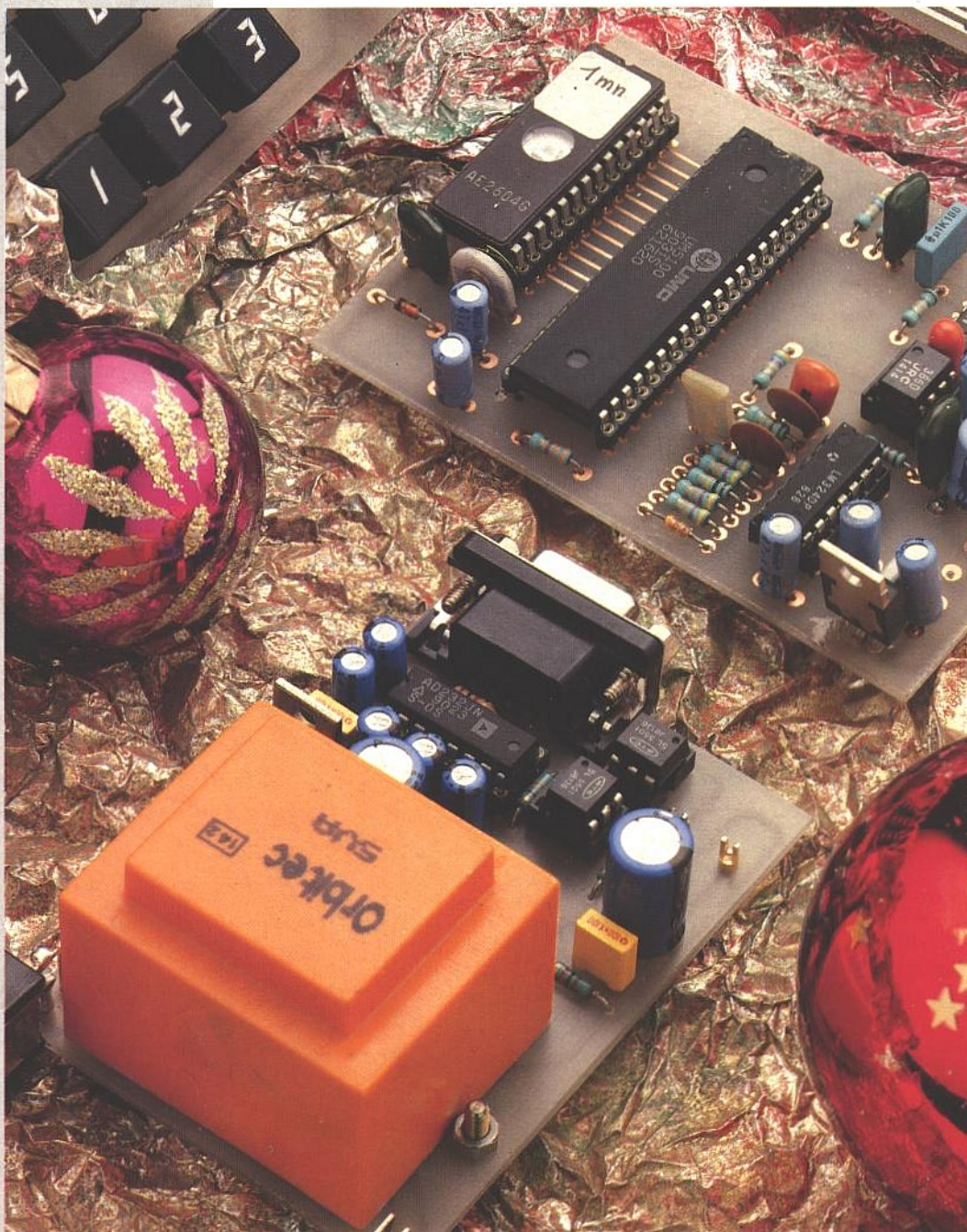


RADIO PLANS

REPRODUCTEUR DE SON "SOLID STATE"
TESTEUR DE CI TTL ET CMOS
INTERFACE MINITEL®/PC® OPTOISOLÉE
ZAC 80 : CARTES GESTION CLAVIER
ÉMETTEUR TV 1,3 GHz : CARTE AUDIO/VIDÉO
PRINCIPES D'APPLICATION DES DMA
BOARDROUTER : L'AUTOROUTEUR DE BOARDMAKER 2



BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6.30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4.25

T2438 - 530 - 24,00 F



**TOUTE L'ÉQUIPE
D'ÉLECTRONIQUE
RADIO-PLANS
VOUS PRÉSENTE SES
MEILLEURS VŒUX
POUR 1992**

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
Téléx : PGV 220409F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef :
Claude DUCROS

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

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

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER

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

Abonnements : Odette LESAUVAUGE
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 48 200 exemplaires

Dépot légal janvier 92 - Éditeur 1672 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

29 ZAC 80 : cartes de gestion
de clavier

85 Emetteur TV 1,3 GHz : cartes
audio-véo et alimentation.

MONTAGES

13 Un testeur de CI logiques
avec 68705

23 Interface minitel-PC opto-isolée

57 Reproducteur de son avec
l'UM 5100.

CIRCUITS D'APPLICATIONS

63 Les particularités du
 μ -contrôleur 80C552

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 Le système d'acquisition
PORTALOG d'IBP

TECHNIQUE

39 Le logiciel FOURIER d'analyse
et décomposition

70 Les DMA's sur différentes
bases PC

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

80 L'impression par jet d'encre
selon Hewlett-Packard

COMMUNICATION

49 133^e convention du SMPTE

DIVERS

43 Boardrouter : l'autorouteur de
BOARDMAKER 2

INFOS

18 Circuits de conversion MAXIM
MAX 71X

29 Rendez-vous Salon Intergraphic

54 Modules schottky International
Rectifier

Accord de distribution
ITT POMONA-BECKMAN

83 VCA, tout pour la réception
satellite

Convertisseurs 7 CPR
Micro-Gisco

AOP rapide AD 811

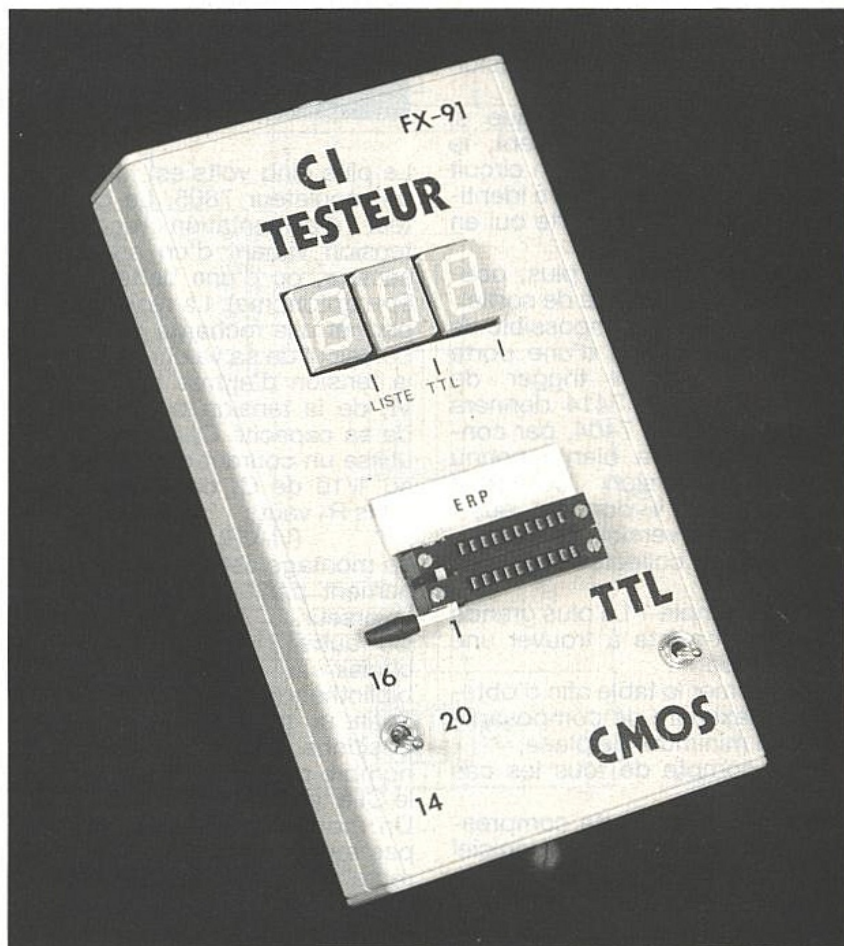
84 Sommaires des numéros de 1991

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, F. et G. de Dieuleveult, X. Fenard,
A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre, Ch. Pannel,
D. Paret, R. Schnebelen, J. Yvergniaux.

Un testeur de CI logiques

Cette nouvelle application du 68705P3 est dédiée au test des circuits intégrés TTL ou CMOS. Ce mini-testeur de circuit intégré permet de vérifier ou de déterminer le type d'un composant numérique, très utile pour déterminer les références effacées de circuits, ou leur défectuosité. Le mini-testeur analyse la logique interne du composant, à faible vitesse, il ne peut pas calculer la vitesse maximale d'un compteur ! De même il ne précise pas la classe du circuit dans la famille (TTL, LS, F, HC, HCT, ...). Pour le dépannage, ces deux fonctionnalités ne sont pas nécessaires.

Conformément à nos habitudes, le monochip utilisé est un 68705 mais malheureusement il lui est impossible de contenir la table de l'ensemble de la famille TTL ou CMOS. Un choix des circuits les plus usuels a été fait, il a été largement inspiré des circuits utilisés dans un (vieux) PC-XT-IBM, pris comme référence.



LE PRINCIPE

Le principe du testeur est simple, le processeur dispose d'une table qui décrit le fonctionnement interne des composants. Pour chaque composant les séquences de test sont décrites. On définit des vecteurs, qui sont :

- les vecteurs VS de stimuli, qui donnent les signaux à appliquer aux entrées,
- les vecteurs VR de résultats qui indiquent le résultat attendu, et enfin,
- les vecteurs VIO de descriptions qui indiquent les types de sortie : normale, trois états, collecteur ouvert.

Le testeur essaie l'un après l'autre les vecteurs d'un composant et le considère comme trouvé si tous les vecteurs VR sont corrects.

Dans la table, pour chaque composant, après son nom, on trouve généralement le vecteur VIO puis une suite de VS et enfin un VR, puis si le composant a une configuration de sortie différente (3 états par exemple) un nouveau VIO, puis encore des VS et un VR. Si l'ensemble des tests est passé correctement, le testeur a trouvé la référence du circuit sans ambiguïté, il affiche le numéro du circuit.

Dans son principe la table est assez simple. Pour complètement fixer les idées prenons le test du 7400, un quadruple porte nand deux entrées.

Le vecteur VIO décrit le circuit au niveau des IO : 4 sorties, 8 entrées, leurs emplacements, 14 pattes. Ensuite le premier stimulus est envoyé, il génère une équation pour chaque porte, on

compare le résultat au VR, un deuxième stimulus avec le VR associé, un troisième et enfin un quatrième.

Si le résultat a été correct pour ces quatre tests, on indique que l'on a trouvé un 7400.

Simple non ? En fait pas tout à fait, il manque quelque chose, il faut s'assurer qu'un autre circuit ne pourrait pas donner le même résultat, par exemple la version à collecteur ouvert, ou une version 3 états comme le 74126.

Il faut aussi s'assurer, que si aucun circuit n'est présent, le testeur ne détecte pas un circuit ayant lui aussi la signature identité, comme le 7407 (porte oui en open collecteur).

Le dispositif doit, en plus, pouvoir déterminer le type de sortie. Par contre il lui est impossible de discerner s'il s'agit d'une porte normale ou bien trigger de Schmitt ; ainsi le 7414 donnera une signature de 7404, par contre le 7405 sera bien reconnu (c'est la version collecteur ouvert), mais il donnera aussi 7405 pour la version haute tension en open collecteur de celui-ci.

Toujours simple ? La plus grande difficulté consiste à trouver une méthode pour :

- comprimer la table afin d'obtenir un maximum de composants dans un minimum de place,
- tenir compte de tous les cas possibles.

Il faut aussi que cette compression n'engendre pas un logiciel trop important qui réduirait la taille de la table.

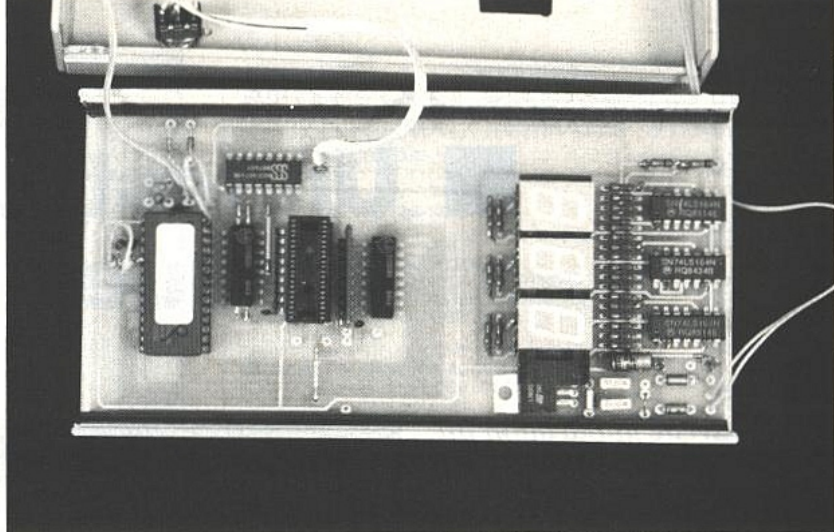
Ceci a demandé du travail (et des actues) et c'est pour cette raison que le logiciel ne sera pas disponible, par contre les chips programmés le seront, les lecteurs d'ERP pourront donc réaliser ce testeur.

Pour être complet il faut savoir que cette table est créée par un programme (en C de l'auteur) qui prend comme arguments un fichier plus "lisible".

Une analogie peut être faite ainsi: si le programme est vu comme un processeur-testeur, la table est son code objet (son programme), le fichier lisible correspond au source et le programme en C, à l'assembleur.

LE SCHEMA

Il est représenté à la **figure 1**. On reconnaît le monochip et pour cette application sa vitesse n'a pas d'importance, il est configuré en oscillateur par résistance.



Le plus cinq volts est fourni par un régulateur 7805. Le connecteur d'alimentation reçoit une tension venant d'un adaptateur secteur, ou d'une batterie (pour être autonome). La résistance R4 permet une recharge de celle-ci. Le calcul de sa valeur dépend de la tension d'entrée du montage VI, de la tension batterie VR et de sa capacité C, en général on utilise un courant de charge égal au 1/10 de C, dans ces conditions R4 vaut :

$$(VI-VR) \times 10/C.$$

Le montage est mis en fonctionnement par l'intermédiaire d'un inverseur.

Un autre inverseur permet de choisir la recherche dans la bibliothèque CMOS ou TTL. Enfin, un troisième inverseur à 3 positions stables sélectionne le nombre de broches que contient le CI à tester (14, 16, 20).

Un monochip 68705P3 ne peut pas avoir une bibliothèque "correcte" pour la CMOS et la TTL, dans la version complète on utilise deux monochips.

Ces deux monochips sont montés l'un sur l'autre, l'un est bloqué en RAZ quand l'autre fonctionne. La deuxième partie de l'inverseur est utilisée à cette fin. Il sélectionne le monochip pour les circuits CMOS en bloquant le monochip pour les circuits TTL.

Les afficheurs

Les circuits d'affichage ont été réalisés au plus simple, trois registres à décalage servent pour les afficheurs.

Le monochip charge les registres en utilisant PC1 et PC3.

L'exécution du programme d'affichage étant rapide, le chargement passe presque inaperçu. Cette configuration offre la possibilité d'afficher toutes les formes possibles sans être limitée aux possibilités des décodeurs 7 segments usuels.

Cette solution utilise un nombre réduit de composants actifs (mais beaucoup de résistances). Le prototype a été équipé de 220 ohms, des essais peuvent être faits avant de monter les résistances afin de choisir le bon compromis entre luminosité et consommation.

L'interface testeur

C'est la partie la plus intéressante, on l'a gardée pour la fin...

Un inverseur simple à trois positions stables est configuré suivant le circuit à tester (14, 16, 20 pattes).

Il faut positionner cet inverseur AVANT de mettre le circuit.

De chaque patte du support part une liaison vers un réseau de PULL, une résistance en série avec une patte du monochip, et enfin pour les pattes 1 à 8 une entrée d'un registre à décalage. Les résistances de tirage permettent de générer une PULL-UP, PC2 contrôle cette action. En mode normal on est en PULL-UP.

Dans la dernière version du logiciel, R10A a été supprimé, c'est le port A qui assure la fonction de PULL-UP.

Ce dispositif est nécessaire pour déterminer si la sortie est à collecteur ouvert ou en trois états.

Dans cette dernière configuration, la sortie donnera le même niveau logique que l'entrée, dans l'autre cas il sera différent.

Ceci permet de lever le doute sur des circuits existant en version collecteur ouvert ou trois états.

Lors d'une recherche, il est possible qu'une patte du monochip configurée en sortie soit reliée à une sortie du circuit à tester, et que par hasard, l'un sorte un (+ 5 volts) et l'autre un 0 (la masse) ; pour éviter qu'un courant trop important circule entre les deux circuits, une résistance a été intercalée entre ces 2 sorties.

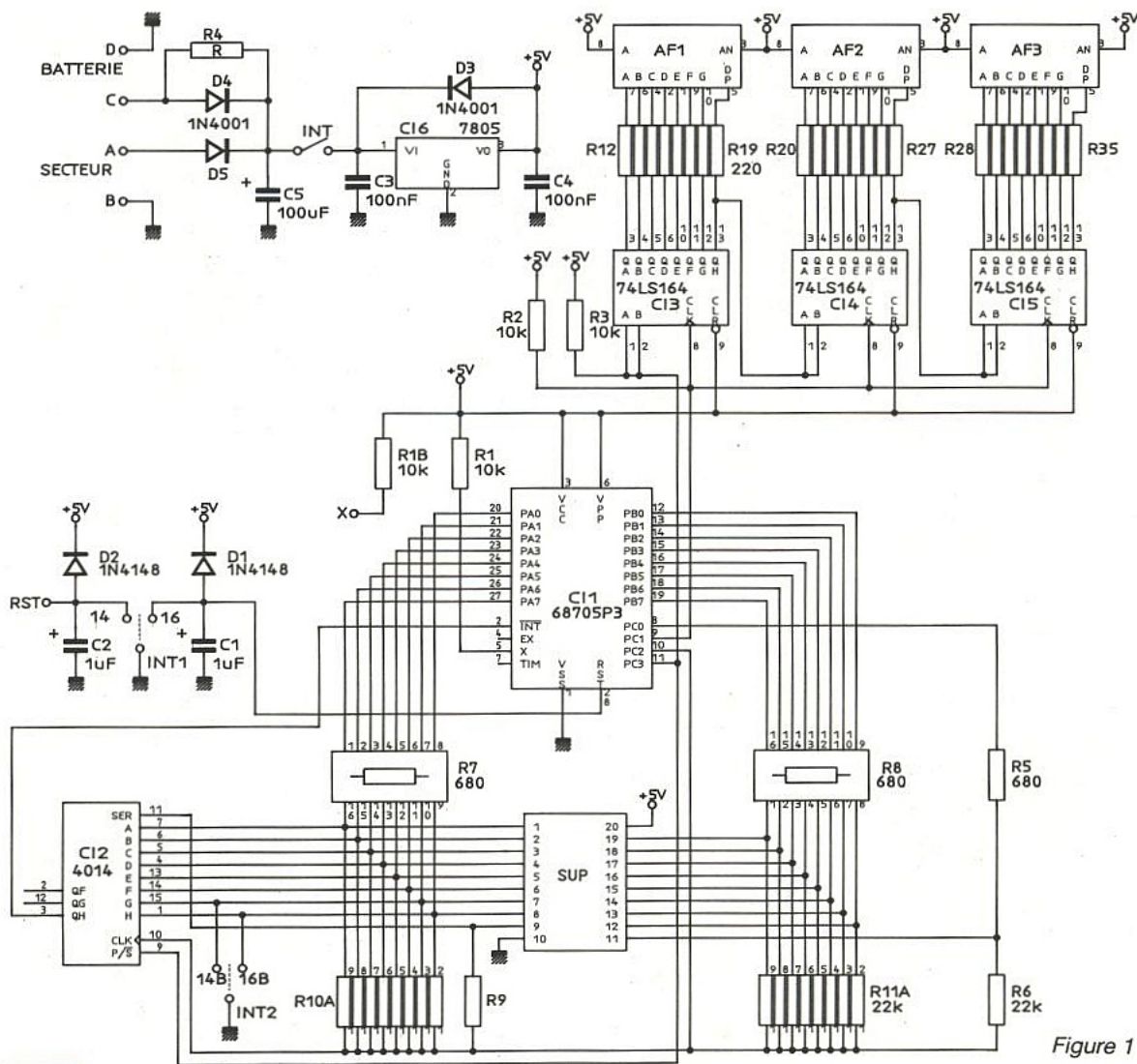


Figure 1

Calcul des résistances série

Le temps qui sépare la mise en place d'un vecteur et la lecture du stimulus a été réduite au maximum afin de limiter les risques...

Lorsque l'on cherche à déterminer un circuit, le monochip génère un vecteur, pour cela il positionne en sortie les ports reliés aux entrées, et en entrée les ports reliés aux sorties, puis il applique le vecteur.

Le vecteur de résultats indique toujours une identité sur les entrées, par le registre à décalage on vérifie cette identité.

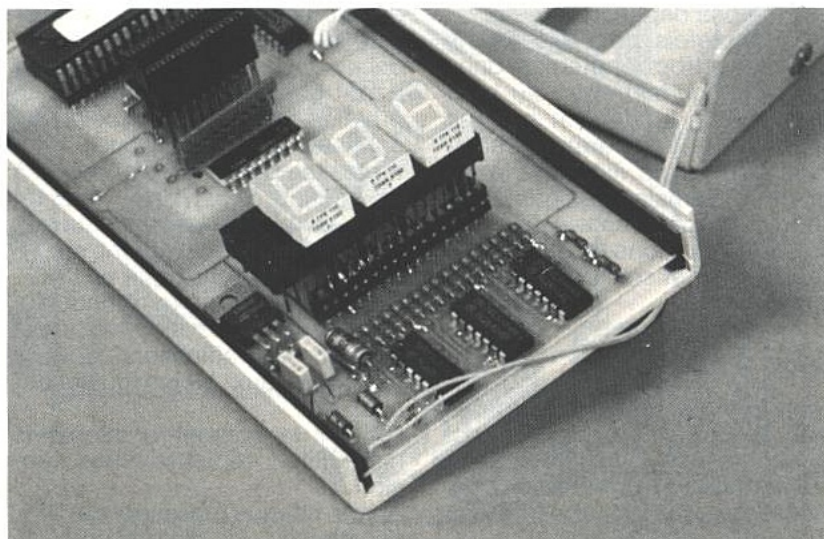
Si elle n'est pas vérifiée c'est la preuve que le circuit n'est pas conforme aux déclarations du vecteur I/O, ce n'est pas celui-ci qui est présent (ou alors il est vraiment hors service), on passe au suivant.

Un seul registre à décalage a été nécessaire puisqu'il suffit de tester seulement la moitié du circuit pour déterminer sans trop d'ambiguïté les I/O de celui-ci.

Les valeurs des résistances ont été choisies pour la famille TTL-LS et CMOS.

Ainsi pour les résistances en série il est souhaitable de mettre une forte valeur, puisqu'elles contribuent à la protection des circuits.

Mais si l'on augmente trop la valeur, il ne sera plus possible d'appliquer le 0 logique. Par exemple, si l'on considère une entrée TTL-LS, son courant est du quart d'une entrée TTL-N qui est de 1,6 mA, donc : 0,4 mA, si l'on fixe à 0,4 V la tension maxi-



male admissible pour le zéro logique, on arrive à $R = 1 \text{ k}\Omega$.

Le courant maximum qui circulera dans cette résistance (et dans la sortie du monochip) sera dans le cas le plus défavorable de 5 mA.

En réalité compte tenu des courants disponibles sur le monochip, il sera inférieur à cette valeur.

Avec $R = 1 \text{ k}\Omega$, il n'est pas possible de tester la logique TTL-N, puisqu'avec un courant de 1,6 mA on arrive à une tension de 1,6 V, qui se trouve dans la zone d'état indéterminé.

Il est donc nécessaire de diminuer cette valeur, mais dans ces conditions le courant de court-circuit va croître aussi ; dans la pratique une valeur entre 330 et 680 ohms convient.

Le test de circuits TTL-S, ayant des courants d'entrée importants, n'est pas conseillé, toutefois après essai le testeur les trouve correctement.

Pour la CMOS, en prenant cette valeur, il n'y a pas de problème pour la connexion avec les entrées, puisqu'elle ne consomme aucun courant, par contre en sortie, lors d'un court-circuit, le courant de saturation est atteint.

Néanmoins il est limité par les deux circuits (monochip/CMOS) à environ 3/5 mA.

En conclusion, pour cette résistance, si l'on n'a pas à tester de circuits TTL-N on peut monter la valeur à 1 k Ω , sinon on place 680 ohms.

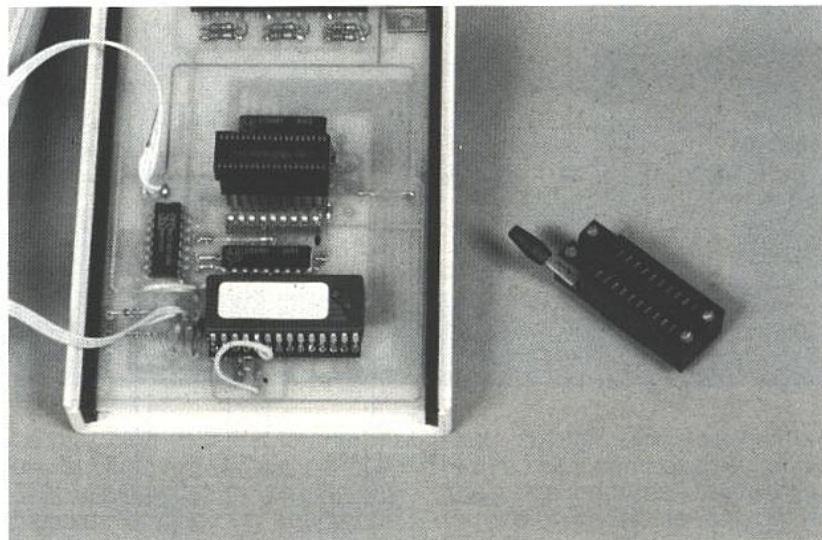
Le fait qu'il existe des configurations entraînant un courant de court-circuit limité par cette résistance pourrait "choquer", en fait cette configuration est parfaitement définie dans les documentations techniques du constructeur (courant max. de court-circuit), et ce paramètre n'est pas classé dans les valeurs maximales à ne pas dépasser.

Il est toutefois conseillé de ne pas rester trop longtemps dans cette configuration car, au bout d'un certain temps, on pourrait dépasser la température maximale admissible (liée à la puissance maximale dissipable) et détruire le composant.

Ces configurations ne durent que quelques μs et sont espacées de quelques ms.

Calcul des pull-up

Leur rôle est triple : elles assurent la détection des entrées, puisqu'on relit leurs états, elles permettent de trouver les sorties à collecteur ouvert, et enfin elles valident les sorties 3 états.



Dans tous les cas, c'est le monochip et le registre à décalage qui analysent le signal, leur valeur dépend du courant d'entrée de ces composants, celui-ci est très faible (presque nul), le courant de fuite des sorties à collecteur ouvert est aussi très faible, enfin il est nécessaire de ne pas trop perturber le circuit décrit plus haut... tout ceci nous fait tendre vers le choix d'une valeur élevée. On prend une valeur égale au moins à 10 fois la valeur des résistances série.

Les PULL-UP étant contrôlées par le PORT C, il faut éviter de trop charger ce PORT. Une valeur de 22 k Ω sera un minimum. Si l'on souhaite utiliser les valeurs plus faibles, en TTL, le testeur fonctionne aussi avec le point commun du réseau coupé de PC2 puis relié directement au + 5 volts.

LA RÉALISATION

Le cuivre a été conçu pour être installé dans un boîtier portatif.

Aucune difficulté particulière dans ce montage, seul l'installation du double monochip est décrit. Pour réaliser ce montage il faut souder un support sur le premier (par exemple celui qui contient la bibliothèque TTL), toutes les pattes sont soudées à l'exception des pattes reset et Xtal, Xext, elles seront soudées par un fil respectivement sur R' et RS, la troisième reste en l'air. Avant de mettre le monochip, bien vérifier que le 5 volts est correct, les afficheurs doivent s'allumer, aux moins quelques-uns...

Couper le courant et placer le monochip ; remettre sous tension.

Après chaque passage de l'ensemble de la bibliothèque, le

point décimal gauche s'inverse.

Positionner le sélecteur du nombre de pattes (14, 16, 20) dans la configuration correcte, mettre le circuit, la patte 1 doit toujours être en 1 (toujours en haut du support à insertion nulle).

En TTL le circuit peut être mis testeur en fonctionnement, en CMOS normalement non. En pratique cela n'a que peu d'importance et il n'est pas rare de tester une poignée de circuits sans couper le courant.

Par le point décimal on sait rapidement à quoi s'en tenir, puisque après un clignotement complet, soit deux passages de la bibliothèque, le circuit ne sera pas trouvé.

Quand un circuit est trouvé, il affiche son numéro, puis boucle le test, s'il est positif, le circuit est encore présent, il affiche encore le numéro, dans le cas contraire, il reprend le balayage de la bibliothèque.

Limitation

Il existe des circuits usuels qui ne sont pas dans le testeur, ce sont les circuits ayant un nombre de compteurs important, comme les 4024, 4060...

La méthode des vecteurs nécessiterait une EPROM de 1 mega bits (minimum) !!, quant au programme il nécessiterait l'abandon de la moitié de la bibliothèque pour des questions de place.

Liste des circuits supportés

Voici la liste des circuits reconnus dans la série TTL, le testeur a reconnu des circuits LS, F, ainsi que des S, mais rien n'est garanti pour toute cette famille.

00, 02, 33, 04, 05, 07, 08, 09, 10, 12, 11, 20

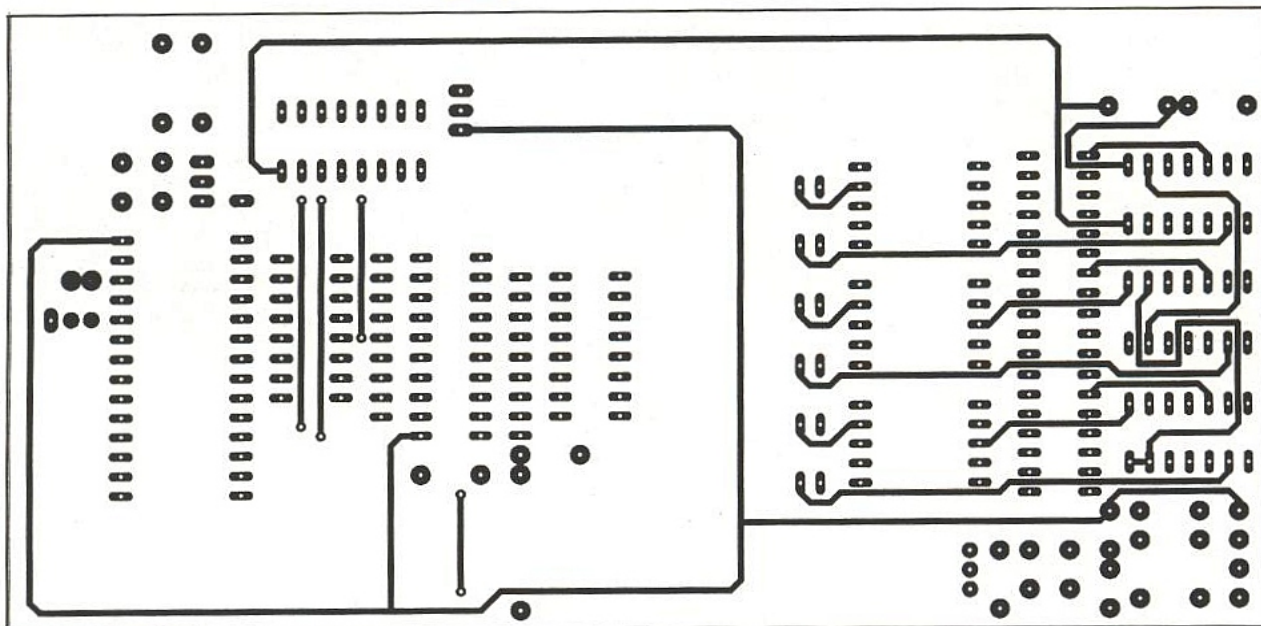


Figure 2

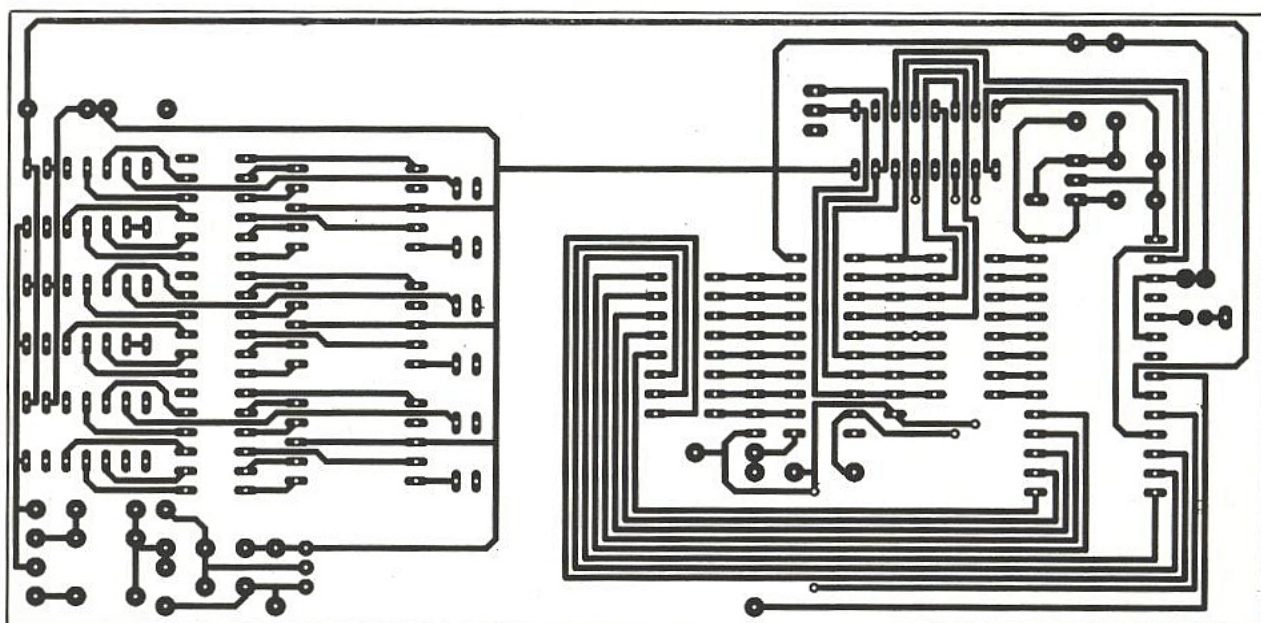


Figure 3

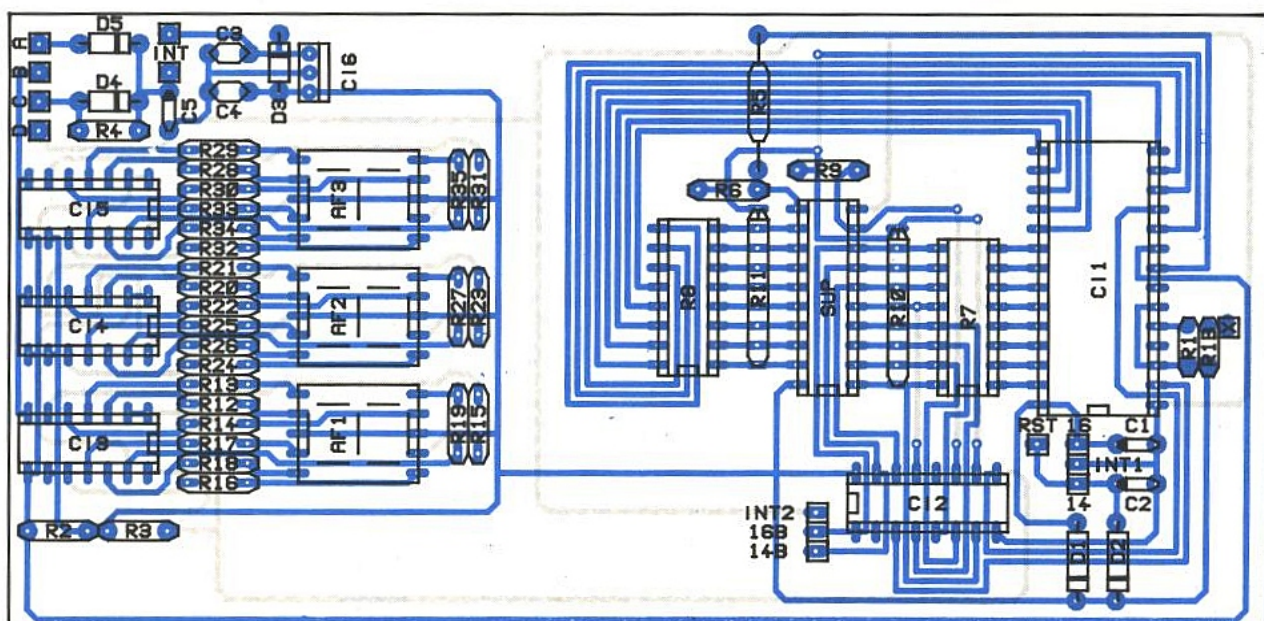


Figure 4

21, 30, 32, 42, 45, 47, 74, 85, 86
109, 125, 136, 138, 139, 151,
153, 155, 156, 157, 158
160, 161, 164, 174, 175, 192, 193
253, 257, 258, 283
390, 393, 365, 366
244, 245

Pour pouvoir avoir toute cette liste, il a fallu simplifier le test des deux 20 pattes, une porte de ces deux circuits n'est pas testée.

Pour la série 4000 nous avons :
4000, 01, 02, 06, 08, 11, 12, 13,
14, 15, 17, 18, 19, 21, 22, 23, 25,
26, 27, 28, 32, 35, 38, 41, 42, 43,
44, 49, 50, 68, 71, 72, 73, 75, 78,
81

DISPONIBILITÉ du circuit

La réalisation du programme ayant demandé un nombre d'heures important, la structure du descripteur étant très complexe, le logiciel ne sera pas disponible directement.

Néanmoins afin que les lecteurs puissent réaliser ce mini-testeur, deux versions de monochip seront disponibles : TTL, CMOS, aux conditions permettant d'éviter la création de copie...

Une version "commerciale" sera aussi disponible, elle contient une bibliothèque bien plus importante, et consommant beaucoup moins, elle est autonome.

LE PROGRAMMATEUR 68705P3 (suite)

L'article sur le programmeur de 68705P3 du numéro 526 de septembre 1991 a vivement intéressé de nombreux lecteurs, au vu du courrier reçu et de la demande du programme sur disquette.

Certaines questions sont souvent posées dans le courrier, ce chapitre est destiné à faire partager les réponses aux lecteurs d'ERP.

— Une disquette est disponible auprès de la rédaction, elle contient le programme qui accompagne l'article du numéro 526, mais aussi les sources et le fichier MOTOROLA des autres réalisations décrites dans la revue, à l'exception du RDS.

— Motorola distribue une version P5 et assure qu'avec cette version il n'est pas possible de relire le code inscrit dans l'EPROM. L'auteur ne souhaite pas faire d'expérience sur ce sujet... Bonne recherche.

— Le source doit être disponible, la valeur pédagogique d'exemple

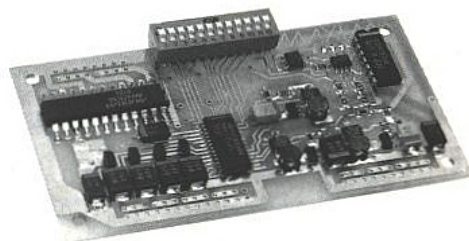
n'est plus à démontrer ; par contre lorsqu'un produit a nécessité des heures de travail et est nouveau, il est normal de protéger, pour un temps, ce programme. C'est pour cette raison que certaines réalisations seront disponibles seulement sous forme de monochip programmé (et protégé).

— Lorsqu'un exécutable est disponible (.OBJ) pour le monochip, la source le sera aussi.

L'analyse à vocation pédagogique du code sera possible par les lecteurs qui ne possèdent pas de désassembleur.

X. Fenard

Circuits MAXIM MAX 71X



Maxim Integrated Products annonce une nouvelle série de circuits de conversion et de contrôle de tension en technologie BICMOS. Ces régulateurs disposent de plusieurs tensions de sortie qui peuvent être contrôlées numériquement en fonction de la charge. Ces dispositifs intègrent un système de gestion de l'énergie délivrée par des batteries pour les applications de type portables.

Le MAX 714 possède deux sorties + 5 V et une sortie régulée pouvant descendre à - 26 V, ajustable numériquement, et destinée à des drivers LCD.

Le MAX 715 est doté, quant à lui, de trois sorties + 5 V, une sortie driver LCD, une sortie ajustable entre + 12 et + 15 V, et une sortie auxiliaire - 5 V. Le MAX 716 est similaire au 715 mais dispose de quatre sorties + 5 V.

Cette nouvelle famille s'interface facilement avec les pavés dédiés aux mini-ordinateurs portables (386SL) et aux systèmes VLSI et chips and technologies (82C63).

Avec cinq éléments Ni-Cd comme source d'énergie, un rendement de 83 % est obtenu sans inductance et ses problèmes de rayonnements et d'induction associés.

Ces trois produits seront respectivement disponibles en 16, 24, 28 broches DIP, SO, Cerdip.

Un kit d'évaluation supportant le MAX 716 (MAX 716 EVKIT) est d'ores et déjà proposé aux USA pour la somme de 38 US \$.

MAXIM est représenté en France par A2M (- 1 - 39.54.91.13) et ASAP (- 1 - 30.43.82.33).

Nomenclature

Résistances

R_{1b}, R₁ : 10 kΩ
R₂, R₃ : 10 kΩ
R₄ : voir texte
R₅ : 680 Ω
R₆ : 22 kΩ
R₇, R₈ : Réseau DIL 8R 680 Ω
R₉ : non montée
R_{10A} : non montée
R_{11A} : Réseau SIL 8R 22 kΩ
R₁₂ à R₃₅ : 220 Ω

Condensateurs

C₁, C₂ : 1 μF
C₃ : 100 nF
C₄ : 100 nF
C₅ : 100 μF

Circuits intégrés

AF₁, AF₂, AF₃ : Afficheur 7 segments, Anodes communes
Cl₁ : 68705P3 programmé
Cl₂ : 4014
Cl₃, Cl₄, Cl₅ : 74LS164
Cl₆ : 7805

Semi-conducteurs

D₁, D₂ : 1N 4148
D₃, D₄, D₅ : 1N 4001

Divers

INT, INT₁ : Inverseur unipolaire 2 positions
INT₂ : Inverseur unipolaire 3 positions
Un boîtier tolérage plastique

Le système d'acquisition PORTALOG IBP

Avec son interface Portalog qui s'adapte sur le micro-ordinateur "pocket" Portfolio d'Atari, IBP, société allemande que nous ne connaissions pas jusqu'à présent, innove.

Ce petit ensemble d'acquisition de signal dédié aux grandeurs physiques évoluant lentement dans le temps remplacera, dans de nombreux cas, un traceur papier voire un scope numérique exploité aux basses vitesses.

M.A. systèmes qui importe ce matériel en France a eu la "main heureuse".



PRÉSENTATION

L'ensemble d'acquisition se compose du module Portalog et d'un microordinateur ATARI Portfolio compatible MS-DOS®. Les deux entités sont solidarisées par le port d'entrées-sorties du Portfolio grâce à un connecteur mâle encliquetable au niveau du Portalog. L'ensemble est ensuite rigidifié par une plaque métallique disposant de points d'ancrage au niveau des deux éléments. Bien que facultative l'adjonction de cette pièce est vivement conseillée en utilisation normale. Le module DVM Portalog est alimenté via le connecteur par la source de tension + 5 V stabilisée issue du Portfolio. Le - 5 V nécessaire à l'électronique de l'interface est élaboré en interne à l'aide d'un circuit à pompe de charge.

En option IBP propose un pack accumulateur d'une capacité de 6 A · h qui assure une autonomie en fonctionnement permanent de 42 h ou une semaine en mode "économie d'énergie" (récurrence des prises d'échantillons 1 s). Ceci est à comparer aux 3 h et 11 h que l'on obtient respectivement dans les mêmes modes avec trois piles R₆ alcalines placées dans le Portfolio. L'ensemble peut aussi s'alimenter sur le secteur à l'aide d'un adaptateur (transfo-redresseur) délivrant 6 V DC.

Le Portfolio

Ce microordinateur compatible MS-DOS exploite un microprocesseur 80C88 (CMOS pour la faible consommation) avec 128 octets de RAM et 256 k octets de ROM en version de base. L'espace ROM contient le BIOS, le système d'exploitation et les logiciels résidents. L'espace RAM est divisé en mémoire de travail et en disque dur virtuel (unité C:). On peut lui adjoindre des cartes mémoire enfichables faisant alors office de disques A ou B, soit encore étendre la mémoire via le port d'extension, ce qui est réalisé avec le Portalog.

Le 80C88 est cadencé à 4,9 MHz et l'affichage dévolu à un écran LCD offrant une résolution de 260 × 64 pixels et commandé par le BIOS dans le mode IBM® MDA. Le clavier 63 touches (restreint) est interprété par un ASIC qui regroupe presque toutes les fonctions périphériques du microprocesseur.

Le Portalog

Cet interface d'acquisition dispose de dix voies multiplexées avec une cadence de mesure de 20 Hz (50 ms) au maximum. Les voies 1 (à sélection automatique de gamme configurée en voltmètre) et 2 (ampèremètre ± 400 mA) sont accessibles par douilles

banane 4 mm avec un point de référence commun. Toutes les autres voies (3 à 10) sont sorties sur une embase Sub D 25 broches qui donne aussi accès à la voie 1 et aux tensions d'alimentation ± 5 V. Le Portalog utilise un convertisseur double rampe, faible consommation, MAX 134 d'une résolution interne $\pm 40\,000$ points limitée à $\pm 4\,000$ points. Ce dernier comporte trois broches d'entrée : une autoranging en tension (voie 1 sur le Portalog), une de courant (400 mA pleine échelle) avec un shunt d' $1\,\Omega$ et une de tension fixe 400 mV pleine échelle.

Cette dernière précédée d'un démultiplexeur $8 \rightarrow 1$ sert aux voies 3 à 10 qui, grâce à un réseau résistif en PI partiellement câblé en interne, peuvent être configurées en courant ou tension de différentes sensibilités.

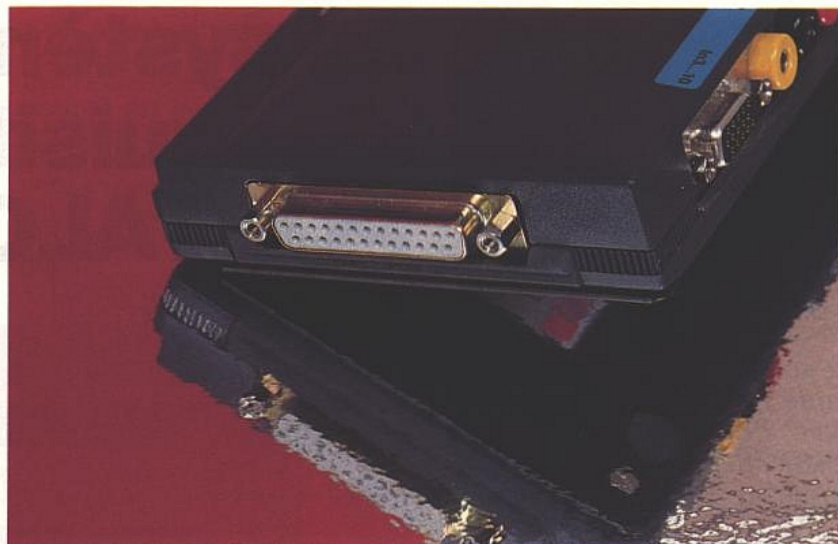
Un convertisseur RMS vrai est adjoit au MAX 134.

Le logiciel de gestion Portalog est supporté par une EPROM 256 k octets vue comme disque B : par le Portfolio. Par ailleurs, étant donné que la version de base du Portfolio ne comporte que 128 k octets de RAM, le Portalog contient 512 k octets de SRAM (statique faible consommation) reconnue comme mémoire DOS par le Portfolio.

Une partie de la totalité de la RAM est automatiquement (25%) affectée en disque C : . Au lancement l'utilisateur dispose donc de 156 k octets sous C : mais il peut augmenter la capacité par la commande DOS FDISK. 350 k octets pour C : semble un bon choix.

A la mise sous tension après un reset hard, l'appareil, sous C : , demande la langue dans laquelle le logiciel présentera les menus : Allemand, Anglais, Français. Une fois ce choix effectué, le Portalog à chaque utilisation sera automatiquement configuré. Ensuite, sous B : il suffit d'entrer PL (puis return) pour lancer le programme ; après apparition du logo vous êtes invités à inscrire la date et l'heure qui seront désormais sauvegardées tant que l'appareil disposera de son alimentation.

On accède ensuite directement au menu principal qui comporte quatre choix : Fichier, Edition, Canaux, Configuration. Toutes les sélections s'effectuent à l'aide d'un nombre limité de touches : Esc, $\leftarrow$, $\uparrow$, $\downarrow$, $\rightarrow$, return et les touches de tabulation.



Le port Centronics prolongé par le Portalog. Ce port sert aussi aux transferts de fichiers vers PC.

Il suffit de répondre aux questions posées dans chaque sous-menu pour configurer entièrement une ou un ensemble de mesures, paramétrer les canaux, choisir les échelles et un éventuel offset sur un canal, définir l'unité de la mesure, choisir une source de déclenchement et son type : déclenchement sur une date, sur un signal analogique ou numérique, définir une durée de pré ou post-déclenchement.

"Configuration" permet d'entrer les paramètres requis pour charger un fichier, mémoriser les mesures, modifier une configuration déjà établie sur un ou plusieurs canaux et enfin paramétrer l'impression qui peut se faire en ligne ou sur des fichiers en mémoire.

Dans "canaux" ou entre toutes les données relatives à une mesure pour les différents canaux, les caractéristiques de déclenchement ; la fréquence d'acquisition, le nombre de mesures par canal.

"Edition" donne accès aux critères d'édition retenus et au mode opératoire : standard, mode économie d'énergie, mode rapide. Le lancement après paramétrage est réalisé dans ce menu. Enfin "Fichier" permet de nommer les fichiers, les écraser, formater une carte SRAM externe.

En cours d'acquisition le Portalog permet d'afficher les résultats sous cinq modes :

– Mode multimètre où la grandeur d'un canal et son unité apparaissent en alpha-numérique avec rappel des valeurs max., min., moyenne et éventuellement signalisation de la fonction maintien (Hold). Le symbole AC ou DC s'affiche aussi selon le choix préalablement effectué. Sous ce mode un bargraph rap-

pelle les évolutions de la grandeur selon la vitesse d'acquisition choisie.

– Mode bargraph où les dix canaux sont simultanément affichés avec leur numéro mais sans autres indications.

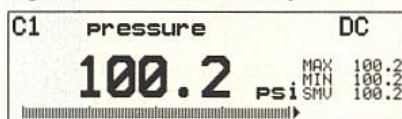
– Mode graphique où une ou deux courbes fonction du temps en provenance de deux canaux sont représentées avec une fenêtre à gauche rappelant unités et valeurs en fonction d'un curseur que l'on peut déplacer sur tout l'écran.

Enfin dans le mode "multimètre" il est possible d'afficher quatre canaux simultanément avec bien entendu des caractères plus petits.

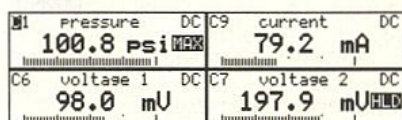
Comme on le constate tout est possible.

Les figures 1 et 2 donnent respectivement une représentation des modes d'affichage et les

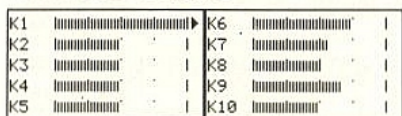
Figure 1 : modes d'affichage.



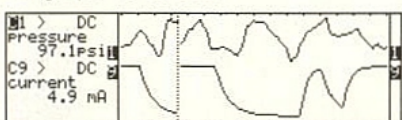
Multimètre 1 canal



Multimètre 4 canaux



Bargraph 10 canaux



Graphique 2 canaux

caractéristiques techniques résumées du Portalog.

EXPLOITATION

Grâce à ses menus très simples et aux différents modes d'affichages 1, 2, 4, 10 canaux en mode bargraph, histogramme, et mode multimètre, on peut suivre soit en direct l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs soit travailler sur les acquisitions effectuées depuis le lancement de la mesure ou depuis des points de déclenchements choisis sur une source analogique ou numérique ou encore sur un déclenchement temporel. Les possibilités de pré et post-déclenchements sont évidemment très intéressantes à l'instar de ce qu'on obtient sur un scope numérique en mode roll, aux vitesses d'acquisition près. Avec les dix canaux il est possible de suivre l'évolution de grandeurs corrélées temporellement comme la dérive du courant de repos d'un amplificateur avec la température, la source d'alimentation, la stabilité en fonction de la température d'une polarisation, des elongations ou dilatations avec les capteurs appropriés, de pressions, etc. Grâce à PORTAVIEW (2 200 F H.T. en option), il est possible de dépouiller sur un PC de bureau les séquences de mesure acquises, d'effectuer toutes les opérations de traitement de signal et de re-exporter les données "travaillées" vers différents autres logiciels.

Les limitations du matériel proviennent uniquement des vitesses d'acquisition imposées, de la troncature de résolution opérée pour des raisons d'encombrement mémoire et de l'acceptation, pour des travaux en direct, de grandeurs uniquement linéaires. Sur ce dernier point il faut reconnaître qu'il aurait été difficile d'entrer des algorithmes ou des tables de linéarisation dédiés.

Tel qu'il est conçu avec sa maniabilité, son faible encombrement et sa simplicité d'emploi, le Portalog répond déjà à une foule d'applications qui jusqu'à présent n'étaient accessibles qu'à l'aide de cartes enfichables sur PC ou sur des multimètres de table performants et encombrants. De plus n'oublions pas qu'on peut toujours utiliser le Portfolio à d'autres fins. Signalons que pour véritablement travailler correctement le pack "accu" et PORTAVIEW sont malgré tout quasiment indispensa-

Caractéristiques techniques du PORTALOG

Résolution : ($\pm$) 4000 points (3 chiffres 3/4) à partir d'une résolution de base du convertisseur A/D de 40 000 points.

Sensibilité/canaux : – Canal 1 autoranging (quatre gammes) de 0 à $\pm$ 400 V AC/DC supportant 750 V_{dc} et 570 V_{RMS} AC pendant 5 s.
– 1 canal courant $\pm$ 400 mA AC/DC (500 mA max).
– 2 canaux courant $\pm$ 20 mA (30 mA max).
– 6 canaux tension $\pm$ 400 mV (40 V max).

Précision : – Canal 1 : 0,3 % + 2 d en DC et 1,2 % + 2 s, AC
– autres canaux : 0,2 % + 2 d, DC, idem AC valeur RMS vraie en AC.
(entre 40 et 400 Hz en AC).

Coefficient en température : $\pm$ 0,05 % / °C entre 0 et 40° C.

Interface : Centronics pour imprimante et pour transfert des données sur PC.

Mémoire : 512 k octets (donnant lieu à l'enregistrement possible de 200 000 données) extensible à 640 k octets (225 000 données).

Logiciel : sur EPROM 256 k octets configurée en lecteur B : avec autolancement.

Cadence de mesure : de 50 ms à 24 h avec arrêts entre les prises d'échantillon sur les grands intervalles.

Les deux entités séparées montrant le connecteur de raccordement et le socle métallique de liaison.

Figure 2

bles, l'investissement supplémentaire consenti restant acceptable par rapport aux services rendus.

Les options

Outre le pack accumulateur, IBP propose un logiciel de traitement de signal sur PC permettant de travailler sur les données collectées par le Portalog et importées sur un PC. Ce logiciel est tout à fait simple d'emploi ; la preuve, nous l'avons eu en version allemande et nous ne maîtrisons pas particulièrement la langue de Goethe.

Des versions anglaises et françaises sont prévues, rassurez-vous.

A l'aide de Portaview on peut rappeler les courbes d'évolution des données saisies sous deux fenêtres, réaliser des pointages précis à l'aide de deux paires de curseurs, des expansions (zoom) de certaines portions des courbes, appeler une fenêtre dans laquelle sont regroupés les résultats numériques selon les investigations...



En traitement de signal, l'analyse FFT sur plus de 4 096 points est disponible de même que le calcul automatique de la fréquence des passages par zéro, l'extraction du fondamental et du continu.

La valeur efficace d'un nombre entier de périodes est automatiquement calculée à partir d'un point d'entrée temporel et les minima, maxima du relevé directement accessibles.

IBP propose aussi des cartes mémoires (RAM card) de différentes capacités entre 64 k octets et 1 M octets, et un capteur thermométrique à semi-conducteur prévu pour les entrées 400 mV en deux versions : - 40 °C à + 40 °C et - 55 °C à + 150 °C. La précision, une fois la calibration effectuée, est meilleure que $\pm 0,2$ °C. Enfin le constructeur peut réaliser des versions "client" pour tous les canaux d'entrée, configurant ainsi le matériel à des besoins spécifiques.

Comme nous l'avons signalé plus haut il s'agit simplement de modification de valeurs de résistances sur les réseaux en PI affectés à chacune des entrées 3 à 10.

CONCLUSION

A la fois multimètre autoranging sur la voie 1 et système d'acquisition de données avec les neuf autres voies configurables, le Portalog s'avère un outil de saisie sur grandeurs "lentes" remarquable.

Les multiples possibilités offertes aussi bien par le logiciel interne que sur PC avec PORTAVIEW après transfert, en font un système de contrôle et de traitement de signal complet, simple d'emploi et d'encombrement restreint.

Certes l'utilisateur devra dans bien des cas réaliser ou acquérir des modules d'adaptation d'entrée pour ses besoins spécifiques mais cela nous paraît tout à fait logique si l'on se réfère aux prix : 1 510 F H.T. pour le Portfolio et 8 530 F H.T. pour le Portaglo. Seul petit reproche, le pack accumulateur, qui nous semble indispensable dans la majorité des cas (bien que la consommation soit très faible et on ne peut mieux gérée), est à notre avis un peu cher (3 880 F H.T.) même s'il intègre le système de charge à coupure automatique.

Au total il s'agit d'un appareil



Les connecteurs d'entrée "signal". Les voies 1 et 2 sont raccordées par les douilles banane, rouge pour canal 1, jaune pour canal 2, noir référence de masse des deux. Les autres canaux (3 à 10) et le ± 5 V sont accessibles par la prise SUB D 15 broches.

ingénieurs qui trouvera sa place en contrôle sur site, dans l'enseignement, les services de maintenance et dans bien des cas au labo, là où les très grandes précisions ne sont pas nécessaires.

EMULATION 68HC11

EMUL68-PC de NOHau



- EMULATEUR SUR PC
- DÉBOGUEUR C
- "BANK SWITCHING" 256 KO
- SUPPORTE 68HC11 16 MHz
- MAPPING 64 OCTETS
- TRACE 16 K X 48 BIT
- ANALYSE DE PERFORMANCE
- OPTION BOITIER SÉRIE



CIRCUITS SUPPORTES 68HC11

68HC11A0
68HC11A1
68HC11A8
68HC811A8
68HC11D3
68HC711D3
68HC11E1
68HC11E2
68HC11E9
68HC11F1

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

EMULATIONS
Outils et instruments électroniques

Antéila 4 Burosplace - Chemin de Gizey 91571 BIEVRES Cedex France
Tél : 603 762 F - Fax : (1) 60.19.29.50

Tél : (1) 69.41.28.01

Spécifications : 3614 LAYOFRANCE

3617
code LAYO

LAYO
Autorouteur programmable.
Puissant, rapide, précis et
confortable. 100 % en français.
Spécifications prix :
3614 LAYOFRANCE

ASIC
Si vous êtes préoccupé par
la conception "ASIC" lisez quel était
le choix d'INTEL en juillet 1991 pour
abaisser le temps de conception de
jusqu'à 75 %. Spécifications prix :
3617 LAYO

FPLDT
Vous êtes pressé ou votre traceur est
occupé ? Sortez vos fichiers HP-GL™
sur n'importe quelle imprimante.
Pour tous les logiciels CAD-DAO.
Spécifications prix :
3614 LAYOFRANCE

Vous travaillez déjà avec un soft FCAO - routage mais à contre cœur ?
Il vous donne mal à la tête et les résultats sont loin de vous satisfaire.
Mais on ne change pas de soft tous les 6 mois et par force vous continuez à
'galérer' pour produire vaillamment, avec un patron qui pense que vos
compétences ne sont pas à la hauteur de la tâche qu'il vous a confiée ...
STOP - Essayez LAYO1
Version d'essai 100% professionnelle et 100% opérationnelle -115 F HT.
Une fois convaincu, ... - comme 20.000
professionnels, amateurs actuellement -
vous pourrez louer une version
industrielle, la location (deux mois
minimum) vous coûtant moins
que la maintenance de votre soft
actuel. Tél: 94.28.22.59 Fax: 94.48.22.16

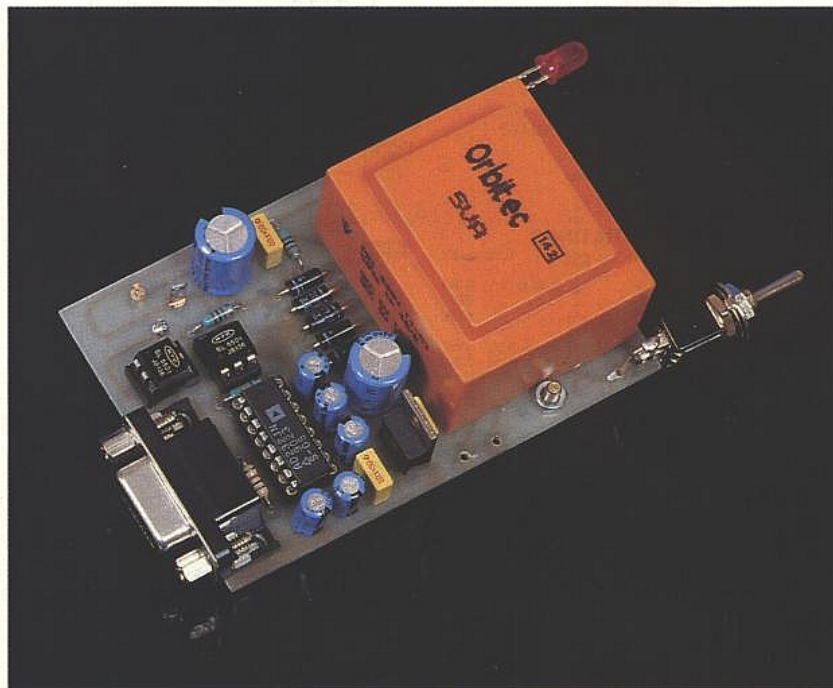
“Câble” Minitel-PC

En novembre 1988 (ERP n° 492) un boîtier nommé “Accord” permettait déjà en toute sécurité la liaison Minitel à PC.

La reprise du thème, trois ans plus tard, n'est pas due à un défaut “d'Accord” (bien au contraire), mais permet une ré-actualisation grâce aux composants spécialisés désormais facilement disponibles - notamment la série des “Maxim” - ainsi qu'une simplification (plus de détection de sonnerie, etc...).

Si vous avez construit en son temps “Accord”, ne changez rien ! La lecture de ces lignes sera pour vous une mise à jour des possibilités de remplacement.

Par contre, si vous n'avez encore aucun lien entre votre PC et le Minitel, il faudra profiter de l'occasion pour vous équiper : de nombreux serveurs offrent des fichiers téléchargeables dont il serait parfois bien dommage de se priver.



Relier un PC à un Minitel n'est pas nouveau ! Pourtant, le faire en toute sécurité pour les deux machines reste malheureusement trop souvent le privilège des utilisateurs intensifs de ce modem gratuit... L'auteur ayant plusieurs centaines d'heures de communications par ce biais, accorde un crédit tout particulier à ce mode d'échange moderne, peu coûteux, et assez fiable.

Pourquoi “ASSEZ” ? Tout simplement parce que les horaires de liaisons et les conditions (passage par un standard, postes multiples, etc...) placent ces transmissions de fichiers binaires dans les mêmes conditions que les communications en phonie. Si une commutation de standard vous met quelques secondes sur une voie de garage, ou pire encore coupe purement et simplement la ligne, il est bien évident que la transmission sera incorrecte.

D'autre part, les divers bruits classiques à l'écoute, et souvent peu gênants, sont autant d'aléas pour une transmission binaire.

Donc, par expérience, les liaisons au delà de 22 h 30 conduisent à un double effet :

1 - (de particulier à particulier) elles sont nettement moins coûteuses.

2 - Le trafic beaucoup plus calme permet d'arriver à un taux de réussite très élevé. A titre

d'exemple l'auteur ne s'est fait “jeter” que deux ou trois fois en 3 ans, avec des communications locales de plus de 3/4 h, ou d'autres de 20 minutes à 800 km de distance. De plus, il y a eu au moins pour une fois une raison précise : orage important chez le correspondant qui a préféré (et il a eu raison) couper court sans préavis.

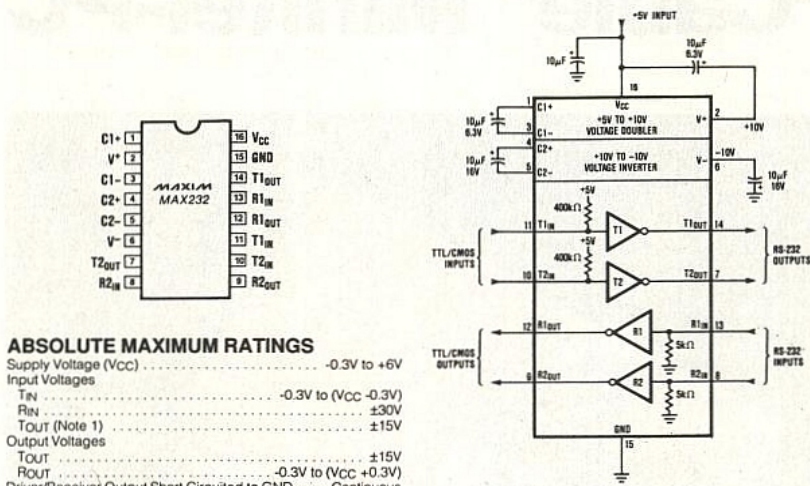
Présentation du MAX 232

Le catalogue MAXIM ne propose pas moins de 18 circuits différents, spécialisés dans l'interfaçage TTL/RS 232. Les présenter tous serait vite fastidieux, et pour des applications particulières exigeant par exemple 2 fois 5 inverseurs dans le même boîtier, une seule alimentation 5 V et aucun condensateur externe, on retiendra le MAX 235 dans le data-book du constructeur.

Nos besoins étant nettement plus modestes, nous avons opté pour le classique 232 désormais bien approvisionné chez les distributeurs. La figure 1 en présente le brochage et la mise en œuvre, ainsi que les conditions d'exploitation.

Deux paires d'inverseurs proposent respectivement les conversions TTL/CMOS en RS 232 et RS 232 TTL/CMOS. Il faut se rappeler les correspondances

Figure 1



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(VCC = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1μF, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 TRANSMITTERS					
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to GND	±5	±8		V
Input Logic Threshold Low			1.4	0.8	V
Input Logic Threshold High		2	1.4		V
Logic Pull-Up/Input Current	SHDN = VCC		5	40	μA
	SHDN = 0V		±0.01	±1	
Output Leakage Current	VCC = 5.5V, SHDN = 0V, V _{OUT} = ±15V		±0.01	±10	μA
	VCC = SHDN = 0V, V _{OUT} = ±15V		±0.01	±10	
Data Rate	Except MAX220, normal operation		200	116	kbits/sec
	MAX220		22	20	
Transmitter Output Resistance	VCC = V+ = V- = 0V, V _{OUT} = ±2V	300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current	V _{OUT} = 0V	±7	±22		mA
RS-232 RECEIVERS					
RS-232 Input Voltage Operating Range				±30	V
RS-232 Input Threshold Low	VCC = 5V	Except MAX243 R _{2IN} MAX243 R _{2IN} (Note 2)	0.8	1.3	V
			-3		
RS-232 Input Threshold High	VCC = 5V	Except MAX243 R _{2IN} MAX243 R _{2IN} (Note 2)	1.8	2.4	V
			-0.5	-0.1	
RS-232 Input Hysteresis	Except MAX243, VCC = 5V, no hyst. in shdn.	0.2	0.5	1	V
	MAX243		1		
RS-232 Input Resistance		3	5	7	kΩ
TTL/CMOS Output Voltage Low	I _{OUT} = 3.2mA		0.2	0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	I _{OUT} = -1.0mA	3.5	VCC - 0.2		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing V _{OUT} = GND	-2	-10		mA
	Sinking V _{OUT} = VCC	10	30		
TTL/CMOS Output Leakage Current	SHDN = VCC or EN = VCC, 0V ≤ V _{OUT} ≤ VCC		±0.05	±10	μA
EN Input Threshold Low			1.4	0.8	V
EN Input Threshold High			2.0	1.4	V
POWER SUPPLY					
Operating Supply Voltage			4.5	5.5	V
VCC Supply Current (SHDN = VCC), Figures 5-10	No load	MAX220		0.5	2
		MAX222/232A/233A/242/243		4	10
	3kΩ load both outputs	MAX220		12	
		MAX222/232A/233A/242/243		15	
Shutdown Supply Current	MAX222/242	T _A = +25°C		0.1	10
		T _A = 0°C to +70°C		2	50
		T _A = -40°C to +85°C		2	50
		T _A = -55°C to +125°C		35	100
SHDN Input Leakage Current				±1	μA
SHDN Threshold Low				1.4	0.8
SHDN Threshold High				2.0	1.4

entre ces deux logiques : un 0 TTL ⇔ + 12 V RS 232, un 1 TTL ⇔ - 12 V RS 232, et vice versa. En pratique les tolérances sont assez larges, et un 0 RS 232 sera reconnu de + 5 V à + 15 V (dans 3,7 kΩ) et un 1, de - 5 V à - 15 V. Sur certaines machines, un 0 à + 5 V et un 1 à 0 V "passent" mais comme ce n'est pas garanti, il est préférable de respecter la norme surtout quand c'est aussi facile avec les MAXIM.

Le problème, en effet, est de se procurer une source d'alimentation négative, et ces circuits spécialisés le détournent en la produisant à partir d'une seule (parfois deux) source positive, en général le + 5 V cher à la logique. Ainsi, on dispose de deux tensions : une doublée (+ 10 V), la seconde doublée et inversée (- 10 V), convenant parfaitement à la norme RS 232.

C'est cette section qui est la plus amusante à observer, comme nous allons le voir.

Nous appellerons VCCin la seule tension disponible : + 5 V par rapport à la masse.

Figure 2 a, nous avons représenté les deux stades permettant d'obtenir en premier lieu une simple inversion de tension. VCCin charge dans un condensateur, puis une commutation le connecte - inversé - à la charge, puis recharge du condensateur, etc...

Pour fonctionner correctement, la qualité des commutateurs logiques est primordiale. Ce problème avait d'ailleurs déjà été abordé pour l'ICL 7660 (inverseur en boîtier 8 broches).

En figure 2 b, on peut voir cette fois un principe de doublage. Le premier stade est toujours le même : VCCin charge un condensateur, puis on le connecte à la charge, mais cette fois en sere avec VCCin.

Le MAX 232 combine les deux fonctions afin d'offrir les + / - 10 V promis. Figure 3 a on peut voir le schéma interne de cette fonction. Pour simplifier, nous avons séparé les deux états alternativement commutés par l'horloge interne de 15 kHz.

En figure 3 b, VCCin charge C₇. C'est tout ce qu'on peut faire dans ce premier temps. En figure 3 c, C₇ transmet sa charge à C₆ et le couple mis en série avec VCCin livre + 10 V dans RL+, et charge C₈.

Retour en figure 3 b, cette fois C₈ étant chargé à 10 V, il peut transférer sa charge (après retournement) à C₉, d'où - 10 V par rapport à la masse dans RL-. Pendant ce temps, C₇ en profite pour se "réapprovisionner".



Le moteur est lancé, et il suffit d'entretenir le cycle, ce qui est le travail de l'horloge.

Toute la logique de commutation étant intégrée, seuls 4 condensateurs externes sont nécessaires sur ce modèle. Les références indiquées précédemment sont celles que nous avons adoptées sur la carte : il sera plus facile ainsi de se repérer afin de détecter une éventuelle erreur de positionnement d'un condensateur, erreur qui entraverait immédiatement le fonctionnement du circuit comme vous vous en doutez !

Signalons que d'autres fabricants proposent le MAX 232 en seconde source, notamment Analog Devices (AD 232).

LE SCHEMA

Le schéma exact de CÂBLE est visible figure 4. Il est d'une extrême simplicité, mais répond parfaitement au critère de sécurité que nous avons imposé, soit : isolement total entre le PC et le Minitel.

TRA1 participe activement à cette isolation grâce à ses deux enroulements secondaires. A son sujet, une petite anecdote : nous avons pensé à exploiter pour l'alim "minitel" la tension disponible en broche 5 de la DIN. Pourtant, à y regarder de près, tous les modèles n'en sont pas pourvus (Cu2 à Cu4 inclus), et la liaison DIN imposait alors plus de trois fils. Nous avons donc

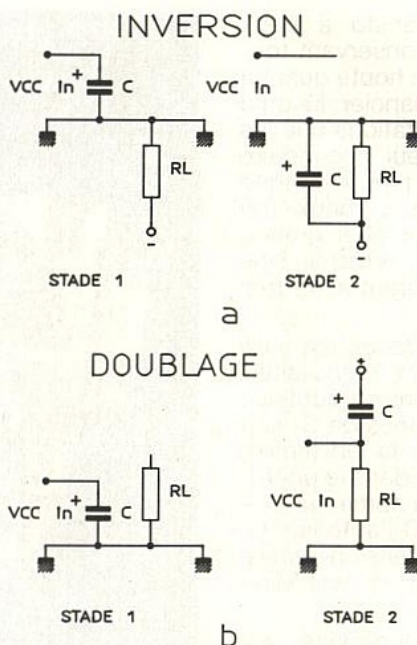


Figure 2

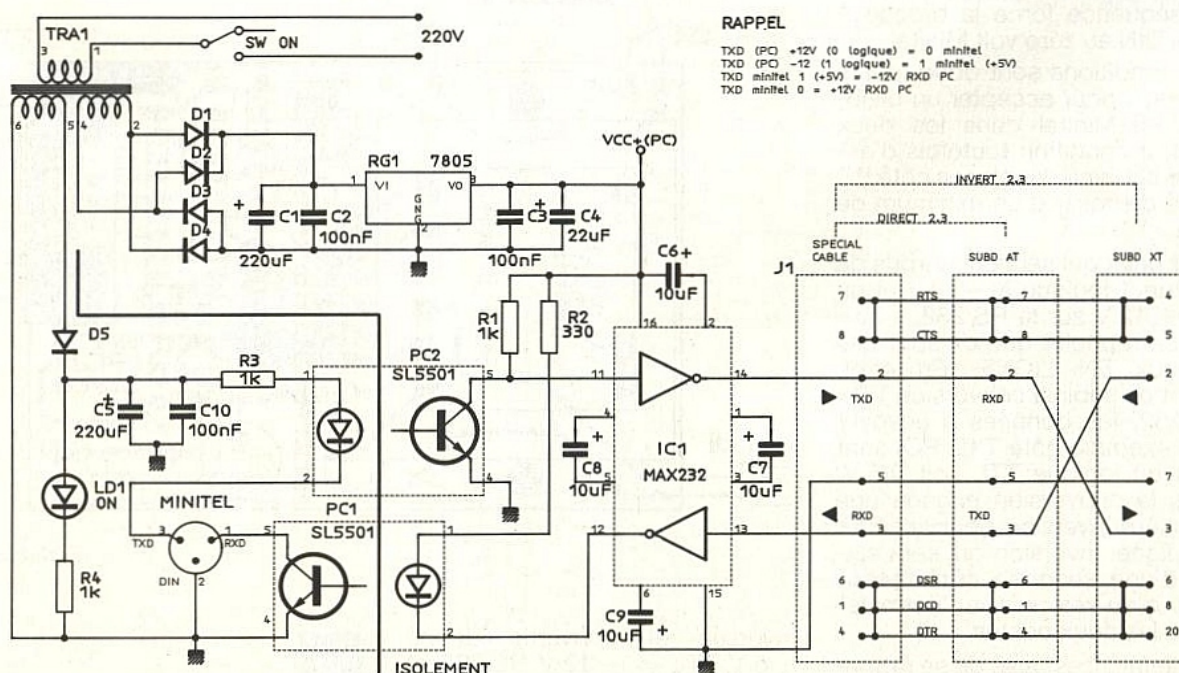
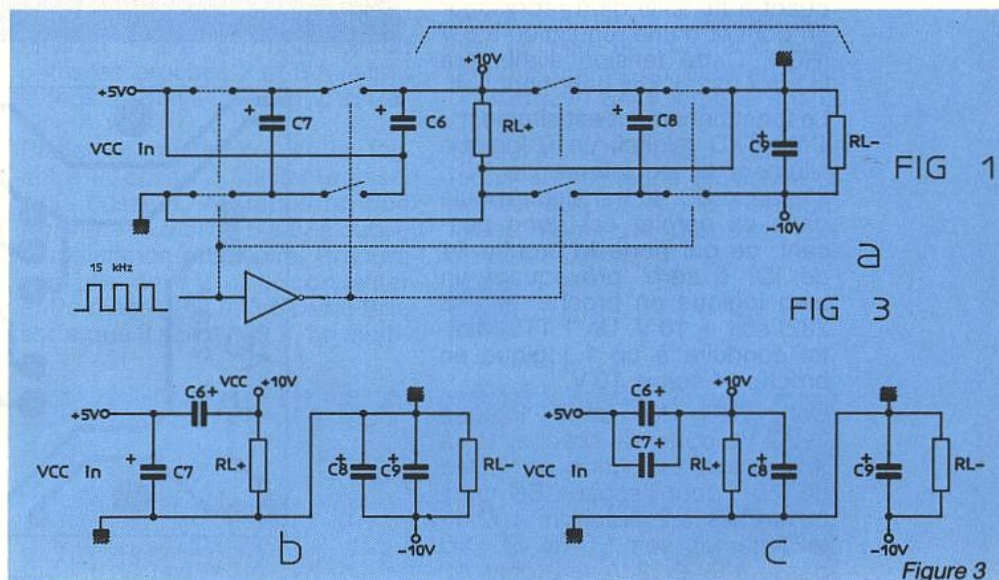


Figure 4

opté pour un transfo à deux secondaires, en conservant toutefois une certaine honte quant à ce "gaspillage" financier, jusqu'à ce que nous constatons que les modèles à un seul secondaire coûtaient parfois plus cher que leurs homologues à deux (dû sans doute à une plus grande diffusion de ces derniers). Nos scrupules s'envolèrent alors très vite.

Un de ces secondaires est suivi d'un redressement mono-alternance (D_5) et la tension continue disponible aux bornes de C_5 sert à la fois à allumer la led témoin Ld_1 , et celle incluse dans le photocoupleur PC_2 si la sortie sur collecteur ouvert TXD l'autorise. Le zéro volt de cette tension sera lié exclusivement au zéro volt Minitel.

Le deuxième secondaire est quant à lui suivi d'un redresseur en pont et d'une régulation à 5 V (RG_1). Cette tension alimentera le MAX 232 et ses périphériques.

Le fonctionnement est simple : Côté TXD minitel, un 0 logique allumera la led interne de PC_2 . L'espace EC du transistor moulé dans ce dernier est donc passant, ce qui porte la broche 11 de IC_1 à zéro, provoquant un zéro logique en broche 14 (RS 232) soit + 10 V. Un 1 TTL Minitel conduira à un 1 logique en broche 14 soit - 10 V.

Côté TXD PC, un 1 logique (- 12 V) porte la broche 12 à + 5 V, soit extinction de la led de PC_1 , dont l'espace EC alors ouvert laisse le tirage au + Minitel (interne), soit 1 TTL. Si TXD passe à 0 (+ 12 V), la broche 12 donne un zéro qui par voie de conséquence force la broche 1 de la DIN au zéro volt Minitel.

Les conditions sont donc toutes requises pour accepter un dialogue PC-Minitel dans les deux sens, à condition toutefois d'assurer certains couplages côté PC et de disposer d'un minimum de soft...

Pour ceux qui seraient surpris de voir un 1 logique à - 12 V et un 0 à + 12 V sur la RS 232, il faudra se rappeler que ce sont des niveaux EN LIGNE. En effet, avant de subir la conversion TTL/RS 232, les données à envoyer (par exemple côté TXD PC) sont bien en logique TTL soit 0/5 V, mais la conversion engage une première inversion pour accéder à la ligne, inversion qui sera suivie d'une seconde côté récepteur, d'où retour à la "normale" entre les deux postes.

Par le fait, il est aisé de se rappeler que sur la ligne la logique

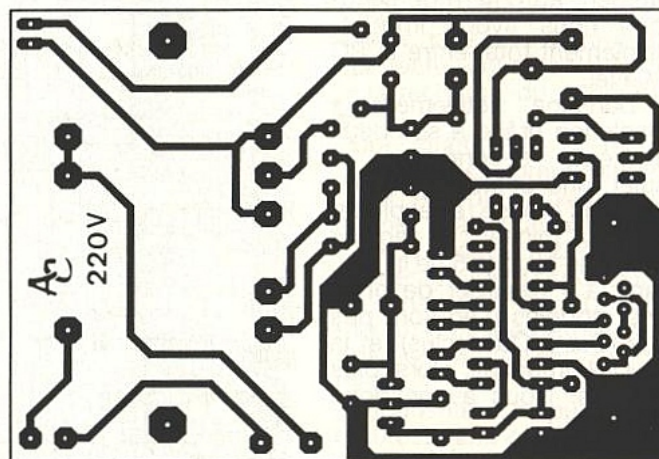
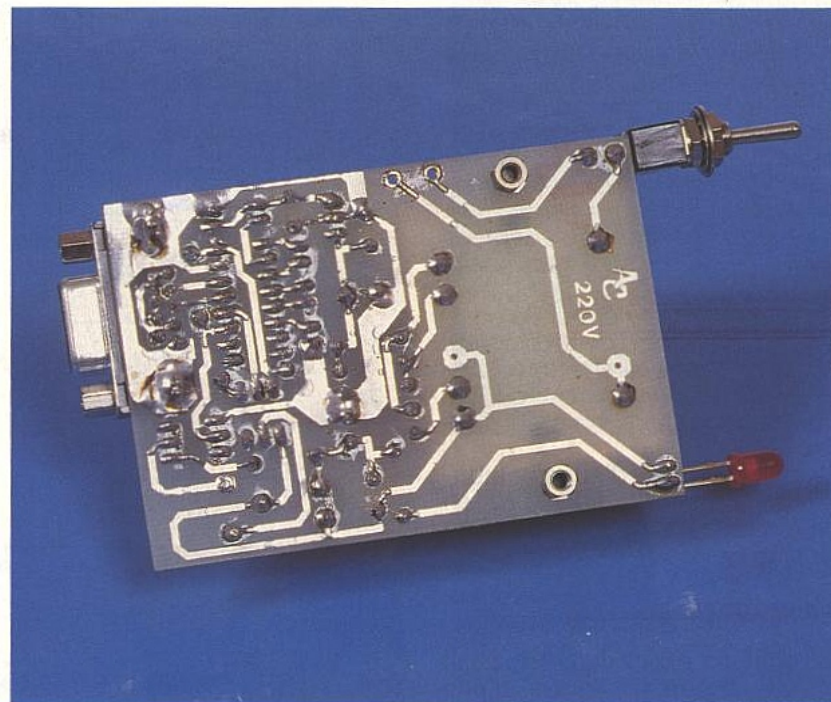


Figure 5 a

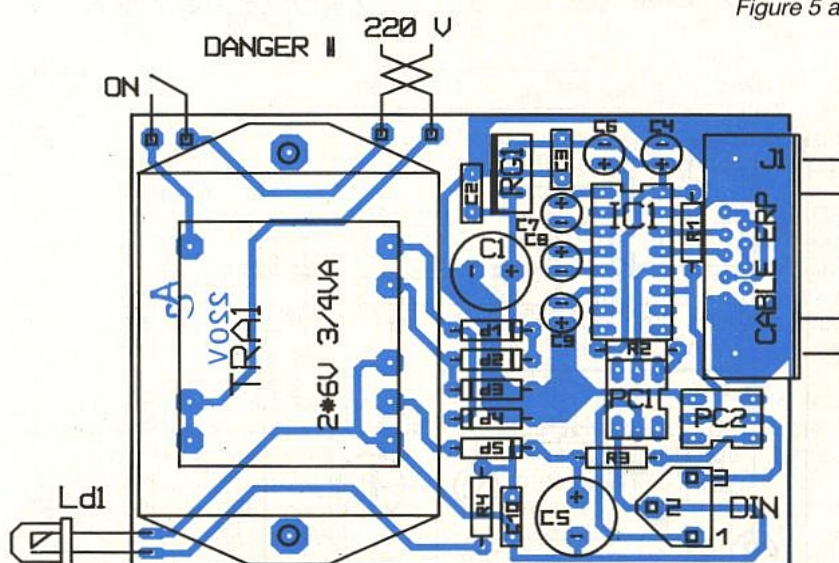


Figure 5 b

inversée et convertie donne
+ 5 V TTL $\Leftrightarrow$ - 12 V RS 232 et
0 V TTL $\Leftrightarrow$ + 12 V RS 232.

REALISATION

Le circuit imprimé dévoilé **figure 5** porte tous les composants sans exception. C'est ainsi que, contrairement aux habitudes de votre serviteur, certaines pistes véhiculent le secteur 220 V. Il faudra donc faire TRES attention quand la carte sera nue, et l'habiller au plus vite dans un coffret plastique. Si ce n'est pas pour vous, faites-le au moins pour les autres, avec une pensée spéciale pour les enfants : il est tellement attirant le joli transfo orange !

L'implantation des composants est d'une désespérante simplicité. La liaison CARTE-PC a été prévue par DB₉, et celle qui rejoindra le minitel se contente d'un câble soudé sur trois picots, terminé par une DIN 3 broches. Il nous a semblé un peu ridicule de placer une DIN chassis qui aurait imposé une seconde fiche sur le câble.

La **figure 6** détaille très clairement les liaisons à effectuer ainsi que les bouclages à prévoir côté PC.

La DB₉ implantée sur la carte étant une femelle, logiquement le câble de liaison à un AT devrait être mâle/femelle. Mais il faudra bien regarder SA machine avant de foncer tête baissée, car certains constructeurs prennent la liberté parfois de monter des socles "femelle" pour la RS 232. Ce n'est d'ailleurs pas ridicule et part d'un bon sentiment, mais si c'était votre cas il faudrait soit bien identifier la fiche côté PC, soit plus simplement prévoir les bouclages aux deux extrémités du câble.

TESTS STATIQUES

La mise en route doit se faire en douceur comme pour tout montage.

Avant de mettre les circuits sur supports, vérifier aux bornes de C₅ une tension continue d'environ 8 V, et 5 V entre 16 et 15 du support IC₁ (15 étant la masse PC).

Raccorder en provisoire entre la cosse 1 Minitel et + de C₅ une résistance de 4,7 kΩ à 22 kΩ.

Placer le MAXIM dans le bon sens et constater qu'entre masse PC et la broche 6 on obtient bien - 10 V, et + 10 V sur la broche 2. Si ce n'était pas le cas, vérifier l'orientation des condensateurs C₆ à C₉.

Mettre alors PC₁ et PC₂, et tout en gardant le commun sur la masse PC, mesurer sur la broche 2 de la DB₉.

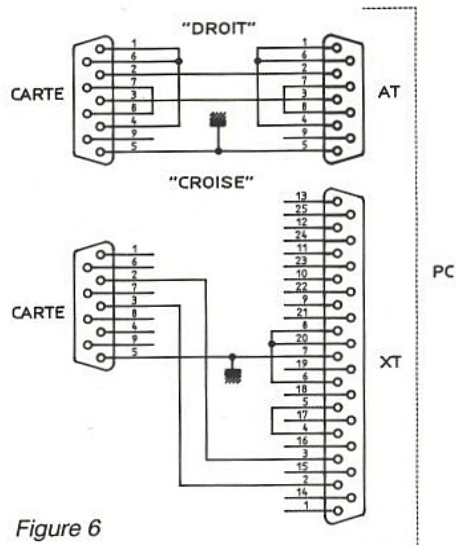


Figure 6

Au repos on doit trouver - 10 V environ. Faire un court-circuit entre les broches 2 et 3 Minitel : la tension doit s'inverser, c'est-à-dire + 10 V.

Placer le multimètre cette fois entre la cosse 2 Minitel (masse) et la cosse 1. Au repos on doit trouver + 5 V si on n'a pas oublié la résistance provisoire. Prendre une pile de 9 V et la connecter entre masse PC et 3 DB₉ de telle sorte que 3 soit à + 9 V. Le multi-

mètre doit passer à 0 V. Retourner la pile et constater que, comme quand on était en l'air, on retrouve un 1 logique sur la DIN.

Si tout est OK, il faut cette fois retirer la résistance provisoire et habiller au plus vite le montage, avant même de procéder aux essais "SOFT".

```
10 : Programme TEST91.BAS * AC Soft 1991 *
20 :
30 TRRX=&H3F8:LSRX=&H3FD:MSRX=&H3FE ' Registres du 8250
40 OPEN "COM1:1200,E,7,1" AS #1:CLOSE #1 ' Init: interface serie
50 :
60 CLS:KEY OFF:TX=12:GOSUB 4000 ' Effacement ecran Minitel
70 PRINT "TEST de la LIAISON Minitel-PC":PRINT
80 RESTORE 90:FOR IX=1 TO 4:READ L$:PRINT L$:NEXT
90 DATA PC --> Minitel,Minitel --> PC,Opposition du Modem
100 DATA Fin des tests
110 PRINT:INPUT "NUMERO du TEST : ".N:IF N<1 OR N>4 THEN 60
120 ON N GOSUB 500,600,700,900
130 GOTO 60
140 :
500 CLS:PRINT "PC --> Minitel":PRINT
510 FOR TX=65 TO 90:PRINT CHR$(TX):GOSUB 4000:NEXT:PRINT:PRINT
520 PRINT "L'ALPHABET DOIT ETRE AFFICHE SUR LE PC ET LE MINITEL ":
530 GOSUB 1000:RETURN
540 :
600 CLS:PRINT "Minitel --> PC":PRINT
610 PRINT "LES CARACTERES TAPES SUR LE MINITEL DOIVENT S'AFFICHER ":
620 PRINT "SUR L'ECRAN DU PC. Tapez 'S' sur le PC pour finir":PRINT
630 QS=INKEY$:GOSUB 5000
640 IF RX<>255 THEN PRINT CHR$(RX):
650 IF QS<>"S" THEN 630
660 GOSUB 1000:RETURN
670 :
700 CLS:PRINT "OPPOSITION DU MODEM":PRINT
710 RESTORE 720:FOR IX=1 TO 3:READ TX:GOSUB 4000:NEXT ' Opposition
720 DATA &H1B,&H39,&H6F
730 PRINT "LA LETTRE 'F' EN HAUT A DROITE DU MINITEL ":
740 PRINT "DOIT ETRE REMPLACEE PAR UN 'f':GOSUB 1000
750 RESTORE 760:FOR IX=1 TO 3:READ TX:GOSUB 4000:NEXT ' VIDEOTEXTE
760 DATA &H1B,&H39,&H7F
770 RETURN
780 :
900 CLS:KEY OFF:END
910 :
1000 PRINT " --> tapez une touche":
1010 QS="":WHILE QS="":QS=INKEY$:WEND:RETURN
1020 :
4000 IF (INP(LSRX) AND 32)=0 THEN 4000 ELSE OUT TRRX,TX ' EMISSION
4010 RETURN
4020 :
5000 IF (INP(LSRX) AND 1)=0 THEN RX=255 ELSE RX=INP(TRRX) ' RECEPTION
5010 RETURN
5020 :
6000 ' *** Fin du listing ***
```

Figure 7

Test bas

Ce petit programme en GW BASIC avait déjà été donné dans le numéro 492 page 85. Si vous l'aviez tapé, ne changez rien : il convient très bien, seul le test de détection de sonnerie (inutile ici) a été retiré du listing reproduit figure 7.

Après avoir raccordé soigneusement PC et Minitel, un RUN de ce petit programme vous offrira 3 tests : PC vers Minitel, Minitel vers PC et opposition du modem. Il se passe de commentaire ainsi que de mode d'emploi puisque ce qui doit être fait est clairement indiqué à l'écran. L'option 4 permettra de "sortir proprement" comme dit notre confrère Alain Capo, auteur en son temps de ce petit programme.

Réserves en guise de conclusion

L'évolution incessante et phénoménale des machines mises à la portée de tout un chacun, conduit parfois à ce que certains softs écrits il y a trois ans ne fonctionnent plus parfaitement, voire plus du tout...

Ainsi nous avons proposé en 1988 un pack comprenant divers logiciels écrits dans des langages différents, parmi lesquels deux utilitaires très intéressants permettant pour le premier de créer des pages Minitel et de les envoyer à un correspondant (après contrôle en local), et pour le second de transmettre de PC à PC des fichiers divers et variés. Ils fonctionnent parfaitement dans de nombreux cas mais semblent se faire tirer l'oreille sur certaines machines : tout d'abord ils sont figés en COM1, et certains temps d'attente sont créés à partir de boucles soft. On comprend alors que ces dernières étant liées à la vitesse de la machine, une marge de manœuvre importante avait été prise sans toutefois envisager des unités tournant à 33 MHz ! C'est un peu comme si aujourd'hui on écrivait un soft pour des machines à 150 MHz. Tout ceci ne serait rien si les auteurs n'avaient pas perdu les sources de ces programmes écrits en Pascal 4... Trois personnes en étaient les gardiens, et les trois (dont votre serviteur) ont trouvé le moyen de les effacer ! Toutefois ces EXE conviennent encore dans de nombreux cas, et nous vous dirons comment

vous les procurer, gratuitement bien entendu.

Bonnes fêtes à tous, et meilleurs téléchargements pour 1992.

Jean ALARY



NDLR : Une surprise vous attend dans notre numéro de février à propos de cette petite réalisation bien pratique. Le circuit imprimé sera disponible, de même que les autres éléments constitutifs, de façon à ce que vous puissiez vous connecter le plus rapidement possible sur notre serveur qui sera opérationnel dans la deuxième quinzaine de janvier.

Nomenclature Câble

Résistances

R₁ : 1 kΩ
R₂ : 330 Ω
R₃, R₄ : 1 kΩ

Condensateurs

C₁, C₅ : 220 µF 25 V radial ou 330 µF
C₂, C₃, C₁₀ : 0,1 µF MILFEUIL ou 0,22 µF
C₄ : 22 µF 25 V radial
C₆, C₇, C₈, C₉ : 10 µF 25 V radial

Semiconducteurs

D₁ à D₅ : 1N4007 ou 4004
LD₁ : led rouge 5 mm
IC₁ : MAX 232
PC₁, PC₂ : SL 5501 ou équivalent (4N25)
RG₁ : 7805 TO 220

Divers

1 support tulipe 16 broches
2 supports tulipe 6 broches
J₁ : DB9 femelle CI
TRA₁ : transfo 2 x 6 V de 3 à 5 VA (OR-BITEC ou autre)
7 cosses-poignard
SW on : inter miniature simple
Une DIN mâle 3 broches + 1 m de câble 2 conducteurs blindés.
Une DB9 mâle + capot + 1 m de câble 2 conducteurs blindés
2 m de fil secteur + prise (2 fils)

Suivant PC

Une DB9 femelle ou mâle + capot (AT)
ou une DB25 femelle ou mâle + capot.



Rendez-vous salon intergraphic

INTERGRAPHIC — salon de la communication graphique — ouvrira les portes de sa 12^e édition du 12 au 14 février 1992, au PALAIS DES CONGRÈS, Porte Maillot, PARIS (17^e).

Présentant toute l'actualité de la chaîne graphique, INTERGRAPHIC sera — comme chaque année — le lieu de rencontre entre ceux qui ont recours à la communication imprimée et ceux qui la font.

En trois jours et sur 3 000 m², directeurs et chefs de fabrication, directeurs de communication et du marketing, directeurs des achats, chefs de publicité, chefs de produit, chefs de studio, dirigeants d'entreprises, directeurs commerciaux, directeurs des ressources humaines, pourront :

— Découvrir des innovations technologiques et de nouveaux matériaux,

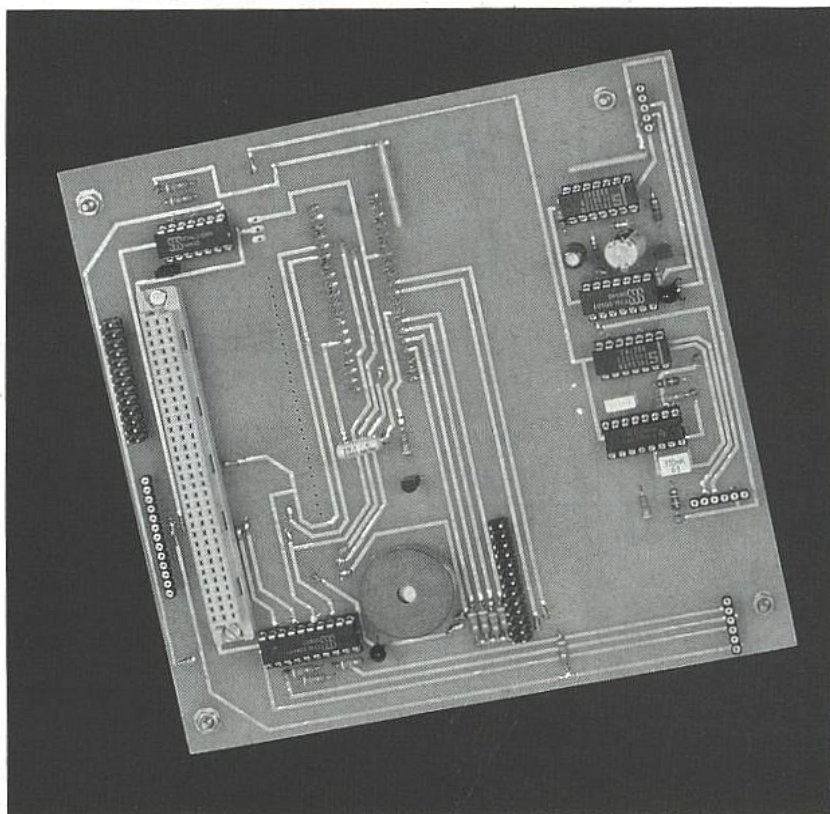
— Explorer tout l'éventail des techniques graphiques,

— Trouver des réponses concrètes et opérationnelles auprès des acteurs de la chaîne graphique.

200 exposants représentant l'ensemble des métiers qui participent à la fabrication et à la création des documents imprimés : photocompositeurs, photographeurs, imprimeurs, sérigraphes, relieurs, brocheurs, routeurs, papetiers, seront présents. C'est également dans le cadre de ce salon, que seront décernés pour la première fois les Trophées des meilleurs chefs de fabrication.

Zac 80 : Clavgest (3)

Ce troisième volet va conclure la partie simulation du projet Zac 80. A la fin de ces pages, tous les éléments auront été donnés pour piloter et mettre au point dans un minimum de confort, des cartes à base de microprocesseur Z80. Après l'affichage hexadécimal, la génération de mots de 24 bits, voici la gestion des touches de commandes, un moniteur à 8255, et le clavier proprement dit.



Nous l'avons bien précisé dès le début du projet, tous les modules peuvent être utilisés indépendamment à des fins d'ailleurs fort diverses. Le faible coût de chaque élément permet si besoin de détourner totalement certaines fonctions au profit de services spécifiques. A titre d'exemple, le couple affichage + générateur de mots sur 24 bits sera très utile pour tester des bus de fond de panier ou encore la circuiterie de cartes "micro". En effet, la possibilité de commander très rapidement 24 bits et d'en vérifier en un seul coup d'œil la conformité en hexa, permet d'envisager des contrôles de continuité ou des recherches de courts-circuits, procédures réputées longues et fastidieuses. Pour bénéficier de ces services, il suffit de préparer quelques câbles spécifiques. Par exemple, en répartissant correctement les adresses et les données venant du générateur sur un support tulipe que l'on pourrait monter à la place d'un Z80, et en préparant un second câble qui cette fois permettrait de relier l'affichage hexa à un support d'EPROM ou de RAM, de multiples tests seront possibles : continuité des pistes de support à support, véri-

fication des décodeurs d'adresses, etc.

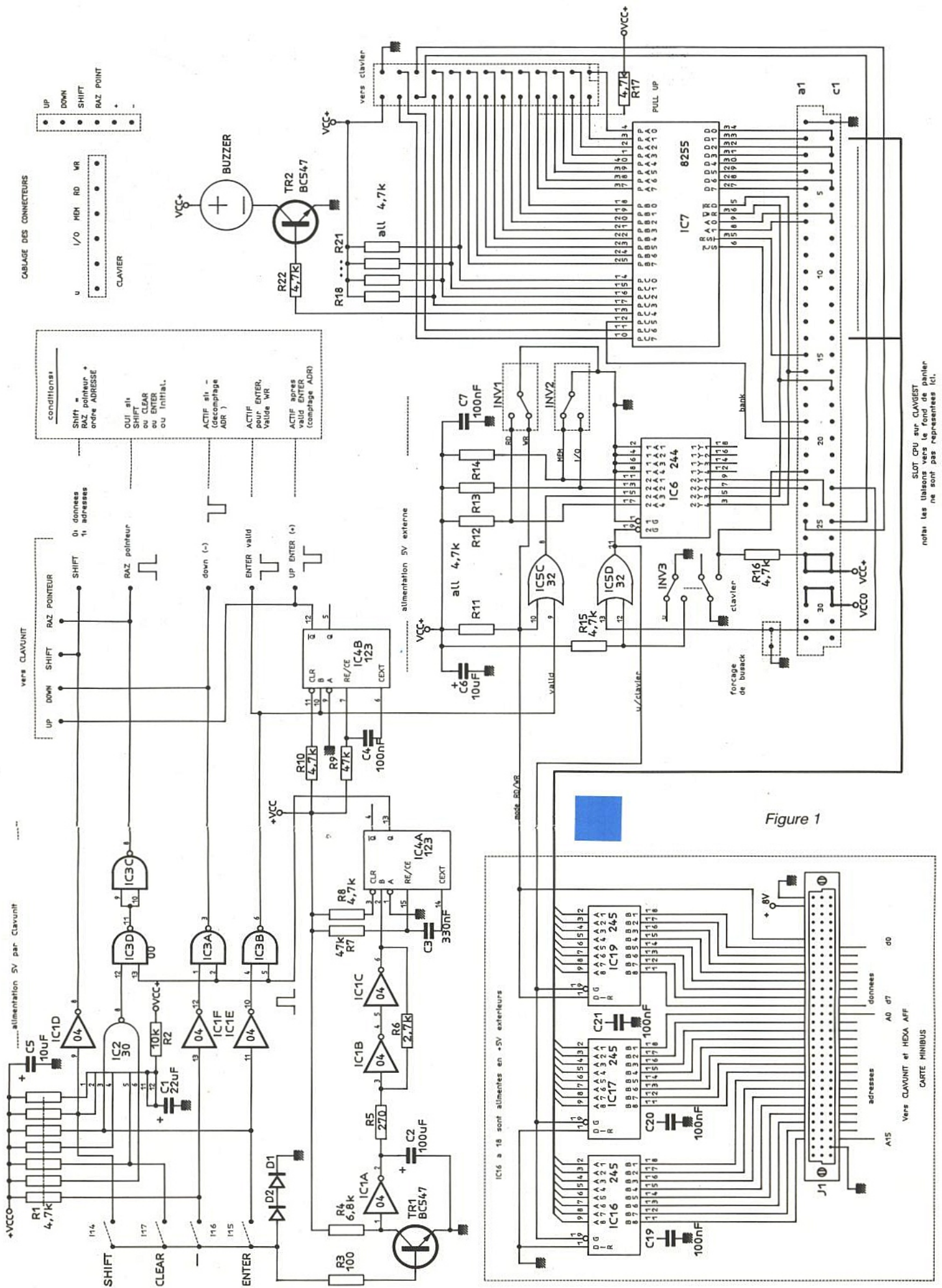
Si d'aventure certains d'entre vous s'effrayaient du coût de ces câbles spéciaux, signalons quand même que les couples de 41612 sont trouvables à 20 F la paire !

CLAVGEST

Le schéma de cette carte est visible **figure 1**. Il comprend une section déjà implantée le mois dernier et que nous avons appelée MINIBUS, mais dont la logique n'avait pas été détaillée.

La partie située en haut à gauche de la figure peut être considérée comme quasiment autonome : ce sont les commandes qui complètent le clavier hexa. Elles sont au nombre de quatre : SHIFT, CLEAR, — (moins), ENTER, et permettent de générer les signaux qui nous manquaient, soit UP, DOWN, SHIFT et RAZ pointeur, ainsi qu'un nouveau signal utile : VALID.

Le fonctionnement est simple. Tout d'abord trois de ces touches engendreront une RAZ pointeur. Ce sont SHIFT, CLEAR et ENTER, qui commandent toutes IC2. Comme nous l'avons dit



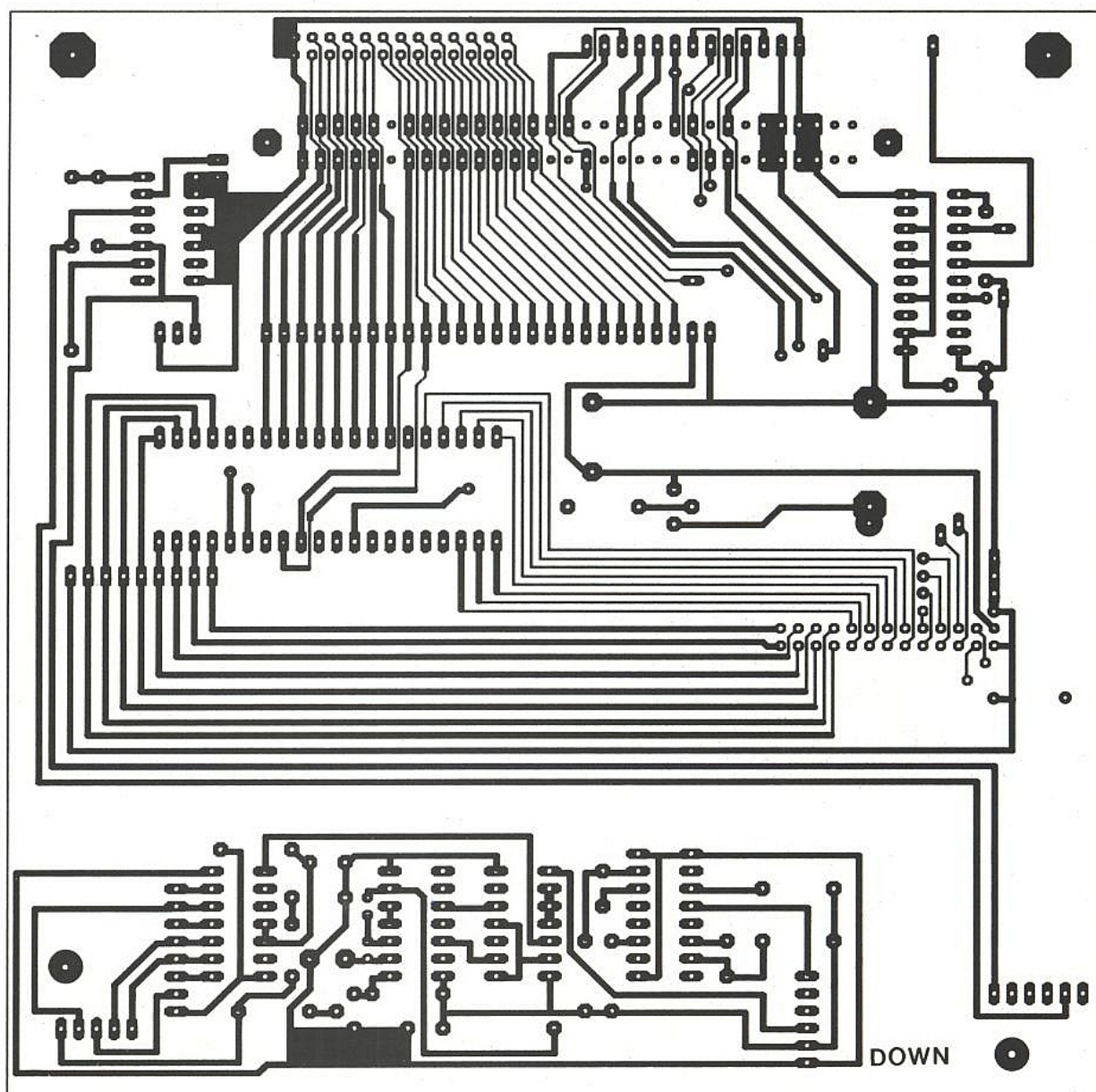
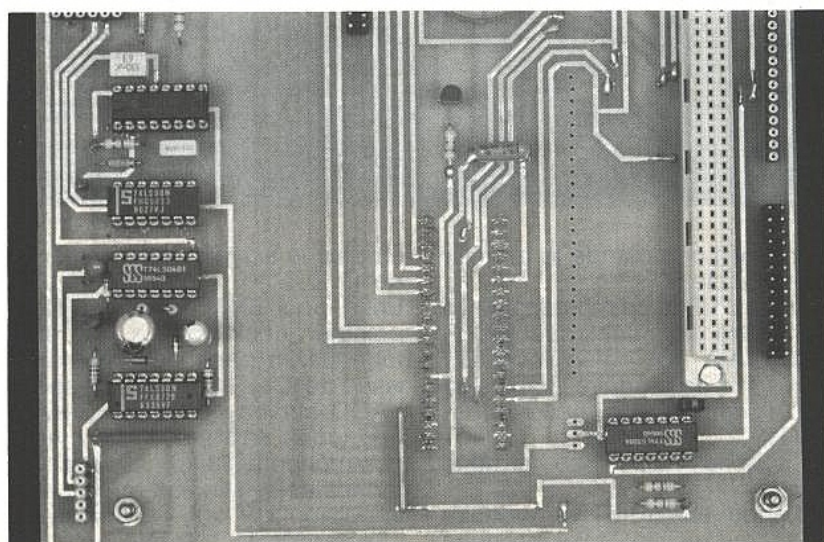


Figure 3 a



le compteur/décompteur d'adresses. La séquence : validation puis incrémentation du compteur est ainsi parfaitement respectée. La quatrième touche est la touche - (lire "moins"). Elle n'engage pas de RAZ pointeur, mais produit avec le concours du premier monostable une impulsion DOWN qui décrémentera cette fois le compteur d'adresses. Donc ENTER incrémente et valide (en écriture seulement), MOINS ne fait que décrémenter. Il serait en effet extrêmement dangereux d'écrire à rebours ! Pour éviter cela, le signal VALID sera indispensable à toute opération d'écriture. Comme MOINS ne le produit pas, il n'y aura aucun risque.

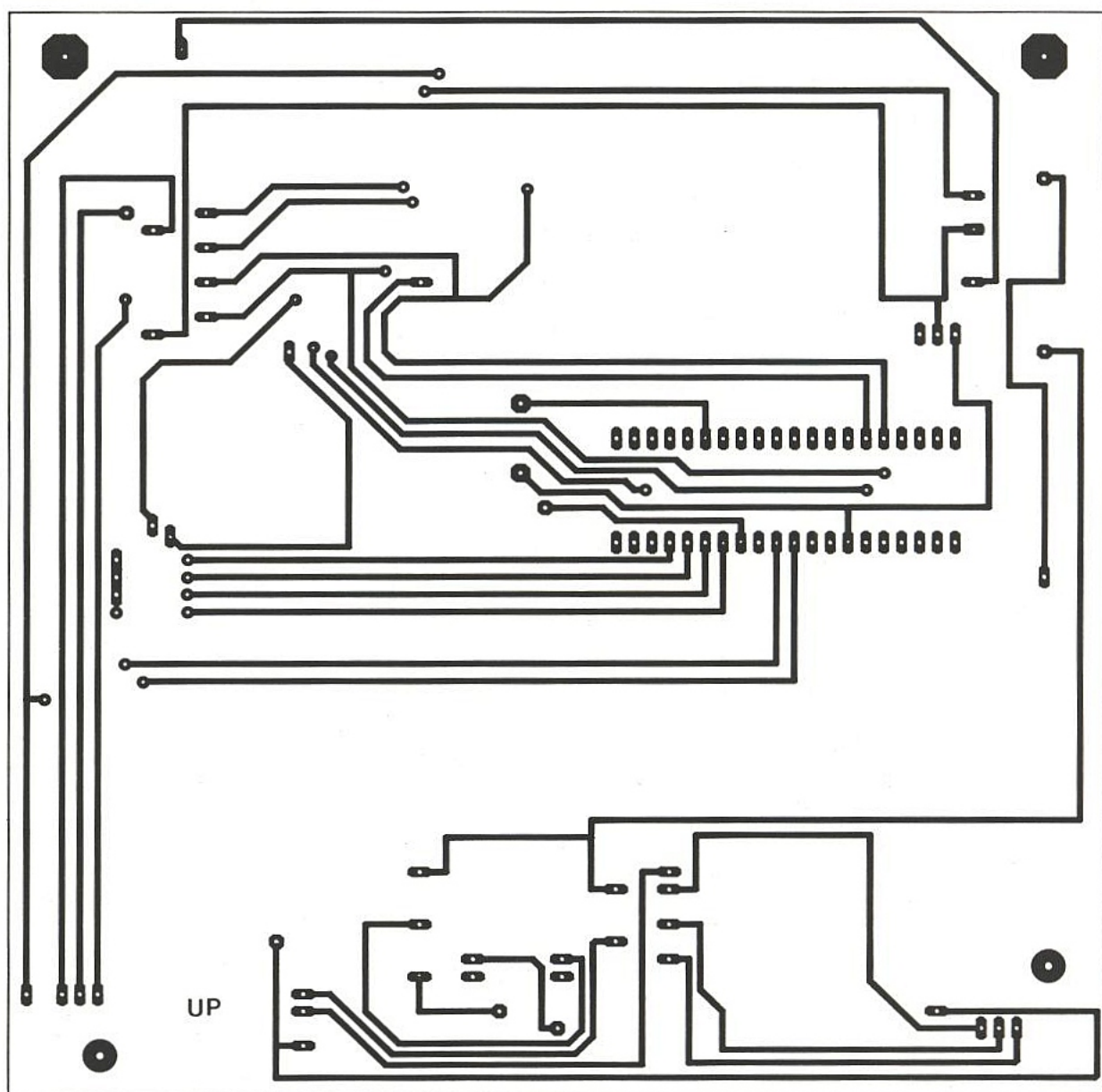


Figure 3 b

Bien entendu, en mode LECTURE, VALID sera inutilisé et la touche ENTER servira uniquement à avancer dans les adresses, se comportant ainsi comme le complément de la touche "moins". A ce stade nous avons tous les éléments pour équiper notre clavier hexa des touches indispensables à son exploitation. Le lecteur attentif que vous êtes constatera que certaines fonctions, sur les circuits imprimés, ont été volontairement "isolées" afin de faciliter la personnalisation et permettre une récupération de certains blocs. C'est le cas en particulier pour les touches du clavier hexa et les commandes que nous venons de voir. Cela va jusqu'à alimenter cette zone

directement par CLAVUNIT, c'est vous dire ! Nous en reparlerons au moment de la réalisation pratique.

La seconde partie du schéma assure deux fonctions bien distinctes :

1 - Fabriquer les signaux de commande pour un Z80.

2 - Mettre à disposition un moniteur.

Prenons un peu de recul. Ce que nous avons construit jusqu'à présent permet d'envisager un dialogue avec un microprocesseur, de simuler un Z80 (ou autre), de communiquer en RAM, de lire une Eeprom etc., pour peu que l'on ajoute quelques fonctions indispensables (fort simples en demeurant). Parmi celles-ci,

on pense en premier aux modes RD (lecture), WR (écriture), à la sélection MEM ou I/O qui permettra de s'adresser soit au plan mémoire soit aux entrées-sorties, mais également à une clé qui basculera de MICRO vers CLAVIER.

En mode MICRO ce sera le Z80 qui prendra la main, et en mode CLAVIER l'opérateur se substituera au microprocesseur, pour écrire ou lire par exemple en RAM afin de modifier le fonctionnement d'une application à l'étude.

Un tel outil ne peut être à notre avis souple à utiliser que si on dispose au moins d'un petit moniteur pour correspondre avec le micro en fonctionnement.

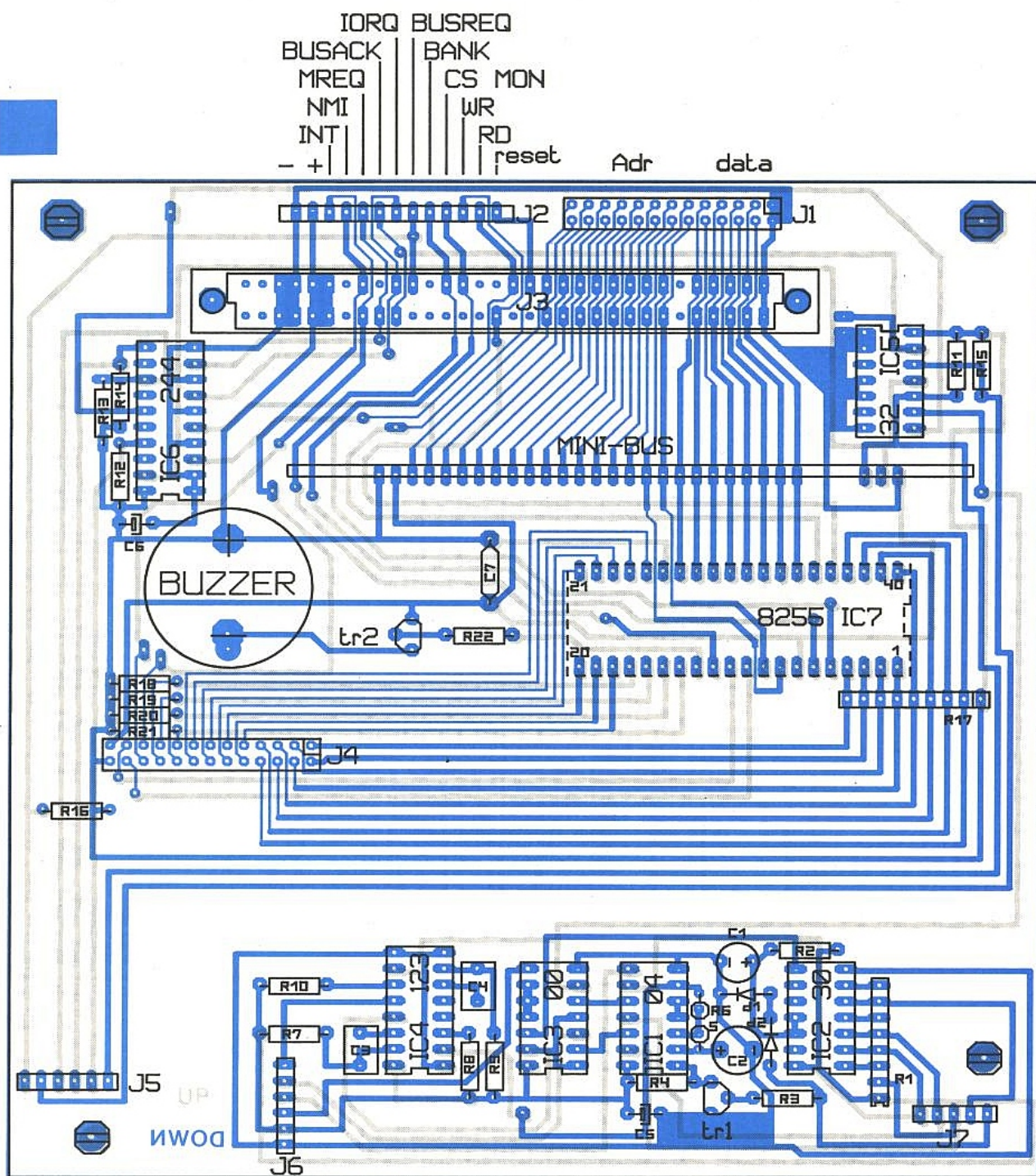


Figure 3 c

Prenons un exemple concret simple. On veut construire un copieur d'EPROM autonome qui travaillerait ainsi :

- 1 - Indiquer la capacité et le type du master (2764, 27C128... ?)
- 2 - Placer le master sur le support à insertion nulle.
- 3 - Faire une copie en RAM.
- 4 - Remplacer le master par une EPROM vierge.
- 5 - Lancer la copie, et vérifier.
- 6 - Autre copie OUI/NON ?

Le produit final devra comporter des commandes typiques telles que sélection du type d'EPROM, transfert en RAM, lancement de

la copie, détection d'erreur, etc. Si on ne peut les simuler rapidement par des attentes de pression sur une touche, la sonnerie d'un buzzer ou l'allumage d'une LED, c'est franchement "galère". C'est pourquoi ZAC 80 offre un 8255 dédié à un "interface utilisateur", et dont les 3 ports gèrent 12 entrées et 12 sorties matérialisées par :

- ENTRÉES :
- 1 clé START
 - 1 clé STOP
 - 9 touches de fonction
 - 1 clé GROUPE 1/2 qui affecte les touches de fonction soit à ce

que nous appellerons le DÉVELOPPEMENT soit aux EXÉCUTABLES internes.

Cette dernière clé mérite une petite explication : ZAC 80 n'est pas un jouet, et il a été prévu pour ceux qui le construiraient, de multiples services.

Ainsi, certains développements pourront donner vie à des machines dédiées, ou choisir ZAC 80 comme résidence principale. Le copieur d'EPROM pris en exemple précédemment pourrait donc soit être intégré en machine si son emploi est fréquent, soit

rester "dispo" et immédiatement accessible (sous certaines conditions hard) par une touche de fonction du groupe EXE.

Les 9 touches de fonction seront donc soit libres pour le développement (DEV), soit elles lanceront des programmes figés en EPROM pour des applications particulières internes à ZAC 80 (EXE).

SORTIES :

1 LED READY (prêt)

9 LEDs libres

1 buzzer intégré (alarme, fin d'opération, etc.)

1 commande BANK

Cette commande BANK augmente encore les possibilités de ZAC 80, en permettant de commuter entre deux jeux de RAM pour étendre la capacité prévue ou — pourquoi pas — s'adresser à un pseudo DISC DUR portable...

Avant de retourner au schéma présenté **figure 1**, une précision encore (si nécessaire...) : l'adaptation à un type de microprocesseur 8 bits autre que Z80 modifierait peu les commandes d'écritures ci-après.

Toutefois, c'est à ce stade qu'il faudrait intervenir : pour les adresses et les données il n'y aurait rien à changer, et seules trois lignes seraient à considérer. Tout d'abord RD/WR pour orienter correctement les données vers les afficheurs (MINIBUS), ensuite MICRO/CLAVIER à la fois pour une reprise en main optionnelle (voir plus loin) mais surtout pour isoler les afficheurs quand le choix MICRO est adopté (affichage alors sans intérêt), enfin VALID pour confirmer une réelle écriture.

Le rôle de IC₅ est d'isoler du bus quand c'est nécessaire les quatre signaux de fabrication "maison" : RD, WR, I/O et MEM. Cet isolement sera commandé ou non par l'inter MICRO/CLAVIER (INV3).

Le fonctionnement est le suivant : en mode MICRO, la porte OU (IC_{5d}) ayant sa broche 12 titrée à 1, la sortie 11 est également à 1, ce qui a pour effet de mettre IC₆ et les buffers du MINIBUS IC₁₆ à 19 en troisième état.

Si on bascule INV3 sur CLAVIER, deux actions sont engagées. La broche 12 de IC₅ est mise à 0, mais cela ne suffit pas à débloquent IC₆ puisqu'il faut également un 0 en 13. Par ailleurs, une deuxième section de INV3 met à zéro une broche du bus qui n'est

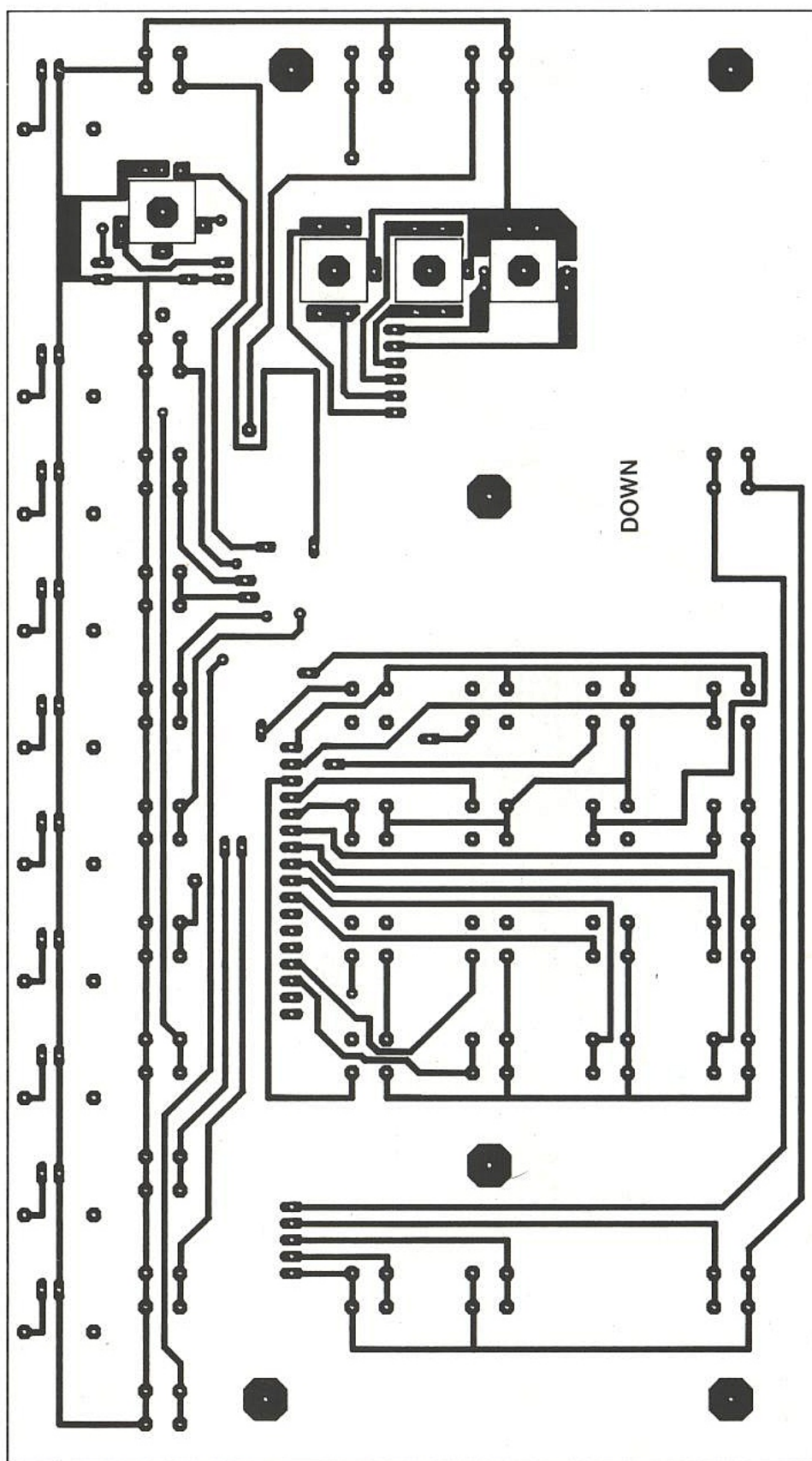


Figure 4 a

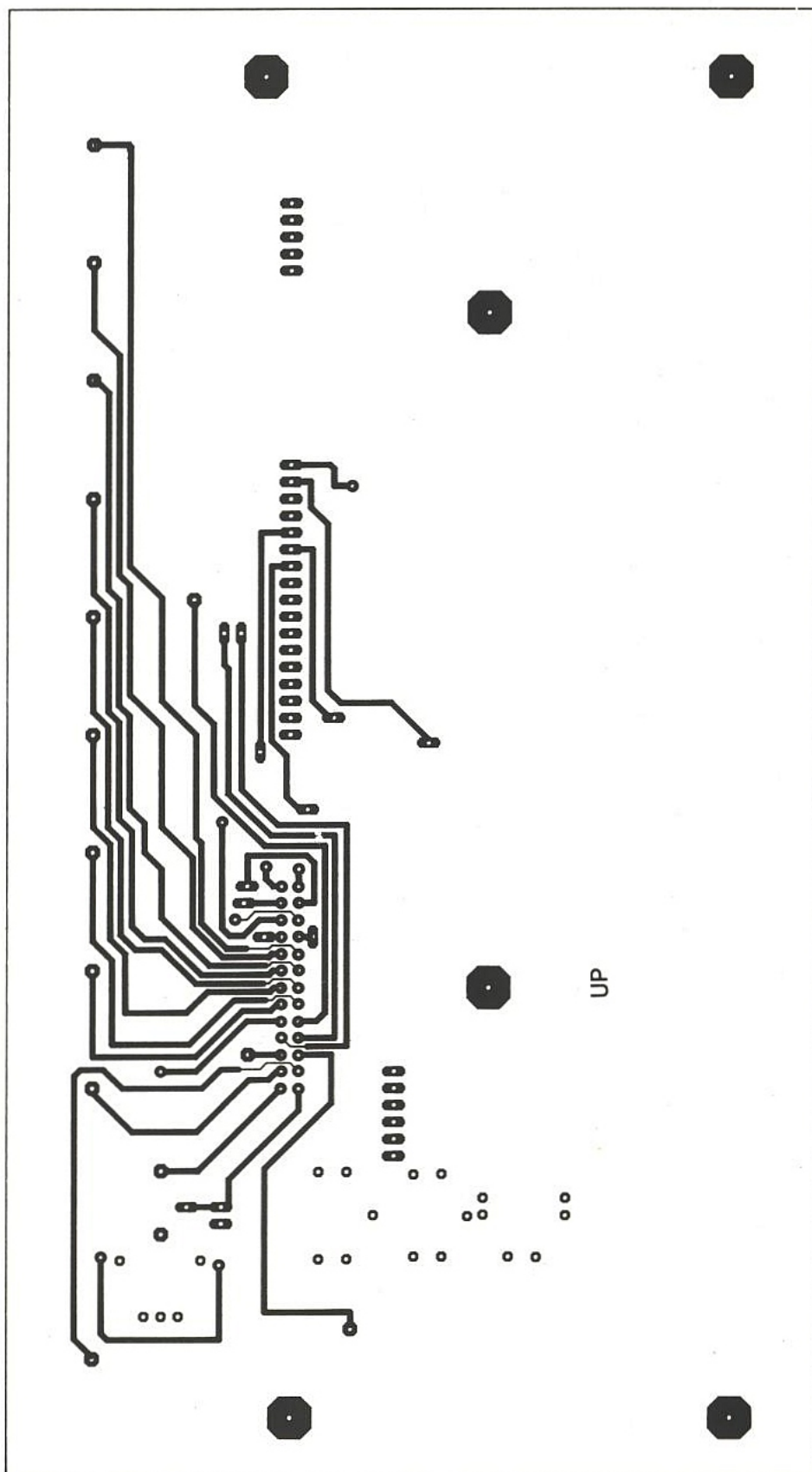


Figure 4 b

autre que BUSREQ. Ainsi, si une carte micro est liée à CLAVGEST, le passage en mode clavier se fera par une demande polie de prise de bus, suivie d'une réponse du Z80 par BUSACK qui fournira alors le zéro manquant en broche 13 de IC5.

Ceci est parfait, mais on comprendra aisément que sans Z80, CLAVGEST ne peut plus tourner puisqu'il manque BUSACK. C'est pourquoi un petit cavalier a été implanté sur la carte afin de forcer ou non BUSACK à zéro.

Pour les essais il faudra placer ce cavalier, et le retirer quand une carte CPU sera engagée.

Le reste est tout aussi simple : INV1 et 2 vont fournir les états pour RD, WR, I/O et MEM, avec une petite particularité en mode WR.

10 de IC5 portée à zéro a deux effets :

1 - Commander IC19 de MINIBUS (liaison de CLAVUNIT avec le bus de données).

2 - Permettre la création grâce à VALID, d'une impulsion d'écriture.

Cette fois vous savez tout, le 8255 étant câblé conformément aux données de la **figure 2**.

Nous allons donc passer rapidement à la réalisation pratique.

RÉALISATION

Elle nécessite deux cartes bien distinctes : CLAVGEST proprement dite et le clavier mécanique.

La première est donnée **figure 3**. On remarquera la zone facilement isolable de gestion des touches dont nous avons parlé.

Le 8255, comme le laissent entendre les pointillés, est monté par dessous. Il faudra faire attention ! Enfin, le nombre important de connecteurs (7) ne doit pas faire peur : J4, 5 et 7 rejoignent la carte clavier et J6 CLAVUNIT.

La seconde carte est visible **figure 4**. Elle est volumineuse, il est vrai, mais il était difficile de faire autrement puisqu'elle porte toutes les touches du clavier (33) les inverseurs et les LEDs.

Les photographies montrent une carte en cours de construction, afin de présenter clairement le principe de montage des inverseurs miniatures. On remarquera également que les 4 connecteurs sont montés par dessous. On retrouve J4, 5 et 7, ainsi que la liaison du clavier HEXA vers CLAVUNIT.

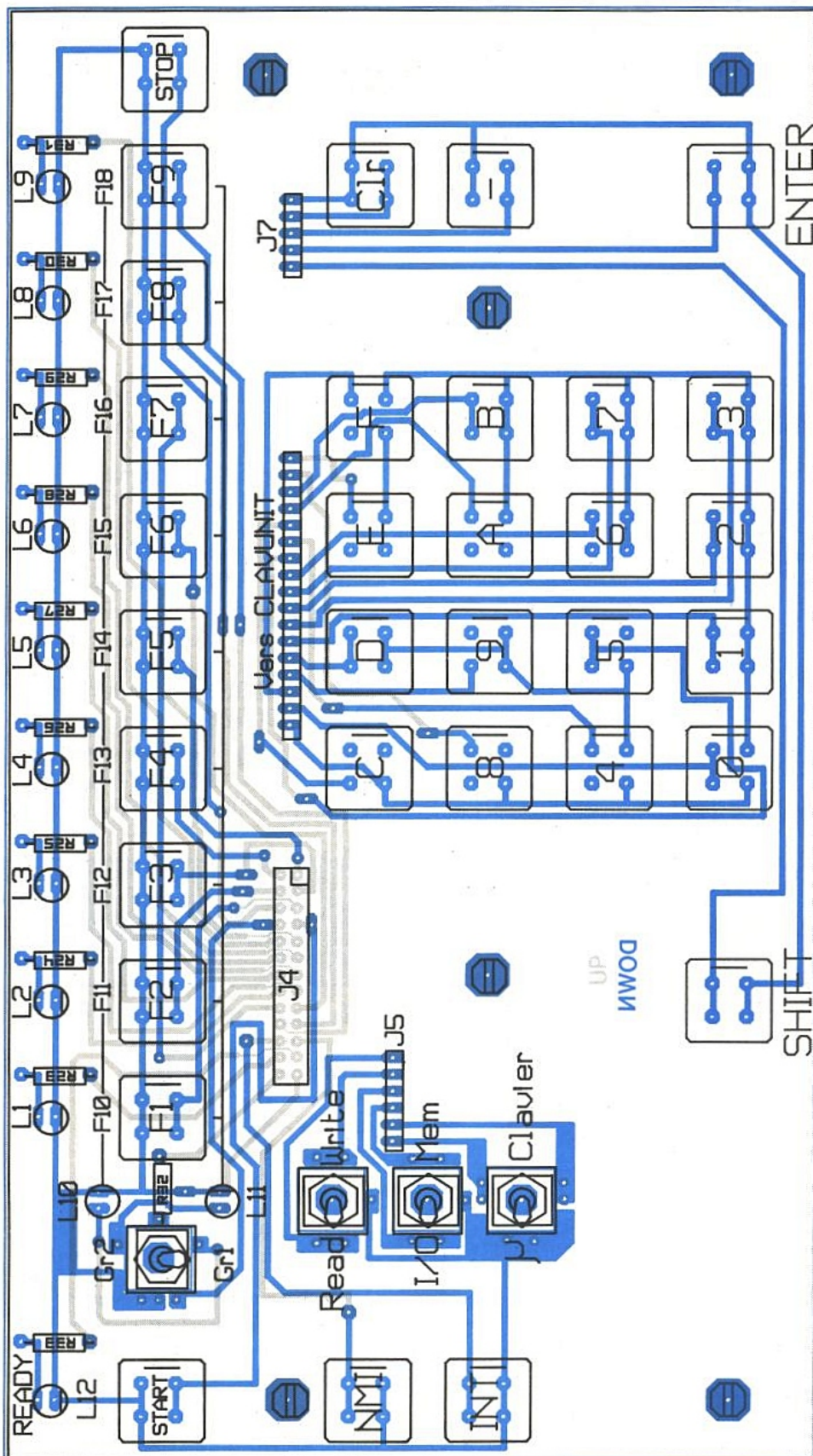


Figure 4 c

CONCLUSION HATIVE...

La place va nous manquer, les figures étant très gourmandes pour une fois. Afin de ne pas saborder cette réalisation, nous donnerons le mois prochain quelques explications complé-

mentaires illustrées de photographies d'un ensemble mis en coffret, et bien d'autres choses encore, très utiles même si vous ne construisez pas ZAC 80. Bonne année 1992 !

Jean ALARY.

Nomenclature CLAVGEST

Résistances

R₁ : réseau de 7 × 4,7 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 100 Ω
R₄ : 6,8 kΩ
R₅ : 270 Ω
R₆ : 2,7 kΩ
R₇ = R₉ : 47 kΩ
R₈ à R₁₆ = R₁₈ à R₂₂ : 4,7 kΩ
R₁₇ : réseau de 8 × 4,7 kΩ

Semiconducteurs

IC₁ : 74LS04
IC₂ : 74LS30
IC₃ : 74LS00
IC₄ : 74LS123
IC₅ : 74LS32
IC₆ : 74LS244
IC₇ : 8255
TR₁ = TR₂ : BC547
D₁ = D₂ : 1N 4148

Condensateurs

C₁ : 22 µF radial
C₂ : 100 µF radial
C₃ : 0,33 µF MILFEUIL
C₄ : 0,1 µF MILFEUIL
C₇ : 0,1 µF plaquette
C₅ C₆ : 10 µF radial

Divers

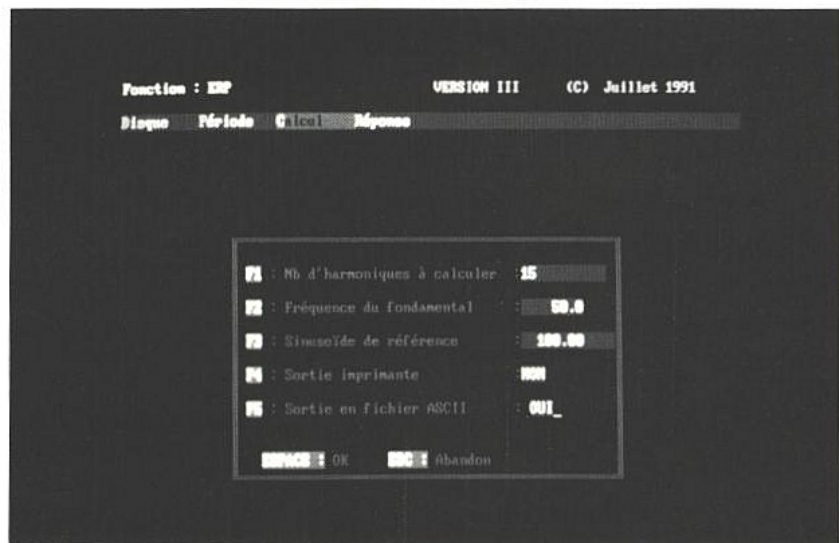
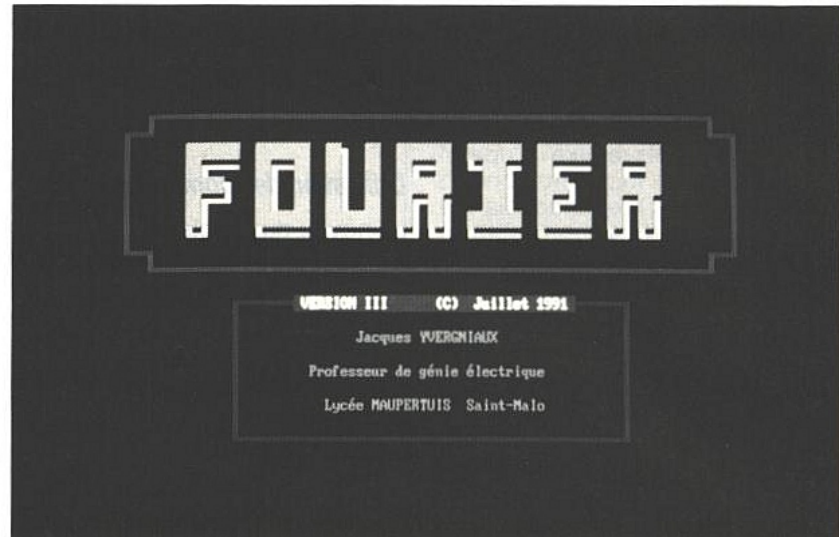
1 buzzer SM4A
J₁ = J₄ : CIHE14 2 rangées de 13
J₂ : barrette 13 points
J₃ : 41612 ac FEM droite
J₅ = J₆ : barrette 6 points
J₇ : barrette 5 points
4 supports 14 B
1 support 16 B
1 support 20 B
1 support 40 B
4 doubles inverseurs sub-mini

CLAVIER

R₂₃ à R₃₃ : 330 Ω
J₄, J₅, J₇ : Idem à ci-dessus
33 touches D₆ carrées + cabochons (couleurs au choix)
12 LEDs 5 mm (couleurs au choix)
NOTA : l'auteur conseille vivement de prendre 4 ou 5 touches D₆ de plus, car il a constaté un déchet non négligeable : ressort mis à côté du pivot ou absence pure et simple de ressort.

Logiciel de calcul des séries de Fourier

Il est facile de traiter des grandeurs continues et constantes, il est également facile de traiter des signaux sinusoïdaux grâce aux calculs complexes et vectoriels. Mais quand il s'agit de signaux périodiques non-sinusoïdaux : carré, triangle, etc., les méthodes de calcul classiques ne conviennent plus. Heureusement, Joseph Fourier, mathématicien français, (1768-1830) a découvert les séries trigonométriques, appelées depuis séries de Fourier. On peut depuis lors décomposer une fonction périodique quelconque en une série trigonométrique, c'est-à-dire une suite de fonctions sinusoïdales de pulsations multiples qui converge vers la fonction initiale. Grâce à cette décomposition, on peut donc utiliser les méthodes de calcul simples propres aux fonctions trigonométriques. Les séries de Fourier se révélèrent un outil mathématique d'une importance considérable en physique, et particulièrement en électricité et électronique.



Le calcul du développement en séries de Fourier d'une fonction consiste à résoudre des intégrales.

Suivant la nature de la fonction $f(t)$, il existe plusieurs méthodes de résolution.

Méthode littérale

Elle est applicable lorsque l'équation mathématique de la fonction est connue. Elle peut paraître longue et fastidieuse dans certains cas, mais il est parfois possible de simplifier les calculs.

Méthode numérique

Lorsque l'équation de la fonction

est inconnue, elle peut utiliser avantageusement un ordinateur.

Méthode expérimentale

Il faut que la fonction périodique soit connue physiquement et soit mesurable. Cette méthode utilise des appareils relativement coûteux tels les analyseurs de spectre.

CALCUL PAR LE LOGICIEL "FOURIER"

Comme on vient de le découvrir, les calculs de développements en séries de Fourier nécessitent souvent des calculs longs et répétitifs. Or, de nos jours, l'outil

informatique est idéal pour ce genre d'application. Le logiciel Fourier est un programme de calcul qui permet de décomposer une fonction périodique quelconque jusqu'à l'harmonique de rang 100. D'une utilisation simple, il fonctionne sur PC avec une simple disquette de 360 kO. Il ne nécessite donc pas de disque dur et utilise des cartes graphiques CGA, EGA ou VGA. Il est tout de même souhaitable de disposer d'une souris mais ce n'est pas obligatoire.

Performances :

Précision à la saisie graphique :

0,625 % sur l'axe des Y.
0,25 % sur l'axe X.

Temps de calcul :

Il dépend du nombre de points définissant la fonction et du nombre d'harmoniques demandés. Pour une fonction définie sur 10 points, le calcul de 100 harmoniques nécessite 52 secondes. (*)

Temps de restitution :

Il dépend du nombre d'harmoniques restitués. Une restitution à l'aide des 20 premiers harmoniques non-nuls demande 25 secondes. (*)

(*) Ces temps dépendent également du matériel utilisé. Ces valeurs sont données pour un PC 8088 à 8 MHz.

Acquisition :

Il existe plusieurs modes d'acquisition de la fonction à étudier :

- Par lecture d'un fichier disque.
- Dessin de la fonction à l'écran de l'ordinateur à la souris ou avec les touches flèches.
- Points par points. Les valeurs numériques des coordonnées de chaque point sont entrées au clavier.
- Fonctions prédéfinies : Hâcheur dont on choisit un rapport cyclique compris entre 0 et 100 %.
- Sinusoïde échantillonnée dont on choisit le type de bloqueur et la fréquence d'échantillonnage.

Sortie des calculs :

Sur écran.
Sur imprimante.
Sur fichier ASCII pouvant être utilisé par n'importe quel traitement de texte.

Exploitation de résultats :

Tracé du spectre.
Tracé de la fonction reconstituée avec les n premiers harmoniques.

Sortie des courbes :

Sur écran graphique.
Sur imprimante.

Sauvegarde du travail en cours sur disque.

Utilisation des commandes

Le noyau du logiciel est constitué de menus déroulants qu'il est très facile de manipuler avec les touches flèches. On peut aussi utiliser les raccourcis du clavier. Certaines actions doivent obligatoirement être exécutées dans un ordre chronologique. Si cela n'est pas réalisé, le programme affiche un message d'erreur accompagné d'un Bip sonore.

EXEMPLE D'ÉTUDE

La figure 1 représente une fonction périodique que l'on se propose d'étudier à l'aide du logiciel FOURIER. Nous allons examiner les 15 premiers harmoniques, observer le spectre, puis reconstituer cette fonction en n'utilisant seulement le fondamental, les 5 premières harmoniques, puis les 15 premiers harmoniques.

Acquisition de la fonction

Pour ce type de fonction, nous allons la dessiner à l'aide de la souris. La figure 2 représente la fonction à étudier en cours de définition.

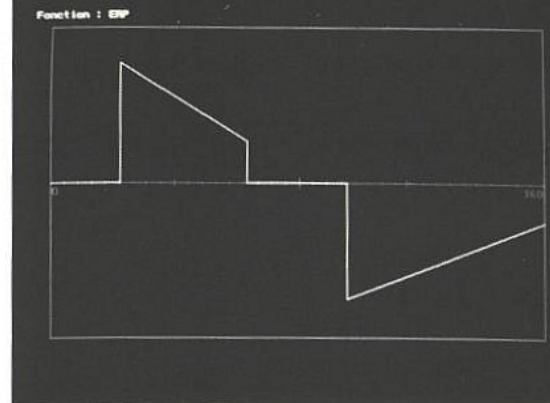


Figure 1

Calcul :

Après avoir défini les paramètres de calcul, les résultats s'affichent à l'écran (figure 3). Ces résultats peuvent simultanément sortir sur imprimante ou sur un fichier ASCII pouvant être utilisé par n'importe quel traitement de texte. Le contenu de ce fichier texte est donné à la figure 4.

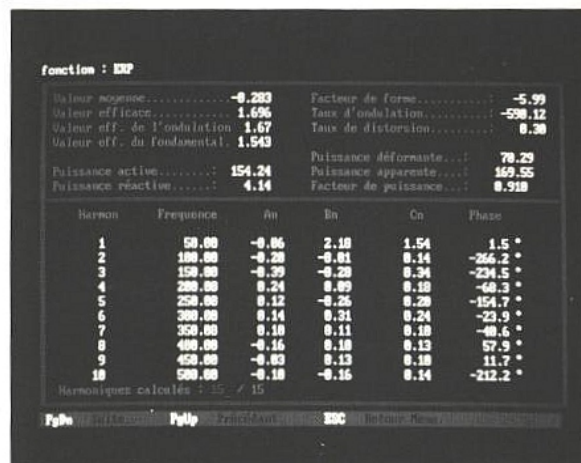
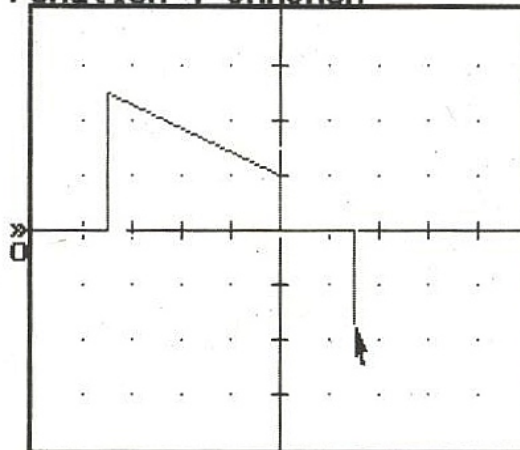


Figure 3

Fonction : SANSNOM



Calibre
2.00
Sonde
x 1

Curseur

X = 234.0
Y = -3.40

Nb de points : 6

Figure 2

Nom de la fonction : a:RADIOPL

Etudiée le 16/11/1991 à 16H47mn

Nombre d'harmoniques calculés : 15

Fréquence du fondamental : 50.0

Sinusoïde de référence : 220.00

Calculs préliminaires.

Valeur moyenne.....: 0.00
Valeur efficace.....: 3.02
Valeur eff. de l'ondulation....: 3.02
Valeur eff. du fondamental.....: 2.85
Facteur de forme.....: INFINI
Taux d'ondulation.....: INFINI
Taux de distorsion harmonique..: 0.12

Calcul des puissances.

Puissance active.....: 598.43
Puissance réactive.....: 186.09
Puissance déformante.....: 218.40
Puissance apparente.....: 663.66

Calcul des 15 premiers harmoniques.

Harmon	Fréquence	An	Bn	Cn	Phase
1	50.00	-1.20	3.85	2.85	17.3 °
2	100.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
3	150.00	-0.32	-0.55	0.45	-210.2 °
4	200.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
5	250.00	0.67	0.22	0.50	-71.9 °
6	300.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
7	350.00	-0.11	0.62	0.44	9.7 °
8	400.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
9	450.00	-0.28	-0.06	0.20	-258.4 °
10	500.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
11	550.00	0.24	-0.06	0.17	-104.2 °
12	600.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
13	650.00	0.09	0.33	0.24	-14.6 °
14	700.00	0.00	0.00	0.00	-90.0 °
15	750.00	-0.21	0.09	0.16	66.9 °

Figure 4

Exploitation des résultats :

La **figure 5** représente le spectre de la fonction. Les **figures 6, 7** et **8** montrent la fonction reconstituée avec 1, 5 et 15 harmoniques.

A tout moment, il est possible de sauvegarder le travail en cours sur le disque.

Calcul des puissances

Ce module de calcul permet de calculer toutes les puissances lorsqu'il existe deux grandeurs périodiques dont l'une au moins est sinusoïdale. C'est le cas des redresseurs sur charge inductive. La tension fournie par le réseau est purement sinusoïdale tandis que le courant ne l'est pas. Il existe alors une puissance déformante qui est provoquée par les harmoniques du courant. Le logiciel calcule les puissances actives, réactives, déformantes et apparentes, ainsi que le facteur de puissance.

Autres possibilités du logiciel

Etude de l'échantillonnage

De plus, la possibilité d'échantillonner une sinusoïde pure avec différentes fréquences d'échantillonnage et des bloqueurs d'ordre 0 ou 1 permet de mettre en évidence les problèmes de l'échantillonnage et en particulier le théorème de Shannon.

CONCLUSION

Ce logiciel a été conçu comme outil pédagogique destiné aux professeurs de mathématique, physique appliquée, génie électrique... pour illustrer leurs cours dans des classes telles que TF2, TF3, BTS électronique et électrotechnique, IUT et écoles d'ingénieurs. Sa simplicité de mise en œuvre lui permet d'être utilisé par tous, et de permettre aux électroniciens de tous niveaux

Figure 6

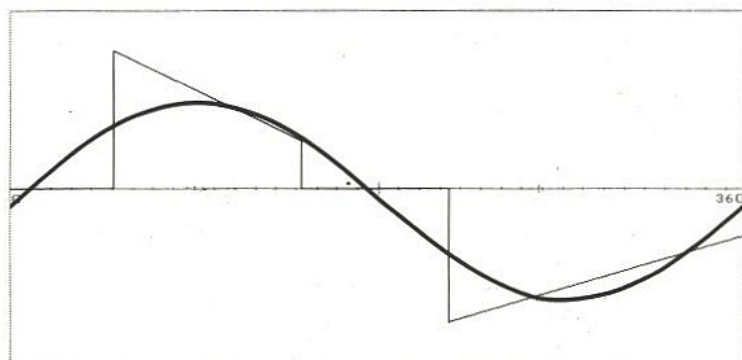
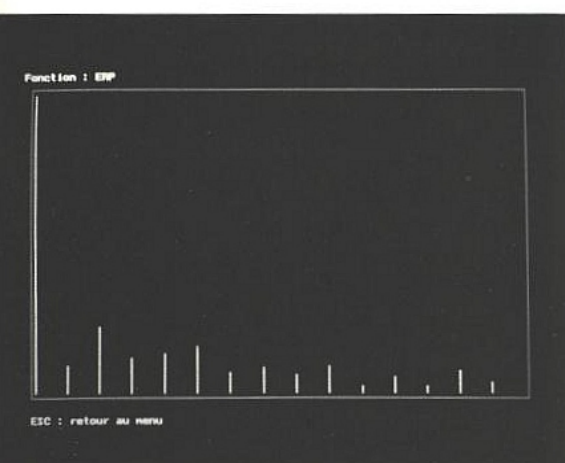


Figure 5



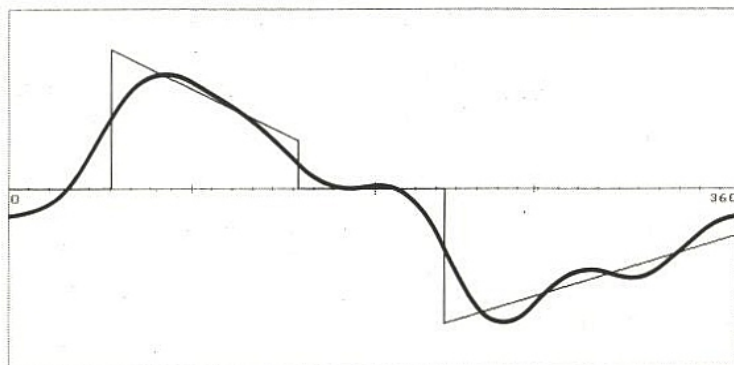


Figure 7

d'étudier et de comprendre le principe des séries de Fourier en évitant les longs calculs. De plus, il s'est révélé être un véritable outil de calcul utilisé dans certains laboratoires de développement et bureaux d'étude.

Jacques YVERGNIAUX

Commercialisé par :
CRDP
92, rue d'Antrain
35003 Rennes Cedex
Prix : 180 F TTC

Une série trigonométrique est de la forme :

$$S = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + B_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)]$$

Avec la pulsation $\omega = \frac{2 \cdot \pi}{T}$

Les coefficients A_0 , A_n et B_n sont donnés par les relations suivantes :

$$A_0 = 1/T \int_0^T f(t) \cdot dt$$

$$A_n = 2/T \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt$$

$$B_n = 2/T \int_0^T f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt$$

A_0 est la valeur moyenne de la fonction $f(t)$. Les coefficients A_n et B_n représentent les harmoniques de rang n .

L'amplitude de l'harmonique de rang n vaut : $\sqrt{A_n^2 + B_n^2}$ dont la valeur efficace est : $C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}/2$

La phase de l'harmonique de rang n vaut :

$$\Phi_n = \text{ATN}(B_n/A_n)$$

L'harmonique de rang n peut aussi s'écrire sous forme complexe :

$$C_n = A_n + jB_n$$

Pour $n = 1$, l'harmonique de rang 1 est appelé le FONDAMENTAL. Il a la même pulsation que la fonction initiale $f(t)$.

Spectre d'une fonction

Généralement, les coefficients de Fourier sont représentés graphiquement par le spectre de Fourier, où chaque harmonique est représenté par une raie, dont la longueur est proportionnelle à l'amplitude C_n . Il existe également des graphiques en 3 dimensions qui permettent de visualiser simultanément l'amplitude et la phase de chaque harmonique. Ceux-ci sont plus difficiles à réaliser. Le spectre d'un signal permet de visualiser immédiatement sa richesse en harmoniques.

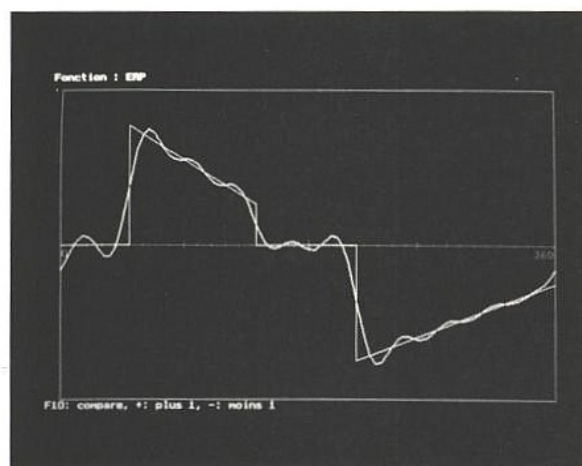
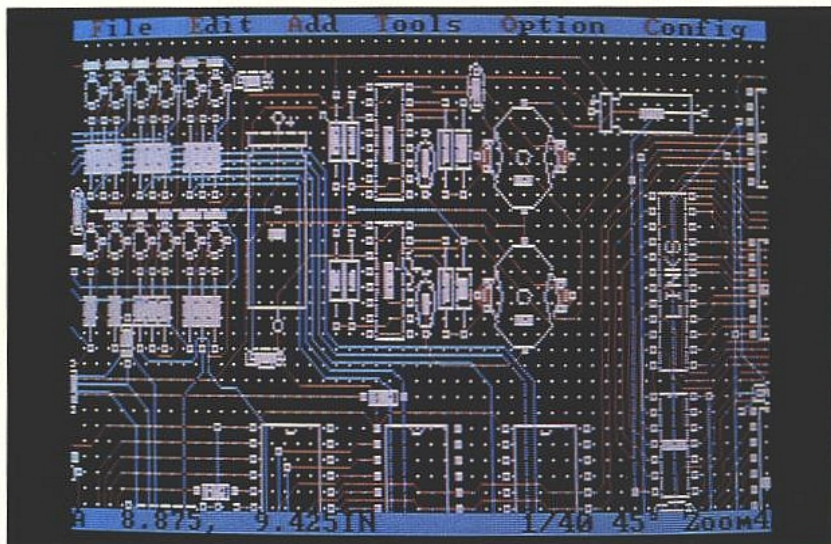


Figure 8

BOARDROUTER : l'autorouteur pour BOARDMAKER

Le logiciel de dessin de circuits imprimés et de saisie de schémas BOARDMAKER 2 représente actuellement l'un des meilleurs rapports qualité-prix du marché. Rien d'étonnant donc à ce que ce produit britannique soit devenu un "best-seller" en France depuis que nous l'avons fait découvrir à nos lecteurs dans notre numéro 515.

Maintenant, l'offre des importateurs de TSIEN s'est diversifiée : vers le bas de gamme avec une version économique encore très performante (BOARDMAKER 1), et vers le haut avec le routeur automatique BOARDROUTER.



LA "PHILOSOPHIE BOARDMAKER"

En matière de logiciels (pas seulement de CAO d'ailleurs), la mode actuelle consiste à obliger l'utilisateur à s'équiper d'un matériel aussi performant que possible (processeur rapide, grande capacité mémoire, disque dur, écran haute résolution, imprimante laser ou table traçante).

Cela pas seulement à des fins commerciales ou par snobisme, mais aussi parce qu'il n'est pas si facile d'écrire des programmes capables de tirer le maximum des configurations les plus limitées.

Issus de la très célèbre université de Cambridge, les développeurs de BOARDMAKER n'ont pas hésité à programmer directement en assembleur : il en résulte un code extrêmement compact et exceptionnellement rapide, même sur des machines de bas de gamme.

Soyons clair : les logiciels de la famille BOARDMAKER peuvent déjà donner leur pleine mesure sur les compatibles PC les plus simples, typiquement le "premier prix" des hypermarchés !

Un PC pas cher et un logiciel très abordable, c'est vraiment la CAO à la portée de tous, mais en l'occurrence avec des performances professionnelles !

Grâce à un puissant système de "zoom", une précision étonnante peut être atteinte sur un écran CGA très ordinaire, tandis qu'une qualité "quasi-laser" est disponible sur une simple imprimante à 9 aiguilles.

Par contre, une souris est pratiquement indispensable, de même qu'un écran couleur si on prévoit de dessiner des cartes double face ou multicouches.

L'écran monochrome "Hercules" est à la rigueur utilisable, mais à condition de se limiter à des travaux en simple face.

Bien entendu, un matériel plus performant reste le bienvenu si on en dispose déjà : on y gagnera en rapidité et en confort d'exploitation, voire même en qualité des documents réalisés (sortie directe sur film avec une table traçante, par exemple).

LA GAMME BOARDMAKER

Le produit de base de la gamme TSIEN est BOARDMAKER 2, logiciel regroupant une CAO de niveau professionnel et un outil de dessin de schémas. Une étude détaillée de ce progiciel a paru dans notre n° 515, dont un tiré-à-part peut être obtenu auprès de CIF.

Version simplifiée (mais nullement "limitée") de BOARDMAKER 2, BOARDROUTER 1 reste un produit extrêmement attractif, et pas seulement pour les amateurs : vendu moins cher que bien des traitements de texte et même que certains jeux, il n'est pas protégé contre la copie et bénéficie d'un épais manuel de référence à feuillets mobiles (en anglais).

La différence de prix s'explique par le fait que BOARDMAKER 1 ne possède pas les puissantes fonctions de gestion de "netlists" de BOARDMAKER 2, ni ses utilitaires de création de fichiers pour machines de production à commande numérique (formats normalisés Gerber et Excellon).

A vrai dire, BOARDMAKER 1 convient parfaitement au concepteur "isolé", qui étudie, dessine, et grave ses cartes lui-même. BOARDMAKER 2 excelle par contre lorsque schéma et circuit imprimé sont élaborés par des personnes différentes, ou lorsque la fabrication des cartes est sous-traitée à un spécialiste extérieur.

Module d'autoroutage devant être ajouté à BOARDMAKER 2, BOARDROUTER ne peut pas être adapté à BOARDMAKER 1 : en effet, le processus de routage est basé sur l'emploi des "netlists" !

Par contre, un tracé élaboré par BOARDROUTER peut fort bien être repris, modifié, et imprimé par BOARDMAKER 1.

BOARDROUTER nécessite pour fonctionner 640 K-octets de RAM, alors que 512 K suffisent pour BOARDMAKER 1 ou 2.

Une protection par "dongle" (clef électronique à brancher sur une prise d'imprimante) est appliquée à BOARDROUTER et à BOARDMAKER 2, mais des clefs supplémentaires peuvent être acquises à un tarif avantageux si le même logiciel doit pouvoir tourner sur plusieurs machines à la fois.

C'est d'autant plus intéressant que tous ces logiciels sont livrés en double exemplaire : disquettes 5 1/4 et 3 1/2.

LE ROUTAGE AUTOMATIQUE AVEC BOARDROUTER

BOARDROUTER n'est certes pas le plus performant des autorouteurs du marché, mais assurément l'un des moins chers et des plus simples à utiliser : cela mérite que l'on s'y intéresse ! Partant du principe qu'aucun routeur automatique ne peut dessiner parfaitement la totalité

d'une carte par ses propres moyens, TSIEN a conçu BOARDROUTER comme un "périphérique" de BOARDMAKER 2.

La chronologie typique de la réalisation d'une carte est donc la suivante :

- mise au point du schéma de principe.
- Placement manuel des composants avec BOARDMAKER.
- Elaboration de la "netlist" (liste des connexions à réaliser) avec l'éditeur de netlists de BOARDMAKER, ou importation de la netlist produite par un outil de saisie de schémas compatible (ORCAD, TANGO, RACAL-REDAC, MENTOR, PROTEL, VUTRAC etc.).

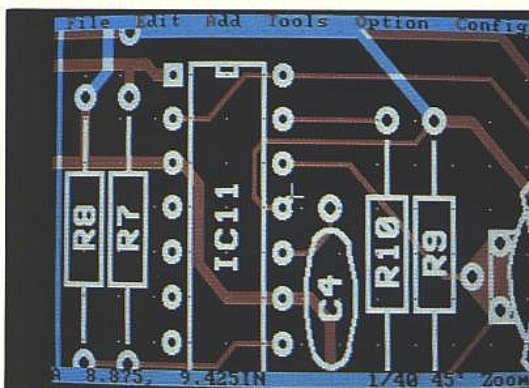
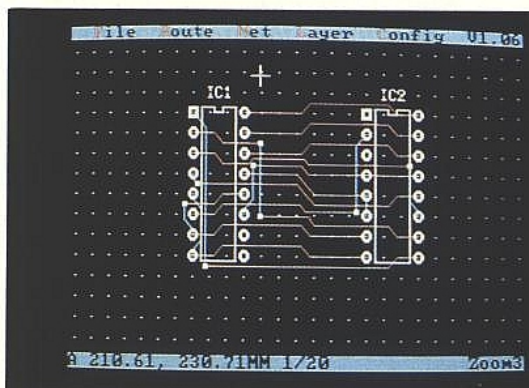
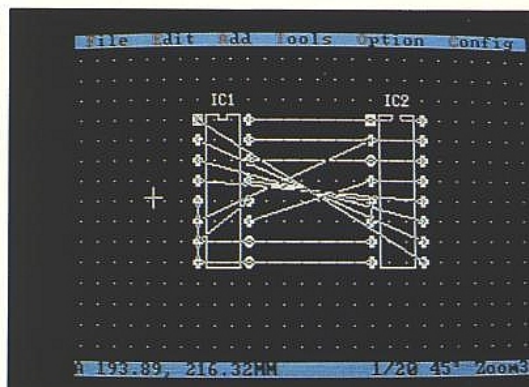
Il faut déplorer que la saisie de schémas incorporée à BOARDMAKER ne produise pas elle-même de netlists, mais à ce prix...

- Routage manuel des pistes critiques, pour lesquelles le concepteur ne fait pas confiance à l'automatisme (alimentations, masses, circuits de puissance etc.).
- Routage automatique de tout ce qui peut l'être.
- Routage manuel de ce que le routeur automatique n'a pas pu traiter.
- Optimisation du tracé par reprise éventuelle de certaines pistes dont le routage automatique pourrait sembler maladroit ou malencontreux.

BOARDROUTER doit être "appelé" depuis BOARDMAKER, et peut être interrompu à tout moment pour revenir à BOARDMAKER : il n'y a pas de limites quant au nombre de tels "allers-retours" entre routage manuel et automatique, mais il faut veiller à effectuer des sauvegardes intermédiaires.

Le fonctionnement de BOARDROUTER est visible en permanence sur l'écran : les liaisons à router apparaissent au fur et à mesure sous le forme de fines lignes blanches tirées "à vol d'oiseau", qui viennent remplacer les pistes routées avec succès.

Selon la complexité du schéma, l'autoroutage peut prendre de quelques minutes à plusieurs heures : si on envisage de router régulièrement des cartes particulièrement complexes, il est évident qu'une unité centrale rapide apportera de sensibles économies de temps, tout en n'étant en aucune façon obligatoire. Egalement, un disque dur sera à recommander pour accueillir les volumineux fichiers correspondants.



User configuration options
[Track and pad sizes]

Track widths (THW)	Pad widths Outside	Pad widths Inside
1. 2	1. 10	1. 8
2. 10	2. 15	2. 6
3. 15	3. 19	3. 10
4. 31	4. 23	4. 10
5. 52	5. 35	5. 10
6. 102	6. 35	6. 19
7. 202	7. 40	7. 19
8. 402	8. 44	8. 19
	9. 52	9. 27
	10. 68	10. 27
	11. 89	11. 27
	12. 90	12. 27
	13. 140	13. 35
	14. 202	14. 50
	15. 302	15. 123
	Auto via : 16. 35	16. 19

TimeSelect: +/- Change size ESC:Exit

BOARDROUTER exécute son travail en se conformant à tout un ensemble de règles paramétrables par l'utilisateur (écartements entre pastilles et pistes ou entre pistes, diamètres des pastilles "vias" posées automatiquement, etc.). Ces règles s'appliquent également aux pistes routées manuel-

lement, et toute infraction est signalée par le logiciel.

En plus de ces règles relativement souples, BOARDROUTER impose à l'utilisateur un certain nombre de principes liés à sa conception même, et qui peuvent parfois sembler quelque peu contraignants.

En particulier, à chaque couche de cuivre doit être affectée une "direction dominante", horizontale ou verticale : même si la place disponible le permet, le routeur ne tracera pas une piste verticale sur la couche horizontale et vice-versa.

En pratique, cela signifie qu'il n'est pratiquement pas possible d'autorouter une carte simple face, sauf (et encore partiellement) en cas de direction fortement dominante (bus de microprocesseur ou de mémoires).

Cela implique aussi un nombre de "vias" (ou trous de traversée) en général très supérieur à ce que l'on pourrait obtenir à la main.

Par contre, cette "autodiscipline" retarde au maximum l'apparition d'encombrements capables de bloquer le routage, tant automatique que manuel.

Il en résulte, et c'est bien normal, que l'intérêt de l'utilisation de BOARDROUTER augmente avec la complexité des cartes.

Et en tout état de cause, la reprise manuelle en fin de routage permet d'optimiser à volonté n'importe quel tracé, grâce à la puissance des fonctions d'édition de pistes de BOARDMAKER.

DEUX IMPORTATEURS

Bien souvent, les produits d'origine étrangère sont commercialisés en France à des prix très supérieurs à ceux pratiqués dans leur pays d'origine.

MULTIPOWER, premier importateur en date des produits TSIEN pour la France et la Belgique, a pour principe de pratiquer les mêmes prix qu'en Grande Bretagne, mais pour des produits identiques.

BOARDMAKER 1 et 2 et BOARDROUTER sont ainsi offerts en vente directe par correspondance, accompagnés de leur manuel d'origine en anglais.

Un petit lexique est cependant fourni "en prime", très suffisant pour se familiariser avec les quelques dizaines de mots du vocabulaire utilisé dans les menus.

Les disquettes de démo vendues par MULTIPOWER sont par ailleurs accompagnées d'un court

manuel en français, décrivant les principales fonctions des logiciels.

Compte tenu de l'ergonomie très intuitive de ces produits, l'obstacle de la langue nous semble plutôt facile à maîtriser.

Les utilisateurs véritablement rebelles à la langue internationale de l'électronique disposent cependant d'une solution élégante : moyennant un supplément de 300 F par rapport au prix d'importation directe, CIF propose en effet dans tout son réseau de revendeurs, BOARDMAKER 2 et BOARDROUTER accompagnés d'une version française du manuel.

Précisons toutefois que, les dialogues avec le logiciel se faisant toujours en anglais, un lexique est également fourni.

La traduction du manuel anglais a été exécutée par un utilisateur chevronné des logiciels : très fidèle, elle a cependant fait l'objet de remaniements allant dans

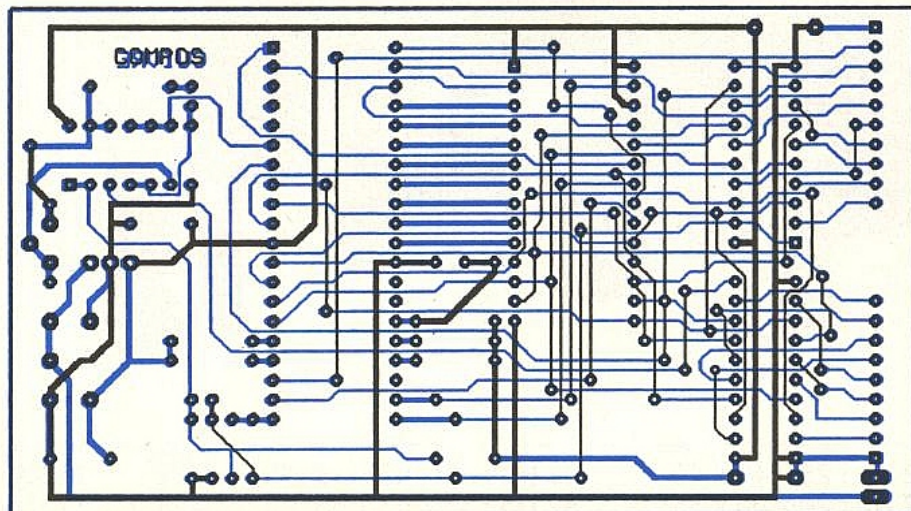
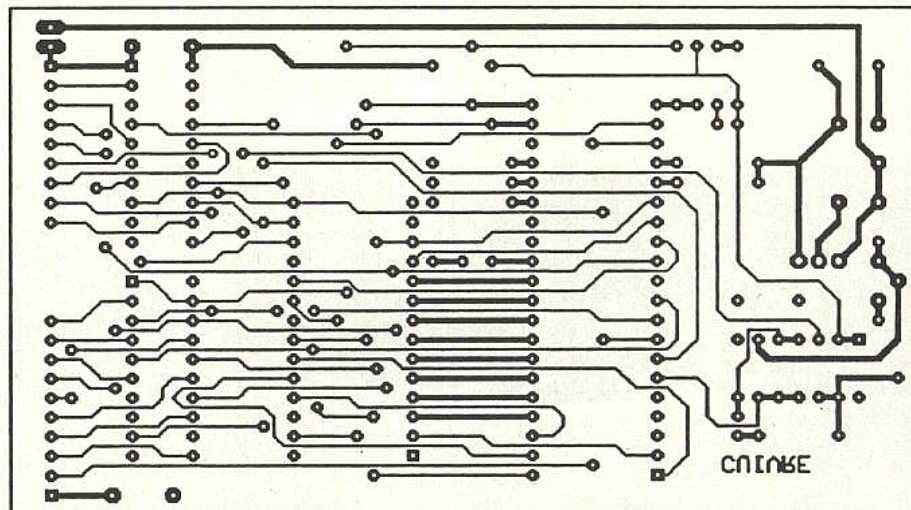
le sens d'une plus grande clarté.

Ce manuel francisé représente sans nul doute un "plus" non négligeable pour les utilisateurs désireux d'exploiter toutes les finesses de ces logiciels, mais effrayés par l'épais manuel de référence en anglais.

Pourront par contre économiser 300 F sans hésiter, tous ceux qui font déjà du bon travail avec les disquettes de démo, mais qui souhaitent acquérir la version commerciale, seule à permettre la sauvegarde des travaux exécutés.

Mais attention ! Le manuel en français n'est en aucun cas vendu séparément, et surtout pas aux acheteurs de la version anglaise : c'est de bonne guerre entre partenaires mais néanmoins concurrents !

Chez CIF, BOARDMAKER 2 est vendu 3290 F HT (avec manuel en français), tandis que l'ensemble BOARDMAKER 2 + BOARDROUTER coûte 6280 F HT.



Une carte à microprocesseur dessinée en double face à l'aide de BOARDROUTER et de BOARDMAKER 2.
(Sortie à l'échelle 1 sur imprimante 9 aiguilles).

MULTIPOWER, pour sa part, semble être le seul à proposer BOARDMAKER 1 (à 834,74 F HT soit 990 F TTC), et offre BOARDMAKER 2 à 2990 F HT tandis que BOARDROUTER peut être ajouté immédiatement ou après-coup pour 2990 F HT également (soit un total de 5980 F HT).

LES DISQUETTES DE DEMO

Des disquettes de démo sont disponibles d'un côté comme de l'autre, mais à des conditions quelque peu différentes (de 25 à 150 F TTC selon les versions, remboursables ou non en cas d'achat).

A notre avis, la meilleure démo est celle de BOARDMAKER 1 (25 F TTC chez MULTIPower) : ne nécessitant pas de procédure d'installation, elle permet de prendre immédiatement les commandes du logiciel depuis la pose de pastilles jusqu'à la sortie sur imprimante matricielle !

La principale limitation est l'impossibilité de sauvegarder un travail sur disquette, ce qui compromet évidemment tout usage sérieux...

La copie de ces démos étant autorisée, on pourrait imaginer qu'un possesseur de la version commerciale distribue des tracés de son cru, sauvegardés sur des disquettes comportant déjà la démo de BOARDMAKER 1 : leur impression ou éventuellement leur modification serait alors possible sur tout PC muni d'une imprimante ou d'une table traçante !

La démo de BOARDMAKER 2 permet d'expérimenter avec les netlists, mais exige toute une gymnastique d'installation si on ne possède pas de disque dur.

Elle coûte 50 F TTC chez MULTIPower.

La démo de BOARDROUTER (incluant celle de BOARDMAKER 2) exige 640 K-octets de RAM et doit aussi être "installée" avant usage. Elle coûte 150 F TTC chez MULTIPower et 125 F TTC (remboursables) chez CIF.

Cette démo permet de voir fonctionner l'autorouteur, mais sans possibilité de récupérer les pistes routées lorsque l'on revient à BOARDMAKER.

MULTIPOWER

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
Tél. : (1) 69.30.13.79

CIF

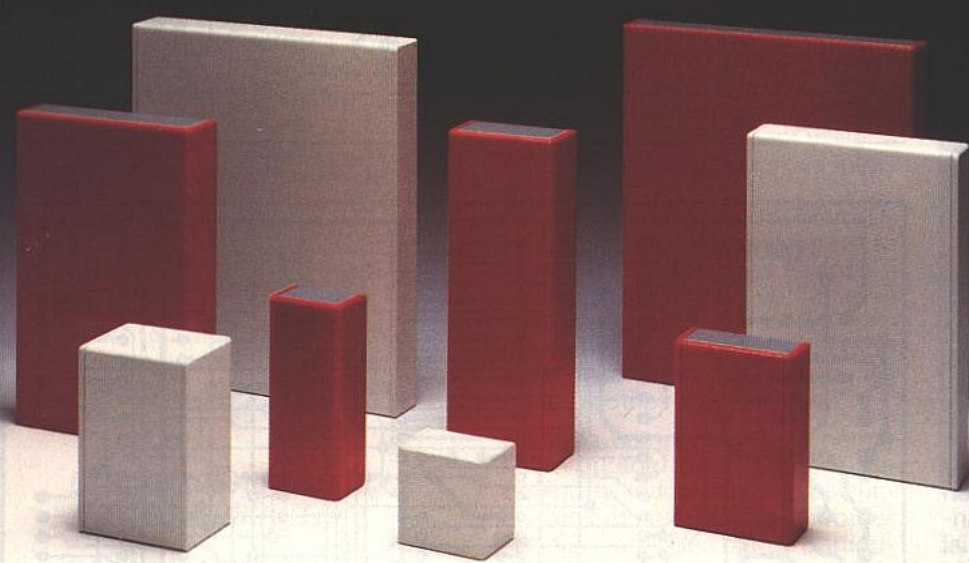
11, rue Charles Michels
92220 BAGNEUX
Tél. : (1) 45.47.48.00

Patrick GUEULLE



A VOS DIMENSIONS A PARTIR DE 300 PIECES

SERIE N2 U N2 U RG



- NOUVELLE SERIE DOUBLE U
- SANS VIS
- FORMAT EUROPE
- **N2 U** : COULEUR GRIS BLANC
- **N2 U.RG** : COULEUR ROUGE - GRIS
- SPECIALEMENT ADAPTE AUX PETITS MONTAGES ET APPLICATIONS MURALES

N2 U1 : 25 x 40 x 40

N2 U2 : 20 x 90 x 35

N2 U3 : 25 x 53 x 163

N2 U4 : 25 x 53 x 83

N2 U5 : 35 x 53 x 85

N2 U6 : 20 x 103 x 163

N2 U7 : 20 x 163 x 203



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

Tél. : **35.44.92.92**
Fax : **35.44.95.99**

■ "LOS ANGELES : 133^e SMPTE"



Pour sa 133^e Convention, la SMPTE — Society of Motion Pictures and Television Engineers — a retrouvé Los Angeles et son Convention Center, en voie de rénovation cette année, laquelle coïncidait avec le 75^e anniversaire de l'illustre société. Une année placée, aux USA, sous le signe de la morosité et de la récession et qui a nuit de ce fait à la participation, tant en ce qui concerne le nombre des visiteurs que la surface occupée par les firmes exposantes.*



La SMPTE escomptait pour cette 133^e Convention quelque 17 000 visiteurs ; même si les chiffres définitifs, à l'heure du bilan final, n'ont pas été diffusés, il est certain que nous sommes loin du compte quant à la fréquentation prévue pour cette manifestation ; s'agissant des exposants, retenons que la plupart d'entre eux s'étaient contentés d'une surface

plus petite que celle occupée aux Conventions antérieures, nombre d'entre eux se limitant à un seul module de quelque 10 m² ; à noter aussi l'absence d'un habitué de marque, en l'occurrence Ampex et pourtant nous étions en Californie, Etat où se situe le siège de la firme à l'origine du magnétoscope. En ce qui concerne les communi-

cations techniques, celles-ci ont atteint le nombre de 129, couvrant tous les domaines du film cinéma et de l'image TV-vidéo ; en particulier, la TVHD est plus que jamais à l'ordre du jour, d'autant que la FCC — Federal Communications Commission — n'a pas encore rendu son verdict quant au système qui sera retenu parmi les six qui demeurent en

* Les travaux en cours feront qu'en 1992 la 93^e Convention de l'Audio Engineering Society se déroulera à San Francisco alors que la 134^e Convention de la SMPTE aura pour siège Toronto (Canada), du 10 au 13 novembre 1992.

** MPEG (Moving Pictures Expert Group) : Comité créé en 1988 par deux organismes de normes, l'ISO (International Standards Organisation) et la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) avec pour objectif l'établissement d'un standard international pour le codage des images TV ou vidéo, leur mise en mémoire et leur reconstitution. Ce qui a conduit à un standard, le MPEG ISO présentant toutefois le désavantage, pour la TVHD, d'être d'une vitesse de débit de l'information trop faible (1,2 Mbits/s). Le MPEG++ porte cette vitesse à 15 Mbits/s ; proposé par l'ATRC, il devait être exposé, sous forme d'une communication, par des membres de ce consortium au cours de ce 133^e SMPTE : "ADTV's robust compression approach : MPEG++".

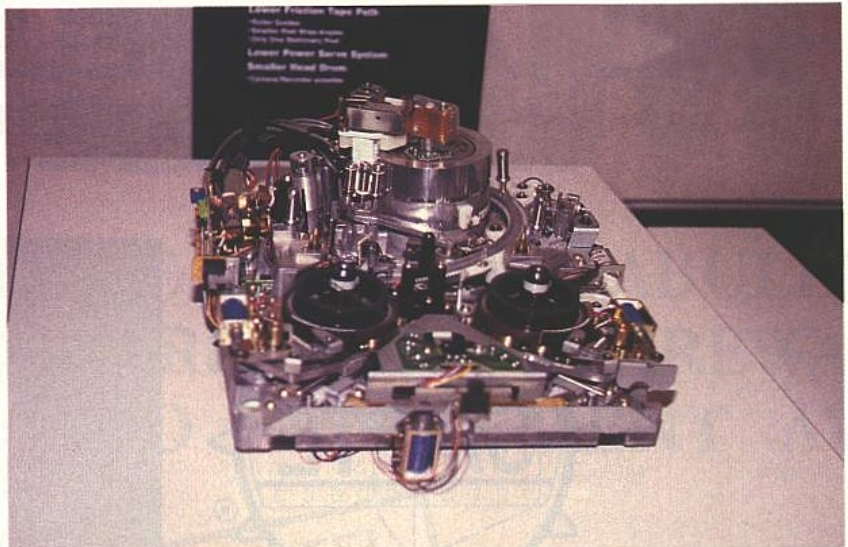
*** MUSICAM : Masking-pattern Universal Sub-band Integrated Coding And multiplexing. Procédé de compression de l'information développé dans le cadre du projet EUREKA 147 par une collaboration entre le CCETT de Rennes, l'IRT de Munich, Philips auxquels s'est joint le Japonais Matsushita. Le MUSICAM est retenu pour la DAB — Digital Audio Broadcast — autrement dit la radiodiffusion numérique de l'audio qui intéresse non seulement l'Europe mais, également, les USA. Ce procédé, qui fait largement abstraction des réceptions multiples ("Multipaths") permet sans équivoque, à égalité de réception du champ électromagnétique, une meilleure discrimination des signaux.

lice. Une bonne et simple raison à cela, les différents systèmes sont actuellement à l'examen du service officiel de l'Advanced TV Test Center d'Alexandria à quelque 10 km de Washington, laboratoire chargé de soumettre aux essais et à la mesure les procédés proposés (avec à la clé un tarif particulièrement dissuasif : 175 000 \$ pour les tests et 60 000 \$ pour la réalisation d'un programme suivant le système ; ce qui explique que le nombre des postulants ait fondu comme neige au soleil) ; la fin de cette période de tests (commencés en avril 1991) devrait se poursuivre jusqu'à l'été prochain, la FCC rendant son verdict quant au standard retenu avant le 30 septembre 1992.

Rappelons que se trouvent en compétition 4 systèmes numériques et 2 systèmes analogiques, la proposition du DigiCipher, par Vidéo Cipher — filiale de General Instrument et maintenant alliée au Massachusetts Institute of Technology —, système numérique à compression de l'information a incité plusieurs des concurrents à orienter leurs propositions vers une numérisation plus poussée. C'est ainsi que l'on trouve en compagnie du DigiCipher :

- Un procédé EDTV (Extended Definition TV) proposé par l'ATRC (Advanced Television Research Consortium), lequel réunit le David Sarnoff Research Center, la chaîne NBC, Thomson Consumer Electronics et Philips North America, qui vient de recevoir le renfort de Compression Labs Inc. Ce procédé propose une image au format 16/9, balayage "Proscan" à 525 lignes, signal en composantes codées à l'émission et décodées à la réception ; définition horizontale : 400 lignes et définition verticale : 480 lignes (contre respectivement 330 et 375 lignes pour le NTSC). Cet EDTV comporte également des canaux audio numériques, un réducteur de bruit de fond de l'image, un circuit d'élimination des images fantômes et des circuits de correction d'amplitude et de phase.

Deuxième système proposé par l'ATRC, l'Advanced Digital TV (ADTV), plus évolué que le précédent et qui constitue un véritable procédé TVHD avec balayage 1 050 lignes entrelacé et faisant appel à une technique de compression de l'information MPEG+**. L'ADTV utilise la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) améliorée pour réduire les interférences avec les



Panasonic : le D3 à cœur ouvert.



Tektronix 1731D et TSG273.



Audio Précision : Portable One Plus.

canaux adjacents et réciproquement ; l'ADTV propose en outre 4 canaux audio, avec une qualité de l'ordre de celle obtenue avec le disque compact grâce à la mise en œuvre du procédé de compression de l'information MUSICAM***. L'ADTV permet

d'atteindre, avec un format 16/9, une résolution horizontale de 810 lignes et verticale de 750 lignes et une fréquence image de 29,97 trames/seconde.

- Celui du NHK, Nippon Hoso Kyokai — La radio télévision nationale du Japon — avec le

Narrow Muse qui lui-même consiste en une émanation du Muse-E, destiné à la TV par satellite. Le Narrow Muse, comme les autres systèmes, occupe une bande passante de 6 MHz avec balayage de 1 125 lignes entrelacé ; il permet la transmission de 4 canaux audio numérique avec compression quasi-immédiate des signaux suivant le procédé PCM différentiel (DPCM) avec une vitesse de débit de l'information de 1,35 M bits/s, cette dernière comportant à la fois la correction des erreurs ainsi que la transmission des données auxiliaires (télétexte).

- Le SC/HDTV numérique de Zénith — dans le lequel le Coréen Goldstar possède une participation — et AT & T, à balayage 787,5 lignes progressif. Présenté comme un système entièrement pensé aux USA, le SC (SC : Spectrum Compatible) résulte de la collaboration de Zénith pour la définition du système et sa transmission, d'AT & T Bell Labs pour la conception et le développement d'un nouveau procédé de compression de la vidéo et d'AT & T Microélectronics pour les semi-conducteurs spécifiques.

- Et enfin, comme dit plus haut, General Instrument et le MIT constituant à présent l'American TV Alliance et qui proposent deux systèmes : Le DigiCipher à balayage 1 050 lignes entrelacé et le Channel Compatible à balayage 785,5 lignes progressif. Comme l'ADTV de l'ATRC, l'un et l'autre mettent en œuvre, pour optimiser la transmission du signal et pour éviter les méfaits des trajets "multipaths", une

QAM ; ils disposent également d'un dispositif approprié tout comme d'un système de correction d'erreur efficace pour élargir autant que faire se peut la zone de réception efficace. Pour l'un et l'autre, 4 canaux audio numériques à compression de l'information (128 kbits/s) et accès aux services payants (128 kbits/s). En ce qui concerne la vidéo, Panasonic persiste et signe avec son magnétoscope numérique composite à cassette (bande 1/2 pouce) qui permet d'accéder à une autonomie de 245 minutes ; s'y ajoute désormais un caméscope, le AJ-D310 avec lecteur-enregistreur au standard précédent — D3 — qui utilise des cassettes de 34, 50 ou 64 minutes.

Mais déjà la contre-attaque de Sony se dessine puisque l'autre firme nipponne annonce un Betacam numérique — et puisqu'il s'agit de Betacam, et pour assurer la continuité du format, ce modèle fera appel à une cassette à bande 1/2 pouce. D'ores et déjà BTS (Philips + Bosch) est partie prenante pour cette évolution à laquelle il se rallie dès à présent ; il serait surprenant que Thomson Broadcast (ex Thomson Vidéo Equipement) ne fasse pas de même... S'agissant de cette dernière firme, présentation des nouveautés que nous avons pu voir au NAB : "Keyer" 4/2/2, le TTV 5670, processeur numérique composantes de type série, qui propose à la fois le mixage et le "keying" tant en production qu'en post-production numérique. Présence également de routeurs série numériques disposant d'égaliseurs incorporés qui permettent d'acheminer les signaux numériques (D1 ou D2) jusqu'à

une distance de 300 m sans dégradation de ces derniers. Ils existent sous 3 formes : TTV 5775 (capacité 16×4 pouvant être étendue à 40×4), TTV 5790 (32×16 jusqu'à 32×32) et TTV 5791 (32×32 jusqu'à 128×128).

Pour ce qui a trait à la métrologie, présence de Tektronix, d'Audio Précision et de Neutrik. S'agissant de TVHD, le générateur TSG 1001 déjà bien implanté dans les centres R & D reçoit une sortie composante numérique 4 : 2 : 2 ; cette sortie est disponible sous forme d'un kit, pouvant transformer les appareils existants, sous l'appellation de PGF D1 (ce kit comporte un oscillateur aisément mis en place ainsi qu'une nouvelle bibliothèque de signaux adaptés à la norme 4 : 2 : 2. Trois sorties sont alors disponibles en faisant appel aux connecteurs existant à l'arrière de l'appareil ; une fois téléchargée à partir d'un PC, la nouvelle librairie de signaux 4:2:2 devient disponible sur la face avant de l'appareil, ces signaux pouvant être modifiés ou même créés à l'aide du logiciel spécifique au SPG 1 000). Par ailleurs, en TV numérique, le nouvel oscilloscope de profil numérique 1731 D permet un contrôle parfait du signal numérique ; le 1731 D permet de visualiser la vidéo numérique composite série et parallèle ainsi que les signaux analogiques PAL : un signal PAL peut être visualisé simultanément.

Pour visualiser un train numérique série, une approche fort utile consiste en un diagramme de l'œil ("Eye pattern") ; en utilisant un échantillonnage en temps

Neutrik : le A1.



équivalent, le train numérique série est représenté avec une base de temps de 2 ns/division ; le diagramme de l'œil permet alors de repérer la source présentant des défauts de transmission tout en pouvant également aider à la mise au point d'un système série. Le générateur PAL TSG 273 ainsi que le générateur composantes numériques TSG 422 sont disponibles avec les sorties numériques série. Une possibilité de détection d'erreurs — dit "EDH" ; le standard EDH a été proposé par Tektronix à la SMPTE et à l'UER en vue d'une recommandation — est également disponible avec le 1731 D quand il est mis en œuvre avec le TSG 273 ou des images en conformité avec la norme EDH : l'opération de détection d'erreur est effectuée par le 1731 D qui calcule un mot correspondant aux images reçues et le compare à celui envoyé dans le signal source ; des erreurs aléatoires, non visibles à l'image, peuvent être détectées de cette manière. En outre Tektronix présentait un dispositif automatique d'évaluation des caractéristiques des caméras vidéo — que celles-ci

soient à tubes ou CCD — sous le nom d'option 21 lequel s'utilise en conjonction avec l'ensemble métrologique VM 700 A du même constructeur (Le VM 700 A accepte les signaux RVB, Y/B-Y/R-Y et les différents signaux composites des caméras).

Audio Précision avait présenté le modèle "Portable One" à la fin de l'année 1990 ; véritable centrale de mesures audio à 2 voies (stéréo) qui génère des signaux sinusoïdaux et carrés et qui mesure : le niveau (sur une voie ou sur deux voies simultanément), le bruit, la TDH + bruit, la fréquence, la phase, la diaphonie, le pleurage + scintillement, le rapport des amplitudes, l'impédance de charge ainsi que les paramètres secteur et — en option — la distorsion d'intermodulation SMPTE/DIN. Arrive aujourd'hui — il était à Los Angeles — le "Portable One Plus" qui ajoute au système précédent l'affichage des courbes de réponse (avec échelles des ordonnées ajustables), les courbes ainsi obtenues pouvant être sorties sur une imprimante extérieure.

Autre centrale de mesures audio, celle de Neutrik — le A1 — qui comporte un générateur avec possibilité de balayage automatique ou manuel, la mesure du bruit et des distorsions, du pleurage et du scintillement ; le A1 de Neutrik opère également en traceur de courbes et en oscilloscope ; les valeurs indiquées : niveau, diaphonie et bruit sont absolues ou relatives alors que la fonction oscilloscope est à autodéclenchement et synchronisée ; interface RS 232 et progiciel, en option, permettent d'utiliser l'A1 en relation avec un PC.

Charles PANNEL



**CHIP
SERVICE**

14 Rue ABEL - 75012 PARIS
TEL: (1) 43 44 55 71 / 78
FAX: (1) 43 44 54 88

HORAIRE : Lundi : de 14 H à 18 H 30
Mardi au samedi inclus : de 10 H à 18 H 30
METRO : Gare de Lyon
Vente par correspondance : Frais de port :
PTT : 25 F (Franco si > à 1000 F) Transporteur : à la charge du client selon le poids

PROMOTION BARRETTES MEMOIRES

BARRETTE 1 Mo



**70 nS
SIMM**
9 Pavés CMS:
- Convient pour compatibles IBM
(286, 386 Sx, 386-20, 386-25 etc)

Pu: 340,00 F TTC

8 Pavés CMS (Motorola) 80 nS:
- Convient pour ATARI Ste et
tout type de MACINTOSH.

Pu: 325,00 F TTC

BARRETTE 4 Mo



SIMM 9 Pavés CMS
- Convient pour compatibles
IBM 386 acceptant jusqu'à
32 Mo sur la carte mère.
- Convient pour toute la
famille MACINTOSH II sauf
Fx.

Pu: 1490,00 F TTC

DIVERS

ALIM 3-4,5-6-7,5-9-12 V :
500 mA 29,00 F
Cordon Secteur Noir 5,00 F
Péritel male 3,00 F
Péritel femelle cable 13,00 F
Péritel femelle pour CI 4,50 F
Cable péri 5 C blindés 8,00 F
Support tulipe 0,14 F le point
Epoxy près 100 X 160 12,50 F
Condos céramiques 0,40 F
PONT 1 Ampère 2,00 F
1N 4148 0,25 F
OF 643 3,00 F

LIGNE A RETARD

DL 470 (470 nS) 10,00 F

BOITIERS

D 30 Plastique :
(170 X 120 X 40) 30,00 F
115 PM Plastique :
(140 X 117 X 64) 30,40 F
210 PM Plastique :
(220 X 140 X 44) 43,90 F

REGULATEURS AJUSTABLES
7805 CSP 2,50 F
7808 CSP 4,50 F
7812 CSP 2,50 F
78L05 3,50 F
78L08 3,50 F
78L12 3,50 F
LM 317 T 7,00 F
LM 337 T 15,00 F

RAM DYNAMIQUE

41 1000-70 nS 45,00 F
44256-70 nS 46,00 F
41256-80 nS 17,00 F
4464-80 nS 19,00 F
4164-120 nS 17,00 F

RAM STATIQUE

32 K x 8 100 nS (Low power):
43256-10 46,00 F
8 K x 8 120 nS (Low power):
6264-12 25,00 F

PROMO ! QUANTITE LIMITEE !

EEPROM :
NMC 9306 5,00 F
MDA 2062 44,00 F

EPROM :

2716 24,00 F
2764-20 16,00 F
27128-3 17,00 F
27256-20 17,00 F
27C256-15 23,00 F
27C512-15 34,00 F
27C1001-12 45,00 F
27C1001-20 40,00 F

LINEAIRES

8452 AH-basic V1.1 189,00 F
80C32 59,00 F
8250 35,00 F
8255 28,00 F
6805 R3P 25,00 F
68705 P3S 60,00 F
9306 5,00 F
TL074 5,00 F
CD 4053 4,50 F
CD 4066 2,50 F
CD 4066 2,50 F
MC 1488 2,50 F
MC 1489 4,00 F
MC 1496 6,00 F
MC14543 7,00 F
MC14553 12,00 F
MC 145151 85,00 F
MC 3362 P 39,00 F
MAX 232 32,00 F
MM 53200 35,00 F
LM 324 1,90 F
LM 386 11,50 F
LM 1458 3,50 F
LM 1881 48,00 F
NE 567 6,00 F
NE 602 18,00 F
NE 605 75,00 F

**KIT:
PROGRAMMATEUR
DE 68705 P3S**
(Livré avec le support
à force d'insertion nulle)
Pu 200,00 F

NE 5532 15,50 F
LM 336 10,00 F
SAA 1101 54,00 F
SSI 202 P 60,00 F
SG 3524 23,00 F
TDA 1510 27,00 F
TDA 5660 50,00 F
TDA 5850 21,00 F
TDA 2004 21,00 F
TDA 2005 24,50 F
ICM 7555 12,00 F
UM 5100 40,00 F
MSA 0404 44,00 F
UVC 3130 200,00 F
UA 723 2,00 F
TEA 5114 16,00 F

TRANSISTORS

AT 42085 26,00 F
IRF Z 20 10,50 F
IRF Z 34 > IRF Z 30 19,00 F

PROGRAMMATEUR D'EPROM POUR PC
DUPLIQUEZ VOS 2716 (2732) EPROM 2 Mb !

- CLK 6100 A
Livré avec 1 support TEXTOL
950,00 F
- CLK 6100 F
Livré avec 4 supports TEXTOL
1100,00 F

DECODEUR TELETEXTE CEEFAX-WST

KIT RP 521:
(sans télécommande ni
récepteur de télécommande)
Pu: 510,00

TELECOMMANDE RC 5903
Pu: 245,00 F
RECEPTEUR télécommande PHILIP:
Pu: 200,00 F
KIT RP 521 COMPLET 920,00 F

QUARTZ QUARTZ

3,2768 Mhz 5,50 F
4,000 Mhz 5,50 F
10,24 Mhz 10,00 F
15,00 Mhz 9,00 F
SFE 10,7 Mhz 3,00 F

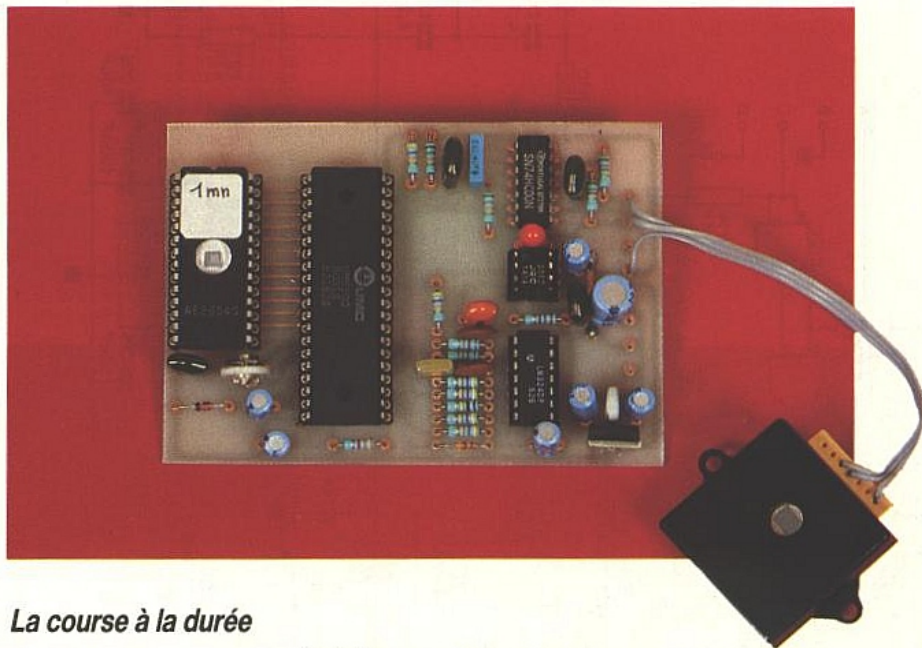
Un reproducteur de son à UM 5100

Les applications pratiques ne manquent pas pour une carte autonome capable de reproduire un son préalablement digitalisé et programmé dans une EPROM.

Nous avons déjà décrit, dans notre n° 524, un montage fort simple mais limité à des sons très brefs.

Grâce au circuit intégré UM 5100 désormais bien connu de nos lecteurs, nous allons pouvoir passer à des sons durant près d'une minute : déjà de véritables messages, par exemple des explications ou des mises en garde qui pourront être répétées aussi souvent que nécessaire en toute fiabilité.

Susceptible d'être déclenché par un contact ou un détecteur (notamment à infrarouge passif), ce montage trouvera facilement sa place dans les systèmes d'alarme, les animations commerciales, les expositions, ou la signalisation.



La course à la durée

Il est bien connu que la digitalisation de son produit des volumes importants de données numériques et qu'il faut donc des mémoires de grande capacité pour enregistrer des sons d'une certaine durée.

Une EPROM 2764, par exemple, ne peut guère stocker qu'une seconde de son de qualité "téléphonique" si on le numérise directement à raison de 8192 échantillons par seconde, quantifiés sur huit bits.

En revanche, nous avons vu que les moyens techniques nécessaires à la reproduction du son étaient extrêmement simples, et que l'on pouvait se servir d'un micro-ordinateur compatible PC pour la digitalisation.

L'utilisation de circuits intégrés spécialisés permet pour sa part de mettre en œuvre de puissants algorithmes de compression de données, et donc de réduire massivement la capacité mémoire nécessaire pour un son d'une durée déterminée.

Ainsi l'UM 5100, grâce à une modulation delta à pente variable, divise par huit l'encombrement mémoire, sans perte de qualité décelable.

Cela signifie que huit secondes de son de qualité téléphonique peuvent tenir dans une 2764 et trente secondes dans une 27256, ces chiffres pouvant être doublés si on se contente d'une qualité un peu moindre, mais encore suffisante pour de la parole.

Bien sûr la carte de reproduction du son est plus complexe, mais pas nécessairement beaucoup plus coûteuse en raison de l'économie de mémoire réalisée.

Un autre avantage de cette technique est qu'il n'y a plus besoin d'ordinateur pour la prise de son, ni même à la limite de magnétophone : la digitalisation du son peut être effectuée directement sur la "carte de développement" décrite dans notre n° 519, équipée elle aussi d'un UM 5100 et munie d'un micro.

Une simple "machine parlante"

Le schéma de la figure 1 exploite au maximum la capacité d'adressage mémoire de l'UM 5100, qui est de 32 k octets (15 lignes d'adresse), et permet donc l'usage d'une EPROM 27256.

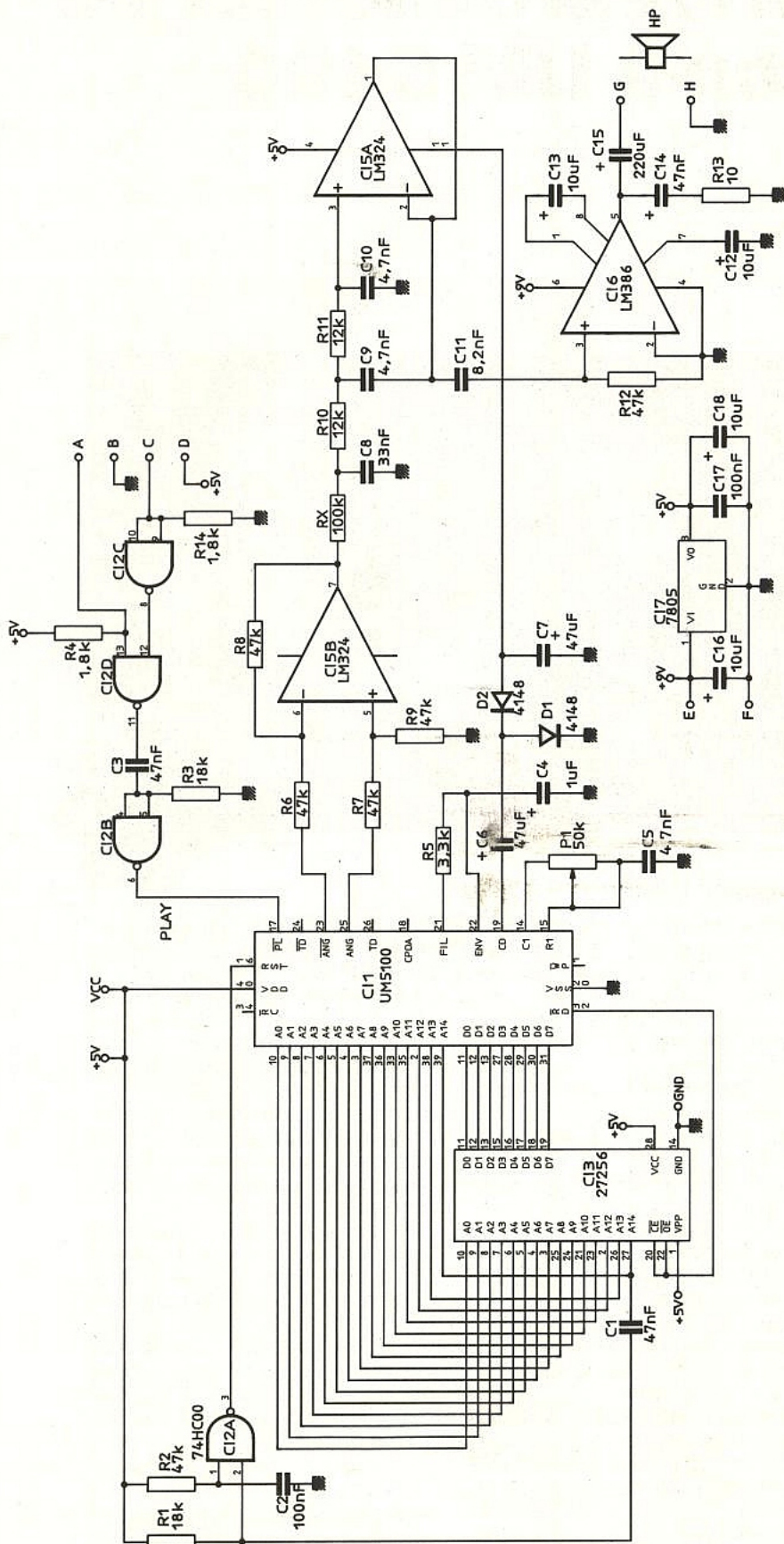


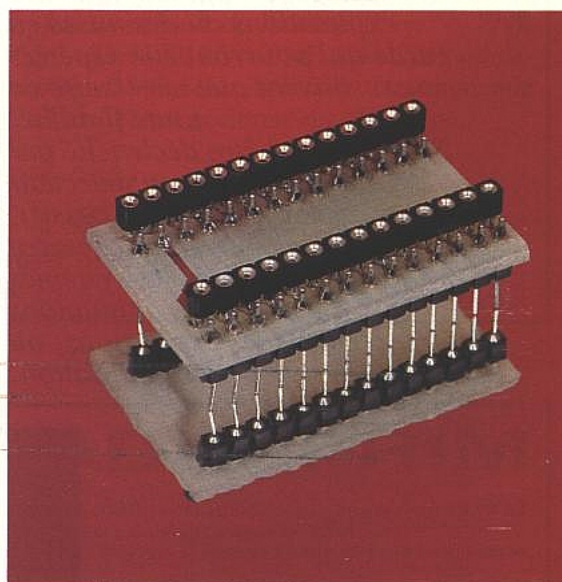
Figure 1.

Nous avons vu autrefois qu'il serait éventuellement possible d'aller plus loin en cascade un compteur d'adresses supplémentaire, mais là n'est pas notre propos car cela compliquerait sensiblement le montage tout en coûtant nettement plus cher en mémoire.

La configuration préconisée par UMC, fabricant de l'UM 5100, a été conservée à quelques détails près.

D'abord, nous avons décidé de prendre l'alimentation de l'amplificateur de puissance avant le régulateur 5 V pour augmenter la puissance disponible.

Ensuite, nous avons arrondi les valeurs des résistances du filtre passe-bas aux valeurs normalisées à 10 % les plus proches. Comme on sait que les caractéristiques des filtres actifs sont très sensibles aux valeurs des résistances, nous avons effectué une simulation PSPICE pour nous assurer que l'approximation était légitime.



L'implantation selon la **figure 6** suppose quelques soudures côté composants, raison pour laquelle il est à recommander d'utiliser des barrettes sécables "tulipe" en lieu et place des supports à 28 et 40 broches.

Huit pastilles au pas de 5,08 mm sont prévues pour le raccordement de l'alimentation (9 à 12 V), du haut-parleur (4 à 40 Ω), et du circuit déclencheur.

L'unique réglage prévu est celui de la vitesse de lecture de la mémoire qui devra être ajustée en fonction de celle utilisée lors de la prise de son. Rappelons que ce réglage fixe à la fois la durée du son (pour une capacité mémoire donnée), sa qualité, et son timbre dans la mesure où les réglages seraient légèrement différents à l'enregistrement et à la lecture (cela permet par exemple de "déguiser" efficacement une voix).

La puissance de sortie disponible dépend de l'impédance du haut-parleur et de la tension d'alimentation, et peut être considérée comme suffisante pour la plupart des applications si on fait usage d'une petite enceinte de qualité raisonnable. Pour certaines utilisations, le niveau pourrait même sembler excessif : il suffira alors de supprimer C13 pour diminuer le gain du LM 386.

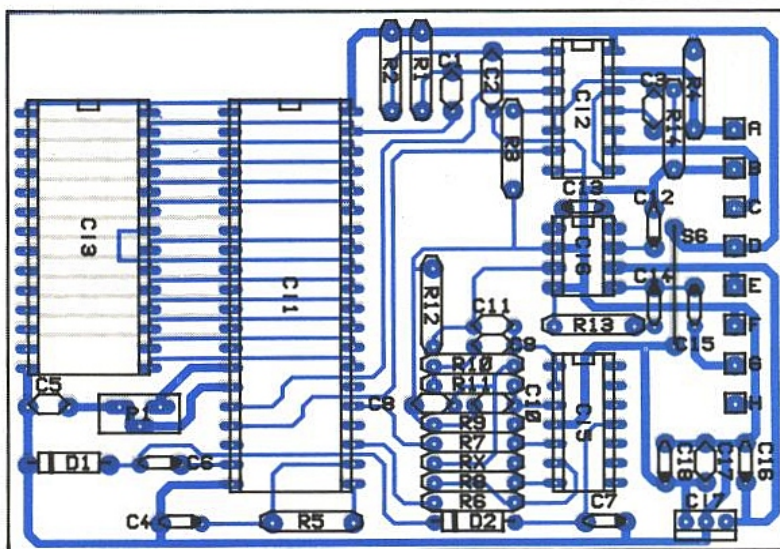
Programmation de l'EPROM

Ce montage étant uniquement lecteur, il faut évidemment réaliser la prise de son au moyen d'un autre équipement, l'idéal étant la "carte de développement pour UM 5100" décrite dans notre n°519.

La digitalisation doit se faire dans une mémoire RAM CMOS à pile lithium incorporée, que l'on recopiera ensuite dans l'EPROM à l'aide d'un programmeur ordinaire.

Notre carte de développement pouvant accueillir jusqu'à six boîtiers de 8 k octets, rien n'est plus simple que de l'équiper de quatre MK 48Z08 (SGS-Thomson) ou BQ 4010 (Benchmark).

Mais on peut aussi utiliser, moyennant une modification très simple de la carte (amener les lignes A13 et A14 de l'UM 5100 sur le support de mémoire), une seule BQ 4011. Cette mémoire non volatile de 32 k octets, produite par Benchmark et disponible auprès de Newtek, correspond parfaitement à la 27256 qu'utilise notre montage et facilite donc le transfert dans l'EPROM.



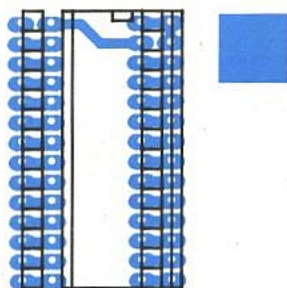


Figure 11.

La face cuivrée de cette petite carte sera dirigée vers le haut : deux barrettes sécables "mâles" de 14 picots chacune seront donc soudées normalement, tandis que deux barrettes à 14 "tulipes" (ou un support à 28 contacts) seront soudées côté cuivre.

Bien que conçu uniquement pour s'intercaler entre le reproducteur de son et une BQ 4011, cet adaptateur peut aussi servir à "écouter" des 27128 ou des 2754 qui seront bien sûr lues respectivement deux fois et quatre fois à la file. Cela peut même être utile pour des applications nécessitant une certaine insistance !

Mise en œuvre

La figure 12 montre comment brancher un contact de déclenchement sur ce montage, et aussi comment lui associer un

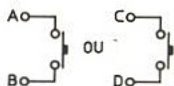


Figure 12.

détecteur à infrarouge passif MS 02 (Sélectronic).

Ce détecteur est alimenté par le régulateur 5 V du montage, et n'a donc pas besoin d'une alimentation séparée. Même sans lentille de Fresnel, sa portée suffit pour déclencher l'émission du son enregistré lorsque l'on passe devant le système. Un bon endroit pour placer le détecteur pourrait donc être, par exemple, le boîtier du haut-parleur dans lequel rien n'interdit d'ailleurs de loger également la carte principale.

On peut ainsi réaliser un ensemble compact, qu'il suffira de compléter par un petit bloc secteur "prise de courant" délivrant entre 9 et 12 V.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₃ : 18 kΩ
R₂, R₆, R₇, R₈, R₉, R₁₂ : 47 kΩ
R₄, R₁₄ : 1,8 kΩ
R₅ : 3,3 kΩ
R₁₀, R₁₁ : 12 kΩ
R₁₃ : 10 Ω
R_x : 100 kΩ
P₁ : 50 kΩ

Condensateurs

C₁, C₃, C₁₄ : 47 nF
C₂, C₁₇ : 100 nF
C₄ : 1 μF
C₅, C₉, C₁₀ : 4,7 nF
C₆, C₇ : 47 μF
C₈ : 33 nF
C₁₁ : 8,2 nF
C₁₂, C₁₃, C₁₆, C₁₈ : 10 μF
C₁₅ : 220 μF

Semiconducteurs

D₁, D₂ : 1N4148

Circuits intégrés

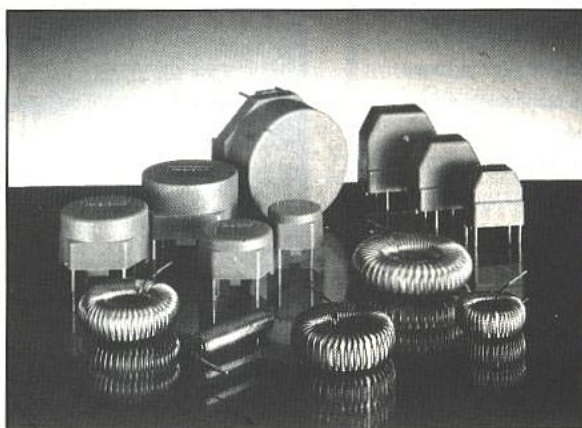
CI₁ : UM 5100
CI₂ : 74HC00
CI₃ : 27256 (voir texte)
CI₄ : 7805
CI₅ : LM324
CI₆ : LM386

Radiohm

inductances et filtres

INDUCTANCE
TOROÏDALE POUR :

- FILTRES - TV,
- ALIMENTATION A DECOUPAGE,
- TRANSFORMATEUR ELECTRONIQUE,
- ANTIPARASITE POUR VARIATEUR



INDUCTANCE
TOROÏDALE DE STOCKAGE POUR ALIMENTATION A DECOUPAGE (50, 200 kHz)
TRANSFORMATEURS DE COMMANDE DE DRIVERS (50, 200 kHz)



melek

37, rue François-Arago - 93100 MONTREUIL - Tél. : (1) 48 58 94 09 - Fax : 48 58 70 04 - Télex : 233 414

Je désire recevoir gratuitement le nouveau catalogue.

ERP 01/92

NOM PRÉNOM

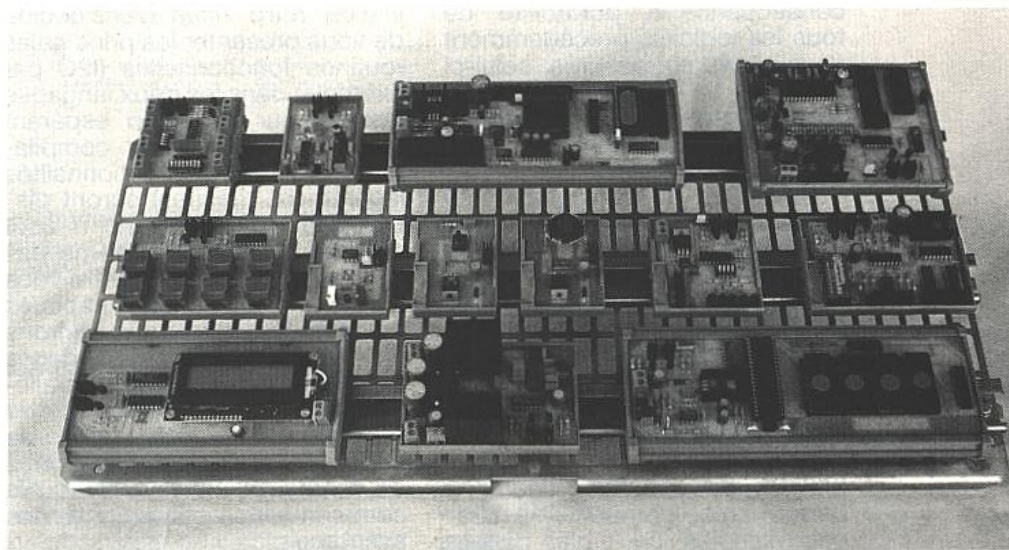
SOCIÉTÉ

ADRESSE

L'élaboration d'une application "microcontrôlée", choix du microcontrôleur

Depuis plusieurs numéros nous vous l'avions laissé entendre. Et bien oui le grand jour est arrivé.

Nous commençons au seuil de cette nouvelle année de vous proposer une réalisation micro-processée à l'aide de l'un des dérivés puissant de la famille 80 C 51, en l'occurrence le 80 C 552. Tous les détails de cette réalisation vous seront présentés dans les prochains numéros mais avant d'entamer des hostilités pointues nous avons décidé, en guise de préambule, de vous présenter avec précision le cadre de l'approche de cette réalisation.



Depuis quelques années nous vous avons entraînés (ou bercés) avec des choses "relativement simples" telles que des réalisations construites autour du 80 C 31 ou du 8052 AH BASIC ou bien encore autour de propositions où vous n'aviez qu'à recopier les logiciels tels quels ou les modifier en BASIC ou encore "re-pomper" les octets les uns à la suite des autres...

Aujourd'hui, étant donné votre culture "microcontrôlée", nous avons estimé qu'il était grand temps d'entamer des réalisations selon des modes plus professionnels et vous entraîner à quitter quasi définitivement le langage BASIC et développer en Assembleur ou encore en langage plus évolué tel que le langage "C" par exemple.

Par ailleurs nous ne sommes pas sans savoir que notre revue ERP représente pour vous un loisir, un outil complémentaire d'informations et de formation, donc nous avons construit la présentation de toute cette réalisation dans ce sens.

Nous vous souhaitons donc beaucoup d'entrain et de courage et surtout n'hésitez pas à faire part de vos remarques et commentaires si vous estimez qu'ils puissent servir à notre petite communauté.

En attendant tous nos meilleurs vœux "techniques" pour cette nouvelle année et bonne lecture à tous.

POURQUOI LE CHOIX DU 80 C 552 (OU 87 C 552 OTP - UV)

Tout d'abord sachez que ce microcontrôleur est fréquemment rencontré dans l'industrie car ses performances permettent son emploi dans de nombreuses réalisations tant professionnelles que grand public.

De ce fait la disponibilité de ce composant est aisée et son coût n'est pas prohibitif malgré ses grandes performances, ceci confortera beaucoup d'amis lecteurs professionnels qui le connaissent déjà et dont nous attendons avec impatience les

commentaires éclairés.

Pour notre part nous tenterons de vous faire découvrir tous ses recoins au travers de réalisations et/ou applications à usage "loisirs" dont la plupart deviennent d'ailleurs des applications industrielles — (la rançon de la gloire !).

Mais en fait qu'a donc de si particulier ce microcontrôleur pour que tout le monde s'en serve ?

Les particularités du 80 C 552

L'aspect Hardware

Hormis le fait maintes fois rabâché que sa CPU est un "cœur" de 80 C 51 et que par voie de conséquence la "portabilité" de tous les logiciels précédemment développés est assurée, celui-ci présente de nombreuses fonctions intégrées supplémentaires :

- 256 octets de RAM (au lieu de 128 pour le 80 C 51).
- 8 entrées de conversion A/D sur 10 bits.
- 2 PWMs.
- Un chien de garde.
- Un troisième Timer T₂ à captures et comparaisons.
- Un interface I²C (et oui le revoilà une fois de plus) très performant de nombreux ports des entrées/sorties reconfigurables.

Enfin tout pour réaliser une CPU performante, compacte, à usages multiples, de faibles dimensions et d'un coût également très abordable.

Que dire de plus si ce n'est les champs d'applications de toutes sortes : la domotique, la robotique, la TV, l'automobile, ... Bref de quoi vous faire ouvrir grand vos yeux.

Comme d'habitude, en nous basant sur votre acquis de la famille 80 C 5,1 nous passerons en revue toutes ses différences par le détail, c'est promis.

L'ASPECT LOGICIEL DES RÉALISATIONS PROPOSÉES

Ici le problème est plus complexe mais nous adorons l'adversité !

Comme nous vous l'avons indiqué, ce microcontrôleur est déjà très employé dans l'industrie et nous avions décidé pour cette nouvelle année 1992 de "passer" la vitesse supérieure.

Plusieurs fois dans cette même revue d'autres auteurs et moi-même avons décrit des logiciels de travail (assembleurs, simulateurs...) qui deviennent, par la volonté du marché, de plus en plus performants et à des prix de

plus en plus raisonnables pour des amateurs avertis.

(Une synthèse des différents outils de développement disponibles sur le marché est d'ailleurs en préparation pour le mois d'avril.)

Nous avons donc décidé de vous proposer des réalisations aptes à être développées quasi-professionnellement à l'aide de ces outils.

Vous avez bien lu, quelques lignes auparavant nous parlions encore "d'assembleurs" et non de "compilateurs" alors que de nos jours toute la profession ne parle que de langages évolués de type "C" ou autre.

Et bien, avant que l'on nous qualifie de "rétro" nous avons décidé de vous présenter les principales routines fonctionnelles (I²C par exemple) dans les deux langages (assembleur et C) en espérant que rapidement des compilateurs (même à fonctionnalités légèrement réduites) seront disponibles sur le marché à coût attractif et enfin, afin de ne pas décourager certains d'entre vous qui ne sont pas encore habitués à ces nouveautés, nous offrirons un bref rappel de ces langages évolués et des exemples parallèles et comparatifs (en temps de développement, en taille de code, en temps d'exécution...) de mêmes routines pour qu'ils commencent à s'imprégner des avantages.

Arrivés à ce stade de cette présentation nous pensons avoir pratiquement raccroché tout le monde sauf... les inconditionnels du BASIC, et ils sont nombreux ! Heureusement, l'un de nos annonceurs (SÉLECTRONIC) a pensé à vous en réalisant un dispositif baptisé COM'NET permettant de développer vos applications autour du 80 C 552 à l'aide d'un interpréteur BASIC intelligemment modifié pour l'occasion et que nous décrirons en détail dans un prochain article.

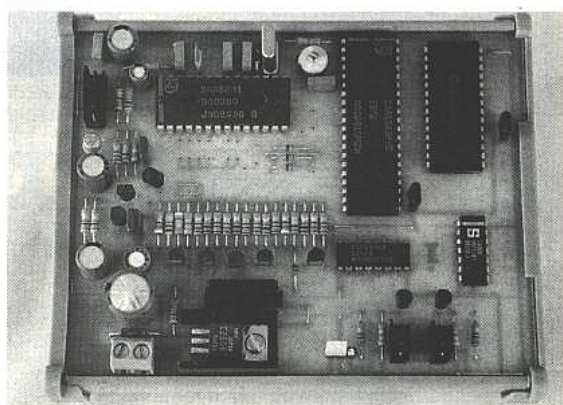
La panoplie logicielle :

ASSEMBLEUR, COMPILATEUR C, INTERPRÉTEUR BASIC sera donc complète autour de ce microcontrôleur et chacun pourra évoluer de l'un à l'autre s'il le désire. Qui dit mieux ?

Vous voilà déjà un peu plus renseignés sur les grandes lignes de notre choix et maintenant revenons plus en détails sur la partie Hardware.

Il est nécessaire de la décomposer en deux volets relativement distincts : le 80 C 552 d'une part et la réalisation d'autre part.

Disons tout de suite deux mots au sujet de la réalisation proposée.



LA RÉALISATION

Nous avons cherché un domaine applicatif tant loisir qu'industriel pour que vous puissiez "piocher" de nombreuses idées dans notre proposition et, après force "51" (des applications bien sûr !), nous avons pensé vous proposer une application de Domotique (encore une, beurk !) mais à roulettes (ah !).

Bigre ! Mais qu'est-ce donc encore ?

Pensant à vous et au fait que vous avez vos futures vacances à préparer, nous avons décidé de rendre intelligente votre maison "à roulettes" en vous proposant des solutions originales de communication en ce qui concerne l'aménagement, le confort, les gestions d'économie, de sécurité, de mécanique, de l'habitable, ... d'une caravane ou d'un camping car !

Croyez-nous, le sujet est très professionnel si l'on va au fond des choses et vous donnera aussi beaucoup d'idées d'applications pour d'autres domaines. Arrivés à ce stade vous serez fin prêts pour entamer avec nous et un autre dérivé du 80 C 51 (le 80 C 592 ou ...) l'aspect noble des communications de "haut" niveau tel qu'on le définit dans le marché automobile par le terme "multiplexage". (Evidemment si vous partez en vacances à Cannes, en France, à bord d'un VAN allemand, nous serons obligés de considérer votre cas comme totalement désespéré !)

Comme le montre les photos, la réalisation est "copieuse" mais rassurez-vous facile à comprendre et entreprendre. Elle est composée de nombreux modules indépendants (en hard et en soft) reliés entre eux par le Bus I²C (que nous ne vous décrirons plus !) et dont le fonctionnement vous sera explicité par J.-P. BILLIARD et moi-même lors de prochains numéros.

Enumérons rapidement les différentes fonctions réalisées :

Gestion Centralisée pour caravanes et camping-cars

Matériel

Carte unité centrale
Carte gestion réfrigérateur
Carte gestion réservoirs
Carte horloge
Carte LCD
Carte gestion inclinomètres
Cartes gestion vidéo/infra-rouge

Logiciels en langage "C"

Module principal
Module menus
Module vidéo
Module frigo
Module réservoirs
Module horloge
Module inclinomètres
Module lcd
Module led
Module utilitaires
Module alarmes
Module I2C
Module fonctions I2C

Tout ceci implique des fonctionnalités bien précises que doit pouvoir supporter la CPU et donc le microcontrôleur qui la pilote.

Ce sont ces raisons et contraintes qui ont présidé au choix du 80 C 552.

LE 80 C 552

Comme le montre la **figure 1** son architecture interne est issue de celle du 80 C 52 (256 octets de RAM au lieu de 128 pour le 80 C 51) et de nombreuses autres fonctionnalités bien utiles ont été implantées.

Il est à noter que lors de la conception topologique du cristal, **figure 2**, toutes ces nouvelles parties ont bien été séparées et que nous avons pris soin de respecter ces nuances lors de l'implantation physique du circuit sur son cuivre. Ce sont :

- 8 entrées de conversion A/D sur 10 bits.
- 2 PWM.
- Un chien de garde.
- Un troisième Timer T2 à capteurs et comparaisons multiples.
- Un interface I2C très performant
- De nombreux ports d'entrées/sorties reconfigurables.

Ce qui en fait un circuit intégré "dodu" dépassant largement les 40 broches et donc disponible naturellement qu'en boîtier PLCC 68 broches, facilement encliquetable sur un support classique (mais "ad hoc") du commerce. (SVP pas d'acrobaties inconsidérées avec des boîtiers QFP dans vos réalisations

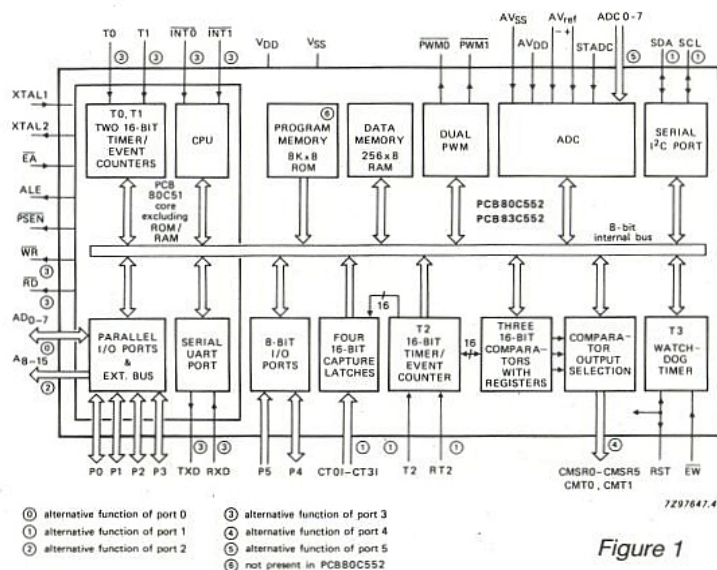


Figure 1

personnelles ! Ayez des pensées émues pour les pistes de vos circuits imprimés).

Remarque :

Lors des réflexions présidant à nos choix, une étude un peu plus approfondie des différents boîtiers de la famille "51" nous a amenés à vous proposer aussi une possibilité de version réduite à l'aide du 80 C 652 (ou 654) — "un 80 C 52 moins le Timer 2 plus l'I2C du 552" — car la disposition de ses broches en boîtier PLCC 44 est très voisine (et pour causes) de celle du 552. Donc à vous de choisir votre réalisation en fonction du niveau de performances et/ou difficultés souhaité.

Reprenons maintenant en détail toutes ces nouvelles possibilités.

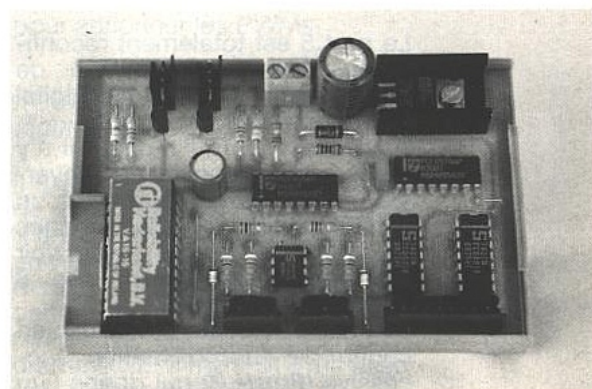
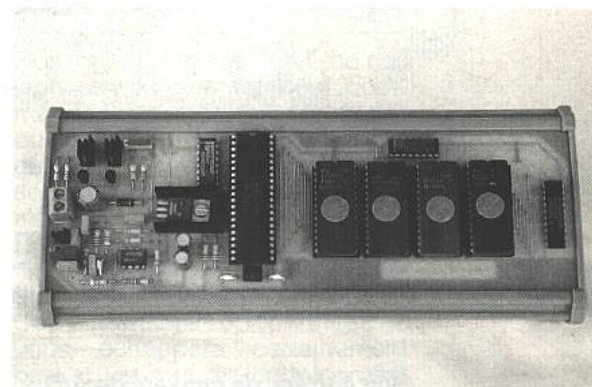
De nombreux ports d'entrées/sorties

Dans le cas d'applications précédentes (80 C 51 et 80 C 52 AH BASIC), une remarque fréquente nous a été faite du fait du principe de fonctionnement avec mémoire programme externe "piégeant" évidemment (au moins) un port d'entrées/sorties pour l'adressage de cette dernière et otant de ce fait de nombreuses possibilités d'applications.

Cette remarque devient en grande partie caduque dans le cas du 80 C 552 car ont été rajoutés les ports P4 et P5 qui compensent largement ceux qui

sont dédiés à l'adressage des EPROMs.

Si par hasard vous étiez encore coincés et dans le cas d'un programme dont la taille serait inférieure à 8 ko vous auriez encore l'ultime recours d'utiliser un 87 C 552 qui vous libérerait ainsi le port 0. Nous avons pensé à cette éventualité en disposant un connecteur sur ce port sur le circuit imprimé.



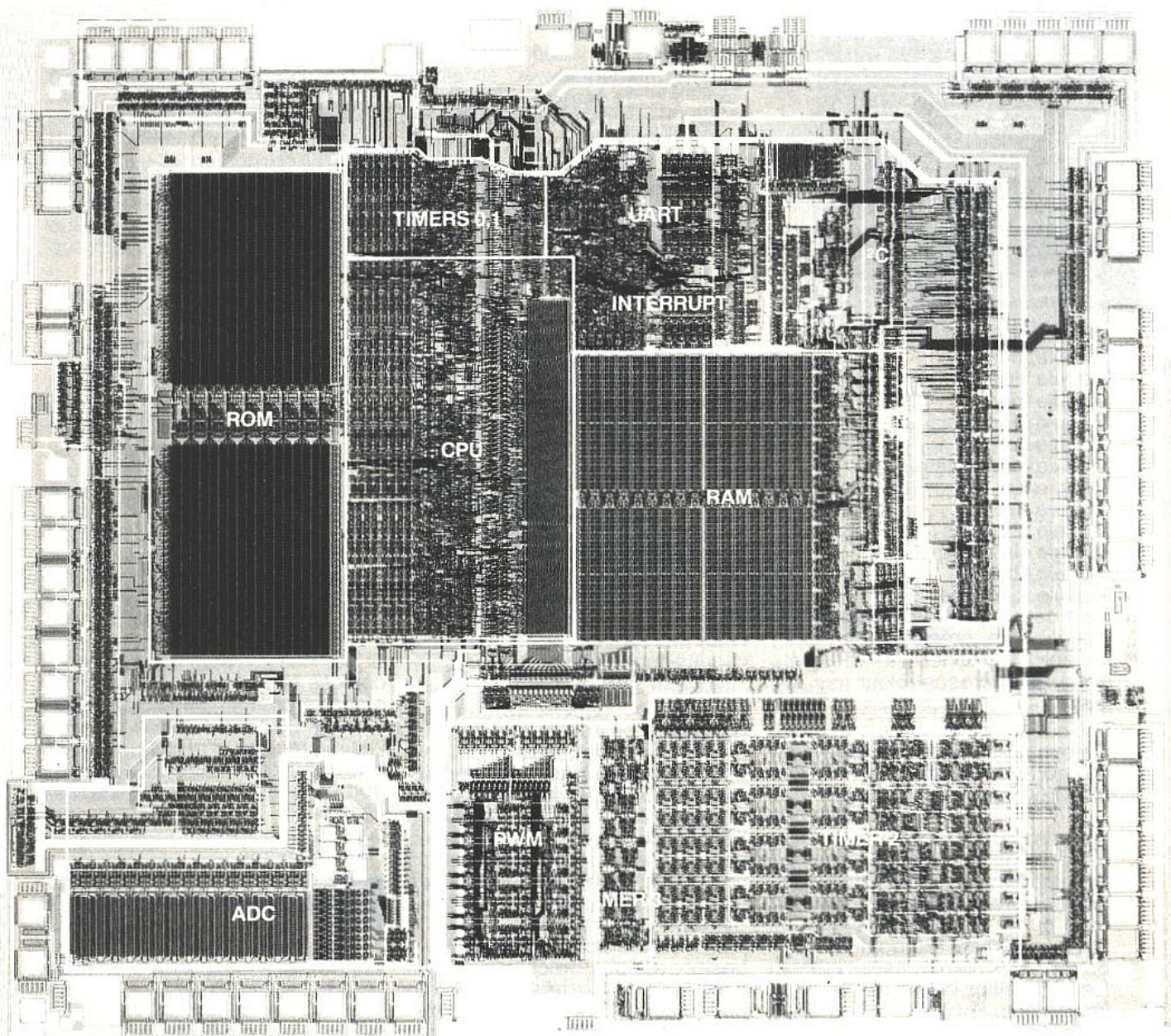


Figure 2

Le port 5 dit reconfigurable en conversion A/D lorsqu'il est utilisé conventionnellement ne fonctionne qu'en entrée.

Huit entrées de conversion A/D sur 10 bits

Le port 5 est totalement reconfigurable en port d'entrée de conversion Analogique/Digital sur 10 bits (donc 8 entrées). Rassurez-vous à l'intérieur il n'y a qu'un seul dispositif de conversion dont l'entrée est reliée à un savant multiplexage des broches du port de façon à pouvoir convertir apparemment ces 8 sources extérieures. Le principe adopté est celui bien connu de l'approximation successive (**figure 3**) qui donne l'un

des meilleurs compromis entre la surface de silicium minimale à utiliser et la vitesse de conversion de l'ensemble qui est dans le cas du 80 C 552 de 50 temps de cycle maximum ($50 \mu s$ à 12 MHz).

Cette valeur, en ce qui nous concernera, sera largement suffisante. A noter que tout le fonctionnement de la conversion se commande à l'aide des registres spéciaux "SFRs" et, qu'en fin de conversion la "tripaille" interne se rappelle à votre bon souvenir par un "flag" d'interruption pour vous signaler que la conversion est terminée.

Nous vous détaillerons plus tard techniquement cette conversion (en terme de linéarité différentielle...) mais sachez dès à présent que les poids forts du résultat

obtenu de cette conversion sont stockés dans un octet et que les deux bits de LSB dans un autre ce qui, si on le désire, donne tout loisir de travailler avec des valeurs converties de 8 bits vrais.

Petite remarque très terre à terre :

Nos fréquents contacts avec des utilisateurs de 80 C 552 nous ont fait découvrir que souvent on faisait les pires méchancetés aux entrées des convertisseurs qui n'acceptent, comme cela est clairement indiqué dans leurs spécifications, que des tensions de $-0,2 V$ à $+5,2 V$.

Très souvent les amplis OP, disposés en amont, sont alimentés (pour des raisons forts compréhensibles) entre $+15 V$ et

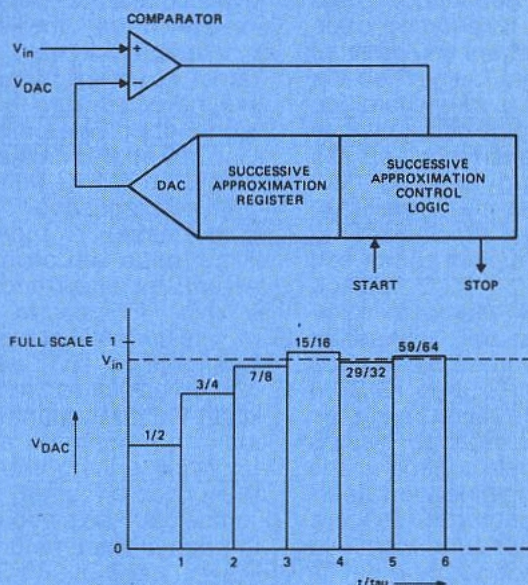


Figure 3 a

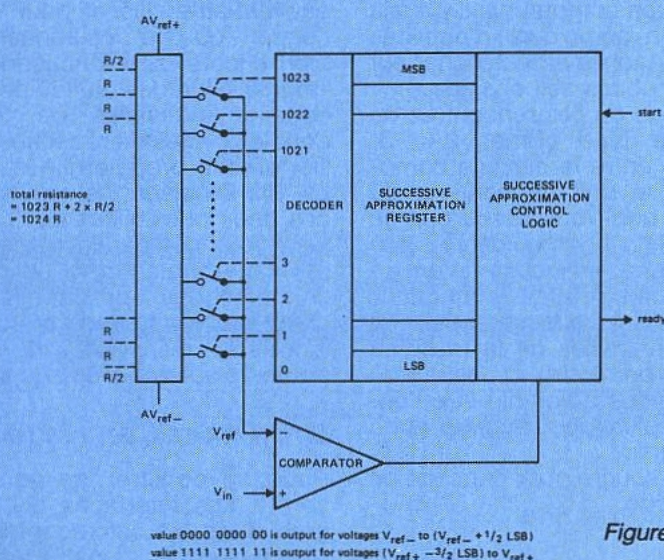


Figure 3 b

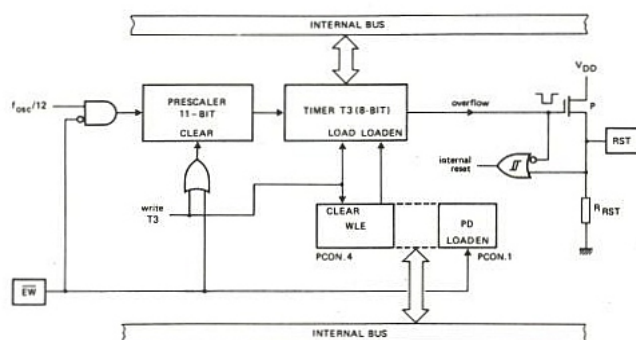


Figure 4

– 15 V et, ce qui lorsque les entrées sont “en l’air” donne n’importe quoi... mais de préférence et comme par hasard souvent – 15 V. (SVP, St-Murphy ne priez pas pour nous.)

Alors pitié pour les entrées des convertisseurs et, si vous y pensez, disposez des diodes en anti-parallèle si vous pensez que votre montage amplificateur a des chances de connaître Sir Murphy !

Les deux PWM's (Pulse Width Modulation)

Le 80 C 552 comporte deux générateurs PWM qui permettent de moduler en “largeur” des signaux carrés (à vrai dire une modulation de la valeur du rapport cyclique d’un signal carré de fréquence dont la valeur est par ailleurs déterminable).

La “finesse” (ou précision) de cette modulation de rapport cyclique est d’environ 4/1 000 car l’ajustage de la valeur est réalisée à l’aide d’un compteur 8 bits (256 valeurs différentes) ce qui, pour la plupart des applications est très souvent largement suffisant.

La fréquence du signal de sortie peut être ajustée à l’aide de registres “SFR” d’environ 100 Hz à environ 24 kHz (avec une horloge à 12 MHz) ou jusqu’à 50 kHz en “rusant” avec les deux PWMs simultanément pour n’en former qu’un.

Hormis le fait de se servir de ces signaux directement pour commander des moteurs pas à pas ou des alimentations à découpage, il est fréquent d’employer ces sorties à d’autres fins, notamment en guise de “convertisseurs D/A” en leur adjoignant un (des) filtre(s) passe-bas réalisé à l’aide d’amplis OP conventionnels.

Cette dernière opportunité ne vous échappera certainement pas et vous aurez certainement plein d’idées à exploiter. Ici aussi les SFRs seront de mise pour actionner les PWMs.

Le chien de garde résidant (figure 4)

Il existe sur le 80 C 552 un chien de garde résidant réalisé à l’aide d’un compteur de 19 bits dont une portion (8 bits) est programmable à l’aide des SFRs et qui permet de définir un intervalle de temps de surveillance du programme (de 2 ms à 512 ms avec une horloge à 12 MHz).

Ce chien de garde n'est pas à "fenêtre" et n'a pour but que de savoir si le programme n'est pas parti "dans les choux" depuis trop longtemps.

En cas de malheur, une seule issue pour lui : une grande morsure hard (en interne) sur le RESET.

Ceci nous a conduit à utiliser de façon complémentaire le supervisor de tension PCF 1252-x pour compléter l'aspect sécuritaire de la réalisation.

Nous vous renvoyons d'ailleurs à notre article sur le sujet dans ERP n° 526.

Un troisième timer T2 très particulier

Les timers se suivent et ne se ressemblent pas forcément !

Dans un microcontrôleur les timers ont souvent pour mission de compter soit des événements soit des espaces de temps et de signaler de façon adéquate la fin de leurs tâches à l'aide de différents artifices (flag, interruptions de toutes sortes, etc.).

Comme nous vous l'avons déjà indiqué lors de la présentation générale de la famille, les timers adorent s'amuser à se combiner entre eux en se disposant tantôt en cascade, tantôt en parallèle pour pratiquer des auto-rechargements etc. Bref ils sont très joueurs !

Le Timer 2 du 80 C 552 est encore plus joueur que ses frères car il dispose de registres de capture et de comparaison.

Mais qu'est-ce donc à nouveau ? Le Timer 2 est en fait un compteur fonctionnant sur 15 bits dont les nombreuses sorties sont associées et connectées simultanément à 4 registres de captures (15 bits) et 3 registres de comparaison (16 bits).

La figure 5 vous donne la structure détaillée du Timer 2.

Comme vous pouvez le voir de nombreuses possibilités sont disponibles pour activer ou non T2. On peut utiliser comme référence soit l'horloge interne soit une source extérieure. Il en est de même pour commander un pré-diviseur (facteur de division par 1, 2, 4, 8) dont la sortie attaque la véritable entrée du Timer 2.

Comme ne l'indique pas la figure, ce Timer 2 peut être lu "à la volée", c'est-à-dire que dans cette éventualité on ne modifie en rien ni son fonctionnement ni son contenu pendant qu'on le lit. Ceci est très pratique si l'on

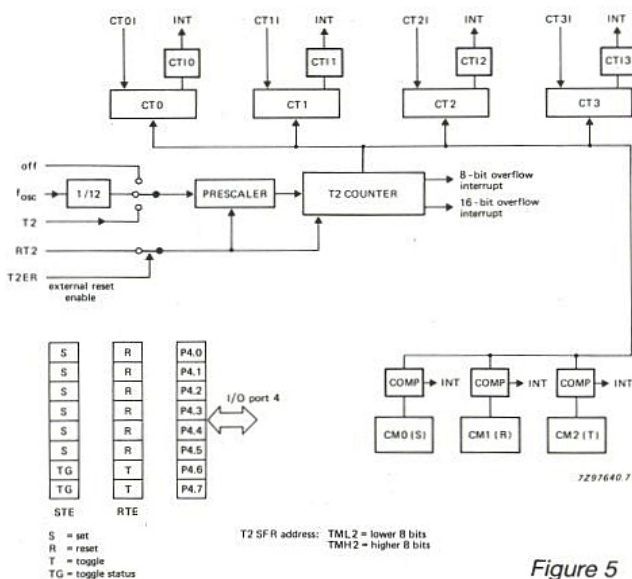


Figure 5

désire que T2 continue d'incrémenter son compteur si il y a à la suite d'un même cycle d'activités d'autres tâches à déclencher sur d'autres points de consigne.

A chacune de ces rencontres du troisième type (Timer 2 = 3^e Timer 1) entre le hard (le compteur) et le soft (le contenu du registre que vous aurez chargé pour définir la coïncidence souhaitée) une gracieuse interruption (toutes étant différenciées entre elles) vous sera délivrée par les entrailles de la machine et vous permettra de sé(r)vir là où bon vous a semblé être l'endroit le plus opportun de votre programme !

Un petit sourire pour conclure ce paragraphe.

Avec une horloge à 12 MHz et le prédiviseur divisant par 8, il est facile d'obtenir une répétitivité d'interruption de l'ordre de 0,5 seconde, mais en divisant par 12, comme cela est possible, et en ajoutant trois lignes de soft, on peut facilement obtenir une valeur autour de 2 400 heures (rien qu'une petite centaine de jours !).

A quoi tout cela peut-il servir ? Donnons quelques exemples : L'un des registres de capture peut être utilisé pour "capturer" le contenu présent à tout instant dans le registre associé au compteur T2 lorsqu'une transition (dont le choix de la polarité est définissable) se produit sur la broche d'entrée correspondante. Ceci permet donc d'extraire facilement ou des valeurs représentatives d'intervalles de temps (vrai) ou d'espaces de temps répétitifs.

Les registres de comparaison peuvent être utilisés pour "positionner" ou "de-positionner" (ou bien encore faire fonctionner en "toggle") l'un des bits du port 4 à certains intervalles de temps dont les cycles de répétition sont "fortement" prédéterminés.

La combinaison astucieuse de ces deux possibilités de "capture" et de "comparaison" est très puissante, notamment en ce qui concerne des applications touchant aux commandes et surveillance de dispositifs tournants (moteurs automobiles, etc.).

Un interface I2C de "compétition"

Pourquoi ce titre "de compétition" ? Les interfaces I2C intégrés dans les microcontrôleurs ne seraient-ils pas tous les mêmes ?

Nous aurait-on trompés ? Aurait-on osé abuser de nos sens ? Hélas oui, et sciemment de surcroît !

Alors reprenons au début et commençons par les mille et un mystères des interfaces intégrés de l'I2C.

Il était une fois... bref, il en existe une ribambelle :

*) Les petits, qui gèrent le protocole (sans restriction) "bit à bit" et qui sont utilisés quand on a besoin de place sur le cristal :

Ex. : Pour le bébé de la même famille, le 83 C 751 ou bien dans l'énorme de la même famille, le 8x C 528.

— 32 k ROM et 512 RAM — tellement encombrant qu'il ne reste plus de place que pour un interface I2C "bit à bit".

*) **Les moyens** qui eux, plus évolués, travaillent "au niveau de l'octet" et gèrent sagement le protocole d'émission et réception mono et multimaître en vous laissant l'intégrale liberté (en fait aucune assistance !) de vos décisions d'action en cas de problèmes lors de l'échange. Ces interfaces sont généralement employés avec une autre famille de microcontrôleurs tel que les 84 C xxx et les PCF 334x et suivants pour la téléphonie.

*) **Les gros**, "de compétition", qui travaillent "au niveau de l'octet" et sont munis d'un hard supplémentaire permettant de vous libérer en très grande partie (en soft et en temps d'occupation de la CPU) des aléas de l'échange. C'est notamment le cas des 80 C 552, C 652, C 654.

En effet, de façon à fournir des performances élevées et des redondances de sécurité de transmission, toute une partie du cristal a été réservée au traitement de nombreux cas de figures pouvant se produire lors d'une transmission sur le bus. Par exemple la non-disponibilité momentanée d'un composant I2C (une E2PROM par ex.) ou

bien l'occupation du bus par un autre composant. Tous ces cas (environ une trentaine) sont gérés par de "la glue" logique disposée sur le cristal et sont commandés et traités par des SFRs spécialisés de "commande" et de "statut" du bus que nous vous détaillerons longuement le mois prochain car ils représentent une des forces majeures de ce composant.

Voici résumées les principales différences importantes de ce composant comparativement au 80 C 31 et au 80 C 52 BASIC. Il ne nous reste plus qu'à vous donner rendez-vous le mois prochain pour attaquer le vif d'un sujet trop souvent passé sous silence : apprendre à savoir comment structurer son "hard" et son "soft" en fonction des ressources internes du microcontrôleur choisi, et ceci si possible en le faisant avant de commencer sa réalisation et non en le découvrant au petit bonheur la chance soit au fur-à-mesure soit à la fin comme cela est bien trop souvent le cas dans notre belle profession !

Dominique PARET

TMS 320/10 - 9900/40/80/85/89 - M3870 - 1802/04/05/06 - 6301/03/04 - 64180 - 6800/01/02/03 - 6805/HC05/705 - 6809 - 68HC11 - 68000/08/10/20/30/332 - 8021/22/35/39/45/50/48/49 - 8031/51/32/52 - 8751/535 - 8086/186/286/386 - 8096/196 - Z80 - Z8 etc...

★ NOUVEAUTÉS 1992 ★

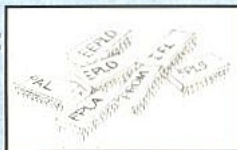
● AVCASE :

Environnement intégré C
Assembleur et debugger C
8051, 8096, Z80, Z180,
6502, 65816, 68HC11



● PLD COMPILER :

Compile la majorité des
PAL, GAL, FPLA d'une
façon simple et conviviale



● PROF-IT

Abordable et performant
permet l'analyse du code
6502 - 6800 / 02 - 6809
68 HC11 - 68000 -
8088 / 86 - Z80



● PROTO-LAB

Transforme votre PC en
laboratoire pour la
simulation et le test



● 68000 LAB

Un outil performant
pour le développement
du 68000 / XX sur PC



● VAX - VMS - XENIX MODULA 2 UNIX ADA - PLM

Des compilateurs puissants
et professionnels



● LCD PROTO KIT

Un outil simple sur PC
permet le développement
d'application avec
écran LCD



● PROTEUS

Programmeur universel
et autonome et de bon prix



RESUME DE NOTRE CATALOGUE

- Cross assembleurs - Macro assembleurs
- Cross simulateurs - Debuggers
- Cross compilateurs C
- Cross compilateurs PASCAL
- Cross compilateurs XENIX, UNIX
- Cross compilateurs VAX, VMS- ADA
- Cross Compilateurs Modula 2
- Source Level Debuggers
- CAO : Routage manuel
- CAO : Routage auto
- Emulateurs Universel Microprocesseur
- Emulateurs d'Eeprom
- Editeurs
- Compilateur pour PLD/PAL
- Programmeur Universel sur PC
- Programmeur Universel autonome
- Programmeurs EPROM sur PC
- Programmeurs par RS 232
- Effaceurs d'EPROM
- Cartes d'application
- Cartes analyseur logique
- Adaptateurs universels pour programmer PGA - PLCC
- Adaptateurs universels pour programmer des MONOCHIPS
- Programmes et cartes de simulation
- Testeur de composants
- Noyau temps réel avec source...



études & conseil
23, av. du 8 Mai 1945
95200 - SARCELLES

TEL. : (1) 39.92.55.49
Télécopie (1) 39.92.21.13

DMA : principes d'application sur différentes bases PC

Les applications utilisant les acquisitions de données par voie informatique, supposent un transfert d'informations important et très rapide au travers des ports d'entrée et sortie des ordinateurs. Les trois méthodes fondamentales d'acquisition de données par un ordinateur sont le « polling » (scrutation), les interruptions (aussi appelées entrées/sorties programmées), et l'accès direct aux mémoires (DMA). Dans la méthode de « polling », qui est une forme d'acquisition de données fonctionnant en tâche de fond, le microprocesseur est programmé pour recevoir les informations, le plus souvent au moyen d'une boucle d'attente. Le programme principal appelle une routine d'acquisition qui bloque les exécutions le temps nécessaire au processeur de recueillir les données requises. Avec les interruptions, le déroulement du programme est périodiquement interrompu afin de permettre le stockage des données dans un buffer d'où elles pourront être extraites pour un traitement ultérieur. Les interruptions constituent une forme d'acquisition en tâche de fond parce que le programme ne contient aucune instruction de lecture de donnée quelconque. Par contre, le fonctionnement du processeur est détourné de façon invisible du programme principal pour accomplir cette fonction. Avec les DMA, un outil dédié lit les données et les stocke dans les mémoires tampons d'où le processeur pourra les extraire le moment venu. Ce système DMA présente une transparence totale du point de vue du microprocesseur.



Les DMA offrent de nombreux avantages par rapport au "polling" et aux "interruptions". Ils sont rapides parce qu'un circuit électronique spécialisé se charge des transferts d'un emplacement à l'autre dans l'ordinateur, et que ceci ne nécessite qu'un cycle ou deux de bus read/write par partie de données déplacées. Par conséquent, les DMA sont particulièrement indiqués dans tous les cas où l'on a besoin du maximum de vitesse de transfert de données, tout particulièrement lors de l'utilisation de systèmes d'acquisition ultra-rapides. Les DMA réduisent au minimum les temps d'attente des dispositifs de transfert, parce que le temps de réponse du circuit dédié est infiniment plus court que celui d'une interruption, et que les temps de transfert sont très brefs. La réduction du temps d'attente limite la quantité de mémoire tampon nécessaire sur le circuit d'entrées/sorties. Par

ailleurs les DMA soulagent le microprocesseur qui n'a plus à exécuter aucune routine dans ce domaine, et se trouve donc libéré pour d'autres tâches plus nobles. De même, sur les systèmes où le transfert des données s'effectue en parallèle, ceci améliore les possibilités d'exploitation du système.

Cette note d'application a pour but d'expliquer comment il convient d'implémenter un DMA sur une architecture typique de PC, et de comparer entre elles différentes possibilités d'implémentations. L'analyse portera aussi sur l'écriture des programmes indispensables à leur utilisation. National Instruments a en effet écrit des programmes correspondant aux cas de figure décrits dans cette note d'application, et a utilisé les DMA dans toutes les configurations envisageables, y compris le transfert de données sur disque, l'affi-

chage de données en temps réel, et l'acquisition de données en continu.

INTRODUCTION AU FONCTIONNEMENT DES DMA

Les DMA ont été utilisés sur les PC dès l'apparition des ordinateurs personnels d'IBM. Ils étaient employés sur les premiers PC pour les entrées/sorties de floppy, et, par la suite, sur les versions plus récentes, conjointement au disque dur. La technologie DMA orientée PC, parallèlement à une technologie de bus à haute vitesse, est guidée par les besoins en stockage d'informations, en graphisme et en communications. Les applications concernant les acquisitions de données requièrent les mêmes besoins, et par conséquent peuvent profiter de technologies développées pour un marché moins limité. Ce paragraphe présente la terminologie utilisée au niveau des contrôleurs DMA, et décrit les fonctions de base d'un contrôleur DMA orienté PC, avec les modes opératoires courants. Les mots clés sont soulignés.

Un contrôleur DMA est un circuit, normalement installé en périphérie de la CPU, qui est programmé pour assurer une séquence de transfert de données au compte de cette CPU. Un contrôleur DMA dispose d'un accès direct à la mémoire et est utilisé pour déplacer des données d'un emplacement mémoire vers un autre, ou d'un circuit d'entrées/sorties vers la mémoire ou vice-versa.

Un contrôleur DMA gère plusieurs **canaux DMA**, chacun d'entre eux pouvant être programmé pour assurer une séquence de **transfert DMA**. Les circuits, le plus souvent les périphériques d'entrées/sorties par lesquels transitent les données devant être lues (ou les données sortantes devant être écrites) signalent au contrôleur DMA qu'il doit exécuter un transfert par un **signal de requête**. Un signal de requête est adressé au contrôleur DMA pour chaque canal. Ce signal est vérifié et exécuté selon une procédure très voisine de celle utilisée par le processeur selon la procédure des interruptions. Lorsque le contrôleur DMA reçoit une requête, il répond en exécutant un ou plusieurs transferts de données depuis le circuit d'entrées/sorties vers le système de mémoires, ou vice-versa. Les canaux doivent être validés par le microprocesseur afin que le contrôleur DMA puisse répondre

à la requête. Le nombre des transferts exécuté, le mode de transfert employé, les emplacements mémoire utilisés, dépendent de la façon selon laquelle le canal DMA a été programmé.

En général, un contrôleur DMA partage avec la CPU la mémoire et le bus d'entrées/sorties, et fonctionne selon les deux modes de bus maître et esclave. La **figure 1** illustre l'architecture d'un contrôleur DMA et la façon selon laquelle il réagit avec la CPU. En mode bus maître, la CPU confie au contrôleur DMA le bus (adresses, données, lignes de contrôle) afin qu'il puisse assurer le transfert DMA. On a l'habitude d'appeler ce processus "cycle de vol" parce que la CPU libère le bus du système pendant la durée du transfert.

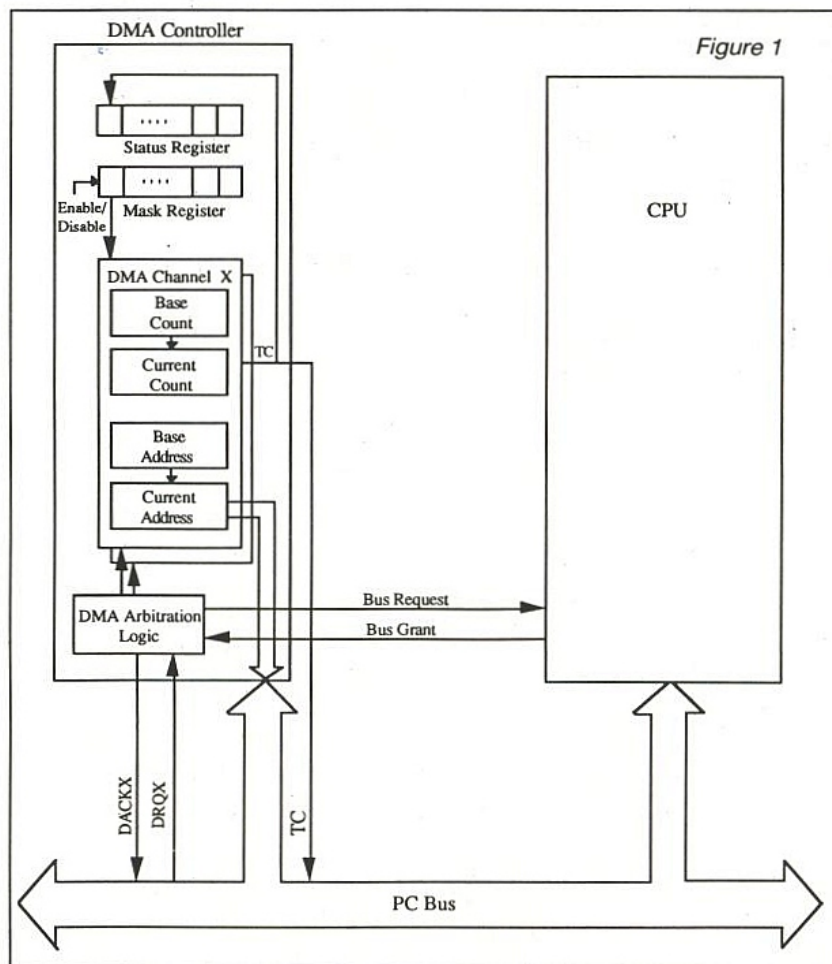
Cependant, ce terme n'est plus vraiment approprié compte tenu des hautes performances atteintes par les nouveaux PC. Les nouvelles architectures utilisent en effet des mémoires caches pour la CPU, ce qui permet au contrôleur DMA de travailler en parallèle avec ces dernières.

En mode bus esclave, le contrôleur DMA est géré par la CPU qui programme ses registres inter-

nes pour assurer le transfert. Les registres des adresses de source et de destination, les registres de compteurs de transfert pour chaque canal, ainsi que les registres de contrôle et de status pour l'initialisation, la vérification et l'exécution de l'opération constituent les registres internes.

Les transferts DMA ; types et modes de fonctionnement

Il existe autant de contrôleurs DMA que de types de transferts et que de nombre de canaux qu'ils sont à même de gérer. Les deux types de transfert sont le "flyby DMA et le fetch-and-deposit DMA transfers" (à la volée et en mode aléatoire). Les trois modes les plus courants sont, "single, block et demand transfer mode" (à l'unité, par block et transfert à la demande). En travail à la volée, le circuit demandeur adresse une requête DMA sur la ligne de requête du canal approprié. Le contrôleur DMA réagit en retirant le contrôle du bus système à la CPU, et en libérant l'adresse mémoire pré-programmée. Simultanément, le contrôleur DMA envoie un signal d'accusé de réception (DMA acknowledge signal) au circuit demandeur.



Ce signal prévient le circuit qu'il peut diriger les données vers le bus système, ou qu'il peut aiguiller les données en provenance du bus système, en fonction du sens du transfert. En d'autres termes, un transfert DMA à la volée ressemble à un cycle de lecture/écriture de mémoire, le contrôleur fournissant les adresses, et le circuit d'entrées/sorties lisant et écrivant les données. Les transferts en mode à la volée sont très efficaces parce qu'ils ne réclament qu'un cycle de mémoire par transfert de données. Malheureusement, il n'est pas possible d'effectuer des transferts de mémoire à mémoire sous ce mode. La **figure 2** illustre le protocole utilisé au cours de transferts DMA en mode à la volée.

Le second mode de transfert est appelé double cycle, double adresse, ou plus couramment mode aléatoire. Comme certaines de ces dénominations le laissent entendre, ce type de transfert requiert deux cycles mémoire ou deux cycles d'entrées/sorties. La donnée à transférer est tout d'abord lue depuis le circuit d'entrées/sorties ou depuis la mémoire vers un registre de donnée temporaire interne du contrôleur DMA. La donnée est ensuite écrite dans une mémoire ou sur le circuit d'entrées/sorties au cours du prochain cycle.

La **figure 3** montre le protocole employé par le mode de transfert aléatoire. Bien que moins efficace que le mode à la volée, parce que le contrôleur DMA utilise deux cycles, et mobilise donc le système bus plus longtemps, ce type de transfert est utile pour interfacer des circuits divers avec des bus de données de formats différents. Par exemple, un contrôleur DMA peut assurer deux lectures de fichiers 16 bits suivies d'une écriture au format 32 bits. Un contrôleur DMA acceptant ce type de transfert dispose de deux registres d'adresse par canal (source et destination) et un registre de formats de bus, en plus des habituels registres de comptage et de contrôle. Contrairement au mode à la volée, ce type de transfert est bien adapté aux transferts de mémoire à mémoire.

Outre les types de transferts, les contrôleurs disposent de différents modes, parmi lesquels les modes "single, block" et demand" sont les plus courants. Le transfert à l'unité (single) n'effectue qu'un transfert pour cha-

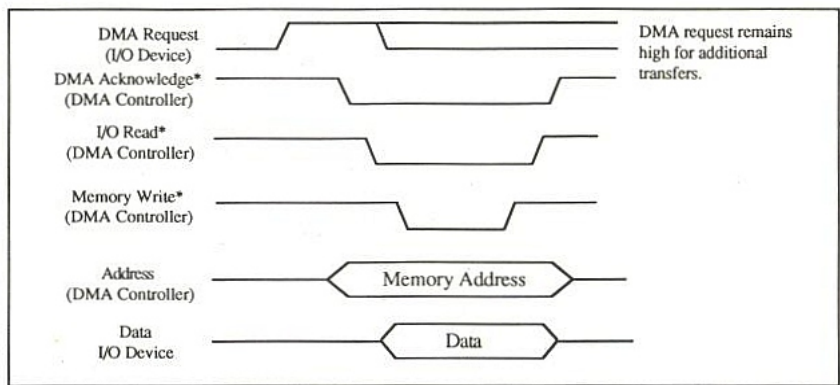


Figure 2

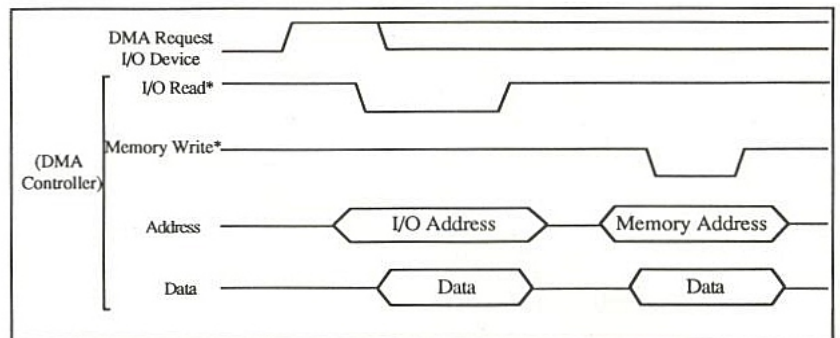


Figure 3

que requête DMA. Ce mode est le plus lent parce qu'il oblige le contrôleur à surveiller le bus système à chaque transfert. Cette surveillance ne pose pas d'inconvénient majeur sur un bus raisonnablement encombré, mais peut poser des problèmes de délai quand il est occupé par un grand nombre de circuits. Les modes par block ou à la requête fournissent un meilleur débit parce qu'ils permettent au contrôleur DMA d'effectuer de multiples transferts, dès lors qu'il a pris le contrôle du bus. En mode par block, le contrôleur DMA effectue la séquence complète des transferts telle qu'elle est définie dans le registre de comptage, à la plus grande vitesse possible, en réponse à une unique requête du circuit d'entrées/sorties. En mode requête, le contrôleur assure le transfert à la plus grande vitesse possible aussi longtemps que le circuit maintient sa requête. Lorsque le circuit cesse d'être demandeur, le transfert cesse.

FONCTIONNEMENT DU CONTRÔLEUR DMA

Le contrôleur DMA sauvegarde les adresses programmées et le comptage dans les registres de base, et conserve une copie des informations dans les registres d'adresse et de comptage cou-

rants (comme indiqué sur la **figure 1**). Chaque canal est activé ou désactivé par un registre masque. Lorsque le DMA est lancé par une écriture dans les registres de base et par l'ouverture du canal DMA, les registres courants sont chargés à partir des registres de base. A chaque transfert DMA, la valeur dans le registre d'adresses courant est dirigé vers le bus d'adresse, et le registre d'adresse est automatiquement incrémenté ou décrémenté. Le registre de comptage courant détermine le nombre de transferts restant à effectuer, et est automatiquement décrémenté après chaque transfert. Lorsque la valeur dans le registre de comptage courant passe de 0 à -1, un signal de fin de comptage (terminal count TC) est émis, signifiant que la séquence de transfert est complète. Le plus souvent, les contrôleurs DMA génèrent un signal TC "hardware" au cours du dernier cycle d'une séquence de transfert DMA.

Ce signal peut être exploité par les circuits mis en œuvre au cours du transfert DMA. Le contrôleur DMA a besoin d'être reprogrammé lorsque le canal DMA atteint le comptage de fin. C'est la raison pour laquelle le contrôleur DMA utilise un peu de temps CPU, mais infiniment moins que ce qui est pris à la CPU pour assurer des interrup-

tions. Lorsque le canal DMA atteint le TC, le microprocesseur peut avoir à reprogrammer le contrôleur DMA pour des transferts supplémentaires. Certains contrôleurs interrompent le processeur à chaque fois qu'un canal a terminé sa session. Cependant certains autres disposent d'un mécanisme assurant une reprogrammation automatique du canal DMA lorsque la séquence de transfert est achevée. Ces mécanismes comprennent une auto-initialisation et un chaînage des buffers. Le dispositif de réinitialisation renouvelle la séquence de transfert en rechargeant les registres courants du canal DMA depuis les registres de base à la fin d'une séquence de transfert et en revalidant le canal. Le chaînage de buffers est très pratique lorsqu'il s'agit de transférer des blocs de données vers des zones discontinues de buffers, ou pour pratiquer des acquisitions de données doublement bufférisées. Au cours d'un chaînage de buffers, un canal bloque la CPU et est programmé avec l'adresse et le comptage suivant pendant que le transfert DMA est exécuté sur le buffer courant. Certains contrôleurs réduisent au maximum les interventions de la CPU grâce à un registre d'adresses chaînées qui pointe une table de contrôle de chaîne en mémoire. Ensuite, le contrôleur DMA charge ses propres paramètres de canal depuis la mémoire. En général, plus les contrôleurs DMA sont sophistiqués, moins la CPU est sollicitée. Un contrôleur DMA dispose d'un ou plusieurs registres "status" qui sont lus par la CPU afin de déterminer l'état de chaque canal DMA. Typiquement, le registre de statuts indique si une requête DMA occupe un canal, ou bien si un canal a atteint le signal TC. La lecture du registre de statuts clarifie souvent le dernier comptage dans le registre, ce qui peut conduire à des problèmes lorsque plusieurs programmes tentent d'utiliser différents canaux DMA.

DMA sur le PC

Tous les contrôles DMA dont il est fait mention ici font référence au contrôleur DMA 8237A d'Intel, utilisé dans le PC d'IBM d'origine. Ce contrôleur DMA dispose de quatre canaux avec une adresse mémoire sur 16 bits et un registre de comptage d'octets

pour chaque canal. Le registre de comptage à 16 bits limite la longueur d'une séquence pré-programmée de transfert DMA à 64 kilo-octets. Il a fallu ajouter, pour le PC, un registre de pages externe au 8237A sur 8 bits afin de lui permettre de passer d'une adresse mémoire sur 16 bits à 24 bits.

En raison de cette extension, les séquences pré-programmées de transfert DMA ne peuvent dépasser 64 kilo-octets en limite de page parce que le registre de pages n'incrémente plus lorsque le registre d'adresses atteint OFFFHH. Le 8237A implémente les modes de transfert DMA en "single", "block" et "on demand". Le PC utilise deux des canaux DMA, un canal pour assurer les transferts de données depuis le floppy vers la mémoire et vice-versa (canal 2), et l'autre canal pour effectuer les cycles de rafraîchissement mémoire (canal 0). Les canaux restants sont laissés libres pour les cartes d'entrées/sorties enfichées sur le bus, tels que les périphériques de communication par exemple. Le canal d'entrées/sorties du bus PC reconnaît les signaux TC, les signaux de requête DRQX, d'accusé de réception DMA DACKX*, où X représente le numéro de canal DMA. Le 8237A du PC fonctionne sur 8 bits, en transfert à la volée, parce que le PC dispose d'un bus sur 8 bits. Lorsqu'un circuit nécessite un transfert DMA, le circuit délivre un DRQX. Ensuite le contrôleur DMA donne l'adresse mémoire convenable sur le bus, et émet un DACKX*, une ou plusieurs fois. L'émission indique au circuit d'entrée/sortie qu'il doit écrire ou lire des données comme il le lui est spécifié par les signaux de contrôle. Si le transfert est le dernier de la séquence, un signal TC est émis avec le dernier DACKX*. En plus du mode de transfert à la volée d'un circuit vers la mémoire, le 8237A dispose d'un mode de transfert spécial de mémoire à mémoire qui utilise deux canaux DMA pour transférer des données d'un buffer mémoire vers un autre.

Dans un PC, le 8237A est cadencé à 4,77 MHz et la vitesse de transfert peut aller jusqu'à 900 kilo-octets/s en mode de transfert à la demande.

ISA (PC AT) Amélioration du fonctionnement des DMA

L'architecture des standards industriels sur 16 bits (ISA), ou les PC AT, permettent d'étendre le nombre des canaux DMA à sept. Deux contrôleurs Intel 8237A-5 sont alors montés en cascade, et chaque puce dispose de 4 canaux. Les canaux 0 à 3 sont fournis par le premier contrôleur DMA qui implémente les 8 bits indispensables au mode de transfert flyby du PC entre un adaptateur entrées/sorties sur 8 bits ou un système mémoire sur 8 ou 16 bits.

Le second contrôleur dispose des canaux 4 à 7. Le canal 4 est réservé au fonctionnement du montage en cascade, et n'est donc pas disponible en usage courant. Les canaux 5, 6 et 7 implémentent 16 bits, pour les transferts en mode flyby vers un dispositif d'entrées/sorties sur 16 bits ou un système mémoire lui aussi sur 16 bits. Les registres de comptage du second contrôleur fonctionnent comme des registres de comptage de mots sur 16 bits et les adresses A 1 à A 16 sont écrites dans les registres d'adresse.

Les registres de pages occupent sept bits de l'adresse de 24 bits, et l'adresse A 0 est fixée à zéro. En conséquence, la taille des transferts est étendue à 128 kilo-octets et les transferts DMA ne peuvent pas dépasser cette limite de 128 koctets.

Sur un bus ISA de 8 MHz, le 8237A fonctionne à 4 MHz (sa limite d'horloge est de 5 MHz) ce qui traduit par un taux de transfert de 800 koctets/s, en mode demande pour des transferts sur 8 bits, et de 1,6 Moctets/s pour des transferts sur 16 bits.

Les taux de transfert maximum sont limités par les impératifs de rafraîchissements mémoire, aussi bien dans le cas du PC que dans celui des ordinateurs ISA. Un cycle de rafraîchissement mémoire doit être exécuté toutes les 15 µs. Un circuit affecté à un transfert DMA en mode demande doit délibérément émettre un DRQ et abandonner le bus toutes les 15 µs afin de permettre un rafraîchissement de la mémoire. Avec la version ISA, le mode de transfert par bloc n'est pas très indiqué parce que le 8237A conserve le contrôle du bus aussi longtemps que la séquence n'est pas terminée, et il n'est possible d'effectuer que 24 transferts ISA en 15 µs.

Les transferts DMA continus étant difficiles à implémenter, et de multiples circuits étant susceptibles d'utiliser le contrôleur DMA, il est indispensable de bufferiser les circuits d'entrées/sorties, tout particulièrement lors d'applications pouvant poser des problèmes de timing, telles la génération de dessins asservie à un compteur, et où les données doivent être fournies à cadence constante.



Implémentation des DMA "micro-canal"

La version du contrôleur DMA micro-canal est une évolution du contrôleur ISA, et plusieurs modifications significatives lui ont été apportées. Le micro-canal dispose de huit canaux DMA capables d'assurer le transfert des données aussi bien sur 8 bits que sur 16 bits. Le micro-canal n'utilise pas de signaux DRQ et DACK* dédiés. Il utilise à leur place les signaux d'arbitrage du bus-maître pour les requêtes DMA, selon le même protocole que celui utilisé par ce dernier. En d'autres termes, ce n'est pas le circuit d'entrées/sorties qui contrôle le bus, le contrôleur DMA reconnaît le niveau d'arbitrage, devient bus maître, et effectue un transfert en mode aléatoire. Ce transfert consiste en un cycle mémoire suivi d'un cycle entrées/sorties, ou vice-versa ; il effectue un stockage temporaire des données entre les cycles. Le circuit d'entrées/sorties peut utiliser les signaux d'arbitrage comme signaux d'accusé de réception DMA durant les cycles d'entrées/sorties, la programmation de chaque canal est donc identique à celle employée en standard ISA. Le contrôleur DMA peut, de plus, effectuer l'adressage du circuit d'entrées/sorties, au cours d'un cycle entrées/sorties.

Le contrôleur dispose d'un jeu de registres compatibles avec le contrôleur ISA, avec en plus des registres et des modes de programmation étendus. En mode de programmation étendue, le contrôleur dispose de registres d'adresse mémoire sur 24 bits réels (plein adressage de 16 M octets) et de registres d'adresse d'entrées/sorties sur 16 bits. C'est pourquoi le contrôleur n'a

pas les limitations de transfert du standard ISA à 64 ou 128 k octets, ni les limitations d'adressage de pages. Le contrôleur accepte les transferts en mode simple, ou en mode demande.

Le micro canal est affecté de quelques restrictions que l'on ne rencontre pas sur la version ISA. Le mode d'auto-initialisation n'est pas supporté, et chaque canal est automatiquement invalidé lorsqu'il atteint TC. En conséquence, le contrôleur DMA doit être reprogrammé à chaque fois avec une adresse et un comptage identiques. Par ailleurs, le circuit d'entrées/sorties doit reconnaître l'intervention TC, et ne doit pas imposer d'autres requêtes DMA, tant que le canal n'est pas programmé et validé ; autrement une erreur système est déclarée très rapidement. Sur la version ISA, le contrôleur DMA autoinitialise et poursuit le transfert de données, ou ignore la requête tant que le contrôleur n'est pas reprogrammé. Ces deux limites rendent l'écriture du soft plus délicate pour le micro-canal que pour le circuit ISA.

Le contrôleur DMA micro-canal peut atteindre une vitesse maximale de transfert voisine de 5 M octets/s. Le débit global du bus est légèrement réduit par l'arbitrage qui intervient en série avec les transferts de données. Tout comme sur la version ISA, un cycle de rafraîchissement mémoire est effectué toutes les 15 μ s, ce qui tend à réduire la vitesse de transfert des données. En outre part, il est nécessaire de bufferiser dans tous les cas d'opérations DMA où la cadence d'horloge est critique.

Extensions EISA sur la version ISA

Au lieu de se présenter comme un circuit intégré périphérique comme le 8237A, le contrôleur DMA destiné au bus EISA (extended industry standard architecture) est intégré dans un chip multi-fonctions. En tant que circuit multi-fonctions, le contrôleur DMA fait partie du jeu de circuits intégrés EISA installé sur la carte mère des ordinateurs EISA. La section DMA du circuit intégré est une version évoluée des contrôleurs DMA utilisés avec les ordinateurs PC/AT (ISA). La compatibilité du contrôleur EISA est totale au niveau du soft avec la version ISA ; il dispose des mêmes fonctions, à l'exception toutefois du transfert de mémoire

à mémoire qu'il ne supporte pas.

Chaque canal implémente les modes de transfert simples, par bloc et sur requête, tous ceux-ci étant exécutés à la volée. Les séquences de programmation présentent quelques particularités (pour des raisons de compatibilité de softs), et sont différentes de celles employées au cours des programmes ISA.

Le contrôleur DMA EISA est infiniment plus puissant que son homologue ISA. Il dispose de sept canaux, et chacun d'entre eux accepte un adressage sur 32 bits réels (4 giga-octets), des transferts de données sur 32 bits, et un comptage de mots de 24 bits par octet. Comme sur la version micro-canal, le système d'adressage réel élimine la nécessité de disposer d'un registre de page, et la reprogrammation du canal DMA qui s'ensuit pour franchir les limites de page. Le registre de pages figure malgré tout, pour des raisons de compatibilité avec le soft ISA.

Un registre de comptage sur 24 bits signifie qu'un canal peut être programmé pour assurer des transferts de données de plus de 16 M octets. Chaque canal peut assurer des transferts de données sur 8, 16 ou 32 bits. Le contrôleur DMA EISA accepte aussi un formatage dynamique du bus, ce qui rend possible le transfert de données entre des circuits dont les bus présentent des formats de données différents. Avec le contrôleur DMA EISA, un circuit d'entrées/sorties peut gérer la ligne TC afin de terminer une séquence de transfert aussi rapidement que possible, et le contrôle du transfert est assuré par les requêtes issues du soft.

Le contrôleur DMA EISA permet une amélioration significative des vitesses de transfert par rapport à la solution ISA. La plupart des nouveaux taux de transfert sont utilisables avec les cartes de timing DMA différents : compatible ISA, type A, type B et type C (burst). Les différentes vitesses maximales de transfert figurent dans le **tableau 1**.

En supplément des scénari standards "transfer-the buffer et terminate-or-autoinitialize" le contrôleur DMA EISA accepte certains modes de terminaison très pratiques, parmi lesquels le mode de chaînage des buffers, et le mode des buffers en anneaux.

En mode de chaînage des buffers, le contrôleur DMA interrompt le processeur pour obtenir une nouvelle adresse de buffer, et effectue un comptage chaque fois que les registres d'adresse sont rechargés à partir du jeu de registres de base. Sous ce mode, de nombreux buffers peuvent être chargés et vidés avec un minimum d'interventions de la CPU et sans attente entre les buffers. Le mode buffers en anneau est une amélioration du mode d'auto-initialisation. Un registre d'arrêt peut être programmé avec une adresse qui est comparée au registre d'adresse courant. Si une égalité est détectée, le contrôleur DMA cesse les transferts jusqu'à ce que le registre d'arrêt soit reprogrammé. Ce dernier mode peut être utilisé parallèlement au mode d'auto-initialisation, afin de créer un système tampon circulaire, et d'éviter ainsi tout effacement accidentel des données.

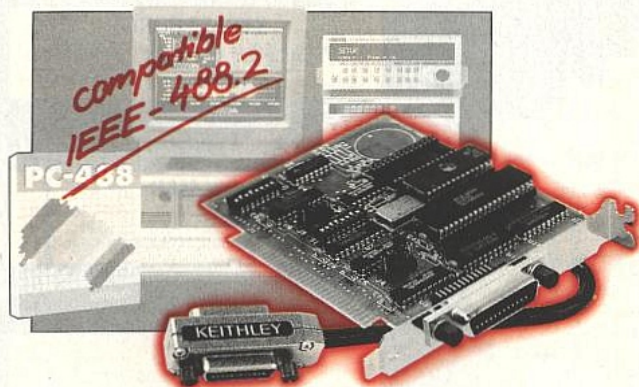
De "DMA Fundamentals on various PC Platforms. A.-F. Harvey **National Instruments**. Adaptation R. Schnebelen.

DMA Cycle Type	Transfer Rate (Mbytes/sec)	Compatibility
ISA-Compatible : 8 bits 16 bits	1,0 2,0	A11 ISA computers A11 ISA computers
Type A : 8 bits 16 bits 32 bits	1,3 2,6 5,3	Most ISA computers Most ISA computers EISA computers only
Type B : 8 bits 16 bits 32 bits	2,0 4,0 8,0	Some ISA computers Some ISA computers EISA computers only
Type C (Burst) : 8 bits 16 bits 32 bits	8,2 16,5 33,0	EISA computers only EISA computers only EISA computers only

Tableau 1 : Modes d'horloge DMA et vitesses de transfert.

INTERFACES DE BUS IEEE-488.2

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



- **Driver intégré** supporte langages programmation : GW/Quick/Turbo/True BASIC, C μ Soft, Turbo/Quick C, Quick/Turbo Pascal, FORTRAN μ Soft, RM/FORTRAN, Assembleur, DOS, OS/2, Windows, ASYST & Viewdac.
- Transfert **DMA** supérieur à 800 K octets/seconde ;
- **Options** Logiciels : « Co-opérateur » générateur d'applications, comporte une bibliothèque de mesures IEEE. Cache RAM...

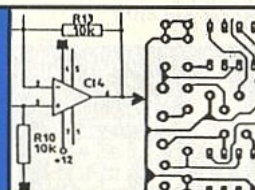
PC-488 : 3 530 F HT franco PS-488 : 4 020 F HT franco

KEITHLEY METRABYTE/ASYST/DAC

Tél. : (1) 60.11.51.55 - Fax : 33 (1) 60.11.77.26

CAO

sur PC/AT et compatibles



COMMENT ECONOMISER ?
SANS COMPROMIS ?

ACHETEZ UN LOGICIEL COMPLET ET COHERENT :
LE TOUT POUR MOINS DE **9000F HT !!**

Saisie de schémas, multifeuilles

« **ISIS DESIGNER +** »



NETLISTS



« **ARES AUTOROUTE** »

routage de circuits-imprimés
multistratégies, multicouches, CMS

▷ PEUT AUSSI AUTOROUTER SUR SIMPLE FACE !

Complet avec ses drivers d'imprimantes, HPGL, Lasers, Gerber, NC-drill, etc.

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

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

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

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

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS

L'impression par jet d'encre selon Hewlett-Packard

Histoire d'un pari réussi

La technologie du jet d'encre présente de nombreuses caractéristiques qui en font une excellente solution pour l'impression de documents, à partir de données en trames, ou de textes. Elle autorise un vaste choix de supports dans une panoplie de feuilles et de rouleaux, tous aisément disponibles. Depuis plus de dix ans, Hewlett-Packard investit dans la recherche et le développement de ce procédé afin de satisfaire à la demande du marché et de concurrencer d'autres technologies ; cette méthode d'impression s'étant avérée fiable et économique, Hewlett-Packard a décidé de l'étendre à toute une gamme de nouveaux produits, et notamment au domaine de l'impression en grand format.



Le traceur HP Design Jet.

Une déjà longue histoire

L'impression de documents au moyen d'un jet d'encre existe depuis plus d'un siècle, puisque Lord Kelvin proposait cette méthode dès 1860 sur un oscillographe. Elle est employée de nos

jours dans de nombreuses applications industrielles, allant du marquage des conditionnements au photocopieurs. Il existe deux catégories de jet d'encre : le jet continu et le jet en gouttelettes.

Dans le premier cas la tête d'impression projette un jet continu d'encre qui est détourné vers une gouttière, puis filtré et renvoyé vers le réservoir lorsque l'imprimante n'est pas appelée à imprimer.

Dans le second cas, des gouttelettes d'encre sont générées à la demande au moment de l'impression ; cette seconde méthode a été développée dans un but de simplification et d'amélioration de la fiabilité du système. Elle fait appel à deux technologies : piézo-électrique ou thermique. Les têtes piézo-électriques sont relativement onéreuses, et sont en général prévues pour une durée de vie égale à celle des machines qu'elles équipent ; l'encre provient d'un réservoir indépendant muni d'un dispositif de remplissage. La technologie thermique est plus simple, plus propre, plus fiable et moins coûteuse. Le réservoir d'encre est inclus dans la tête d'impression ; l'encre située dans la chambre de projection de la cartouche est d'abord chauffée pour atteindre sa température de vaporisation.

Une bulle grossit et est expulsée par un orifice ; lorsque la température diminue, la bulle s'effondre et une petite quantité d'encre est aspirée du réservoir par capillarité. Ce cycle peut se répéter des milliers de fois par seconde. C'est cette technologie que le groupe de recherche Hewlett-Packard a développé, aboutissant à la naissance en 1984 de la première imprimante à jet d'encre de bureau, HP Thinkjet. Depuis cette date, Hewlett-Packard a lancé plusieurs autres produits d'impression par jet d'encre destinés à différents usages : impression monochrome qualité courrier (HP DeskJet), impression graphique couleur professionnelle (HP PaintJet), et enfin un outil CAO grand format, le traceur monochrome HP DesignJet.

Une technologie maîtrisée

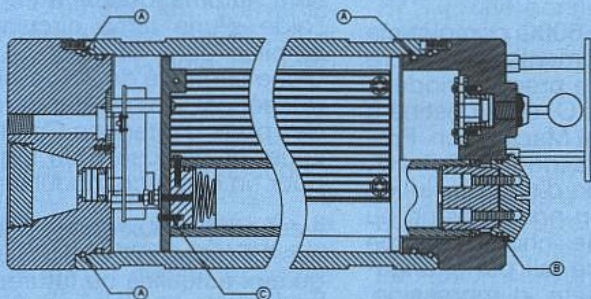
La tête d'impression des produits jet d'encre de HP se compose d'une résistance film mince déposée sur un substrat en silicium, entourée d'un canal d'encre ou chambre de projection ; ces éléments sont soigneusement alignés en direction d'une buse de sortie. Les cartouches les plus récentes qui parviennent à une résolution de 300 points par pouce, comportent 50 buses dont le diamètre est égal à la moitié environ de celui d'un che-

veu. Ces buses sont réparties en deux colonnes de 25 chambres de projection se faisant face, à espacement individuel, avec une fente d'alimentation centrale et un polymère photosensible servant à isoler les résistances les unes des autres.

La barrière de polymère canalise le flux d'encre entre la fente d'alimentation principale et chaque chambre de projection, ce qui évite tout mélange avec les chambres de projection adjacentes. Le système simplifié proposé par HP, qui associe la tête

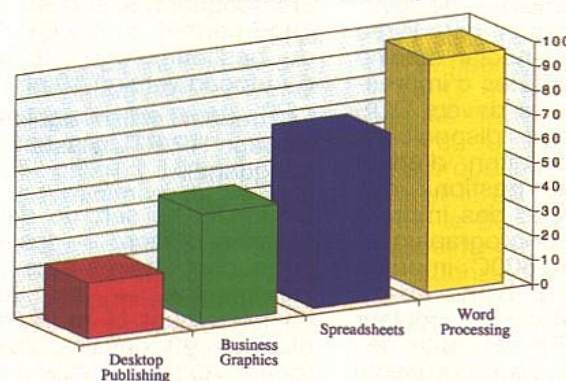


L'imprimante couleur HP pain Jet.



Tête d'impression à jet d'encre.

Application Usage Among Printer Users



This page was created with Microsoft Excel 3.0 and printed on the HP DeskJet 500C.

Résultat obtenu sur l'imprimante couleur à jet d'encre.

d'impression et le réservoir d'encre dans une cartouche indépendante et jetable, représente un gain décisif au niveau de la fiabilité du système ; la tête d'impression est en effet la partie de l'imprimante la plus sujette aux pannes. Par ailleurs, HP a considérablement amélioré la maintenance de ses têtes, à l'aide d'un dispositif qui a pour fonction de les protéger de toute obstruction ; ce dispositif comporte un bouchon en caoutchouc qui évite le séchage des buses et les protège des poussières de papier en le recouvrant si aucune impression n'est demandée ; ce bouchon est équipé d'une pompe péristaltique servant à purger et à rincer les buses sans démontage de la tête d'impression. Une raclette souple élimine la poussière de papier et la repousse dans des pochettes situées de part et d'autre de la tête. A chaque remplacement de la cartouche, la poussière accumulée est donc jetée avec l'ancienne cartouche. Les buses ne peuvent pas être encrassées, la qualité d'impression devient constante et fiable.

Les nouveaux produits HP

La HP Deskjet 500C complète la gamme d'imprimante jet d'encre couleur, dont le premier modèle, HP DeskWriter C, était destiné à l'environnement Macintosh. Proposée à moins de 8 000 F HT, elle est capable d'une résolution de 300 DPI, en noir et blanc ou en couleur ; le choix du type d'impression se fait par changement de la tête d'impression. Cette dernière, en version couleur, comporte trois compartiments contenant chacun une encre de couleur différente (cyan, magenta et jaune), capables de se mélanger sur le support d'impression fournissant ainsi une palette très complète de couleurs. L'imprimante est livrée avec un boîtier spécial destiné au stockage des têtes d'impression. De nombreux drivers DOS sont actuellement disponibles, autorisant la création d'effets particuliers, la gestion des niveaux de gris, et des impressions de qualité photographique. La HP DeskJet 500C imprime une page noir et blanc en 20 secondes et une page couleur en 4 minutes. Elle accepte des supports variés, papier ordinaire ou papier couché, transparents, étiquettes et enveloppes. Elle intègre les mêmes polices de

caractères que l'imprimante HP DeskJet 500, imprimante noir et blanc uniquement, qui continue sa brillante carrière, et est proposée à moins de 5 000 F HT.

Le traceur HP DesignJet permet un rendu de qualité sur la plupart des supports actuellement disponibles. Il intègre un processeur RISCi960 qui offre une résolution de 300 DPI en format A0 en moins de 6 minutes, et de 300 DPI en format A1 en moins de 3 minutes.

C'est le processeur le plus puissant jamais utilisé sur un traceur dans cette gamme de prix. Plus rapide qu'un traceur à plume, c'est l'outil idéal pour de petites équipes d'architectes, de concepteurs en mécanique, génie civil, électricité et cartographie, utilisant des logiciels de CAO sur micro-ordinateurs ou sur stations. Il dispose d'un mode brouillon (300 x 150 ppm), accessible en face avant, destiné à gagner du temps et à économiser de l'encre. Les largeurs des traits sont ajustables de 0,2 mm à 12 mm. Il accepte des supports en rouleaux de 90,7 cm de largeur sur une longueur de 45,7 m ; un film polyester spécial jet d'encre est disponible en rouleaux de 90,7 cm ; les supports sont automatiquement coupés à l'aide d'une lame circulaire, et empilés dans un bac de sortie d'une capacité de 20 dessins. Le traceur est livré en standard avec des ports d'interface Centronics/série, et dispose d'un logement pour un interface modulaire MIO.

Il est adapté aux cartes d'interfaces HP (réseaux ou HP-IB) ainsi qu'aux actuelles ou futures solutions.

la carte interface Ethernet de Novell est disponible en option. Le HP DesignJet utilise le langage graphique standard de HP (HP-GL/2), qui assure performances et simplification d'accès aux fonctions avancées. Ce langage permet au traceur l'emploi du gestionnaire en temps réel d'Autocad version 10 et 11 (ADI).

Le traceur utilise également le langage HP RTL (Raster Transfer Language).

DesignJet se sert de deux cartouches d'encre — les mêmes cartouches noires que sur les imprimantes — qui assurent conjointement la production de plus de 90 dessins filaires au format A0 ; les cartouches sont nettoyées et rangées automatiquement entre deux utilisations ; très silencieux et propre, ne

nécessitant aucune maintenance de la part de l'utilisateur, il constitue l'équipement idéal pour les environnements de bureau. Son prix enfin, compte tenu des performances est attractif puisqu'il se situe aux environs de 99 000 francs.

Hewlett-Packard
HP direct
BP 174
91006 Evry cedex
60.77.30.04
3614 HPDIRECT
Liste des distributeurs agréés :
3616 HPMICRO.

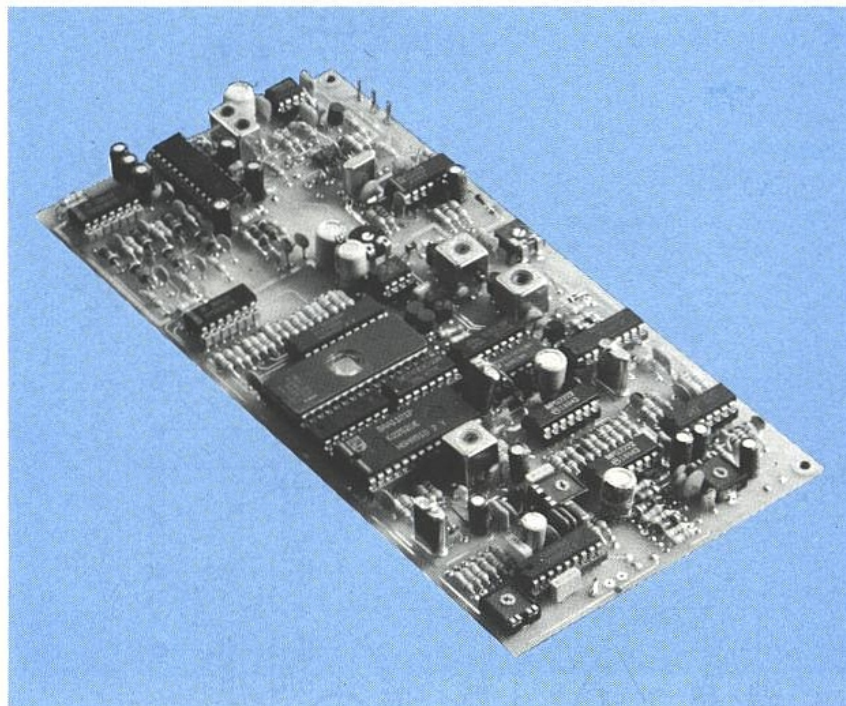


E.T.S.F.
recherche auteurs
dans le domaine
de l'électronique
de loisirs

Ecrire ou téléphoner à
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS
Tél. : (1) 42.00.33.05

■ Emetteur TV 1,3 GHz (2)

Après avoir décrit en détails trois des cartes constitutives de notre émetteur TV 1,3 GHz et plus particulièrement la carte VCO dotée de filtres à lignes, nous abordons dans ce numéro la carte vidéo + son incorporant une mire VGA de test. Comme pour la première partie, la description est émaillée de quelques parties de schéma simulées sous PSPICE.



■ Traitement audio

Générer une sous-porteuse audio à 6,5 MHz et la moduler en fréquence est identique à la conception d'un pilote à 6,5 MHz. On retrouve dans les sous-ensembles classiques :

- VCO,
- PLL,
- préaccentuation,
- étage de sortie.

Le schéma de principe de la circuiterie audio est représenté à la **figure 31**.

Le VCO est bâti autour du transistor JFET Q3, la réaction assurée par les deux condensateurs C43 et C59, la fréquence d'oscillation déterminée par T12, C42 et D2.

Pour améliorer la réponse spectrale de l'oscillateur, il est possible de placer en parallèle sur T12 une résistance d'amortissement comprise entre 4,7 k Ω et 10 k Ω .

Dans ces conditions, le niveau de sortie - source de Q3 - diminue d'une manière importante et devient incompatible avec la sensibilité du synthétiseur Motorola MC 145106.

Le problème pourrait être contourné en plaçant un étage

amplificateur entre la sortie VCO et l'entrée du diviseur.

Cette solution a été écartée au profit d'un concept plus simple. Le prédiviseur de référence interne du circuit Motorola peut prendre deux valeurs : 1024 ou 2048.

Le diviseur programmable peut au maximum prendre la valeur 511. Ces impératifs nous conduisent nécessairement à une valeur de 20,48 MHz pour la valeur du quartz de référence. Nous avons, en effet, choisi une fréquence de sous-porteuse de 6,5 MHz.

Pour une fréquence du quartz de référence de 20,48 MHz, le circuit Motorola doit impérativement être alimenté par une tension de + 12 V. Le prédiviseur de référence étant fixé à 1024, il est clair que la fréquence de comparaison vaut 20 kHz. Dans ces conditions la fréquence maximale synthétisable vaut 511 x 20 kHz, soit 10,22 MHz.

La formule générale liant N et la fréquence du VCO est très simple :

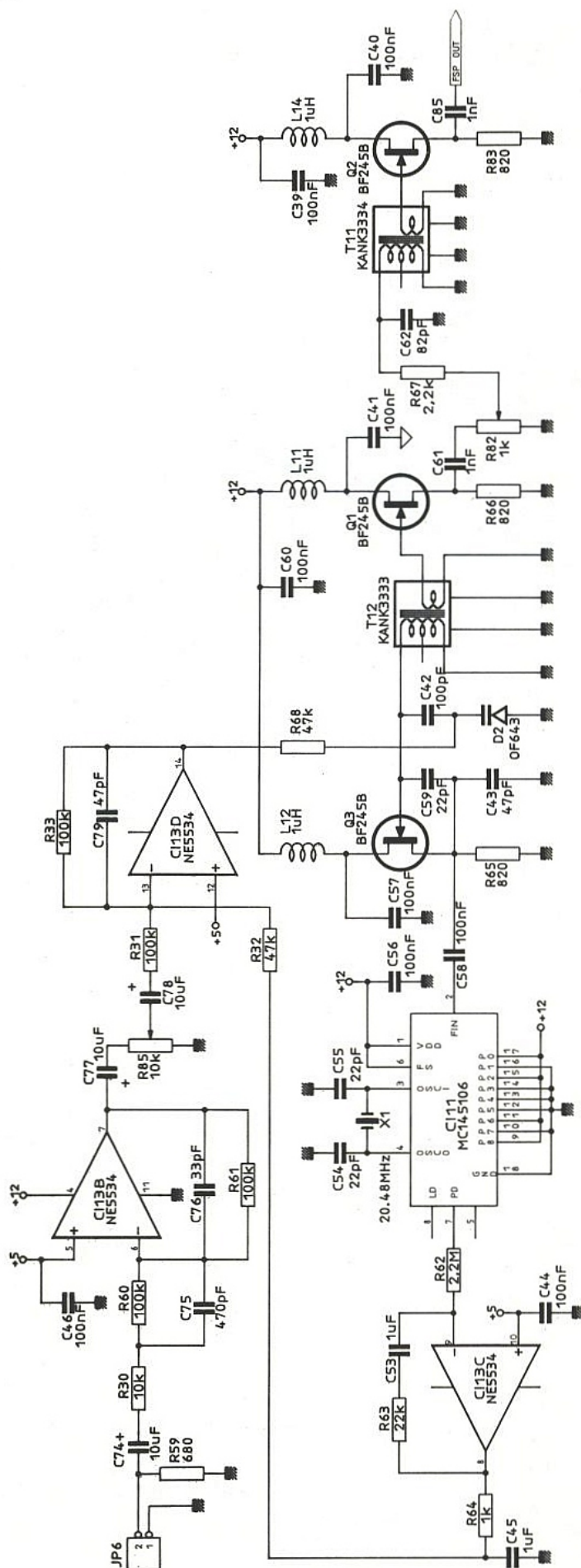


Figure 31

$F(VCO) = 20 \times N$ [kHz]

Pour une sous-porteuse à 6,5 MHz, N vaut 325. La programmation du diviseur N est assurée par le câblage des entrées P0 à P8, ceci signifie qu'il n'est pas possible de modifier simplement cette fréquence. Cette configuration "hardwired" a au moins l'avantage d'écarter les erreurs de programmation. La sortie du comparateur de phase PD est envoyée vers le filtre de boucle. Le VCO devant être modulé par un signal audio - 20 Hz, 15 kHz - la fréquence naturelle de la boucle doit être basse, quelques Hz au maximum.

En d'autres termes, le filtre ne doit pas tenir compte des variations de la fréquence centrale DUES AU SIGNAL AUDIO et en conséquence ne pas tenter de contrecarrer la modulation. Il doit par contre A LONG TERME stabiliser cette fréquence centrale. Ceci signifie aussi que ses temps de réponse et d'acquisition sont longs. Nous reviendrons sur ce point lorsque le temps sera venu de régler le noyau de T12.

La tension continue présente au point commun R64, C45 est amplifiée par IC3D et pilote le VCO.

Traitement BF

Nous sommes encore en présence d'une modulation de fréquence, il est naturel de rencontrer un circuit de préaccentuation. On adopte une valeur traditionnelle : 50 μ s.

La constante de temps est fixée par les éléments R60 et C75. Pour se convaincre de la réponse amplitude-fréquence de ce circuit on a recours, une fois de plus, au simulateur analogique. Le schéma simulé est donné à la figure 32 et le fichier de simulation à la figure 33.

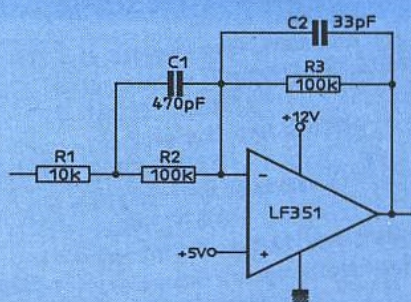


Figure 32

En observant la réponse amplitude-fréquence on note que cette réponse remonte à partir de 3,3 kHz environ et chute au-delà de 50 kHz - R₆₁, C₇₆.

On peut être tout à fait rassuré car ceci était le but recherché.

Le signal modulant traverse l'amplificateur IC_{13D}, la réponse de cet amplificateur est limitée au voisinage de 40 kHz et le signal module finalement le VCO.

Le potentiomètre R₈₅ permet de régler l'excursion autour de la fréquence centrale. Les éléments R₆₈, C₄₃, C₅₉, D₂ et les diverses capacités parasites constituent un filtre passe-bas pour le quel la fréquence de coupure est au-delà de la fréquence audio maximale.

Avant de poursuivre la description, nous vous proposons une réflexion sur le simulateur PSpice et les oscillateurs.

Bien qu'il soit possible de simuler un oscillateur, cette opération n'est pas simple.

Pour ce faire on crée artificiellement un stimulus: "pain sur l'alim" et l'on s'intéresse au signal de sortie avec une analyse transitoire.

Cette astuce permet de simuler des oscillateurs jusqu'à quelques MHz, très éventuellement dizaines de MHz.

Il est hélas impensable de prévoir une analyse en paramétrique dans un but d'optimisation.

L'effet de la modulation est très difficile à observer, et si vous aviez l'idée de simuler un oscillateur à 800 MHz, il vaudrait mieux l'oublier.

Ces caractéristiques ne sont pas dues au programme de calcul lui-même, mais plutôt aux modèles qui ne sont plus adaptés à ces fréquences, et aux machines, insuffisantes tant en rapidité de calcul qu'en mémoire.

Ceci montre évidemment qu'à chaque travail correspond un outil adapté au mieux. PSpice est l'équivalent de l'oscilloscope, si l'on utilise plus fréquemment un analyseur spectre ou de réseau on emploiera un autre simulateur... Mais nous sortons du cadre d'ERP - peut être - car ceux-ci atteignent dix fois le prix de PSpice.

Nous disposons donc d'un signal à 6,5 MHz modulé qui n'attend plus que son traitement final pour participer à l'élaboration du multiplex fréquentiel audio-vidéo.

Le signal de sortie du VCO est prélevé au secondaire du transformateur T₁₂. Le transistor Q₁

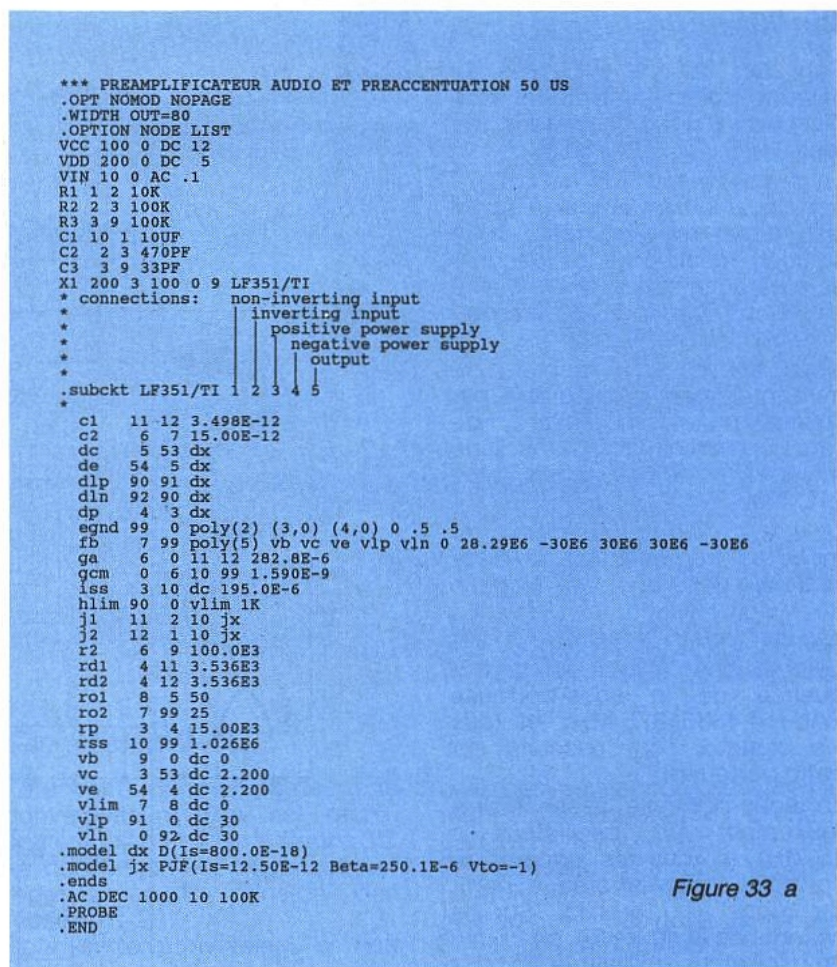


Figure 33 a

est monté en étage suiveur. Le potentiomètre R₈₂ permet d'ajuster le niveau de sous-porteuse, celle-ci est finalement transmise à l'additionneur final via un filtre passe-bande R₆₇, C₆₂ et T₁₁ et un étage tampon Q₂. Nous aborderons les réglages des potentiomètres et des noyaux des selfs à la fin de cette description.

Dans un des paragraphes précédents nous avons vu que le signal vidéo était soit le signal issu d'une caméra soit un signal fabriqué localement.

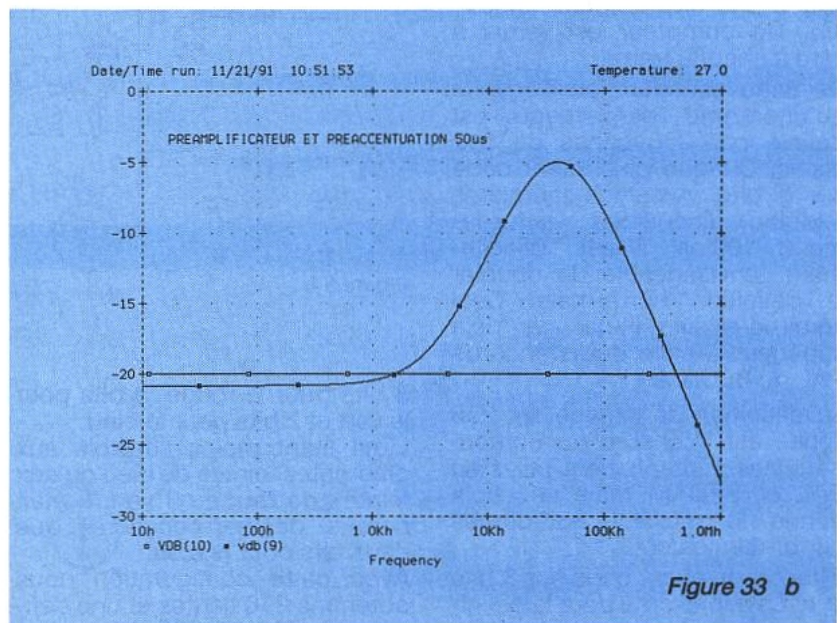


Figure 33 b

Mire VGA

Pour des raisons évidentes de mise au point, il est pratique de disposer d'un signal vidéo de test.

La première solution consiste à remplacer la caméra par le signal issu d'une mire de test. Cette solution, idéale pour les mesures et la caractérisation de la chaîne émission/réception, ne résout pas tous les problèmes.

Nous avons donc conçu une mire totalement configurable par l'utilisateur, l'intégralité de l'image se situant dans une mémoire 1 Mbits du type 27C010.

Le cœur de ce générateur de mires est représenté à la **figure 34**. La génération des signaux de synchronisation est assurée par un circuit Philips SAA 1101.

La fréquence pilote est la fréquence de la sous-porteuse PAL : 4,43361875 MHz et tous les signaux sont asservis sur cette porteuse.

La sous-porteuse asservit premièrement un oscillateur à 15 MHz et tous les signaux de contrôle sont élaborés à partir du signal à 15 MHz. Sur le schéma de la figure 34, on trouve un oscillateur auxiliaire à 10 MHz autour de la porte IC12D.

Le signal à 10 MHz provient, par l'intermédiaire de JP8, soit de l'oscillateur soit d'un comptage sur le 15 MHz.

Le signal à 10 MHz est envoyé vers un compteur 9 bits dit compteur pixel : IC2. Ce compteur est remis à zéro à chaque ligne par le signal de synchronisation ligne.

Le signal de synchronisation ligne est envoyé vers un compteur 8 bits dit compteur lignes : IC3. Ce compteur est remis à zéro à chaque trame.

De cette configuration il résulte qu'une trame - demi-image - est définie par 256 lignes de 512 pixels. Chaque pixel étant codé sur 8 bits. Avec les mémoires 1 Mbits disponibles actuellement, 100 ns, il est "difficilement" envisageable de doubler la définition horizontale. Ceci serait d'ailleurs inutile car déjà supérieur à celle des standards PAL ou SECAM.

La définition de l'image sur 256 lignes est inférieure au nombre de lignes véritablement utiles en PAL et SECAM mais ce choix donne le meilleur compromis performances/coût.

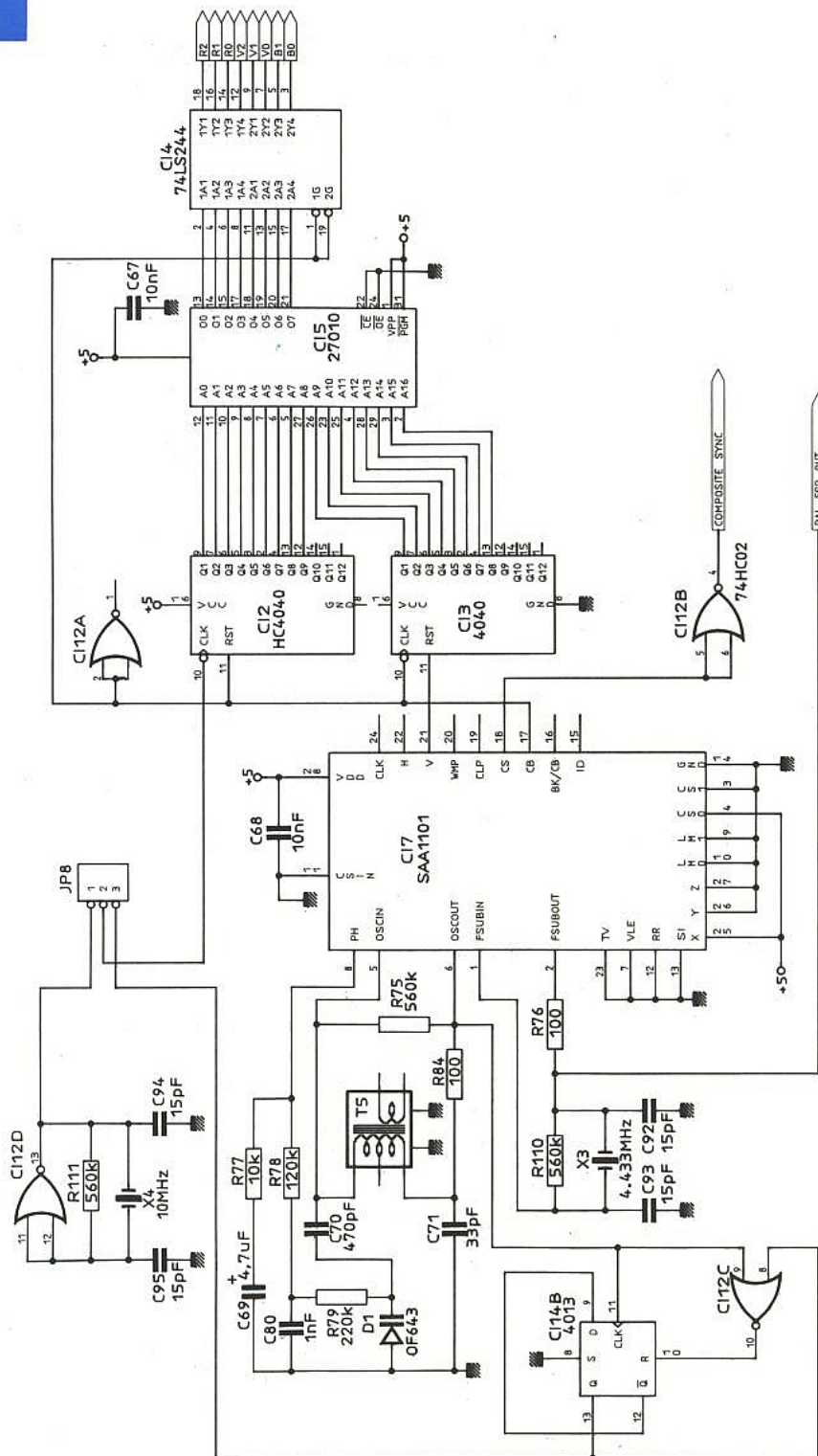
Chaque pixel est codé sur 8 bits et nous avons opté pour la définition mot/pixel suivante :

Figure 34.

3 bits pour le rouge, 3 bits pour le vert et 2 bits pour le bleu. L'œil étant moins sensible aux différentes teintes de bleu qu'aux teintes de rouge ou vert, il était normal de ne consacrer que deux bits pour le bleu. Avec cette configuration nous obtenons 256 teintes et une définition de 512 par 256.

Pour avoir une idée du résultat, on imaginera une image de qualité intermédiaire entre les deux standards VGA 640-480, 256 couleurs et 320-200, 256 couleurs.

Bien évidemment cette mémoire est destinée à contenir une image personnalisée. A moins d'une patience et d'une persévérance.



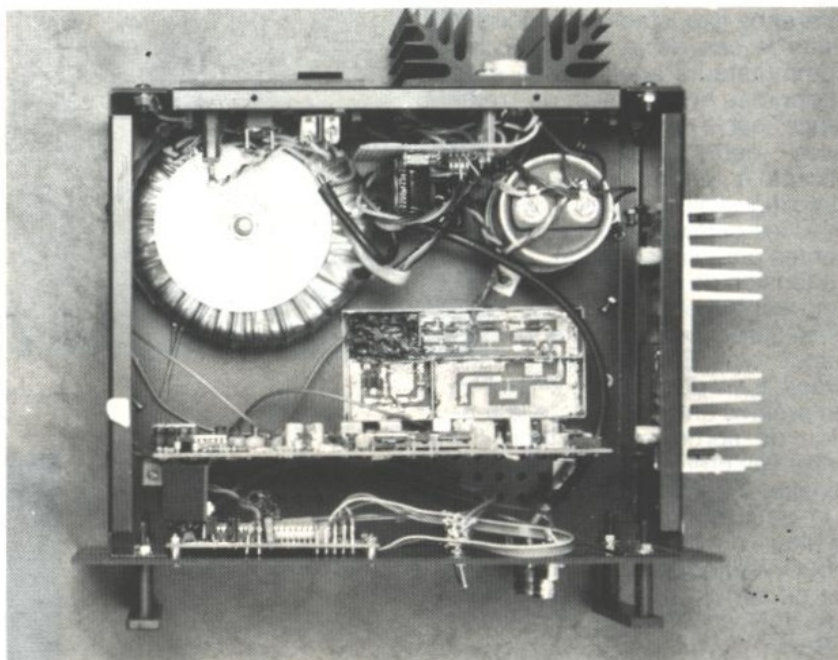
rance exemplaires nous vous déconseillons vivement de programmer l'image pixel par pixel. A titre d'exemple vous pourrez vous procurer, en vous adressant à ERP, un fichier d'exemple. L'image correspondante comprend une mire de convergence en image de fond, une mire de barres de couleurs normalisée et trois bandeaux rouge, vert, bleu mettant en évidence les dégradés de couleur.

Cette mire a été élaborée grâce à un programme écrit en C mais il existe de nombreuses solutions. Il est très certainement envisageable de concevoir une passerelle entre des logiciels de dessin ou d'acquisition d'image. Cette passerelle aura pour but de transformer une image à un format donné PCX par exemple vers le format mémoire 1 Mbits 256 lignes de 512 pixels.

Nous laissons aux brillants informaticiens le choix de la solution et de sa mise en œuvre.

Sur le schéma de la **figure 34**, chaque pixel est codé sur 8 bits or le multiplex est établi à partir d'un signal vidéocomposite PAL. Pour élaborer un signal PAL, il faut premièrement transformer les informations numériques en analogique puis deuxièmement coder R, V, B analogiques en PAL.

Nous décrivons successivement les convertisseurs D-A puis le codeur PAL.



Convertisseur D-A

Le schéma de principe des trois convertisseurs D-A est représenté au schéma de la **figure 35**. La conversion est très simple et repose sur le principe des réseaux R-2R.

Pour cette conversion, si l'on cherche une bonne précision,

celle des résistances est évidemment très importante. D'autre part dans les convertisseurs R-2R habituels, les niveaux de sortie logiques sont utilisés pour fermer ou ouvrir des portes analogiques permettant ainsi d'appliquer au réseau une tension de

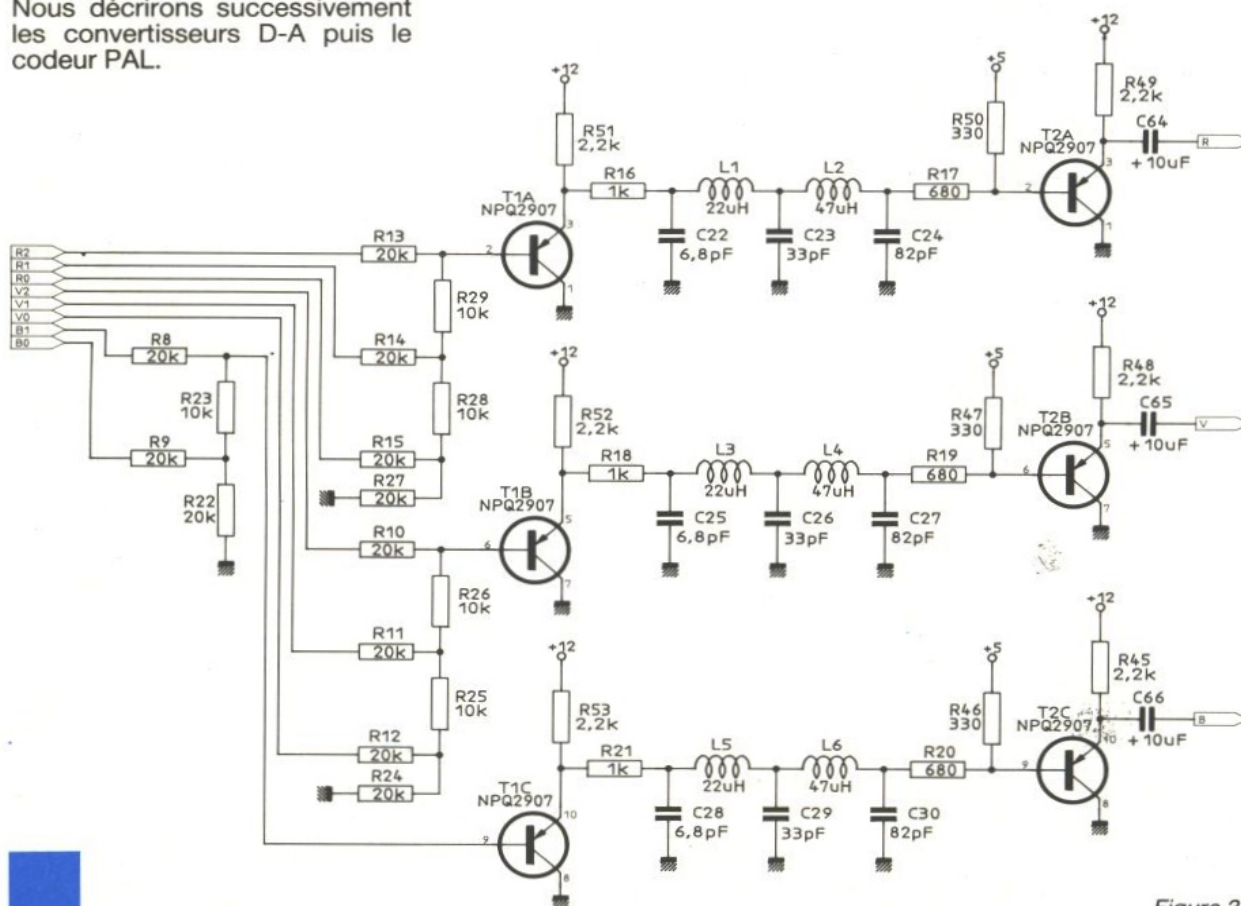


Figure 35.

référence fixe, stable et précise. Dans le cas de la figure 35, les commutateurs analogiques sont supprimés et la tension de "référence" est le niveau logique haut. Avec cette configuration on aboutit à un convertisseur D-A simplifié voire même rustique mais les performances sont suffisantes pour l'application. La tension de sortie du convertisseur est translatée par T₁ A, B, C puis filtrée par un filtre passe-bande type Bessel ordre 5, puis grâce à un pont diviseur R₁₇/R₅₀ on prélève une fraction de la tension de sortie pour obtenir 1 V crête à crête lorsque le mot binaire d'entrée est maximum : 111 pour rouge et vert et 11 pour le bleu.

Pour vérifier le fonctionnement de ce circuit, nous nous livrons, une fois encore, une simulation PSpice.

Le schéma retenu pour la simulation est représenté à la figure 36 et le fichier source de simulation donné à la figure 37.

Pour ce convertisseur D-A trois bits, nous avons trois signaux d'entrée : forme d'onde rectangulaire symétrique aux fréquences f, 2f et 4f.

Dès que l'analyse transitoire est achevée, on observe V(1) point de sommation du réseau R-2R et V(9) sortie du circuit après filtrage.

Le signal de sortie est une rampe constituée de huit marches d'escalier. Avec Probe, en positionnant correctement les deux curseurs disponibles on s'assurera que les marches d'escalier ont toutes la même hauteur.

Les puristes peuvent compléter cette analyse par une analyse statistique sur les valeurs des résistances du réseau R-2R et sur les trois tensions logiques d'entrée V(10), V(20) et V(30).

A la sortie des trois convertisseurs nous avons à disposition les trois signaux analogiques R, V, B que l'on peut envoyer au codeur PAL.

Codeur PAL

Le schéma du codeur PAL est représenté à la figure 38. Une fois de plus nous faisons appel au codeur Sony CXA 1145.

Nous ne nous attarderons pas sur la description de ce composant ayant déjà fait l'objet de publications mais seulement sur les particularités du schéma.

Le circuit codeur Sony reçoit les trois signaux analogiques R, V, B et en provenance du schéma de

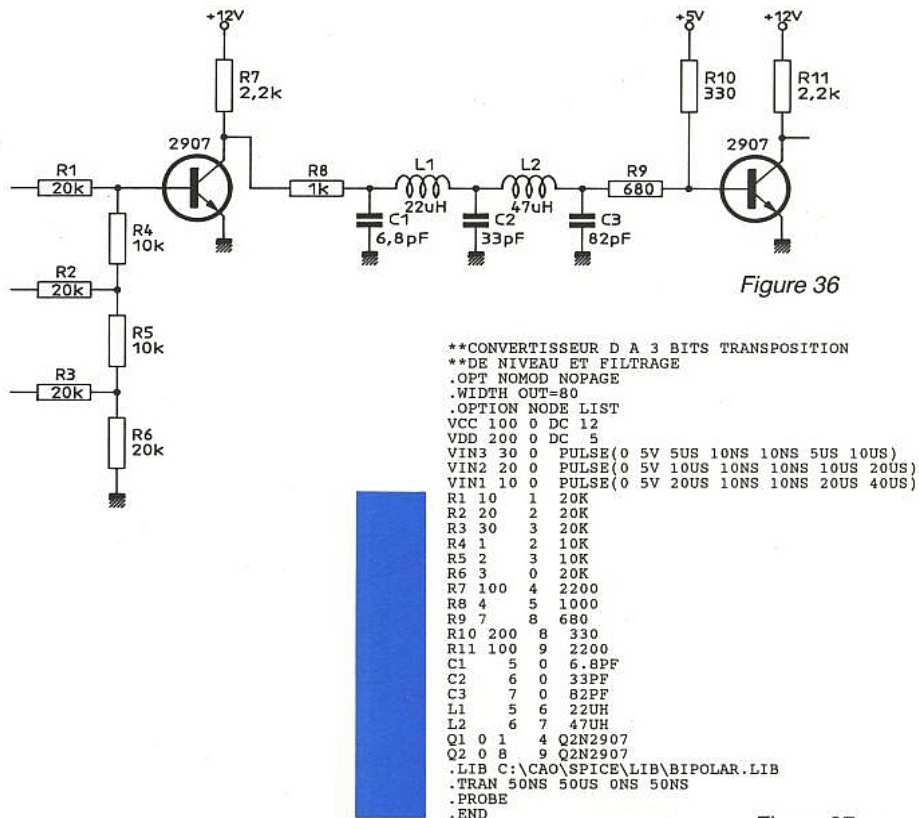


Figure 37 a

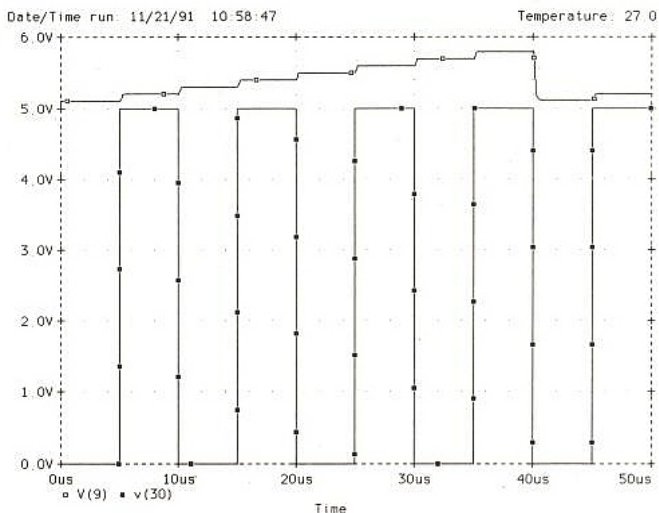


Figure 37 b

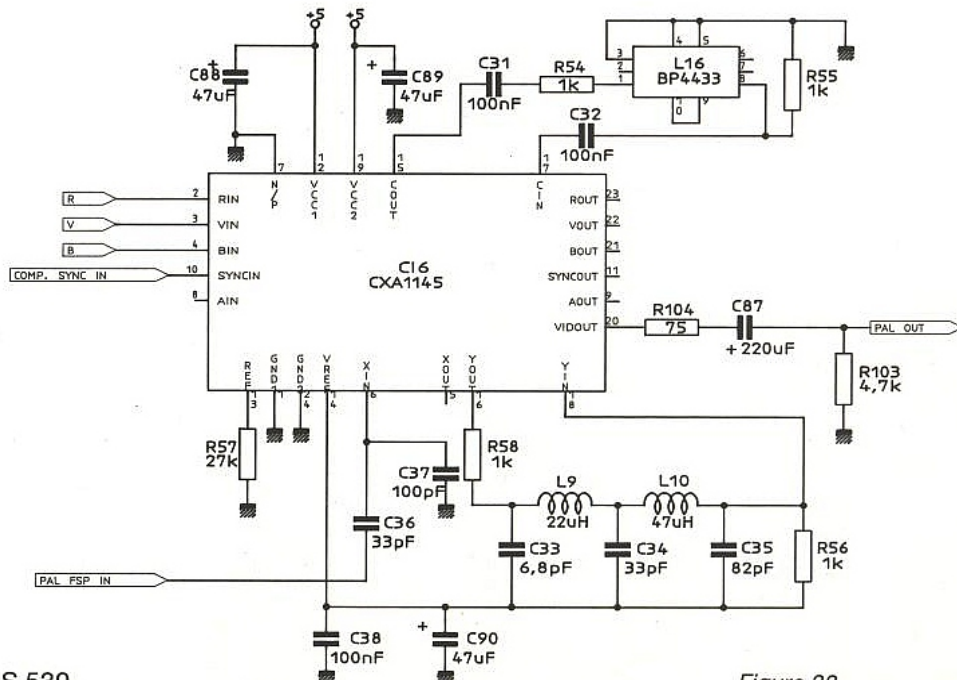


Figure 38

la figure 34, le signal de synchronisation composite et la sous-porteuse PAL.

Le niveau de la sous-porteuse PAL délivrée par le SAA 1101 est incompatible avec le codeur CXA 1145 - trop important.

Pour cette raison, on met en service un atténuateur capacitif C36/C37 à l'entrée du codeur.

Cet atténuateur divise par 4 environ l'amplitude de la sous-porteuse, qui devient alors compatible avec le niveau requis par le codeur Sony.

Le circuit codeur élabore simultanément le signal de luminance et le signal de chrominance : modulation de la sous-porteuse par les signaux différence de couleur.

Le signal de luminance est présent à la broche 16 du circuit et le signal de chrominance à la broche 15.

Le filtre chrominance intercalé entre les broches 15 et 17 du circuit est un filtre Toko W7 K004 spécialement prévu à cet effet.

Pour le filtre luminance nous élaborons un ultime filtre de Bessel d'ordre 5 qui fait l'objet de la dernière simulation de cet article.

Pour cette simulation le schéma retenu est celui de la figure 39 et le fichier correspondant est à la figure 40.

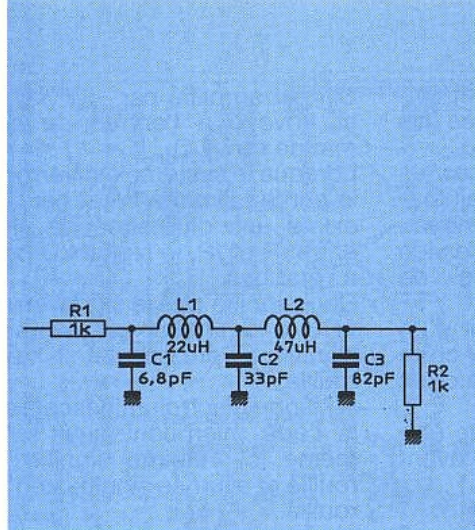


Figure 39

```
*** FILTRAGE PASSE BAS VIDEO
.OPT NOMOD NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OPTION NODE LIST
VIN 1 0 AC .1
R1 1 2 1000
R2 4 0 1000
C1 2 0 6.8PF
C2 3 0 33PF
C3 4 0 82PF
L1 2 3 12UH
L2 3 4 47UH
.AC DEC 1000 10K 100MEG
.PROBE
.END
```

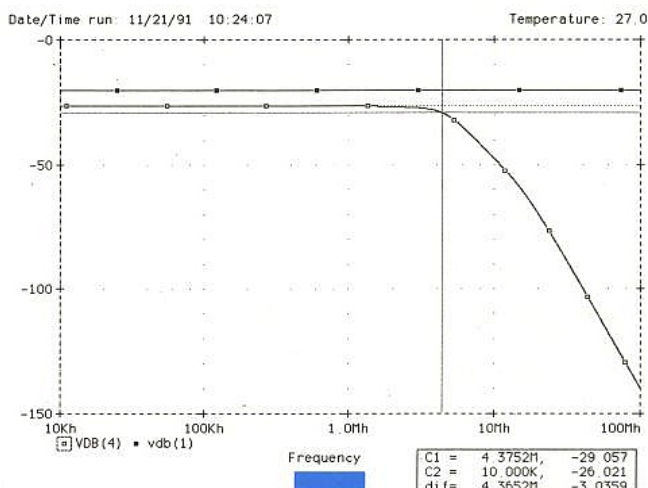


Figure 40 a

Figure 40 b

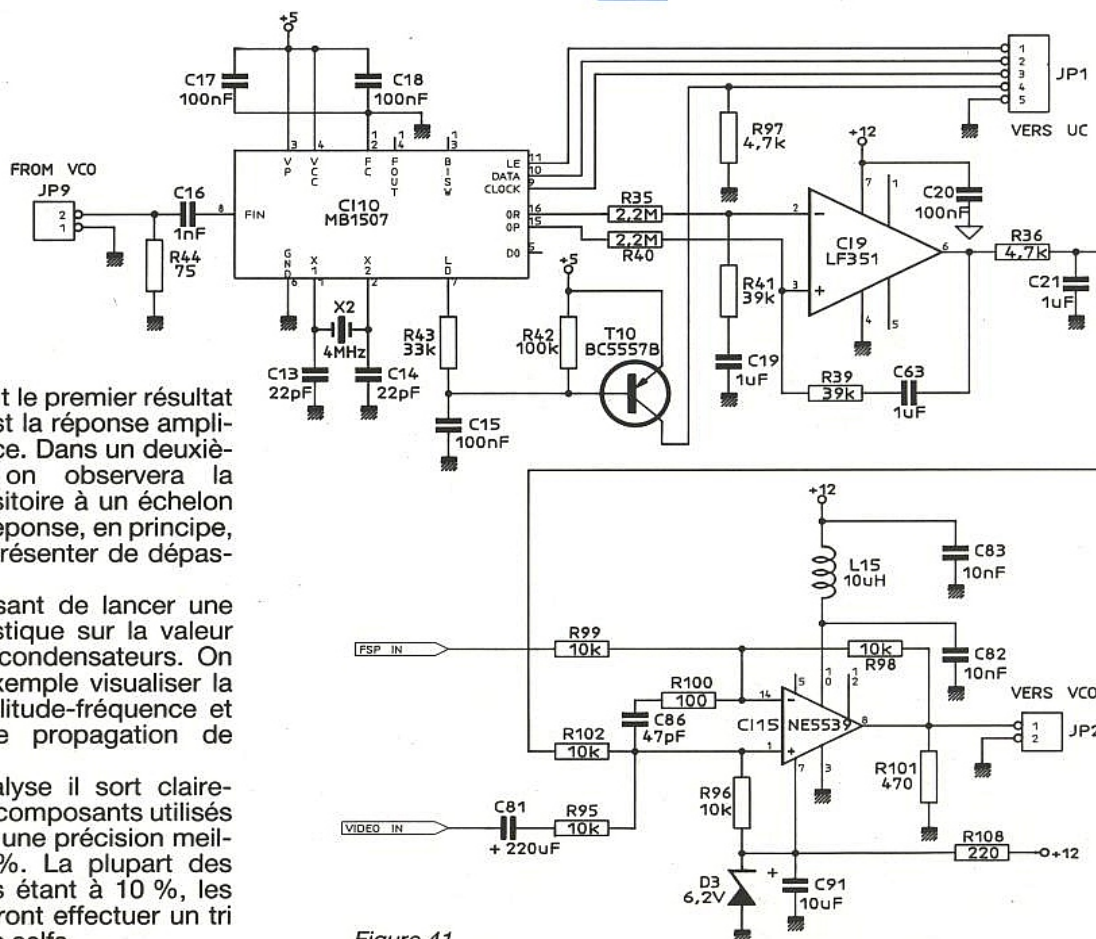


Figure 41

Pour ce circuit le premier résultat intéressant est la réponse amplitude/fréquence. Dans un deuxième temps on observera la réponse transitoire à un échelon unité. Cette réponse, en principe, ne doit pas présenter de dépassement.

Il est intéressant de lancer une analyse statistique sur la valeur des selfs et condensateurs. On pourra par exemple visualiser la réponse amplitude-fréquence et le temps de propagation de groupe.

De cette analyse il sort clairement que les composants utilisés devront avoir une précision meilleure que 5 %. La plupart des selfs moulées étant à 10 %, les puristes pourront effectuer un tri dans un lot de selfs.

Ces remarques s'appliquent évidemment pour tous les filtres mis en service sur le trajet vidéo.

Il est possible de remplacer les selfs fixes par des selfs ajustables pots 10 x 10 ou x 7 à noyau de ferrite mais la mise en service souffre d'une procédure de réglage assez longue.

Nous disposons finalement d'un signal PAL d'amplitude 2 V crête à crête à vide et 1 V crête à crête sur 75 Ohms.

Ce signal pourra bien sûr être visualisé sur un moniteur avant utilisation dans l'émetteur.

PLL et additionneur

Le schéma de principe du circuit PLL Fujitsu associé à l'additionneur recevant le signal vidéo et la sous-porteuse audio est représenté à la **figure 41**.

Pour le VCO rappelons que la pente est positive et donc que la fréquence augmente avec la tension de commande.

Le circuit IC10 MB 1507 reçoit le signal issu du VCO, et les informations de programmation en provenance de la carte équipée d'un contrôleur 8751.

La broche FC du PLL est au niveau logique haut, pente du VCO négative, car le signal de contrôle du PLL est inversé par l'amplificateur U15.

Le signal de sortie du comparateur de phase - D₀, broche 5 du MB 1507 - est envoyé vers le filtre de boucle.

Le VCO devant être modulé par un signal vidéo, la fréquence naturelle de la boucle est très basse, voisine du Hz.

Le signal de commande continu disponible au point commun R₃₆/

C₂₁ est amplifié par - 1 par IC₁₅ et envoyé à l'entrée de commande du VCO.

Lorsque le système est verrouillé, la sortie LD est à l'état haut, si il existe une différence de phase entre f_R et f_P, le signal LD passe à l'état bas.

Ceci signifie que le signal envoyé vers le contrôleur est inversé : 0 signifiant verrouillé et 1 déverrouillé.

La diode électroluminescente sur la carte microcontrôleur suit la même loi : éteinte signifie verrouillé et allumée signifie non verrouillé.

L'addition du signal de commande du PLL, du signal vidéo et de la sous-porteuse audio est assurée par un amplificateur opérationnel ultra rapide : le NE 5539. Pour que cet amplificateur soit stable, un réseau de compensation R₁₀₀ et C₈₆ est placé entre les deux entrées. Dans la mesure du possible, le plan de masse autour du composant sera le plus important possible et le découplage d'alimentation confié à des condensateurs céramique associés à des condensateurs chimiques.

REALISATION PRATIQUE

Tous les composants participant aux fonctions suivantes sont implantés sur une carte double face :

- traitement vidéo,
- traitement audio,
- élaboration du signal PAL local - mire -,
- PLL et additionneur.

Pour cette carte le tracé des pistes côté composants est donné à la **figure 42** et côté soudures à

la **figure 43**. Ces deux figures sont complétées par l'implantation des composants de la **figure 44**.

Les réglages des divers éléments seront décrits ultérieurement, car pour l'instant aucun des sous-ensembles n'est alimenté.

Alimentation

Les tensions et courants d'alimentation sont dus aux deux modules de puissance Mitsubishi.

Pour ces deux modules nous utiliserons deux tensions : + 12,5 V et + 9 V. Le schéma de l'alimentation basse tension résultant de l'adaptation de ces deux tensions est représenté à la **figure 45**.

Le transformateur abaisseur est un modèle 220 V-12 V 470 ou 680 VA. Le signal de sortie est redressé par un pont 10 A ou mieux 25 A et filtré par un condensateur de 15 000 µF/25 V ou deux condensateurs de 10 000 µF/25 V.

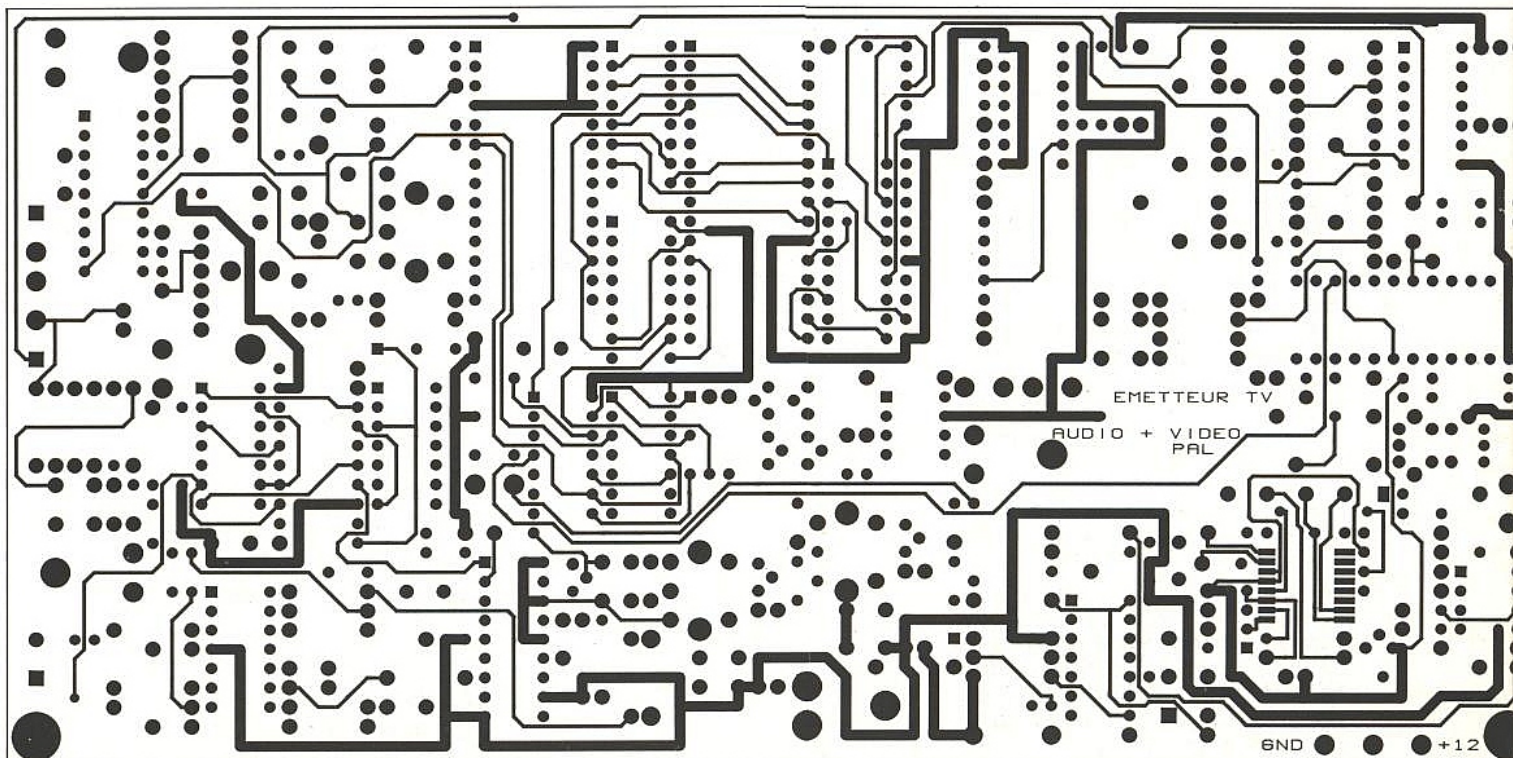
L'alimentation + 9 V est destinée au premier module 1 W et à la carte microcontrôleur. Le régulateur intégré sur la carte microcontrôleur fournit la tension + 5 V à la carte principale.

L'alimentation + 12,5 V est envoyée vers la carte principale, vers la carte VCO et vers l'étage de puissance, module 10 W.

Les alimentations + 12,5 V et + 9 V ont été dimensionnées en conséquence : deux régulateurs LM 338 K en parallèle pour l'alimentation + 12,5 V et un régulateur LM 338 K pour la voie + 9 V.

Les trois régulateurs LM 338 K IC₁, IC₂ et IC₃ sont montés sur un radiateur. Ce régulateur

Figure 42



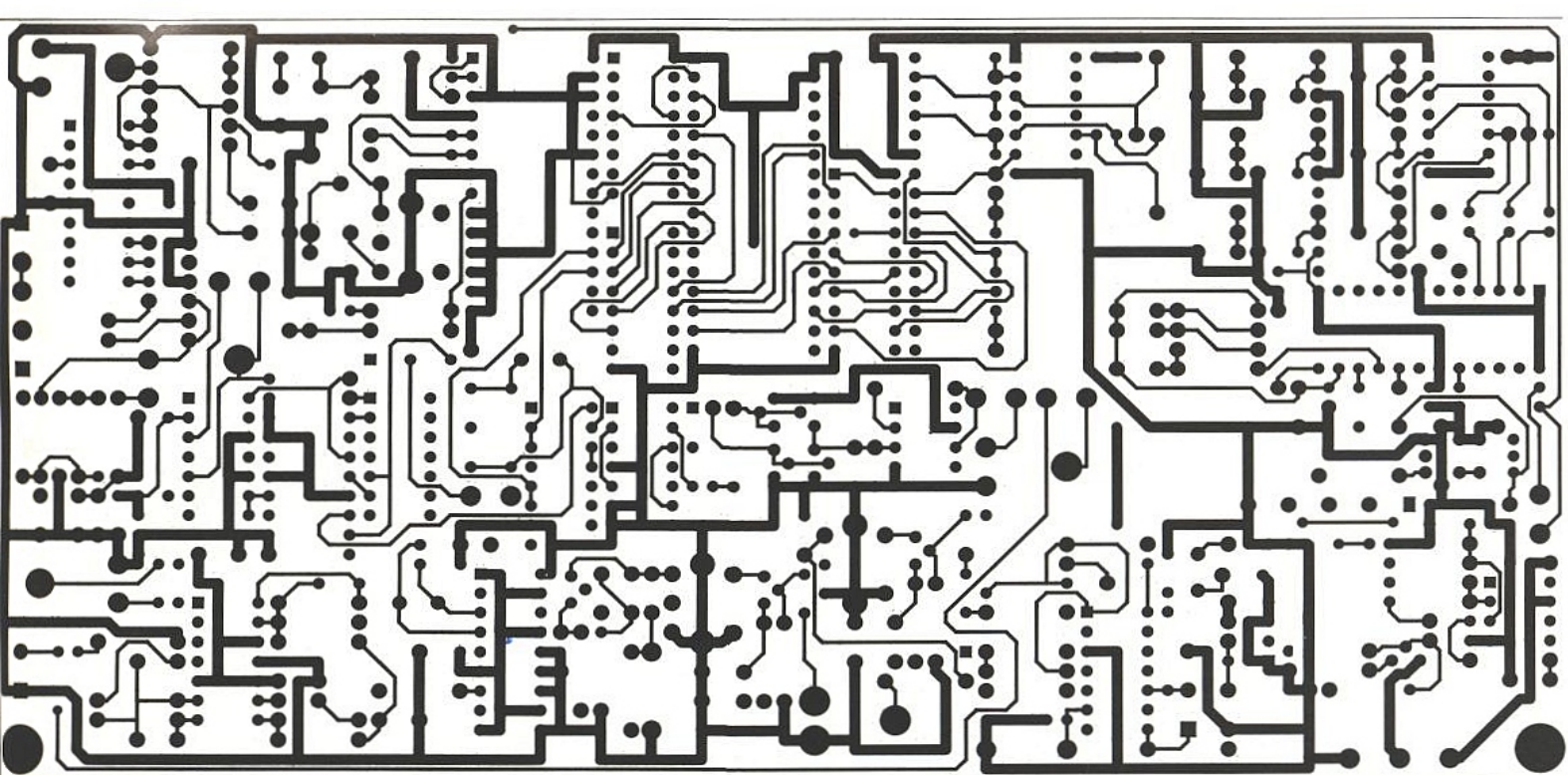


Figure 43 : cuivre vu par transparence.

Figure 43

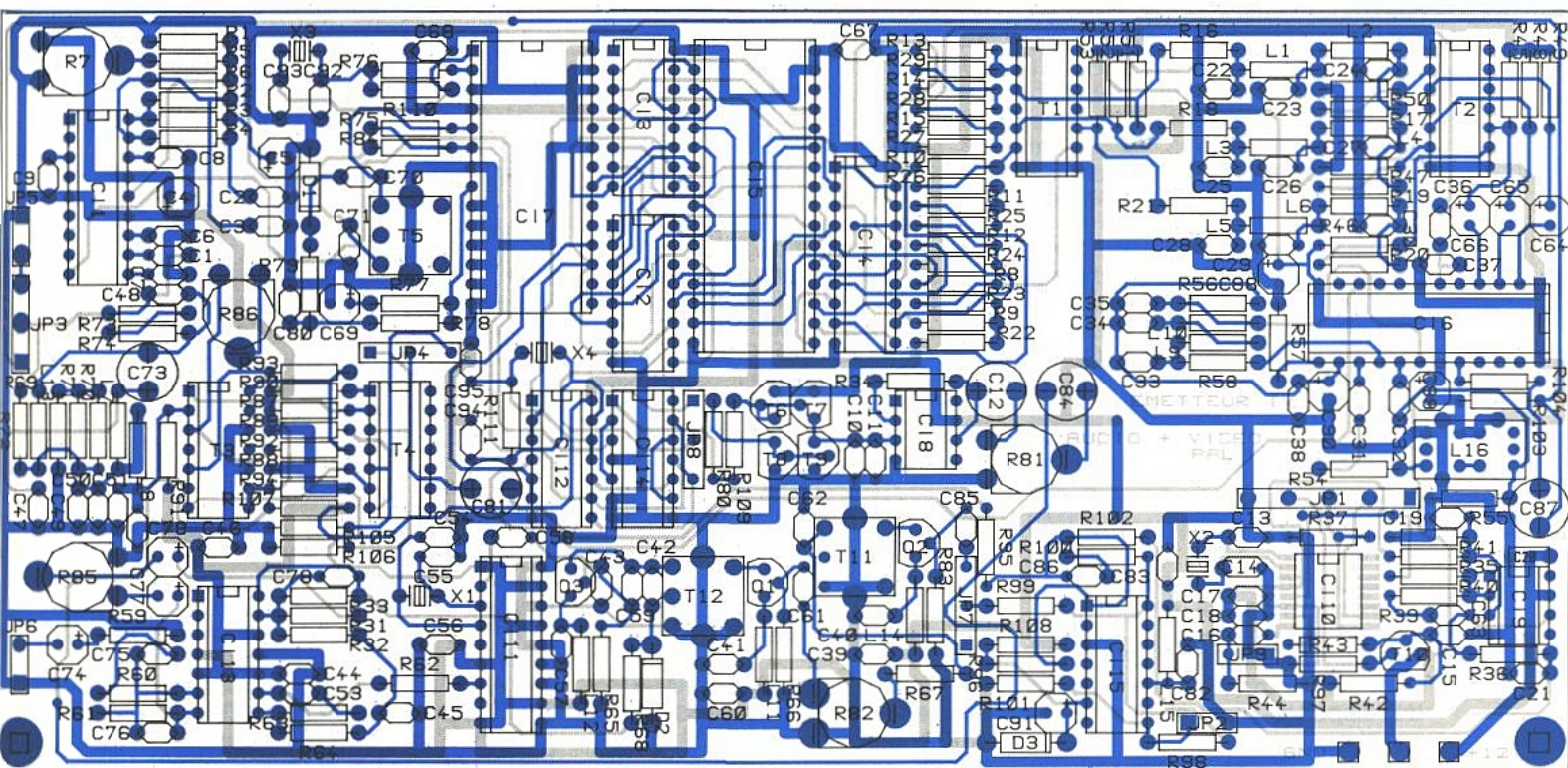


Figure 44

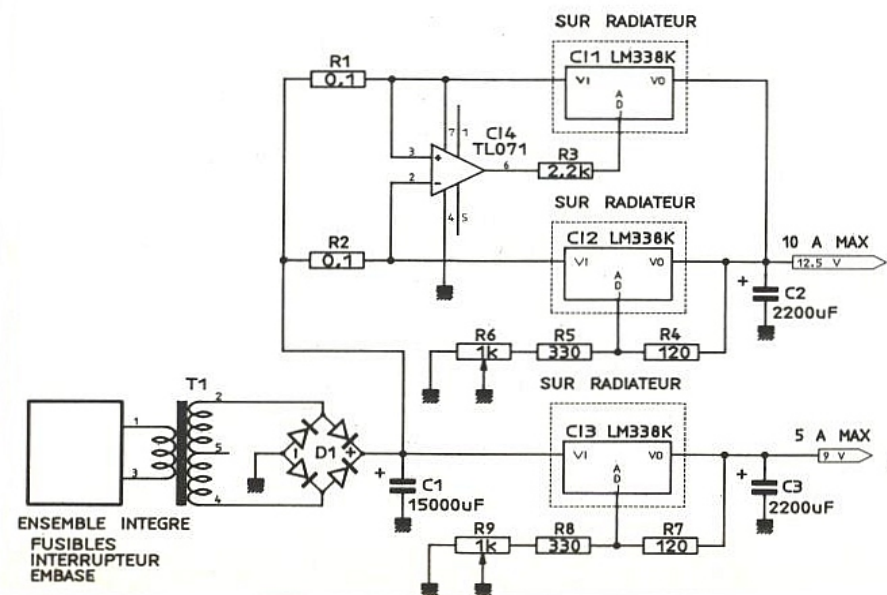


Figure 45

acceptant un courant maximum de 5 A est présenté en boîtier TO3.

Aucune des broches de ce régulateur n'étant reliée à la masse, on intercale entre le radiateur et le régulateur une rondelle isolante.

Pour les régulateurs LM 338 K, la relation liant la tension de sortie et les deux résistances externes est identique à la formule relative au LM 317.

$$V(\text{out}) = 1,25 (1 + R_1/R_2)$$

Pour cette alimentation la majeure partie des composants est fixée directement sur le châs-

sis. Nous n'avons pas jugé utile de vous présenter un circuit imprimé supplémentaire recevant un amplificateur et quelques résistances.

Nous vous laissons donc le choix de la réalisation pratique : circuit imprimé ou plaquette à trous.

MISE EN ŒUVRE ET AJUSTEMENTS

Si vous ne disposez pas d'une alimentation stabilisée de laboratoire, les premières opérations concernent l'alimentation. Les courants maximum étant importants, on veillera à la polarité des condensateurs chimiques et l'on contrôlera, plutôt deux fois qu'une, qu'un pôle positif est bien relié à une tension positive. Ne prenez pas cette remarque à la légère car un condensateur chimique connecté à l'envers peut faire énormément de dégâts, surtout s'il s'agit de C1 sur le schéma de la figure 45.

On réglera successivement les deux potentiomètres R6 et R9 pour obtenir respectivement + 12,5 V et + 9 V aux bornes de C2 et C3.

On contrôlera l'évolution de la tension d'alimentation en charge - tension et ondulation résiduelle - en connectant temporairement une résistance de 4,7 Ohms 50 Watts par exemple.

Contrôle du VCO

Dans un deuxième temps le module VCO est mis sous tension.

La tension de contrôle est fournie provisoirement par un potentiomètre 1 k Ω connecté en diviseur sur l'alimentation 0, + 12,5 V.

Pour ce contrôle il est préférable de disposer d'un analyseur de spectre.

Si tel est le cas - analyseur de spectre à disposition - il vous sera aisé d'ajuster la self pour que le VCO couvre par exemple la plage 1,20-1,35 GHz.

Si vous ne pouviez disposer d'un tel instrument, la même manipulation est envisageable avec simplement votre récepteur satellite. Pour contrôle, il est intéressant de mesurer la bande passante globale du système : de l'entrée du VCO à la sortie d'un démodulateur.

Cette mesure s'effectue sans problème en ajoutant une composante alternative à la tension de contrôle du VCO.

Un oscilloscope est connecté directement à la sortie du démo-

ulateur, avant filtrage et désaccoutement.

Avec l'analyseur de spectre, on contrôle le niveau présent sur les deux sorties, sortie utilisation vers ampli de puissance et sortie vers PLL.

Il convient ensuite de mettre en service la carte à microcontrôleur. Vous pouvez vous procurer le fichier dump hexa du programme auprès de la rédaction d'ERP.

Le programme est unique et destiné à un PLL Fujitsu équipé d'un quartz de 4,000 MHz et le diviseur de référence vaut 40.

En conséquence la fréquence de comparaison vaut 100 kHz. La valeur du prescaler interne est fixée par programme à 128/129.

Il n'y a par contre aucune limitation sur la fréquence programmable. Il est donc possible d'utiliser ce programme pour, par exemple, 124,7 MHz ou 843,5 MHz.

En positionnant l'interrupteur de manière à ce que les messages soient envoyés en permanence, il est facile de contrôler le message Clock, Data, Enable.

Le signal Enable est injecté à l'entrée synchronisation externe de l'oscilloscope.

On passe finalement aux réglages situés sur la carte principale, audio-vidéo et codeur PAL.

Sur cette carte on commencera bien sûr par le contrôle du PLL en boucle fermée. Ceci ne pose pas de problème si vous avez suivi nos conseils.

Il s'agit d'une formalité car il n'y a pas de composant à ajuster. Prenez malgré tout la précaution de positionner les niveaux vidéo et audio au minimum.

Contrôle de bon fonctionnement du générateur de mire

On se munit premièrement d'une mémoire dûment programmée. Avant tout on contrôle le bon fonctionnement des oscillateurs à quartz X3 et X4.

On règle T5, une self ajustable de 4 à 5 μ H, de manière à obtenir au point commun R78-C20 une tension continue valant environ 2,5 V.

Si ce réglage est correct le signal H, broche 22 de IC7, a une période exacte de 64 μ s - synchronisation ligne -.

Les contrôles suivants ne sont alors que formalités :

vérification de la présence des informations R, V, B numériques puis R, V, B analogiques et réglage du codeur PAL.

La sortie PAL OUT - schéma de la figure 38 - est envoyée sur un moniteur.

En plaçant la sonde de l'oscilloscope à la broche 17 ou à la broche 20 du circuit codeur IC6, on règle L16 pour avoir la salve PAL d'amplitude maximale.

Alignement de la voie audio

Les réglages des divers éléments auxquels nous ferons allusion dans ce chapitre concernent le synthétiseur à 6,5 MHz et par conséquent le schéma de la figure 31.

La sonde de l'oscilloscope est connectée à la broche 14 de IC13D et l'on agit sur T12 pour obtenir une tension voisine de 6 V. La constante de temps du PLL étant très basse, le noyau de T12 devra être tourné lentement. Dans un deuxième temps on place R67 à la valeur maximale et l'on ajuste T11 pour le maximum de signal à la sortie FSP OUT.

Le réglage du potentiomètre R85 est effectué soit avec un analyseur de spectre soit à l'oreille avec un récepteur satellite.

A l'entrée audio on injecte un signal sinusoïdal de fréquence 1000 Hz et amplitude 700 mV crête à crête.

Avec un analyseur sur la sortie FSP OUT R85 est ajustée de manière à ce que l'excursion vaille 50 kHz.

Sans analyseur on injecte la sortie FSP OUT à l'entrée bande de base d'un récepteur, on règle R85 pour que le signal soit non distordu.

Alignement de la voie vidéo

Un peu de patience, les réglages touchent à leur fin. Les deux derniers concernent R86 et R81.

R86 ajuste l'excursion vidéo et R81 l'amplitude du signal de dispersion d'énergie.

Dans un premier temps R81 est au minimum, son usage résultera de test sur le terrain.

Dans l'idéal R86 est ajustée au moyen de l'analyseur connecté à la sortie du VCO 1300 MHz.

Il est en principe assez facile de régler R86 pour avoir un encombrement d'environ 25 MHz autour de la porteuse.

Une deuxième solution consiste à visualiser le signal de sortie du récepteur satellite et ajuster R86 pour avoir 1 V crête à crête.

L'émetteur est prêt à l'emploi. Il suffit simplement de connecter les étages de puissance : un seul module pour se contenter de 1 à 2 W ou deux modules pour 10 à 20 W.

Les deux modules de puissance Mitsubishi, en l'absence d'un isolateur, DOIVENT TOUJOURS ÊTRE CHARGÉS : charge de test ou antennes.

Antennes

Pour les antennes nous vous conseillons GES qui pourra fournir une antenne fouet, sortie fiche N, hauteur 1,06 m et gain 8 dB environ.

BILAN DE LIAISON

Que peut-on espérer avec les puissances mises en jeu ? A cette question classique nous tentons de vous donner quelques éléments de réponse.

Pour avoir une idée de la portée maximale, on utilise l'équation des télécommunications qui donne l'atténuation en espace libre entre un émetteur et un récepteur distant d'une distance D.

La liaison s'effectue à une fréquence f et donc une longueur d'onde :

$$\lambda = c/f \text{ avec } c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

Pour une fréquence de 1200 MHz, la longueur d'onde vaut 0,25 m. L'atténuation entre les deux antennes vaut :

$$A \text{ (dB)} = 22 + 20 \log (D/\lambda)$$

Cette atténuation sera au maximum égale à la somme du gain des antennes, de la puissance émise moins la puissance minimale à recevoir.

$$A \text{ (dB)} = PE - PR + GE + GR$$

Pour un récepteur satellite précédé d'un amplificateur 20 dB, la puissance minimale à recevoir vaut environ - 85 dBm.

Si l'on admet que la puissance émise vaut 43 dBm - 20 W - et que le gain des antennes vaut 8 dB, nous obtenons pour une longueur d'onde de 0,25 m, une distance maximale de 314 km.

Cette distance est évidemment très théorique. Nous avons pris comme hypothèse que la propagation s'effectuait en espace libre, ce qui signifie que les antennes sont en vue l'une de l'autre.

Si l'on suppose que la terre est parfaitement sphérique, à quelle hauteur faut-il placer les deux antennes pour avoir une visibilité optique entre les deux antennes ?

Un calcul trigonométrique simple nous donne le résultat :

$$h = \sqrt{R^2 + (d/2)^2} - R$$

où R est le rayon de la terre et d la distance séparant les deux points à relier.

Avec d = 314 km, on obtient une

hauteur déraisonnable de 1900 mètres.

Pour des liaisons terrestres l'équation des télécommunications doit être manipulée avec soin. Evidemment pour des liaisons satellite-terre l'application de cette formule ne pose pas de problème.

On peut prendre le problème à l'inverse et chercher la distance de l'horizon local si l'antenne est à une hauteur de 10 m au-dessus du sol.

$$D \text{ (horizon local)} = \sqrt{2Rh}$$

Cette relation donne environ 11,3 km pour une antenne à 10 m au-dessus du sol.

Si les deux antennes sont à la même hauteur, la distance maximale vaut 22,6 km.

Si l'on admet qu'une atténuation supplémentaire de 30 dB est due à un obstacle sur le trajet, la portée maximale est considérablement réduite et nous obtenons environ 10 km.

Dans la démonstration précédente, il n'est pas tenu compte du bruit thermique. Dans une bande de 27 MHz, largeur du canal de transmission, la puissance de bruit thermique sur une résistance de 75 Ohms vaut environ - 98 dBm si 0 dB équivaut à 1 mW sur 75 Ohms.

Si le récepteur est parfait ceci donne, avant démodulation, un rapport C/N de 13 dB, niveau reçu de - 85 dBm.

On aura de toute évidence avantage à utiliser un récepteur aussi peu bruyant que possible et dans le pire des cas à diminuer la largeur FI, commutation sur une largeur de 16 MHz sur certains modules par exemple.

CONCLUSION

Cette réalisation ne pose aucun problème si vous franchissez toutes les étapes dans l'ordre dans lequel nous les avons décrites.

Pour l'approvisionnement des composants, nous avons déjà cité GES pour les antennes.

Pour les modules de puissance Mitsutishi, Cholet composants nous semble à l'heure actuelle le seul distributeur.

Hormis les amplificateurs Mini Circuits et le PLL Fujitsu, tous les composants sont des composants classiques. A propos des modules de puissance Mitsubishi, rappelez-vous de ne jamais faire fonctionner ceux-ci sans charge.

Nous en terminerons avec une remarque générale concernant l'utilisation de cet émetteur. Utili-

sez toujours cet émetteur à bon escient et en tout état de cause cessez les émissions en cas de brouillage d'un autre service.

**François de Dieuleveult et
Gilles de Dieuleveult**

Bibliographie

Amatol I. ZVEREV :

Handbook of Filter Synthesis. Editeur John Wiley.

G. Matthaci, L. Young, EMT Jones

Microwave filters, Impedance matching Networks and coupling structures. Editeur Artech House.

Ralph S Carson

High frequency Amplifiers. Editeur John Wiley.

Floyd M. Bardner

Phase lock Techniques. Editeur John Wiley.

KC Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chaldha.

Computer Aided design of Microwave circuits. Editeur Artech House.

Edward C. Jordan

Reference data for engineers : Radio, Electronics, computer, and communication. Editeur : Howard W. Sams et Company.

Nomenclature Carte audio/vidéo

Circuits intégrés

IC₁ : TDA 2595
IC₂ : HC 4040
IC₃ : 4040
IC₄ : 74LS244
IC₅ : 27010
IC₆ : CXA1145
IC₇ : SAA1101
IC₈ : 741
IC₉ : LF351
IC₁₀ : MB1507
IC₁₁ : MC145106
IC₁₂ : 74HC02
IC₁₃ : NE5534
IC₁₄ : 4013
IC₁₅ : NE5539

Semiconducteurs

Q₁, Q₂, Q₃ : BF245B
D₁, D₂ : OF643
T₁, T₂ : NPQ2907
T₃, T₄ : NPQ2222
T₆, T₇ : BC557B
T₈, T₉ : BC547B
T₁₀ : BC557B

Divers

X₁, quartz : 20,48 MHz
X₂, quartz : 4,000 MHz
X₃, X₄, quartz : 4,433 MHz

Résistances

R₁ : 12 kΩ
R₂, R₆₅, R₆₆, R₅₉ : 820 Ω
R₃, R₁₇, R₁₉, R₂₀, R₅₉ : 680 Ω
R₄, R₃₆, R₉₇, R₁₀₃ : 4,7 kΩ
R₅, R₇₈ : 120 kΩ
R₆, R₃₁, R₃₃, R₃₄, R₄₂, R₆₀ : 100 kΩ
R₇ : 4,7 kΩ
R₈, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅, R₂₂,

R₂₄, R₂₇ : 20 kΩ
R₁₆, R₁₈, R₂₁, R₅₄, R₅₅, R₅₆, R₅₈, R₆₄,
R₈₂ : 1 kΩ
R₂₃, R₂₅, R₂₆, R₂₈, R₂₉, R₃₀, R₃₅, R₄₁, R₆₁,
R₇₇, R₈₅, R₉₅, R₉₆, R₉₈, R₉₉, R₁₀₂ : 10 kΩ
R₃₂, R₆₈, R₈₀ : 47 kΩ
R₃₉ : 39 kΩ
R₄₀, R₆₂ : 2,2 MΩ
R₄₃ : 33 kΩ
R₄₄, R₆₉, R₇₂, R₉₁, R₁₀₄, R₁₀₇ : 75 Ω
R₄₅, R₄₈, R₄₉, R₅₁, R₅₂, R₅₃, R₆₇, R₈₁ : 2,2 kΩ
R₄₆, R₄₇, R₅₀, R₈₇, R₈₈ : 330 Ω
R₅₇ : 27 kΩ
R₆₃ : 22 kΩ
R₇₀, R₈₉, R₉₀ : 22 Ω
R₇₁, R₈₆, R₁₀₈ : 220 Ω
R₇₃ : 10 Ω
R₇₄ : 270 Ω
R₇₅, R₁₁₀, R₁₁₁ : 560 kΩ
R₇₆, R₈₄, R₉₂, R₉₃, R₁₀₀ : 100 Ω
R₇₉, R₁₀₉ : 220 kΩ
R₉₄ : 560 Ω
R₁₀₁, R₁₀₅, R₁₀₆ : 470 Ω

Condensateurs

C₁, C₇ : 0,22 μF
C₂ : 0,47 μF
C₃, C₆, C₁₉, C₆₇, C₆₈, C₈₂, C₈₃ : 10 nF
C₄, C₈₈, C₈₉, C₉₀ : 47 μF/16 V
C₅, C₈₉ : 4,7 μF/10 V
C₈ : 4,7 nF
C₉ : 22 nF
C₁₀, C₁₁ : 470 nF
C₁₂, C₈₄ : 22 μF/16 V
C₁₃, C₁₄, C₅₄, C₅₅, C₅₉ : 22 pF
C₁₅, C₁₇, C₁₈, C₂₀, C₃₁, C₃₂, C₃₈, C₃₉, C₄₀,
C₄₁, C₄₄, C₄₆, C₅₆, C₅₇, C₅₈, C₆₀ : 100 nF
C₁₆, C₆₁, C₈₀, C₈₅ : 1 nF
C₂₁, C₄₅, C₅₃, C₆₃ : 1 μF
C₂₂, C₂₅, C₂₈, C₃₃ : 6,8 pF
C₂₃, C₂₆, C₂₉, C₃₄, C₃₆, C₇₁ : 33 pF
C₂₄, C₂₇, C₃₀, C₃₅, C₆₂ : 82 pF
C₃₇, C₄₂ : 100 pF
C₄₃, C₇₉, C₈₆ : 47 pF

C₄₇, C₅₀ : 62 pF
C₄₈ : 2,2 nF
C₄₉ : 220 pF
C₅₁ : 680 pF
C₅₂ : 120 pF
C₆₄, C₆₅, C₆₆ : 10 μF/10 V
C₇₀, C₇₅ : 470 pF
C₇₃, C₈₁, C₈₇ : 220 μF/16 V
C₇₄, C₇₇, C₇₈, C₉₁ : 10 μF/16 V
C₇₆ : 330 pF
C₉₂, C₉₃, C₉₄, C₉₅ : 15 pF

Inductances

L₁, L₃, L₅, L₉ : 22 μH
L₂, L₄, L₆, L₁₀ : 47 μH
L₇, L₁₁, L₁₂, L₁₄ : 1 μH
L₈ : 2,2 μH
L₁₃ : 10 μF
L₁₅ : 10 μH
L₁₆ : BP 4433 (TOKO)
T₅ : JBTkans-34721 BHJ
T₁₁ : KANK 3334
T₁₂ : KANK 3333

Nomenclature Carte alimentation

C₁ : 15 000 μF/25 V
C₂, C₃ : 2 200 μF/25 V
D₁ : PONT 100 V 10 A
R₁, R₂ : 0,1 Ω/4 W
R₃ : 2,2 kΩ
R₄, R₇ : 120 Ω
R₅, R₈ : 330 Ω
R₆, R₉ : 1 kΩ, POT
T₁ : TRANSFO 220/12 680 VA
IC₁, IC₂, IC₃ : LM338K
IC₄ : TL071



**CHOLET
COMPOSANTS
ELECTRONIQUES**

**LE SPÉCIALISTE DES COMPOSANTS
"RADIO-FRÉQUENCES"**

MAGASIN

1, RUE DU COIN - TÉL. : 41.62.36.70 - FAX : 41.62.25.49
VENTE PAR CORRESPONDANCE : B.P. 435 - 49304 CHOLET Cedex
BOUTIQUE : 2, rue Emilio-Castelar - 75012 PARIS - 43 42 14 34

A PROPOS DE 1,3 GHz :

MITSUBISHI M 67715	630 F
M 57762	930 F
FUJITSU MB 1507	120 F
MOTOROLA MC 145106	62 F
MINICIRCUIT MAR 6	39 F
MAR 8	48 F
DIVERS NE 5539	49 F
87651 programmée	S.D.
OF 643, BB 215... etc	Dispo

NEOSID - MITSUBISHI - MOTOROLA - AMIDON
Catalogue Général contre 4 timbres-poste à 2,50 F

On the road again...



...en CAO ELECTRONIQUE

Nouveautés...

- OrCAD EXISTE AUSSI SUR STATION DE TRAVAIL !
- ROUTEUR DE CIRCUITS IMPRIMÉS OrCAD/PCB RELEASE IV

La CAO Electronique la plus utilisée au monde existe maintenant sur Station de travail, avec le même confort d'utilisation, une compatibilité complète avec le monde PC... et à un coût raisonnable !

OrCAD est distribué en exclusivité par ALS-Design, au sein d'une gamme complète et homogène.

Les meilleurs produits, avec le meilleur Support, c'est le défi permanent d'ALS-Design.



Station de travail Sun



OrCAD

More Designs from More Designers



MicroSim Corporation

Le Savoir et le Savoir-faire

Des atouts décisifs :

- Puissance
- Simplicité d'emploi
- Convivialité
- Modularité
- Universalité
- Évolutivité
- Ouverture
- Support Technique

En :

- Saisie de Schémas
- Routage
- Synthèse Logique
- Simulation Digitale
- Simulation Analogique (MicroSim PSpice)
- Synthèse de Filtres
- Vérification de Timings
- Analyse de Lignes de transmissions
- Phototraçage (CAM-Bridge)

Nom :

Société :

Adresse :

.....

.....

Tél.:

☐ Je désire recevoir votre documentation sur vos produits.

☐ Je souhaite avoir de plus amples informations sur la gamme "Station de travail".

ERP 01/92



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart 92100 boulogne
Tél. : (1) 46 04 30 47
Fax : (1) 48 25 93 60