ceux qui utilisent de gros fichiers graphiques ou de très longs fichiers texte, le temps d'impression peut se révéler rébarbatif. Il existe des spoolers logiciels qui permettent une impression en tâche de fond, mais ils bloquent des ressources du système au point de vue du temps du processeur et de la mémoire vive ou pour de très gros fichiers sur le disque dur. Le montage proposé ici vous permet de stocker rapidement vos données dans le buffer, celui-ci se chargeant ensuite de les rediriger vers l'imprimante. Les différents types de mémoire que l'on peut intégrer dans cette réalisation permettent d'utiliser les anciennes barrettes de mémoire qui ne conviennent plus aux ordinateurs d'aujourd'hui.

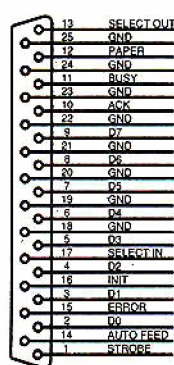
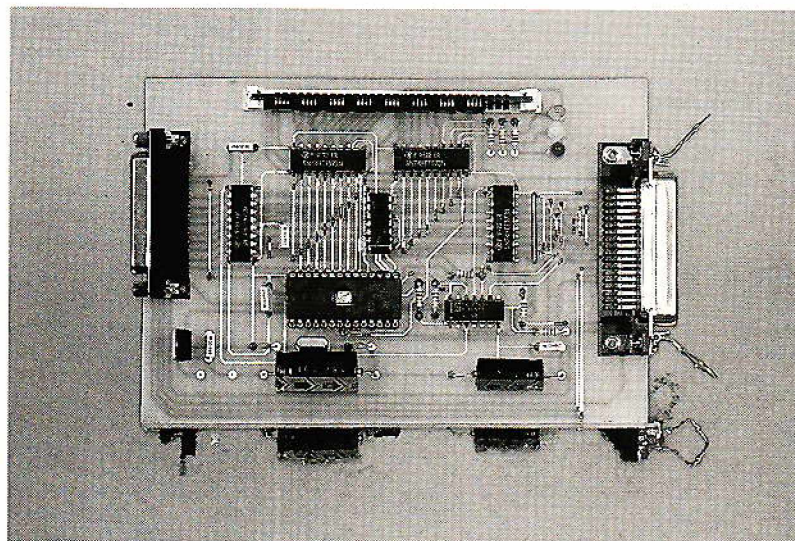


Figure 1



Cette application s'interface donc directement entre la sortie imprimante de votre ordinateur et l'imprimante. Les types de connexion présents sur la carte vous permettent d'utiliser deux cordons de DB25/CENTRONICS 36 standards et ainsi de profiter aussi du montage comme prolongateur entre l'ordinateur et l'imprimante. Le montage s'interfaçant sur un câble aux spécifications CENTRONICS, il est bon de voir rapidement le fonctionnement de cette norme.

La norme Centronics

La figure 1 représente la répartition des broches présentes sur, d'une part, le connecteur DB 25 de votre ordinateur et, d'autre part, la prise CENTRONICS à 36 points de votre imprimante. On peut constater la présence de nombreux signaux mais seuls peu d'entre eux sont réellement indispensables, ou en tous cas suffisants.

Les lignes D0-D7 sont celles par lesquelles transite la valeur de la donnée à imprimer. Ce sont des lignes unidirectionnelles (bien que des interfaces bidirectionnelles aient vu le jour, voir à ce propos les articles récemment parus dans ces colonnes). Pour servir ces lignes de données, on dispose de trois lignes de contrôle :

- la ligne /STROBE, valide à l'état bas, qui spécifie la présence

d'une nouvelle donnée à prendre en compte sur les lignes de données, c'est donc une ligne de l'ordinateur vers l'imprimante ;

- la ligne /BUSY qui indique, à l'état 1, que l'imprimante ne peut plus recevoir de données, donc une ligne de l'imprimante vers l'ordinateur ;

- la ligne /ACK qui par une impulsion négative à la fin du cycle BUSY, permet d'indiquer à l'ordinateur que l'imprimante est prête à recevoir une nouvelle donnée. Le fonctionnement de cette ligne diffère de la ligne BUSY dans le sens où, généralement, l'ordinateur exécute un spooling continu de la ligne BUSY avant d'envoyer la prochaine donnée, tandis que la ligne /ACK est branchée sur une interruption du microprocesseur. Lors de l'impulsion /ACK, la routine d'impression est appelée alors que le système effectue d'autres tâches.

Le chronogramme de ces différents signaux se retrouve sur la figure 2. C'est à eux que l'on doit se référer pour établir la connexion à notre montage.

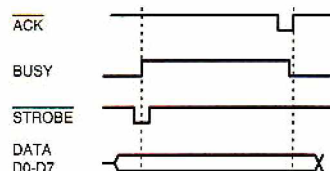


Figure 2

Réception des données

L'acquisition de la donnée fournie par l'entrée source, c'est-à-dire l'ordinateur, est délivrée à un latch du type 74573. En effet, on verrouille cette donnée dans CI7, en utilisant pour ceci le signal /STROBE propre au standard CENTRONICS. On le récupère au travers d'une NAND, et il sert à valider l'entrée de CI7, qui se chargera de conserver la donnée jusqu'à la prochaine impulsion STROBE. Cette séquence ne se déroule que si la sortie BUSY IN vue par la source est à 0. La source repère elle-même la ligne BUSY et n'envoie une nouvelle impulsion /STROBE que si la ligne BUSY est à 0. Si tel est le cas, sur le front montant de STROBE IN, la bascule D d'entrée est positionnée à 1 et donc empêche toute nouvelle écriture dans le latch tant qu'elle n'a pas été explicitement mise à zéro par le micro-contrôleur. A ce moment précis, le ST62E25 sait par l'intermédiaire de la ligne PB6 reliée à BUSY IN qu'une donnée est en attente pour être lue. Son rôle va consister à valider le registre CI7 en sortie par l'intermédiaire de PC7, de lire la donnée sur le port A, d'effacer la bascule BUSY IN par PB7 pour pouvoir accepter une nouvelle donnée. Lors de l'effacement de la bascule, l'impulsion /ACK IN est générée. On est retourné à l'état d'attente initial, le micro-contrôleur peut continuer son traitement sur la donnée précédemment lue. Lors d'une phase d'initialisation lancée par la source sur le signal /INIT, le programme interne du microcontrôleur se retrouve initialisé par l'intermédiaire du port NMI, qui repositionne de manière interne toutes les valeurs à zéro. Les données précédemment enregistrées dans le buffer se retrouvent perdues et la mémoire est à nouveau entièrement disponible.

Sauvegarde de la donnée reçue.

L'octet une fois lu dans le registre d'entrée CI7, est passé dans le microcontrôleur, y subit le traitement approprié et est stocké dans le banc de mémoire dynamique.

A ce point, il vient quelques commentaires : tout d'abord, s'il n'avait été question que de stockage direct de la valeur d'entrée dans la RAM et ensuite de son évacuation vers l'imprimante, une logique discrète aurait été suffi-

sante, bien que figée et nécessitant plus de composants. Le nombre de composants sur cette carte aurait pu être réduit si le microcontrôleur n'avait pas été connecté aux entrées données de la RAM. Le ST62E25 n'aurait en effet servi que de pointeur d'adresse et de séquenceur entre les différents registres. L'architecture choisie a été déterminée en vue d'un traitement interne au micro-contrôleur de la donnée à transférer. Ainsi, diverses options sont réalisables. La compression des données fait partie de ces options, et un taux de compression de 50 % ou plus peut ainsi être atteint, suivant le type de données à imprimer. Des translateurs de format sont aussi réalisables pour adapter une sortie spécifique à un type d'imprimante, ou encore une conversion de données à partir d'un logiciel sur lequel on n'a pas accès à la configuration d'impression. Les seules limites sont celles de vos besoins.

Après cette légère et longue remarque sur «le pourquoi du qui du comment» concernant le type d'architecture choisie, on en revient à nos moutons, en l'occurrence à la sauvegarde de la valeur lue dans le latch d'entrée. Celle-ci doit être stockée dans la mémoire RAM. Du fait de sa caractéristique dynamique et de sa grande capacité, les lignes d'adresses sont multiplexées dans le temps par l'intermédiaire de CI5 et CI6. Le microcontrôleur doit assurer un enchaînement des adresses basses puis hautes sur les latches CI5 et CI6 en les sélectionnant respectivement par PC5 et PC6. On retrouve, sur le port B, les signaux nécessaires à un échange correct des données avec la mémoire dynamique. On

ainsi le signal /CAS de sélection des adresses colonnes, le signal RAS de sélection des adresses rangées et le signal R/W assurant le mode lecture ou écriture. Sur la ligne est implémentée une logique de rafraîchissement de la mémoire dynamique. En effet, de par la technologie employée dans ce type de mémoire, l'information perd sa valeur au bout d'un certain temps. Il faut donc relire périodiquement les données pour que la logique interne remette les niveaux logiques à leur valeur optimale. Différents mécanismes de rafraîchissement sont prévus dans ce type de mémoire. Pour notre part, nous employons des barrettes de mémoire SIMM utilisées dans le domaine micro-informatique.

Vous pouvez observer sur la **figure 4** le brochage d'un tel module.

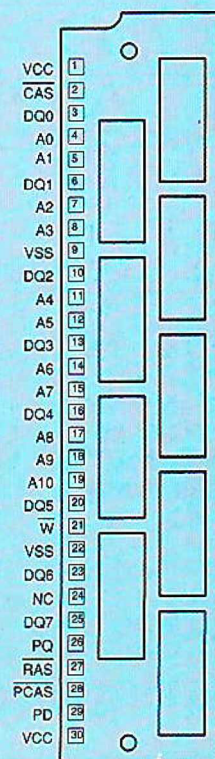


Figure 4

On remarque les 10 adresses A0-A9 qui, multiplexées en rangées (ROW) et colonnes (COLUMN), forment les 20 lignes pour une capacité de 1 Mo, la ligne A10 permet quant à elle d'accéder aux nouvelles capacités de 4 Mo. On peut aussi percevoir une ligne libre qui permettra d'intégrer des modules à 16 Mo. Les lignes PQ, PD et /PCAS servent à gérer le contrôle de parité dans les PC actuels. En effet, on a des capacités de 1MoX9 ou 4MoX9 avec le neuvième bit servant de validation des 8 bits de données au cas où il y aurait perte d'information. On peut noter que les barrettes mémoire sans la gestion de parité restent utilisables dans le montage, les spécificités liées au contrôle de parité n'ayant pas été employées.

L'accès à ce type de mémoire se fait de manière similaire à celui d'une RAM dynamique DIL. Pour le cas qui nous intéresse, on utilisera trois modes principaux sachant que d'autres, plus performants, sont disponibles : notamment le PAGE MODE, NIBBLE MODE.

Le module RAM constitue le buffer et donc doit assurer l'écriture, la lecture et le rafraîchissement de la donnée. Nous allons voir, précisément, les modes employés ainsi que leurs chronogrammes.

L'écriture de la donnée à partir du ST62E25

Le chronogramme de la séquence d'écriture est représenté sur la figure 5. Les adresses doivent

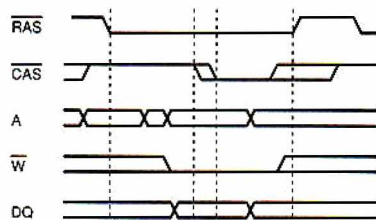


Figure 5

être placées sur les lignes A0-A10 et ensuite le signal RAS passe au niveau bas. La logique interne de la mémoire a latched les adresses de poids faibles. Vient ensuite le positionnement de l'autre partie des adresses sur les lignes A0-A10 avec la donnée à écrire sur les lignes de données D0-D7. Au passage du niveau bas du signal CAS, la valeur sur les lignes D0-D7 est enregistrée dans la matrice interne. Dans notre cas, on utilise les lignes 2, 3 et 5 du port B

pour positionner les valeurs des signaux respectivement CAS, RAS et WRITE, ceci en accord avec les chronogrammes. Notons qu'il faut jongler avec les lignes de sélection PC5 et PC6 pour sélectionner alternativement C15 et C16 et pour positionner les adresses.

Lecture des données

La lecture des données se passe de manière similaire comme on peut le voir sur la figure 6. La

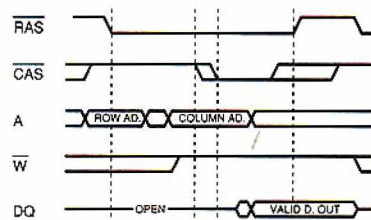


Figure 6

donnée est présente sur les sorties de la mémoire tant que le signal /CAS est au niveau 0.

Rafraîchissement

Le mode rafraîchissement est celui qui dispose du plus de possibilités sur ce type de mémoire. Mais ils suivent tous une même logique. En effet, la matrice interne de mémorisation, formée de cellules comme celle représentée sur la figure 7, utilise la capacité

parasite (dans ce cas très utile, on aurait préféré qu'elle parasite encore un peu plus !) sur la grille d'un transistor à effet de champ pour mémoriser l'information. Malheureusement, cette information se dégrade et il est donc nécessaire d'effectuer cette phase de rafraîchissement périodiquement. Cette phase se compose simplement d'une phase de lecture et pour ce faire, il n'est heureusement pas besoin de lire une à une toutes les informations de la mémoire. En effet, la matrice interne d'une RAM dynamique se décompose en R rangées et C colonnes (figure 8). Il suffit de relire les R rangées pour que toutes les colonnes de cette rangée soit rafraîchies. Mais ce cycle doit s'effectuer en un temps bien précis, avant que les informations aient pu se dégrader. Pour les mémoires de 1Mo, la matrice est de 512 sur 2048 et le temps de rafraîchissement le plus commun est de 8 ms. Il s'agit donc de relire les 512 rangées en 8 ms maximum. Sur les mémoires de 4 Mo,

Figure 7

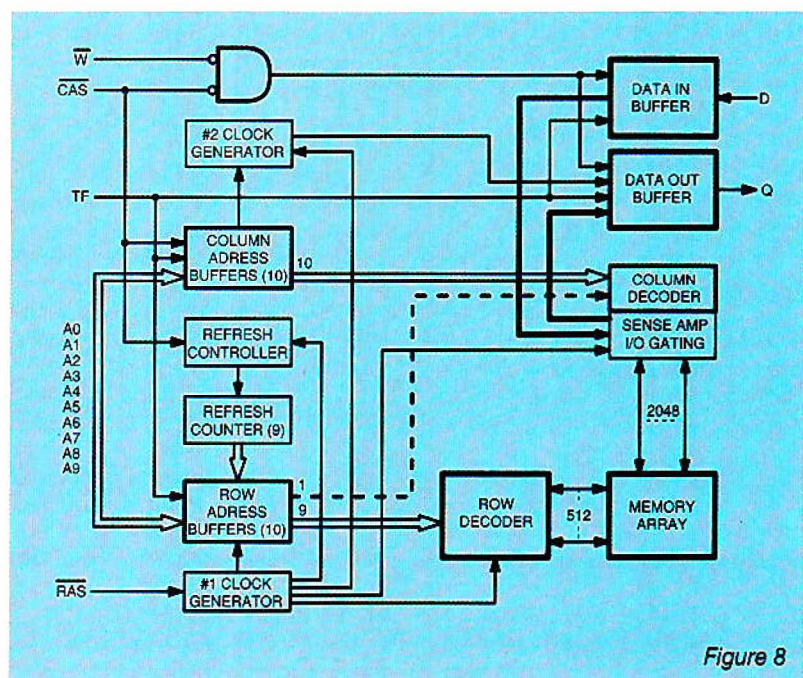
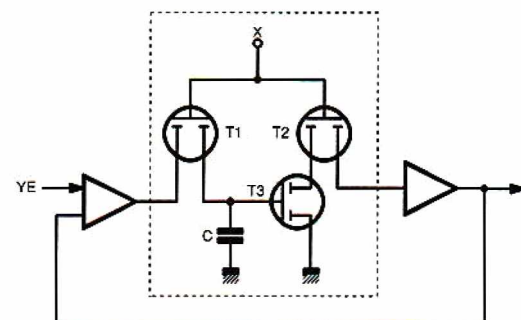


Figure 8

la matrice se répartit sur 1024 rangées et 4096 colonnes, avec un temps de rafraîchissement maximum de 16 ms. Pour assurer ce rafraîchissement, de nombreuses méthodes peuvent être employées. Citons pour exemple le mode RAS ONLY REFRESH (figure 9) dans lequel il faut dispo-

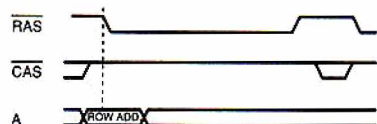


Figure 9

ser la rangée sur la ligne d'adresse et ensuite un front négatif sur la ligne /RAS rafraîchit toutes les colonnes de cette rangée. D'autres modes, comme le HIDDEN REFRESH CYCLE (figure 10) permettent un rafraîchisse-

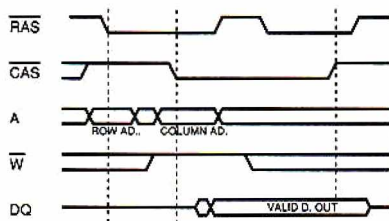


Figure 10

ment lors de l'accès en lecture ou écriture à la mémoire. Cette opération de rafraîchissement pénalise le système dans lequel il est implémenté, et il n'est résolu, dans les systèmes informatiques, que par une unité de gestion de mémoire très complexe.

La méthode que nous employons ici a l'avantage d'être assez efficace sans nécessiter de grosses ressources. Pour cela, nous employons le mode de rafraîchissement CAS BEFORE RAS (figure 11). Dans ce mode, le signal /CAS



Figure 11

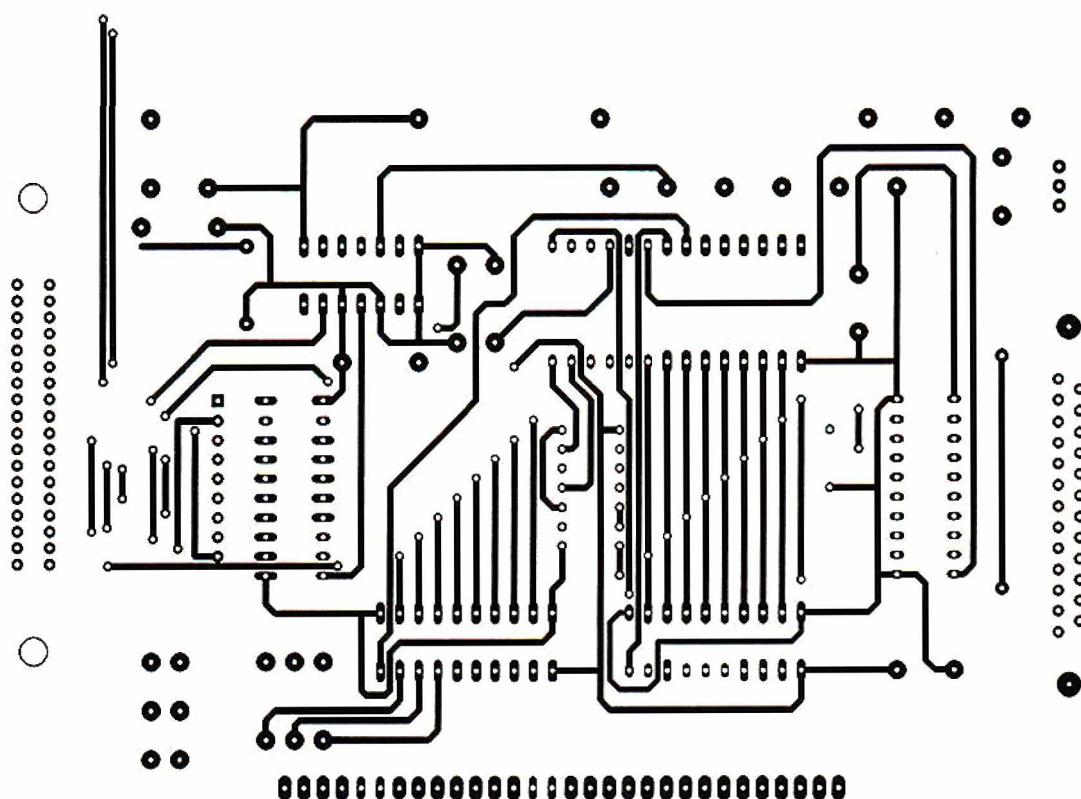
passé au niveau 0 avant /RAS, ce qui déclenche un compteur d'adresses interne sur chaque transition basse de /RAS. Les adresses de rafraîchissement rangées ne sont plus nécessaires, seul le signal /RAS devient utile. Pour appliquer cette méthode, on utilise le signal d'horloge provenant du microcontrôleur. Celui-ci passe par une bascule D (1/2 U1) qui, par l'intermédiaire d'une porte NAND et du port PB4 REFRESH, se retrouve bloquée

en sortie à l'état 1 ou divise le signal à 8 MHz par 2. On retrouve ainsi un signal carré à une fréquence de 4 MHz, donc une période de 250 ns suffisamment lente pour satisfaire même de vieilles mémoires. Ce signal est appliqué à l'entrée /RAS de la mémoire qui donc rafraîchit 4 rangées par microseconde. Pendant ce temps, le ST62E25 peut s'appliquer à ses autres tâches comme l'auscultation de l'entrée CENTRONICS et de la sortie au cas où un traitement éventuel serait à prévoir.

Émission des données.

Le microcontrôleur teste sans cesse la ligne BUSY OUT connectée à l'imprimante destination. Tant que cette ligne est au niveau 1 ou tant qu'il n'y a pas de données en attente dans le buffer, le microcontrôleur ne génère pas l'impulsion /STROBE OUT avec la donnée qui lui est associée. En effet, le ST62E25 ausculte son port PB0. Si ce port PB0 est à 1, il ne provoque pas de sortie. Si à l'inverse, le port PB0 est à 0 et que le buffer interne contient des données valides, le microcontrôleur sélectionne le latch C14 par l'intermédiaire de PC4, y stocke l'information et déclenche

Figure 12a



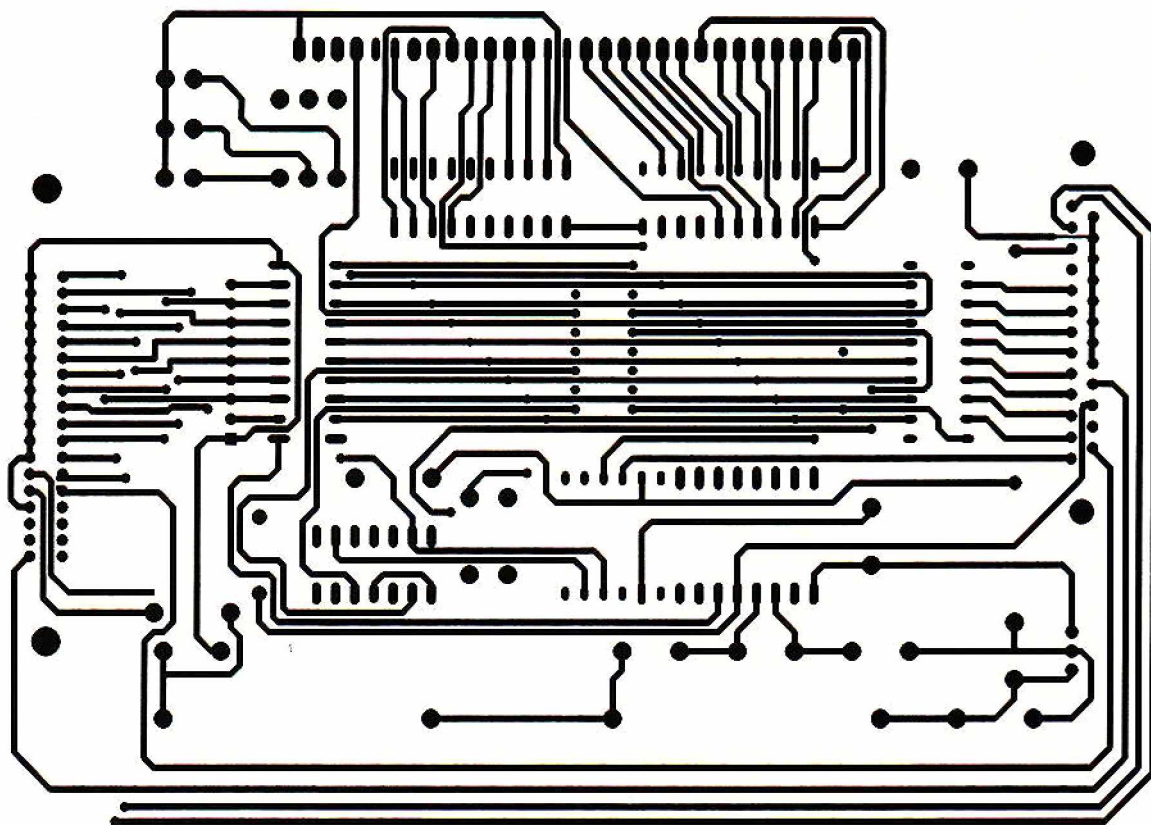


Figure 12b

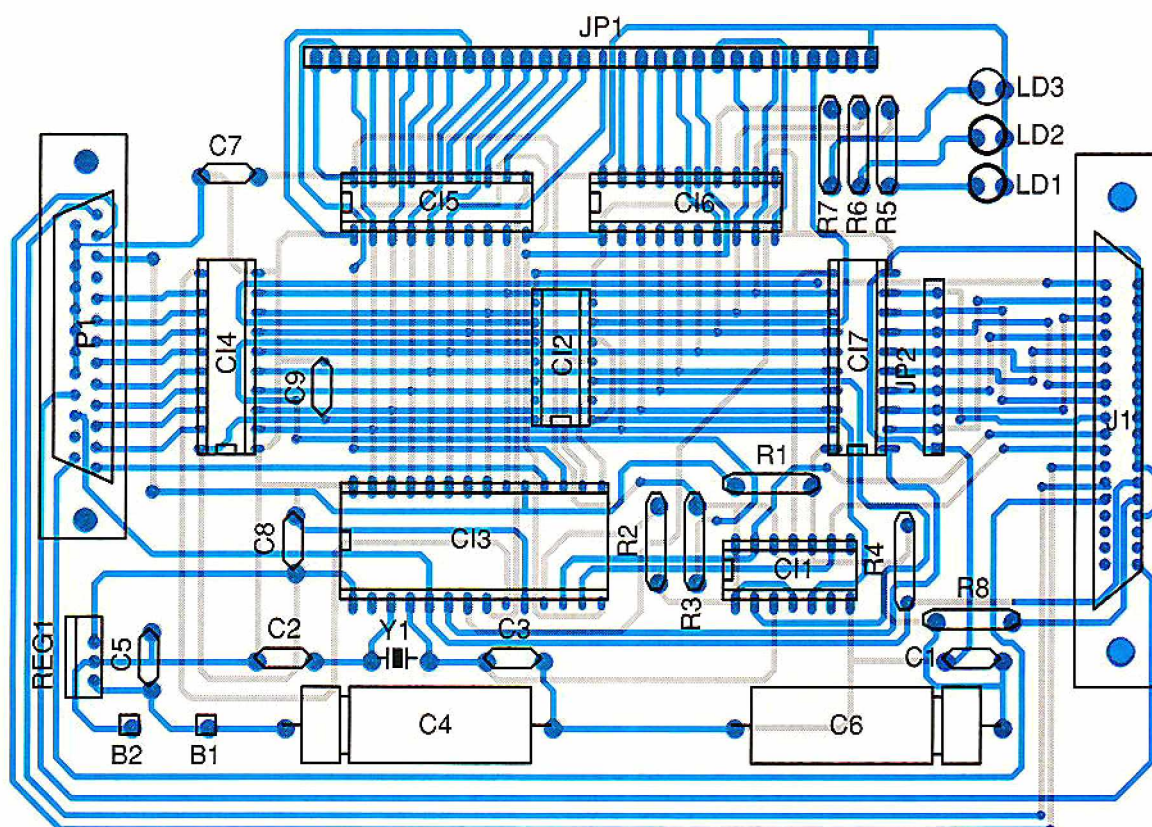


Figure 12c

une impulsion /STROBE OUT par PB1. La donnée est ainsi présente pour l'imprimante. Notons toutefois que la ligne /ACK OUT qui provient de l'imprimante n'est pas utilisée, ceci est dû au fait que le programme procède par polling et non par interruption. Les figures 12a à c représentent les tracés du circuit imprimé double face utilisé avec son implantation.

LE LOGICIEL

Le logiciel présent dans le ST62E25 doit enchaîner toute la série de séquences. Il se présente en tant que boucle sans fin, voir figure 13, testant à tour de rôle le port PB0 pour l'envoi de données vers l'imprimante et le port PB6 pour la réception de données en provenance de l'ordinateur. Du fait du type de gestion de la RAM dynamique considérée, les accès à la RAM se doivent d'être les plus courts possibles, sachant que dans le cas d'accès consécutifs à la RAM, le temps séparant le rafraîchissement doit être d'au plus 8 ms. La fréquence de 4 MHz arrange bien les choses, mais il faut veiller à ne pas faire de routines trop grandes, plusieurs petites sont préférables. Le logiciel que vous pourrez trouver sur le serveur 3615 ERP a été développé à partir de la petite unité de développement dont nous avons parlé récemment. Ce logiciel assure simplement une retranscription des données, une version ultérieure avec notamment la compression des données est en cours de développement. Vous pourrez la trouver ultérieurement, le travail demandé nécessitant beaucoup de temps au regard des possibilités d'un microcontrôleur.

Possibilités et évolutions

L'architecture employée et le choix d'un microcontrôleur laissent de grandes possibilités à la carte. De par l'évolution du logiciel, le type de rafraîchissement peut être différent, ou bien encore on peut utiliser les accès en page mode ou nibble mode des RAM pour augmenter les performances. Au point de vue matériel, on n'a utilisé qu'une seule barrette de RAM ; en employant les ports restés libres on peut sélectionner une ligne /CAS d'un banc de mémoire connectées en parallèle et ainsi augmenter la capacité du module.

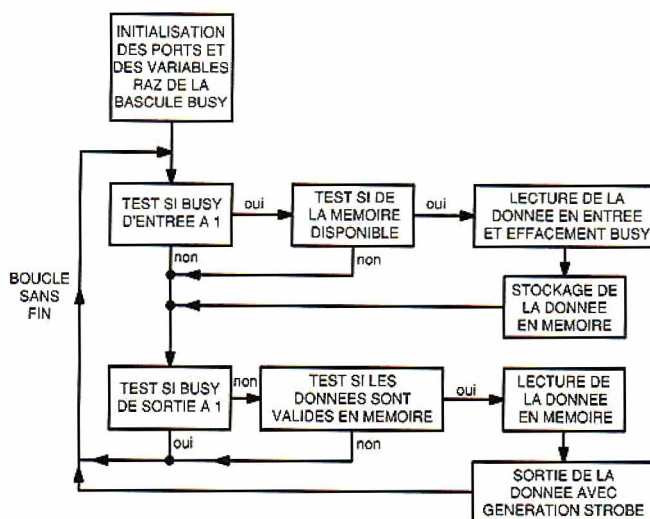
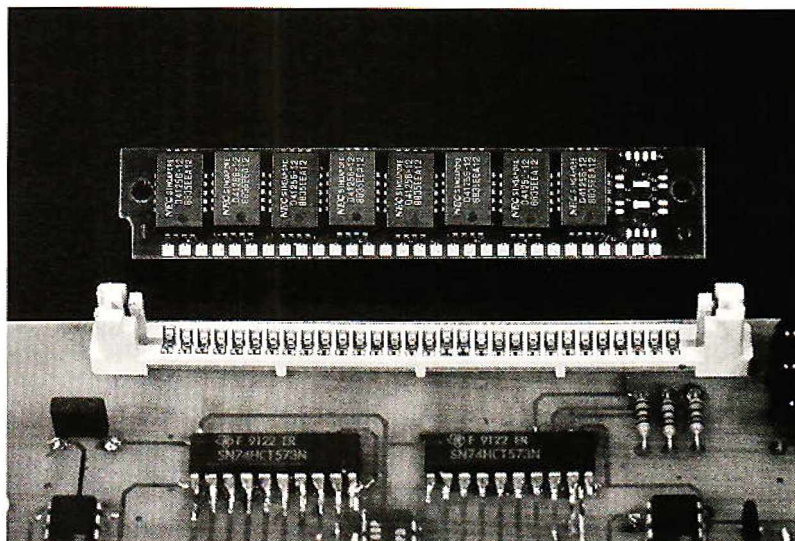


Figure 13



Nomenclature

Résistances

JP2 : réseau de 8 résistances de 1 kΩ.
R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = R6 = R7 = R8 : 1 KΩ.

Condensateurs

C1 = C5 = C7 = C8 = C9 : 100 nF
C3 = C2 : 22 pF
C4 : 1000 μF
C6 : 100 μF

Semi-conducteurs

LD1 = LD2 = LD3 : Diodes LED 5 mm.

Circuits intégrés

CI1 : 74LS74.
CI2 : 74LS00.
CI3 : ST62E25.
CI4 = CI5 = CI6 = CI7 : 74ALS573.
REG1 : 7805.

Divers

JP1 : Connecteur SIM 30 broches.
J1 : Connect. CENTRONIC 36 broches F.
P1 : (picots coudés) à souder sur CI.
QZ1 : Quartz 8 MHz.

CONCLUSION

Cette application est assez simple en utilisant néanmoins des composants évolués. De par son caractère pratique et son faible coût, nous espérons qu'elle vous aura intéressé. L'utilisation de mémoires dynamiques n'étant pas plus compliquée que celle d'autres composants, elle offre un moyen intéressant de stocker de grosses quantités d'informations. Associée à un microcontrôleur, vous pourrez constater que l'intelligence aussi minime qu'elle soit, permet bien moins d'efforts.

P. de Carvalho

Convertisseur C.C. rapide TO220 7 broches

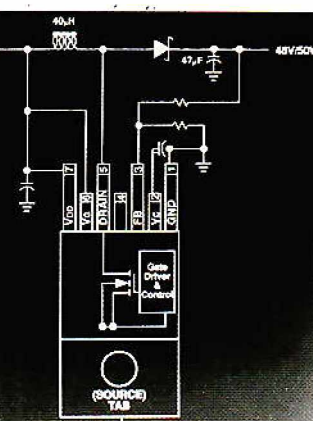
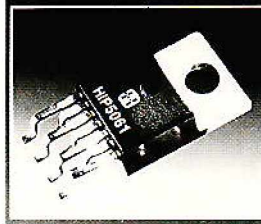
Harris Semiconductor présente un circuit intégré d'alimentation à découpage PWM contrôlé en mode courant. Référencé HIP5061, ce circuit fonctionne sous 60 Vcc/7 A et dispose de protections thermiques, en courant et en tension, intégrés. Il est proposé en boîtier TO220 à 7 broches pour montage en surface. Cette alimentation à découpage est la plus rapide du marché en boîtier pour les applications de commutation avec charge au Vcc. Ses performances, son conditionnement et son prix en font une solution pratique et peu onéreuse pour réaliser des convertisseurs continu-continu 50 W miniaturisés pour applications d'alimentation distribuée. Parmi les utilisations, citons : les écrans plats, les émetteurs cellulaires, les équipements industriels et les matériels informatiques (réseaux locaux).

La fréquence PWM élevée du HIP5061 facilite la miniaturisation en utilisant des inductances et d'autres composants passifs de taille réduite. Ceci permet de conditionner les convertisseurs continu-continu en technologie de montage en surface. Cette technologie élimine l'utilisation des méthodes de fabrication classiques par trous métallisés et permet de réduire l'épaisseur et d'optimiser la forme des boîtiers. Cette technique est appréciable dans les applications nécessitant une conversion de puissance sur carte.

Réalisé dans la technologie DMOS latérale/BICMOS Power ASIC à base de cellules développées par Harris, le HIP5061 est un circuit de contrôle de puissance complet avec logique CMOS, circuit analogique et transistor DMOS de puissance intégrés sur une puce. Le transistor DMOS commute en 10 ns, d'où une résistance $R_{DS(on)}$ de seulement 0,15 Ω (0,22 max.) et des faibles pertes. Ce circuit se caractérise en outre par un courant crête de 7 A avec un rapport cyclique inférieur à 30 % et de 5 A au-dessus de 30 %.

Le HIP5061 accepte une tension d'entrée comprise entre 10,8 et 60 Vcc, la tension de sortie étant fixée par l'utilisateur.

Typical HIP5061 Voltage Boost Application



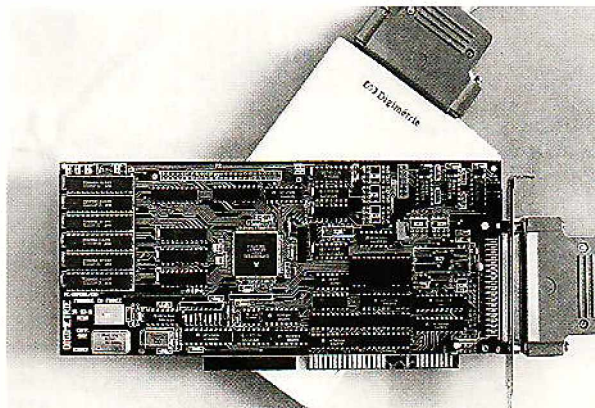
Le verrouillage en sous-tension permet de prévoir le fonctionnement du circuit, ce qui est particulièrement intéressant pendant les changements d'état de l'alimentation (marche/arrêt). Cette fonctionnalité évite en outre la mise en conduction partielle (région linéaire) du transistor DMOS provoquée par les faibles tensions de commande de grille. L'arrêt en cas de surtension ou de surintensité protège la charge et l'alimentation. Ces circuits de protection invalident la commande du transistor DMOS et assurent le redémarrage rapide de l'alimentation dès que le court-circuit est supprimé. La compensation de pente interne simplifie considérablement la fermeture de la

boucle de contre-réaction et la stabilité du système. De plus, la séparation des parties «puissance» et «contrôle» au moyen de broches d'alimentation individuelles évite toute interférence. Le boîtier TO220 pour montage en surface à contacts décalés simplifie le layout de la carte grâce à ses pistes larges, une exigence courante sur les circuits de puissance à fort courant.

Harris Semiconductor
2-4, avenue de l'Europe,
78140 Vélizy - France.
Tél. : (1) 34.65.40.83.

Carte Processeur de signal stéréo

La société Digimétrie à Perpignan annonce la commercialisation d'une nouvelle carte coprocesseur de signal pour PC XT/AT : la carte Digimétrie PC-DSP56K-485/ISO construite autour du DSP56001 de Motorola. Grâce à ses 16 MIPS de puissance, elle trouve toutes ses



performances dans le traitement de signaux audio en stéréo haute-fidélité, et est destinée à des profession-

nels. Elle peut être couplée avec un module externe EX-DSP-ST muni d'un double AD et d'un double DA (16 bits) et

d'une interface MIDI. On peut échantillonner les deux voies en même temps : la fréquence d'échantillonnage est programmable jusqu'à 100 kHz.

Dotée d'un environnement logiciel puissant en C/C++, elle permet d'effectuer du traitement de signal (FFT, Filtrage...) ou de faire des acquisitions de signaux audio à 44,1 kHz en stéréo sans perte d'information avec stockage sur disque dur.

Digimétrie :
30, rue Ernest-Renan,
66000 Perpignan.
Tél. : 68.66.54.48.

Le CDA 845 : mesure du taux d'humidité relative

Le Thermo-hygromètre CDA 845 contrôle le taux d'humidité relative et la température de l'air pour toutes les applications courantes sur les installations de chauffage et de climatisation.

C'est un appareil portable particulièrement simple d'emploi.

Son afficheur numérique 2000 points donne l'humidité

relative de 10 % à 95 % HR et les températures (degré Celsius ou degré Fahrenheit) de - 20° C à + 60° C ou - 4° F à + 140° F.

La fonction mémoire (HOLD) permet une lecture différée. Ce Thermo-hygromètre dispose également d'une sortie analogique pour un enregistrement externe des mesures.

Enfin, le CDA 845 est livré

dans son étui de transport avec sa pile 9 V standard.

Chauvin Arnoux :
190, rue Championnet,
75876 Paris.
Cedex 18 France
Tél. : 33 (1) 42.52.82.55.

Fitec et l'enseignement Volume 3 : les amplis OP

Fitec a choisi de présenter son dernier logiciel d'enseignement assisté par ordinateur dans le très moderne lycée d'Eragny.

(Saluons au passage ce lycée technique exemplaire, magistralement dirigé par un proviseur dont la main ferme et gantée évoque irrésistiblement Talleyrand).

Une bonne raison à cet excellent choix, le soft a été développé avec la collaboration active des professeurs de l'établissement.

Logic 3 fait suite aux deux précédents volumes (Vol. 1 : électronique logique combinatoire et séquentielle, Vol. 2 : les convertisseurs analogiques/numérique et numériques/analogiques), et traite des amplificateurs opérationnels. Convivial et d'accès facile, il ne suppose pas de

connaissance particulière en informatique. Il fonctionne sur tout PC/AT et compatible doté de 640 Ko de mémoire vive, d'un disque dur disposant de 4 Mo libres et muni d'un écran couleur EGA ou VGA. Ce logiciel permet à l'élève des classes de physique de 1er et terminale des sections scientifiques et techniques, ou préparant, soit un BEP électrotechnique et électronique, soit un BAC Pro EIE, d'évaluer, de maintenir et de perfectionner ses connaissances. Outil d'aide à la formation, il ne comporte pas de simulateur.

Le cours est partagé en cinq modules ; le premier module introduit l'amplificateur opérationnel et en décrit les principes ; il présente l'amplificateur idéal, et annonce ses caractéristiques réelles. Le second volume traite des fonctions linéaires analogiques simples : inverseur, non inverseur, suiveur, sommateur et soustracteur. Les fonctions linéaires analogiques complexes sont examinées dans le troisième volume : intégrateur et dérivateur. Le quatrième module aborde les fonctions non linéaires : comparateurs et comparateurs à seuil d'hystérésis. Quelques applications industrielles simples

sont explorées dans le cinquième volume, avec notamment la description de la régulation en température d'un bain de dégraissage.

Chaque leçon comporte un rappel du cours magistral suivi d'une série d'exercices corrigés, et s'achève sur un questionnaire d'évaluation où les réponses aux problèmes ne sont bien entendu pas fournies.

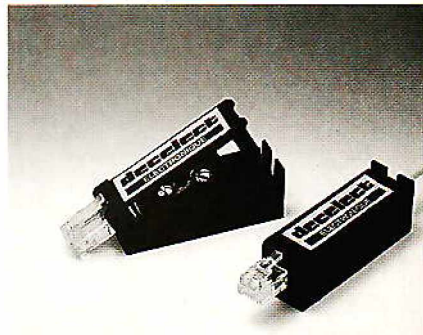
Chaque élève doit disposer d'un poste, et la capacité d'attention maximale constatée pour ce travail individuel dure environ deux heures. Les exercices d'évaluation, dont la notation est forcément identiques pour chacun, sont très bien acceptés par les étudiants qui les préfèrent aux contrôles de routine écrits.

FITEC

Formation Informatique et Technique
9, Parc de la Calarde
45, rue d'Aulnay
95500 Gonesse
Tél. : 39.87.69.11
Fax : 39.87.34.79
Prix : Logic 3
1 poste 4500 F.
Educ. Nationale : 2900 F.
5 postes 9000 F.
Educ. Nationale : 5900 F.

Adaptateur RJ-téléphonique

DECELECT ELECTRONIQUE a conçu un boîtier équipé de vis et possédant une sortie RJ mâle.



Cet adaptateur permet de raccorder des fils non compatibles avec un plug RJ.

Ce procédé est très utile pour raccorder des terminaux équipés de cordons de raccordement téléphonique classique aux prises murales RJ.

Deux modèles sont disponibles : RJ12 et RJ45.

Declect Electronique
7, allée du Brévent
BP1415 - 91020 Evry Cedex.
Tél. : (1) 64.97.93.31.

L'amplificateur vidéo économique AD818

L'AD818 est un ampli vidéo à contre-réaction en tension qui, pour 13 F par 1000 pièces, offre une erreur faible en gain et phase différentiels, une alimentation unique, une faible consommation et plus de 50 mA de courant de sortie.

Cet amplificateur d'Analog Devices, idéal pour les liaisons adaptées ou pour attaquer un câble, doit trouver

une place dans les caméras et autres équipements vidéo professionnels. Tout système rapide tel que : moniteur vidéo, TV câblée, photocopieur couleur, scanner d'image ou télécopieur tirera partie de sa large bande passante et de sa vitesse de montée élevée.

Grâce à ses spécifications données en fonctionnement mono-tension et bi-tension d'alimentation, à sa consommation limitée à 7,5 mA et à ses caractéristiques dynamiques garanties dans une grande plage de tensions d'alimentation, l'AD818 réalise un excellent compromis pour les applications nécessitant à la fois rapidité et faible consommation.

L'AD1848K : Le Codec audio standard de l'industrie

L'AD1848K est un CODEC Stéréo de la famille Soundport® de Analog Devices version compatible broche à broche et fonctionnelle de l'AD1848J déjà utilisé sur la carte Microsoft Windows Sound System™ et dans les PC Compaq DESKPRO/i® et DESKPRO/M®. De fait, ce Codec Audio est devenu le standard pour les applications PC Audio et Multimédia.

Les plus de la nouvelle version : un son encore meilleur, une version de boîtier TQFP de 1,6 mm de hauteur pour moins de 63 F en quantité OEM.

L'AD1848K est un véritable système audio complet intégré sur une puce renfermant la conversion Analogique-Numérique stéréo, la conversion Numérique-Analogique stéréo, les filtres, le contrôle du gain, l'atténuation programmable et le mélange de plusieurs sources analogiques et numériques.

L'AD1848K ne nécessite que peu de circuiterie externe et constitue la solution Audio qualité CD la moins coûteuse et la plus intégrée pour les cartes mères ISA ou EISA ou les cartes Add-On.

Capable de supporter des fréquences d'échantillonnage allant de 5,5 kHz à 48 kHz, ce CODEC utilise des techniques de conversion Sigma-Delta-One Bit pour coder ou décoder les données Audio sur 16 bits en affichant une dynamique de 85 dB et une distorsion meilleure que 0,02 %. Il s'adapte également au format des lois A et μ de compression/expansion. L'AD1848K est complètement supporté par le logiciel Microsoft Windows Sound System™ (disponible sous licence). Ce logiciel offre des fonctions de reconnaissance de la parole, de synthèse, d'annotation de voie et d'enregistrement/lecture sur un hôte compatible 386, 486 ou Pentium™.

Les drivers Windows 3.1 ainsi qu'un modèle fonctionnel Verilog sont disponibles auprès de Analog Devices. Alimenté sous + 5 V seulement, il est pourvu de modes de veille basse consommation et est encapsulé en boîtier 68 broches PLCC et 64 broches TQFP (- 40 ; + 85°C).

