

# RADIO PLANS

NOVEMBRE 1992

PREDAT 1 : PREAMPLI MICROPHONE POUR DAT  
LES MASSES VIRTUELLES TLE 24XX, TEXAS INSTRUMENTS  
PROGRAMMATEUR DE 68HC705 C8  
LES RESISTANCES DE DETECTION DE FORCE INTERLINK  
BUS CAN : PANORAMA DES CIRCUITS DEDIES  
ARCHITECTURE ET APPLICATIONS DES DSP



LE MESUREUR R, L, C HEWLETT-PACKARD 4362A

BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

T 2438 - 540 - 24,00 F



# Kits DATA R.D.

Des écrans PC/AT superbes,  
une convivialité étonnante...



Pourquoi de nombreuses académies choisissent les kits DATA RD plutôt que ceux de la concurrence pour équiper les lycées techniques ? Les raisons sont simples : les kits DATA RD sont extrêmement pédagogiques, très faciles à utiliser, performants et d'un prix très compétitif.

## Kits autonomes

Ils comprennent éditeur, assembleur 2 passes, débogueur, désassembleur... Tout est présent. La version industrielle est dotée de relais, Darlingtons pour moteurs, CDA/CAD, opto-coupleurs... et les TP sont très rapides à préparer. De plus, nos kits autonomes peuvent tous recevoir notre



superbe environnement PC/AT PAC9. Vous obtenez ainsi un kit très convivial (PC/AT) tout en restant, si besoin est, parfaitement autonome.

## Kits PC/AT

Livrés avec un logiciel PC/AT du genre «turbo», nos kits sont très faciles à utiliser : menus déroulants, écrans multiples, aide en ligne, disque dur... Le logiciel PAC9 comprend

## Assemblez et corrigez facilement

à la fois une gestion de disques, un éditeur, un macro-assembleur, un débogueur, un désassembleur et diverses autres fonctions... Examinez les photos d'écran EGA : elles sont superbes et très pédagogiques, comme le reste du logiciel. Il en est de même avec le manuel technique qui, imprimé en bichromie "125 gr. couché", est d'une clarté exceptionnelle. Vous ne trouverez pas chez la concurrence un environnement aussi proche de la perfection.



## Un débogage sans égal

En fait, vous n'avez rien à faire : les registres, la RAM, le contenu de la pile, les interfaces... sont visualisés en permanence. Les registres modifiés à la fin d'une instruction apparaissent en surbrillance. Et la lecture/écriture mémoire est aussi simple : pointez et entrez la nouvelle valeur, c'est tout... De plus, un désassemblage en ligne est réalisé sous l'octet pointé. La partie débogage des kits DATA RD est une merveille de convivialité.

## Alors comparez...

La «pub», il faut toujours s'en méfier... Alors sachez que nous vous prêtons sans obligation d'achat (\*) un kit pour 15 jours, juste le temps de l'évaluer ou de le comparer avec la concurrence (ce que nous vous conseillons très vivement). Vous vous apercevrez alors que cette pub est bien le reflet de la réalité.



**Demandez notre  
nouveau  
catalogue  
couleurs  
92-2**

**DATA R.D.**   
14, rue Gaspard Monge  
Z.A. de l'Armailler  
26500, BOURG-lès-VALENCE  
France Tél. 75-83-27-25

(\*) Selon disponibilité, sur demande écrite du Chef des Travaux.  
Publicité non contractuelle. Certaines innovations sont brevetées DATA R.D.  
TURBO est une marque générique de BORLAND.

# SOMMAIRE

## ETUDE ET CONCEPTION

- 25 Carte de programmation pour 8052AH
- 55 Predat 1 : un préampli microphone hautes performances pour DAT

## MONTAGES

- 37 Programmeur de 68HC705 C8
- 43 Prise téléphonique autorégulée

## MESURE ET INSTRUMENTATION

- 21 Le mesureur R, L, C Hewlett-Packard HP 4263 A

## TECHNIQUE

- 64 Utilisation des éléments à caractéristique négative
- 93 Les DSP, processeurs numériques de signaux

## CIRCUITS D'APPLICATION

- 11 Les circuits de masse virtuelle TLE 242X, TEXAS
- 29 Bus CAN : les composants dédiés

## COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 49 Les résistances senseurs de forces Interlink

## COMMUNICATION

- 78 Le salon « cartes 92 »

## INFOS

- 70 Carte de commande pour moteurs CC Portescap  
Le groupe FTM reprend Primelec
- 72 Outils de développement pour DSP TI  
Logiciel d'analyse de signal RTD
- 74 Nouveaux AOP OP295 et AD817, Analog Devices
- 76 La division assistance et service Thomson à Toulouse
- 80 L'analyseur de semiconducteurs 372 de TEKTRONIX
- 84 Les onduleurs PILLER, une conception originale
- 85 L'antenne satellite BS-TA 382 TDK
- 86 Montée en puissance chez HARRIS semiconductor
- 87 RV salons du dernier trimestre 92
- 90 De nouveaux locaux pour Spraytec  
Emulateur universel Krohn & Stiller
- 91 Prédisiveurs 1,2 GHz Philips  
Hybrides pour CATV CA 902 et 912 Motorola
- 92 Deux nouveaux mesureurs champ UNAOHM

Ont participé à ce numéro :  
J. Alary, J. Y. Bedu, X. Fenard, R. François,  
A. Garrigou, G. Girolami, P. Gueulle, C. Lefebvre,  
D. Paret, R. Schnebelen.

# RADIO PLANS

## ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la Société Parisienne d'Édition  
Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social

Direction-Rédaction-Administration-Ventes :

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19

Tél. : 42.00.33.05

Télex : PGV 220 409 F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :

Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue de Compans, 75019 Paris

Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU et de

Murielle KAISER

Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE

M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Service des abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement ».

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

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

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

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les 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 43 600 exemplaires

Dépôt légal novembre 92 - Éditeur 1702 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malesmanche.



**LA PROTECTION DES PERSONNES ET DES BIENS**

**ALARME**

**CENTRALES D'ALARME**

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

Réf. 1001. Pour appartement ou petit pavillon. 3 boucles N/F, 3 boucles N/O. Chargeur incorporé ... (Port 45 F) **1200F**

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

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

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

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

**SIRENES D'ALARME**

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

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

Réf. 1505. Sirène autoalimentée et autoprotégée. Alim. 12 V. (Port 25 F) **280F**

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

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

**DETECTEUR VOLUMETRIQUE**

**INFRAROUGE, HYPER FREQUENCE et BARRIERE**

Réf. 1142. Exceptionnel, détecteur I.R. à compteur d'impulsion. Réglage et sensibilité et de champ de détection 4 à 17 m. 24 faisceaux sur 3 plans 140° ouverture horiz. 50° verticale. Aliment. 12 V. Existe en version rideo (pour les animaux) ..... (Port 35 F) **680F**

Nouveau modèle Eagle : détecteur infrarouge plafonnier. Couverture totale sur 360°. Alim. 12 V 24 faisceaux. **980F**

Détecteur de bris de vitres à analyse digitale haute performance, couverture 50 m<sup>2</sup> environ. (Frais port 60 F) **725F**

Réf. 1107. **DETECTEUR** double technologie. Infrarouge + Détecteur bris de glace. Idéal pour pavillon et locaux commerciaux. .... (Port 35 F) **1150F**

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

**CLE ELECTRONIQUE**

**CLAVIER ET BOITIER**

**DE COMMANDE POUR ALARME OU PORTIER D'IMMEUBLE**

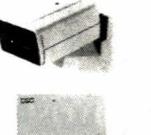
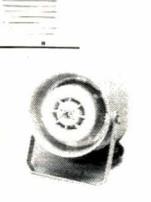
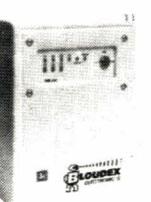
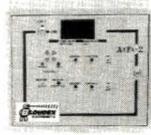
Réf. **CLAVIER** Marche/Arrêt ou impulsion ..... (Port 45 F) **390F**  
(Dans la limite des stocks disponibles)

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

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

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

Photo non contractuelle.



**TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE**

**EXCEPTIONNEL**  
NOUVEAU Transmetteur téléphonique 4 numéros d'appel, à synthèse de parole. **980F**  
A partir de ..... (Port 65 F)  
Réf. 1311. 4 voies d'entrée : 1 voie intrusion, 1 voie Technique, 1 voie Incendie, 1 voie d'Urgence. Enregistrement d'un message personnalisé et reproduction fidèle de la voix en synthèse vocale ..... (Port 65 F) **2450F**  
Nombreux autres modèles en stock. **NOUS CONSULTER**



**CHANGEUR DE VOIX**

**DE TELEPHONE**

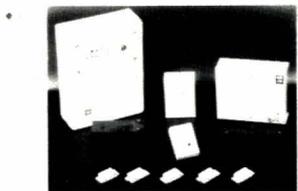
Réf. 2843 Permet d'appeler n'importe qui en étant sûr de ne pas être reconnu. **1260F**



**KIT D'ALARME valable jusqu'au 31 décembre 1992**

- 1 centrale 3 zones chargeur incorporé ..... **946 F**
- Clé M/A ..... **225 F**
- 1 batterie 12 V 7 AH rechargeable ..... **680 F**
- 1 détecteur IR à comptage d'impulsion
- 1 sirène autoalimentée autoprotégée, coffre métal ..... **590 F**
- 1 batterie rechargeable pour la sirène autoalimentée ..... **160 F**

**Prix PROMO + frais de Port 180 F**

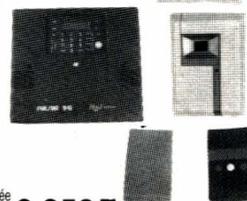


**1990 F**

**ENSEMBLE D'ALARME RADIO ET FILAIRE**

Matériel professionnel homologué  
Centrale 9 canaux radio  
4 boucles filaires. Programmation et lecture sur afficheur LCD.  
Clavier de commande marche-arrêt sur face avant.

- 1 Détecteur infrarouge sans fil
- 1 Télécommande radio 3 canaux
- 1 Emetteur contact radio pour porte-fenêtre.
- 1 Batterie 12 V 7 A
- 1 Sirène auto-alimentée auto-protégée



**6 950F**

**5 850F**

**COMMANDE AUTOMATIQUE**

**D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE**  
Déclenchement auto et sans bruit de l'enregistrement de la communication dès que le téléphone est décroché. (Port 45 F) **490F**

Enregistreur non fourni.



**COMMUNICATION**

**EMETTEUR RECEPTEUR**

PORTABLE VHF 144 à 146 Mhz. 800 canaux. 2 niveaux de puissance de sortie. Contrôle de fréquence par synthétiseur. Tension alimentation 6 à 12 V. Puissance sortie 1,5 W (0,15 W FM). COMPLET avec accu 12 V et chargeur ..... (Port 80 F) **2690F**

**OPTION** : berceau mobile pour véhicule avec amplificateur 25 W. Prix : **1080 F**

*Vente exclusive aux radio-amateurs dûment avertis, sous licence. Matériel destiné à l'exportation.*



**TELECOMMANDE HOMOLOGUEE**

Nombreuses applications : porte de garage, éclairage, bouton panique. Portée 80 m en champ libre.

Platine récepteur, codage digital, alimentation 12 V. Sortie logique. **PRIX DE L'ENSEMBLE 780F**

**SUPER PROMO + frais de port 45 F 490 F**



**UNE GAMME COMPLETE DE PORTAILS AUTOMATIQUES (VILLAS, USINES...)**  
A partir de : **3600F H.T**  
DISPONIBLES SUR STOCK Documentation sur demande.

**SECURITE**

**LA SOLUTION POUR**

**LES PERSONNES AGEES**

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



**PROMO (Frais de port 80 F) 3950F**

**PUISSANCE 4 WATTS HF 2 modèles**

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

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

Modèle 2 DIAPASONS (Port 45 F) **1250F**

**RECEPTEUR PORTABLE SUPPLEMENTAIRE**  
Homologué PTT ss n° 4259 PP **490F**

**ALARME SANS FIL**



**UNE GAMME COMPLETE DE MICROS ESPIONS**

**NOUVEAU ! MicroEmetteur 90-115 Mhz.**

réf. 2634 Autonomie 3 mois. Livré avec pile alcaline 9 V. Portée de 5 km. réglable de 90 à 115 Mhz. Matériel réservé à l'export.



**760F**  
**1185F** Port 45 F

**PASTILLE EMETTRICE**  
Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible. S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.  
**PRIX : NOUS CONSULTER** • Documentation complète contre 16 F en timbres.  
(Non homologué, destiné à l'exportation).

**SURVEILLANCE**

**STYLO EMETTEUR UHF**

**ET RECEPTEUR**

**MINIATURE**

Toute la technologie UHF de pointe intégrée dans ce stylo. Matériel de surveillance locale facile à mettre en œuvre.

Stylo : Alim. : 2 piles boutons 1-5 V  
Portée : 200 m maximum

Récepteur : Alim. : 1 pile 6 V lithium

Dim. : 68 x 50 x 20 mm

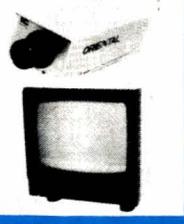
**PRIX : N.C.**

**SURVEILLANCE VIDEO**

**KIT COMPLET**

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

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



**BLOUDEX ELECTRONIC'S**

25, avenue Parmentier - 75011 PARIS

Tél. : 48.05.12.12 - Télex 240 072

Métro : VOLTAIRE ou SAINT-AMBOISE

**OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h**

**et de 14 h 30 à 19 h sauf SAMEDI**

**APRES-MIDI et DIMANCHE**

**CONSULTER NOTRE CATALOGUE SUR MINITEL 24 h/24 :**

**36.15 - Tapez ACTO mot clé BLOUDEX**

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

# ■ Masses virtuelles TLE 2425 et TLE 2426 TEXAS

## Les meilleures amies des amplis opérationnels!

*Même si la tradition veut que les amplificateurs opérationnels soient alimentés en symétrique (en principe +15 et -15 V), il est extrêmement courant en pratique de les faire fonctionner sous une tension unique, souvent aussi basse que +5 V.*

*Cela n'est pas sans poser des problèmes avec un certain nombre de schémas, car le bricolage d'une "masse virtuelle" à l'aide de deux résistances n'est finalement qu'un pis-aller.*

*Il existe certes des solutions plus performantes à base d'amplis opérationnels et de références de tension, mais leur mise en oeuvre coûte cher en matériel, en place, et en consommation.*

*Le dernier mot en la matière pourrait bien avoir été dit par TEXAS INSTRUMENTS, avec le lancement de deux petits composants extrêmement astucieux.*



### Quelques rappels

L'amplificateur opérationnel s'est tellement imposé comme "composant à tout faire" que l'on ne se souvient pas toujours qu'il a été inventé pour les besoins du calcul analogique: bien avant les ordinateurs, on faisait exécuter des calculs fort complexes par des machines, en "câblant des équations" (généralement différentielles) à partir d'additionneurs, soustracteurs, multiplieurs analogiques, extracteurs de racine carrée, et autres amplificateurs logarithmiques, différentiateurs ou intégrateurs.

Naturellement, les données comme les résultats obtenus pouvaient être aussi bien positifs que négatifs, aussi fallait-il alimenter ces circuits de simulation en symétrique: les premiers amplificateurs opérationnels (à composants discrets ou même à tubes) fonctionnaient couramment en +100 / -100 V!

La structure des actuels amplis

opérationnels intégrés est restée marquée par ces antécédents, même si certains produits ont été spécialement optimisés pour fonctionner sous tension unique. Mais les alimentations symétriques se font de plus en plus rares dans les équipements électroniques modernes, qui fonctionnent d'ailleurs souvent sur piles ou batteries ne délivrant qu'une tension unique et pas très stable.

Plutôt que d'ajouter un convertisseur continu-continu pour produire une alimentation négative, on préfère souvent décaler artificiellement le point de fonctionnement des amplificateurs, de façon à ce que leur tension de sortie au repos soit égale à la moitié de la tension d'alimentation (positive).

Cela revient finalement à créer une "masse virtuelle", distincte du zéro de l'alimentation positive, et à laquelle on viendra relier

tous les points qui devraient normalement rejoindre la masse d'une alimentation symétrique.

### Comment réaliser une masse virtuelle ?

Une masse virtuelle idéale devrait présenter une impédance interne pratiquement nulle, et une excellente stabilité de son potentiel par rapport à la tension d'alimentation.

Toute liberté prise sur ces deux plans se ressent plus ou moins au niveau des performances du circuit, qui ne peuvent guère atteindre celles qu'offrirait une alimentation symétrique.

Par ailleurs, le recours à des générateurs de masse virtuelle n'est pas sans effet sur la consommation et la dissipation de l'ensemble.

Le schéma le plus répandu (parce que jusqu'alors le plus simple) est reproduit à la **figure 1**, dans le contexte commode d'un étage amplificateur inverseur.

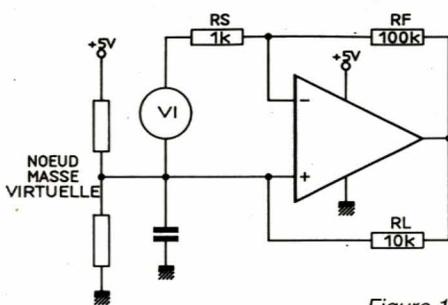


Figure 1

Une tension de 2,5 V, découplée par un condensateur, est obtenue par division du +5 V au moyen d'un pont de deux résistances égales: c'est particulièrement économique!

Pour des raisons de réjection de mode commun, il est souhaitable de donner à ces résistances une valeur voisine de celle placée dans l'entrée inverseuse, en l'occurrence la valeur assez commune de 1 k  $\Omega$ .

Il en résulte une dissipation de 12,5 mW, ce qui n'est pas du tout négligeable dans bien des cas et le sera de moins en moins avec la généralisation des systèmes à faible consommation.

L'impédance interne de cette masse virtuelle est forte (500  $\Omega$ ) en continu, médiocre (environ 1,5  $\Omega$ ) en alternatif, et sa stabilité en tension est déplorable.

Bien que la chose soit théoriquement réalisable, on prend rarement le risque de faire fonctionner plusieurs amplis sur ce même diviseur de tension: les risques d'interaction sont trop grands. A raison de huit résistances et quatre condensateurs pour un "quad", l'économie d'encombrement n'est donc pas évidente.

On peut améliorer sérieusement l'impédance en continu, et donc la régulation aval, en "amplifiant" le pont comme à la **figure 2**. Même si on peut alors augmenter largement la valeur des résistances, la consommation demeure tout de même élevée.

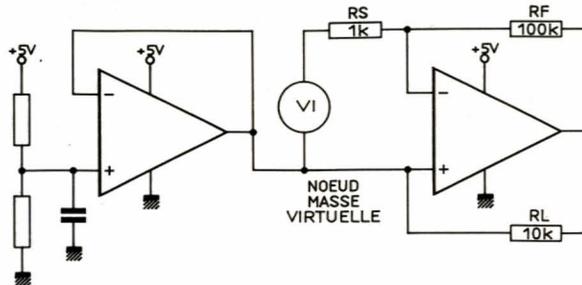


Figure 2

A la rigueur acceptable si plusieurs amplis se partagent la même masse, cette solution reste encore encombrante, sauf "récupération" d'un amplificateur excédentaire dans un "quad" ou un "dual".

Le problème de la stabilité du potentiel de masse peut être résolu en introduisant une diode zener dans le pont: soit directement comme à la **figure 3**, soit devant un amplificateur comme à la **figure 4**. Mais la consommation augmente encore par rapport au pont résistif, car il faut polariser la zener dans une région favorable de sa caractéristique.

### LA SOLUTION IDEALE:

Le schéma de la **figure 5** arrive à réunir les avantages individuels

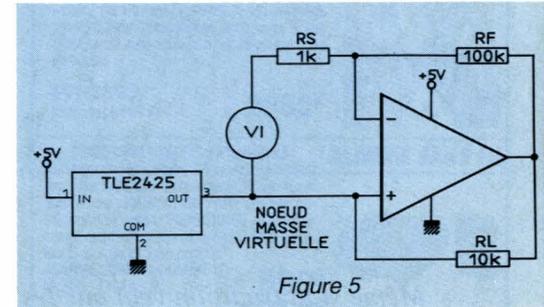


Figure 5

de tous les montages précédents et même davantage, mais sans en subir aucun des inconvénients!

Grâce à la technologie "Excalibur", déjà largement appréciée dans toute une famille d'amplificateurs opérationnels à hautes performances, TEXAS INSTRUMENTS a en effet réussi à réunir dans un simple boîtier de transistor, une référence de tension de précision (2,5 V) et un amplificateur à faible consommation.

Un avantage déterminant de ce composant est qu'il peut non seulement fournir du courant, mais aussi en absorber (jusqu'à

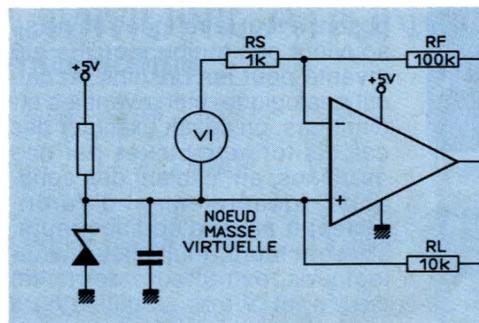


Figure 3

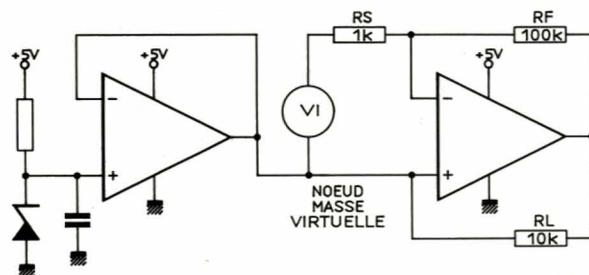


Figure 4

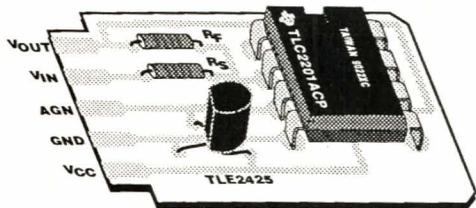


Figure 6



NC - No internal connection.

Figure 7

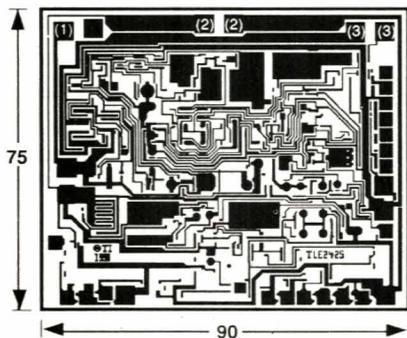


Figure 8

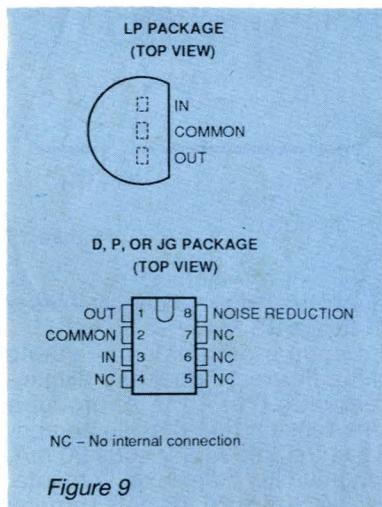


Figure 9

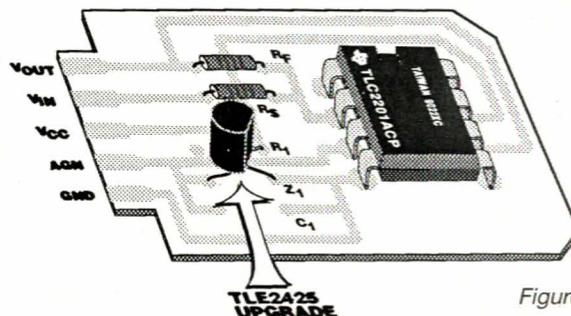
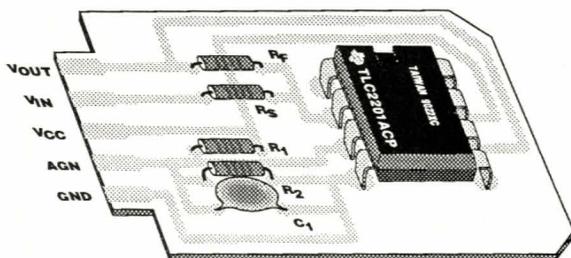


Figure 12

20 mA) comme toute honnête masse se doit de pouvoir le faire! La régulation aval atteint  $5 \mu\text{V/V}$ , soit mieux que 12 bits, tandis que la régulation amont se maintient à  $8 \mu\text{V/V}$ : de quoi améliorer sensiblement les performances des systèmes dans lesquels le signal de sortie est dirigé vers un convertisseur analogique-numérique à résolution élevée. Quant à l'impédance de sortie, elle est exceptionnellement basse, à moins de  $8 \mu\Omega$  de 0 à 10 kHz.

Et naturellement, l'encombrement sur la carte est minimal: la figure 6 permet de juger de la place occupée par notre petit amplificateur témoin!

Le brochage du boîtier à trois fils, le plus courant, est reproduit à la figure 7 aux côtés de celui du petit boîtier à 8 broches qui est également disponible. La figure 8 montre quant à elle l'allure du "chip" qui peut aussi être obtenu séparément.

Le TLE2425 convient évidemment à merveille aux applications "5 V", et également à certaines réalisations fonctionnant sous des tensions supérieures. Nous verrons d'ailleurs que ses applications ne se limitent pas au domaine des masses virtuelles, mais débordent largement sur celui des références de tension intégrées.

Pour les cas où une tension fixe de 2,5 V ne convient pas, il existe une variante du composant, référencée TLE2426, qui délivre une tension égale à très exactement la moitié de l'alimentation. La référence intégrée y est tout simplement remplacée par un pont diviseur de précision.

La figure 9 montre que le brochage du boîtier à trois fils est le même, mais que le boîtier à 8 broches possède une connexion utile de plus: il s'agit d'un point permettant le branchement d'un condensateur de découplage externe, et relié au circuit interne selon le schéma de la figure 10. Le brochage du chip est de son côté reproduit à la figure 11.

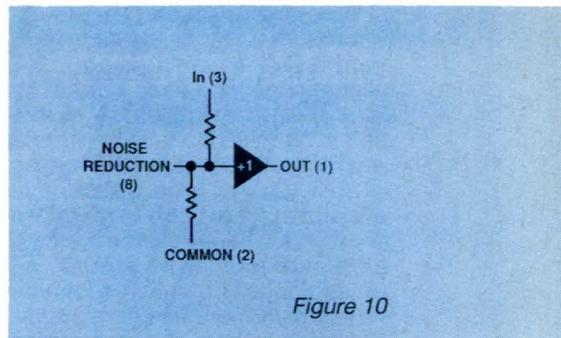


Figure 10

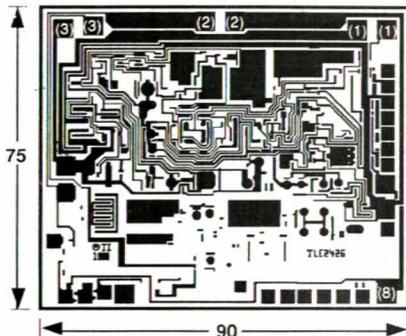


Figure 11

### Comment se mettre au TLE 2425

Même si elle apporte de substantiels avantages, toute nouvelle technique entraîne nécessairement des réticences, notamment lorsque sa mise en oeuvre suppose la modification de travaux achevés.

Ce genre de problème ne devrait pas se poser avec le TLE2425, car sa mise en oeuvre est plus simple que celle de toutes les solutions concurrentes.

La plupart du temps, il est facile de passer au TLE2425 sans modifier le circuit imprimé, en insérant simplement ses trois fils dans des trous libérés par la suppression des composants utilisés jusqu'alors!

La figure 12 montre par exemple comment procéder lorsque la masse virtuelle était réalisée à l'aide de deux résistances et un condensateur, toujours dans le cas d'un étage inverseur simple.

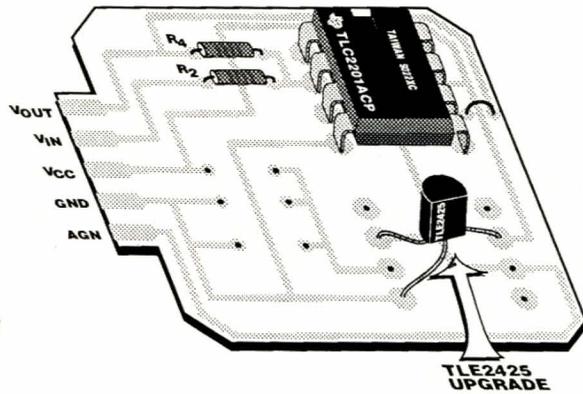
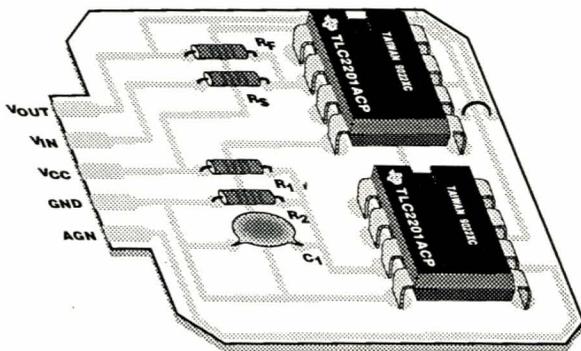


Figure 13

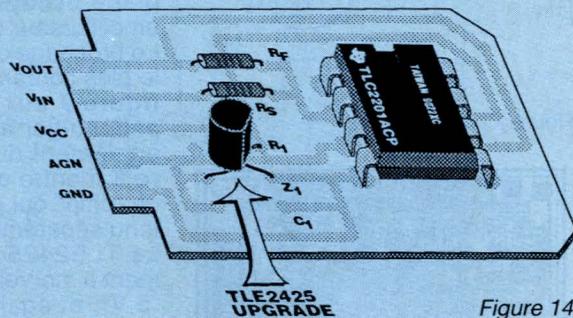
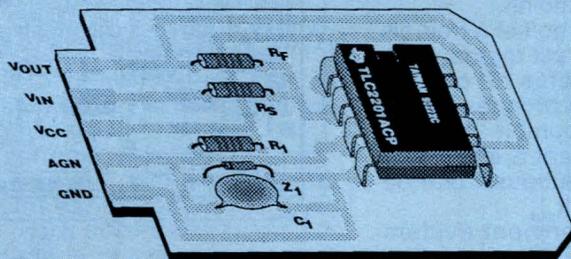


Figure 14

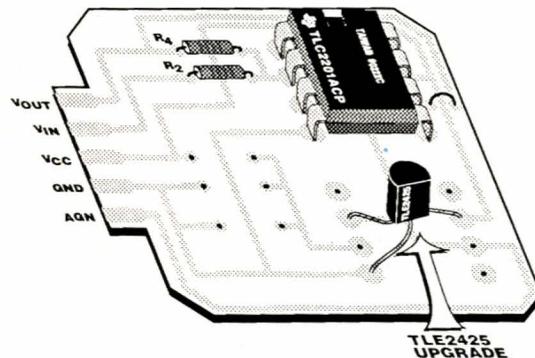
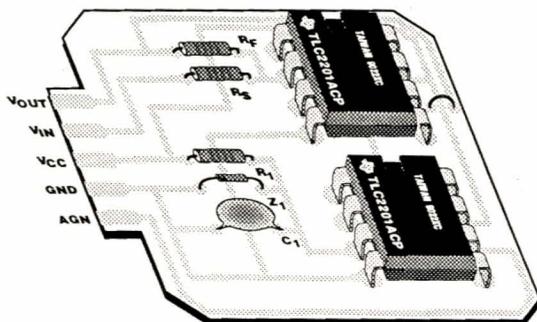


Figure 15

La **figure 13** traite du cas d'un pont diviseur "bufferisé" par un ampli opérationnel en boîtier à 8 broches, que l'utilisation du TLE2425 permet naturellement de supprimer.

L'exemple de la **figure 14** se rapporte pour sa part à une masse virtuelle à diode zener, facile à remplacer par un TLE2425 tout comme dans le cas du pont à deux résistances.

Enfin, la **figure 15** règle la question de la diode zener amplifiée. Bien entendu, les choses seraient un peu moins faciles en présence de cartes très denses utilisant massivement des "quads", mais il ne devrait tout de même pas se poser de problème majeur.

Il est de toute façon bien évident que la meilleure façon de mettre en oeuvre le TLE2425 est de pré-

voir son utilisation dès la conception de la carte: ainsi, on pourra profiter pleinement des réelles économies de place qu'il permet de réaliser.

### EXEMPLES D'APPLICATIONS

En dehors de leur domaine d'élection qui reste évidemment la réalisation de masses virtuelles pour les amplificateurs opérationnels et les composants analogiques qui en contiennent, les TLE2425 et TLE 2426 peuvent entrer dans la composition de nombreux circuits nécessitant une référence de tension performante et économique.

L'application la plus évidente est la construction de régulateurs de tension, exploitant les remar-

quables performances visibles à la **figure 16**.

La source de tension ajustable de la **figure 17** peut être alimentée entre 6 et 40 V, et produire une tension très précise comprise entre 3 et 36,5 V sous 20 mA. Un peu plus complexe, le montage de la **figure 18** délivre deux tensions symétriques dont la valeur absolue commune est commutable entre 5, 10, et 15 V, toujours sous 20 mA.

Il s'agit en fait d'une simple amplification de la tension de référence fournie par le TLE2425. La précision globale peut être meilleure que 1%, avec les amplificateurs opérationnels recommandés et des résistances à 0,25%.

Mais comme toute référence de tension, le TLE2425 peut aussi servir de base à la réalisation de

### REGULATION AVAL

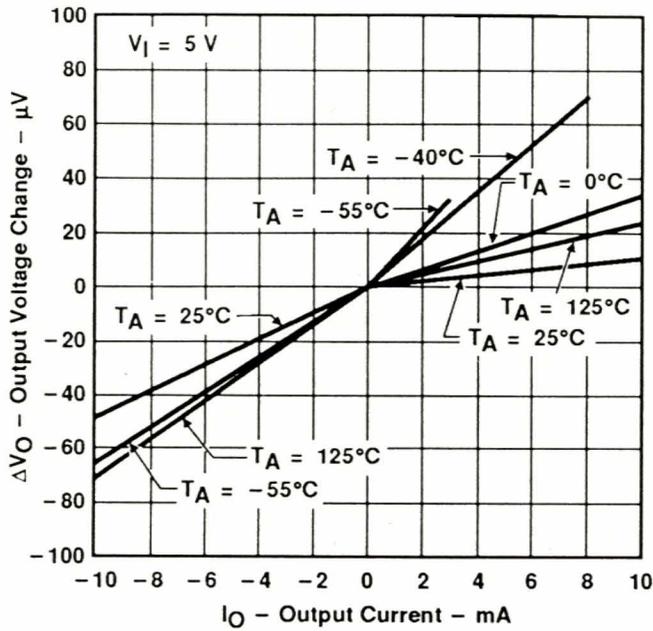


Figure 16

sources de courant. Celle de la **figure 19** présente des caractéristiques proches de l'idéal pour de nombreuses applications: elle est réglable entre 0,25  $\mu$ A et 20 mA, ce qui correspond à une gamme de 1 à 1000 environ, avec une précision de 0,75% si on utilise des résistances à 0,25%.

La stabilité en température peut atteindre 70 ppm/°C avec des résistances à couche métallique. Inversement, le montage de la **figure 20** est destiné à consommer un courant provenant d'une charge connectée soit à l'alimentation positive, soit à la masse. Mais cela exige le recours à une alimentation symétrique! Ne quittons pas le domaine des générateurs de courant avec un exemple d'application aux boucles "4-20 mA".

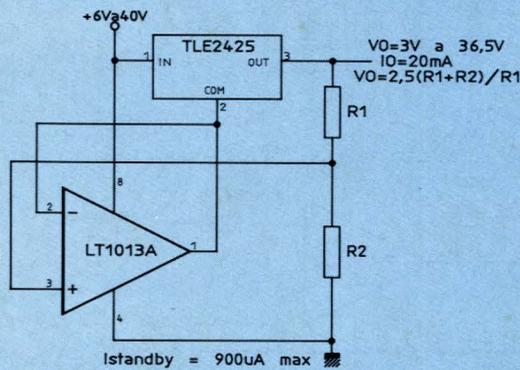


Figure 17

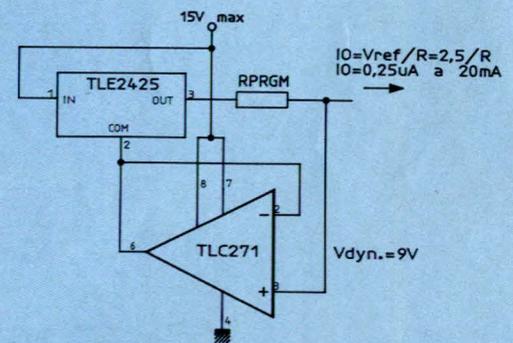


Figure 19

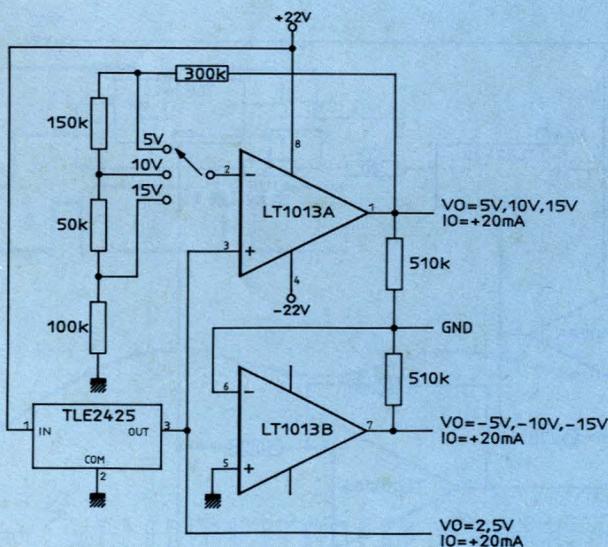


Figure 18

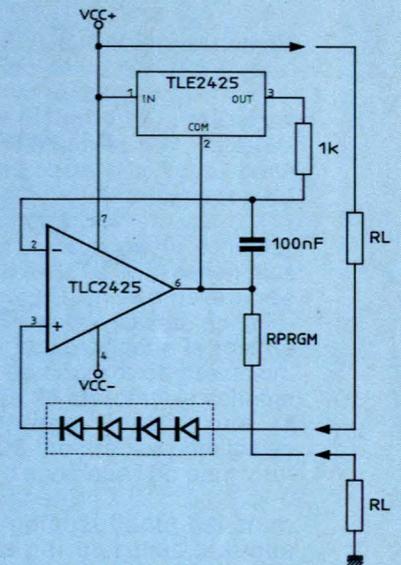


Figure 20

Le schéma de base de la **figure 21** permet de convertir en 4-20 une tension évoluant entre 0 et 1 V. Cela à l'aide de deux TLE2425: l'un produit le courant de boucle, tandis que l'autre fournit une tension de référence de -2,5 V à l'amplificateur.

A noter que le courant de boucle est la somme de toutes les consommations des composants du montage, augmentée d'un courant ajustable servant à l'éta-lonnage.

Le schéma retenu apporte une bonne compensation en température, en faisant consommer par VREF2 tout le courant de VREF1.

La configuration de la **figure 22** utilise un ampli opérationnel pour

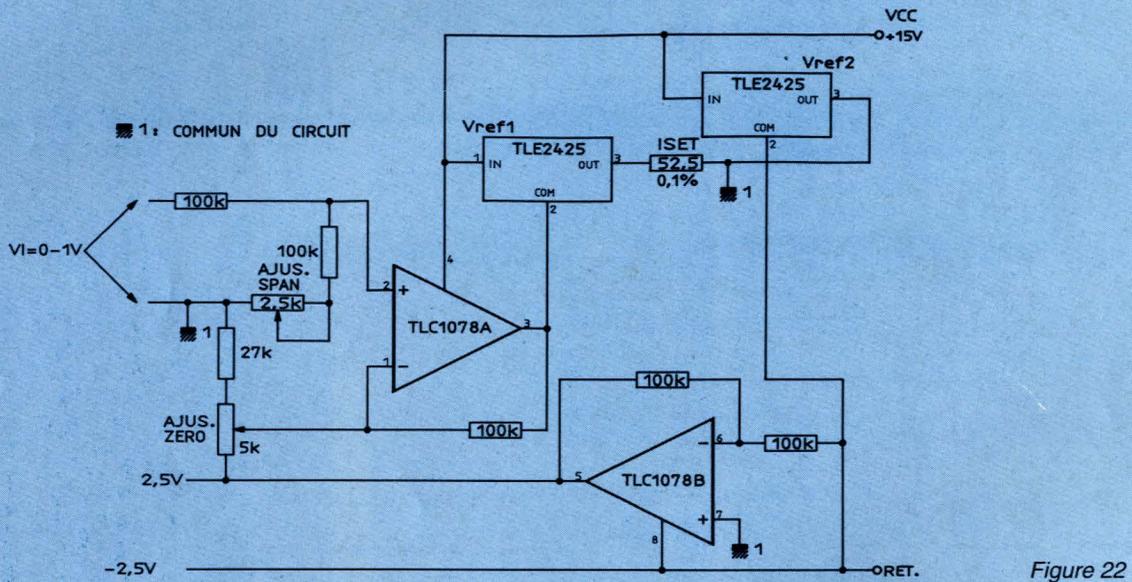
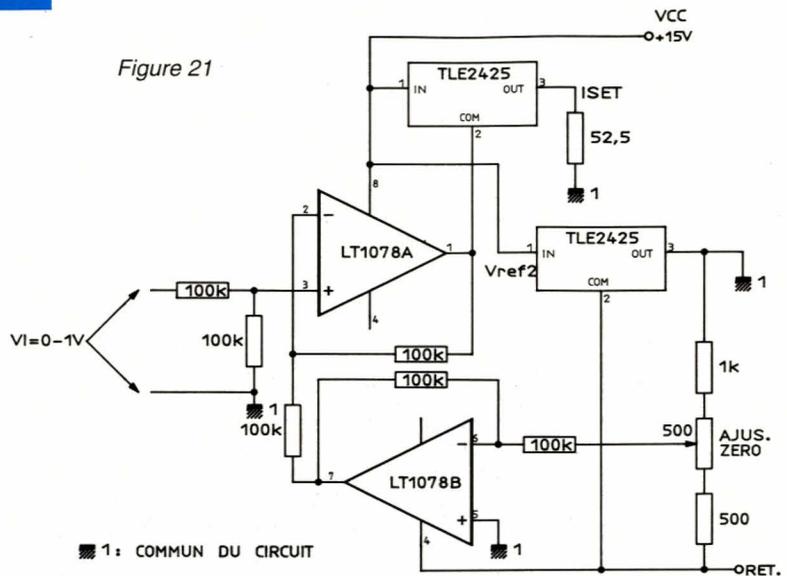


Figure 22

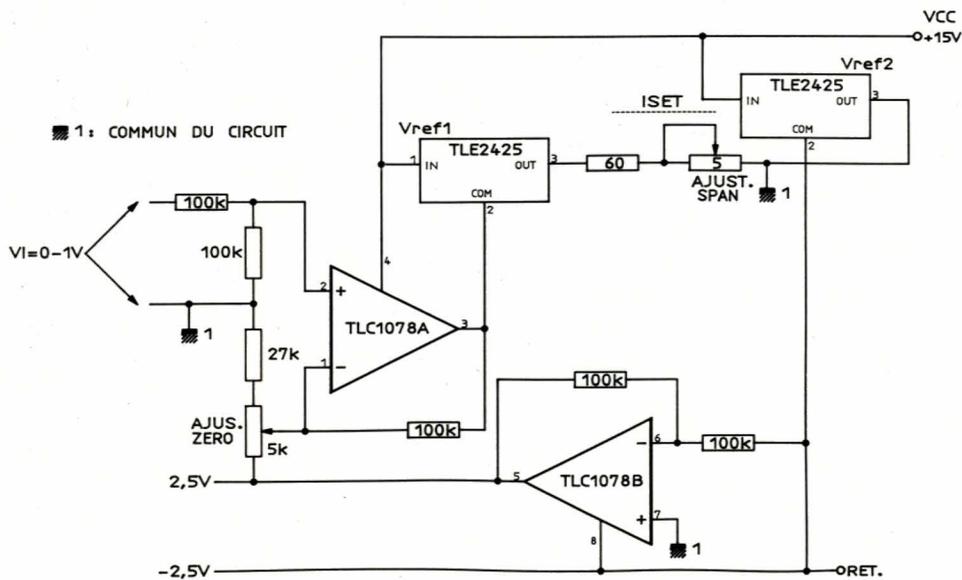


Figure 23

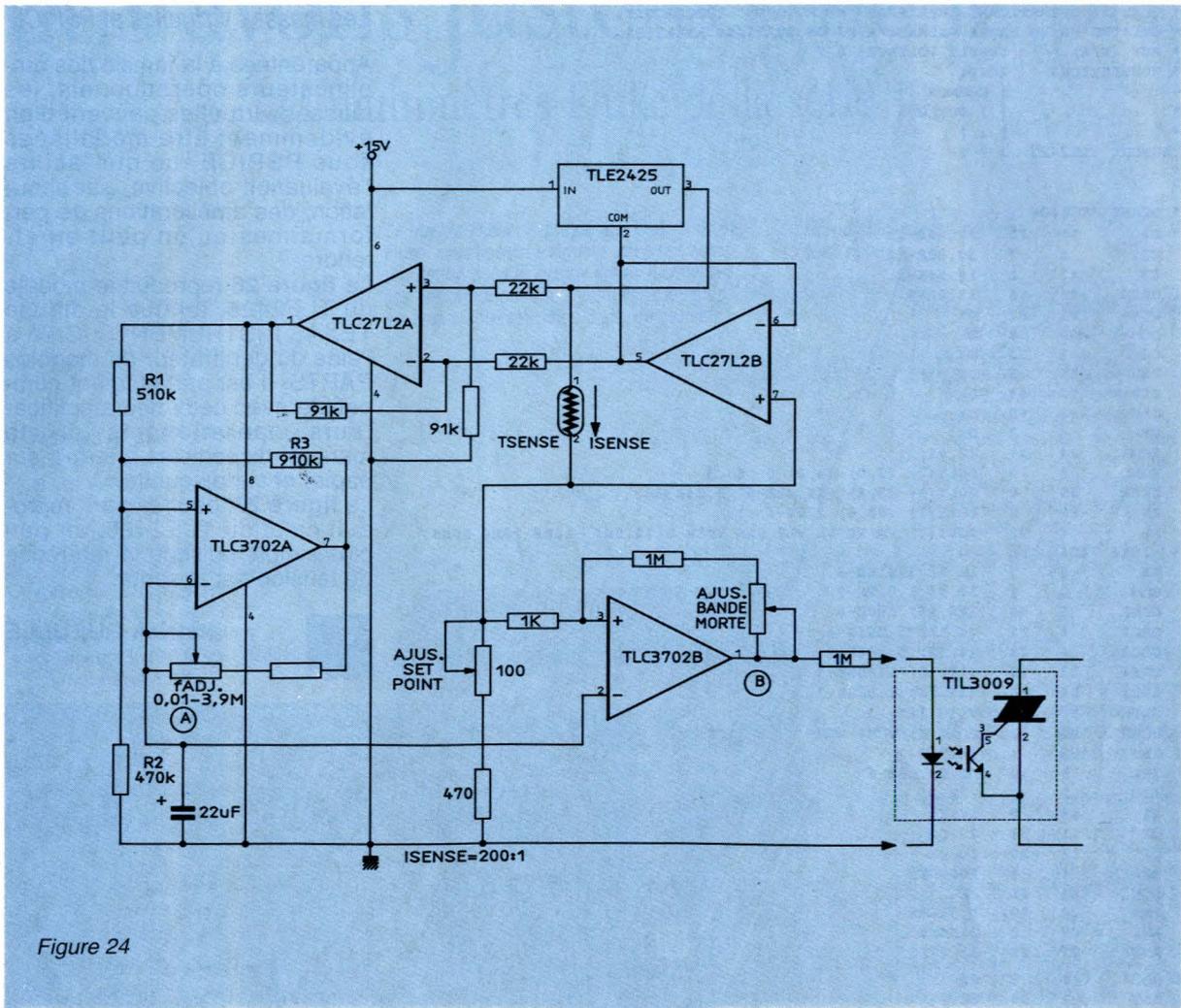


Figure 24

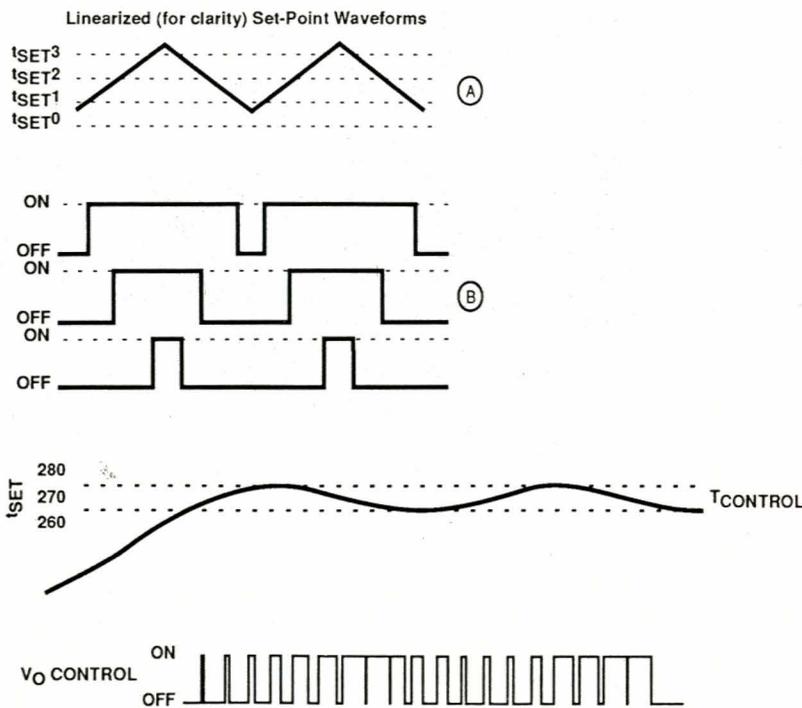


Figure 25

produire VCC+, et fournit une alimentation de +2,5 / -2,5 V pouvant servir au capteur. Celle de la **figure 23** fournit aussi cette alimentation, mais le réglage de la boucle 4-20 se fait cette fois au noeud de sommation de l'entrée de l'ampli. Terminons cette petite schématique avec une application plus ambitieuse: un régulateur de température par salves, dans lequel un TLE2425 joue le rôle de source de courant de précision. La **figure 24** reproduit le schéma du montage, tandis que la **figure 25** montre les principales formes d'onde que l'on peut y relever. La charge chauffante est commandée par un relais statique opérant selon une période constante, mais avec un temps de conduction variable (PWM).

```

* TLE2425 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.03 ON 08/21/90 AT 13:51
* REV (N/A) SUPPLY VOLTAGE: 5 V
* CONNECTIONS: INPUT
* | COMMON
* | | OUTPUT
* | | |
.SUBCKT TLE2425 3 4 5
*

```

```

* OPAMP SECTION
C1 11 12 21.66E-12
C2 6 7 30.00E-12
C3 87 0 10.64E-9
CPSR 85 86 15.9E-9
DCM+ 81 82 DX
DCM- 83 81 DX
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
ECMR 84 99 (2,99) 1
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
EPSR 85 0 POLY(1) (3,4) -16.22E-6 3.24E-6
ENSE 89 2 POLY(1) (88,0) 120E-6 1
FB 7 99 POLY(6) VB VC VE VLP VLN VPSR 0 74.8E6 -10E6 10E6 10E6
+ -10E6 74E6
GA 6 0 11 12 320.4E-6
GCM 0 6 10 99 1.013E-9
GPSR 85 86 (85,86) 100E-6
GRC1 4 11 (4,11) 3.204E-4
GRC2 4 12 (4,12) 3.204E-4
GRE1 13 10 (13,10) 1.038E-3
GRE2 14 10 (14,10) 1.038E-3
HLIM 90 0 VLIM 1K
HCMR 80 1 POLY(2) VCM+ VCM- 0 1E2 1E2
IRP 3 4 146E-6
IEE 3 10 DC 24.05E-6
IIO 2 0 .2E-9
I1 88 0 1E-21
Q1 11 89 13 QX
Q2 12 80 14 QX
R2 6 9 100.0E3
RCM 84 81 1K
REE 10 99 8.316E6
RN1 87 0 2.55E8
RN2 87 88 11.67E3
RO1 8 5 63
RO2 7 99 62
VCM+ 82 99 1.0
VCM- 83 99 -2.3
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 1.400
VE 54 4 DC 1.400
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 30
VLN 0 92 DC 30
VPSR 0 86 DC 0
RFB 5 2 1K
RIN 30 1 1K
RCOM 34 4 .1
*REGULATOR SECTION
RG1 30 0 20MEG
RG2 30 31 .2
RG3 31 35 400K
RG4 35 34 411K
RG5 31 36 25MEG
HREG 31 32 POLY(2) VPSET VNSET 0 1E2 1E2
VREG 32 33 DC 0V
EREG 33 34 POLY(1) (36,34) 1.23 1
VADJ 36 34 1.27V
HPSET 37 0 VREG 1.030E3
VPSET 38 0 DC 20V
HNSET 39 0 VREG 6.11E5
VNSET 40 0 DC -20V
DSUB 4 34 DX
DPOS 37 38 DX
DNNEG 40 39 DX
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL QX PNP(IS=800.0E-18 BF=480)
.ENDS

```

Figure 26

## Les masses virtuelles et PSPICE

Apparentées à la famille des amplificateurs opérationnels, les masses virtuelles peuvent bien évidemment être modélisées sous PSPICE, ce qui facilite l'évaluation objective, par simulation, des améliorations de performances qu'on peut en attendre.

La figure 26 reproduit le modèle du TLE2425, tel que le diffuse TEXAS INSTRUMENTS. Créé à l'aide du générateur de modèles PARTS, il est parfaitement compatible avec ceux des amplificateurs opérationnels de la marque, disponibles à la fois sur papier et sur disquette.

La figure 27, pour sa part, reproduit celui du TLE2426, un peu plus simple puisque la référence de tension est absente.

Patrick GUEULLE

```

* TLE2426 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
**CREATED USING PARTS RELEASE 4.03 ON 08/21/90 AT 13:51
* REV (N/A) SUPPLY VOLTAGE: 5V
* CONNECTIONS: FILTER
* | INPUT
* | | COMMON
* | | | OUTPUT
* | | | |
.SUBCKT TLE2426 1 3 4 5
C1 11 12 21.66E-12
C2 6 7 30.00E-12
C3 87 0 10.64E-9
CPSR 85 86 15.9E-9
DCM+ 81 82 DX
DCM- 83 81 DX
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
ECMR 84 99 (2,99) 1
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
EPSR 85 0 POLY(1) (3,4) -16.22E-6 3.24E-6
ENSE 89 2 POLY(1) (88,0) 120E-6 1
FB 7 99 POLY(6) VB VC VE VLP VLN VPSR 0 74.8E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6 74E6
GA 6 0 11 12 320.4E-6
GCM 0 6 10 99 1.013E-9
GPSR 85 86 (85,86) 100E-6
GRC1 4 11 (4,11) 3.204E-4
GRC2 4 12 (4,12) 3.204E-4
GRE1 13 10 (13,10) 1.038E-3
GRE2 14 10 (14,10) 1.038E-3
HLIM 90 0 VLIM 1K
HCMR 80 1 POLY(2) VCM+ VCM- 0 1E2 1E2
IRP 3 4 146E-6
IEE 3 10 DC 24.05E-6
IIO 2 0 .2E-9
I1 88 0 1E-21
Q1 11 89 13 QX
Q2 12 80 14 QX
R2 6 9 100.0E3
RCM 84 81 1K
REE 10 99 8.316E6
RN1 87 0 2.55E8
RN2 87 88 11.67E3
RO1 8 5 63
RO2 7 99 62
VCM+ 82 99 1.0
VCM- 83 99 -2.3
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 1.400
VE 54 4 DC 1.400
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 30
VLN 0 92 DC 30
VPSR 0 86 DC 0
RFB 5 2 1K
RIN1 3 1 220K
RIN2 1 4 220K
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL QX PNP(IS=800.0E-18 BF=480)
.ENDS

```

Figure 27

# Nous avons juste rogné le prix.

Les multimètres Fluke de la série 10

**Le Fluke 12 grandeur réelle :** Facile à transporter, agréable à utiliser.

**Nouveau ! V Chek™ :** Pour la mesure rapide des arrivées d'énergie et des alimentations, réglez-vous sur V Chek et laissez le multimètre se débrouiller. V Chek choisira entre la continuité et la résistance ; si une tension est présente, il passera automatiquement en mode V AC ou V DC, suivant le cas. Pour la plupart des mesures préliminaires c'est le seul réglage que vous ayez à faire.

**Gamme automatique ou manuelle :** votre choix dépend de votre application.

**Mode arrêt automatique**  
L'appareil s'arrête de lui-même, si vous avez oublié de le faire, pour économiser la pile.

**Nouveau !** Un commutateur à glissière et quelques boutons poussoirs suffisent à sélectionner toutes les fonctions. Conçu pour pouvoir être utilisé d'une seule main.

**Signal sonore de continuité :** Pour des mesures de continuité rapides, il suffit de prêter attention au bip ; pas besoin de garder les yeux rivés sur l'afficheur.

**La qualité Fluke :** Fabriqué aux Etats-Unis par Fluke, avec la même rigueur qui a fait notre réputation dans le monde entier. Il conserve ses performances dans les milieux les plus sévères et il bénéficie de 3 ans de garantie.

**Grand afficheur facile à lire :** 4000 points.

**Nouveau ! Enregistrement des Min./Max. avec indication de temps relatif et capture de continuité™.**

Permet de détecter aisément les problèmes intermittents. Enregistre la plus grande et la plus petite des valeurs mesurées avec indication du temps écoulé depuis le début de la mesure. En mode capture de continuité, capture et affiche les coupures et les courts-circuits aussi brefs que 250 µs.

**Capacité :** Gamme automatique de 0,001 µF à 9999 µF. Plus besoin de capacimètre externe.

**Si vous voulez de hautes performances pour un petit prix, choisissez la nouvelle série 10 de Fluke.** Prenez contact avec votre agence Fluke pour expérimenter et apprécier ces nouveaux multimètres et leur prix et demander une documentation gratuite.



Fluke 10	Fluke 11	Fluke 12
Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 1.5 % Précision de base pour V AC 2.9 % Précision de base pour ohms 1.5 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Capacité de 0,001 à 9999 µF Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0.9 % Précision de base pour V AC 1.9 % Précision de base pour ohms 0.9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Enregistrement des Min./Max. avec indication du temps relatif Capture de continuité™ Capacité 0,001 à 9999 µF Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0.9 % Précision de base pour V AC 1.9 % Précision de base pour ohms 0.9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie

Sur option étui de protection rigide utilisable en pupitre



**Sécurité - le standard Fluke :** Répond aux normes de sécurité UL 1244, CEI 1010, CSA et VDE ; protégé en interne contre les surcharges.

**Nouveau !** Cordons de test TL75 à pointe dure renforcée

**Mesures et Tests précis et rapides :** Mesure de tension AC et DC jusqu'à 600 V, de résistance jusqu'à 40 MΩ ; test sonore de continuité ; test de diode.

La nouvelle série 10  
UN petit prix pour UN Fluke

FLUKE ET PHILIPS  
L'ALLIANCE EN TEST ET MESURE

S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE  
Département Test et Mesure, 105, rue de Paris, B.P. 187,  
93003 BOBIGNY CEDEX - (1) 49.42.80.80 - 235 546 Induphi

**FLUKE®**

# VOTRE RENDEZ-VOUS !

## EXPOTRONIC

**6,7 ET 8  
NOVEMBRE  
1992  
CNIT  
PARIS  
LA  
DEFENSE**

**NIVEAU - 1 / ALBINONI 1**

### LES PARTICIPANTS

- Industriels
- Fabricants
- Importateurs
- Détaillants
- Editeurs
- Organismes de formation
- Ecoles

### LA NOMENCLATURE

- Composants
- Appareils de mesure
- Kits électroniques
- Emission/réception
- Outillage
- Librairies spécialisées
- Editions diverses
- Radio modélisme
- Sono et jeux de lumière
- Accessoires

**LE SALON de  
L'ELECTRONIQUE  
de Loisirs !**

**3<sup>e</sup> édition**

Horaires d'ouverture : de 9 h à 19 h sans interruption les 6-7-8 novembre 1992.

**ENTRÉE : 30 F**

### **BULLETIN DE PARTICIPATION \* AU TIRAGE AU SORT EXPOTRONIC**

OUI, je désire participer au tirage au sort qui aura lieu les 6 - 7 et 8 novembre 1992, au CNIT PARIS LA DEFENSE pendant la durée du Salon « EXPOTRONIC »

Je déposerai dans l'urne située à l'entrée du salon EXPOTRONIC, mon bulletin de participation. J'ai bien noté que je peux participer à ce tirage au sort par correspondance également, les bulletins seront à retourner au plus tard le 2 novembre avant minuit (cachet de la poste faisant foi) à : S.A.P. EXPOTRONIC - 70, rue Compans, 75019 PARIS.

\*Jeu sans obligation d'achat.

#### **EN CADEAU : 10 MULTIMETRES A GAGNER !**

Le règlement de ce tirage au sort est déposé chez Maître LLOUQUET - Huissier de Justice - 130, rue Saint Charles, 75015 PARIS.

Le tirage au sort aura lieu le lundi 9 novembre 1992, les gagnants seront prévenus par courrier.

Nom .....Prénom .....

Adresse .....

\_\_\_\_\_ Ville .....

#### **POUR MIEUX VOUS CONNAITRE**

Vous êtes  passionné  professionnel  enseignant  
 étudiant en électronique.

ERP 540

**ENSEIGNANTS !**  
Pour vos déplacements  
en groupe  
consultez-nous !  
**SAP Pascal DECLERCQ**  
70, rue Compans  
75019 PARIS  
TÉL. : (1) 42.00.33.05

# Le mesureur R, L, C HP 4263A

Le HP 4263A, appareil qui sert à caractériser impédances et admittances, fait partie des produits que Hewlett Packard définit comme l'entrée de gamme de son offre en instrumentation au même titre que les oscilloscopes numériques de la série 54600 ou bien encore le multimètre de table 6,5 chiffres HP 34401A que nous avons eu l'occasion de présenter dans ces colonnes.

Ne vous y trompons cependant pas, entrée de gamme pour Hewlett Packard signifie malgré tout matériel de hautes performances et haute technologie, mais qui ne nécessite pas un support technique conséquent pour sa mise en œuvre, raison pour laquelle ces appareils sont diffusés par le département HP direct.



Nous préférons qualifier le HP 4263A de mesureur R, L, C plutôt que de pont d'impédances dès lors que le processus de mesure s'apparente à une méthode volt-ampèremétrique comme en témoigne la **figure 1** et non à un pont de mesure.

La mesure sur le composant supposé inconnu - c'est pour cela que les bornes de mesure sont baptisées «unknown» - s'effectue en relevant la tension aux bornes du composant ou de l'assemblage d'éléments linéaires et en appréciant le courant qui parcourt le réseau ainsi constitué. Durant le processus d'acquisition, l'appareil évalue le déphasage existant entre tension et courant. Dès lors, le réseau est caractérisé. Les résultats peuvent être annoncés sous forme de module d'impédance et de réactance soit par dualité sous forme de module d'admittance et d'angle ou de conductance et susceptance, avec toutes les possibilités qui en découlent que nous détaillerons plus loin.

Donc, le HP 4263A est avant tout constitué d'un voltmètre et d'un ampèremètre haute résolution, d'un générateur harmonique

(sinus pur) commutable sur cinq fréquences et cinq niveaux de tension et d'un phasemètre avec reconnaissance du sens de déphasage. Le tout est supervisé par microprocesseur, ce qui autorise, outre une gestion complète des commandes et de l'affichage, l'entrée d'offsets, et le traitement des différents calculs nécessaires pour aboutir aux résultats dans une configuration donnée.

L'appareil peut se commander en mode local par le truchement du panneau de touches de la face avant ou bien via le bus HP-IB (mode remote) après lui avoir spécifié une adresse. Une autre interface présentée en face arrière, comme le connecteur IEEE 488, permet le contrôle d'un manipulateur externe disponible en option pour faire du tri automatique de composants.

Dans cette configuration, il faut bien entendu, outre le manipulateur qui assure le convoyage des composants et le séquençage des mesures, un adaptateur de test spécifique. Tous ces éléments font partie des nombreuses options disponibles avec l'appareil.

Le **tableau 1**, en plus de la validi-

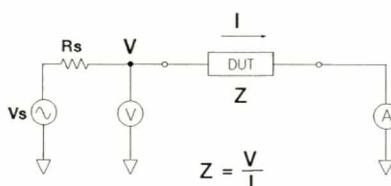


Figure 1 : méthode de mesure simplifiée mise en œuvre.

té des mesures par gamme, spécifie le type d'affichage et l'étendue des résultats que l'on peut obtenir pour les différents paramètres.

Rappelons la signification des symboles utilisés :

- Z, impédance en module.
- Rs, Rp : résistance série ou parallèle équivalente.
- DCR, X : résistance continue et réactance, partie imaginaire de Z.
- Y : admittance en module.
- Gs, Gp : conductance série ou parallèle équivalente.
- B : susceptance ou partie imaginaire de l'admittance.
- Cs, Cp : capacité série ou parallèle équivalente.
- Ls, Lp : inductance série ou parallèle équivalente.
- L2, M : inductance de l'enroulement comportant le plus de spires d'un transfo et mutuelle inductance.
- D : facteur de dissipation, inverse de Q.
- Q : facteur de qualité, inverse de D.
- $\theta$  : argument, angle de phase.
- N : rapport de transformation (transformateur).

Il est évident qu'hormis pour un transformateur, tous ces paramètres sont liés par des relations entre eux et découlent tous d'un même type de mesure qui consiste à déterminer partie réelle et imaginaire de l'impédance ou admittance. Les paramètres mesurables sont regroupés par «page» au sein d'un menu accessible en appuyant sur la touche «Meas pmtr» à action directe. On choisit le jeu requis à l'aide des touches  $\uparrow$ ,  $\downarrow$ , le jeu courant étant en clignotant. Le choix est ensuite entériné à l'aide de la touche «Enter».

Cette procédure est valable quelle que soit la fonction à sélectionner et autorise une exploitation aisée malgré le nombre de touches et de possibilités important offert par l'appareil.

L'accès à une fonction se fait par la touche correspondante ou bien par l'appui sur la touche bleue, «blue», préalablement s'il s'agit d'une touche à double fonction et que l'on souhaite la deuxième (la référence écrite au dessus et en bleu dans ce cas), puis s'il y a un choix, il s'opère par les touches fléchées  $\uparrow$ ,  $\downarrow$ , enfin la validation est obtenue par appui sur «enter». Dans tous les cas le choix courant est rappelé par un clignotement de l'afficheur.

Outre les fonctions et le jeu de caractères numériques, certaines touches correspondent à un statut de mesure. Il en est ainsi pour la

Gamme	Etendue de mesure garantissant la précision	validité de la mesure
0,1 $\Omega$	$ Z  \leq 100 \text{ m}\Omega$	$ Z  \leq 110 \text{ m}\Omega$
1 $\Omega$	$100 \text{ m}\Omega <  Z  \leq 1 \Omega$	$ Z  \leq 1,1 \Omega$
10 $\Omega$	$1 \Omega <  Z  \leq 10 \Omega$	$ Z  \leq 11 \Omega$
100 $\Omega$	$10 \Omega <  Z  < 1 \text{ k}\Omega$	All
1 k $\Omega$	$1 \text{ k}\Omega \leq  Z  < 10 \text{ k}\Omega$	$ Z  \geq 900 \Omega$
10 k $\Omega$	$10 \text{ k}\Omega \leq  Z  < 100 \text{ k}\Omega$	$ Z  \geq 9 \text{ k}\Omega$
100 k $\Omega$	$100 \text{ k}\Omega \leq  Z  < 1 \text{ M}\Omega$	$ Z  \geq 90 \text{ k}\Omega$
1 M $\Omega$	$1 \text{ M}\Omega \leq  Z  < 10 \text{ M}\Omega$	$ Z  \geq 900 \text{ k}\Omega$

fréquence de travail, le mode de déclenchement, le niveau de tension délivré par le générateur, le mode - local ou remote - de travail, le blocage du clavier (key lock), le mode échelle manuelle ou autoranging, etc.

Les statuts choisis sont rappelés par une petite flèche en regard de l'inscription afférente disposée sous l'afficheur. Ce même afficheur indique le nom des paramètres en clair et les résultats sur cinq chiffres soit en notation normale avec le multiple ou sous-multiple de l'unité soit en notation scientifique si l'on fait ce choix par la touche directe «Eng». Dans ce cas, les résultats sont affichés avec mantisse et puissance de 10.

### Les précautions de mesure

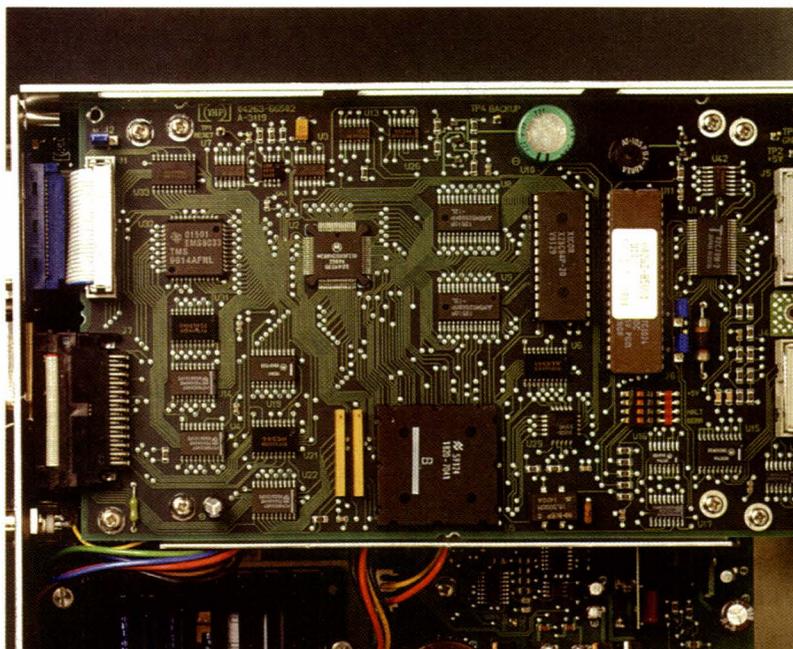
Comme tout appareil de mesure perfectionné et bien pensé, le HP 4263A nécessite quelques précautions d'emploi si l'on veut obtenir des résultats valides à la hauteur des caractéristiques de l'appareil.

S'agissant de mesure sur des composants réactifs, on veillera,

Paramètre	gamme affichable
Z	0,01 m $\Omega$ à 999,99 M $\Omega$
RS, RP, DCR, X	$\pm 0,01 \text{ m}\Omega$ à $\pm 999,99 \text{ M}\Omega$
Y	0,1 nS à 9999,9 S
GS, GP, B	$\pm 0,1 \text{ nS}$ à $\pm 9999,9 \text{ S}$
CS, CP	$\pm 1 \text{ fF}$ à $\pm 9,9999 \text{ F}$
LS, LP, L2, M	$\pm 0,1 \text{ nH}$ à $\pm 999,99 \text{ kH}$
D	$\pm 0,0001$ à $\pm 9,9999$
Q	$\pm 0,1$ à $\pm 9999,9$
$\theta$	-180° à +180°
N	0,9 à 999,99

Tableau 1.

tant que faire se peut, à minimiser au mieux l'effet des éléments parasites tels que capacité répartie de câblage (qui vient en parallèle sur l'entrée), inductance et résistance linéique des liaisons (qui viennent en série) et enfin champ électromagnétique perturbateur. La première précaution consiste à employer des interfaces de liaison appropriées et HP selon les types de composants et la configuration de mesure en propose plusieurs, la plus communément adoptée étant l'adaptateur standard 16047A. Ce dernier autorise



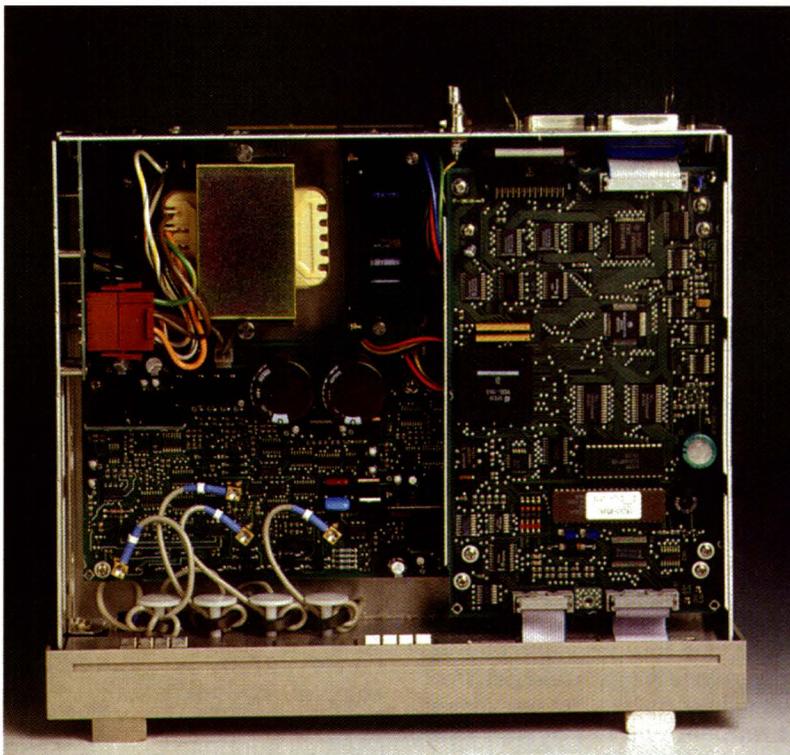
La carte de contrôle-affichage à micro-processeur.

la manipulation des composants axiaux et radiaux dans une grande fourchette dimensionnelle grâce à ses mors rectangulaires en laiton qui assurent à la fois un contact optimum et une excellente référence de potentiel entre les points Hcur, Hpot, d'une part, et Lcur, Lpot, d'autre part.

On se servira ensuite des différentes possibilités de correction offertes par l'appareil, à savoir : entrée d'un plan de référence que l'on peut choisir entre 0 et 4 m par bond d'un mètre - attention, selon la longueur choisie, toutes les fréquences de test ne sont pas permises -, correction de court-circuit qui permet de retrancher les effets des éléments série (résistance et inductance) de la liaison, correction de circuit ouvert qui permet d'annuler l'admittance parasite (capacité répartie) et éventuellement, mais ce n'est possible qu'en mode remote par le bus IEEE, correction de charge, qui consiste à effectuer une mesure sur un élément étalon et à sauvegarder les déviations mesurées par rapport à la valeur standard. Grâce à la grande souplesse de l'appareil, gestion par microprocesseur oblige, ces diverses corrections s'effectuent très rapidement :

- pour figer un plan de référence on appuie successivement sur la touche «blue» de dédoublement et sur «câble» puis à l'aide des touches fléchées (incrémentations - décrémentation), on choisit parmi les valeurs offertes à l'affichage, celle clignotante rappelant la valeur courante ; une fois la longueur sélectionnée, on appuie sur «enter».

- pour les corrections de court-circuit et de circuit-ouvert (après avoir opéré les raccordements adéquats bien entendu), c'est aussi simple : appui sur «blue» puis «open» ou «short» et l'appareil effectue tout seul la correction et conserve en EEPROM les valeurs «parasites». Dans un cas comme dans l'autre, le HP 4263A se positionne automatiquement dans une configuration de mesure appropriée et signale d'éven-



Vue d'ensemble de l'intérieur.

tuelles erreurs telle qu'une impédance trop importante pour un court-circuit. Si tout se passe bien, il indique que la correction est effectuée et rend la main.

Signalons d'ailleurs qu'un test des contacts est aussi possible et, ce, en permanence dès lors qu'on a sélectionné «Cont chk» et qui sera rappelé comme toutes les fonctions et paramétrages de type «bascule» par une petite flèche sur l'afficheur pointant l'inscription afférente du dessous d'écran.

Les précautions de manipulation ont leur importance mais le choix du type de mesure aussi.

Selon la nature de l'impédance connectée et l'ordre de grandeur de son module, il sera préférable d'opter pour l'obtention d'un jeu de paramètres ou un autre. Ainsi, pour un condensateur de forte valeur, il est souhaitable de travailler en impédance et d'évaluer la résistance de perte série (ce qui donne accès à Cs-Rs, Cs-D, Cs-Q ou R-X, |ZI-Φ). Pour un condensateur de faible capacité on optera, à l'inverse, pour la mesure de l'admittance (Cp-D, Cp-G, G-B, |YI - Φ).

Il en va de même pour les inductances et les résistances dont on veut évaluer, outre leurs valeurs, celles des éléments réactifs, sachant que les opérations sont duales comme nous l'avons mentionné plus haut.

Comme toujours avec les appa-

reils Hewlett-Packard, la notice est à cet égard fort détaillée et très explicite et, est-il besoin de le préciser, sa lecture attentive avant et en cours des premières utilisations, fortement conseillée.

### Fonctionnement et utilisation

Pour se servir correctement d'un appareil, il est nécessaire d'en comprendre son fonctionnement. Le HP 4263A procède par acquisitions de tension, courant, et phase avec un délai par rapport à l'instant de déclenchement déterminé soit en manuel (touche trig-mode) soit en externe via BNC, soit via l'interface IEEE. L'utilisateur peut choisir un temps d'acquisition (Time : Short Med Long) parmi trois proposés via la touche «meas time» ; qui déterminera le délai de début d'acquisition par rapport à l'instant de déclenchement et par rapport au temps global de prise en compte de la mesure. Ceci est très important car on peut se positionner dans un régime établi selon le type de composant et l'ordre de grandeur de sa valeur aussi bien pour des mesures en alternatif que pour caractériser la composante résistive continue qui rappelle-le est accessible directement avec l'option 001.(mesure L2 - N ou M et DCR) ou bien via la touche bias et l'entrée BNC-DC



La face arrière avec les connecteurs IEEE et manipulateur externe ainsi que les prises BNC pour les entrées trigger et bias.

en face arrière avec sélection d'une tension entre 0,5 et 2 V par mesure.

Car selon l'ordre de grandeur de la capacité ou de l'inductance à mesurer, on doit être sûr de mesurer la composante réactive après au moins sept constantes de temps RC ou L/R pour être en dehors du régime transitoire.

Il est possible ensuite de moyenner les acquisitions par «Blue» - «Average» jusqu'à 256 fois, de fixer des limites supérieures ou inférieures sur un paramètre choisi, soit un gabarit d'entrée, par «blue», «min», «max» et d'opérer du tri, d'actionner un Beeper et un mode «fail», «pass» donc bon ou mauvais ou encore d'opérer en relatif via la touche «Δ ref., Δ mode». Ces dernières opérations peuvent être automatique avec le manipulateur, une fois programmées, ou encore faire partie d'une des neuf configurations que l'on peut entrer et rappeler via la touche «RCI-Save» en mode local.

### Conception, fabrication

Comme en témoignent les vues internes, il s'agit d'un appareil employant tout l'arsenal des technologies modernes. Signalons que le HP 4263A fait partie des appa-

reils construits au Japon par la filiale HP Japon de Yokogawa, de même que tous les accessoires proposés avec.

L'alimentation est placée au fond de l'appareil et l'ensemble de l'électronique occupent deux cartes à trous métallisés, une grande pour toute la partie analogique et acquisition et une au demi-format séparée par écran supportant l'ensemble de l'électronique de contrôle, d'affichage et de calcul, c'est-à-dire microprocesseur et périphériques.

Les interconnexions sont réalisées par nappes et connecteurs encliquetables, ce qui autorise un accès aisé pour la maintenance, qui peut donc s'opérer directement par test de carte.

### Conclusion

Le HP 4263A est un appareil complet. Tellement complet que l'utiliser au maximum de ses possibilités suppose une sérieuse prise en mains. Le prix est bien sûr en rapport avec la haute technicité de cet instrument avec lequel sont proposés tous les accessoires de mesure indispensables pour faire face à tous les cas de figures rencontrés lors du tri, du test ou de la caractérisation de



Les accessoires courants pour composants et transformateurs.

composants passifs linéaires. Pour fixer les idées, le HP 4263A, version de base, est proposé à 24 730 F HT. L'adaptateur de mesure standard 16047A vaut 1760 F HT. Si vous souhaitez procéder à des mesures sur transformateurs, il vous faudra accéder à l'option 001 du 4263A, ce qui vous coûtera 4200 F HT de plus, et consentir l'acquisition de l'adaptateur pour transfo, référencé 16060A, pour 3440 F HT. Rappelons pour finir que le HP 4263A ainsi que les accessoires s'y rapportant sont disponibles sur stock auprès de HP direct aux Ulis.

C. DUCROS

## A VOS DIMENSIONS A PARTIR DE 300 PIÈCES

### SERIE DB DPC

### DESIGN PLASTIQUE

- SUPPORTS CIRCUIT IMPRIME AMOVIBLES
- SANS VIS
- FERMETURE PAR CLIPS SECURITE
- FORMAT EUROPE
- 4 PARTIES DEMONTABLES



DB1 : 25 x 53 x 103  
DB2 : 25 x 63 x 125  
DB3 : 30 x 83 x 163  
DB4 : 30 x 103 x 203

DB5 : 50 x 103 x 203  
DB6 : 17 x 38 x 83  
PUPITRES :  
DPC 1 : 17/25 x 103 x 163  
DPC 2 : 17/25 x 203 x 163



DEPARTEMENT : PRODUITS STANDARDS  
LA TOLERIE PLASTIQUE  
Z.I ROUTE D'ETRETAT Tél. : 35.44.92.92  
76930 OCTEVILLE/MER Fax : 35.44.95.99

# ■ Programmation de la centrale d'acquisition

Pour ceux de nos lecteurs qui n'ont jamais développé de montage avec le 8052AH BASIC, un problème se pose avec la centrale d'acquisition du N° 539. En effet, la partie programmation n'a pas été implantée sur la carte principale. Il y a plusieurs raisons à cette absence. A l'origine du montage, le 80C32 avait été choisi avec le basic transféré en mémoire. Or dans cette configuration, toutes les possibilités du basic sont présentées à l'exception des instructions pour la programmation. Autre raison, même si le 8052AH BASIC est utilisé dans une application bien particulière comme, par exemple, celle décrite ci-après, l'absence de cette partie programmation peut être une sécurité contre une fausse manœuvre

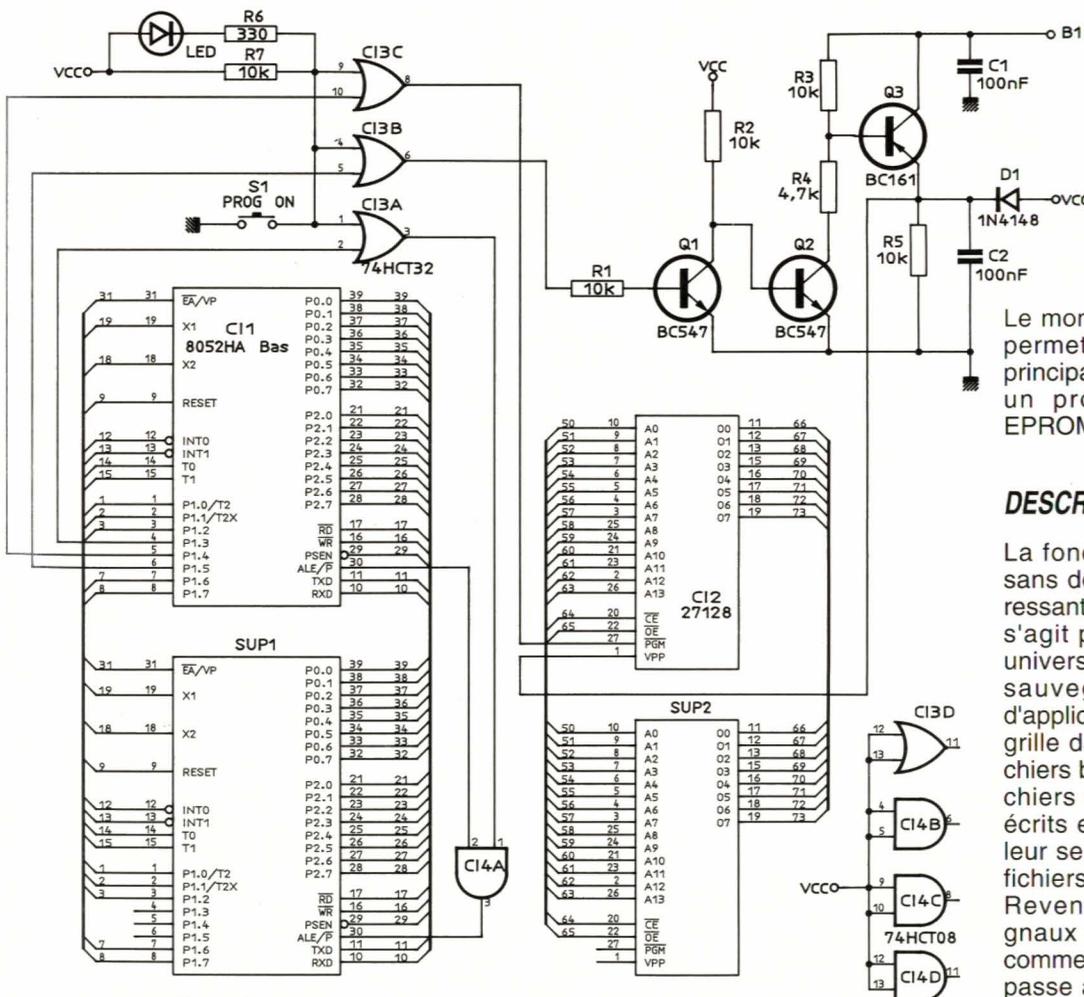
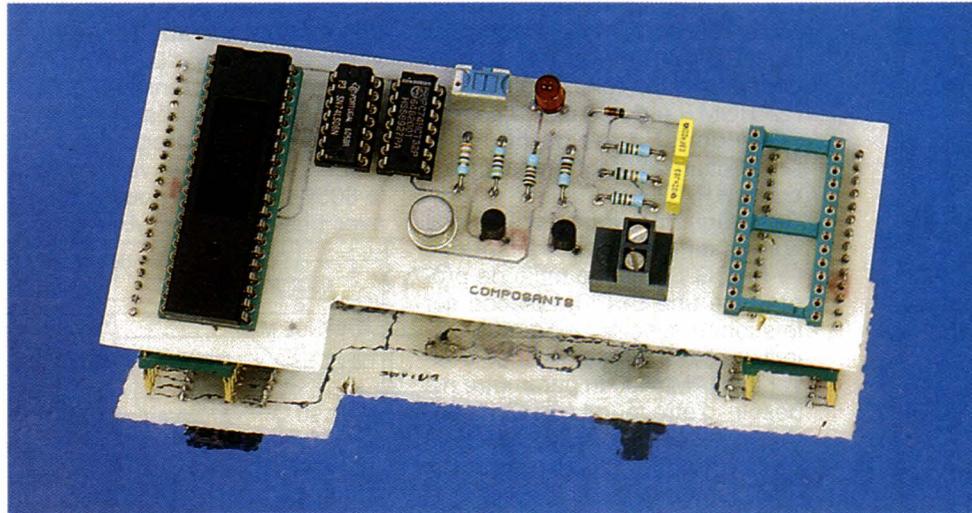


Figure 1.

Le montage proposé aujourd'hui permet tout en laissant la carte principale en place, de transférer un programme au point en EPROM.

## DESCRIPTION DU MONTAGE

La fonction programmation est sans doute la partie la plus intéressante du 8052AH BASIC. Il ne s'agit pas d'un programmeur universel, mais d'un système de sauvegarde des programmes d'applications. Le 8052AH BASIC grille dans l'EPROM le ou les fichiers basic, en fait jusque 255 fichiers différents que vous avez écrits et testés. Le microcontrôleur se charge de compacter les fichiers avant la programmation. Revenons au circuit et aux signaux de programmation. Pour commencer, la ligne P1.5 du 8052 passe au niveau logique bas, ce qui provoque l'application, à tra-

vers Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub>, de la tension de programmation sur l'entrée VPP de la mémoire. Cette tension doit être adaptée au type d'EPROM employée, en général 12,5V ou 21V (Borne B1), voir le **tableau 1**. Avant que P1.4 ne passe au niveau logique bas pour activer l'entrée PGM de la mémoire, le 8052 va placer l'octet d'adresse de poids faible sur les AD0... AD7 puis il inhibe le signal ALE en mettant P1.3 au niveau bas. Il place l'octet d'adresse de poids fort sur les A8... A15 et les 8 bits de la donnée sur les lignes D0... D7 de l'EPROM. La durée de l'impulsion issue de P1.4 est de 50 ms si l'instruction de programmation est du type PROG.

Rappelons quelques précisions sur les différentes commandes :

— PROG : Cette commande programme une EPROM placée sur le support avec le programme sélectionné, ce dernier peut se trouver en RAM. Aucun paramètre n'a besoin d'être fourni à la commande qui place automatiquement le programme à la suite de ceux déjà contenus dans l'EPROM et qui lui affecte un numéro qui vous est indiqué. C'est ce numéro que vous aurez à utiliser ensuite avec la commande ROM si vous voulez rappeler le programme. Si la mémoire ne peut se programmer correctement, un message est affiché.

Exemple d'utilisation de la commande PROG :

```
>.RAM
Ready
>List
 10....
 20....
Ready
>PROG
 8
Ready
>ROM 8
Ready
```

Dans cet exemple, le programme en cours de mise au point est en RAM. Le fait de taper PROG lance la programmation de l'EPROM, le 8052 signale qu'il aura le numéro 8 (sept autres programmes sont dans cette mémoire). La commande ROM 8 qui suit sélectionne ce programme.

— PROG1 : Cette commande s'utilise seule, et préalablement à une commande PROG. Elle programme dans l'EPROM la vitesse de transmission utilisée sur la liaison série avec le terminal. A la mise sous tension de la carte, il n'est plus nécessaire de frapper la barre espace pour entrer en communication, le 8052 choisit

d'office la vitesse qui a été programmée dans l'EPROM.

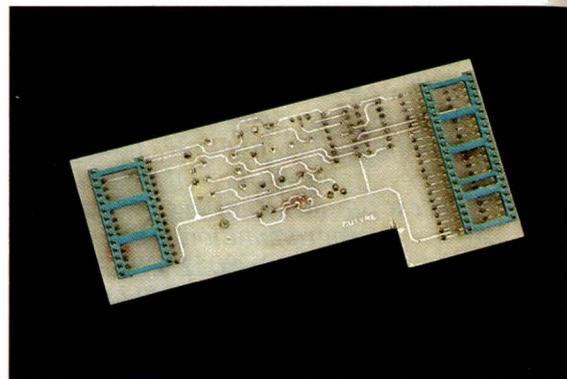
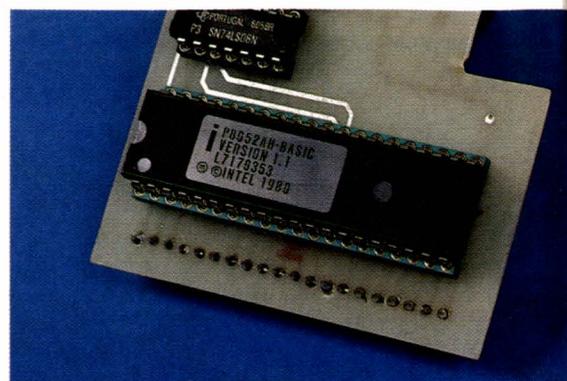
— PROG2 : Cette commande est une des plus importantes et des plus intéressantes. Elle programme la vitesse utilisée comme PROG1, mais surtout elle ordonne au 8052 de lancer automatiquement le programme N°1, à la mise sous tension. De ce fait, tout terminal devient inutile une fois que l'EPROM a subi un PROG2 et une programmation avec PROG du programme de votre application. Lors d'un RESET ou d'une mise sous tension, le 8052 ne lancera pas le basic mais directement votre programme. Ce fonctionnement est valable pour le 8052 mais aussi pour le 80C32 avec basic en EPROM.

MARQUE		TENSION
ADVANCE MICRO DEVICES	27188	21 V
	27128 A	12,5 V
FUJITSU	27128	21 V
	27 C128	21 V
HITACHI	4827128G	21 V
	4827128P	21 V
	27128AG	12,5 V
INTEL	27128	21 V
	27128A	12,5 V
	27128B	12,5 V
	27C128	12,5 V
MITSUBISHI	27128	21 V
	27C128	21 V
ATMEL	27C128	12,5 V
MICROCHIP	27C128	12,5 V
NS	27C128	12,5 V
	27CP1128	12,5 V
NEC	27128	21 V
OKI	27128	21 V
	27128 A	12,5 V
SGS	27128A	12,5 V
TI	27128	21 V
	27C128	12,5 V
	27PC128	12,5 V
TOSHIBA	27128	21 V
	27128 A	12,5 V
	271287D	21 V

Tableau 1 : les différentes tensions de programmation pour les 27128 de marques différentes.

### Mise en œuvre

Le circuit imprimé réalisé en double face à trous métallisés n'appelle aucun commentaire particulier. Pour SUP<sub>1</sub> et SUP<sub>2</sub> il faut prévoir des intercalaires mâles/mâles pour support tulipe. Cette carte vient s'embrocher sur le support du microcontrôleur (U<sub>1</sub>) et sur le support de la mémoire (U<sub>5</sub>), de la carte principale.



### Exemple d'utilisation de la centrale en alarme

Les contacts de surveillance seront raccordés sur le connecteur JP<sub>3</sub>, que ce soit des contacts de feuillure, de détecteur infrarouge ou de radar, la temporisation de telle ou telle entrée se fera par programme. La ligne d'autosurveillance de l'installation (protection contre l'ouverture des boîtiers) est accordée sur l'entrée S<sub>1</sub>, ligne qui sera normalement fermée. Cette entrée agit directement sur l'entrée INT1 du microcontrôleur. Elle permet ainsi d'interrompre momentanément le programme et de déclencher l'alarme à tout moment. L'action des différents contacts ou détecteurs sur les entrées sera contrôlée par les LED câblées sur la carte. Une entrée est utilisée pour la mise en ou hors service de l'alarme. Pour les sorties, le relais K<sub>1</sub> peut être affecté au déclenchement de la sirène. Les relais K<sub>4</sub> et K<sub>8</sub> seront éventuellement utilisés pour simuler une présence, allumer l'éclairage d'une pièce, ou mettre en marche un projecteur extérieur (en prenant soin de relier ces relais par un modèle plus puissant suivant l'intensité consommée par le récepteur). Imaginons un fonctionnement plus souple encore, une entrée est affectée pour la mise en marche, une autre pour le choix du fonctionnement :

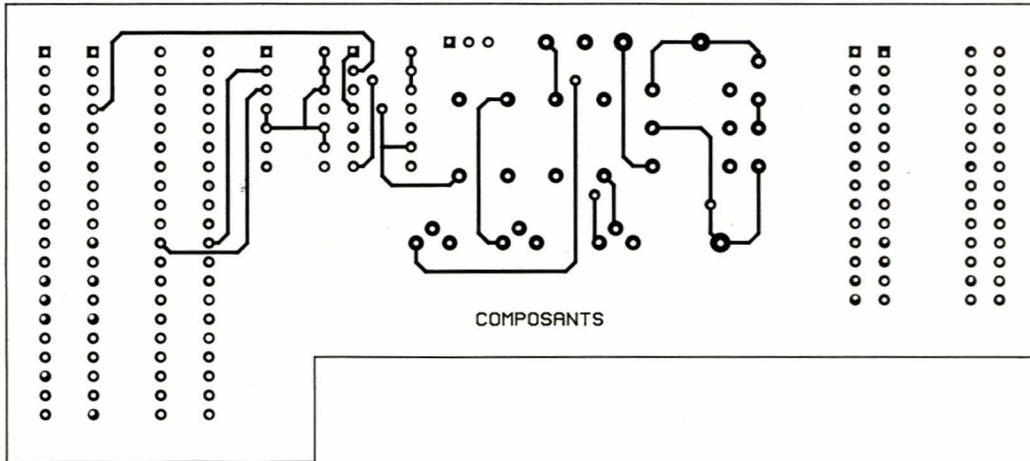


Figure 2.

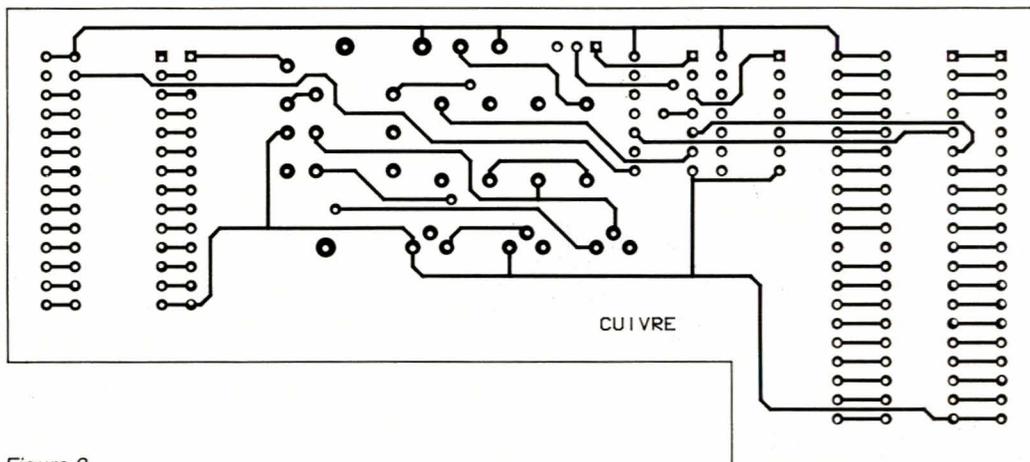


Figure 3.

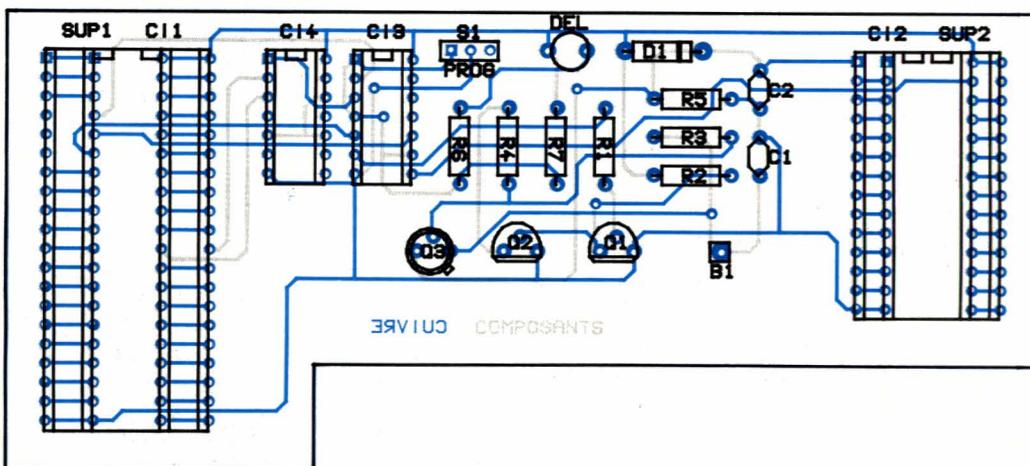


Figure 4.

— Premier cas ; vous êtes absent, votre habitation est vide. Le choix pour la centrale sera : prise en compte, au niveau des entrées, de tous les capteurs ; sur alarme, déclenchement de la sirène extérieure, ( $K_1$ ) et appel d'un numéro de téléphone via l'interface.

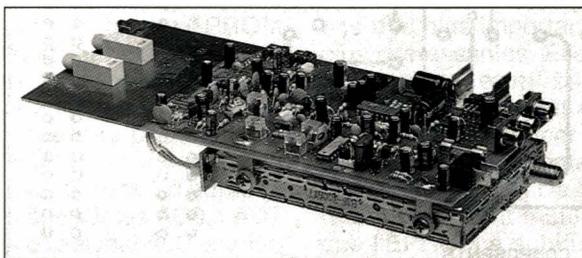
— Deuxième cas ; vous êtes chez

vous : prise en compte de certaines entrées (contacts de fenêtres, porte...) à l'exception des infrarouges et radar intérieur, sur alarme, déclenchement d'un buzzer (via relais  $K_4$  et  $K_8$ ), pas de sirène et pas de composition de numéro (surveillance la nuit lorsque vous vous reposez tranquillement).

### Fonctionnement de l'interface téléphone

Donc sur déclenchement de l'alarme, le relais  $K_2$  colle puis bat pour la composition du numéro ( $N^\circ$  préalablement enregistré dans le programme et correspondant au lieu où vous devez vous rendre).

## EURO 600 MODULE SATELLITE



### 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  
C O M M U N I C A T I O N  
B.P. 22 - 65, rue de la République  
F- 57520 GROSBLIEDERSTROFF  
Tél. : (33) 87 09 08 67  
Fax. : (33) 87 09 08 76

**LSC**  
FRANCE



La numérotation finie, le relais  $K_3$  colle et envoie sur la ligne via  $T_1$ , un bip caractéristique, ceci pendant un temps déterminé. Une fois ce temps écoulé, les deux relais  $K_2$  et  $K_3$  retombent et le système se met en attente d'un éventuel appel. Vous avez reçu l'appel, vous rappelez votre numéro, la centrale le détecte, via le coupleur  $ISO_1$ , et prend la ligne par  $K_2$ . Il ne vous reste qu'à envoyer, à condition d'avoir un téléphone à fréquences vocales (quand même très répandu aujourd'hui), un code secret à quatre chiffres (détecté par  $U_{21}$ ).

Si le code est exact, la centrale arrête le processus d'appel ainsi que l'alarme, sinon le cycle recommence avec un autre numéro.

Une fois de retour chez vous, vous pouvez voir le type de défaut survenu sur l'afficheur.

**Roland FRANÇOIS**

Rectifions une erreur de la figure 1 et du texte de la description du mois d'octobre. Il y a lieu d'inverser le fonctionnement de JP6. En effet, la position A est affectée au 80C32 (EA est à la masse) et B au 8052AH BASIC (EA au PLUS), "MEA CULPA".

# DILEC Services

à Montparnasse au 37 rue de la Gaité  
PARIS 14<sup>e</sup>

Tél. : (1) 43.27.75.84  
Fax : (1) 43.27.75.30

**Service C.I. minute !**

Réalisation instantanée de votre circuit imprimé.

**Service** de conception et réalisation en CAO.

**Service** de réalisation de circuits imprimés à partir de revues, mylars ou disquettes.

**Service** traceur à votre disposition (norme HPGL).

**Service** de programmation et duplication d'EPROM, de microcontrôleurs, de PAL et GAL.

CONDITIONS PARTICULIERES  
POUR PROFESSIONNELS

## Nomenclature

### Résistances

$R_1, R_2, R_3, R_5, R_7$  : 10 k  $\Omega$

$R_4$  : 4,7 k  $\Omega$

$R_6$  : 330  $\Omega$

### Condensateurs

$C_1, C_2$  : 100 nF

### Semiconducteurs

$D_1$  : 1N4148

$D_2$  : LED

$Q_1, Q_2$  : BC547

$Q_3$  : BC 161

### Circuits intégrés

$IC_1$  : 8052AH basic

$IC_2$  : 27128 (à programmer)

$IC_3$  : 74HCT32

$IC_4$  : 74HCT08

### Divers

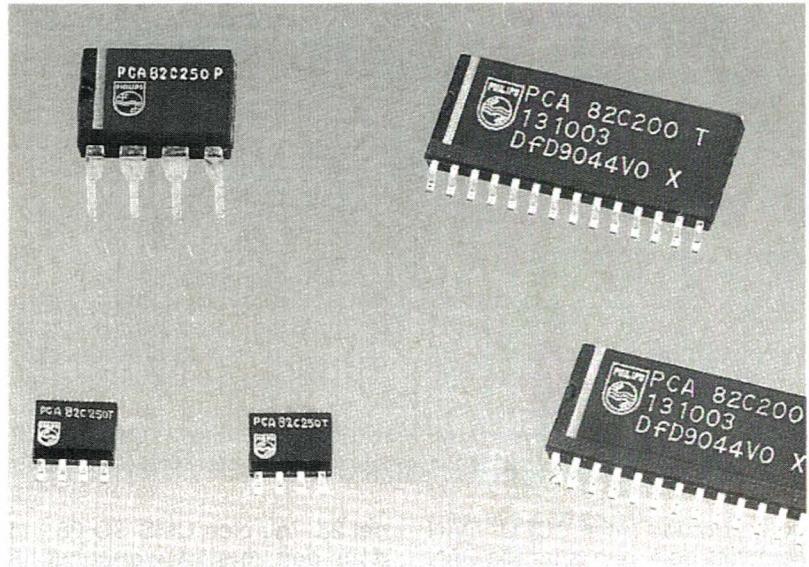
$B_1$  : bornier circuit 2 pôles

$S_1$  : interrupteur pour circuit

$Sup_1$  et  $2$  : support 40 broches axes longs

# Le bus CAN - les composants existants

*Le mois dernier nous vous avons présenté les grandes lignes du bus CAN et avons décrit les particularités de son protocole. Pour qu'un bus "vive", il faut qu'il soit jugé "intéressant" et malgré le coût engendré par le développement de composants spécifiques, il est nécessaire que des circuits intégrés ou famille de circuits intégrés le supportent efficacement. Le but des lignes qui suivent est de vous indiquer la panoplie de composants existants supportant le bus CAN.*



Reprenons par le début la philosophie que sous-entend le mot bus en terme d'architecture de composants.

## LES CHOIX D'ARCHITECTURE

Il est tout d'abord au moins nécessaire de disposer d'un circuit apte à créer et à déchiffrer le protocole, appelé en bon anglais qui se respecte un "controller" de protocole.

Ce genre de circuit est généralement incapable de fonctionner tout seul et doit être piloté par un microcontrôleur 8 ou 16/32 bits. De ce fait, il doit posséder une interface adaptée à un ou des types de familles de microcontrôleurs particuliers (ce qui recommence déjà à compliquer les problèmes !).

Jusque-là, que des choses pénibles mais quasiment standards. Naturellement l'intérêt d'un bus est de véhiculer des signaux sur une certaine longueur, donc sur une ligne et c'est à ce niveau que l'aspect "couche basse" de l'OSI / ISO refait sa sortie en disant que ce serait parfait qu'il y ait un circuit "driver" de ligne capable de doper un peu la ligne.

Vous voilà fin prêt à construire un superbe synoptique (figure 1) de votre "centrale intelligente" CAN. Certains d'entre vous nous diront tout de suite que plutôt que de présenter un puzzle à trois pièces - microcontrôleur, contrôleur CAN, driver de ligne - pourquoi ne pas intégrer directement le contrôleur CAN dans le microcontrôleur comme cela a été fait si intelligemment par exemple pour l'I2C et tant qu'on y est mettre l'interface ligne dedans ?

Un peu de pas de patience !

Bien, vous venez de terminer votre CPU mais hélas le mois dernier nous vous avons indiqué que ce bus possédait une philosophie particulière au niveau de ses nœuds notamment dans le fait que chacun d'entre eux peut vivre sa vie séparément et posséder sa propre autonomie (architecture à mémoire partagée, voir figure 2), ce qui implique que chaque nœud

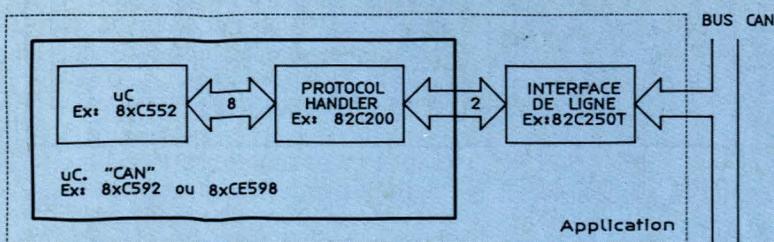
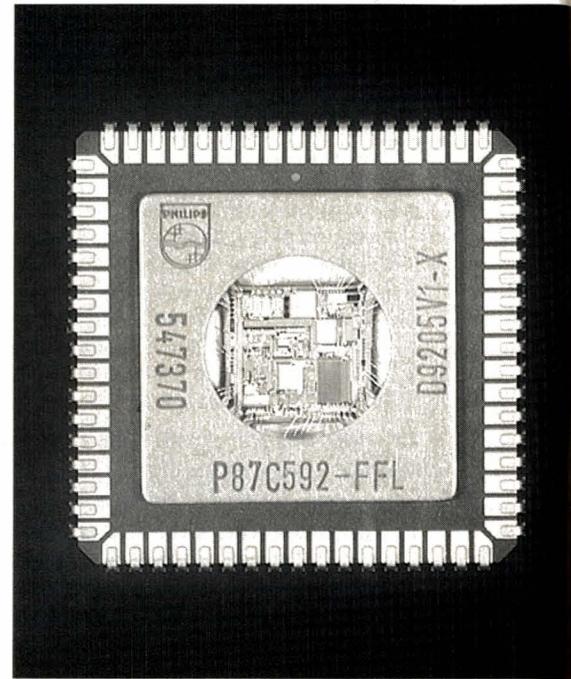
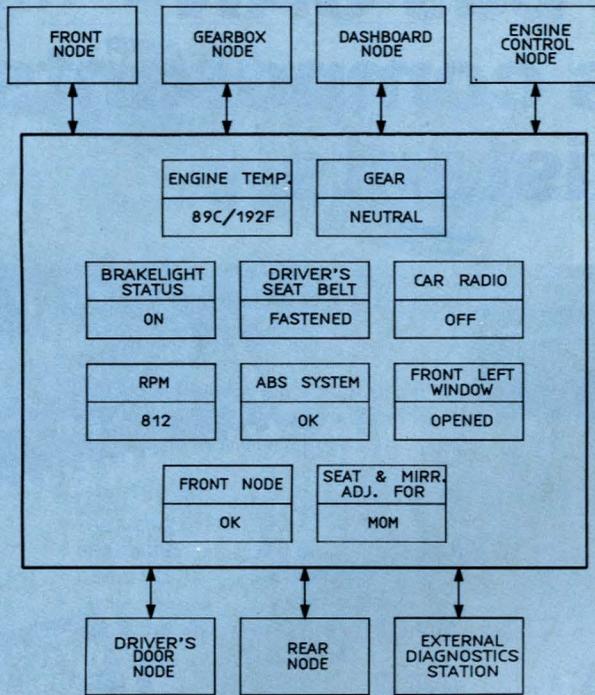


Figure 1



peut être une (mini) "CPU" CAN complète donc que la famille CAN ne devrait se composer (ou se réduire) qu'à des ensembles de type : (microcontrôleurs / contrôleurs de protocole).

Bien sûr de telles solutions sont coûteuses en composants et tout utilisateur sort immédiatement ses Kleenex pour éponger ses pleurs. Heureusement les fabricants de composants sont très magnanimes et ont conçu quelques circuits "dépoillés" afin de réaliser des interfaces plus simples à fonctionnalités "d'entrées-sorties" logiques ou analogiques fonctionnant en esclave (interrogeable bien entendu) sur le bus.

### Le gestionnaire de protocole PCA 82C 200

Ce circuit est l'exemple type du circuit d'interface entre un microcontrôleur (architecture Intel ou Motorola 8 et 16/32 bits) et le bus CAN (hormis le driver de ligne). Sa fonction réside à gérer les couches dites de "communication" et "physique" du protocole du bus CAN en tant que "stand alone controller". Dans ce cas de figure, le microcontrôleur externe a pour mission d'assurer la couche "applicative" de l'ensemble. Pour des raisons industrielles ce circuit est disponible en deux types de boîtier - DIL convention-

nel 28 - ou bien CMS SO 28 - et dans des versions capables de satisfaire la gamme de température dite étendue de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ .

Son schéma synoptique donné figure 3 fait apparaître plusieurs parties bien distinctes :

a) Une interface logique assurant la liaison entre le microcontrôleur et le circuit intégré via un bus "d'adresses / données" et les si-

gnaux de service classiques (ALE, CS, RD, WR, ...). C'est dans cette partie que sont centralisés les différents registres de "statut" des échanges entre le microcontrôleur et le bus CAN.

b) Deux étages tampon (chacun de 10 octets de profondeur) utilisés lors de la phase de réception en alternance l'un de l'autre permettant ainsi à deux informations successives de pouvoir arriver

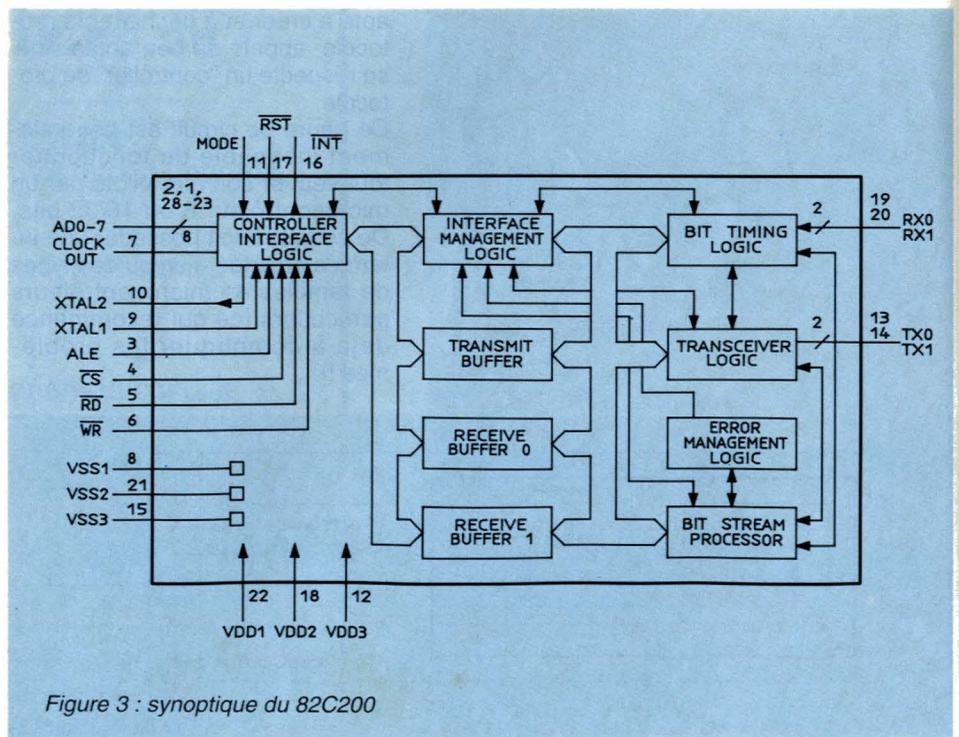


Figure 3 : synoptique du 82C200

sans perturber le traitement de celle déjà en cours.

c) Un étage tampon (de 10 octets de profondeur) destiné aux messages devant être prochainement émis et affublé de sa logique de traitement adéquate.

d) Un gestionnaire de protocole et ses acolytes associés de logique de traitement des erreurs.

e) Et enfin, quelques gadgets de "glue" logique indispensable au bon fonctionnement de l'ensemble ! Après ces dernières incartades de vocabulaire, décrire ce composant par le détail tient de la note d'application du fabricant et, sans vouloir sombrer dans d'obscurs détails, il est préférable de retenir la philosophie qui a présidé à la conception de ce composant.

Il doit être considéré comme un périphérique "coprocesseur" (à dire vrai comme un composant d'entrées/sorties "memory-mapped") de la CPU principale que représente le microcontrôleur principal. Sa structure interne est composée de nombreux registres adressables soit en écriture soit en/ou lecture qui ont pour but de mettre en branle les différentes fonctionnalités que sait remplir ce circuit et assurant l'interdépendance entre le microcontrôleur et lui-même.

Pour connaître l'étendue de ces nombreuses fonctionnalités, la lecture de la signification des différents registres et des bits composants chacun d'entre eux donne l'essentiel des clés du mystère. Evidemment si votre curiosité est insatiable, il vous sera nécessaire de descendre au niveau de la signification du bit pour entrevoir toutes les subtilités du circuit (voir à titre d'exemple la **figure 4**).

Une fois ingurgités un à un tous ces bits (c'est copieux et particulièrement indigeste), il est nécessaire d'actionner registres et bits dans un certain ordre pour ne pas dire dans un ordre certain et ce cas par cas de figure.

A titre d'exemple la **figure 5** présente quelques algorithmes caractéristiques et l'ensemble ainsi formé "circuit + logiciel associé" permet de satisfaire sans restriction les particularités du protocole du bus CAN version 2.A énoncées dans le précédent article, notamment en ce qui concerne le nombre d'identificateurs (2032), le temps maximum de latence (laps de temps entre l'instant d'initialisation d'une demande de transmission et le démarrage réel de la transmission) pour les mes-

DESCRIPTION	AD-DRESS	7 (MSB)	6	5	4	3	2	1	0 (LSB)
<b>Control Segment</b>									
Control Register	0	Test Mode	Synch	reserved	Overrun Interrupt Enable Goto Sleep	Error Interrupt Enable Clear Overrun Status Transmission Complete Status Overrun Interrupt AC.4	Transmit Interrupt Enable Release Receive Buffer Transmit Access Error Interrupt AC.2	Receive Interrupt Enable Abort Transmission	Reset Request
Command Register	1	reserved	reserved	reserved	reserved	reserved	reserved	Transmission Request	Receive Buffer Status
Status Register	2	Bus Status	Error Status	Transmit Status	Receive Status	Wake-Up Interrupt AC.4	Transmit Buffer Access Error Interrupt AC.2	Data Overrun	Receive Interrupt
Interrupt Register	3	reserved	reserved	reserved	Wake-Up Interrupt AC.4	Transmit Buffer Access Error Interrupt AC.2	Transmit Interrupt AC.1	Receive Interrupt	AC.0
Acceptance Code Register	4	AC.7	AC.6	AC.5	AC.4	AM.3	AM.2	AM.1	AM.0
Acceptance Mask Register	5	AM.7	AM.6	AM.5	AM.4	BRP.3	BRP.2	BRP.1	BRP.0
Bus Timing Register 0	6	SJW.1	SJW.0	BRP.5	BRP.4	BRP.3	BRP.2	BRP.1	BRP.0
Bus Timing Register 1	7	SAM	TSEG2.2	TSEG2.1	TSEG2.0	TSEG1.3	TSEG1.2	TSEG1.1	TSEG1.0
Output Control Register	8	OCTP1	OCTN1	OCPOL1	OCTP0	OCTN0	OCPOL0	OCMODE1	OCMODE0
Test Register (see note 1)	9	reserved	reserved	Map Internal Register	Connect RX Buffer 0 CPU	Connect TX Buffer CPU	Access Internal Bus	Normal RAM Connect	Float Output Driver
<b>Transmit Buffer</b>									
Identifier	10	ID.10	ID.9	ID.8	ID.7	ID.6	ID.5	ID.4	ID.3
RTR Data Length Code bytes 1 - 8	11	ID.2	ID.1	ID.0	RTR	DLC.3	DLC.2	DLC.1	DLC.0
Code bytes 1 - 8	12 - 19	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
<b>Receive Buffer 0/1</b>									
Identifier	20	ID.10	ID.9	ID.8	ID.7	ID.6	ID.5	ID.4	ID.3
RTR Data Length Code bytes 1 - 8	21	ID.2	ID.1	ID.0	RTR	DLC.3	DLC.2	DLC.1	DLC.0
Code bytes 1 - 8	22 - 29	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
Clock Divider	31	reserved	reserved	reserved	reserved	reserved	CD.2	CD.1	CD.0

Figure 4

sages prioritaires, l'aspect Multicast et Broadcast du bus, etc ... Nous reviendrons lors des applications plus en profondeur sur les particularités de ce composant bien utile qu'est le PCA 82C200 et passons maintenant à l'un de ses grands frères.

### Le microcontrôleur CAN 8x592

Ça y est, nous y sommes ! Nous voilà revenu à nos amours ! Enfin un terrain connu. Un microcontrôleur, tout gentil, de la gran-

de famille 80C51, mieux encore, un dérivé "CANisé" du 8x552 ! Toutes les routines logicielles standards : UART, conversion A/D, PWM, ... sont récupérables, transportables, linkables. Il ne reste qu'à dépenser du "vrai" temps pour ne développer que la nouvelle partie CAN.

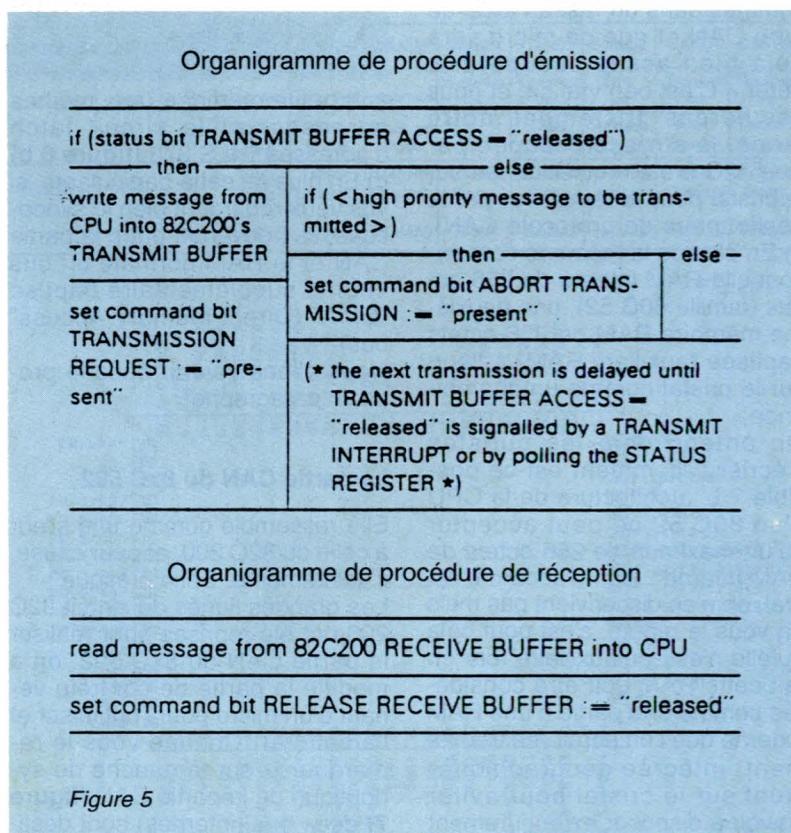


Figure 5

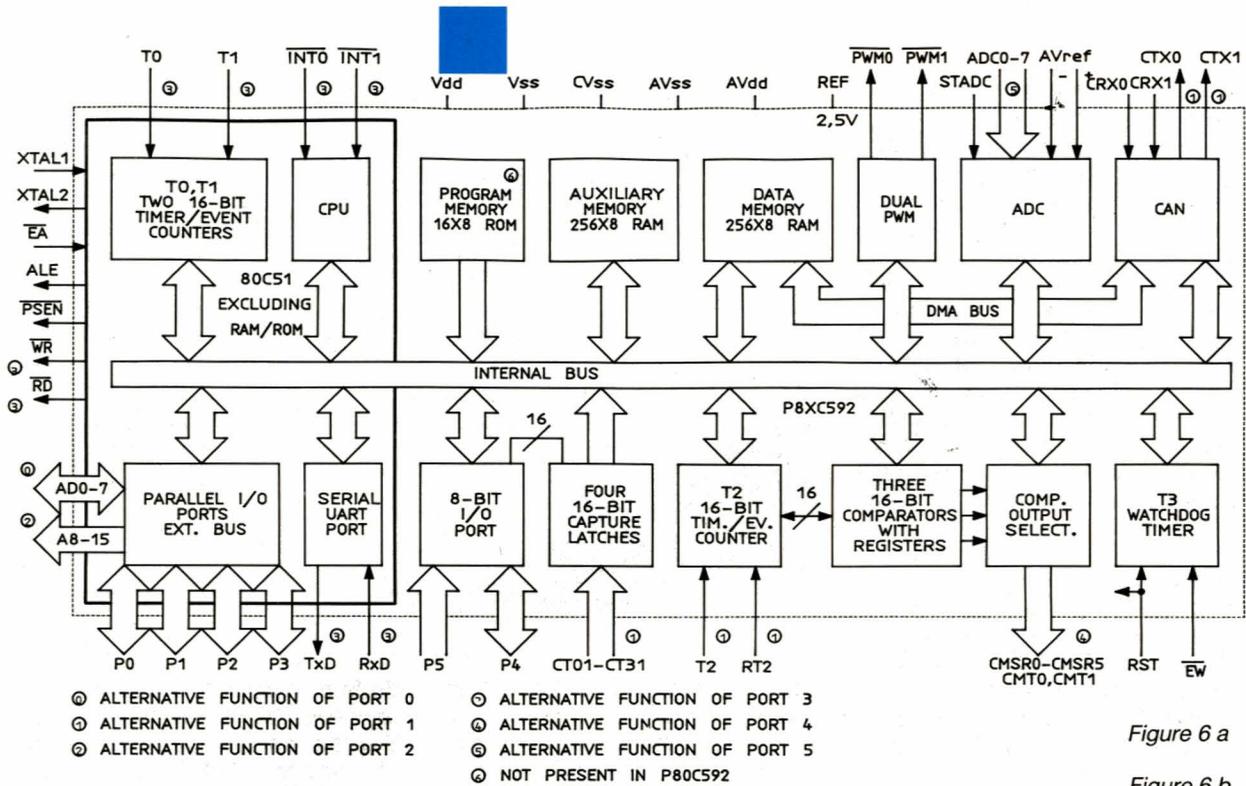


Figure 6 a

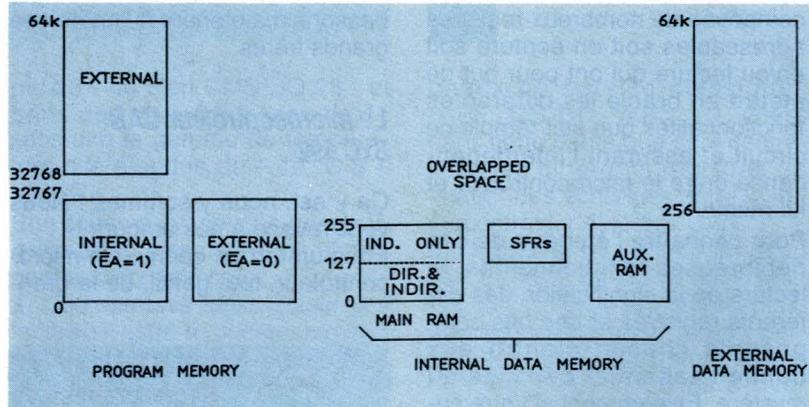
Figure 6 b

C'est fou ce que cela peut faire du bien au porte-monnaie parfois. Après cet élan grandiose et cet état de grâce, examinons maintenant de plus près le synoptique du 8x592 donné figure 6a.

A priori rien de très spécial, sauf quelques commentaires :

a) Sabotage, il n'y a plus d'I2C ! Vous pourrez dire : « et alors qu'est ce que ça peut faire étant donné que maintenant nous sommes dans un réseau local de type CAN et que ce micro sera déjà bien assez occupé à le gérer. » C'est ben vrai ça, et nous essuierons tristement notre larme, la surface occupée par "feu" I2C a été réquisitionnée sur le cristal pour la remplacer par le gestionnaire de protocole CAN). b) En plus de la mémoire conventionnelle RAM interne de 256 octets (famille 80C 52), une deuxième mémoire RAM de 256 octets baptisée "auxiliary RAM" a fleuri sur le cristal comme un champignon.

On entend déjà les puristes s'écrier : "comment est-ce possible ? L' architecture de la CPU d'un 80C 52 ne peut accepter qu'un maximum de 256 octets de RAM interne". Bon d'accord c'est vrai, on n'en disconvient pas mais on vous le répète, c'est pour cela qu'elle n'est "qu'auxiliaire" car en fait cette RAM doit être considérée comme une partie d'une RAM externe que l'on aurait (traîtreusement) intégrée géographiquement sur le cristal pour éviter d'avoir à disposer extérieurement



une petite mémoire (aux mêmes adresses) et le circuit latch d'adresses 74LS 373 (figure 6 b) c) En plus de cette particularité, si vos yeux regardent bien le synoptique, ils trouveront entre la partie CAN et la RAM normale un bus interne supplémentaire baptisé "DMA" (Direct Memory Access" bus)

Nous allons y venir dans le prochain paragraphe

### La partie CAN du 8x592

Elle ressemble comme une sœur à celle du 82C 200, et pour cause, c'est la même. Enfin presque ! Les grandes lignes du circuit 82C 200 ont été reprises pour réaliser la partie CAN du 8x592, on a modifié la partie de contrôle venant d'un micro pour l'optimiser et l'améliorer. Comme vous le remarquerez sur la gauche du synoptique de la partie CAN (figure 7) deux bus (internes) sont desti-

nés à assurer la communication entre le gestionnaire de protocole et la CPU du micro.

le bus d'adresses :

Il a pour but d'indiquer les endroits où seront placés les ordres que devra exécuter l'interface CAN

le bus de données:

En plus de positionner des données dans les registres de commandes de l'interface CAN, ce

bus a pour fonction d'assurer le transport des données CAN entre la CPU (en fait sa RAM) et le gestionnaire de protocole et ceci que ce soit à l'émission ou à la réception de messages CAN.

De façon à assurer le travail plus efficacement (c'est-à-dire plus rapidement et en quantité plus importante), une architecture particulière dite de DMA a été implantée sur le cristal avec pour fonctionnalité d'assurer un transfert "quasi" instantané et transpa-

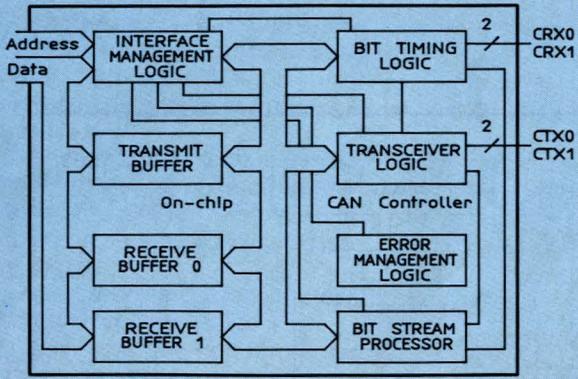


Figure 7

592, en mieux. En effet le 8xC "E" 598 a été conçu non seulement pour répondre à la gestion du bus CAN mais aussi pour mieux s'affranchir de rayonnements perturbateurs (parasites, champs électriques importants de 100 à 200 V/m) présents dans les applications industrielles et automobiles mais aussi pour rayonner le moins possible dans l'environnement où l'on est susceptible de le disposer (auto-radio, radio-téléphone) d'où son nom de "E" comme EMC.

La figure 9 vous donne son bro-

rent de données entre la mémoire RAM interne principale et les étages "buffers" de transmission et de réception présents dans la partie CAN du circuit intégré. En réalité et pour être très puriste, le temps nécessaire pour assurer le déplacement d'un bloc de données via ce DMA est au maximum égal à deux cycles d'instruction après que le bit de commande de fonction de la DMA soit positionné. Tout ceci est effectué en "tâche de fond" et n'affecte pas le déroulement normal du programme.

**les relations entre la CPU et la partie CAN du 8xC 592**

Les relations intimes entre la CPU et l'interface CAN sont assurées via 4 SFR's (voir et revoir l'architecture de la famille 80C 51 et principalement les 8xC552 et 652) ayant pour noms (figure 8 a) :

- CANADR aux adresses DBH
- CANDAT aux adresses DAH
- CANCON aux adresses D9H
- CANSTA aux adresses D8H

Si cela ne vous rappelle vraiment rien, c'est que vous faites preuve de mauvais caractère. Sans nous apesantir sur le sujet, vous remarquez donc que, comme les coucous, le CAN a fait son nid dans les SFR's de l'I2C. Le tableau (figure 8b) donne une indication générale des fonctionnalités commandées par les différents bits de ces registres. Pour terminer avec les microcontrôleurs de cette famille disons quelques mots du 8xC 598.

**Le microcontrôleur CAN 8xC 598**

A l'exception de quelques "grosses" différences, c'est la même philosophie que le 8xC

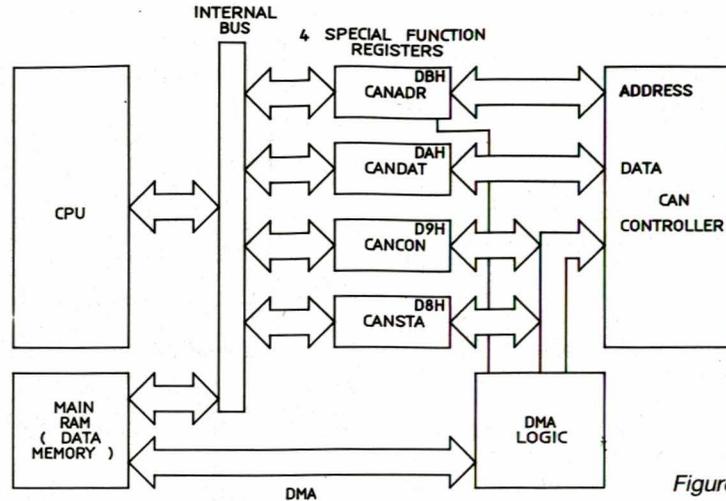


Figure 8 a

SFR	ADR	ACS	MSB 7	6	5	4	3	2	1	LSB 0
CANADR	D8H	R/W	DMA	reserved	AutoInc	CANA4	CANA3	CANA2	CANA1	CANA0
CANDAT	DAH	R/W	CAND7	CAND6	CAND5	CAND4	CAND3	CAND2	CAND1	CAND0
CANCON	D9H	R	reserved	reserved	reserved	Wake up Int	Overrun Int	Error Int	Transmit Int	Receive Int
			RX0 active	RX1 active	Wake up Mode	Sleep	Clear Overrun	Release Rx Buffer	Abort Transm.	Transmit Request
CANSTA	D8H	R	Bus Status	Error Status	Transmit Status	Receive Status	TX compl Status	Tx Buffer Access	Data Overrun	Rx Buffer Status
			RAMA7	RAMA6	RAMA5	RAM4	RAMA3	RAMA2	RAMA2	RAMA1

Figure 8 b

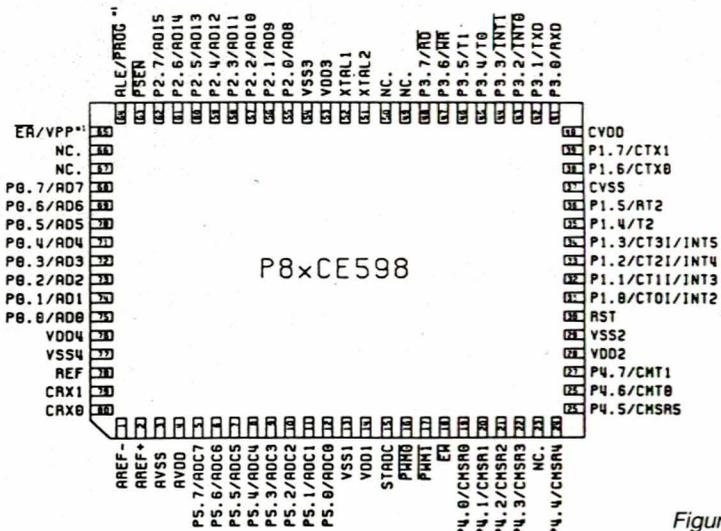


Figure 9

chage plus important (QFP 80) que son frère pour les raisons que nous allons vous commenter maintenant :

1) 4 paires de broches d'alimentation ont été disposées (4x V<sub>DD</sub> et 4x V<sub>SS</sub>) de façon adjacente sur chacun des côtés du boîtier en prévision d'implantations "intelligentes". Ceci permet de disposer des capacités (céramique de 100 nF) de découplage des alimentations au plus près des broches du circuit intégré.

2) Des broches séparées de V<sub>DD</sub> ont été prévues pour alimenter séparément la logique interne et celle des buffers des ports d'entrées/sorties.

3) Des broches ont été rajoutées pour alimenter les étages de sortie des émetteurs du bus CAN (CV<sub>DD</sub> et CV<sub>SS</sub>).

4) Des capacités internes de découplage ont été disposées pour diminuer les propriétés émissives du circuit intégré et améliorer son immunité aux perturbations et enfin,

5) tous les flancs (ou pentes) de montée et de descente des signaux sont contrôlés afin de limiter les dV/dT.

De plus, dans le cas d'applications où le code du programme est situé entièrement dans la (EP)ROM ou encore pendant les phases de temps où l'on ne fait pas d'accès externes au microcontrôleur, le signal normalement présent sur la broche ALE n'est plus disponible extérieurement.

Voici résumé en quelques mots les différentes possibilités offertes par des microcontrôleurs incluant le gestionnaire de protocole CAN. Nous nous sommes servis, comme vecteurs de présentation, de la famille de microcontrôleur 8 bits 8x C xxx mais si l'on désire être fair play, il faut signaler qu'à notre connaissance des composants sont aussi disponibles avec des performances sensiblement équivalentes mais dans d'autres familles, notamment chez INTEL et MOTOROLA.

Passons maintenant aux composants périphériques.

### Le simple interface d'entrées-sorties CAN, 82C 150

Dernier élément non passif de cette famille, le 82C 150 se veut un "esclave" CAN émetteur-récepteur répondant aux ordres d'un processeur CAN du type de ceux décrits aux paragraphes précédents. Il n'y a donc pas de

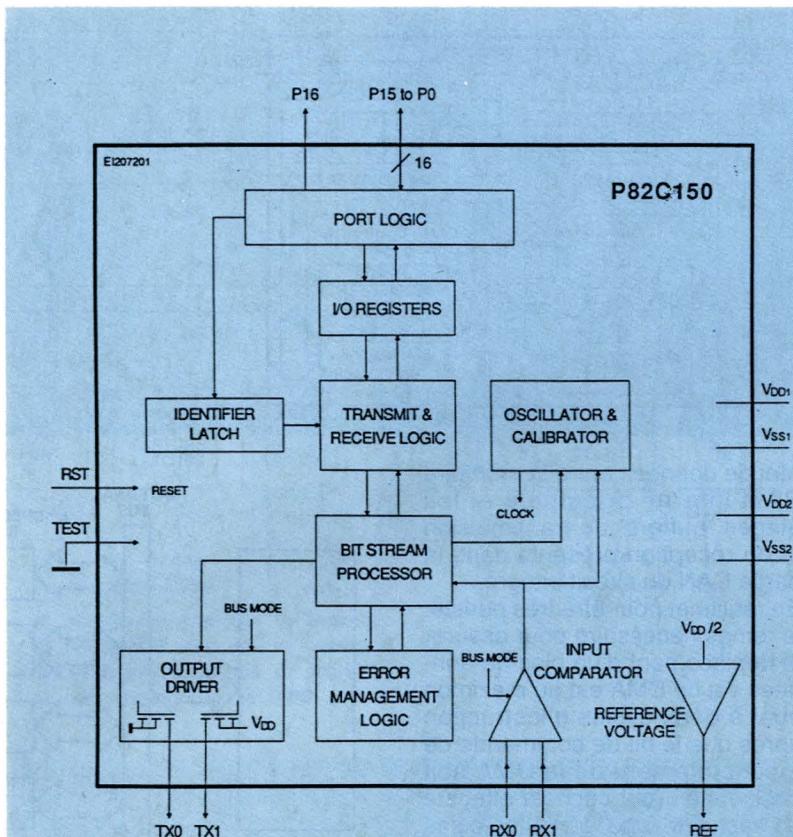


Figure 10

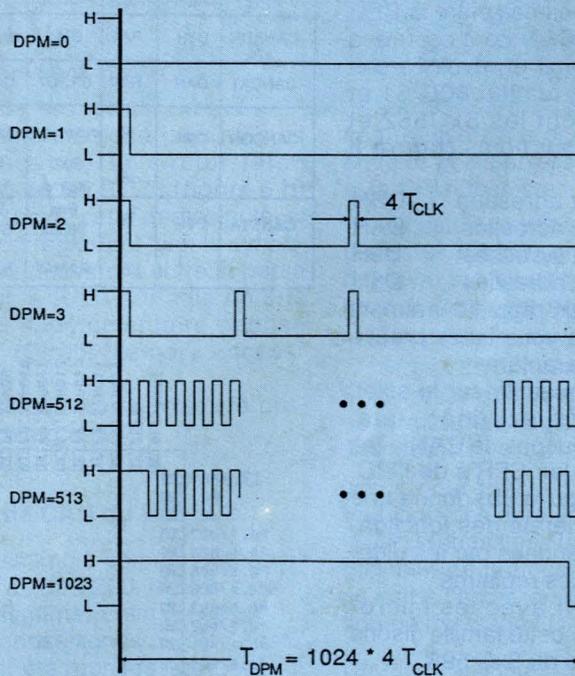


Figure 11

développement logiciel à lui consacrer pour le faire fonctionner (hormis celui le concernant au niveau du processeur central) car il se comporte en périphérique du système.

Sa fonction est donc plus simple, son application plus répandue et donc son coût plus faible. Examinons maintenant son bloc diagramme, **figure 10**.

Pas de cœur de microcontrôleur, que de la logique câblée.

De la logique pour interpréter les ordres provenant du bus CAN via les broches RX0, RX1, TX0, TX1 et encore de la logique pour les ports P0 à P16.

### Les ports P0 à P16

Les ports de P0 à P15 peuvent être soit des entrées digitales soit des sorties digitales afin de satisfaire des commandes de relais, des commandes de LED ou encore de détecter des positions de contacts ...

Bien souvent certains organes à commander préfèrent des tensions analogiques et de façon à satisfaire ces exigences, il a été prévu de pouvoir reconfigurer les ports P4 à P10 en sortie "quasi" analogique qui après filtrage RC donne du continu bon teint. Une remarque à ce sujet : le choix du type de modulation retenu doit satisfaire simultanément des conditions de très bon filtrage à vil prix et le spectre radio-fréquence engendré doit être le plus faible.

Ceci a conduit à utiliser la DPM (Distributed Pulse Modulation) plutôt que le PWM (Pulse Width Modulation) classique, voir **figure 11**.

En ce qui concerne les entrées analogiques, il a été prévu de pouvoir avoir différentes configurations (**figure 12**) en jouant avec les ports P15 et P16 ainsi que P5, P9 et P13.

Nous reviendrons sur toutes ces possibilités dans un prochain article destiné aux applications CAN.

Passons pour terminer aujourd'hui au dernier maillon de cette chaîne qu'est l'interface de ligne.

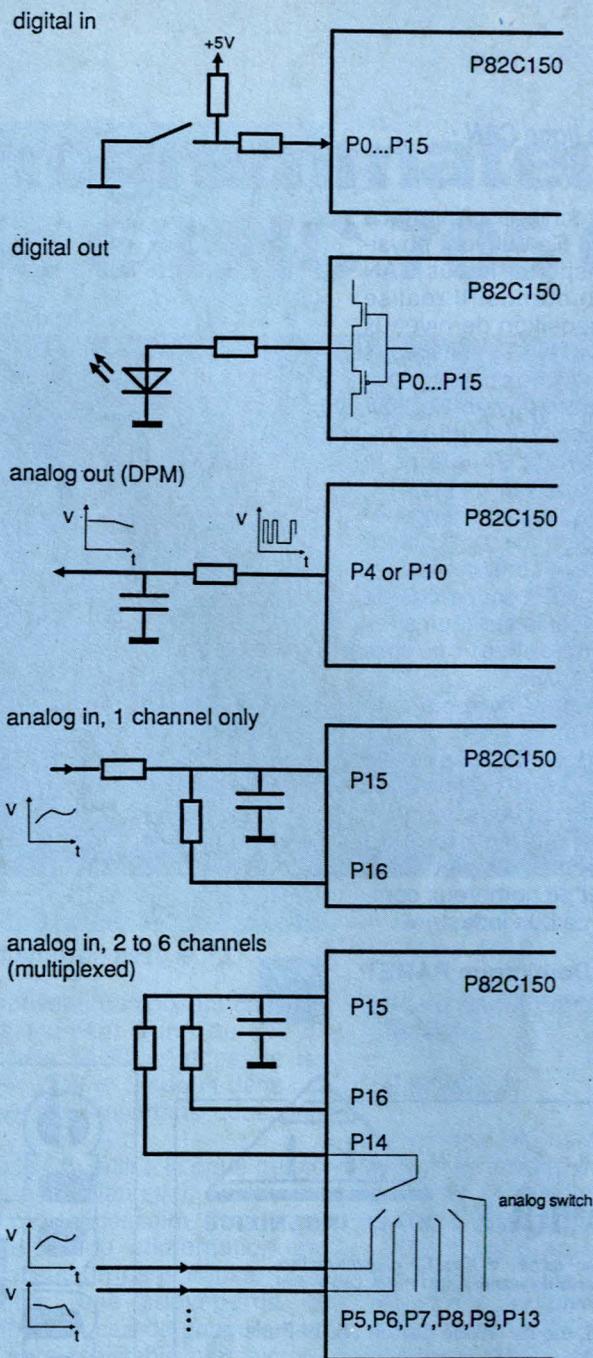
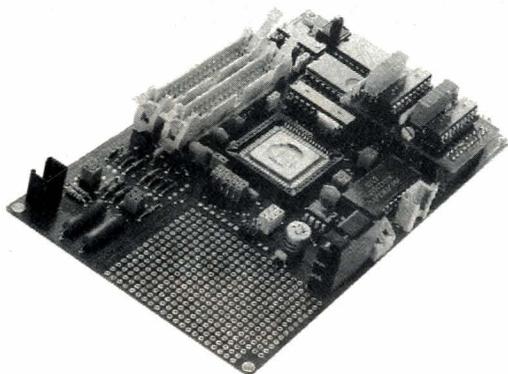
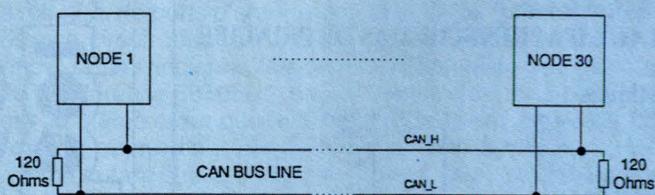
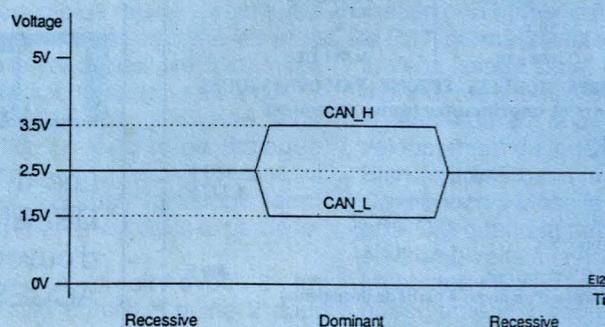


Figure 12 a.



Bus line termination



Nominal bus levels

Figure 13

## L'interface de ligne CAN : le 82C 250 T

Ce circuit 8 broches est l'interface finale avec les fils qui vont physiquement transporter le bus CAN de nœuds en nœuds. Il réalise donc la transposition de niveaux asymétriques (0 à 5 V) en niveaux différentiels sur une ligne d'impédance caractéristique de 120 ohms, voir **figure 13** et **figure 14**. En plus du fait de satisfaire le débit de 1 Mbits/s sur une distance de 40 mètres, ce circuit possède une broche de mise en "stand-by" afin de moins consommer.

Ici aussi nous vous donnerons de plus amples détails sur toutes les possibilités d'applications lors d'un prochain article. Voici terminé pour ce mois-ci la revue de détail des différents types de composants de la famille 8xC xxx aptes à être utilisés avec le bus CAN et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour vous proposer les premières applications et de nombreux compléments sur ce bus industriel.

Dominique PARET

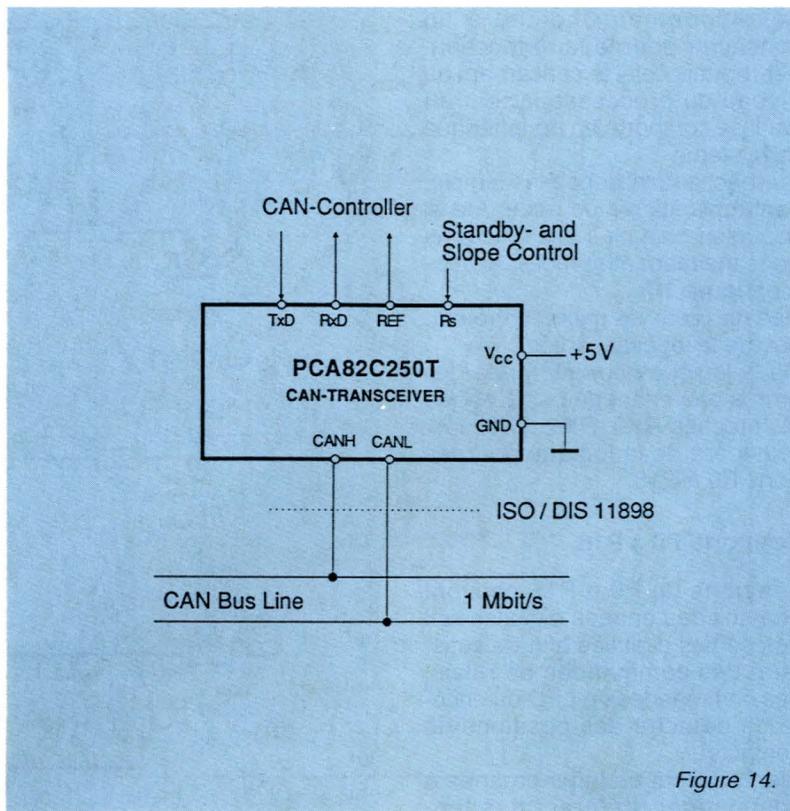


Figure 14.

## CIRCUITS IMPRIMÉS CAO ELECTRONIQUE



- C.I. (étamé percé) 55 F/dm<sup>2</sup> en SF, 75 F en DF d'après mylars.
- Réalisation de mylars à partir de schémas de revues : 60 F/dm<sup>2</sup>.  
Chèque à la commande. Port : 25 F.

KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75014 Paris

Délais rapides, qualité professionnelle.

- Tirage de vos films d'après fichiers format Gerber et HP-GL.  
Disquettes à fournir : tous formats
- CAO ET ROUTAGE D'APRÈS SCHÉMAS DE PRINCIPE
- Devis sur demande

### Services informatiques

MICROPROCESSEUR	80 286	80 386 DX
FREQUENCE D'HORLOGE	16 MHz	40 MHz
BOÎTIER	Desktop	Tower/Case 66
MÉMOIRE STANDARD	1 Mo	4 Mo
CONTRÔLEUR SÉRIE	2	2
CONTRÔLEUR PARALLÈLE	1	1
FDD/HDD	2 (At-Bus)	2 (At-Bus)
MONITEUR	VGA Couleur	VGA Couleur
MÉMOIRE VIDÉO	256 Ko	1 024 Ko
RÉSOLUTION	800 × 600 DPI	1 024 × 768 DPI
LECTEUR DE DISQUETTE	1,2 Mo/1,44 Mo	1,2 Mo/1,44 Mo
DISQUE DUR	40 Mo	120 Mo
ALIM.	200 W	220 W
CLAVIER	102 touches	102 touches
LE SYSTEME COMPLET :	7 500 FTTC	14 300 FTTC

PROMOTION SUR : MEMOIRES - MODULES - EPROMS - RAM DYNAMIQUES -  
(pour ordinateurs et imprimantes toutes marques)

### CO-PROCESSEUR

80 C287 - 12 MHz	653 F
80 C387 - 16 MHz	1 127 F
Autres : N.C.	

- Portables Texas Instruments : N.C.

- Rouleau posiréflex 1 m × 0,5 m ..... 400 F

(permet l'obtention d'un mylar à partir de documents)

Port et emballage : 35 F

Vente de tous films photosensibles. Tél. : 40.44.46.94 - Fax : 40.44.45.23

radio  
plans

RADIO  
PLANS

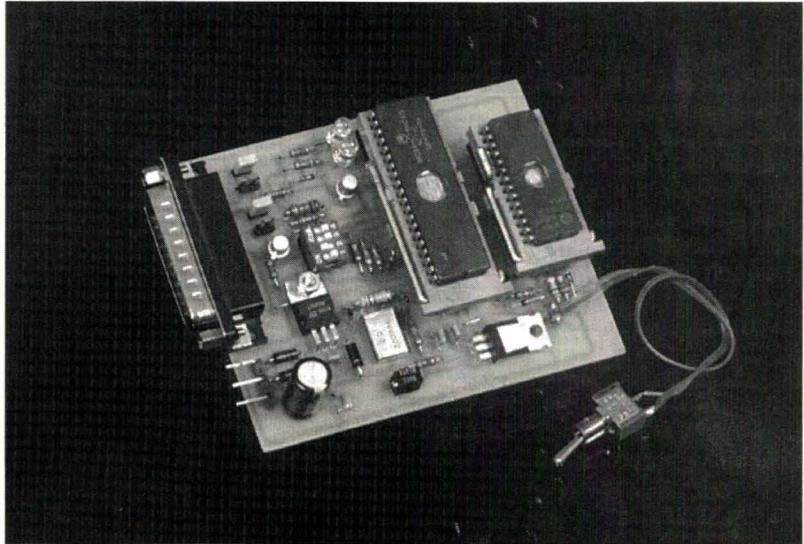
VOUS  
DONNE  
RENDEZ-VOUS  
SUR SON STAND  
ANIMATION A

EXPOTRONIC

Les 6-7 et 8 Novembre 1992 CNIT PARIS LA  
DEFENSE - NIVEAU-1/ALBINONI 1 Horaires  
d'ouverture : de 9 h. à 19 h. sans interruption  
ACCES : RER Ligne A (La Défense)  
Métro Ligne n°1 (La Défense)

# Programmateur de 68 HC 705 C8

*La famille 6805, dont fait partie le 68705P3, ne s'arrête pas à celui-ci, des circuits plus performants existent et il est dommage qu'un logiciel (le vôtre, cher lecteur) qui fonctionne sur le P3 ne puisse pas bénéficier des avantages de ces nouveaux composants. Ce nouveau programmeur va rendre cette extension possible. Nous étudierons la famille 68HC05, et plus particulièrement le 68HC705C8 en boîtier DIP effaçable aux UV mais aussi en PLCC.*



## Comparaison avec le P3.

Ce nouveau composant consomme seulement 3 mA au lieu de 100 pour le P3, il possède les modes Wait et Sleep et dans ces modes ne consomme quasiment rien.

Avec le C8, le fil à la patte nécessaire à l'alimentation secteur ne sera plus nécessaire. Pour la domotique, une alimentation par condensateur (sans transfo) sera possible, une sauvegarde du contexte en cas de coupure secteur sera réalisable plus simplement. Certains lecteurs souhaitent avoir plus de ports d'entrées / sorties ; ce circuit répond à cette demande, dans l'ancienne famille il porte la référence 68705U3, son prix est du même ordre que le circuit décrit aujourd'hui mais il consomme autant que le P3 et n'a pas les avantages du C8...

Le C8 présente d'autres caractéristiques intéressantes, il est beaucoup plus rapide : la fréquence du quartz est plus élevée et le nombre de cycles par instruction plus réduit, il dispose d'un UART asynchrone intégré (liaison série RS232). Le logiciel de dialogue se réduit considérablement, il existe d'autres fonctions dont nous reparlerons dans la partie logicielle.

Enfin, ce circuit avec 8 ko d'EPROM contre à peine 2 pour le P3, permet d'éviter l'utilisation du « chausse-pied » pour le soft,

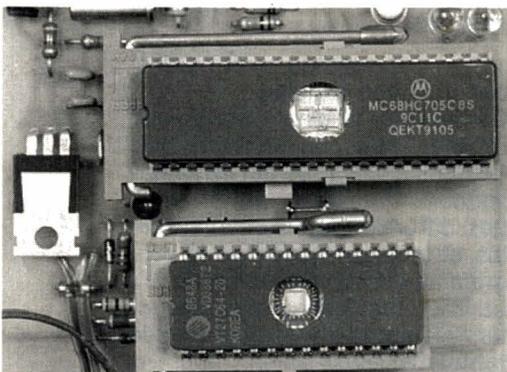
encore faut-il écrire 8 k de programme...

## LE SCHÉMA

Le schéma est reproduit à la **figure 1** ; il est inspiré de la note d'application puisque les programmes en ROM que contient le monochip utilisent cette architecture pour fonctionner. L'intérêt de ce circuit réside dans le gain de place qu'il procure, MOTOROLA préconise, comme sur le P3, de placer le programme d'application en EPROM puis de le transférer dans le monochip ; nous avons gardé cette fonctionnalité car elle représente la meilleure solution quand on doit programmer plusieurs circuits de manière identique.

Sans cela, ce schéma aurait pu être simplifié (la partie EPROM et interrupteur de configuration), car une autre possibilité de programmation non officielle (comme pour le P3 !) permet directement, à partir de la liaison série, de programmer le monochip. Une solution agréable durant la période de développement du logiciel.

Bien, entrons dans le vif du sujet. Ce monochip lance le programme en ROM quand la patte IRQ est à environ 9 volts à la fin du RESET. Le bouton RESET, au moment du basculement, double la tension présente sur la patte IRQ, le monochip « boot » sur la ROM, pour



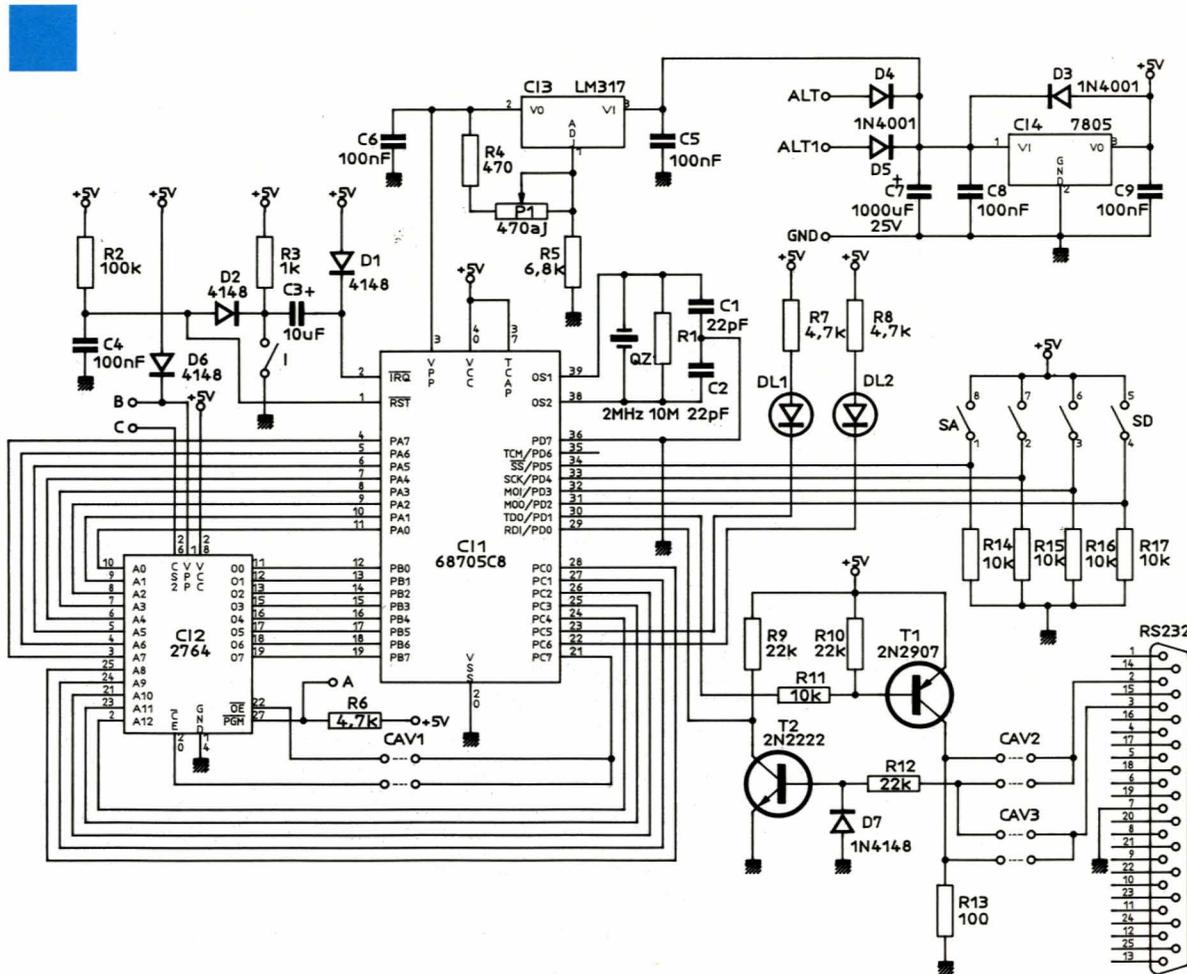


Figure 1 a.

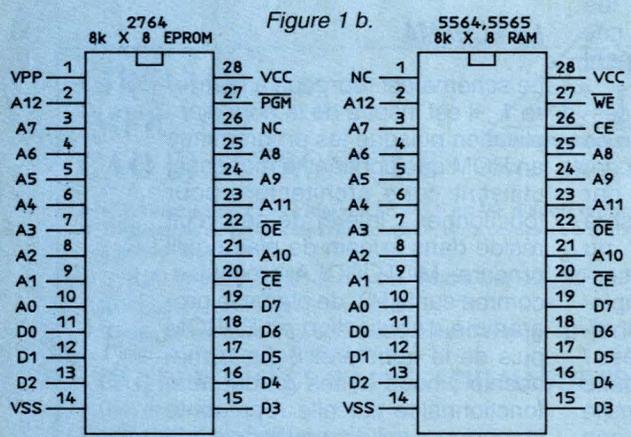


Figure 1 b.

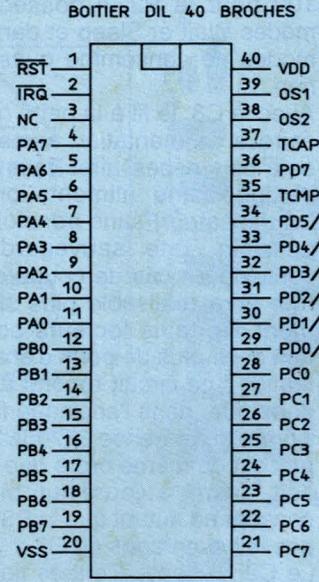


Figure 1 c.

S1	S2	S3	S4	Mode
0	0	0	0	Programme et vérifie la PROM
0	0	1	0	Vérifie le contenu de la PROM
0	1	0	0	Charge le programme en RAM et l'exécute
0	1	1	0	Sauvegarde contenu PROM
1	0	1	0	Sécurité PROM
x	x	x	1	Exécute le programme en RAM

TABLEAU 1

parler en bon français.  
 Ce dispositif original n'est pas de l'auteur, mais de MOTOROLA, rendons à César ce qui lui appartient...  
 Les différents interrupteurs sont lus et indiquent quel est le programme qui doit être exécuté. La liste et la configuration des interrupteurs sont données dans le tableau 1.

Le mode «chargement en RAM par la liaison série et lancement» est le mode qui sera toujours utilisé avec la liaison série sur PC (et le logiciel de l'auteur). Dans ce mode, le premier octet lui donne la longueur du programme plus un, il charge ensuite les autres octets en RAM à partir de l'adresse 51H, puis une fois que le nombre d'octets a été chargé (qui correspond à la longueur...) il effectue un saut à l'adresse 51H, le programme chargé s'exécute. Dans les deux modes série, le dialogue s'effectue à 4800 bauds et bien évidemment sur 8 bits.

Un autre mode série permet de vider le contenu de l'EPROM vers la liaison série (attention en Binaire, pas en Binaire codé ASCII). Ce sont les deux seuls modes qui utilisent la liaison série. Un autre mode permet la copie de l'EPROM externe vers le monochip (programmation), un autre permet sa vérification, enfin le dernier mode permet de verrouiller le monochip. Ce dernier mode sonne le glas des copieurs de monochips (sauf à trouver une parade). Quand ce verrou est actif, le monochip ne peut plus avoir accès à ces différents modes, le contrôle du monochip par un programme extérieur, le dump de l'EPROM... n'est plus possible.

Le schéma électrique contient une alimentation classique pour fournir le 5 V nécessaire. Il est à noter sur ce chapitre que pour des applications «faible consommation», ce circuit peut fonctionner sous 3 V, mais la fréquence d'horloge doit être réduite.

Une autre source de tension permet d'avoir le 14 V nécessaire à la programmation. Cette tension ne devra jamais dépasser 16 V (14,5 nominal), avant de mettre le C8, ajuster AJ1 pour avoir 14,5 V sur Vpp.

Des diodes de protection évite la catastrophe en cas d'inversion de tension à l'entrée du montage.

Deux LED indiquent le bon déroulement du programme choisi (voir tableau).

### Utilisation en autonome.

Sans la liaison avec le PC, si le chip n'est pas verrouillé, il est possible de recopier une EPROM dans le monochip, de vérifier l'identité de contenu entre une EPROM et le monochip, enfin de VERROUILLER le monochip. Dans tous les cas il faut positionner les interrupteurs pour choisir le mode, mettre sous tension et

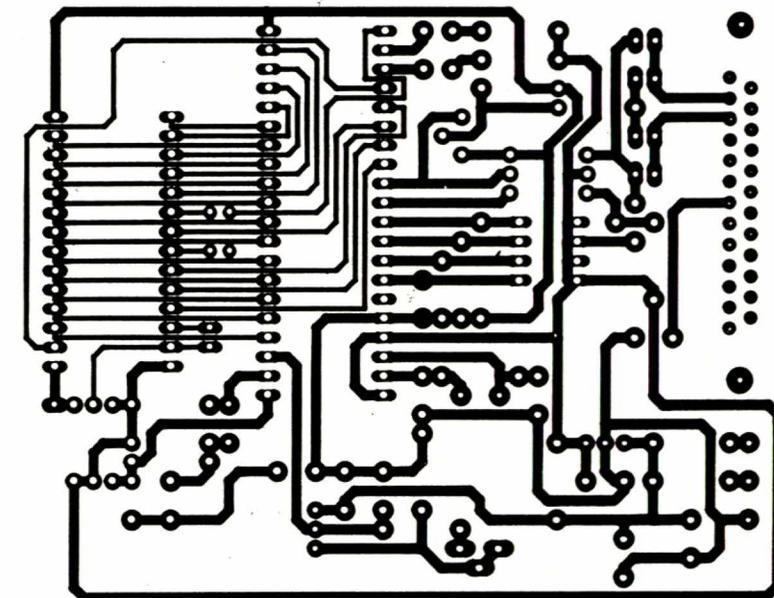


Figure 3

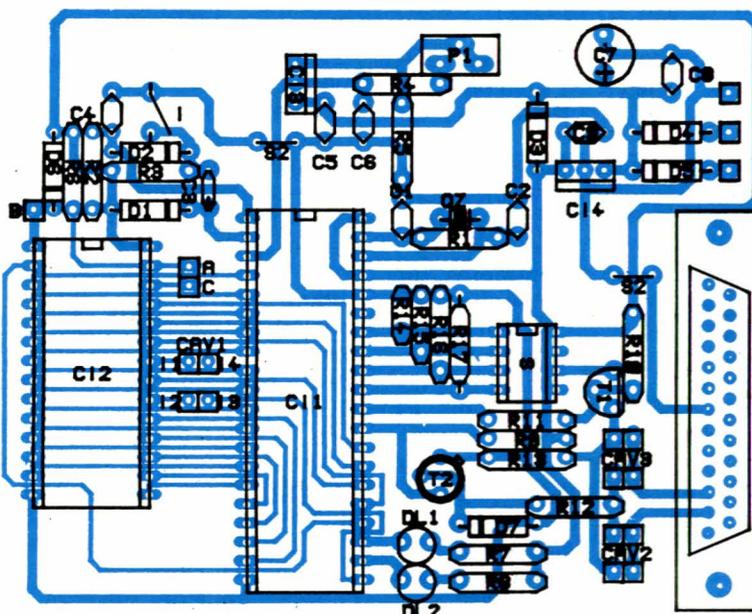


Figure 2

enfin débloquent le Reset pour lancer le programme.

### Utilisation avec le P.C.

Dans ce mode, le PC est connecté à la carte par un câble série. Les interrupteurs sont configurés dans l'un des deux modes choisis, et un programme créé par l'utilisateur assure le dialogue... ou bien, il utilise le programme de l'auteur. Dans ces conditions, il faut configurer les interrupteurs dans le mode chargement en RAM puis lancement.

L'auteur étant contre la prolifération des programmes (problème bien connu dans les décharges

d'ordures), ce nouveau programme pour PC contient aussi la gestion du programmeur P3 (connecté sur le port imprimante, voir l'article du n° 526).

Des fichiers externes sont nécessaires avec ce nouveau programme ; ces fichiers contiennent les objets qui vont être chargés dans le monochip en fonction de ce que l'on souhaite faire.

Après avoir lancé le programme (de nom FXPRGM7C), on choisit en tapant C le menu pour le C8. A la date d'écriture de ces lignes, par ce programme, on peut charger en RAM un fichier au format S9, programmer l'EPROM, vérifier le programme, lire ce qui vient de la liaison série.

Après, il suffit de suivre l'indication des messages. Il faut :

- Configurer le programmeur en mode chargement RAM, le mettre en marche, puis débloquent le RE-SERT.

- Choisir dans le menu une action (par exemple programmation). Le programme précise qu'il faut refaire un reset du monochip, puis il analyse la longueur du programme qui gère cette fonction (le fichier externe), l'affiche puis demande l'appui sur une touche quand tout est prêt. A cet instant, il charge en RAM le programme qui correspond à l'action à effectuer. Si ce chargement s'est correctement déroulée, une LED s'allume.

- Il demande le nom du fichier (ne pas oublier l'extension), puis le transfert commence. Si tout le transfert s'est passé sans erreur, la première LED s'éteint et la seconde s'allume. Dans le cas contraire, les deux LED s'allument.

Attention, cette indication est relative au transfert uniquement, pas à la bonne programmation du chip.

Durant le transfert, des points apparaissent sur l'écran indiquant que le transfert est en progression.

Il existe deux programmes de transfert et programmation, le premier vérifie le checksum du fichier, alors que le second ne le vérifie pas. Le second permet de générer « vite fait à la main » un fichier S9 sans être obligé de calculer le checksum à chaque fin de ligne (mettre n'importe quoi, FF par exemple).

Le dialogue s'effectue à 4 800 bauds (le programme FXPRGM7C configure la liaison en conséquence).

Même lors d'une programmation, le dialogue est bidirectionnel, dans une première version il n'y avait pas de gestion de flux ; pour éviter d'aller trop vite, il fallait envoyer les octets très, très lentement, dans cette nouvelle version le monochip envoie un A pour demander le prochain octet, et un B pour indiquer la fin de demande. C'est pour cette raison que les points indiquant le transfert progressent de manière discontinue puisque les demandes sont rapides lors d'un début de ligne S9 (adresse, longueurs...) alors que pendant la phase de programmation, il y a ralentissement du débit. Ce protocole simple fonctionne très bien, de toutes façons il n'y avait pas la place de mettre un

système compliqué dans la RAM, et de plus, en cas d'erreur, il vaut mieux tout recommencer (effacer le monochip et reprogrammer).

### **Disponibilité du programme.**

Le programme FXPRGM7C sera disponible au format EXE, ainsi que les fichiers nécessaires à son fonctionnement. Se renseigner auprès de la rédaction.

### **Compatibilité avec le P3**

Les codes sont compatibles, un assembleur pour le P3 pourra générer du code pour le C8. Seule l'instruction multiplication qui existe sur le C8 n'existe pas sur le P3. Par contre, le C8 est plus rapide, les programmes avec des temps critiques seront à réécrire (comme le bargraph).

De même, hormis les adresses des ports et des contrôleurs de ports CDDRX pour A, B, C, et l'IRQ (ce qui représente 80 % du P3), le reste est différent ou nouveau.

Le timer n'est plus le même, et d'autres fonctions qui existent sur le C8 sont totalement absente sur le P3. Les vecteurs sont toujours à mettre à la fin de la mémoire, mais ce n'est plus la même adresse de base.

Lorsqu'on envisage d'écrire un programme pour les deux monochips (P3 et C8), il suffit d'avoir un jeu de sous-programmes pour le P3 et un jeu pour le C8.

Ainsi, le programme complet sera composé du programme d'application et du jeu des sous-programmes pour le P3 ou le C8. Si par exemple on souhaite faire une sortie de caractère, dans le programme principal on écrit JSR OUTCAR, le sous-programme OUTCAR sera celui qui correspond au monochip.

### **Organisation du C8.**

La **figure 4**, donne l'image mémoire du circuit.

Hormis les ports A, B, C nous avons un PORTD particulier, le PORTD6 n'existe pas, ce PORTD ne fonctionne qu'en entrée. Après un reset il est possible de lire l'état des signaux présents sur ce port puisqu'aucun autre module n'a été mis en action, il utilise les pattes du PORTD correspondant, comme par exemple PD0, PD1 pour l'UART.

L'UART (liaison asynchrone) permet un dialogue full-duplex, un diviseur programmable permet de

configurer la vitesse, elle dépend du quartz.

La liaison synchrone permet soit de constituer des extensions simples d'entrée/sortie, soit de connecter plusieurs monochips pour créer de petits réseaux de monochip.

Autour du timer on trouve une série de registre permettant d'un côté de générer des signaux de sortie complexe (par logiciel) sur PD6, ou bien de faire des mesures de temps un événement (entre TCAP). Les documents du constructeur (en anglais) sont très utiles, malheureusement ils ne peuvent être reproduits dans le cadre de cette revue par manque de place.

L'anglais constitue quelquefois un barrage, il faut bien admettre que cette langue est bien adaptée à ce genre d'ouvrage, pas très littéraire, les traductions pour être aussi rigoureuses que l'originale nécessitent trois phrases pour deux mots d'anglais !

Il est conseillé de se procurer la documentation du constructeur avant de tenter sa première programmation.

### **Extensions**

La capacité du monochip, de 8 Koctets donne des temps de programmation assez longs (plusieurs minutes), certaines extensions peuvent faire gagner du temps.

Sur le cuivre, tous les signaux de gestion de la mémoire 2764 passent par des straps. Cette souplesse de câblage permet, si on le souhaite, d'étendre les fonctions de cette carte en « programmeur d'EPROM ou de RAM », il suffit pour cela de fournir le VPP correct, et d'écrire un programme pour le C8.

Ainsi, en chargeant le programme en EPROM ou en RAM, on pourra copier le programme (venant par la liaison série) pour le C8 dans l'EPROM ou la RAM puis en lançant le programmeur en mode autonome, programmer autant de monochips que l'on veut sans monopoliser le PC.

Dans cette configuration, le temps de monopolisation du PC est égal au temps de programmation de l'EPROM ou du chargement de la RAM.

L'auteur disposant d'un programmeur d'EPROM, cette extension n'a pas été prévue, cette platine peut être détournée dans ce sens. Dans les deux cas de figure, une fois le programme dans la RAM

ou l'EPROM, le PC est libéré de sa tâche de programmation.

### CONCLUSION

Ce programmeur pour le 68HC705C8 n'est pas destiné à remplacer celui du P3, ce monochip, par son faible coût, reste le bon choix pour le développement du logiciel et les essais. Le P3 est très solide, le C8 en HC MOS est beaucoup plus sensible aux perturbations électriques, faites attention. Cette famille 68HC705CX permet d'étendre les possibilités du P3 tant au niveau autonomie, vitesse, taille mémoire, nombre d'E/S et place pour la version PLCC.

Qu'on se rassure, le P3 ne sera pas oublié, les prochains articles utiliseront encore le P3, la modularité des fonctions permettra un portage plus souple vers le C8 pour ceux qui le souhaitent.

X. FENARD

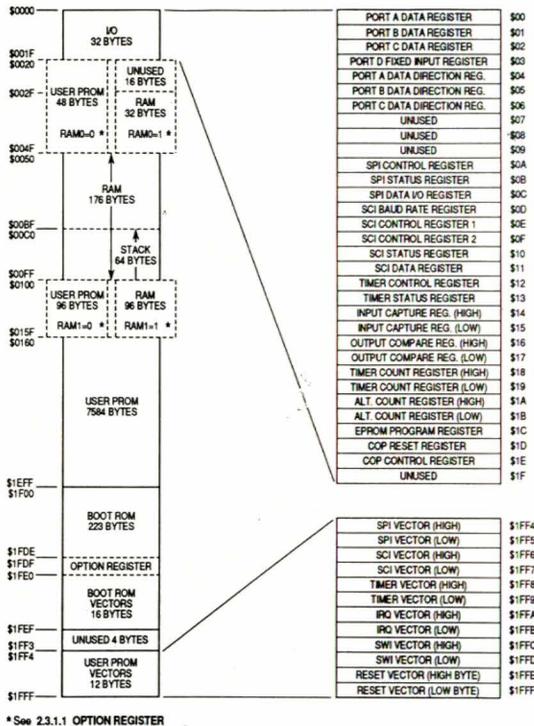


Figure 4 : carte mémoire

### NOMENCLATURE

#### Résistances

- R<sub>1</sub> : 10 MΩ
- R<sub>2</sub> : 100 kΩ
- R<sub>3</sub> : 1 kΩ
- R<sub>4</sub> : 470 Ω
- R<sub>5</sub> : 6,8 kΩ
- R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub> : 4,7 kΩ
- R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub>, R<sub>12</sub> : 22 kΩ
- R<sub>13</sub> : 100 Ω
- R<sub>4</sub> : 9,1 kΩ
- R<sub>11</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>17</sub> : 10 kΩ
- P<sub>1</sub> : 470 Ω Ajust.

#### Condensateurs

- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : 22 pF
- C<sub>3</sub> : 10 nF
- C<sub>4</sub> : 100 nF
- C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub>, C<sub>8</sub>, C<sub>9</sub> : 100 nF
- C<sub>7</sub> : 1 000 μF

#### Semiconducteurs

- C<sub>11</sub> : 68705C8
- C<sub>12</sub> : 2764
- C<sub>13</sub> : LM 317
- C<sub>14</sub> : 7805
- DL<sub>1</sub>, DL<sub>2</sub> : LED
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> : 1N4148
- D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub> : 1N4001
- T<sub>1</sub> : 2N2907
- T<sub>2</sub> : 2N2222

#### Divers

- 2 supports à insertion nulle
- RS232 : CON25PTS
- S : INT DILX4
- QZ1 : 2 MHz
- Programme sur le 3615 ERP
- téléchargement

## CAO

sur PC/AT et compatibles

**ACHETEZ UN LOGICIEL COMPLET ET COHERENT**

"ISIS DESIGNER + " 4990 F ht  
"ARES AUTOROUTE" 5750 F ht

EN PROMOTION: les 2 ensemble

**8950 F ht**

"Isis D + avec AresAutoroute"

**COMMENT ECONOMISER ?**

**SANS COMPROMIS !**

### "ISIS" & "ARES"

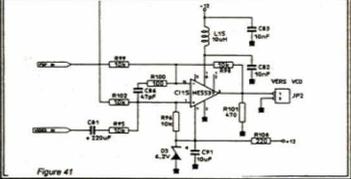
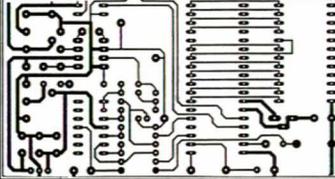
logiciels de saisie de schéma et d'autoroutage de circuits imprimés sur PC AT

ISIS DESIGNER+ Professionnel

Saisie de schéma multifeuilles. Tailles A0 à A4 et "user".  
Tracés automatique des fils. Ecrans EGA/VGA/SVGA  
Annotation et Génération automatique des références  
Génération automatique de netlists exportables  
Fichiers schémas exportables vers logiciels de PAO  
Bibliothèques de symboles extensibles par l'utilisateur  
Sorties imprimantes matricielles et Lasers, Gerber, HPGL, PostScript, NCdrill, BMP, IMG, DXF. Rapports et listes des nomenclatures. Gère des C.I. multi-éléments  
Passerelle directe à ARES si celui-ci est installé. Facile à utiliser, rapide à apprendre. Demo sous forme de cours CAO. Essayez et vous serez convaincus !!!

ARES AUTOROUTE Professionnel

Routage manuel et automatique de circuits imprimés.  
Multistratégies. Multicouches (10). CMS et standard  
**PEUT AUSSI AUTOROUTER SUR SIMPLE FACE !**  
Peut importer des netlists d'autres logiciels de saisie.  
Utilise les mêmes icônes et manipulations que ISIS...  
Affichages et calculs rapides (code en assembleur)  
Support d'écrans, souris, comme ISIS.  
Reçoit directement par une passerelle des netlists de ISIS si celui-ci est installé. Génération de plans de masse. Fonction Gerber File View intégré. Support EMS. Cartes 75cm x 75 cm maxi. Permet de travailler hors-grille. Test automatique des interconnexions etc

**BON DE COMMANDE. DISQUETTE DEMO "ISIS/ARES" AVEC MANUEL EN FRANCAIS.**  
Ci-joint mon chèque de 150 Frs TTC franco (c'est gratuit aux professionnels et Lycées)  
NOM: \_\_\_\_\_ Société  
Format désiré: 3,5"/5,25" \_\_\_\_\_ ADRESSE: \_\_\_\_\_

## Multipower

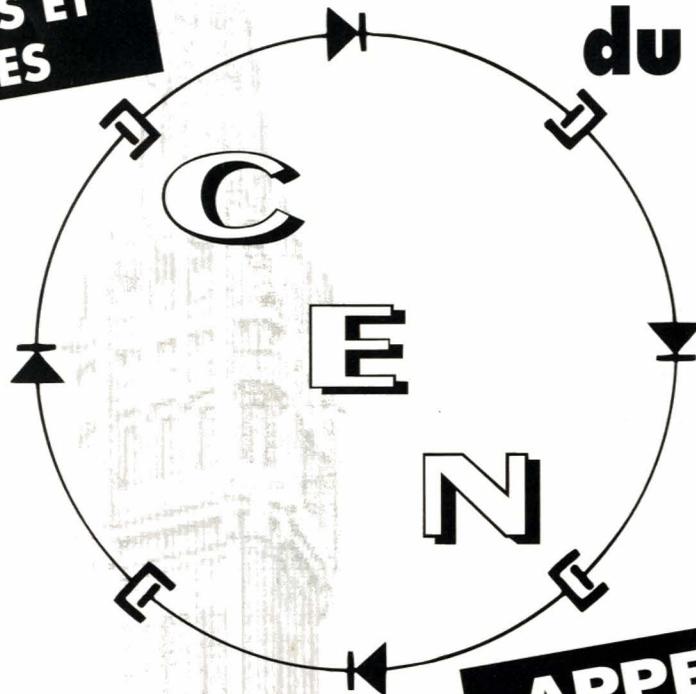
22, rue Emile Baudot    Tél. : (33) 1.69.30.13.79  
91120 PALAISEAU    Fax : (33) 1.69.20.60.41  
FRANCE    Téléx : 603 103 F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS

ELECTRONIQUE RADIO PLANS 540 41

**VENTE ET ACHAT  
EXCLUSIVEMENT  
RESERVES AUX  
REVENDEURS ET  
INDUSTRIES**

**Comptoir  
ELECTRONIQUE  
du NORD**



**APPELEZ LE :  
20.27.47.69**

# **LE PLUS IMPORTANT STOCK**

**DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES  
DÉCOTÉS**

**DES AFFAIRES A SAISIR SUR DES  
FINS DE SÉRIE  
DE COMPOSANTS NEUFS**

**L'ACHAT PAR LOT FAIT ENCORE BAISSER LES PRIX !!!**

**CEN - 472 rue du blanc seau - 59200 Tourcoing - Fax 20.36.94.01**

**NOUS ETUDIONS TOUTES PROPOSITIONS D'ACHATS DE COMPOSANTS**

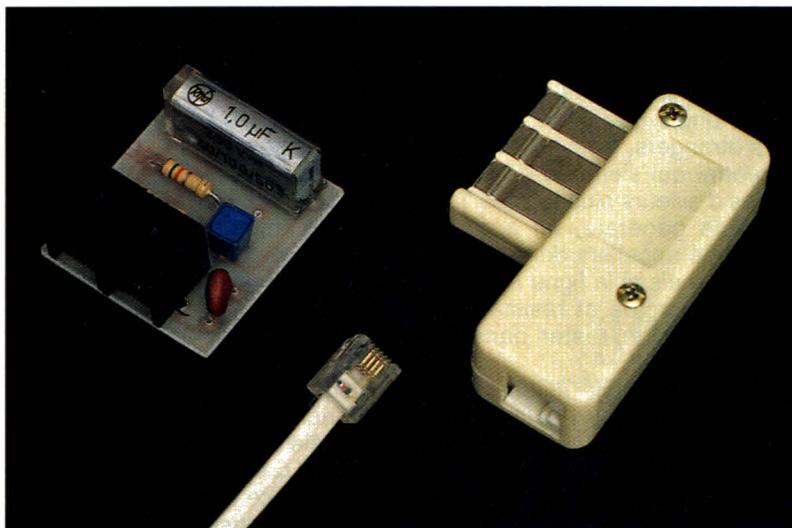
# ■ Prise téléphonique autorégulée pour matériels non agréés

*Avec l'intensification de la répression du "marché gris" et la (bien tardive) application de la "vérité des prix" en matière de télécopieurs agréés, il est probable que les ventes d'équipements téléphoniques non agréés vont céder du terrain.*

*Un parc considérable de tels matériels est cependant en service, et le restera bien évidemment jusqu'à son complet amortissement... ou sa confiscation ! Bien que les télécopieurs non agréés fonctionnent souvent au moins aussi bien sinon mieux que ceux qui portent "l'étiquette verte", force est de reconnaître que certaines de leurs spécifications techniques s'accordent mal avec celles du réseau public. Or, ces anomalies sont détectables!*

*Le petit montage dont la description va suivre permet, pour une dépense insignifiante, de corriger l'un des vices les plus criants des appareils aux normes étrangères : l'absence de régulation du courant de ligne.*

*De quoi échapper à une visite domiciliaire pouvant entraîner quelques désagréments...*



## VOUS AVEZ DIT AGREE ?

Dans l'esprit des consommateurs (résidentiels ou même professionnels), l'utilité de l'agrément est si peu évidente qu'il a fallu recourir à un matraquage publicitaire en règle pour faire passer le slogan "Soyez efficace, soyez agréé".

En effet, le simple acheteur d'un poste téléphonique comprend déjà mal (mais peut-être n'est-il pas suffisamment intelligent ?) pourquoi il doit payer le prix fort pour un appareil agréé qui, en numérotation décimale, fait "tinter" toutes les sonneries de l'installation, alors que le remède était évident. Le professionnel qui a investi vingt ou trente mille francs dans un télécopieur agréé il y a seulement deux ou trois ans "digère" mal, pour sa part, ses notes de téléphone alors que son voisin transmet ses copies deux ou quatre fois plus vite avec un appareil non agréé qui ne lui a coûté

que trois ou quatre mille francs et se contente depuis toujours de la même ligne que le téléphone.

Mais outre un indéniable effet protectionniste sur les marques (nous n'avons pas dit les fabrications) françaises, on ne peut tout de même pas nier que l'agrément apporte un certain degré de sécurité technique vis-à-vis du réseau public.

Que l'on n'essaie surtout pas de nous faire croire que les appareils non agréés "ne parlent pas le même langage", comme nous avons pu le lire dans un texte publicitaire : le code de numérotation à fréquences vocales et le protocole de communication des télécopieurs, par exemple, sont parfaitement normalisés à l'échelon mondial. Il ne saurait être question de soupçonner les fabricants américains ou japonais de ne pas respecter ces spécifications :

comment diable pourraient alors fonctionner les télécommunications internationales ?

Les véritables incompatibilités sont beaucoup plus terre-à-terre : tension secteur, rythme des trains de sonnerie, impédances, tension et courant de ligne, brochage des fiches, etc.

L'ennui (si l'on peut dire!) est que la plupart du temps un télécopieur ou un répondeur d'origine étrangère fonctionnera tout de même parfaitement sur le réseau français. Il pourra cependant y apporter de menues perturbations qui, il faut le reconnaître, peuvent devenir très préoccupantes si elles concernent des dizaines ou des centaines de milliers d'abonnés. La plus courante de ces perturbations concerne le courant consommé sur la ligne. La norme française prévoit que le courant doit être régulé aux environs de 35 mA par le poste ou le périphérique, tandis que dans bien des pays étrangers, c'est au contraire le central qui s'en charge (n'est-ce pas d'ailleurs plus logique ?)

En règle générale, un appareil non agréé appellera donc trop de courant, mais si la ligne est suffisamment longue et résistante, il peut arriver de rester dans les normes.

Pour en être certain, il est avantageux d'introduire un petit régulateur de courant tel que celui dont nous allons décrire la réalisation. En effet, un courant de boucle excessif peut aisément être décelé par des mesures de routine sur la ligne, tandis que les agents des télécommunications disposent désormais d'un véritable pouvoir de perquisition dans les locaux professionnels !

Le législateur renâcle heureusement à étendre ce pouvoir aux locaux d'habitation des particuliers, mais cela pourrait venir : il suffirait probablement d'une directive européenne de plus...

## UN MONTAGE SIMPLE MAIS EFFICACE

Le schéma électrique de la **figure 1** est tellement simple que peu de

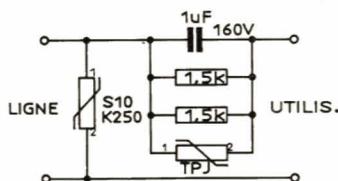


Figure 1

lignes suffiront à en décrire le fonctionnement. C'est en réalité la réplique fidèle du circuit d'autorégulation des postes "S63", dont le moins que l'on puisse dire est qu'il a fait ses preuves.

Le condensateur (non polarisé) sert à faciliter le passage du courant de sonnerie et de la modulation audio, mais on pourra être amené à l'omettre en présence d'appareils consommant également trop de courant de sonnerie ou qui émettent un niveau audio excessif.

On reconnaît un appareil consommant trop de courant de sonnerie au fait que sa présence fait baisser le niveau sonore des autres sonneries de l'installation (trois au maximum et au total, circuits à réponse automatique inclus : télécopieurs, répondeurs, modems, MINITEL haut de gamme, etc.) Également, une installation trop gourmande en courant de sonnerie fait échouer l'essai de sonnerie qui suit normalement l'appel du "DERAL" (3644).

La régulation de courant met en oeuvre une thermistance CTP spécialement prévue à cet effet : sa résistance à 25°C est de l'ordre de 120Ω, mais l'échauffement dû au courant la traversant fait rapidement augmenter cette valeur.

A condition qu'elle soit montée en parallèle avec une résistance fixe de 750Ω, elle autorégule le courant dans ce dipôle aux alentours de 35 mA avec un temps de réponse inférieur à deux secondes. Pratiquement, on peut utiliser soit un "TPE" récupéré sur une épave de matériel téléphonique, soit un "TPJ". Cette version plus récente

et ressemblant à une diode figure au catalogue SELECTRONIC.

Une varistance 250 V est également prévue côté ligne, pour améliorer la protection souvent insuffisante des matériels non agréés.

Mais l'originalité du montage se situe sur le plan de la connectique : plutôt que de câbler le circuit en "volant" dans un connecteur gigogne, il nous a semblé préférable de développer un petit module muni d'une double embase de jack modulaire "RJ11".

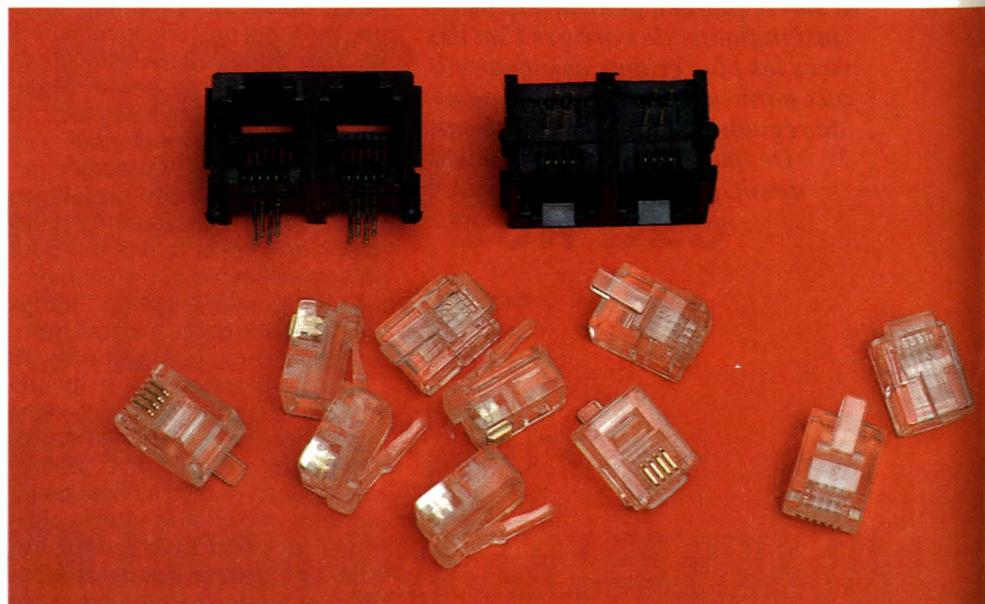
Le raccordement à la ligne peut alors se faire par un cordon équipé de deux fiches 6P/4C (six positions et quatre contacts) ou 6P/6C. Peu importe s'il s'agit de cordons "droits" (pour bus I2C) ou "croisés" (pour téléphonie) puisque seuls les deux fils centraux sont utilisés, et sans polarité préférentielle.

Le raccordement au connecteur mural se fera alors par l'intermédiaire d'un adaptateur RJ11/fiche PTT, désormais très répandu dans le commerce.

Côté utilisation, il sera généralement possible d'employer aussi un câble à deux fiches RJ11, puisque la plupart des appareils étrangers utilisent cette norme. Dans le cas contraire, on adaptera tout simplement un cordon à une seule fiche 6P/4C.

Tout ce matériel est couramment disponible chez SELECTRONIC, puisqu'il s'agit de la connectique en voie de généralisation pour les applications I2C du COMMnet.

On peut naturellement acheter du câble au mètre, des fiches au détail, et une pince à sertir spécifique, mais il est souvent plus



**NOUVEAU**

**OFFREZ-VOUS  
UN  
OSCILLOSCOPE  
AUX  
POSSIBILITES  
TRES LARGES  
POUR UN PRIX  
TRES SERRE.**

**8900 F.\***  
**L'OSCILLOSCOPE TAS 455**

**CURSEURS - DOUBLE BASE TEMPS**

Basée sur une nouvelle technologie, la gamme TAS offre à la fois une fiabilité à toute épreuve et des prix très performants.

TAS 455	60 MHz	2 voies
TAS 465	100 MHz	2 voies

Ces oscilloscopes 2 voies sont pourvus d'une double base de temps, de curseurs, d'un autoscopus et d'une mémoire de configuration. Pour profiter de nos offres exceptionnelles de lancement, téléphonez sans tarder à Tek DIRECT.

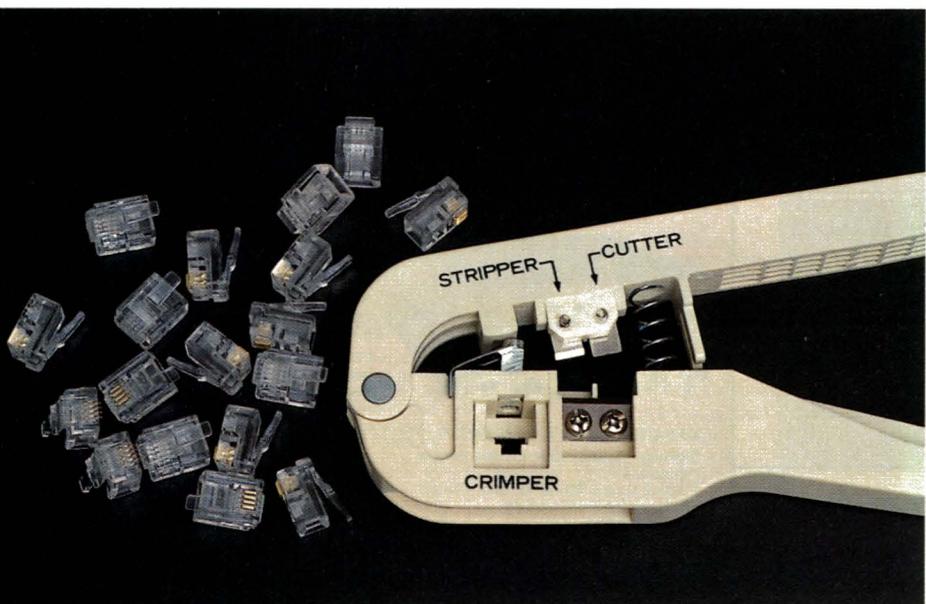
**Tek DIRECT**  
**NUMERO VERT**  
**05.00.22.00**



La technologie au service du prix.

**Tektronix**

\*Prix H.T. au 01/09/92  
alliance



économique d'acquérir des cordons tout faits, quitte à les couper en deux si on n'a besoin que d'une seule fiche. Un avantage de notre choix est que l'on peut ensuite profiter de toute la gamme des accessoires RJ11, si populaire hors de France : prises multiples, prolongateurs, etc. Elle mérite d'être mieux connue, car bien moins encombrante et considérablement plus économique que nos vaillants joncteurs, sans oublier sa mise en œuvre extrêmement rapide. La petite carte de la **figure 2** sera donc câblée conformément au

"ligne" et une prise "utilisation", il n'y aurait pas grand inconvénient à les intervertir. A toutes fins utiles, nous terminons en rappelant à la **figure 4** les brochages des connecteurs utilisés.

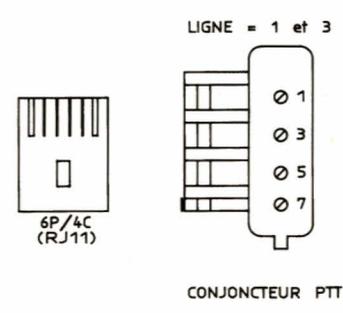


Figure 4

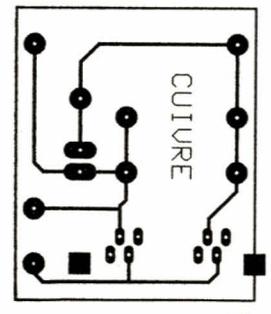


Figure 2

plan de la **figure 3**, et il ne restera plus alors qu'à enficher les cordons.

Bien qu'il soit prévu une prise

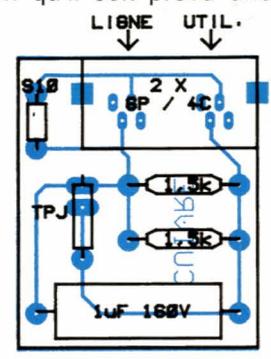


Figure 3

**CONCLUSION**

L'adjonction de ce montage à un appareil non agréé ne l'habille évidemment pas d'une étiquette verte : non agréé il est, non agréé il reste!

Le seul objet de cette petite réalisation est "d'arrondir les angles" autant que faire se peut, dans le but avoué d'éviter des perturbations par trop criantes de la ligne : pas vu, pas pris, dit-on !

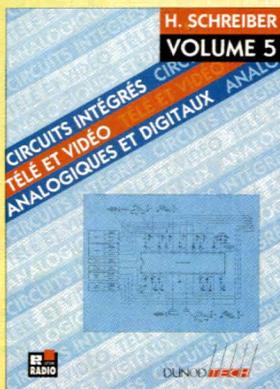
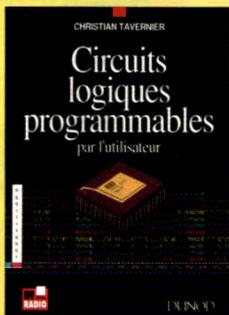
**Patrick GUEULLE**



# L'ÉLECTRONIQUE AU QUOTIDIEN

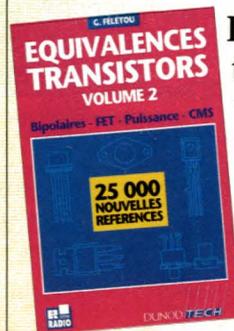
## Circuits logiques programmables par l'utilisateur.

CH. TAVERNIER  
208 p. 165 F  
*Le manuel de référence des mémoires et circuits logiques programmables par l'utilisateur.*



## Circuits intégrés télé et vidéo.

Volume 5.  
H. SCHREIBER  
64 p. 115 F  
*Plus de 500 schémas d'application TV, vidéo, caméra etc., avec ce cinquième tome !*



## Équivalences transistors.

Volume 2  
G. FÉLÉTOU  
336 p. 175 F  
*Tout sur les équivalents exacts ou approchés de 25 000 transistors avec indication des brochages et boîtiers.*

## Parasites et perturbations des électroniques.

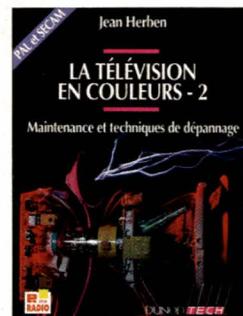
A. CHAROY  
Tome 1 : 192 p. 150 F  
Tome 2 : 176 p. 150 F  
Tome 3 : 224 p. 150 F  
Tome 4 : 224 p. 150 F



*Toutes les règles, tous les conseils d'installation pour éviter parasites et perturbations.*

## La télévision en couleurs.

Tome 2  
J. HERBEN  
448 p. 195 F  
*Entrez de plain-pied dans la pratique avec ce deuxième tome sur la maintenance et les techniques de dépannage.*



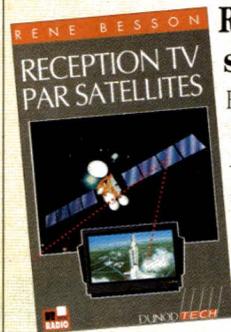
## Aide-mémoire d'électronique

R. BESSON  
360 p. 97 F  
Nouvelle édition  
*Mini-encyclopédie pour tous ceux qui s'intéressent à l'électronique et aux dernières évolutions de la technique en ce domaine.*



## Réception TV par satellites.

R. BESSON  
168 p. 120 F  
*Avec cet ouvrage, recevoir les émissions des satellites de télévision est maintenant à la portée de tous*



**BON DE COMMANDE** à retourner à **votre libraire habituel ou à la Librairie Dunod**, 30 rue Saint Sulpice 75278 Paris Cedex 06 Tél. (1) 43 29 94 30 Fax : 46 34 78 46  
Je souhaite recevoir les titres suivants (prix valables jusqu'au 31/12/92)

Titre .....	Prix .....	Quantité .....
Titre .....	Prix .....	Quantité .....
Titre .....	Prix .....	Quantité .....
Titre .....	Prix .....	Quantité .....

Ci-joint à l'ordre de la Librairie Dunod

• chèque  bancaire  postal  
de ..... F

• Visa .....  
Date de validité .....

Signature :

+ Frais de port : jusqu'à 200 F de commande = 22 F forfaitaires • au-delà de 200 F : 10% de la commande. Envoi colissimo : 1 à 2 livres + 15 F Délai de livraison : 3 semaines.

M  Mme ..... Prénom .....

Profession ..... Entreprise .....

Rue .....

Code Postal ..... Ville .....

En application de l'article 27 de la loi 78-17 Informatique et Liberté, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification pour toute information vous concernant sur notre fichier. Dunod Éditeur peut être amené à communiquer ces informations aux organismes qui lui sont liés contractuellement, sauf opposition de votre part notifiée par écrit.

# Les résistances de détection de force d'INTERLINK

Quand il s'agit de mesurer des forces, on songe généralement à des dispositifs extensométriques (jauges de contraintes) ou piézo-électriques (céramiques).

Il faut maintenant compter sérieusement avec les matériaux piézo-résistants, dont les performances ont fait un grand bond en avant avec la technologie FSR (Force Sensing Resistor) développée par INTERLINK ELECTRONIQUE.

Sans prétendre pouvoir servir à la mesure exacte de forces ou au pesage, ces composants qui présentent tout de même une réponse semi-quantitative assez précise sont particulièrement faciles à mettre en oeuvre et relativement économiques.

Cela leur permet de concurrencer sérieusement les extensomètres dans toute une gamme d'applications dans lesquelles il est plus important de mettre en évidence la présence ou la variation d'une force, que de la mesurer au sens strict du terme.

Particulièrement aptes à être produites sur mesures, les FSR admettent de très nombreuses variantes de dimensions et de structure, et peuvent même servir à réaliser des capteurs combinés de position et de force.

## QU'EST-CE QU'UNE FSR ?

Les matériaux piézo-résistants sont connus depuis des lustres et utilisés avec des fortunes diverses dans un certain nombre d'applications.

Il suffit en principe de charger un élastomère avec une composition conductrice (argent, carbone, etc.) pour obtenir un "caoutchouc" dont la résistance électrique varie notablement selon la compression qu'on lui fait subir.

La gamme des élastomères conducteurs HUTON a notamment servi de base à un certain nombre de réalisations, par exemple dans le domaine des interfaces homme-machine.

Jusqu'à présent, il n'était pas question d'obtenir avec cette technologie des caractéristiques métrologiques acceptables : précision, fidélité, et répétabilité.

La technologie FSR, schématisée à la **figure 1**, représente un progrès certain dans ce sens, même si l'on ne peut pas encore parler de "capteurs de force" à part entière.

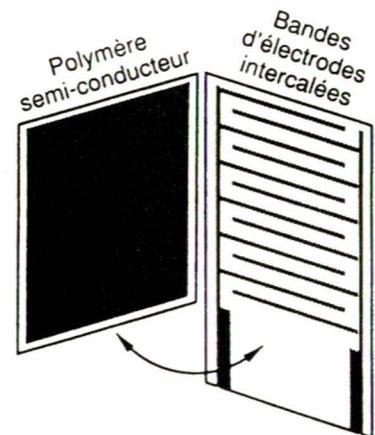


Figure 1

Une FSR est tout simplement constituée de deux membranes laminées en sandwich, un peu comme un clavier souple.

Un réseau conducteur est déposé sur l'une de ces feuilles sous la forme d'électrodes interdigitées, normalement larges de 0,4 mm et espacées d'autant.



Sur l'autre feuille est déposé un polymère semi-conducteur exclusif, puis ces deux membranes sont laminées ensemble en présence d'un adhésif approprié (figure 2), pour obtenir un sandwich

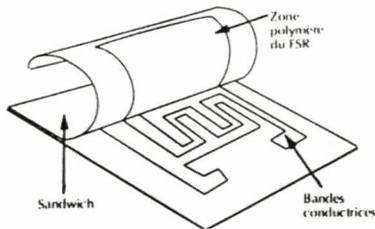


Figure 2

de 0,15 à 0,75 mm d'épaisseur doué de remarquables propriétés piézo-résistantes.

Sa résistance décroît en effet lorsque la force appliquée perpendiculairement à sa surface augmente: il y a tout simplement shuntage plus ou moins important des deux "peignes". La sensibilité obtenue est élevée, et particulièrement adaptée à la plage de pressions "à l'échelle humaine": on peut tout aussi bien observer une variation de résistance en soufflant sur une FSR ou en y appuyant un doigt plus ou moins fortement.

### Les FSR face à la concurrence

Les propriétés des FSR diffèrent sensiblement de celles des composants concurrents, aussi leurs applications ne sont-elles pas véritablement interchangeables.

Les jauges de contrainte peuvent être extrêmement précises, mais leur faible sensibilité impose une électronique de conditionnement relativement lourde. Il est d'usage de les monter en pont sur une pièce qui se déforme sous l'effet de la force à mesurer, ce qui nécessite en principe une étude relevant plus de la résistance des matériaux que de l'électronique.

Les céramiques piézo-électriques sont moins onéreuses et mécaniquement plus faciles à mettre en œuvre, mais sensibles aux vibrations (même aux bruits) et à la température.

Leur signal de sortie est une tension qui augmente avec la force appliquée, mais qui est disponible sous haute impédance et donc éminemment parasitable. Là encore, une électronique d'un certain niveau de complexité est né-

cessaire pour obtenir de bonnes performances.

Le caoutchouc conducteur, quant à lui, est fortement sujet à l'hystérésis.

Electriquement parlant, une FSR est une résistance pratiquement pure, dont la variation est sensiblement linéaire, en coordonnées log-log, sur près de trois décades. Cela correspond à une loi de variation en  $x$  puissance  $n$ .

On peut escompter typiquement une variation continue de 400 k $\Omega$  à 40 k $\Omega$  en exerçant avec le doigt une force allant de 10 g à 1 kg, l'étendue utile étant de 1 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$  environ.

Plus précisément, la figure 3 don-

net de comparer la courbe de réponse d'une FSR neuve avec celle obtenue après dix millions de cycles à la fréquence de 2,5 Hz sous 5500 g. L'écart (logarithmique) observé est inférieur à 5%.

### Une technologie très souple

Le processus de fabrication des FSR autorise d'innombrables variantes, tant dimensionnelles que fonctionnelles. A côté de toute une gamme de composants standards, il est possible de concevoir rapidement des FSR spécifiques pour toute application particulière.

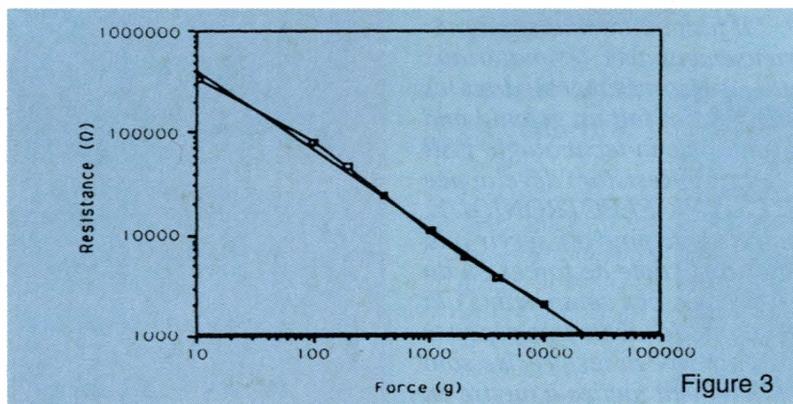


Figure 3

ne un exemple de courbe caractéristique de résistance en fonction de la force, relevée sur un modèle standard de FSR circulaire de 25 mm de diamètre, activé par un doigt de 12,5 mm de diamètre.

La fidélité obtenue d'un cycle au suivant peut être meilleure que plus ou moins 2%, mais il faut s'attendre à une dispersion de l'ordre de 15% d'un échantillon à l'autre (et encore au delà de 100 g).

Dynamiquement parlant, la FSR est relativement lente, ce qui l'immunise contre les parasites dus aux vibrations et aux ondes sonores: son temps de montée est de l'ordre d'une à deux millisecondes.

A noter enfin l'excellente endurance des FSR: la figure 4 per-

La figure 5 montre comment la structure de base (qui peut mesurer de 5 mm à 55 cm de large et de 5 mm à 81 cm de long) peut être répétée au sein d'un même composant. L'accès électrique peut se faire individuellement ou en matrice, exactement comme dans le cas d'un clavier à membrane.

Mais les "touches" réalisées à base de FSR ne sont certes pas du type "tout-ou-rien" comme de simples contacts: essentiellement progressives, elles permettent d'ajuster finement l'intensité de toute commande par simple modulation de la pression du doigt. D'ailleurs, les FSR ont été développées à l'origine pour équiper des claviers d'instruments de musique électroniques!

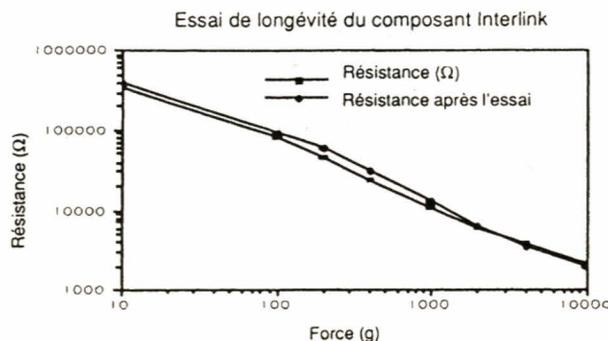


Figure 4

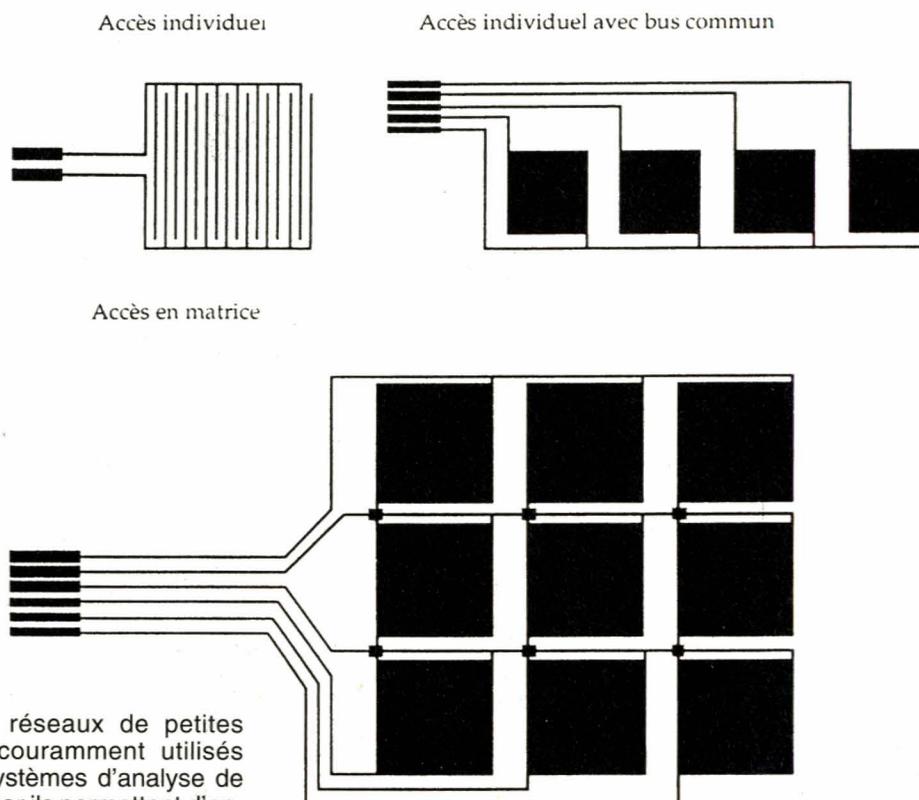
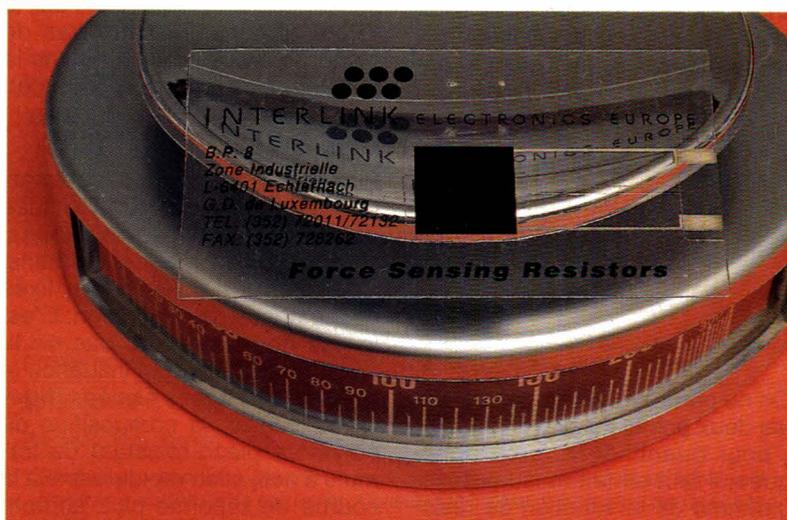


Figure 5

De grands réseaux de petites FSR sont couramment utilisés dans des systèmes d'analyse de démarche, car ils permettent d'enregistrer très finement l'évolution du contact d'un pied avec le sol au cours d'un pas.

Mais on peut aller encore plus loin : la **figure 6** détaille le principe d'une "FPSR", résistance de détection simultanée de force et de position.

Grâce à une résistance fixe associée à l'un des deux peignes, il est possible de détecter en même temps l'importance de la force appliquée et son point d'application. Et un tel "potentiomètre linéaire" peut même évoluer vers une véritable "table X-Y" si on place la couche polymère entre deux réseaux d'électrodes décalés de 90° et munis chacun d'une résistance fixe. On peut alors localiser le point d'application de la force à 0,05 mm près!



### L'INTERFACE ELECTRIQUE

La nature purement résistive et la grande sensibilité des FSR (et des FPSR) contribue à simplifier considérablement l'électronique de conditionnement du signal.

L'inertie mécanique de ces composants élimine également presque toujours la nécessité d'un quelconque filtrage (mais en revanche il ne faut pas espérer mettre en évidence de brefs phénomènes transitoires).

L'interface la plus simple possible est le pont diviseur associant la FSR à une résistance fixe d'environ 5 à 25 kΩ : sans même recou-

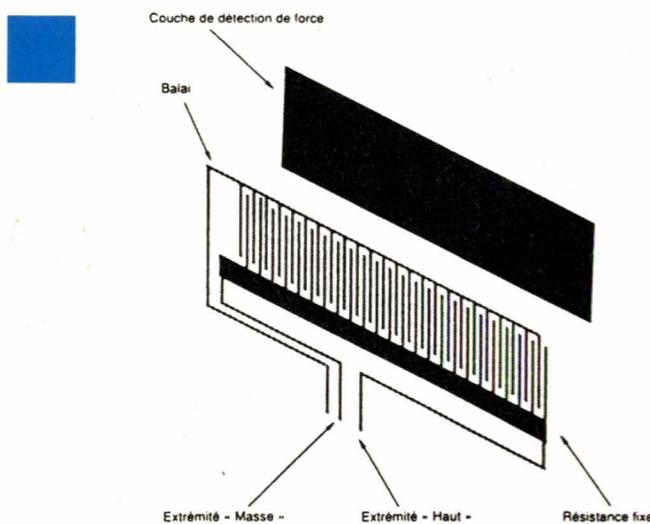


Figure 6

rir à un pont de Wheatstone, il est facile d'obtenir une excursion de l'ordre de 0-5 V.

Un convertisseur force-tension plus élaboré peut toutefois être bâti autour d'un amplificateur opérationnel, selon un schéma proche de celui de la **figure 7**,

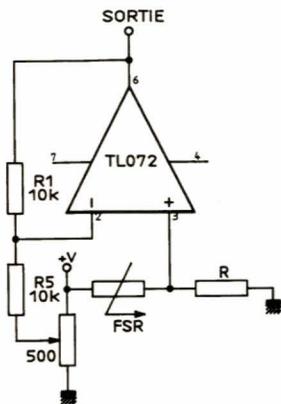


Figure 7

pour charger le moins possible le capteur.

Et lorsque la mesure est destinée à un microcontrôleur ou à des circuits logiques, une conversion analogique-numérique aussi rudimentaire que le convertisseur force-fréquence de la **figure 8** est parfaitement indiquée.

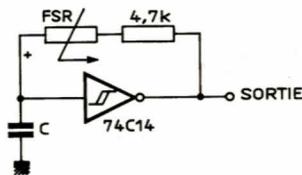


Figure 8

On ne perdra toutefois pas de vue les deux points suivants :

- pour quantifier la force appliquée, il faut en fait mesurer le logarithme de la variation de résistance

- le courant maximum admissible dans le composant est d'environ 1 mA par centimètre carré de force appliquée. En général, on se contente d'ailleurs de faire travailler les FSR sous quelques dizaines de micro-ampères.

Le schéma équivalent des FPSR, reproduit à la **figure 9**, est plus

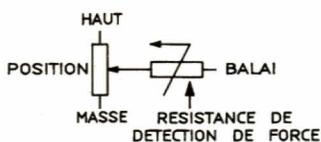


Figure 9

complicé qu'une simple résistance variable : il faut considérer celle-ci comme montée en série dans le curseur d'un potentiomètre recopiant la position du point d'application de la force.

Comme les deux variations sont en fait plus ou moins liées, il est commode de court-circuiter les deux extrémités de la résistance potentiométrique (**figure 10**)

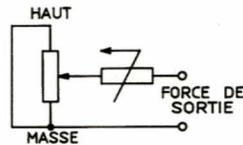


Figure 10

lorsque l'on souhaite mesurer isolément la force. Mais il subsiste tout de même une certaine erreur, que l'on peut être amené à devoir corriger.

Inversement, la position peut être mesurée dans la configuration de la figure 9, pourvu que l'étage d'entrée du circuit de mesure consomme moins de 1  $\mu$ A sur la FPSR (il n'y aura alors pas de chute de tension notable dans la résistance de détection de force).

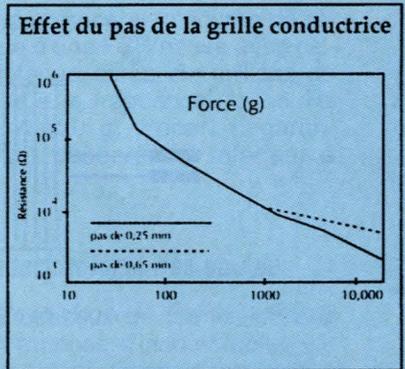
### MISE EN ŒUVRE PRATIQUE

Beaucoup de paramètres interviennent dans les caractéristiques qui seront finalement obtenues. L'utilisateur en maîtrise certains, mais d'autres doivent être fixés dès la phase de fabrication. C'est le cas notamment du pas de la grille conductrice, qui influence la réponse aux forces élevées (**figure 11**), ou de la composition du polymère piézo-résistant (la formule à activation rapide mène à la courbe de réponse plus abrupte de la **figure 12**).

Mais la disposition mécanique du composant joue aussi un rôle déterminant.

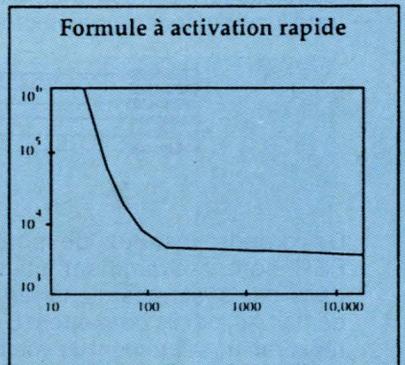
Il faut s'efforcer de disposer les FSR sur des surfaces dures, qui peuvent être planes ou à courbure simple, mais en revanche il peut être bénéfique de transmettre la force à détecter par l'intermédiaire d'un tampon de caoutchouc : la **figure 13** permet de comparer la courbe de réponse obtenue avec un tel tampon, et celle relevée avec un doigt de pression métallique.

La **figure 14** montre pour sa part l'influence de la dureté de ce tampon de caoutchouc sur la réponse aux forces faibles.



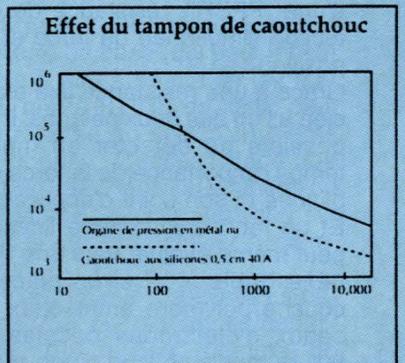
Une plus forte densité des bandes conductrices intercalées accentue la réponse aux forces élevées.

Figure 11



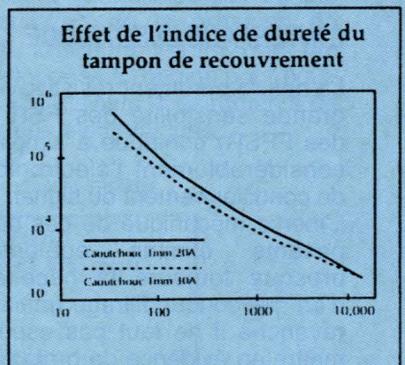
La composition du polymère peut créer une courbe de réponse à pente abrupte.

Figure 12



Le tampon de caoutchouc répartit les forces plus uniformément.

Figure 13



La courbe de réponse aux forces faibles s'élève ou s'abaisse selon l'indice de dureté.

Figure 14

Le raccordement des FSR au circuit électronique pose de son côté un problème de connectique qui peut être résolu de diverses façons.

Normalement, le réseau d'électrodes se prolonge par des métallisations sur lesquelles il n'est évidemment pas question de souder : on utilisera plutôt des adhésifs conducteurs, ou des connecteurs appropriés. En fait, les techniques à employer s'apparentent à celles des circuits imprimés et claviers souples.

### Exemples d'applications

La technologie FSR est encore jeune, et par conséquent en permanente évolution. De nouvelles applications sont sans cesse imaginées, et on peut prévoir beaucoup d'effervescence autour de ce remarquable produit.

Les applications recensées jusqu'à présent concernent pratiquement tous les domaines de l'électronique : périphériques de saisie, imprimantes, photocopieurs, instruments de musique, appareils biomédicaux, équipements industriels, automobile, électroménager, produits grand public.

Parmi les plus astucieuses, nous avons tout particulièrement remarqué :

- Des capteurs de serrage et d'espacement de rouleaux de photocopieurs.
- Des capteurs de souffle pour simulation d'instruments de musique à vent.
- Des capteurs pour la rééducation.
- Des capteurs de jet d'injection pour moteurs diesel.
- Des capteurs de suspension pour freinage ABS.
- Et bien sûr une infinité de touches de commande à action progressive.

A vrai dire, les idées fusent dès que l'on prend connaissance des caractéristiques du produit, et c'est pourquoi nous avons cru bon de terminer en les résumant sous la forme du tableau de la **figure 15**.

Mais il est encore mieux de toucher et manipuler une véritable FSR : rien de plus facile en pratique, puisque la carte de visite d'INTERLINK qui accompagne la documentation est précisément imprimée... sur un spécimen de FSR de surface utile 16 x 16 mm environ, et donc bien adapté à toutes sortes d'expérimentations. Pour aller plus loin, on pourra se procurer l'une ou l'autre des po-

Paramètre	Valeur	Conditions
<b>FSR™ INDIVIDUELS ET MATRICES</b>		
Encombrement *	Maxi = 56 cm x 80 cm Mini = 0,5 cm x 0,5 cm	N'importe quelle forme
Epaisseur du composant *	0,2 à 0,8 mm	Au-dessus de 100 g
Fidélité d'un cycle à l'autre d'un composant à l'autre	± 2 % ± 15 %	
Gamme de pressions optimale	0,007 à 7 bars	Variation inférieure à ± 2 % Adhésifs haute température ** Si l'application l'exige, des composants tampon peuvent isoler le FSR™ de courants plus élevés. Avec configuration mécanique optimale
Gamme de forces	10 g à 20 kg	
Pression maximum appliquée*	Approximativement 35 bars	
Coefficient de température	1000 ppm/mesuré sous une force de 1 kg	
Temps de montée du signal du composant	1 à 2 ms (mécanique)	
Durée de vie	Plus de 10 000 000 de cycles	
Température de service	- 30° C à + 170° C	
Courant maximum **	1 mA/cm <sup>2</sup> de force appliquée	
Dérive	< 1 %/kg-jour	
Sensibilité au bruit et aux vibrations	Négligeable	
Interférences électromagnétiques	Intrinsèquement insensible aux interférences électromagnétiques et ne produit pas lui-même d'interférences de ce type	
Caractéristique de commutation	Déplacement essentiellement nul	
Fixation des fils conducteurs	Techniques des circuits flexibles : Connecteurs piqués (ex : AMP™) Connecteurs sertis (ex : Berg™) Epoxy conducteur Cosses ou œillets de soudage	
<b>POTENTIOMETRES LINEAIRES et TABLES A TRACER XYZ NUMERIQUES</b>		
Résolution de la position	0,075 mm (typ.)	
Précision de la position	± 2 %	
* Paramètres «standard». Les FSR™ étant des composants individualisés, ils peuvent fonctionner en dehors de ces limites. Consultez le bureau d'étude à propos de vos spécifications personnelles.		

Figure 15

chettes d'évaluation qui, pour 500 à 1000 F environ rassemblent une quinzaine de modèles différents.

**Patrick GUEULLE**



**Interlink Electronics  
Europe**

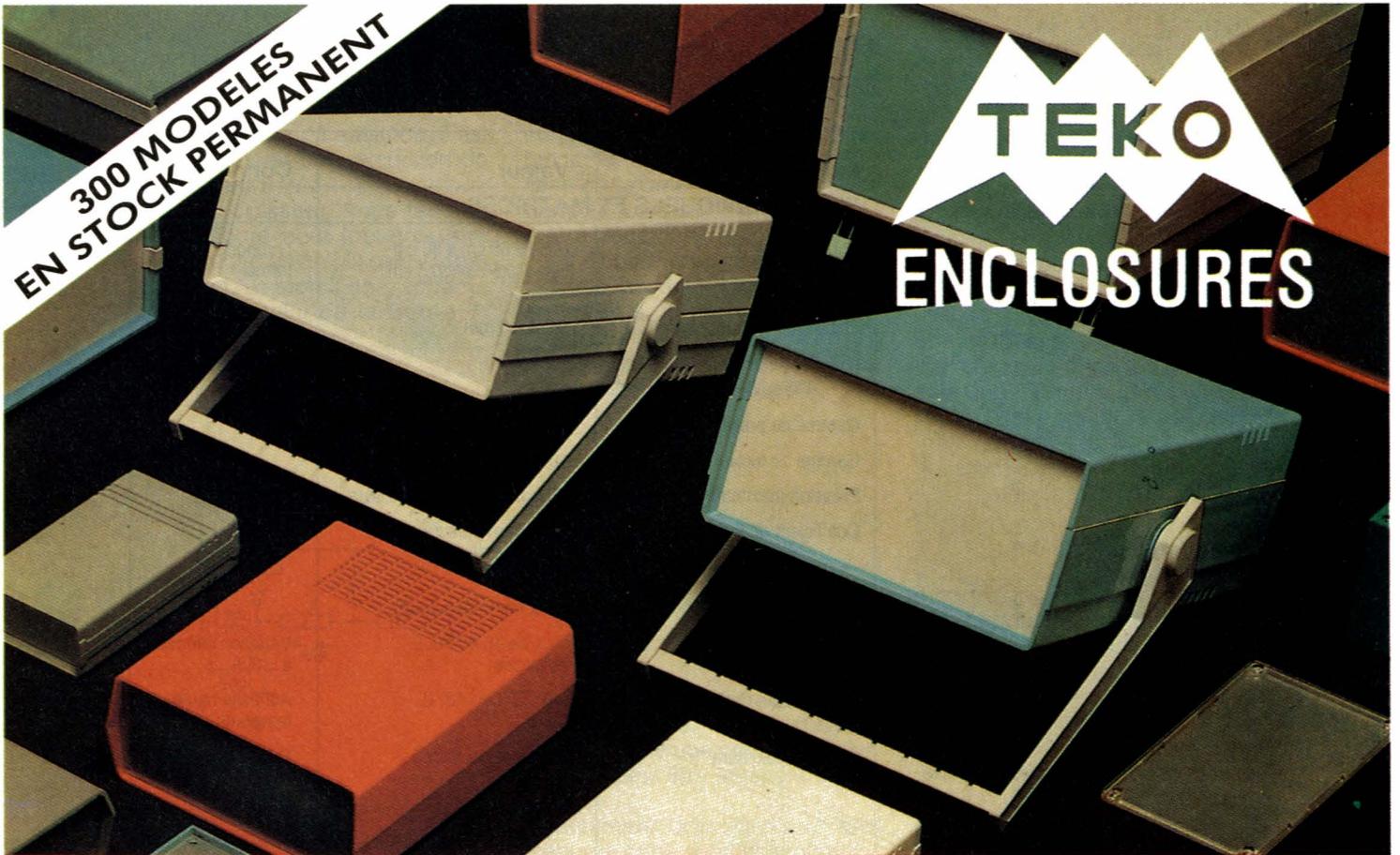
B.P. 8  
Zone Industrielle  
L-6401 ECHTERNACH  
GRAND DUCHE DE LUXEM-  
BOURG

est représenté en France par:  
**AFFICODE**  
3 Rue des Chênes Pourpres  
95034 CERGY CEDEX  
Tel: (1) 30 32 00 55  
Fax: (1) 34 24 06 75

NDLR : Nous avons utilisé le g pour parler de force, ce qui évidemment est impropre puisqu'il s'agit de l'unité de masse. Nous aurions dû employer des Newton N ou des gf. Que les puristes nous pardonnent.

300 MODELES  
EN STOCK PERMANENT

**TEKO**  
**ENCLOSURES**



LE NOUVEAU CATALOGUE 1992 DE 74 PAGES VOUS SERA ENVOYE FRANCO SUR DEMANDE.  
FRANCLAIR-DIFFUSION B.P. 42 - 92133 ISSY-LES MOULINEAUX - Tél. : PARIS (1) 45.54.80.01 - Fax : PARIS (1) 45.54.25.68

# UNAOHM

## TOUT EN UN TERRESTRE ET SATELLITE

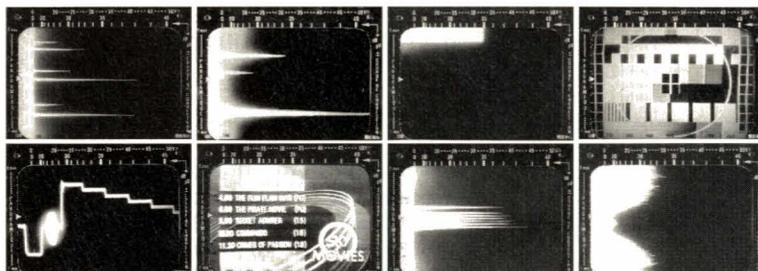
### MCP 937 SAT

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

PRECISION, ROBUS-  
REILS QUI ONT

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

**NOUVEAU**



**SYNTHES**  
INSTRUMENTS



**UNAOHM**  
FRANCE

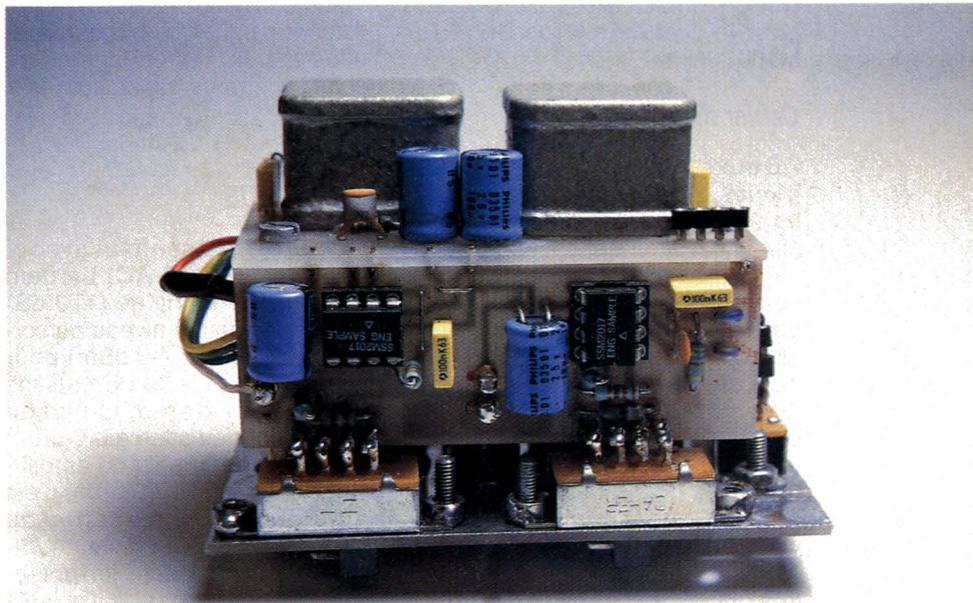
339 H Route de VALPARC - 74330 POISY - Tél. 50.22.31.42 - Fax 50.22.09.78

SALON ANTENNES 92 DU 16 AU 18 SEPTEMBRE - STAND N° D 07

# PREampli pour D.A.T A&C !

*Nombreux sont désormais les possesseurs de D.A.T, et si tous - ou presque - sont enchantés par les résultats obtenus avec ces enregistreurs numériques quand ils sont attaqués au niveau « ligne », il s'avère pourtant que l'usage de microphones reste une opération douteuse, voire impossible, sans faire appel à une « mixette » externe souvent fort coûteuse !*

*Nous avons donc travaillé docilement à la conception de PREDAT-AC, en pensant toutefois qu'ERP avait déjà donné la solution dans ses pages. Mais au fil des jours, les problèmes s'ajoutant les uns aux autres, la réalisation pratique imposa une étude beaucoup plus délicate que celle imaginée au départ, au point que nous avons dû couper cette construction en deux parties.*



## Constat

Il est aberrant qu'une machine offre d'excellentes performances dans un domaine d'exploitation, et de presque désastreuses pour ses fonctions annexes. Il faut pourtant bien constater que les D.A.T, magnétophones à cassettes, tiennent le pompon avec leurs entrées "micros". L'un d'entre-vous nous a même écrit: "Puisque les préamplis micros inclus dans le XXX se comportent avant tout comme des générateurs de bruits .."

Les demandes d'une réalisation à base de composants SSM se sont alors accumulées en un an à une telle cadence qu'il était évident :

1. que les achats de D.A.T étaient en notable progression ( les prix devenus abordables y participant pour beaucoup ).

2. que le besoin était réel et désormais pressant.

Nous avons donc profité de l'été pour griffonner quelques idées de schémas à partir de vos suggestions, et donner les premiers coups de lime à la mécanique. A titre indicatif, cette partie a pris environ trois semaines d'études et de protos divers mis régulièrement les uns après les autres à la poubelle...

Le boîtier de piles par exemple, à lui seul, a demandé plus de 10 jours pour être reproductible, facile à construire et à utiliser !

Pas étonnant donc que vous nous réclamiez régulièrement de prendre en charge une telle réalisation..

Bien entendu, il eût été facile de proposer une carte - même de dimensions modestes - et de vous laisser la mettre en boîte. Mais ça n'aurait pas été très sympa, et sans grand intérêt puisque les schémas n'ont rien de révolutionnaires.

Voici donc PREDAT-AC (lequel devait s'appeler PERDATOR, mais le nom était déjà pris par un grand costaud ...).

Il possède la particularité de pouvoir être dépanné en un temps record, malgré une densité de composants étonnante: quand vous aurez sur la table toutes les pièces devant entrer dans un boîtier de  $17 \times 10 \times 5 \text{ cm}^3$ , vous comprendrez mieux les problèmes auxquels nous avons été confrontés.

Nous avons longtemps hésité pour la coupe de cette réalisation: l'idéal aurait été de préparer la mécanique en premier, mais nous

avons préféré équilibrer électronique et mécanique, et vous offrir une première partie pouvant déjà fonctionner de manière autonome.

Avant tout, l'auteur doit remercier ceux qui ont participé de près ou de loin à cette étude, et particulièrement monsieur DELHALLE pour le prêt de micros BEYER M160.

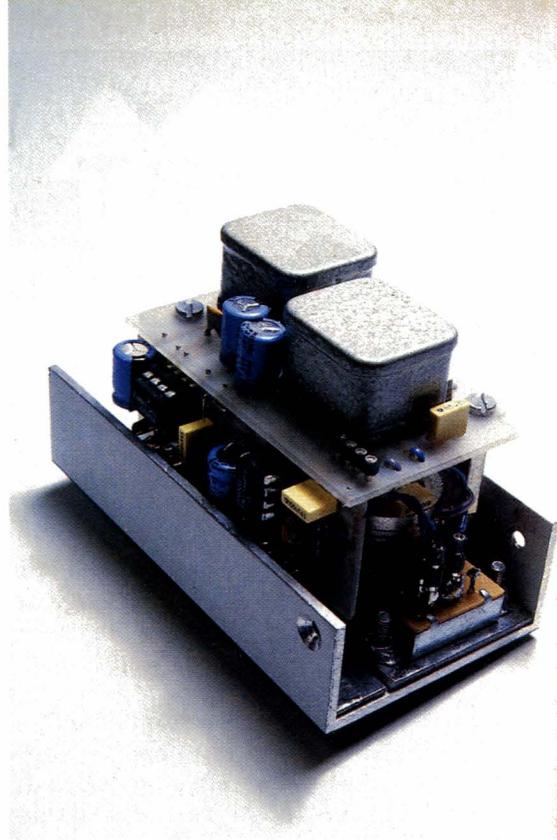
### Cahier des charges

- Deux entrées micros symétriques BI, sur XLR F (niveaux lignes sans intérêt, mais possibles par atténuations externes)
- Alimentation phantom 12V incorporée, positive ou négative par rapport à la masse (choix interne), et commutable par voie.
- Gain de l'étage d'entrée: 30, 40 ou 50 dB. Réserves +10 dB X 2
- Permutation de phase sur une des voies (R).
- Niveau individuel de chaque voie réglable par potentiomètre.
- Indication "douce" de surcharge des étages d'entrées.
- Filtrés LC et HC par voie.
- Potentiomètre de volume général (duo).
- Sorties à + 4 dBm (maxi +20) sur XLR M et jack 3 mm stéréo

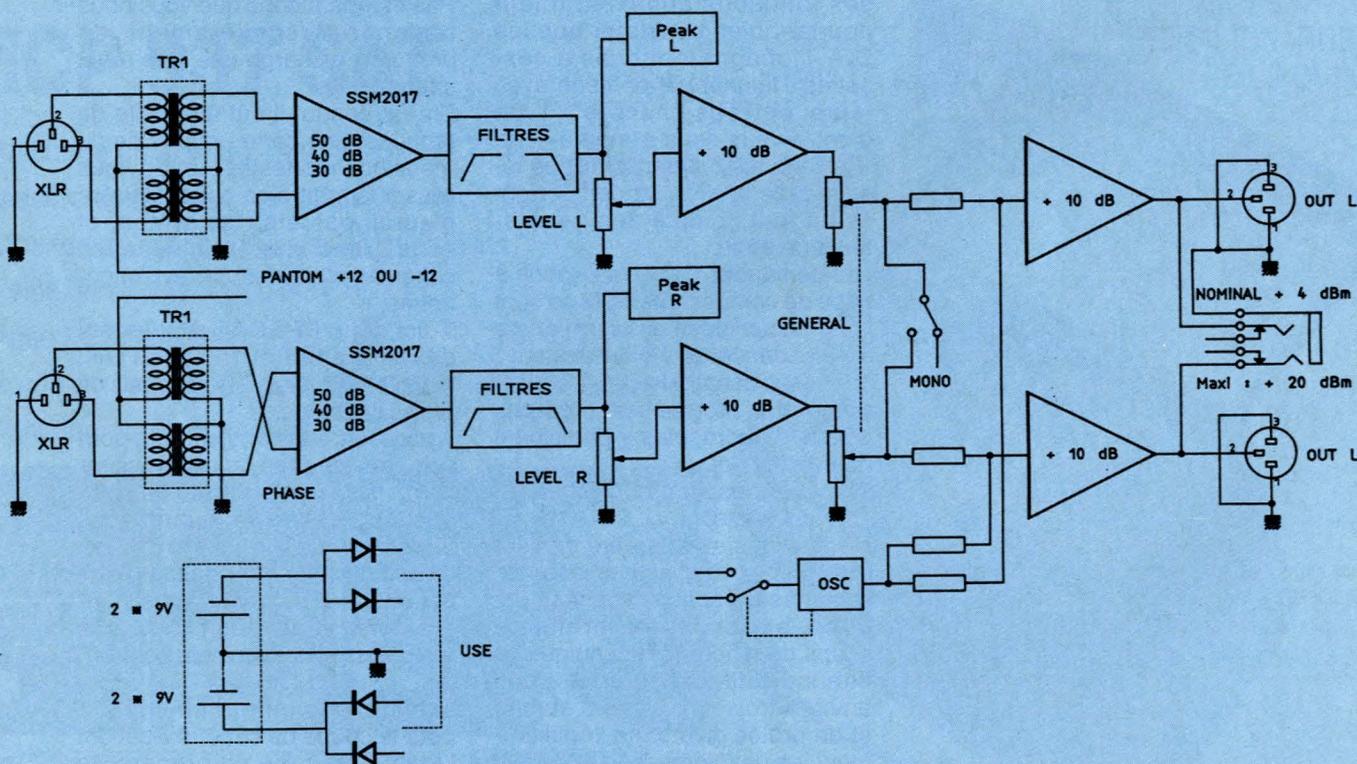
- Oscillateur de calage (+ 4 dBm) réglable jusqu'à + 6.
- Option "mixette" : mono L + R sur les deux sorties
- Alimentation par batteries rechargeables (ou piles)
- Accès et démontage simplifié au maximum.
- Volume minimum et faible poids.
- Attaches pour une bandoulière. Telles étaient les conditions de départ, que nous avons suivies à la lettre.

### SYNOPTIQUE

La **figure 1** présente le synoptique de PREDAT-AC. Le gain maximum de la chaîne (+70 dB) permet d'obtenir le niveau de sortie nominal prévu (+4dBm) pour une injection de - 66 dBm. Sans atténuation externe, le niveau maxi d'entrée se situe à -10 dBm. En effet, chaque section amplificatrice saturant à + 20 dBm, c'est ce qu'on pourra admettre de mieux avec le gain minimum (30 dB), sans modification bien entendu. Mais nous l'avons dit, l'objectif de PREDAT-AC est exclusivement de traiter des niveaux "micros". Une commutation (que nous détaillerons sur le schéma définitif)



permet d'alimenter en phantom chaque entrée, et ce avec des tensions positives ou négatives par rapport à la masse (The Must, pour les utilisateurs de Shoeps ORF !). Suivent alors des jeux de filtres coupe-bas et coupe-haut, mais d'usage un peu particulier, les



trois positions utiles étant 1- FLAT, 2- coupe-bas, 3- coupe-bas PLUS coupe-haut. Il ne sera donc pas permis de mettre le coupe-haut seul en action. Nous en avons longuement débattu avec des utilisateurs professionnels et ce compromis a semblé fort raisonnable.

Deux potentiomètres indépendants dosent le niveau de chaque voie, et c'est aux bornes de ces derniers (pré) que seront faites les mesures de surcharges, affichables par les en face avant.

Derrière ces potentiomètres, une première amplification de 10 dB est prévue, avant d'aborder un autre potentiomètre double cette fois, qui servira de "général". Un switch est alors prévu pour transformer PREDAT-AC en minixette: le passage en mono des deux canaux est autorisé, ce qui correspond à un MIX de 1+2 vers 1 et 2. L'ampli final est donc monté en mélangeur, avec un gain de 3 soit 10 dB supplémentaires.

Un oscillateur peut être mis en action afin de calibrer le "récepteur", au niveau + 4dBm nominal. Il sera activé sur les deux voies de manière égale, quel que soit le mode de fonctionnement.

L'alimentation de l'ensemble est constituée d'un bloc de 4 batteries 9V, ce qui donnera +18V, -18V à pleine charge, mais le montage a été étudié pour fonctionner correctement jusqu'à +10V, -10V, oscillateur compris.

### SCHEMA

Le schéma de la portion que nous allons activer cette fois est visible figure 2. Il comporte toutes les

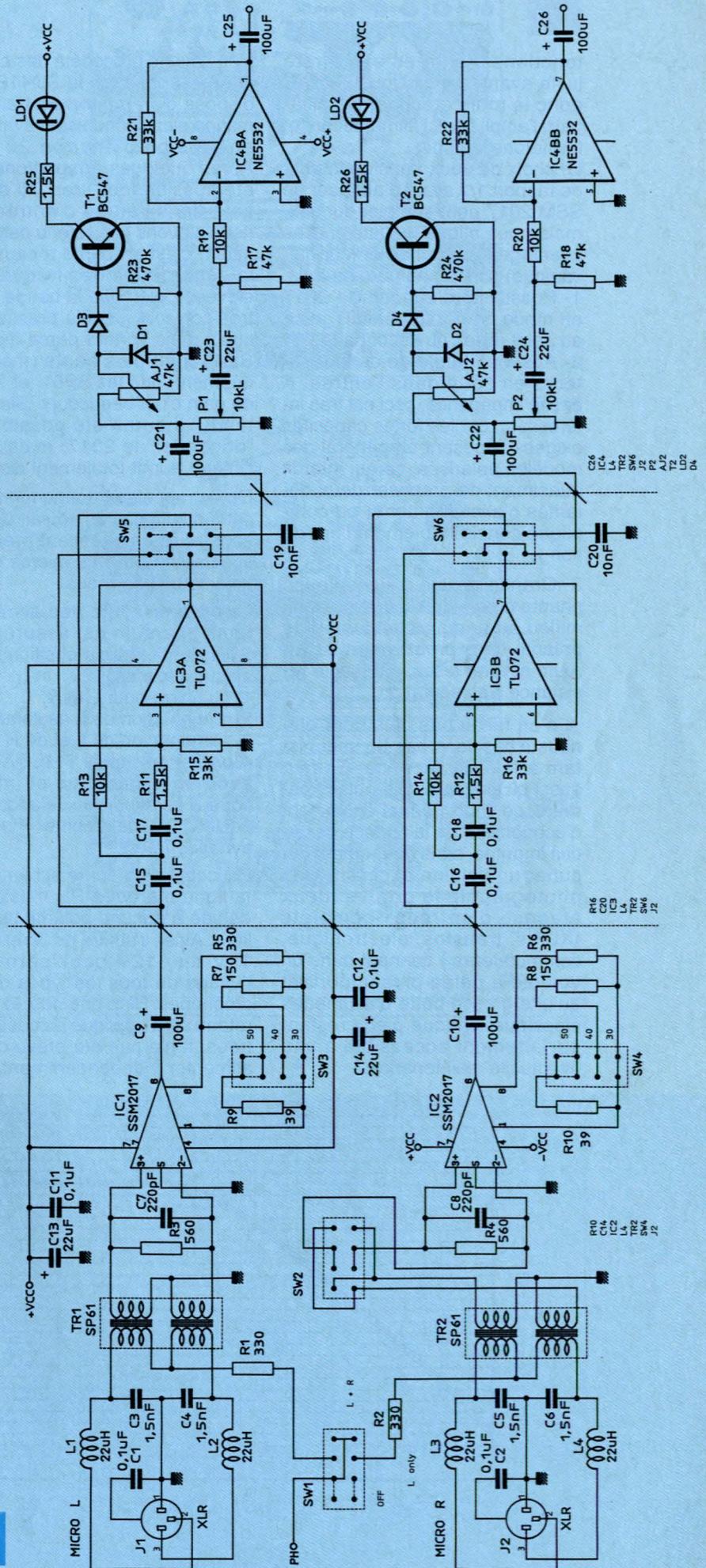
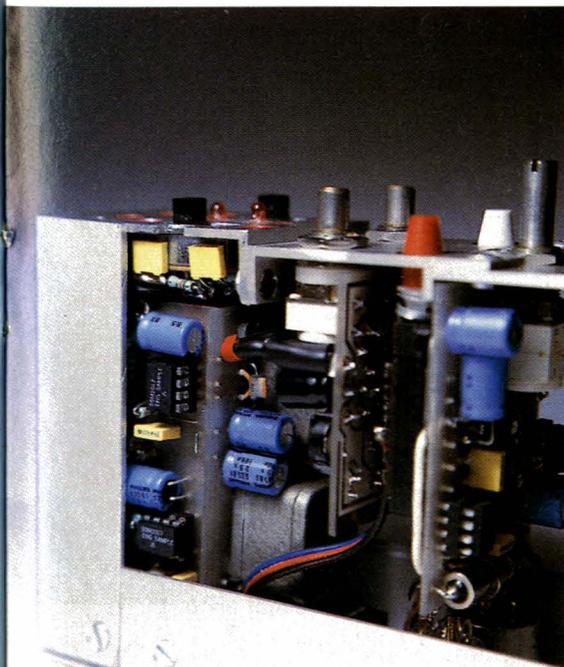


Figure 2

fonctions d'entrées et s'arrête juste avant le mix. Nous verrons donc le mois prochain l'oscillateur, l'ampli final, l'alimentation, et fermerons la boîte...

Le choix de deux transformateurs de rapport 1/1 avant d'attaquer un SSM 2017 peut sembler curieux, mais nous allons le justifier. Les avantages (outre l'isolement galvanique) sont au nombre de trois.

1- Possibilité d'attaquer le 2017 en mode "vrai" différentiel, grâce au point milieu du secondaire.  
2- Absence totale de condensateurs en série dans l'entrée. A basse impédance, ceci est très intéressant, car les fortes capacités exigées imposent en général des modèles polarisés, ce qui interdit quasiment de proposer deux polarités d'alim phantom (ou complique considérablement l'opération).

3- Grande facilité d'alimentation phantom par exploitation du point milieu au primaire: inversion de polarité sans problème, mise en route et arrêt aisés, une seule résistance d'alimentation.

Il n'en fallait pas plus pour que nous n'hésitions pas un seul instant à faire le sacrifice. En fait, aussi bizarre que cela puisse paraître, ce choix permet également d'économiser de la surface de circuit imprimé, sans pour autant occuper un volume excessif. Une photographie le prouve: deux étages d'entrées complets (XLR's, transfos, électronique, commutateurs) tiennent dans un volume à peine plus important qu'une grosse boîte d'allumettes classique, chaque pièce restant parfaitement accessible à une éventuelle maintenance.

Nous avons procédé à des essais intéressants avec le SD41B, qui dispose d'un rapport de transformation élevé conduisant à un gain en tension d'environ 20 dB. Après quelques adaptations, il a été possible de "tirer" 70 dB de gain dans l'étage d'entrée! Si nous n'avons pas retenu cette solution, c'est en partie à cause de la dégradation des fréquences élevées (bien que la bande reste très correcte jusqu'à presque 20 kHz), mais surtout parce que les SD41 sont plus hauts (mécaniquement) que les SP61, et 70 dB de gain c'est beaucoup. Bien entendu, il aurait été possible de "dégonfler" le 2017, mais alors l'intérêt aurait totalement disparu.

On se rappellera quand même de cette solution si on voulait un jour construire un excellent préampli spécialisé pour des micros dynamiques un peu mous.

La mise en route des alimentations phantom est assurée par SW1 dont les trois positions sont ainsi exploitées:

- 1- Coupure pour L et R,
  - 2- alimentation de L seulement,
  - 3- alimentation de L et de R.
- Ainsi, si on utilise PREDAT-AC avec un dynamique et un statique, il sera judicieux d'adopter la position 2 et de réserver R pour le dynamique.

On constatera sur le schéma que la ligne marquée PH n'est alors dédiée à aucune polarité particulière. Ainsi, il suffira de la relier à +12V ou -12V pour permettre l'usage de tous les types de microphones. Bien entendu, le choix retenu sera appliqué aux deux entrées. Il n'a pas été prévu de les alimenter indépendamment avec

des polarités différentes (ce serait dangereux!), mais si d'aventure on voulait toutefois figer des polarités inversées, rien ne s'y opposerait: quelques modifications de câblage et surtout des fiches de factures différentes (par sécurité), et le tour serait joué.

Comme notre machine se limite à deux voies, il suffit de permuter la phase sur une seule d'entre elles pour assurer l'accord parfait. C'est le travail de SW2, avec un point mort central pour la voie R. Aussi, pour retourner la phase, il faudra dans tous les cas glisser SW2 de deux crans: un seul conduisant à la mise hors circuit de la voie R.

La place de cet inter a été choisie avec soin (sur le secondaire de TR1) afin de ne pas bousculer une éventuelle alimentation phantom dans la voie R.

Le gain des SSM 2017 est modifiable à volonté très simplement, au moyen de la formule suivante:  $R_g \text{ (en Ohm)} = 10000 / (G - 1)$ ,  $R_g$  étant la résistance à placer entre les broches 1 et 8.

Nous avons adopté des bonds de 10 dB, mais il pourrait être envisagé de passer à 15, ce qui donnerait 20, 35, 50, et autoriserait un maxi à 0 dB au lieu des -10 prévus, SW5 et 6 assurent la mise en route des filtres. On remarquera qu'en position OFF, IC3 est purement et simplement oublié. La seconde position met en action le passe-haut de 12 dB/octave. Pour la troisième position, l'état précédent est maintenu et la mise en parallèle de C19 sur R15 (ou C20 sur R16), suffit à installer un coupe-haut simple et "doux". Les courbes de ces filtres sont visibles **figure 3**

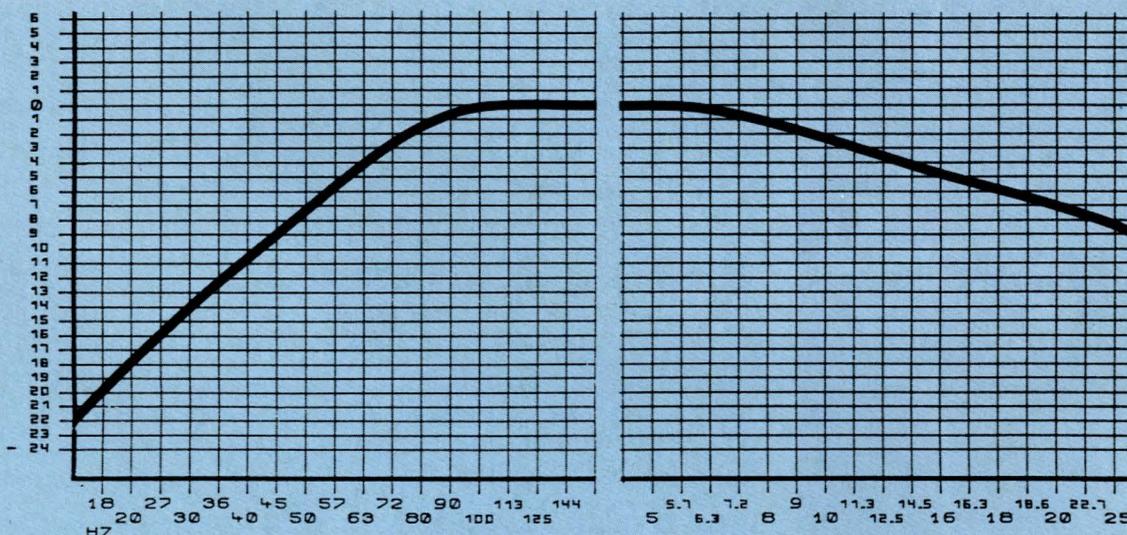
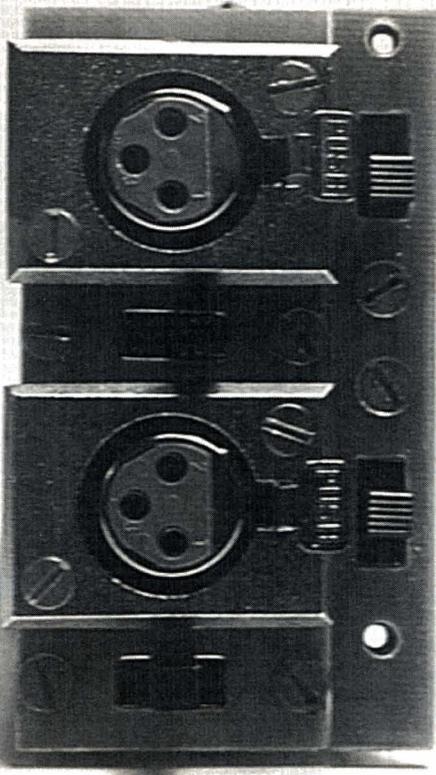


Figure 3



La douceur et la simplicité sont également de mise pour les indicateurs de saturation. C'est un choix délibéré que d'avoir abandonné les comparateurs précis mais brutaux. En effet, n'ayant pas prévu d'indicateurs en sorties, une approche douce de l'illumination des LED avant d'atteindre le maxi pour lesquelles elles seront réglées, offre un confort supplémentaire.

Elle se découpe en plusieurs parties très distinctes, associant circuits imprimés et mécanique correspondante.

La **figure 4** propose deux cartes portant les composants des étages d'entrées. Il sera conseillé de les graver ensemble, puis de les séparer d'un coup de scie, un écart d'un millimètre étant prévu pour cela. On s'aidera des photographies pour les points de détail tels que passage des fils, etc... Toutefois, on ne soudera pas R8, ni le support de IC1, ni celui de IC2 (important). Nous verrons pourquoi dans la méthode d'assemblage proposée plus loin.

La **figure 5** est un circuit imprimé (ou plutôt 2), vu côté composants... Quelques précisions sont nécessaires. La première étude de PREDAT avait été menée en fixant les switches directement sur le flanc en alu, et ce au moyen de 8 vis fraisées + 4 pour les XLR's.

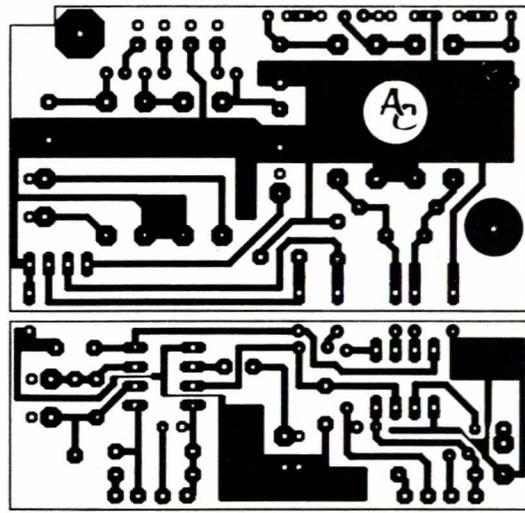


Figure 4 a

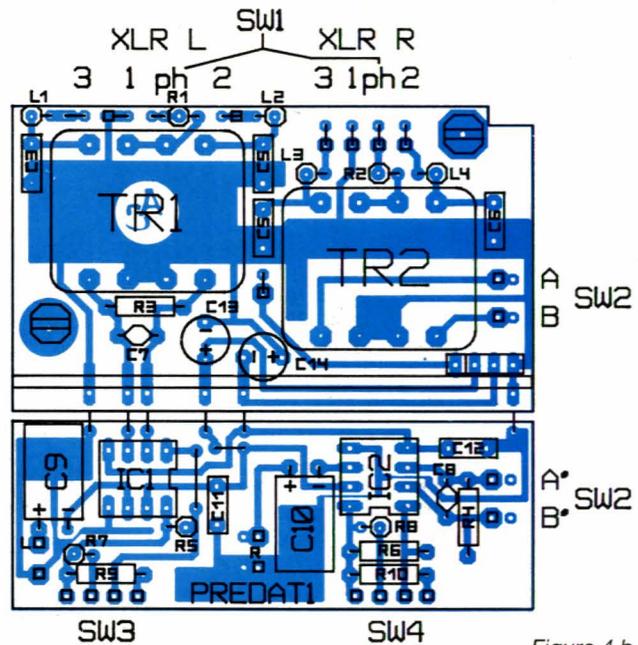


Figure 4 b

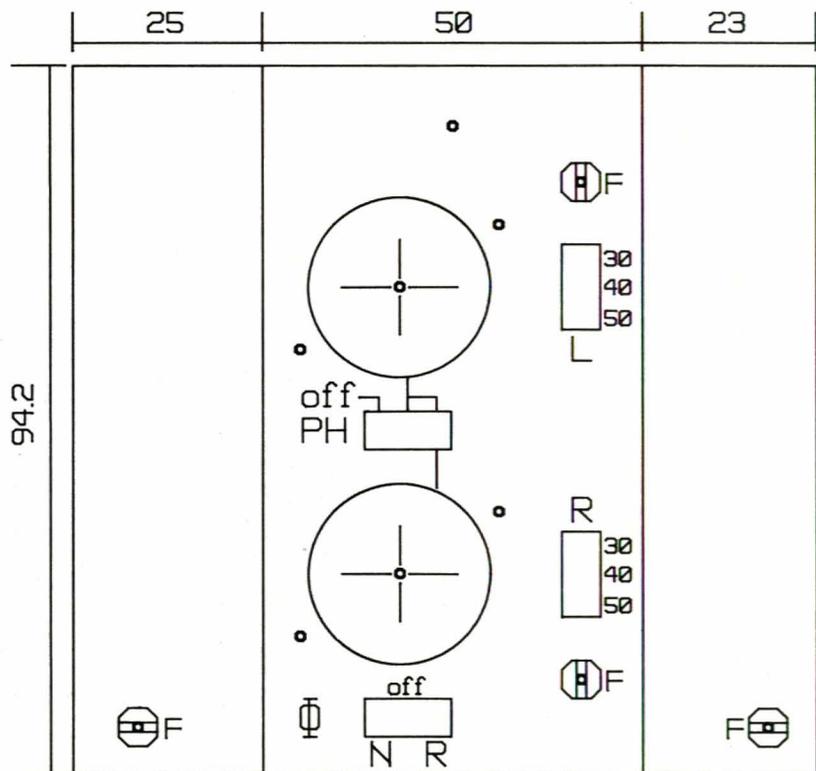


Figure 5

Se posait alors le problème suivant: SW1 et 2 n'ayant pas à être démontés pour accéder à toutes les parties du bloc, il était tentant de cacher ces 4 vis sous le lexan. MAIS, au cas où il aurait fallu changer un de ces inters, la face avant aurait du être détruite et remplacée. Cet état de fait ne nous plaisait pas, pas plus que les 8 vis apparentes. D'autre part, les écrous des XLR's n'étaient pas imperdables, avec les risques que cela comporte. C'est alors que nous est venue l'idée de la contre-plaque en époxy, sur laquelle on pouvait souder les écrous des XLR's, et dans l'épaisseur de laquelle on pouvait noyer les têtes des vis fraisées maintenant les switches. Il ne restait plus alors que 2 vis apparentes pour tenir une des contre-plaques, et les 4 vis des XLR's. C'est avec des petits détails de ce genre qu'une réalisation devient nettement plus sympathique, et plus "professionnelle". Il faudra donc se confectionner deux cartes comme l'indique la figure. Si nous donnons le côté "composants" (ou époxy si vous préférez), c'est qu'il n'est pas utile de passer par une gravure chimique puisque le cuivre reste intact. Seuls les usinages mécaniques sont à faire. A ce sujet, voici le code des lettres ou signes indiqués:

P = souder un écrou qui sera alors Prisonnier.

F = Fraisier côté époxy pour noyer une vis de 3.

\* = les étoiles indiquent qu'il y aura à ces endroits des colonnettes.

Le point, enfin, signale qu'il s'agit d'un trou ordinaire (passage seul) percé à 3,5 mm ou même 4 mm. Les photographies montrent bien qu'ainsi, le montage peut fonctionner (et rester très solide) sans que la face alu soit nécessaire.

Quand on démontera le bloc d'entrées, 4 vis seulement seront à sortir et la petite contre-plaque suivra le bloc, la grande assurant le maintien élégant de SW1 et 2 et gardant les écrous des XLR's. Une vis de façade démontée par erreur ne conduira donc pas à aller rechercher un écrou dans l'appareil ...!

Le flanc en alu est illustré **figure 6**. C'est en fait un morceau de U de 25\*50\*25, dont une des ailes à été réduite à 23 mm, afin de permettre l'échange de IC1 ou 2 sans aucun démontage mécanique que l'ouverture de la boîte. Tous les trous seront percés à 3,2 mm,

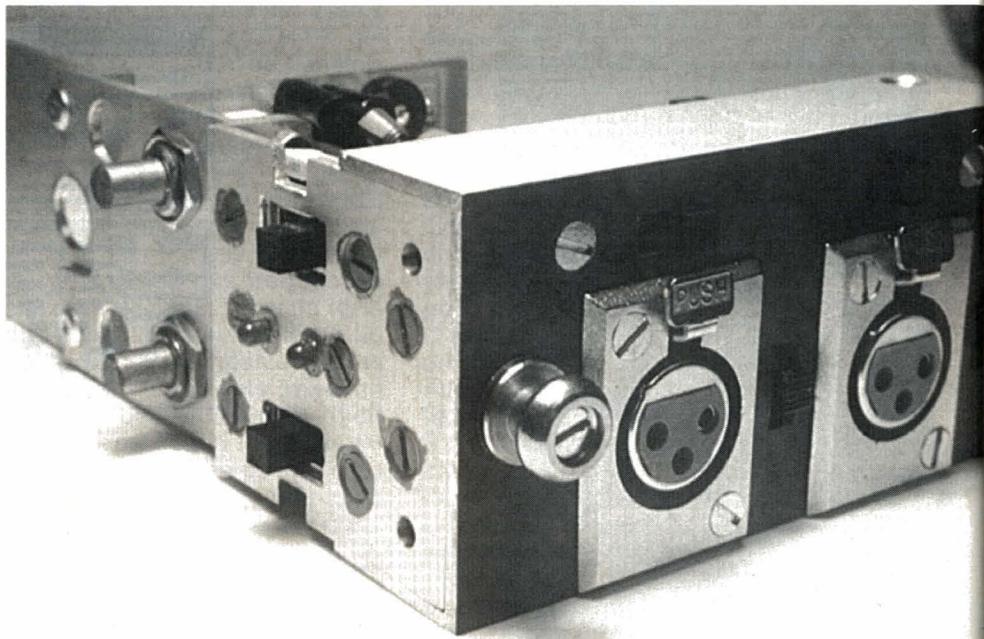


Figure 7 a



Figure 7 b

et deux seront fraisés pour noyer des têtes ( marqués F).

Nous allons poursuivre la visite des figures si vous le permettez, et nous regrouperons ensuite les opérations d'assemblage dans un paragraphe spécial. **Figure 7** est dessiné un petit circuit imprimé qui est le seul en double face. Il est chargé de porter IC3, les deux LED et deux connecteurs: l'un de 5 pts, l'autre de 3. On notera que le support de IC3 sera constitué de deux barrettes de 4 points, et

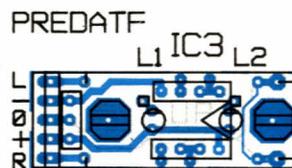


Figure 7 c

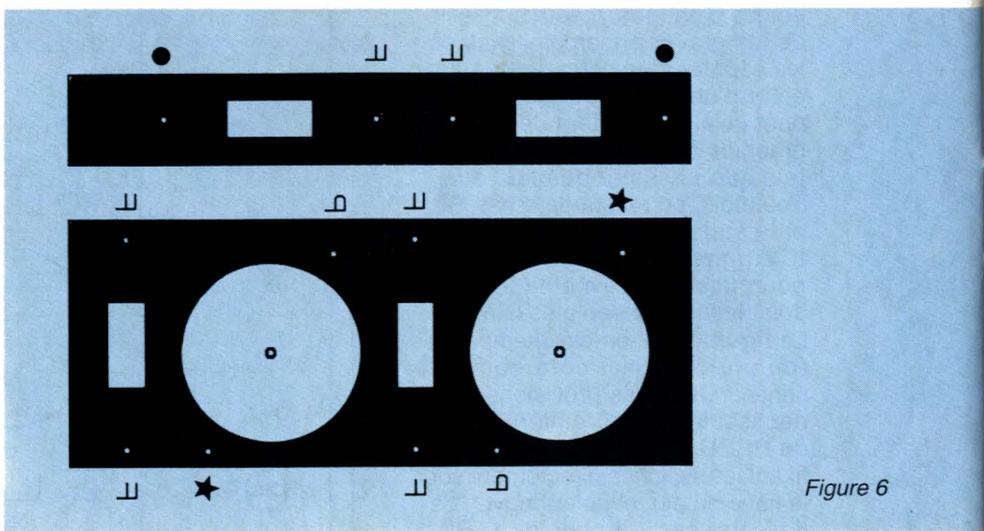


Figure 6

non d'un support classique; un fil passant sous IC3.

La **figure 8** est importante, car elle comporte de nombreuses informations. Tout d'abord l'usinage mécanique (échelle 1) d'une des contre-façades supérieures, à tailler dans un morceau de U (toujours le même), dont les ailes sont réduites. Ce n'est pas la pièce la plus drôle à usiner mais on y arrive très bien avec un peu de patience. Dans la partie base, il faudra rapporter une petite cornière de métal, sur laquelle seront soudés 5 écrous. Sur les photographies de notre prototype, nous avons mis du vernis à ongle rouge sur cette pièce afin d'attirer votre attention. Il ne faudra toutefois pas trop détailler les photographies de cette partie, car de nombreuses améliorations ont été apportées au montage final, et ce sont les figures qui sont à jour. Les différences sont les suivantes: les perçages ont été alignés et l'équerre légèrement réduite afin de permettre un allongement de la carte (**figure 7**) pour éviter le bricolage du "conjoncteur" de barrettes que l'on peut voir encore. Par ailleurs, sur notre maquette le circuit imprimé était en simple face, ce qui a posé des problèmes pour aligner les LED. L'enrobage de ces dernières dans l'Araldite est totalement à proscrire: l'auteur a décidé que si un jour il y avait un problème à cet endroit, il ferait tout sauter pour remettre une carte en double face. Il y avait tant d'autres solutions à trouver encore, qu'il n'y avait pas urgence SAUF pour Vous !

La partie droite de la figure 8 détaille le câblage "en traditionnel" des composants qui entourent IC3 et que l'on fera soigneusement sur SW6 et 6. Difficile de procéder autrement, sauf employer des CMS, idée que nous avons abandonnée (maintenances).

Nous ne sommes pas les seuls d'ailleurs, car certains cahiers des charges d'appareils professionnels interdisent ces composants afin de faciliter la maintenance par un personnel modestement outillé (sur le terrain).

On notera qu'aucun composant n'a été mis sur le circuit imprimé, à part IC3 monté sur support. Ainsi, l'accès est total à toutes les pièces du filtre, et les modifications aisées (changement des fréquences de coupures par exemple).

La **figure 9** est plus traditionnelle:

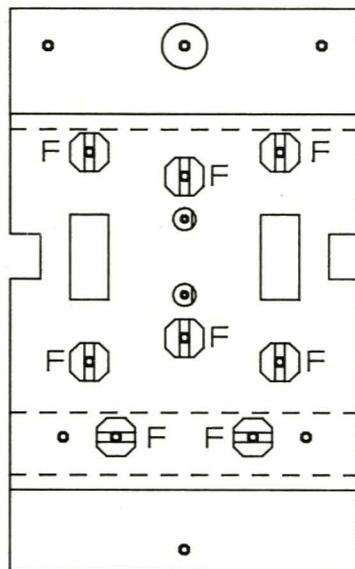


Figure 8 a

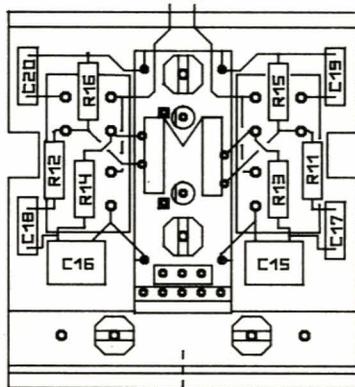


Figure 8 b

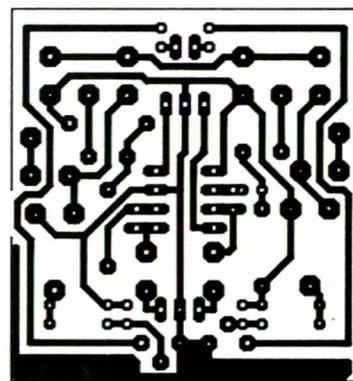


Figure 9 a

PREDATPV

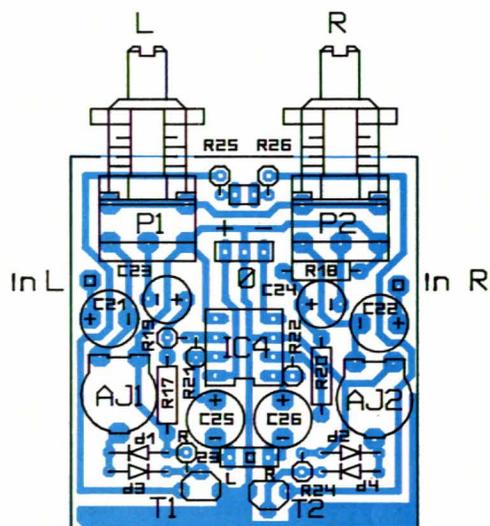


Figure 9 b

il s'agit du circuit imprimé qui porte l'électronique des LED et les premiers amplis de 10 dB. strap, mais le petit connecteur de 3 pts situé sous C25/C26 sera soudé côté cuivre. Les deux autres, de 2 et 3 pts entre P1 et P2 étant placés côté composants. La **figure 10** annonce la fin de vos souffrances mécaniques pour cette fois, en proposant la seconde contre-façade supérieure, laquelle sera liée à la précédente par deux vis fraisées. Les fraises seront à faire à l'intérieur du U, converti en L à coups de scie... Tout ces petits morceaux sont en effet taillés dans le même profilé, à raison de sections de 46 mm (- 0/-0,5). Les deux plus gros trous recevront P1 et P2, et le reste des découpes ne servira que le mois prochain (pose de l'oscillateur et de l'ampli final).

Il est temps maintenant de proposer une méthode de montage afin d'aller droit au but (ce qui n'a pas été notre cas...)

### Méthode

\* Monter C1 et C2 sur les XLR's.

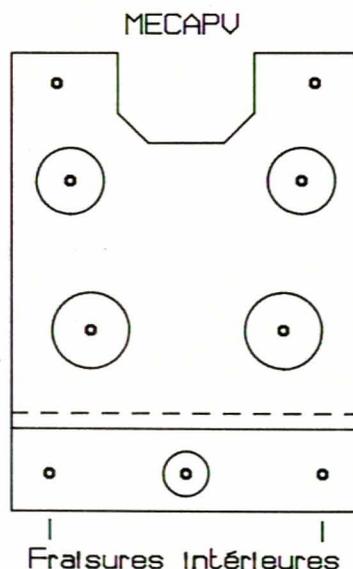


Figure 10

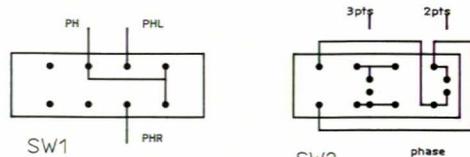


Figure 11

\* Utiliser la **figure 11** pour préparer SW1 et SW2. SW2 comporte deux petits connecteurs de 2 points chacun : celui placé au centre - taillé dans un morceau de 3 - ayant son point milieu inutilisé.

\* Souder sur les inters SW1 à 4 des écrous de 3 afin de les rendre imperdables. Au besoin faire de même pour SW5 et 6 si on est en forme, mais ce n'est pas indispensable.

\* Assembler au moyen de pattes de résistances les deux cartes de PREDAT1 (fig. 4), et placer les deux entretoises de 35 mm (15 MF + 20 FF). Visser SW1 et 2 sur la "grosse" contre plaque en époxy.

\* Souder 8 pattes de résistances dépassant de 7mm environ aux points marqués SW3 et 4 (carte prédat1)

\* Visser SW3 et 4 en deux points (fraisures) sur la petite contre-plaque en époxy.

\* Engager des XLR's dans la face alu, et visser également la petite contre-plaque et les colonnettes du bloc d'entrées.

\* Souder alors les 8 pattes de résistances sans contrainte, à SW3 et 4. Le fait de n'avoir pas monté IC1,2 et R8 permet de laisser passer le fer... Démontez alors le bloc et soudez ces composants, puis effectuer les liaisons par fils, bloc ouvert. Inutile de laisser trop de mou, mais permettre un accès à tout. Pour les liaisons avec SW2, attendre que le bloc soit refermé: il y a des connecteurs.

\* Sortir une nappe trois fils d'alimentations (+/0/-), piquée sous TR1 et sur C13 et C14, de manière qu'elle dépasse de 4 cm du bloc. Souder alors le connecteur 5 points destiné à PREDATF (fig 7), véhiculant les modulations L, R et les alims.

\* Refermer le bloc et effectuer les liaisons connectées avec SW2, au plus court.

A ce stade, le bloc est en mesure de fonctionner de manière autonome et doit être vérifié, pour peu qu'on l'alimente par un câble test arrivant sur le connecteur 4 points situé à côté de TR2. Le petit carré dessiné figure 4 représente la source phantom (+ ou -), puis en suivant + 15, -15 et 0V en bord de carte. Quand nous disons "15", c'est en fait de 10 à 18V : 18V pleine charge, 10 en fin de contrat... Attention pendant les essais à ne pas provoquer de court-circuit avec le connecteur nu destiné à PREDATF, et prudence avec la polarité phantom ! Rappelez-vous enfin que le petit

conjoncteur visible sur les photographies n'est pas à câbler, et qu'il est facile de suivre les voies L et R en adoptant la loi : bLanc = L, Rouge = R.

\* L'assemblage de PREDATF nécessite déjà de lier par vis (courtes) les pièces dessinées figures 8 et 10, puis de visser SW5 et 6.

Bien entendu, la cornière portant les 5 écrous prisonniers est en place (fixée solidement par deux vis) et un essai de liaison mécanique avec le bloc (une vis) a été concluant. Pas de panique si une légère rotation est constatée, c'est fait "pour" et elle disparaîtra le mois prochain...

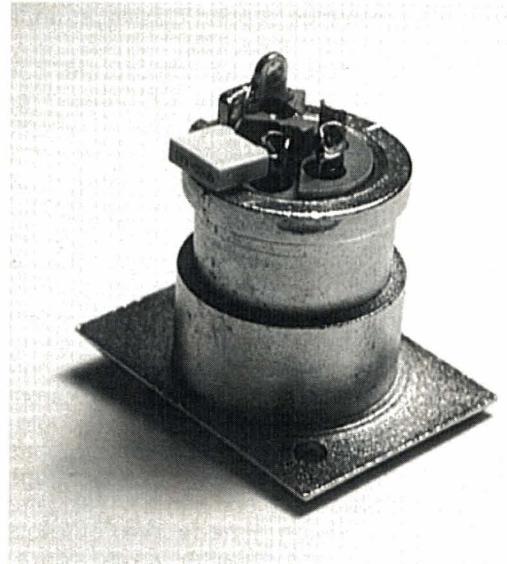
\* On commencera par introduire les LED dans les trous prévus carte PREDATF, mais sans les souder, puis visser la carte équipée des fils "éclatés" (pour SW5 et 6), en plaçant des entretoises de 3 mm (ou des écrous de 3 reperçés à 3,2). Il faudra veiller à ne pas entrer en contact avec la contre-plaque alu. Au besoin, prévoir un isolant en carton ou en PVC, mais éviter plutôt les "longues queues".

\* La suite consistera à effectuer le câblage conformément à la figure 8, en veillant à laisser libres les deux petits décrochements pratiqués de chaque côté.

\* Souder les LED, en pensant que la face avant définitive aura une épaisseur de 2.3 mm, et souder également les deux fils qui les commanderont (pour L1, le faire passer entre les barrettes, de IC3).

\* Dans le trou passe-fils prévu entre les deux contre-plaques, devront transiter : les deux modulations (fils blindés), les deux fils de LED, et une petite nappe 3 fils, d'alimentation. Si il a été prévu de déconnecter cette dernière de PREDATF, c'est uniquement pour pouvoir extraire IC3 en cas de besoin. Noyer alors le passe-fils et ses habitants dans de l'Araldite. Cette portion peut être essayée seule en l'alimentant provisoirement par le connecteur 5 points, ou encore assemblée au bloc d'entrée alimenté alors par le câble test déjà prévu.

\* Il ne reste plus qu'à relier PREDATPV (fig 9): connecteur 2 points pour les LED, connecteur 3 points pour l'alimentation, et deux petites cosses FASTON pour la modulation. Les sorties L et R post amplis, sont récupérables sur le connecteur 3 points que nous vous avons fait souder côté cuivre.



Les alimentations transitant de cartes en cartes, l'intégralité de ce que nous vous avons fait construire peut fonctionner avec le seul câble test, et un simple repiquage des sorties L et R.

Vous conviendrez que le jeu en valait la chandelle, car si ça ne vous a pas donné d'idée pour une autre exploitation, c'est que vous avez d'autres choses en tête...

En effet, comme tête de pont d'une mixette 6 micros (par exemple) plus master stéréo, avec des faders grande course (104 mm) on "tiendrait" dans un volume de 20 x 20 x 10 cm ! Avec des potentiomètres rotatifs à la place de faders, on tomberait à 20 x 12 x 10 ... Ne perdez donc pas cette étude si le sujet vous intéresse, car il n'est pas impossible que nous vous proposons un jour une adaptation de ce type: l'usage des contre-plaques de façade assemblées donnant une grande souplesse d'adaptation, comme on pourra le constater encore le mois prochain.

## REGLAGES

Dans un premier temps, nous vous proposons de régler AJ1 et 2 de telle sorte que les LED s'allument à leur plein régime, pour un niveau de modulation de 775 mV en sorties de filtres. Nous en reparlerons le mois prochain, car il y a plusieurs manières de procéder. Le 0 dB que nous vous indiquons ici correspond à 20dB en dessous de l'over réel des 2017, mais au maxi utilisable si on consomme les 20 dB de réserve dans les amplis qui suivent. C'est l'assurance que l'intégralité de la chaîne ne puisse être prise en défaut, mais

ce n'est pas exactement représentatif des possibilités de l'étage d'entrée. Pour l'instant, on se contentera de vérifier le bon fonctionnement de ces indicateurs. Il sera assez tôt le mois prochain de prendre une décision, une fois les amplis finaux installés.

### CONCLUSION

Pour tout renseignement sur cette réalisation (approvisionnement de la mécanique et services offerts), vous pouvez entrer en contact avec l'auteur par téléphone (84-76-51-99 après 22h30), ou laisser un message sur le 36-15 ERP, Bal PREDAT. Il est en effet envisagé des astuces telles que sérigraphie des plans de perçage Ech.1 sur de l'adhésif transparent, etc... Renseignez-vous !

A suivre.

Jean Alary.



## NOMENCLATURE

### Résistances

R1, R2, R5, R6 : 330 Ohms  
R3, R4 : 560 Ohms  
R7, R8 : 150 Ohms  
R9, R10 : 39 Ohms  
R11, R12, R25, R26 : 1,5 kOhms  
R13, R14, R19, R20 : 10 kOhms  
R15, R16, R21, R22 : 33 kOhms  
R17, R18 : 47 kOhms  
R23, R24 : 470 kOhms

### Ajustables

AJ1 = AJ2 = 47 Kohms Piher

### Potentiomètres

P1 = P2 = 10 kOhms Log P11

### Condensateurs

C1, C2, C11, C12, C15, C16, C17, C18 :  
0,1  $\mu$ F Milfeuil.  
C3, C4, C5, C6 : 1,5 nF  
C7, C8 : 220 pF  
C9, C10, C21, C22, C25, C26 : 100  $\mu$ F 25 V radial  
C13, C14, C23, C24 : 22  $\mu$ F  
C19, C20 : 10 nF

### Semiconducteurs

IC1 = IC2 = SSM 2017  
IC3 = TL072  
IC4 = NE 5532  
D1 à D4 = 1N4148  
T1 = T2 = BC547  
Ld1 et 2 = LED rouges de 3 mm

### Divers

TR1 = TR2 = SP61 Millerieux  
L1 à L4 = 22  $\mu$ H  
J1 = J2 = XLR fem  
SW1 à SW6 : commutateur à glissière 3 pos. DAHER  
50 pts de barrette sécable  
3 supports 8 broches  
2 colonnettes MF 15 + FF 20 (ou 2 FF 35)

## UN VASTE CHOIX POUR TOUS VOS PROBLEMES DE MESURE

### PINCES AMPEREMETRIQUES NUMERIQUES 260 B

0 - 1000 A  $\approx$   
0 - 1000 V =  
0 - 750 V  $\approx$   
0 - 2 M $\Omega$



### DM 6056

cont. et alt.  
0 - 1000 V =  
0 - 750 V  $\approx$   
0 - 2000  $\Omega$   
0 - 400 A  
cont. et alt.



### CA 202

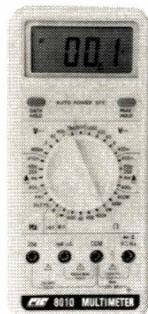
Adaptateur pour tous Multimètres



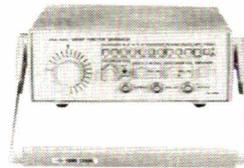
0 - 2000 A continu et alternatif

### MULTIMETRES SERIE 8000

Robustes - Bien protégés -  
8 modèles pour tous les usages :  
laboratoire, entretien, écoles, ...  
1 modèle 20 000 pts 0,05 %  
3 modèles 4 000 pts  
2 modèles automat. avec bargraph  
2 modèles économiques 2000 pts



### GENERATEURS DE FONCTION



### HC 8205 A

0,02 Hz à 2 MHz  
Signaux  $\Delta$   $\square$   $\sim$   
Wobulation  
Rapport cyclique variable

**RC 555** - le plus petit générateur  
 $\sim$   $\square$  de 20 Hz à 150 KHz  
Amplitude réglable

**FREQUENCEMETRES HC 8100 A**  
de 10 Hz à 1 GHz - Périodemètre -  
Compteur d'impulsion

### U 2000

- de 0,1 Hz à 2 GHz  
Mesure des intervalles de temps.



Autres appareils : Thermomètres (-50 à +1300°C) • Sonomètres • Ponts RLC • Wattmètres • Tachymètres etc.

**IDDM**

Bureaux : 30, rue Moxouris  
78150 LE CHESNAY - France

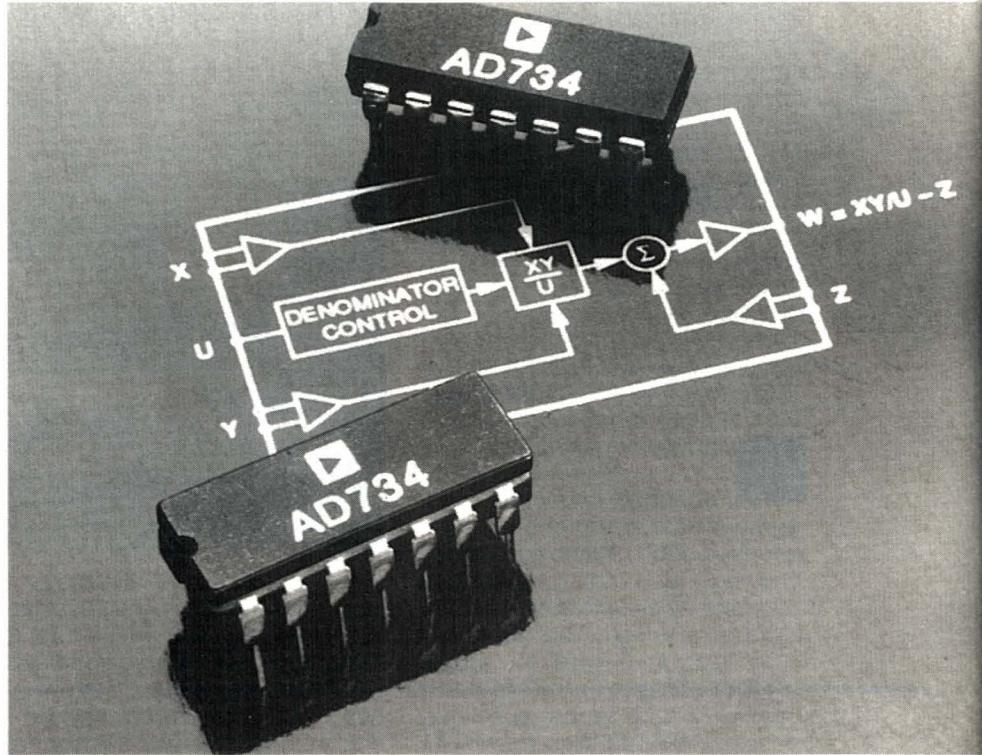
**FAX : 33 (1) 39.54.48.90**

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

# Utilisation des composants négatifs

Nous avons, dans notre précédent numéro, procédé à quelques rappels sur les composants à caractéristique négative, notamment sur une des façons de les synthétiser.

Nous poursuivons dans ce numéro en décrivant quelques-unes de leurs applications les plus courantes, notamment l'inversion d'impédance qui permet d'obtenir une inductance avec une capacité et vice-versa.



## GÉNÉRALISATION

Si dans le schéma de départ de la figure 3 (N° 539), on remplace la résistance R par une impédance Z, l'impédance d'entrée  $Z_e$  du circuit devient :

$$Z_e + Z / (1 - V_1/V_0).$$

On s'aperçoit donc qu'il est possible de changer la valeur et/ou la nature de l'impédance obtenue par rapport à celle d'origine. Ainsi, si l'impédance Z est celle d'une capacité, l'impédance d'entrée sera :

$$Z_e = 1/C_p (1 - V_1/V_0),$$

ce qui revient à dire que la capacité C a été multipliée par  $(1 - V_1/V_0)$ . Si  $V_1 < V_0$ , le circuit se comportera comme une capacité positive, mais si  $V_1 > V_0$ , la relation précédente montre que l'on aura une capacité négative. Bien entendu, rien n'empêche a priori d'utiliser pour Z autre chose qu'un élément simple, nous en verrons un exemple plus loin.

## Décompensation d'un circuit RC

La figure 16 montre le schéma d'un circuit RC passe-bas à fréquence de coupure variable. Sa fonction de transfert peut aisément se mettre sous la forme :

$$H(p) = \frac{V_s}{V} = \frac{1}{1 + R_1 C_1 p}$$

Le module de cette fonction est facile à calculer, et l'on peut voir que  $H(0) = 1$  et  $H(\infty) = 0$  avec entre les deux une décroissance linéaire en échelles semi-logarithmiques, à partir de la fréquence de coupure :  $f_c = 1/2\pi R_1 C_1$ .

La capacité  $C_1$  est fonction de la capacité  $C_e$  déterminée précédemment, et est égale à :

$$C_1 = C_1 + C_e$$

ce qui va donc entraîner une modification de la fréquence de coupure du filtre ainsi réalisée sans modification du comportement en

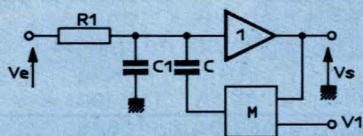


Figure 16 : Filtre passe-bas à fréquence de coupure variable.

basse fréquence :  $H(0) = 1$ , en fonction de  $V_1$ . Si  $C_e$  est positive, la fréquence de coupure sera abaissée, résultat à priori sans grand intérêt, mais si  $C_e$  est négative, la bande passante sera plus large.

Une telle application sera en principe réservée aux systèmes pour lesquels la capacité  $C_1$  est une capacité parasite sur laquelle on ne peut agir directement ou pour lesquels il est intéressant de pouvoir faire varier  $C_1$ .

Le **tableau 2** donne la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux obtenus pour :

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 22 \text{ nF}$ ,  $C = 100 \text{ nF}$ ,  $V_0 = 10 \text{ V}$ .

La capacité totale s'exprime par :  $C_t = C_1 + C(1 - V_1/V_0)$ , et la fréquence de coupure par :

$$f_c = 1/2\pi R_1 C_t$$

$V_1$ (V)	$C_e$ (nF)	$C_t$ (nF)	$f$ calculée (Hz)	$f$ mesurée (Hz)
11	-10	12	1330	1450
10	0	22	720	700
8	20	42	380	350
5	50	72	220	250
2	80	102	160	180
0	100	122	130	150

Tableau 2 : Comparaison des fréquences de résonance calculées et mesurées.

Les **figures 17, 18, 19** montrent les courbes de réponse obtenues pour les cas 11 V, 8 V, 0 V. On remarquera que conformément à ce qui était prévu, l'atténuation aux fréquences basses ne change pas. Cela est visible sur le marqueur REF qui est positionné à 50 Hz et qui indique -15,5 dB. Le marqueur DLT indique l'écart en fréquence et en amplitude par rapport au marqueur REF, et permet de déterminer la bande passante à -3 dB avec toutefois une certaine imprécision, due à l'écart de 50 Hz entre deux filtres consécutifs, et une certaine incertitude (ça existe...) due aux tolérances des condensateurs.

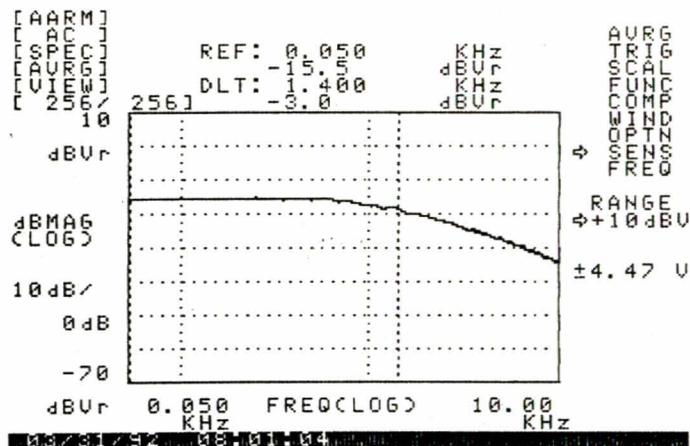


Figure 17 : Filtre passe-bas avec  $V_1 = 11 \text{ V}$ .

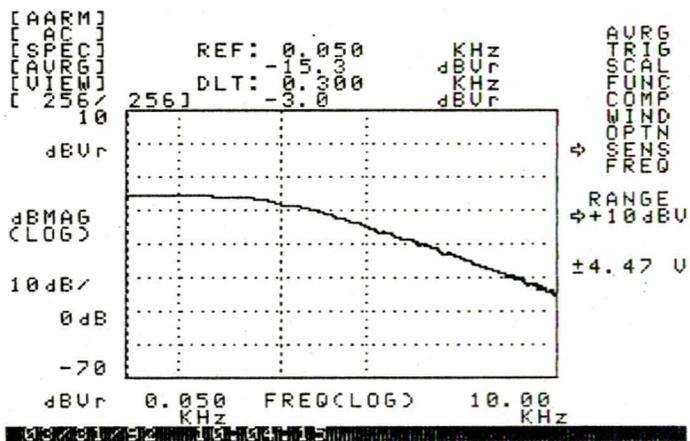


Figure 18 : Filtre passe-bas avec  $V_1 = 8 \text{ V}$ .

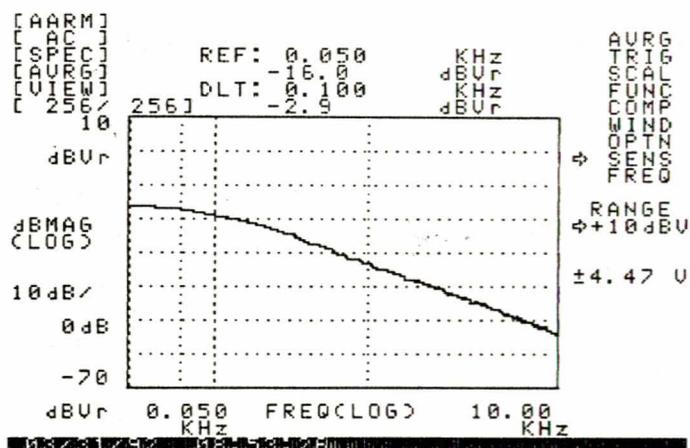


Figure 19 : Filtre passe-bas avec  $V_1 = 0 \text{ V}$ .

### Filtre passe-bande accordable

La figure 20 reprend le montage de la figure 12 en rajoutant en parallèle sur la résistance  $R_2$  une capacité  $C$ . On peut prévoir que de cette façon on pourra modifier à la fois la fréquence d'accord du fait de la variation de capacité, et l'amortissement du circuit du fait de la variation de résistance.

La mise en parallèle de  $R_2$  et  $C$  conduit à une admittance d'entrée équivalente  $Y_e$  qui s'exprime par  $Y_e = \lambda (Cp + 1/R_2)$

(avec  $\lambda = 1 - V_1/V_0$ ),

ce qui en posant

$C_1 = C_0 + \lambda C$ ,

conduit à la fonction de transfert  $H(p)$  :

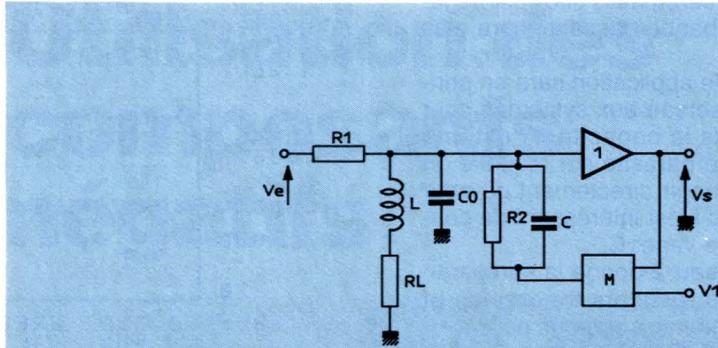


Figure 20 : Filtre passe-bande avec fréquence de résonance et amortissement ajustables.

$$H(p) = \frac{R_L + Lp}{R_1 LC_1 p^2 + \frac{L(R_2 + \lambda R_1) + R_1 R_2 R_L C_1}{R_1 R_2 LC_1} p + \frac{R_1 R_2 R_2 R_L + \lambda R_1 R_L}{R_1 R_2 LC_1}}$$

en posant :

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_L + \lambda R_1 R_L}{R_1 R_2 LC_1} = \frac{1}{LC_1} \left( 1 + \frac{R_L}{R_1} + \frac{\lambda R_L}{R_2} \right)$$

$$2\xi\omega_0 = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{\omega_0 L(R_2 + \lambda R_1) + R_1 R_2 R_L C_1}{R_1 R_2 LC_1}$$

$$A = \frac{R_2 |R_L + jL\omega_0|}{\omega_0 (L(R_2 + \lambda R_1) + R_1 R_2 R_L C_1)}$$

$H(p)$  se met sous la forme :

$$H(p) = \frac{R_L + Lp}{R_1 LC_1 (p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)}$$

Les calculs suivants sont effectués en prenant comme valeurs numériques :  $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0,15 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_0 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $L = 0,25 \text{ H}$ ,  $R_L = 47 \text{ }\Omega$  et  $V_0 = 10 \text{ V}$ . Ainsi que déjà vu précédemment, les termes  $R_L/R_1$  et  $\lambda R_L/R_2$  sont à priori négligeables, ainsi que le terme  $R_L$  devant  $L\omega_0$  dans l'expression de l'amplitude  $A$  à la résonance. L'expression de  $\omega_0^2$

montre que ce terme dépend directement de la tension  $V_1$  par  $\lambda$  puisque  $C_1 = C_0 + \lambda C$ .

La fréquence de résonance peut pour sa part s'exprimer par :

$$f_0 \cong \frac{1}{4\pi L (C_0 + C(1 - V_1/V_0))}$$

L'expression numérique de  $A$  peut s'écrire :

$$A \cong \frac{1}{1,8836 + 11,325\lambda}$$

On peut constater d'après ce qui précède que  $A$  est peu modifiée par rapport au cas précédent. En pratique, les modifications de  $f_0$  et de  $A$  sont quasiment indépendantes l'une de l'autre, ce qui est une situation à priori assez agréable.

Les figures 21, 22 et 23 donnent le module de la fonction de transfert pour les cas  $V_1 = -8\text{ V}$ ,  $V_1 = +8\text{ V}$  et  $V_1 = +11\text{ V}$ . On peut remarquer sur ces courbes la modification simultanée de la fréquence de résonance et de l'amortissement. Le tableau 3 donne les valeurs calculées et mesurées pour  $f_0$  et  $A$ . Ici aussi, pour ce qui concerne l'amplitude à la résonance, seuls les résultats des colonnes  $\Delta A$  sont à comparer puisque le niveau réel en sortie de filtre dépend du niveau de l'excitation à l'entrée.

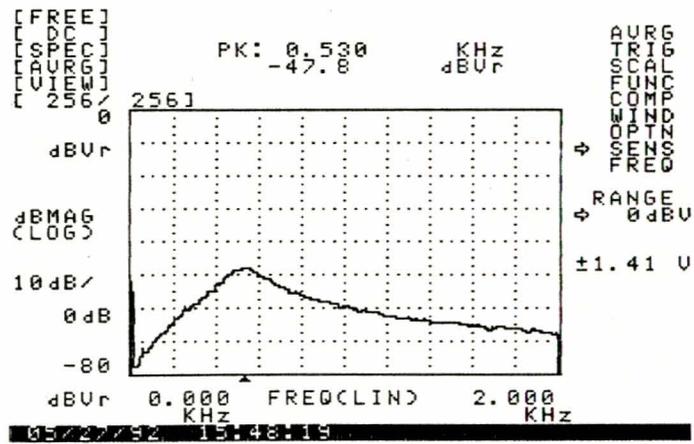


Figure 21: Filtre passe-bande avec  $R$  et  $C$  ajustables.  $V_1 = -8\text{ V}$ .

$V_1$	$\lambda$	A (dB) calculée	A (dB) mesurée	$\Delta A$ calculée	$\Delta A$ mesurée	f(Hz) calculée	f(Hz) mesurée	err %
-10	2	-27,8	-48,4			503	500	-0,6
-8	1,8	-27	-47,8	0,8	0,6	523	530	1,3
-5	1,5	-25,5	-46,2	1,5	1,6	558	560	0,4
-3	1,3	-24,4	-44,6	1,1	1,6	586	590	0,7
0	1	-22,4	-43,2	2	1,4	637	640	0,5
3	0,7	-19,8	-40,7	2,6	2,5	703	710	1
5	0,5	-17,6	-38,4	2,2	2,3	761	770	1,2
8	0,2	-12,4	-32,8	5,2	5,6	883	890	0,8
10	0	-5,5	-25,6	6,9	7,2	1007	1030	2,3
11	-0,1	2,48	-16,6	8	9	1092	1120	2,6

Tableau 3 : comparaison entre les valeurs calculées et mesurées de  $A$  et  $F$ .

Le bon accord entre ces résultats, et en particulier la faible erreur relative sur la fréquence, montre que ce type de circuit peut raisonnablement être utilisé dans des systèmes où l'on doit faire varier l'un ou l'autre (ou les deux) des deux paramètres : filtre passe-bande, filtre adaptatif, commande par microprocesseur, etc...

### Stabilité

Le problème de la stabilité est très important et doit donc être réglé avant de se lancer dans des réalisations pratiques.

D'après l'expression de  $\omega^2_0$ , il est nécessaire que  $C_1$  soit positif pour qu'il n'y ait pas de problèmes. Ceci peut se faire sans difficultés puisque pour  $V_0 = 10\text{ V}$ ,  $V_1$  est limitée par le multiplicateur à  $12,5\text{ V}$ . Dans le même temps,  $C_1$  ne peut être négatif que si l'on a  $V_1 > V_0 (1 + C_0/C)$

ce qui correspond ici à environ  $16,7\text{ volts}$ . Il y a cependant une autre condition qui doit être rem-

plie : la partie réelle des pôles de  $H(p)$  doit être négative.

Cette partie réelle est en pratique égale ici à l'opposé du coefficient  $2\xi\omega_0$  puisque les pôles sont complexes (il y a résonance), et l'on voit sur l'expression de ce coefficient que la condition de stabilité est donc dans le cas qui nous intéresse :

$L(R_2 + \lambda R_1) + R_1 R_2 R_L C_1 > 0$   
qui se traduit par :

$$V_1 < V_0 \left( 1 + \frac{R_2 (L + R_1 R_L C_0)}{R_1 (L + R_2 R_L C)} \right)$$

en remplaçant les lettres par leur valeur, on aboutit à la condition  $V_1 < 11,7\text{ volts}$  qui est plus restrictive que la précédente, mais ne

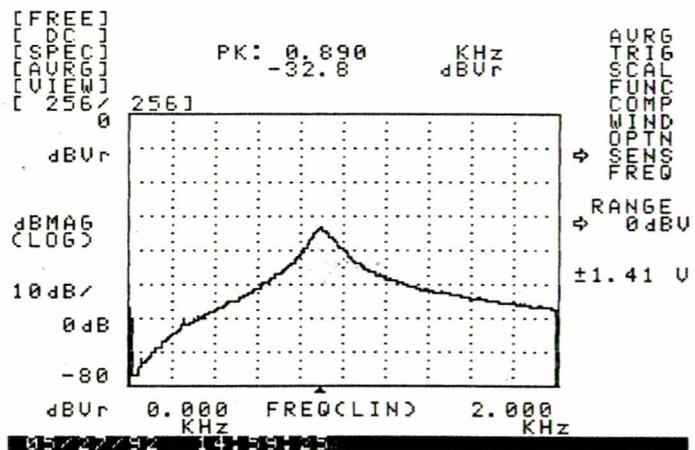


Figure 22 : Filtre passe-bande avec  $R$  et  $C$  ajustables.  $V_1 = +8\text{ V}$ .

pénalise pas beaucoup l'utilisation du montage.

### Convertisseur tension-période

La **figure 24** montre une réalisation possible pour un tel convertisseur. Contrairement à ce qui se produit habituellement dans ce genre de circuits, le courant de charge et de décharge du condensateur n'est pas directement modifié par la tension ( $V_1$ ) à convertir qui modifie ici la valeur apparente de la capacité en entrée du comparateur.

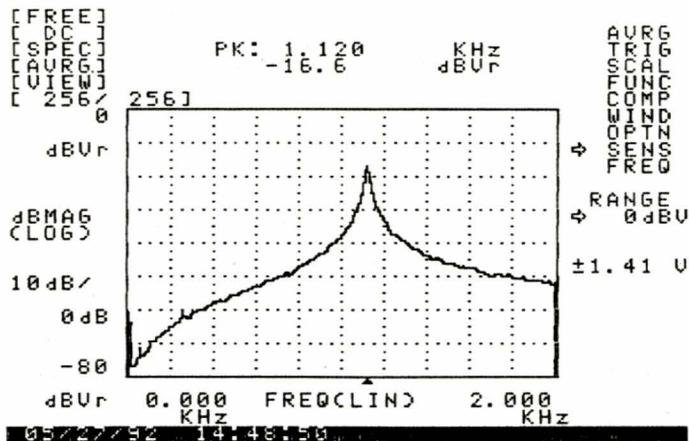


Figure 23 : Filtre passe-bande avec R et C ajustables.  $V_1 = +11$  V.

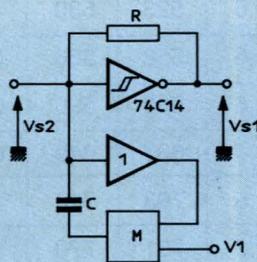


Figure 24 : Convertisseur tension-Période.

Les formes d'ondes correspondantes sont indiquées sur les **figures 25** et **26** obtenues pour deux valeurs différentes de  $V_1$ . On remarquera que l'amplitude de la dent de scie dépend directement de la valeur des seuils du comparateur, seuils qui peuvent varier légèrement d'un circuit à un autre, ainsi qu'en fonction de la température. Dans un tel montage la période (T) du signal est directement proportionnelle au produit RC ce qui permet d'écrire :  $T = \lambda RC_1$ .

$C_1$  s'exprimant pour sa part par la relation  $C_1 = C(1 - V_1/V_0)$ , on obtient donc :

$$T = \lambda RC(1 - V_1/V_0)$$

qui est l'équation d'une droite de pente :

$$P = \Delta T/\Delta V_1 = -\lambda RC/V_0$$

Cette relation montre de plus que l'on doit toujours avoir  $V_1 < V_0$

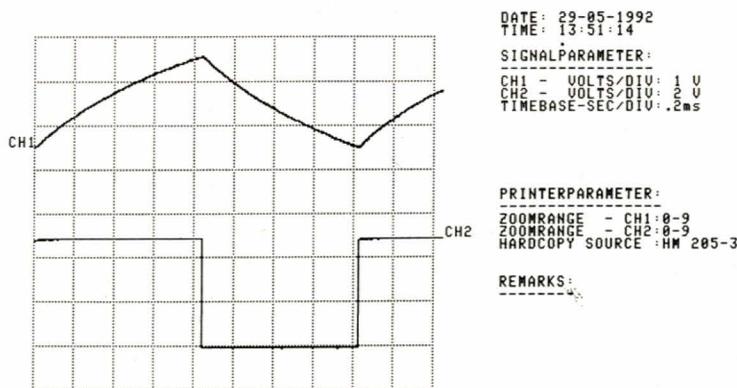


Figure 25 : Formes d'onde du convertisseur V-T.  $V_1 = +8$  V.

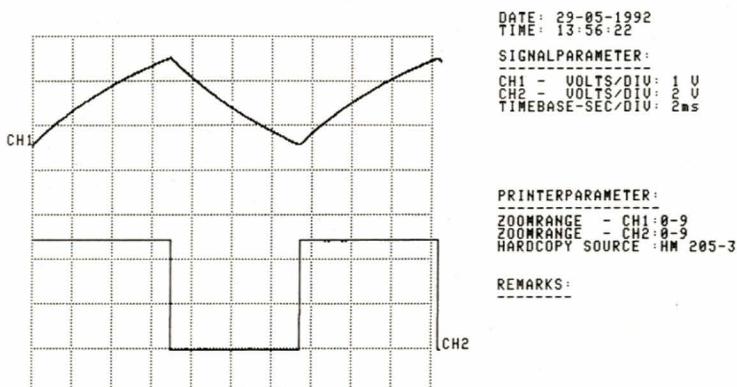


Figure 26 : Formes d'onde du convertisseur V-T.  $V_1 = -7$  V.

pour que le système soit stable. Le **tableau 4** donne les valeurs obtenues pour deux cas différents :

$R_A = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $C_A = 22 \text{ nF}$  et  $R_B = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $C_B = 0,1 \mu\text{F}$ .

Bien que la fréquence maximum obtenue soit assez élevée, 37 kHz environ dans le premier cas, la linéarité de conversion reste bonne ainsi que l'attestent les résultats des colonnes  $\Delta T$  donnant la variation de la période pour une variation de un volt sur  $V_1$ .

On peut constater que dans le premier cas la variation de période est de l'ordre de  $20,5 \mu\text{s}/\text{V}$ , tandis qu'elle est de l'ordre de  $0,8 \text{ ms}/\text{V}$  dans l'autre cas.

On peut, pour comparer théorie et pratique, calculer le rapport des deux pentes obtenues : il est facile de voir que le rapport théorique s'exprime par :  $K_t = R_A C_A / R_B C_B$  et vaut  $1000/22 \approx 45,5$ .

Le rapport expérimental est pour sa part égal à  $800/20,5 \approx 39$ , soit un écart de 14 % environ.

Cette différence n'est évidemment pas négligeable, mais peut s'expliquer par les tolérances des composants mis en jeu. La formule précédente donnant  $K_t$  permet de calculer l'erreur relative sur  $K_t$  en fonction des erreurs relatives sur les autres grandeurs : on obtient très facilement l'expression :  $\Delta K_t / K_t = \Delta R_A / R_A + \Delta R_B / R_B + \Delta C_A / C_A + \Delta C_B / C_B$ .

En pratique, on peut considérer que les condensateurs sont les éléments les moins précis ce qui simplifie la formule ci-dessus en faisant disparaître les termes correspondant aux résistances. Si l'on travaille avec des composants à 10 %, la variation relative sur  $K_t$  peut donc être de 20 % ce qui est tout à fait compatible avec l'écart de 14 % mesuré.

### CONCLUSION

On peut dire en conclusion que les éléments négatifs s'emploient comme les éléments habituels, mais qu'il faut faire attention aux problèmes de stabilité qui pourraient se poser.

Leurs utilisations peuvent être variées, mais il est probable que leur emploi ne se répandra réellement que le jour où des fabricants de circuits intégrés décideront de fabriquer et de diffuser des circuits économiques réalisant de telles fonctions.

**G. GIROLAMI**  
Université de Corse

$V_1$ (V)	R = 4,7 k $\Omega$ C = 22 nF			R = 47 k $\Omega$ C = 0,1 $\mu\text{F}$		
	T ( $\mu\text{s}$ )	$\Delta T$ ( $\mu\text{s}$ )	F (kHz)	T (ms)	$\Delta T$ (ms)	F (Hz)
9	26,9		37,2	0,83		1200
8	47,3	20,4	21,1	1,62	0,79	617
7	67,9	20,6	14,7	2,41	0,78	415
6	88,8	20,9	11,3	3,19	0,78	313
5	109,4	20,6	9,14	3,98	0,79	251
4	129,7	20,3	7,71	4,76	0,78	210
3	150,2	20,5	6,66	5,56	0,8	180
2	170,6	20,4	5,86	6,35	0,79	157
1	190,9	20,3	5,24	7,14	0,79	140
0	211,4	20,5	4,73	7,96	0,82	126
- 1	231,7	20,3	4,32	8,76	0,8	114
- 2	252,2	20,5	3,97	9,55	0,79	105
- 3	272,7	20,5	3,67	10,34	0,79	96,7
- 4	293,2	20,5	3,41	11,13	0,79	89,8
- 5	313,5	20,3	3,19	11,92	0,79	83,9
- 6	333,9	20,4	2,99	12,72	0,8	78,6
- 7	354,4	20,5	2,82	13,49	0,77	74,1
- 8	375	20,6	2,67	14,27	0,78	70,1
- 9	395,6	20,6	2,53	15,08	0,81	66,3
- 10	416	20,4	2,4	15,88	0,8	63

Tableau 4 : Variations de la période (T) en fonction de  $V_1$ .

**CAO**  
sur PC/AT et compatibles

**PRIX en "promotion d'été"**  
au lieu de 2790 FHT  
(offre prolongée au 31/12/92)

**1990 FHT**  
ESSAYEZ... ET VOUS SEREZ  
CONVAINCUS !

**COMMENT ECONOMISER ?**  
SANS COMPROMIS !

**"ISIS ILLUSTRATOR pour WINDOWS"**  
logiciel révolutionnaire de dessin électrique/électronique sur PC

Spécialement conçu pour réaliser sur PC des dessins électriques et électroniques de TRES HAUTE QUALITE en couleur et N/B. Chaque symbole peut recevoir son couleur. Intègre une gamme complète d'outils de dessin: choix des traits, accès aux fonts de Windows, création de symboles + bibliothèque standard, pose automatiques des tracés. Drivers haute-résolution, Zooms, sorties vers imprimante Windows ou vers le presse-papier. Charge directement des fichiers schémas de ISIS DESIGNER. Export vers autres logiciels PAO. Taille de feuilles A4-A1, plus taille au choix de l'utilisateur. Nécessite Windows 3.x, souris, IBM 286 ou +, et 2MO sur DD. Une documentation complète et une disquette de démonstration interactive sont à la disposition gratuite des dessinateurs professionnels.

**Multipower**

22, rue Emile Baudot  
91120 PALAISEAU  
FRANCE

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

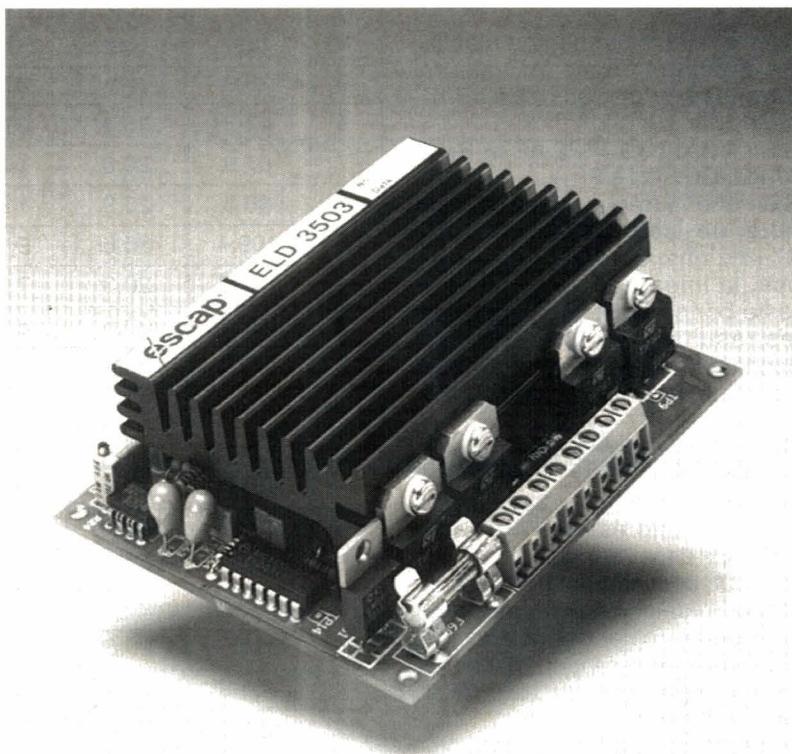
**DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS**

## Carte de commande de 75 W compacte pour moteurs CC

Cet amplificateur linéaire 4 quadrants à transconductance, bipolaire, fournit dans des dimensions équivalentes à la moitié d'une carte Europe 2,5 A et 35 V.

La carte, identifiable sous le nom de **escap® ELD-3503**, peut servir pour l'asservissement proportionnel et intégral en vitesse par tacho ou par compensation  $R \times I$ . Une troisième option d'utilisation peut être choisie pour une régulation de courant directe.

Totalement protégée contre les surcharges en température et courant ainsi que les courts-circuits, la carte **escap® ELD-3503** possède tous les éléments nécessaires pour une régulation optimale.



Pour de plus amples informations contacter :

**PORTESCAP FRANCE S.A.**  
3/5, Voie Félix Eboué  
F-94024 CRETEIL CEDEX  
Tél. (33) 1/48.98.99.66

## FTM SA acquiert PRIMELEC

Le groupe **FTM SA** a repris les sociétés **PRIMELEC** et **COMIPHONE** au sein de la société **JELT - CM S.A.**

**JELT - CM**, 33 MF de CA en 1991, (détenue à 100 % par le groupe FTM), est spécialisée dans la formulation en chimie fine et la fabrication de produits et d'aérosols pour l'électronique, l'informatique et l'industrie, avec une croissance annuelle, malgré la crise, de près de 25 %.

**PRIMELEC** (19 MF de CA en 1991) est, pour sa part, spécialisée dans la fabrication et le négoce de produits et machines destinés à la réalisation de circuits imprimés prototypes et petites séries. Leader sur son secteur par la qualité de ses produits et équipements, et de ses services (conseils techniques), **PRIMELEC** a su s'adapter aux évolutions technologiques du circuit imprimé, notamment des CMS et s'im-

planter à l'exportation dans de nombreux pays.

La nouvelle structure **JELT - CM / Département PRIMELEC** (plus de 50 millions de chiffre d'affaire et plus de 40 salariés), grâce aux synergies techniques, commerciales et financières du rapprochement des deux sociétés devient ainsi l'entreprise phare du marché de l'outillage et des produits pour l'électronique.

**JELT-CM/Département PRIMELEC** présentera ses produits et déjà des nouveautés sur les salons :

**MAINTENANCE - MAINTENIQUE**  
Porte de Versailles - 27-29 octobre 92

**PRONIC**

Villepinte - 30 novembre - 4 décembre 92

**EXPOTRONIC**

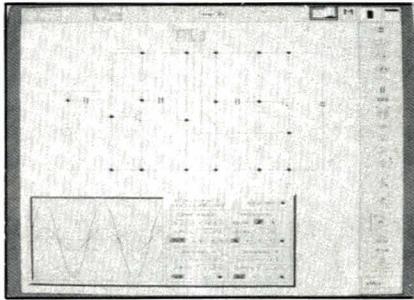
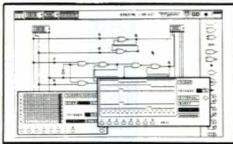
CNIT - 6-8 novembre 92

**EDUCATEC**

CNIT - 8-11 décembre 92

# LES PRIX ET LA PERFORMANCE

## SIMULATION LOGIQUE ANALOGIQUE



A PARTIR

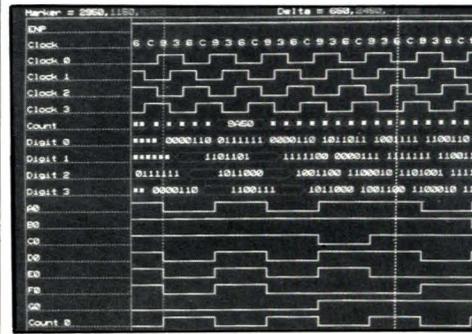
**1390 F h.t.**

- \* 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...

## ANALYSEUR LOGIQUE



8 voies 100 Mhz  
**4990 F h.t.**

16 voies 100 Mhz  
**7490 F h.t.**

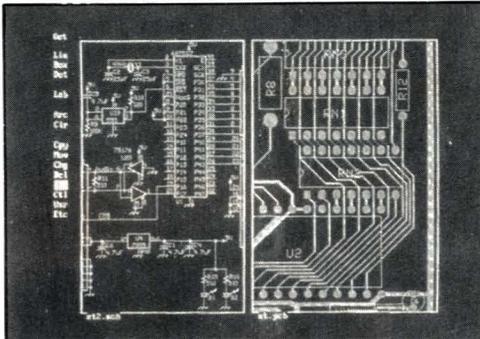
32 voies 200 Mhz  
**9990 F h.t.**

Ces Analyseurs Logiques se présentent sous forme de cartes courtes pour PC sont livrés avec 16 sondes et le programme sur PC.

A l'écran du PC des "fenêtres" 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".

Une fois les différents paramètres définis, on voit apparaître à l'écran les signaux logiques. L'utilisateur peut alors agrandir les signaux jusqu'à x 32, se déplacer dans la mémoire buffer, comparer, analyser la performance, créer un histogramme et même désassembler du code (option).

## CAO sur PC / AT



sans routeur

**2190 F h.t.**

avec routeur

**4390 F h.t.**

### SANS ROUTEUR

Crée le schéma et le circuit imprimé  
Crée des circuits multicouches (8)  
Circuits 430 x 430 mm max  
Pistes de 0.002 à 0.5 pouces  
Pastilles de 0.002 à 0.5 pouces  
Pas de grille de 0.1 pouces avec positionnement possible à 0.002"

### AVEC ROUTEUR

Saisie de Schémas  
Listing des équipotentielles  
Routage Manuel et Auto  
Multicouches et CMS  
Bibliothèque des symboles  
Circuits 640 x 940 mm

## EMULATEUR DE MICROPROCESSEURS



Pour familles 8051  
**6490 F h.t.**

Pour familles 68 HC11  
**6490 F h.t.**

Pour familles Z80  
**8990 F h.t.**

Pour familles 68 HC 05  
**8990 F h.t.**

Pour familles 68 705  
**6490 F h.t.**

Nous contacter pour tout autre cible

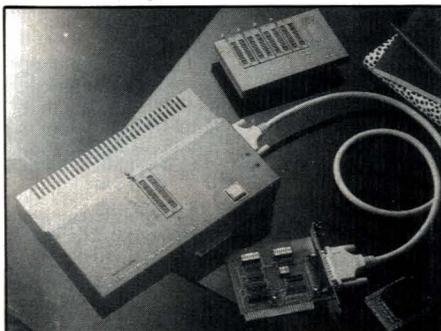
Emulateurs performants à bas prix. Il s'adaptent à tout ordinateur équipé d'un port série et en particulier à un PC, XT, AT, PS2 (Le programme driver est fourni).

Le système comprend :

L'émulateur - L'alimentation - La sonde d'émulateur - Le manuel technique

Ils fournissent un jeu de commandes qui permettent au concepteur de charger des parties de son programme et de visualiser les résultats. Ils lancent des programmes en temp réel.

## PROGRAMMATEUR UNIVERSEL sur PC



PROMOTION EXCEPTIONNELLE

**3590 F h.t.**

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

### Description de l'ensemble

Le programmeur UNIVERSAL est livré avec les éléments suivants :  
Carte courte s'insérant dans un PC/XT/AT/386 - Programmeur extérieur se branchant sur la carte - 4 disquettes 5 1/4 avec tous les programmes décrits - Manuel technique

## DATAMAN S4

NOUVEAU MODELE

**7500 F h.t.**

DATAMAN S4  
- PROGRAMMATEUR  
- EMULATEUR D'EPROM

Le Super D4 est complètement portable; il peut être utilisé pour conserver programmes et données en mémoire continue.

Le Super 4 utilise 45 touches et 80 caractères LCD pour réaliser ses équations d'une manière autonome.

Il supporte une programmation très rapide. Un ordinateur hôte réalise le contrôle à distance par RS 232 de communication en série. Toutes les fonctions du clavier sont disponibles pour un affichage plein écran.

Les formats de fichiers standards sont INTELHEX, MOTOROLA, TEKHEX, ASCII, BINAIRE pour la transmission et la réception. Programme de la 2716 à 27.4Mo



NOUVEAU MODELE

**ETCO**  
instruments

27, rue Félix Merlin  
93800 Epinay sur Seine  
F R A N C E

Phone : 33 (1) 48. 41. 07. 43

Fax : 33 (1) 48. 41. 80. 29

NOUS ACCEPTONS



## Deux nouveaux mesureurs de champ UNAOHM

Le mesureur de champ MCP 937 SAT remplace le modèle bien connu MCP 935 SAT.

L'ensemble des fonctions qui ont fait le succès du modèle précédent est naturellement maintenu :

- Accord de fréquence dans toutes les bandes avec résolution de 100 kHz en terrestre et 1 MHz en satellite.
- Analyse de spectre en temps réel, permettant des réglages et pointages sur le vif.
- Affichage de l'image en L ou B, G, etc.

Les niveaux mesurés vont de 20 dB $\mu$ V à 130 dB $\mu$ V et couvrent ainsi à la fois les installations individuelles et les tensions en réseau.

La précision est améliorée et passe à  $\pm 1$  dB dans toutes les bandes terrestres et  $\pm 2$  dB en satellite.

Une seule entrée terrestre ou satellite, avec possibilité de téléalimentation en plusieurs tensions 13 et 17 V pour commande de tête multibandes et à polarisation par tension.

Commande en courant de polarotor magnétique.

Sorties audio, vidéo et Bande de Base. Prise PERITEL.

L'appareil autonome, alimenté par accumulateur, a une autonomie d'environ trois heures, il possède l'alimentation secteur et le chargeur incorporés.

### Le EP 791 MEM, spécialisé satellite

Sous un volume compact, l'appareil contient l'ensemble des fonctions utiles à l'installateur de paraboles pour le pointage et la mesure des installations individuelles et collectives.

La bande de fréquence couverte de 950 à 2050 MHz permet la mesure sur toutes têtes satellite, y compris triple-bande.

L'accord de fréquence est soit manuel, avec affichage direct de la fréquence BIS, soit synthétisée par pas de 50 kHz avec possibilité de mise en mémoire (16 mémoires canaux disponibles).

La mesure de niveau s'effectue en dB $\mu$ V ou dBm sur un galvano-

mètre de grandes dimensions pour l'observation des moindres variations. L'étendue de mesure va de 20 dB $\mu$ V à 110 dB $\mu$ V. La précision de mesure est meilleure que  $\pm 2$  dB sur toute l'étendue de fréquence.

L'appareil est doté d'un ensemble de démodulation vidéo et audio. Un écran LCD est livré en accessoire et permet d'observer les images reçues.

La partie audio comprend un réglage de sous-porteuses allant de 5 à 9,5 MHz pour l'audition par le HP interne des différentes modulations. Les signaux audio et vidéo sont disponibles sur prises BNC pour se raccorder à un moniteur extérieur.

L'appareil délivre également la bande de base pour raccordement à tout décodeur Eurocrypte ou autre.

Une tension de téléalimentation de 13 ou 17 V est disponible sur le connecteur d'entrée pour commande de polarisation ou de changement de bande.

Une source en courant pour le Polarotor de  $\pm 60$  mA permet d'exciter la commande magnétique. L'appareil est alimenté par un accumulateur au plomb interne qui offre environ trois heures d'autonomie continue.

**SYNTHEST INSTRUMENTS**  
339 H, route de Valparc  
74330 POISY  
Tél. : 50.22.31.42



# Les DSP, processeurs numériques de signal

*A l'heure de la télévision par satellite, des jeux vidéos, du traitement synthétique du son, du traitement d'image, de la reconnaissance vocale, de la reconnaissance de forme, du traitement du signal dans les systèmes d'acquisition et dans les appareils de mesure, etc... le traitement numérique du signal connaît un essor vertigineux. Les processeurs numériques de traitement de signal (DSP) suivent ces évolutions techniques en apportant la puissance de calcul et la rapidité d'exécution pour réduire le temps de traitement et se rapprocher du temps réel. Les domaines de l'audio et de la mesure basse fréquence sont typiquement adaptés au temps réel car les bandes passantes à traiter sont compatibles avec la vitesse d'exécution des programmes sur DSP\*.*



## QU'EST-CE QU'UN DSP ?

Un processeur de traitement du signal n'est autre qu'un microprocesseur dont l'architecture permet d'effectuer les opérations élémentaires nécessaires au traitement du signal en un cycle micro. Ce n'est pas toujours le cas mais c'est un but à atteindre pour les fabricants. Ceci permet d'avoir une puissance de calcul importante vis-à-vis du temps d'exécution. Les DSP trouvent d'ailleurs des applications hors traitement du signal dans des besoins de séquençement rapides avec gestion de données.

Choisir un processeur de traitement du signal n'est pas une tâche difficile. Il faut seulement se méfier des pièges qui existent entre votre design sur papier et son implémentation avec des tâches exécutées par un DSP.

La plupart des DSP sont analogues à des microprocesseurs classiques, et l'expérience acquise sur ces derniers doit vous servir dans votre choix et dans la réalisation de vos applications.

Cependant, une fois que vous

aurez réalisé les tâches simples de l'interfaçage avec la mémoire externe, les processeurs hôtes, les composants d'entrées/sorties, la similarité aura grandement diminué. Il est alors nécessaire de connaître en détail l'architecture interne du DSP et plus particulièrement sa structure mémoire, ses possibilités de pipelines, d'interruptions, ses performances vis-à-vis de tests sur programmes comparatifs et sur d'autres points qui influenceront votre choix.

Les DSP utilisent tous une architecture de type Harvard dans laquelle les mémoires programme et données sont séparées. Les premiers DSP comme le 2920 d'Intel, le  $\mu P$  7720 de Nec et le TMS 32010 de Texas Instruments, étaient munis de ROM interne pour stocker le programme. Les DSPs qui ont suivi comme l'ADSP 2100 d'Analog Devices, le ZR 34161 de Zoran, nécessitaient une mémoire programme externe. De ce fait, il est souvent nécessaire de disposer également d'une mémoire de données externe.

\* DSP = Digital Signal Processor.

Bien que les fabricants de DSP semblent être d'accord sur le fait que les espaces mémoires de données et de programme soient séparés, l'implémentation de leur architecture mémoire diffère. Les DSP Motorola, Texas Instruments et AT&T Technology System possèdent un seul bus d'adresses et un seul bus de données pour communiquer avec les composants mémoire programme et données et les E/S externes. D'un autre côté, certains DSP d'Analog Devices, de National Semiconductor, d'Oki Semiconductor et de Thomson Components - Mostek Corp. délivrent deux bus de données séparés et deux bus d'adresses séparés pour la mémoire de données et la mémoire programme. Les fabricants de DSP à bus unique prêchent la simplicité alors que les autres défendent leurs composants en argumentant sur le fait qu'ils sont capables de délivrer plus d'informations dans un temps donné (voir **figure 1**).

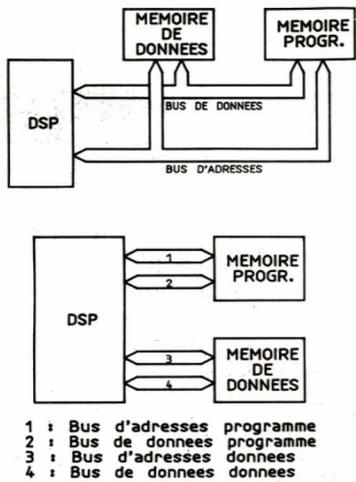


Figure 1

## RAPPELS SUR LE TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL

### Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier permet de passer de la représentation temporelle d'un signal à sa représentation fréquentielle. Une sinusoïde étant représentée par une raie discrète dans le domaine fréquentiel. Les techniques de traitement numérique ont permis de mettre en évidence que le calcul de transformée de Fourier pouvait se réduire à répéter des opérations élémentaires. Comparé au calcul de la forme directe de la transformée de Fourier, l'algorithme de FFT (Fast Fourier Transform) réduit le nombre de multiplications-accumulations de  $N^2$  à  $N/2 \log_2 N$  pour une séquence de  $N$  points. Lorsque  $N = 2^p$ , le programme effectue  $p$  passes de  $N/2$  opérations élémentaires appelées «Butterfly». Mais la FFT présente un autre avantage ; les tableaux d'entrée et de sortie sont stockés dans la même zone mémoire, minimisant la taille RAM nécessaire. D'où une implémentation plus aisée dans les DSPs. Les séquences d'entrée et de sortie ne sont cependant pas dans le même ordre. Si  $N$  est une puissance de 2, les échantillons de sortie sont dans un ordre bit-inverse si l'entrée est naturellement ordonnée, et vice-versa. Le mode d'adressage avec propagation inverse du carry de certains DSP est utile aussi bien pour l'implantation de l'algorithme que pour le renversement des bits (**figure 2**). Dans cette représentation le rond est la décimation en un temps appelé Butterfly et peut être repré-

sentée par le schéma de la **figure 3**.

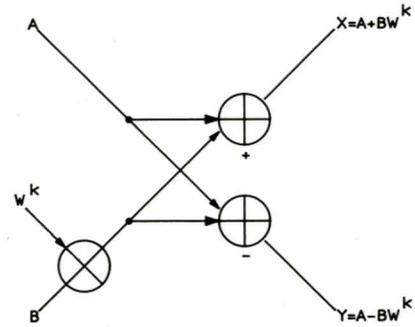


Figure 3

$$\text{avec } W^k = \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right)$$

$$= W_R^k + j W_I^k \text{ et } k = 0, \frac{N}{2} - 1$$

$$A = A_r + j A_i$$

$$B = B_r + j B_i$$

Les opérations à réaliser sont donc des multiplications et des additions ou soustractions.

### Filtrage numérique

Il existe deux types principaux de filtres numériques. Le filtre à réponse impulsionnelle finie, RIF, et le filtre à réponse impulsionnelle infinie, RII. Ils sont respectivement caractérisés par les équations suivantes reliant la sortie du filtre  $y_n$  à l'entrée  $x_n$  (**figure 4**) :

$$\text{RIF} \quad y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i x(n-i)$$

$$\text{RII} \quad y(n) = \sum_{j=0}^J a_j x(n-j) - \sum_{k=0}^K b_k y(n)$$

où  $x(n)$  représente l'échantillon du signal d'entrée à l'instant  $nT$ .  $T$

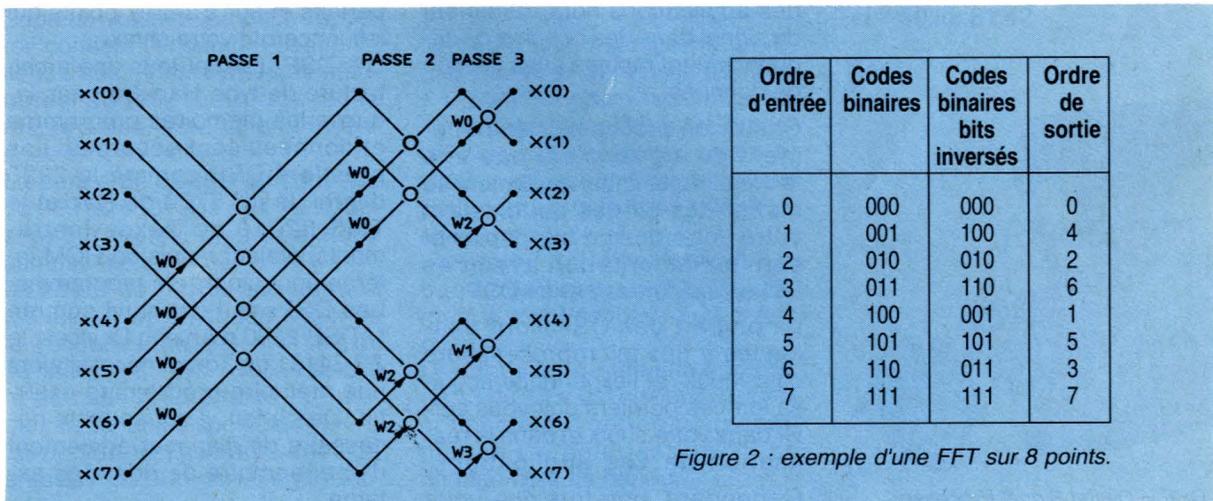


Figure 2 : exemple d'une FFT sur 8 points.

étant la période d'échantillonnage du signal.  
Les coefficients  $a_i$ ,  $a_j$  et  $b_k$  sont les

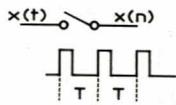


Figure 4 a

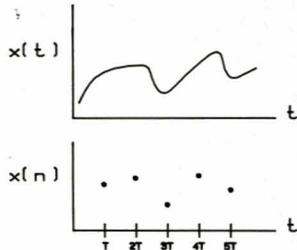


Figure 4 b

coefficients des filtres.  
Un exemple de filtre RIF à 15 coefficients est donné figure 5.

$$y(n) = -0,00047 x(n-1) + 0,02799 x(n-2) + 0,02812 x(n-3) - 0,03572 x(n-4) - 0,07927 x(n-5) + 0,04720 x(n-6) + 0,30848 x(n-7) + 0,44847 x(n-8) + 0,30848 x(n-9) + 0,04720 x(n-10) - 0,07927 x(n-11) - 0,03572 x(n-12) + 0,02812 x(n-13) + 0,02799 x(n-14) - 0,00047 x(n-15).$$

### Exemple de filtre RII

Les filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande utilisant les polynômes de Butterworth, Tchebychev, Carrer, Bessel etc... sont réalisables numériquement avec les filtres RII.

Un filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre aura la structure de la figure 7.

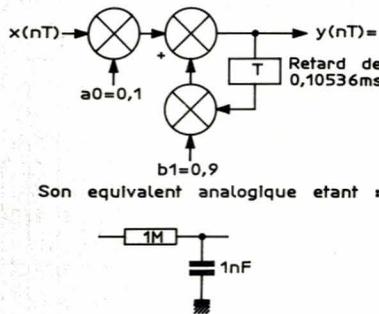


Figure 7

### Comparaison des filtres RIF et RII

En remplaçant les coefficients du filtre RIF par  $1/2, 1/4, \dots, 1/2^i, \dots, 1/2^m$  et ceux du filtre RII par  $a_0 = 1/2$  et  $b_1 = 1/2$ , on obtiendra exactement la même réponse indicielle

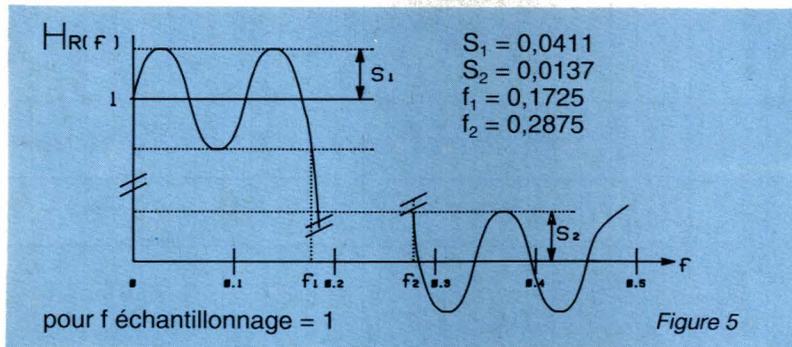


Figure 5

Le synoptique d'un filtre non récursif RIF aura l'allure du schéma de la figure 6.

La réponse indicielle du filtre est :  $s = a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_n$

le jusqu'à  $nT$ . Les filtres ainsi réalisés seront identiques pour  $n$  très grand, c'est-à-dire  $n = 2^m$  où  $m$  représente le nombre de bits sur lequel les calculs sont réalisés. Un

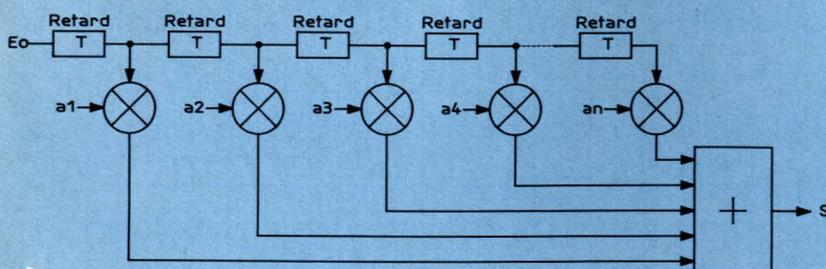


Figure 6

filtre RII présentera toujours moins de coefficients qu'un filtre RIF et demandera moins de temps de traitement.

Le traitement élémentaire à faire pour implémenter ces filtres est :

- avoir les coefficients du filtre dans des tables (donc mémoire RAM ou ROM interne au DSP si le traitement doit être rapide),
- avoir un pointeur dans chacune des tables (donc des registres d'index),
- mode d'adressage avec propagation inverse du carry (algorithme FFT),
- répéter l'opération : multiplication de l'échantillon par un coefficient et accumulation jusqu'à la fin du tableau de coefficient,
- mémorisation des N, J ou K échantillons du signal d'entrée dans le DSP (donc RAM interne),
- sortir le résultat et mémoriser les K derniers échantillons de la sortie pour les filtres RII.

### ARCHITECTURE DES DSP

Vous trouverez dans tous les DSP de quoi implémenter facilement les opérations de filtrage numérique et de transformée de Fourier rapide décrites plus haut. Les DSP possèdent une multiplication avec addition ou soustraction câblée pouvant être exécutée en un cycle. De plus ce module interne de calcul est indépendant des opérations classiques sur l'accumulateur. Le parallélisme permet alors de traiter plusieurs opérations simultanément. La disponibilité de mémoire RAM interne autorise de stocker les coefficients, les échantillons d'entrée et de sortie etc...

La séparation des bus programme et données permet d'effectuer des transferts de données en même temps que la lecture des prochaines instructions à exécuter. Des pointeurs programmables, une fois initialisés, gèrent automatiquement les tableaux de coefficients sans avoir à rajouter d'instructions donc de cycles DSP pour le faire. Grâce aux RAM programme et données internes au DSP, quand leur taille est suffisante, il ne peut sortir du boîtier qu'un bus multiplexé pour faire le Boot strap (téléchargement) du programme qui sera ensuite exécuté en interne et le chargement de jeux de coefficients par exemple pour adapter les paramètres de filtrage d'une application.

Les 3 grands noms à retenir en matière de processeur de traitement du signal sont incontestablement Analog Devices, Motorola et Texas Instruments. Il ne faut pas pour autant oublier les autres : Nec, AT&T, ST, Harris etc. Un tableau comparatif donne les principaux fabricants et modèles de DSP. La rapidité réelle d'un DSP ne peut être testée autrement qu'en réalisant les algorithmes clés du traitement du signal. En effet, le temps de cycle ou le temps nécessaire à une multiplication ne suffit pas. C'est tout ce qu'il y a autour qui fait la différence : gestion des pointeurs, parallélisme des opérations, pipeline etc.

La grosse difficulté est que les programmes utilisés pour le faire ne sont pas normalisés et chaque fabricant choisit ceux qui avantageront son composant. C'est donc à vous de choisir le jeu d'algorithmes de test qui vous permettra d'évaluer la rapidité selon votre besoin.

La meilleure manière de comprendre le fonctionnement des DSP consiste à prendre leurs data sheets et à les décortiquer en détails.

Nous commencerons le mois prochain par le cas du TMS 320C25 de Texas Instruments.

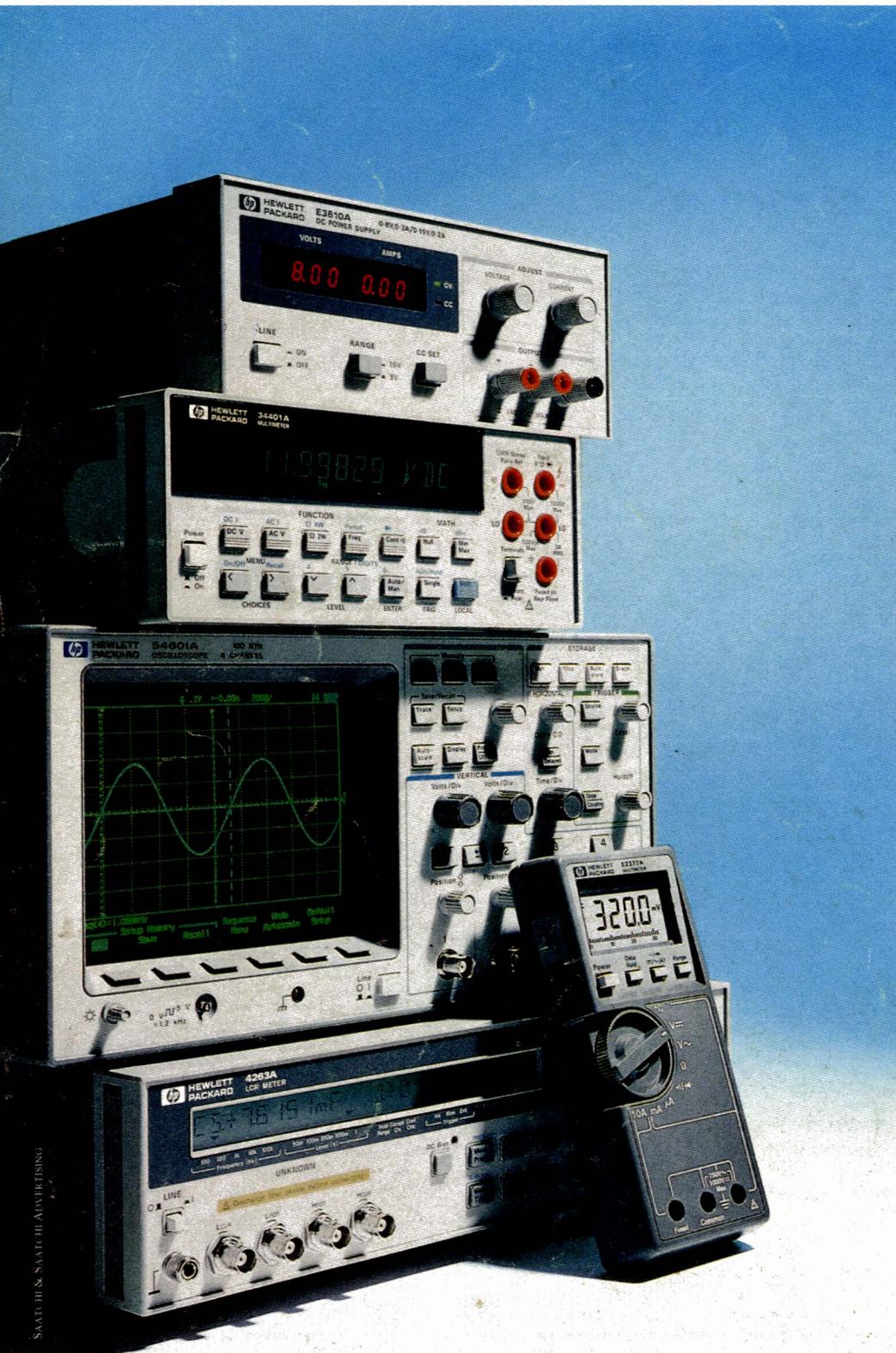
J.Y. BEDU

Tableau comparatif des différents types de DSP courants commercialisés.

Fabricant	Modèle	Format de Données	Donnée (bits)	Multiplication (bits)	Résultat Multip. (bits)	Temps exec Multip. (ns)	Horloge (MHz)	RAM PROG Interne	RAM données Interne	ROM Interne	Mémoire Externe	Entrées/Sorties parallèles	Entrée/Sortie série	bus externes		mode faible conso	conso (mW)	boîtier
														adresses	système			
ANALOG DEVICE	ADSP-2100A	ENTIER	16	16 X 16	40	80	12.5	0	0	0	32 k x 24 prog. 16 k x 16 don	non	non	2	2	0	790	100 PGA/100 PQFP
	ADSP-2101	ENTIER	16	16 X 16	40	80	12.5	2 k x 24 b	1 k x 16 b	0	14 k x 24 prog. 14 k x 16 don	non	oui	1	1	0	825	68 PGA/68 PLCC
	ADSP-2102	ENTIER	16	16 X 16	32	80	40	2 k x 24 b	1 k x 16 b	2 k x 24 prog	0	14 k x 24 prog. 14 k x 16 don	non	oui	1	1	0	825
AT & T	DSP 16 A	ENTIER	16	16 X 16	32	25	40	0	2 k x 16 b	4 k x 16	64 k x 16	oui	oui	1	1	0	450	84 PLCC
	DSP 32C	FLOTTANT	24 Man/18 Exp	32 x 32	40	80	50	0	1 k x 32 b	2 k x 32	16 M x 8 4 M x 32	oui	oui	1	1	0	non	133 PGA
FUJITSU	MB 86220	FLOTTANT	18 Man/16 Exp	24 x 24	30	150	40	0	612 x 24 b	2 k x 30	64 k x 30 prog. 128 k x 30 don	oui	oui	2	2	0	non	135 PGA/80 PQFP
	MB 86224	FLOTTANT	18 Man/18 Exp	24 x 24	30	150	40	0	612 x 24	2 k x 30	128 k x 24	non	oui	2	2	0	non	80 PLCC
	MB 86232	FLOTTANT	18 Man/18 Exp	32 x 32	32	150	40	0	612 x 32	1 k x 32	64 k x 32 prog. 1 M x 32 don	oui	oui	3	2	0	non	208 PGA
MICROCHIP TECHNOLOGY	DSC 320 C 14	ENTIER	16	16 x 16	32	160	25.6	0	256 x 16	4 k x 16	4 k x 16 prog	oui	oui	1	1	0	600	40 DIP/44 PLCC/88 PLCC
MOTOROLA	DSP 56001	ENTIER	24	24 x 24	56	74	27	0	1 k x 24	544 x 24	64 k x 24 prog. 128 k x 24 don	oui	oui	2	1	0	450	88 PGA
	DSP 96002	FLOTTANT	23 Man/8 Exp/1 sgn	32 x 32	44	74	27	0	2 k x 24	1088 x 32	4G x 32 prog. 4G x 32 don x 4G x 32 don Y	oui	oui	2	2	0	oui	214 PGA
	µPDP7/CP25	ENTIER	16	16 x 16	31	122	8.192	0	256 x 16	2 k x 32	0	oui	oui	1	0	0	250	28 DIP/44 PLCC
NEC	µPDP7/FP220	ENTIER	24	24 x 24	47	122	16.384	0	1 k x 24	2 k x 24	4 k x 24 prog. 8 k x 24 don	oui	oui	1	1	0	1000	68 PGA
	µPDP7/FP230	FLOTTANT	24 Man/18 Exp	32 x 32	55	150	13.333	0	1 k x 32	2 k x 32	4 k x 32 prog. 8 k x 32 don	oui	oui	1	1	0	1500	68 PGA
	MSM 699210	FLOTTANT	16 Man/16 Exp	22 x 22	22	100	40	0	612 x 22	2 k x 32	64 k x 32 prog. 64 k x 22 don	oui	non	1	1	0	400	100 PQFP/84 PLCC
SEMI CONDUCTOR	MSM 699215	FLOTTANT	16 Man/16 Exp	22 x 22	22	100	40	0	612 x 22	2 k x 32	64 k x 32 prog. 64 k x 22 don	oui	oui	1	1	0	400	100 PQFP/84 PLCC
	ST 18930	ENTIER	16 ou 32	16 x 16	32	80	20	0	320 x 16	3 k x 32	64 k x 32 prog. 64 k x 22 don	oui	oui	1	1	0	800	48 DIP/52 PLCC
	ST 18931	ENTIER	16 ou 32	16 x 16	32	80	20	0	320 x 16	0	64 k x 32 prog. 4 k x 16 don	non	non	1	1	0	800	124 PGA
SGS-THOMSON	ST 18940	ENTIER	16 ou 32	16 x 16	32	100	20	0	512 x 16	3 k x 32	64 k x 32 prog. 512 x 16 don	non	oui	1	1	0	800	84 PGA/84 PLCC
	ST 18941	ENTIER	16 ou 32	16 x 16	32	100	20	0	512 x 16	128 x 16 don	64 k x 16 don	non	oui	2	2	1	800	144 PGA/144 PQFP
	TMS 320C25-50	ENTIER	16	16 x 16	32	80	40	0	544 x 16	4 k x 16 prog	64 k x 16 prog. 64 k x 16 don	non	oui	2	0	0	925	68 PGA/68 PLCC
TEXAS INSTRUMENTS	TMS320C26	ENTIER	16	16 x 16	32	100	40	0	1632 x 16	256 x 16 prog ou boot	64 k x 16 prog. 64 k x 16 don	non	oui	2	0	0	925	68 PLCC
	TMS320C30	FLOTTANT	24 Man/18 Exp	32 x 32	40	60	33	0	2 k x 32	4 k x 32	16 M x 32	oui	oui	2	2	0	1500	180 PGA
	TMS320C50	ENTIER	16	16 x 16	32	50/35	57	0	8.7 k x 16	2 k x 16 boot	128 k x 16	oui	oui	2	2	0	non	84 CLCC
ZORAN	ZR4325	FLOTTANT	24 Man/18 Exp	32 x 32	44	80	25	0	128 x 32	1 k x 32 coef. cosinus	16 M x 32 prog. 16 M x 32 don	non	non	1	1	0	1000	84 PGA



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



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

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

Vous souhaitez intégrer un multimètre numérique dans un système ou l'utiliser en laboratoire, avec le HP 34401A 6 digits 1/2, profitez de performances exceptionnelles au prix de 8 693,38 F TTC\*.

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

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

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

Pour de plus amples informations, appelez le : 69 82 60 20 et nous vous ferons parvenir une notice qui vous confirmera que chez Hewlett-Packard, performances et coût modéré font bon ménage.

**Il est temps de passer à Hewlett-Packard.**

 **HEWLETT  
PACKARD**

\*Prix valables au : 1.07.1992