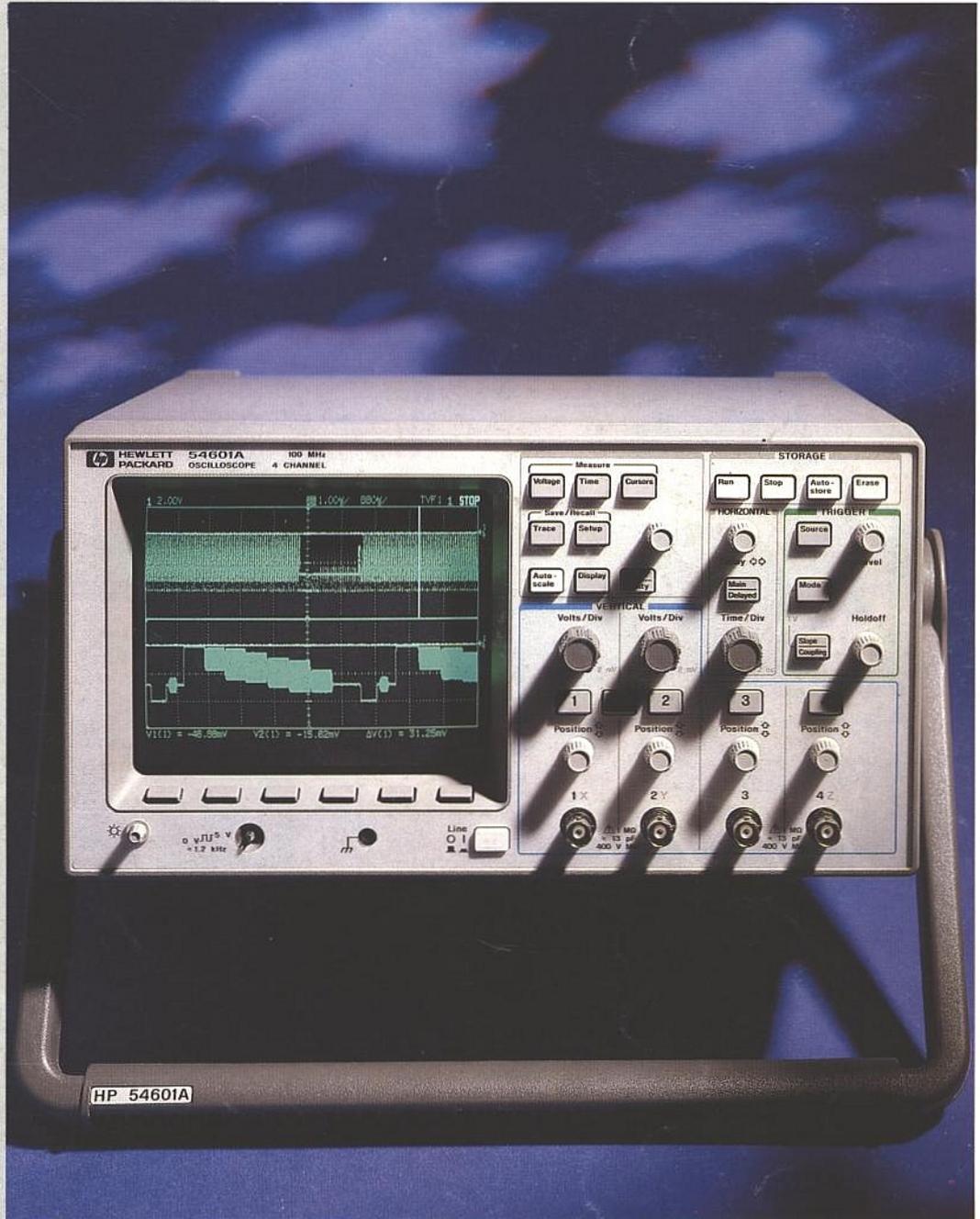


RADIO PLANS

AC REMOTE : UNE TÉLÉCOMMANDE MACHINE
D2 BUS : CONNEXION A LA LIGNE
CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES CAN'S
UNE CARTE DE DÉVELOPPEMENT POUR PLD's
STRUCTURE DES RÉSEAUX LOCAUX (LAN's)
L'ISOLEMENT : UN PROBLÈME ESSENTIEL
UN SYNTHÉTISEUR VOCAL AVEC L'UM 5100



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

T2438 - 522 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 23** AC Remote : une télécommande machine
- 53** Un décodeur de télétexte WST en I2C

MONTAGES

- 71** Une carte de synthèse vocale avec l'UM5100

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 33** Carte de développement pour circuits programmables

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 47** L'oscilloscope numérique HP 54601A

TECHNIQUE

- 11** Application des PLL's à la synchronisation de fréquences
- 19** L'isolement : protection des personnes et des appareils

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 13** Les paramètres dynamiques des CAN's

COMMUNICATION

- 65** Le D2 bus : la connexion à la ligne
- 87** Introduction aux réseaux locaux

INFOS

- 76** 3M MIX connecteur empilable
LEGRAND catalogue 91
- 78** CYPRESS SEMICONDUCTOR : les PROM's CMOS
ANALOG DEVICES : processeur DSP 10 MIPS
- 80** TEKTRONIX : Analyseur de spectre 2712
TEKTRONIX : Oscilloscope 222 PS
- 82** LAMBDA : Alimentations stabilisées
PHILIPS : Catalogue 91
- 84** CUBOÏD blindage de moniteur
GENNUM accord micro puissance
- 86** GOULD : le DWG 7000
CIF : Le reprophane

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, J.-Y. Bedu, N. Chaput, F. et G. de Dieuleveult, A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre, D. Paret.

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05

Télex : PGV 220409F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :

J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :

Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue de Compans, 75019 Paris

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

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

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 LESAUVAGE

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 2,20 F en timbres.

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

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

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

Ce numéro a été tiré

à 56 100 exemplaires

Dépot légal mai 91 - Éditeur 1647 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

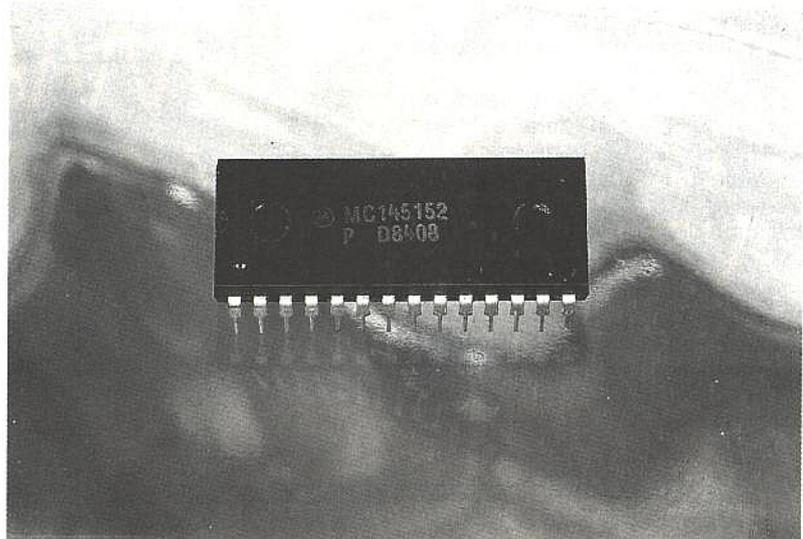
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

Application des PLL's à la synchronisation de fréquences

La synchronisation de deux fréquences f_1 et f_2 ayant un PPCM f_3 (plus petit commun multiple) nécessite quelquefois l'utilisation des PLLs. En effet, si f_1 et f_2 possèdent un PGCM f_4 (plus grand commun multiple) au-delà de 200 MHz, nous commencerons à nous poser les problèmes de technologie à mettre en œuvre, de coût de réalisation et en particulier le coût de l'oscillateur à partir duquel f_1 et f_2 seront extraites par divisions.



La solution est donc de partir du PPCM obtenu par division de f_1 et de remonter à f_2 en utilisant une PLL.

La relation entre ces fréquences s'établit comme suit :

$$f_3 = \frac{f_1}{k_1} = \frac{f_2}{k_2}$$

La synchronisation sera obtenue en faisant fonctionner le comparateur de phase de la PLL à f_3 et le VCO à f_2 . Ceci est réalisable en insérant un diviseur k_2 entre le VCO et l'entrée du comparateur (figure 1).

Exemple :

Nous voulons synchroniser les fréquences :

$f_1 = 15,8016$ MHz

et $f_2 = 12,345$ MHz.

Leur PPCM est $f_3 = 493,8$ kHz soit $k_1 = 32$ et $k_2 = 25$. Leur PGCM est $f_4 = 395,04$ MHz. Il n'est donc pas réaliste d'obtenir f_1 et f_2 par division à partir de f_4 . La réalisation est par contre possible en utilisant le schéma de la figure 1.

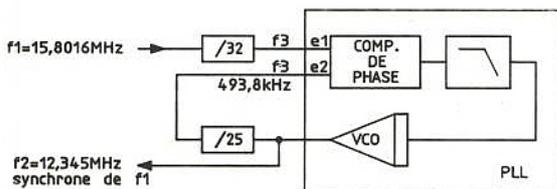
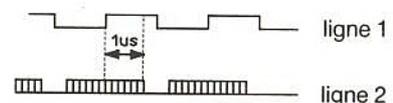


Figure 1 : Synchronisation de deux fréquences.

exploités simultanément, il est nécessaire de vérifier s'ils sont parfaitement synchrones. Leur resynchronisation éventuelle peut être réalisée par des lignes à retard ou des registres à décalage. C'est le cas pour le multiplexage de plusieurs trames série par exemple. Il faut quelquefois faire un réglage dynamique et automatique de ces retards. Le problème est alors de remplacer le scope visualisant les trains par un montage autonome donnant un ordre d'apparition des événements. Pour cela il est nécessaire de lancer une séquence de resynchronisation constituée d'une horloge fonction du retard maxi que nous pouvons trouver entre les trains. Cette horloge doit être présente sur tous les trains numériques simultanément.

Prenons l'exemple de 3 lignes à resynchroniser. Le retard maxi inter ligne est de $\pm 1 \mu s$. La demi-période du signal d'horloge devra être supérieure à $1 \mu s$.



Le front de la ligne 2 arrivera dans cet intervalle de temps.

Détecteur d'ordre d'apparition

Lorsque deux ou plusieurs trains numériques nécessitent d'être

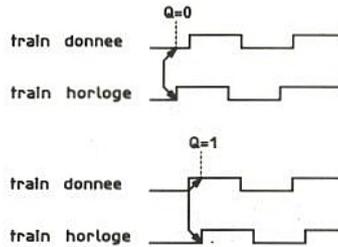
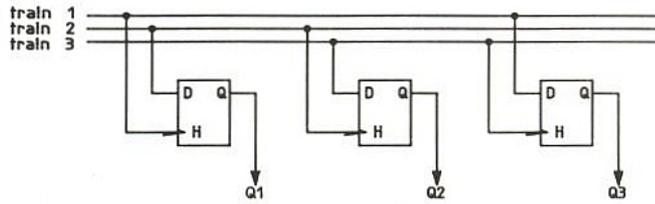
Pour réaliser un circuit donnant l'ordre d'arrivée des trains, il faut que le front montant de la ligne 2 ne puisse pas apparaître au-delà de la demi-période de la ligne 1. Le montage très simple alors utilisé pour visualiser l'ordre d'arrivée est celui indiqué **figure 2**.

Dans ce montage, le front montant du train 1 (2 ou 3) vient mémoriser l'état du train 2 (3 ou 1).

Chaque train observe donc le suivant et est observé par le précédent.

Lorsque la sortie de la bascule est à 0, le train data est en retard sur le train horloge.

Lorsque la sortie de la bascule est à 1, le train data est en avance sur le train horloge. Le tableau 1 donne l'ordre d'arrivée des 3 trains numériques en fonction des sorties des 3 bascules.



ordre d'arrivée des trains	sorties bascules		
	Q1	Q2	Q3
123	0	0	1
132	0	1	1
213	1	0	1
231	1	0	0
312	0	1	0
321	1	1	0

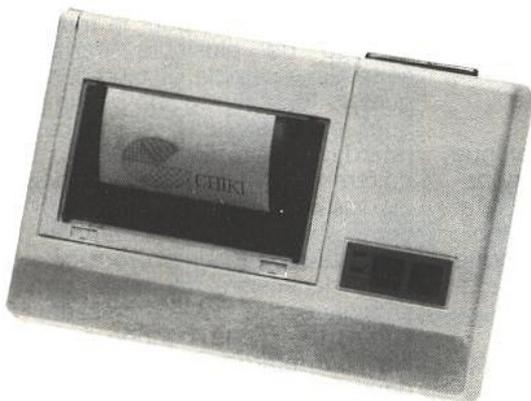
Tableau 1

J.-Y. Bedu



DPN-233/DPN-2233

ENFIN UNE MICRO-IMPRIMANTE DE FAIBLE COUT DIRECTEMENT INTERFACABLE A VOTRE PC OU PORTABLE.



- 24 ou 40 caractères par ligne.
- Impression sur papier normal de 58 mm.
- Nombreux enrichissements (448 caractères disponibles).
- Impression graphique et texte.
- Liaison RS 232 C ou parallèle.
- Vitesse d'impression jusqu'à 1,6 lignes par seconde.
- Alimentation 5 VDC (bloc secteur disponible séparément).
- Dimensions : 160 x 106 x 40 mm / 350 grammes.



Catalogue disponible sur simple demande à :

MEGATRON service MIPE
111, rue Aristide Briand - 92300 LEVALLOIS
Tél. : (1) 47.37.17.63 - Fax : (1) 47.56.18.46

PETITES ALIMENTATIONS Made in Germany

- * Pour appareils autonomes ou fonctionnant sur accumulateurs.
- * Alimentations et chargeurs selon spécifications clients à partir du système modulaire FRIWO.
- * Homologations internationales.

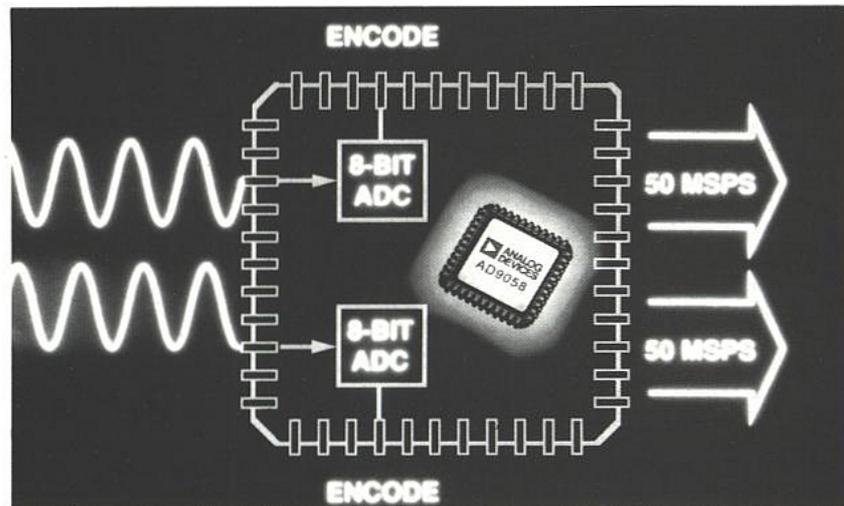


ESE Ets STAMBOULI ELECTRONIQUE
43, avenue du GI de Gaulle/BP 2 · F-94420 LE PLESSIS-TREVISE
Téléphone (1) 45 76 63 30+ · Télécopie (1) 45 94 84 36 · Télex 264 333 F

vH 14-F

Spécifications et critères de choix des CAN's

Dans notre précédent numéro, nous avons abordé les spécifications et critères de choix des convertisseurs analogique-numérique en statique. Nous poursuivons dans le présent par les caractéristiques dynamiques un peu plus délicates à appréhender.



Aucune norme n'a vu le jour de manière à homogénéiser les spécifications dynamiques des CAN'S. De plus, certaines caractéristiques manquent dans les data sheets et vous posent problème pour faire votre choix. Il ne reste plus qu'à tester vous-même vos composants en utilisant toujours la même méthode. Là, au moins, vous aurez des résultats comparables. Il existe deux possibilités pour réaliser ces mesures. La méthode analogique qui consiste à placer derrière le CAN à tester un CNA (convertisseur numérique-analogique) pour analyser analogiquement le signal avec un analyseur de spectre.

Cette méthode nécessite d'énormes précautions. Il faut tout d'abord que le CNA soit plus précis que le CAN à tester d'au moins un ordre de grandeur (c'est-à-dire au moins 1 bit de résolution supplémentaire) et qu'une circuiterie complexe d'antiparasitage et de filtrage soit mise en place pour ne pas détériorer les performances du circuit sous test. La deuxième méthode est une méthode entièrement numérique s'affranchissant de ces problèmes analogiques. Il n'en reste pas moins que l'environnement du CAN sous test doit être soigné pour ne pas perturber les mesures (parasites numériques, bruits d'alimentation, etc.). Il est nécessaire de disposer d'une source sinusoïdale très pure :

$S/B^* \leq -100$ dB et $THD^* \leq 0,0001$ %, et d'un calculateur qui analysera la pureté spectrale du CAN par des techniques de transformée de FOURIER.

Tout écart de la pureté spectrale par rapport au signal d'entrée sera attribué au CAN. Les performances des CANs sont évaluées par SOFT.

Une des méthodes les plus expérimentées pour réaliser une analyse de Fourier sur calculateur est l'implémentation de la transformée de Fourier rapide TFR (ou FFT en anglais, Fast Fourier Transform) sur les échantillons du signal. Seulement, si vous ne prenez pas un minimum de précautions et notamment un nombre d'échantillons tel que la séquence temporelle contienne un nombre entier de périodes de la sinusoïde d'entrée vous allez être confronté aux effets de bords c'est-à-dire aux discontinuités du signal temporel en début et en fin de séquence. (Reportez-vous à l'annexe pour le détail de ce phénomène).

La fenêtre d'observation est classiquement une fenêtre rectangulaire prenant la valeur 1 pour :

$$t = -\frac{NT}{2} \text{ à } t = +\frac{NT}{2} \text{ et } 0$$

partout ailleurs.

Une telle fenêtre donne dans le domaine fréquentiel une fonction en sinus cardinal : ($\sin x/x$) (**figure 1**)

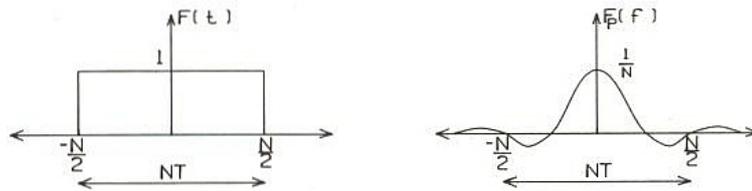


Figure 1

De plus, le phénomène d'échantillonnage temporel périodise le spectre (**figure 2**) (voir annexe).

Nous constatons ici que lorsque le signal observé est périodique et que la période NT de la fenêtre d'observation est multiple de la période du signal (c'est ce qu'on appelle un échantillonnage cohérent) alors le spectre est parfaitement défini car les raies constituant le signal tombent exactement sur un multiple de $(1/NT)$ et seul le fondamental du ($\sin x/x$) de la fenêtre d'observation délivrera une valeur non nulle. Pour illustrer, voici l'exemple d'une sinusoïde de période $(NT/5)$ **figure 3** :



Figure 2

Par contre lorsque la période signal et la largeur de la fenêtre ne sont pas multiples alors le spectre du signal est dégradé par les lobes secondaires de la réponse en fréquence de la fenêtre d'observation. Nous illustrons ce cas par un signal sinusoïdal de période $(2 NT/5)$: (**figure 4**)

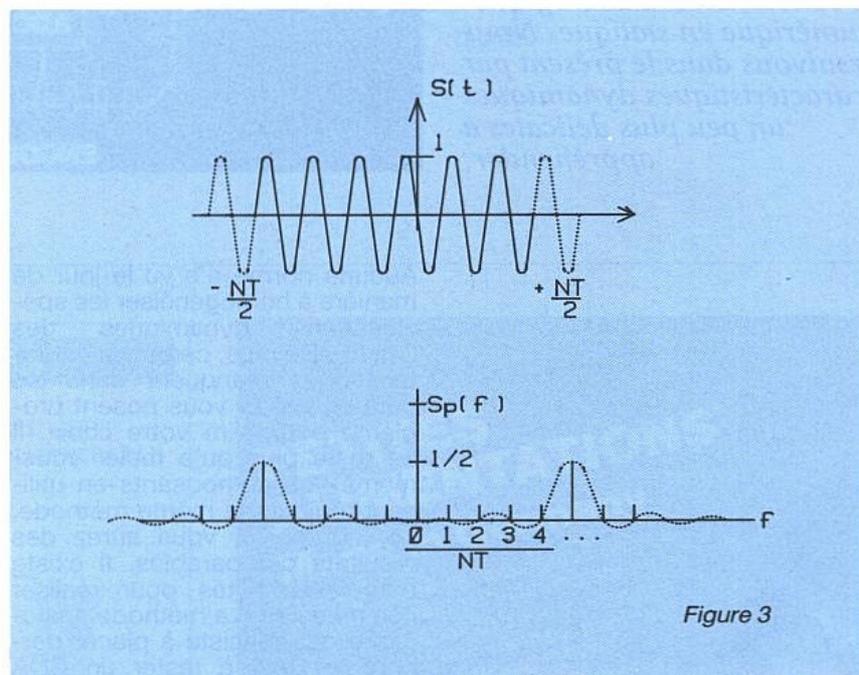


Figure 3

Les deux raies terminées par une flèche représentent le spectre réel du signal.

La transformée de Fourier discrète donne le spectre de raies représentées par les raies représentées par les raies terminées par un point. Le phénomène d'effet de bord est ici très parlant.

De manière à diminuer ce problème lorsqu'il est possible de connaître d'avance la période du signal à analyser ou bien lorsque ce signal est non périodique, nous avons recours à l'application d'une "fenêtre de pondération". Cette dernière est symétrique par rapport au centre de la fenêtre d'observation.

Elle a pour but de rendre les échantillons d'extrémités pratiquement nuls de manière à rendre le signal quasi-périodique par TDF. Ou tout du moins de minimiser les effets de bords.

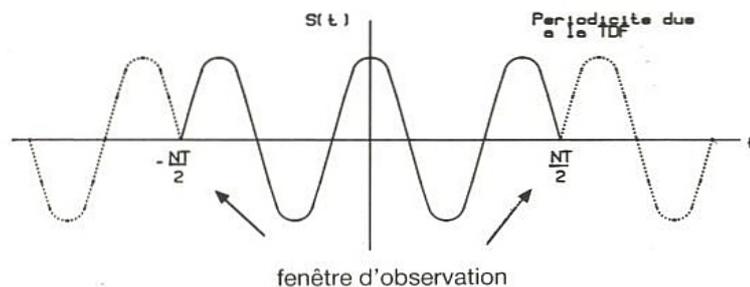
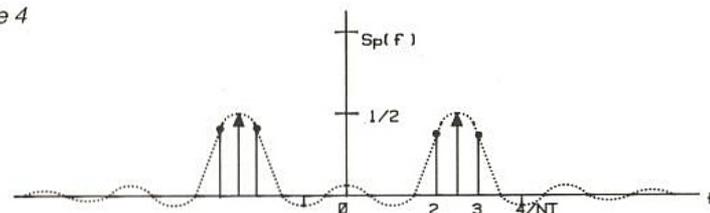


Figure 4



Prenons l'exemple d'une sinusoïde de période (6 NT/10).

Une fois pondéré par une des fenêtres standard, on obtiendra un signal nul sur les 2 bords. Donc par TFD le signal sera périodique et la période NT et ne présentera aucune discontinuité en $-T$ et $+T$ (figure 5).

Le spectre du signal $a(t) = S(t) \times f(t)$ analysé par TFD est représenté à la figure 6.

Nous voyons que l'erreur est moins importante que celle du spectre non pondéré précédant (figure 7). Les fenêtres de pondération les plus courantes sont :

- fenêtre de hanning :

$$f(kT) = \frac{1}{2} \times \left(1 - \cos \left(\frac{k 2 \pi}{N} \right) \right)$$

- fenêtre de Hamming :

$$f(kT) = 0,54 - 0,46 \cos \left(\frac{k 2 \pi}{N} \right)$$

Le problème de ces fenêtres est la présence de lobes secondaires élevés (respectivement -30 dB et -40 dB par rapport au lobe principal) et donc non compatibles avec la dynamique des CANs que nous voulons tester. Un CAN 8 bits présente une dynamique de 48 dB. C'est pourquoi les fabricants ont recours à des fenêtres plus sophistiquées telles que la fenêtre de BLACKMAN-HARRIS de 4 termes :

$$f(kT) = a_0 - a_1 \cos \left(\frac{2 \pi k}{N} \right) + a_2 \cos \left(\frac{2 \pi}{N} 2 k \right) - a_3 \cos \left(\frac{2 \pi}{N} 3 k \right)$$

avec $a_0 = 0,35875$, $a_1 = 0,48829$, $a_2 = 0,14128$, $a_3 = 0,01168$ et $\sum_{i=0}^3 a_i = 1$.

Une telle fenêtre présente des lobes secondaires inférieurs à -92 dB et permet de tester les convertisseurs de résolution inférieure à 15 bits.

Par contre, il faut savoir que plus l'amplitude des lobes secondaires sera faible, plus la largeur du lobe principal sera importante. Il faudra en tenir compte lors du choix du nombre d'échantillons pris dans le calcul de la TFD car cette largeur est inversement proportionnelle à N.

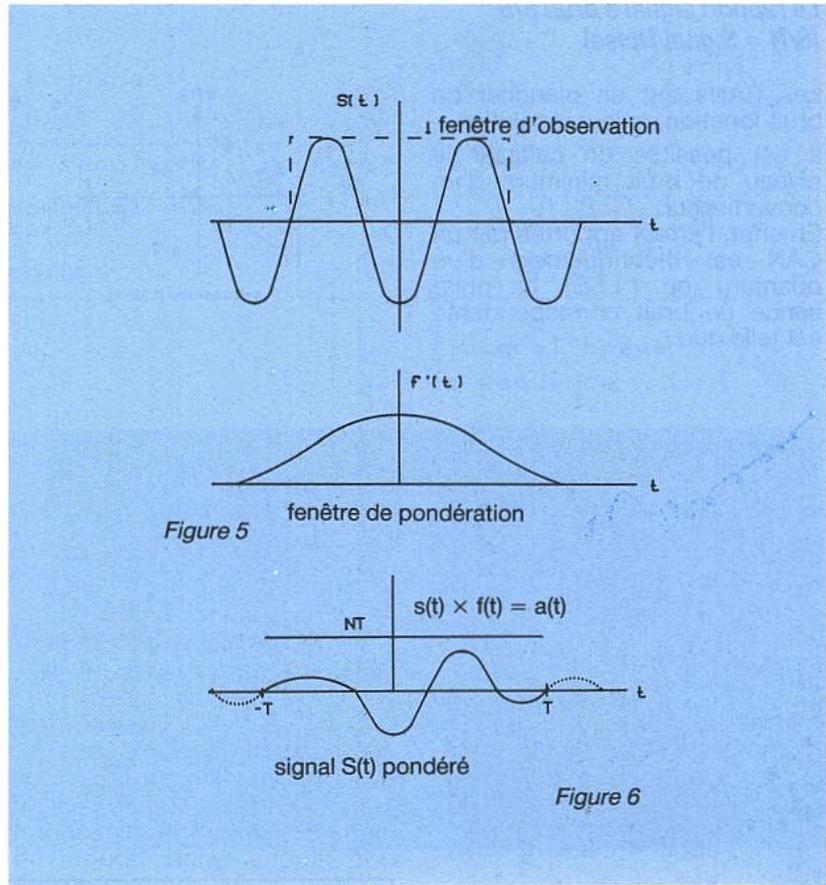


Figure 5

Figure 6

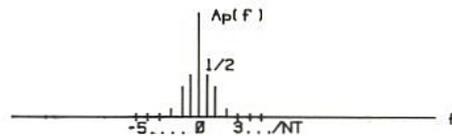


Figure 7

Pour résumer cet exposé un peu théorique, nous pouvons dire que :

– chaque fois que le signal à l'entrée du CAN pourra être maîtrisé, il faudra le choisir tel que :

$$\frac{f_{\text{signal}}}{f_{\text{échantillonnage}}} = \frac{M_s}{N} = \text{constante,}$$

dans ce cas il n'est pas nécessaire de pondérer le signal. Nous nous trouvons dans le cas de l'échantillonnage cohérent.

Il faut synchroniser les 2 fréquences f_{signal} et $f_{\text{échantillonnage}}$ et, pour

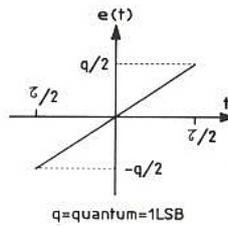
être sûr de ne jamais retrouver deux points d'amplitude identique, il faut que la fenêtre d'observation contienne un nombre M_s premier (1, 3, 5, 7, 11, 13, 17, etc.) de périodes du signal d'entrée.

– dans tous les autres cas, utilisez une fenêtre de pondération judicieusement choisie pour que les erreurs dues au calcul du spectre soient inférieures à la dynamique du CAN à tester.

Nous pouvons maintenant décrire les spécifications dynamiques qui ont fait l'objet de ce long exposé d'introduction.

**Le rapport signal à bruit S/B
(S/N = Signal/Noise)**

Les CANs ont un plancher de bruit fonction de leur résolution. Il est possible de calculer le niveau de bruit minimum d'un convertisseur. En effet, l'erreur apportée par un CAN est théoriquement d'un quantum (ou 1 LSB). La puissance de bruit correspondante est telle que :



$$B = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} e^2(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} \left(\frac{qt}{\tau}\right)^2 dt$$

$$= \frac{q^2}{\tau^3} \left[\frac{t^3}{3} \right]_{-\tau/2}^{+\tau/2} = \frac{q^2}{\tau^3} \left[\frac{\tau^3}{24} + \frac{\tau^3}{24} \right]$$

Soit $B = \frac{q^2}{12}$

$(S/B)_{max.} = 6,02 N + 1,76 \text{ dB}$

Or le CAN a une dynamique de codage de $2^N q$ où N est le nombre de bits en sortie du CAN. Donc, si la gamme des amplitudes à coder couvre le domaine $[-A_m, +A_m]$, il vient :

$$A_m = \frac{2^N q}{2}$$

La puissance crête d'un signal sinusoïdal sera donc au maximum :

$$S = \frac{1}{2} \left[\frac{2^N q}{2} \right]^2 = 2^{2N-3} \times q^2$$

Le rapport signal sur bruit maximum du CAN N bits sera :

$$(S/B)_{max.} = \frac{2^{2N-3} q^2}{q^2/12} =$$

$$12 \times 2^{2N-3} = \frac{3}{2} 2^{2N}$$

En l'exprimant en dB nous obtenons :

$$(S/B)_{max.} \text{ dB} = 10 \log \frac{3}{2} + 10 \log 2^{2N}$$

Distorsion :

Tout circuit actif ou passif incorpore différents degrés de non linéarité donnant naissance à une distorsion indésirable.

Dans notre cas, nous nous intéressons à la distorsion harmonique totale (THD = total harmonic distortion) et à la distorsion par intermodulation (IMD = intermodulation distortion). En instrumentation, il est absolument nécessaire de connaître ces deux paramètres car ils sont conjointement caractéristiques de la qualité de la mesure. Par contre, en audio par exemple, l'oreille acceptera plus facilement une mauvaise THD (1 %) alors qu'une IMD mineure pourrait vous faire dresser les cheveux sur la tête. Il est important de connaître la THD et l'IMD à différentes fréquences dans le spectre utile. Les effets non linéaires du CAN pouvant varier avec la fréquence (la distorsion due au slew-rate par exemple).

Définition du rapport S/B :

Un signal sinusoïdal est injecté à l'entrée du CAN. Son amplitude est telle que le CAN soit à la limite de saturation. Le signal est la valeur efficace du fondamental. Le bruit est la somme des valeurs efficaces de tous les autres signaux constituant le spectre du DC à $f_{\text{échantillonnage}}/2$. (La raie continue doit être supprimée).

$$(S/B)_{dB} = 10 \log \frac{V_{\text{eff}}^2 \text{ du fondamental}}{\sum_{i=1}^{N/2} V_i^2 \text{ eff}}$$

avec N = nombre d'échantillons représentant le spectre calculé par TFD.

THD : distorsion harmonique totale

Lorsqu'une sinusoïde est appliquée à l'entrée d'un système dont la fonction de transfert est non linéaire, des harmoniques du signal d'entrée prennent naissance à des fréquences multiples du fondamental. Vous pouvez mesurer la THD en prenant le rapport de la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes des harmoniques et de l'amplitude du fondamental. Seulement 5 harmoniques sont pris en compte car les harmoniques supérieurs n'affectent généralement pas la THD.

$$THD_{dB} = 20 \log. \left(\frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1} \right)$$

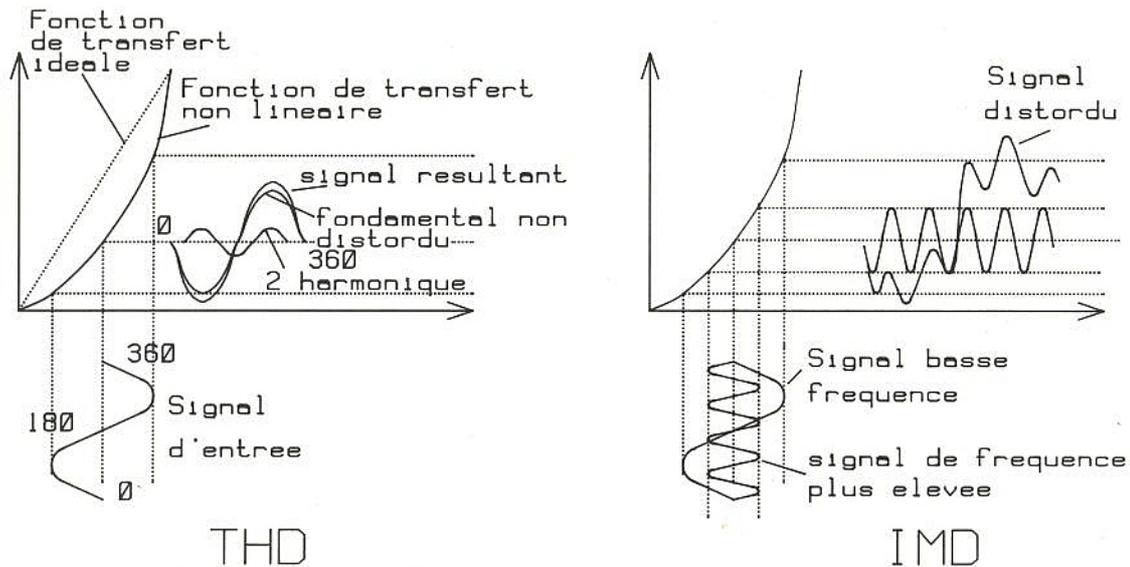


Figure 8 : Représentation de la THD et de l'IMD.

Où V_1 est la valeur efficace de l'amplitude de la fondamentale et V_2, V_3, V_4, V_5, V_6 sont les valeurs efficaces des amplitudes des harmoniques.

IMD : distorsion par intermodulation

Lorsque deux sinusoïdes sont appliquées à l'entrée d'un système non linéaire alors il y a création de distorsion par intermodulation.

Cette distorsion est caractérisée par la création de raies dans le spectre.

Si les sinusoïdes d'entrée ont respectivement les fréquences f_1 et f_2 alors les raies créées par l'IMD auront les fréquences : $f_{mn} = mf_1 \pm nf_2$ où m et n peuvent prendre les valeurs 1, 2, 3...

L'IMD est généralement spécifiée pour 3 cas :

— L'IMD de deuxième ordre est constituée des signaux de fréquences $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$ et (IMD₂) dB =

$$20 \log \frac{\sqrt{V^2_{(f_1 + f_2)} + V^2_{(f_1 - f_2)}}}{\sqrt{V^2_{f_1} + V^2_{f_2}}}$$

— L'IMD de troisième ordre est constituée des signaux de fréquences $2f_1 + f_2, 2f_1 - f_2, f_1 + 2f_2, f_1 - 2f_2$:

et (IMD₃) dB =

$$20 \log \frac{\sqrt{V^2_{(2f_1 + f_2)} + V^2_{(2f_1 - f_2)} + V^2_{(f_1 + 2f_2)} + V^2_{(f_1 - 2f_2)}}}{\sqrt{V^2_{f_1} + V^2_{f_2}}}$$

— Enfin l'IMD totale où toutes les raies présentes dans le spectre utile sont considérées.

Nombre réel de bits du CAN (ENOB = effective number of bits)

Ce paramètre est donné pour toutes les fréquences du DC à f échantillonnage/2 car pouvant fluctuer dans la bande utile. Nous partons de la formule théorique du rapport signal à bruit pour arriver à :

$$N = \frac{(S/B) \text{ dB} - 1,76}{6,02}$$

L'ENOB sera donc calculé à partir de la mesure du (S/B) dB en injectant une sinusoïde à l'entrée du CAN pour chacune des fréquences du spectre utile.

$$\text{ENOB}(f) = \frac{(S/B) \text{ dB mesuré}(f) - 1,76}{6,02}$$

Non linéarité intégrale testée en dynamique

Lorsqu'une sinusoïde de fréquence fixée est appliquée à l'entrée du CAN à tester et que plusieurs millions d'échantillons sont enregistrés, un histogramme visualisant la fréquence d'occurrence de chacun des 2^N codes que le CAN peut générer est tracé. Tout pic apparaissant dans l'histogramme est caractéristique d'un problème de non linéarité.

Vous pouvez également exprimer ces données autrement. En appliquant la relation suivante :

$$\text{INL}(i) = \left[\frac{V(i) - V(o)}{V(pe) - V(o)} \times 2^N \right] - i$$

Où :

— INL (i) est la non-linéarité intégrale au code i.

— $V(pe)$ et $V(o)$ sont les estimations des valeurs pleine échelle et d'offset.

— Et $V(i)$ est l'estimation de la valeur pour le $i^{\text{ème}}$ code :

$$V(i) = -A \cos\left(\frac{\sum_{n=0}^i V(n)}{N}\right)$$

avec A = amplitude crête de la sinusoïde d'entrée.

N = nombre d'échantillons pris pour réaliser l'histogramme et $V(n)$ l'estimation de la valeur pour le $n^{\text{ème}}$ code.



Conclusion

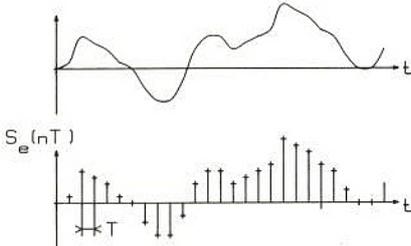
Souhaitons que cet article vous permette de mieux comprendre les paramètres dynamiques des CAN's et qu'il sera une base pour vos applications en traitement du signal et audio. Dans tous les cas méfiez-vous des caractéristiques alléchantes du type convertisseur 25 bits et ayez le réflexe d'aller immédiatement regarder les performances en non linéarité ou en rapport signal à bruit et THD.

J.-Y. BEDU

ANNEXE

Effet de bords dû à l'échantillonnage

L'opération d'échantillonnage chaque fois présente lorsqu'on numérise un signal consiste à prendre périodiquement des points du signal continu $s(t)$. On obtient alors une suite de valeurs $s_e(nT)$ où n est un entier et T la période d'échantillonnage.

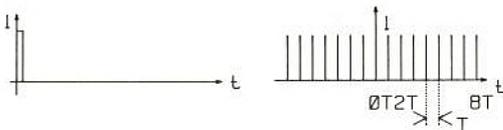


La fréquence d'échantillonnage est : $f_e = 1/T$

La fonction échantillonnée est telle que :

$$S_e(nT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(t) \delta(t - nT)$$

où $\delta(t)$ est la fonction de Dirac.



La conséquence de ce phénomène dans le domaine fréquentiel est telle que :

$$S_p(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

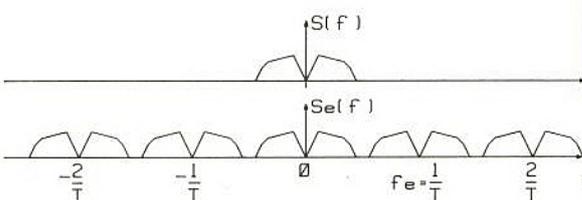
représente le spectre du signal continu $s(t)$ alors le spectre du signal échantillonné s'exprime par :

$$S_e(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int s(t) e^{-j2\pi nTf} dt$$

soit

$$S_{pe}(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_p\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

Il en résulte que le spectre du signal échantillonné est une suite périodique de période $1/T$ du spectre du signal continu $S_p(f)$.



Or, par nécessité, l'observation du signal temporel et donc la prise d'échantillons ne peut être que limitée dans le temps.

(Taille mémoire des calculateurs, temps de calcul de la transformée de Fourier). Le temps d'observation est ajustable par l'opérateur mais néanmoins fini. Le calcul sur un nombre fini N d'échantillons impose de s'intéresser aux interactions sur l'analyse spectrale.

Comme les calculateurs sont limités dans leur puissance de calcul, ils ne peuvent fournir un calcul de spectre par transformée de Fourier discrète (TFD) que pour un nombre limité de valeurs de fréquence f , qu'il est naturel de choisir multiples d'un certain pas de fréquence Δf alors :

$$S_e(k\Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} s(nT) e^{-j2\pi nk\Delta f T}$$

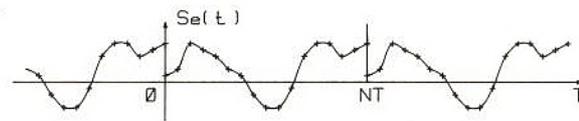
Le choix de $\Delta f = 1/NT$ simplifie énormément les calculs et est adopté dans tous les algorithmes de TFD.

Il en résulte que : $f_e = N\Delta f = 1/T$ et donc qu'il existe seulement N valeurs différentes dans la suite des $S_e(k/N)$, qui est une suite périodique de période N puisque :

En revenant au signal temporel par transformée inverse discrète de ces N échantillons, nous nous rendons compte que par analogie le signal temporel résultant du calcul est périodique :

$$S_e(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{pe}(k) e^{j2\pi(kn/N)} = s_e((n+N)T)$$

de période NT et qu'il est entièrement défini par N échantillons. Nous pouvons donc dire que la TFD périodise le signal temporel.



Nous voyons apparaître des discontinuités en $0, NT, 2NT, \dots$. Elles créeront des erreurs de calcul dans la TFD. Ces erreurs sont les effets de bords et doivent être minimisés pour que le spectre calculé soit représentatif du signal observé.

$$(S_e((k+N)\Delta f)) = \sum_{n=0}^{N-1} S_e(nT) e^{-j2\pi n(k+N)\Delta f T}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} S_e(nT) e^{-j2\pi nk\Delta f T} e^{-j2\pi nN\Delta f T}$$

$$\text{or } \Delta f = \frac{1}{NT} \text{ donc } S_e\left(\frac{k+N}{NT}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} S_e(nT) e^{-j2\pi n\left(\frac{k+N}{N}\right)}$$

$$e^{-j2\pi n} = \cos 2\pi n - j \sin 2\pi n$$

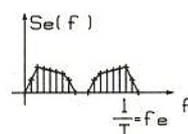
n étant entier,

$$e^{-j2\pi n} = 1,$$

$$\text{d'où } S_{pe}\left(\frac{k+N}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_e(nT) e^{-j2\pi(nk/N)}$$

$$= S_{pe}\left(\frac{k}{NT}\right)$$

La DFT définit entièrement le spectre du signal temporel par N échantillons fréquentiels compris entre 0 et $f_e = 1/T$.



L'isolement : protection des personnes et des appareils

L'un de principaux problèmes rencontrés sur les équipements de régulation électroniques en milieu industriel est la présence de hautes tensions qui peuvent endommager les appareils. La plupart des équipements à base de microprocesseurs sont conçus pour recevoir des signaux dans la plage 0 à ± 10 V et risquent d'être détruits si on leur applique des signaux de plus forte amplitude ; signaux qui, dans la plupart des cas, sont des parasites transitoires mais qui peuvent résulter de fausses manipulations.

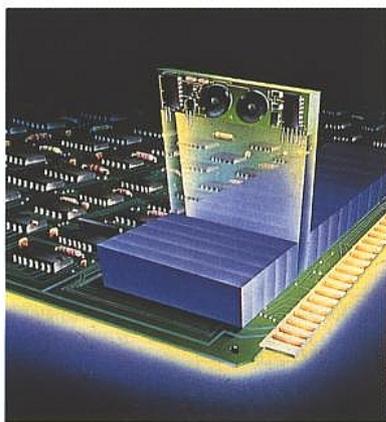
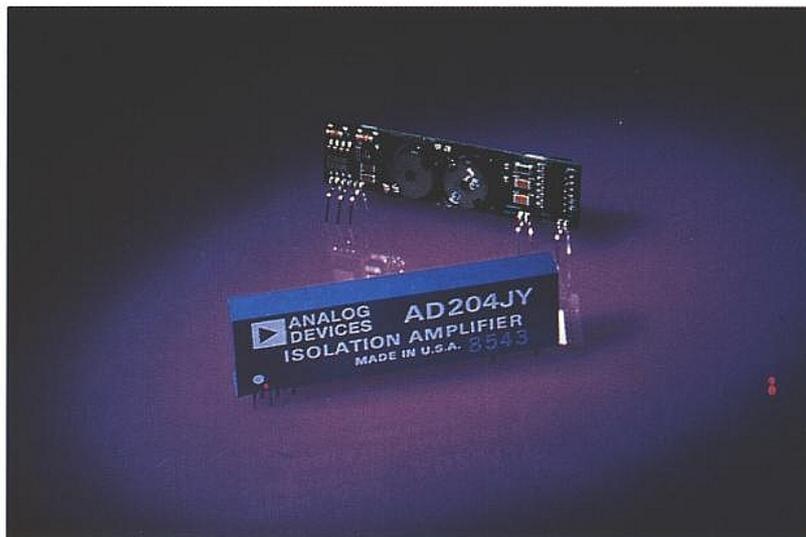


Figure 1 : L'amplificateur d'isolement permet de discriminer plus facilement un faible signal de mode normal par élimination de la tension de mode commun.

Le problème est encore plus crucial lorsque des personnes peuvent être soumises au risque en touchant des conducteurs portés accidentellement à des potentiels élevés. En instrumentation, où les hautes tensions ne constituent pas un problème de vie ou de mort, les signaux parasites conduisent à un autre type de problème : ils peuvent conduire à des mesures erronées. Les boucles de masse et les tensions de mode commun rencontrées en milieu industriel peuvent masquer le signal utile de faible amplitude. Dans les systèmes 12 bits, une précision de $\pm 0,01$ % est nécessaire et la présence de ces signaux parasites peut conduire à des erreurs de mesure.

On y voit deux composantes : la tension différentielle de transducteur qui est proportionnelle à l'évolution d'un phénomène physique donné et une tension de mode commun qui se retrouve présente sur les deux entrées de l'amplificateur.

Bien que pas toujours indésirables, les tensions de mode commun peuvent avoir des effets néfastes :

- 1) Elles peuvent rendre difficile la mesure des signaux différentiels ;
- 2) Lorsqu'elles sont de forte amplitude, elles peuvent induire des courants importants qui peuvent endommager les équipements.

Bruit :

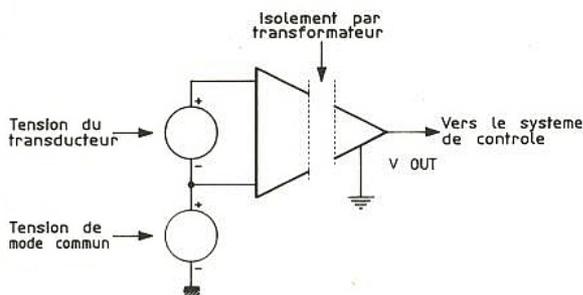
Le bruit électrique peut avoir différentes origines dans une usine : les moteurs électriques, les relais, les fours à induction, etc. Même les ordinateurs peuvent créer des interférences avec les signaux issus de capteurs bas niveau. Le rayonnement produit par ces équipements peut engendrer des tensions crête qui dépassent plusieurs centaines de volts et induire des tensions de mode commun prohibitives pour la précision des mesures.

SOURCES DE SIGNAUX INDÉSIRABLES :

Les sources principales sont : les tensions de mode commun, le bruit, les boucles de masse, les erreurs de manipulation, les transitoires.

Tensions de mode commun :

La figure 1 est le schéma équivalent de la sortie d'un transduc-



Boucles de masse :

Les boucles de masse sont en général causées par les différences de potentiel entre les différents points de mise à la masse ou à la terre dans un laboratoire ou dans une usine. Par exemple, si un thermocouple est référencé en un point dont le potentiel diffère de 10 V par rapport au point de référence de l'appareil de mesure, un courant circulera entre les deux points de masse et générera une tension de mode commun. Un isolement crée une barrière électronique entre les deux masses bloquant ainsi toute circulation de courant. Plus les installations sont importantes, plus les points de masse sont nombreux et éloignés, créant ainsi des circulations de courant dans les boucles de masse.

Transitoires et erreurs de branchement :

Ces signaux peuvent résulter de pannes au niveau de la source. Lorsqu'ils sont présents, ils peuvent endommager les équipements.

Dans le but d'assurer la sécurité en environnement industriel et de garantir la précision et la fiabilité de l'instrumentation, il est important de bloquer les signaux haute tension et de séparer le mode commun du signal utile. Une façon efficace de régler ces deux problèmes est d'introduire un isolement dans le système.

AMPLIFICATEURS D'ISOLEMENT :

Le but de l'isolement est d'ouvrir les boucles de masses et de bloquer les signaux haute tension. La barrière d'isolement remplit cette fonction. De plus, l'amplificateur d'isolement est un amplificateur différentiel qui, par nature, a une bonne réjection de mode commun. Il permet donc la transmission du signal utile tout en bloquant le passage de courants dangereux et les interférences dues aux tensions de mode commun.

La barrière d'isolement ouvre les boucles de masse, simplement parce qu'elle se comporte pratiquement comme un circuit ouvert au travers duquel aucun courant ne peut circuler. Elle élimine également les chemins par lesquels circuleraient des courants importants dus aux tensions de mode commun (figure 2).

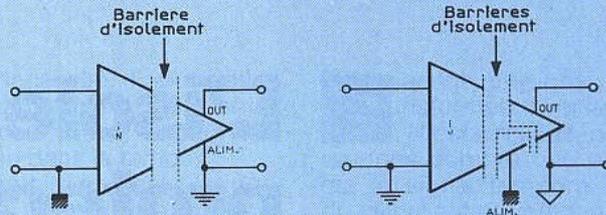


Figure 2 : Un amplificateur d'isolement 2 ports, tel que l'AD 202, offre un isolement entre l'étage d'entrée et l'étage de sortie et d'alimentation. L'AD 210 garantit un isolement 3 ports, c'est-à-dire que les 3 ports d'entrée, de sortie et d'alimentation sont totalement isolés 2 à 2.

Les circuits d'isolement sont spécifiés pour une protection de mode commun. C'est la tension maximale qu'ils sont capable de bloquer : de 100 V à 8 000 V pour l'AD 594. Cette spécification de tension de mode commun est donnée, soit en tension crête, soit en valeur efficace. Le constructeur indiquera également si cette tension peut être appliquée en permanence ou seulement pendant un temps limité (1 minute par exemple).

La spécification de tension de mode commun indique donc la tension maximale qui peut être appliquée sur les deux entrées par rapport à la sortie (pour un isolement deux points) ou par rapport à la masse d'alimentation (pour un isolement trois points). La performance d'un amplificateur d'isolement tient également au fait que son étage d'entrée est différentiel, a la propriété de rejeter les signaux de mode commun et de n'amplifier que les signaux de caractère différentiel issus des capteurs. L'amplificateur différentiel ne fournissant pas d'isolement, sa protection ne s'applique qu'aux signaux de mode commun d'amplitude faible (typiquement inférieurs à 10 V). Si les signaux de mode commun dépassent ce seuil, la barrière d'isolement devient une nécessité. L'amplificateur d'isolement joue ce double rôle. La capacité de l'amplificateur à ne

pas transmettre les signaux de mode commun (ou plus exactement à ne les transmettre qu'avec une très grande atténuation) est donnée dans les spécifications par la caractéristique de réjection de mode commun.

RÉALISATION DE L'ISOLEMENT :

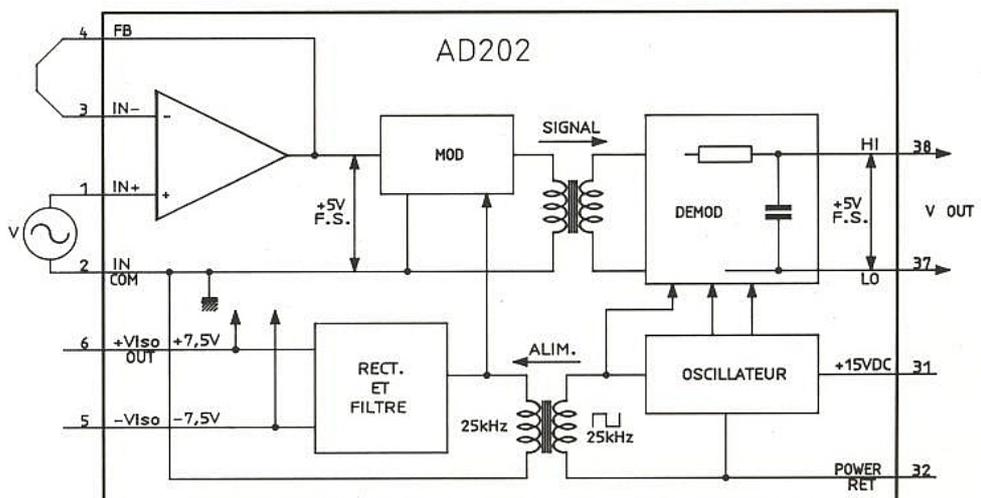
La plupart des amplificateurs d'isolement utilisent un couplage électromagnétique ou optoélectronique pour transmettre les signaux analogiques. Il existe également des systèmes utilisant des capacités ou des méthodes numériques.

Isolement par transformateur :

On utilise ici un couplage magnétique pour transmettre les signaux. Pendant longtemps, la taille des transformateurs a été un obstacle à la réalisation de tels produits. Des développements technologiques récents ont permis la réduction d'encombrement vers 3 cm³ (cf. photographie et schéma bloc).

La figure 3 montre le schéma bloc d'un amplificateur d'isolement à transformateur. Les transformateurs ne passant pas

Figure 3 : Schéma bloc d'un amplificateur d'isolement par transformateur : l'AD 202.



les signaux continus, il sera nécessaire d'utiliser le support d'une porteuse qui sera modulée par le signal issu du capteur. Au secondaire du transformateur, le signal sera démodulé, filtré et amplifié à nouveau si nécessaire. La porteuse est en général fournie par un oscillateur interne au produit. La modulation peut être d'amplitude ou de largeur d'impulsion. Cette dernière technique est utilisée par l'AD210 et lui confère une linéarité de 0,012 % maximum.

Isolement optique (opto-électronique)

Cette méthode est illustrée sur la figure 4. Des signaux lumineux d'intensité proportionnelle au signal issu du capteur sont transmis par une diode électroluminescente et reçus par un phototransistor. Ce type d'isolement requiert une alimentation extérieure (convertisseur continu-continu) et des recalibrations régulières pour réduire les dérives en température.

Isolement par capacité basculante :

Cette méthode est utilisée depuis longtemps en milieu industriel (elle présente l'avan-

tage d'être simple au niveau de la maintenance), elle a survécu à l'apparition de techniques utilisant les semi-conducteurs, dont elle diffère par le fait qu'elle n'utilise pas d'amplificateur opérationnel et n'amplifie pas le signal. Par contre, l'utilisation de relais entraîne certaines contraintes (bruit, problème de rebondissements, capacité parasite, vitesse de commutation et durée de vie réduites). Son principe est donné sur la figure 5.

Dans un premier temps (commutateurs en traits pleins sur la figure) la capacité est chargée à la tension délivrée par le capteur. Dans un deuxième temps (commutateurs en pointillés) la capacité est isolée de l'entrée (élimination de mode commun) et transmet le signal utile (différentiel) à l'étage d'entrée de l'appareil de mesure.

Association convertisseur/optocoupleur :

Une dernière technique consiste à numériser le signal avant de le transmettre au travers d'un optocoupleur. Cette numérisation est réalisée par un convertisseur tension - fréquence ou par un convertisseur A/N à sortie série. A la sortie de l'optocoupleur, le

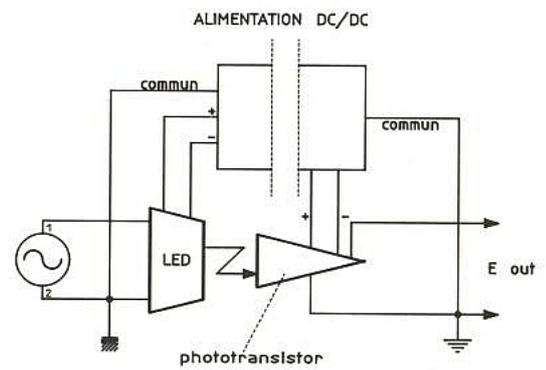


Figure 4 : Isolement optoélectronique.

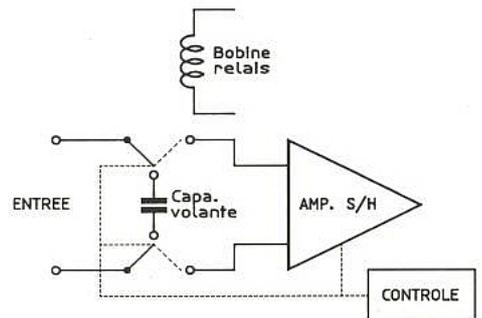


Figure 5 : Isolement par capacité basculante.

COMPARAISON DES TECHNIQUES D'ISOLEMENT

PARAMETRE	ELECTROMECHANIQUE (Capacité basculante)	ELECTROMAGNETIQUE (couplage par transformateur)	OPTOELECTRONIQUE (linéaire)
RRMC	100-105 dB pour les trois types (120 dB typique)		
Tension de mode commun	100-300 V typique	2 500 V typique 8 000 Vmax. (crête)	2 500 V typique 3 500 V max. (crête)
Linéarité	jusqu'à 0,01 %	jusqu'à 0,01 % typique 0,05 %	Typique 0,05 %
Réponse en fréquence	très faible (limitée par les temps de réponse des relais et temps de charge des capacités)	moyenne 20 kHz petits signaux 5 kHz pleine puissance (limitée par fréquence porteuse)	bonne 60 kHz petits signaux 5 kHz pleine puissance
Prix	150-200 F/voie + incidence de l'encombrement	150-350 F/voie (alimentation comprise)	150-250 F/voie + 100 F/voie pour alimentation externe
Alimentation isolée	inutile	en général interne	doit être fournie extérieurement
Autre	Nombre de manœuvres limité Performance affectée par le bruit électrique, les gradients de température et les capacités parasites. Pas d'amplification	Bonnes spécifications en offset et gain. Encombrement réduit avec les techniques nouvelles	Dérives importantes par rapport aux autres méthodes Recalibration fréquente

Tableau 1 : L'isolement électromagnétique est parmi les différentes techniques d'isolement celle qui offre le meilleur rapport performance/prix.

APPLICATIONS	CARACTERISTIQUES RECHERCHEES
INDUSTRIEL - régulation des moteurs - nucléaire - process control - systèmes de test	- Élimination des boucles de masse - Forte réjection de mode commun - Fonctionnement synchrone pour les équipements multivoies
INSTRUMENTATION - Systèmes d'acquisition - Transmetteurs de précision	- Élimination des boucles de masse - Forte réjection de mode commun - Précision et linéarité importantes - Stabilité - Faible bruit - Fonctionnement synchrone pour les équipements multivoies

Tableau 2.

signal (fréquence proportionnelle au signal d'entrée) est chargé dans un compteur ou directement dans le registre du calculateur. Un inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite une alimentation continue isolée. Le tableau 1 compare les caractéristiques des trois premières méthodes.

OÙ REALISER L'ISOLEMENT ?

Celui-ci est en général réalisé entre le conditionnement du signal (amplification, linéarisation, filtrage) et la conversion A/N. Dans certains cas, l'isolement est interne au système d'acquisition. Plus généralement, la fonction est réalisée extérieurement car le besoin varie d'une façon importante en fonction de l'environnement dans lequel le système est utilisé. Les applications dans lesquelles l'isolement est pratiquement une nécessité sont très nombreuses. Nous en citons quelques exemples ci-dessous :

- en milieu industriel : mesures de courants au travers d'un shunt, variateurs de vitesse, régulateurs de charge, alimentations stabilisées, réduction du bruit électrique dans les systèmes d'acquisition, mesures de niveau ou débit de liquides inflammables...

- en instrumentation : alimentations isolées régulées, ponts de jauge isolés, alimentations à sortie flottante, systèmes d'acquisition multivoies.

Le tableau 2 montre les applications en instrumentation et en milieu industriel. Les applications d'isolement ont été étendues au niveau de la gamme de température par des circuits tels que l'AD 295 fonctionnant de - 40° C à + 100° C.

CONCLUSION

L'utilisation de plus en plus fréquente de systèmes électroniques de régulation dans le milieu industriel amène de plus en plus d'applications utilisant l'isolement qui, non seulement protège les équipements électroniques contre les dommages électriques mais, réciproquement, protège les équipements industriels des conséquences liées aux pannes des systèmes de régulation. L'investissement supplémentaire occasionné par l'isolement est bien souvent très rapidement compensé par la réduction des pannes et l'augmentation de la précision de systèmes de régulation.



ANNEXE

LA REJECTION DE MODE COMMUN :

La réjection de mode commun est une des spécifications fondamentales de l'amplification d'isolement. Elle caractérise la capacité de l'amplificateur à rejeter les signaux de mode commun entre son entrée et sa sortie. Cette caractéristique est très importante lorsque l'on traite des signaux de faible amplitude en présence de mode commun important.

Mathématiquement, la réjection de mode commun est définie comme suit :

$$RRMC = AD / AMC$$

$$RMC = 20 \log (RRMC) \text{ dB}$$

RRMC = Rapport de réjection de mode commun
 RMC = Réjection de mode commun
 AD = Gain du signal différentiel
 AMC = Gain de mode commun

Sur les amplificateurs modernes CMR vaut couramment 100 à 150 dB, défini à 60 Hz et avec un déséquilibre d'impédance de source de 100 ohms à 1 kohm.

CMR (dB)	Facteur d'atténuation
60	1 000 : 1
80	10 000 : 1
100	100 000 : 1
120	1 000 000 : 1

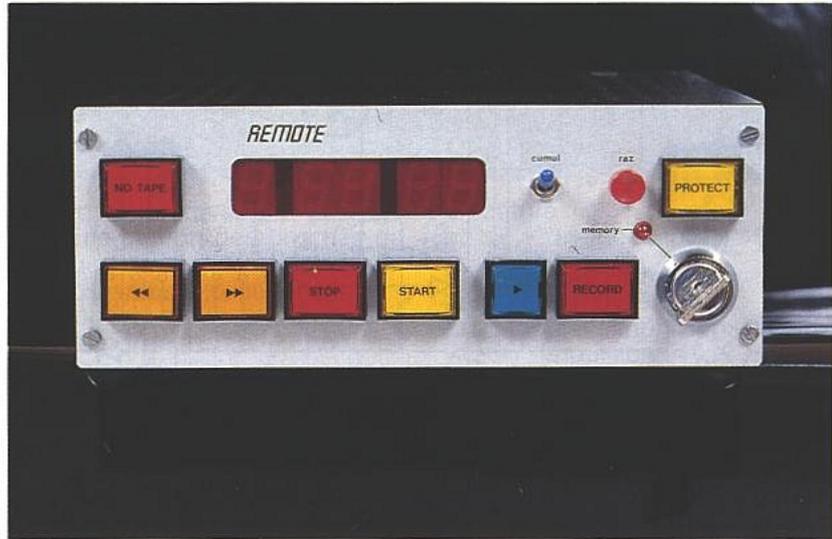
AC REMOTE

Remote est une télécommande universelle de magnétophone plutôt originale.

Tout d'abord elle dispose de touches lumineuses qui rappellent la fonction en cours (rares sont les machines équipées de ce luxe).

D'autre part, elle travaille de manière autonome, avec des lois qui sont propres. Ainsi il sera possible de faire des choses peu courantes, comme par exemple : à l'ouverture du fader la machine part en enregistrement, à la fermeture elle s'arrête et ainsi de suite, sans qu'il soit nécessaire de reprogrammer la fonction record.

De plus, il lui a été adjoint un petit compteur de temps (9 h 59' 59'') qui démarre avec la machine et s'arrête avec elle, RAZ automatique ou cumul étant au choix. On notera d'ailleurs que ce petit chrono est totalement dissociable de la télécommande, ce qui permettra de l'utiliser pour n'importe quelle machine, et pourquoi pas sur un fader de micro !



Réaliser une télécommande pour une machine particulière est un jeu d'enfant. La vouloir universelle est un tout autre problème, car il n'existe aucun standard en la matière, et chaque constructeur y va de sa propre cuisine. On trouve parfois des commandes tenues (rare), mais plus fréquemment impulsives (à ouverture ou à fermeture), véhiculant des tensions diverses, etc. La solution que nous avons retenue pourra sembler étrange, mais après bien des tergiversations et de nombreux essais, elle s'est avérée à la fois la plus fiable et la plus facile à construire : aucun circuit intégré, rien que de l'électromécanique (pour la télécommande bien entendu, par pour le chrono...). Les raisons de ce choix sont multiples. Tout d'abord il est impératif de fournir des contacts de commande totalement neutres de toute tension, à ouverture et fermeture, et totalement indépendants pour toutes les fonctions. Donc, à moins de mettre de simples poussoirs, seuls des relais peuvent assurer ces conditions. D'autre part, il faut remarquer qu'un relais colle ou décolle, mais ne produit jamais de "troisième" état douteux, du genre résidu de tension ou autre. Ainsi il est possible de séquencer facilement, et assurer de ce fait un fonctionnement sans équivoque.

Par ailleurs, la mise au point d'un tel montage ou sa maintenance éventuelle est à la portée de tout un chacun, et offre également de grandes possibilités de modifications ou simplifications.

Quoiqu'il en soit, l'essentiel de cette étude tient plutôt dans "l'idée", ou le soft si vous préférez. Chacun pourra la reconduire à sa façon, et employer au besoin une autre technologie, mais un conseil toutefois : réfléchissez bien avant de tout bouleverser car nous avons fait de nombreuses tentatives de modernisation (comme mise en Eprom de la logique) et pourtant nous sommes revenus au relais... Il faut rappeler que nous avons voulu cette télécommande universelle, ce qui change tout : une commande dédiée est parfaite tant qu'on ne change pas de machine ! L'avantage de REMOTE est qu'il suffit d'adapter le câble de liaison pour piloter un autre magnétophone, conservant de ce fait la télécommande proprement dite (aspect économique) mais aussi des habitudes. Avant de plonger tête baissée dans le schéma, il nous faut dire un mot de la philosophie principale de cette étude. En effet, REMOTE répond à des lois légèrement différentes des coutumes traditionnelles. Bien entendu, on retrouve toutes les commandes classiques, mais avec une nuance toutefois : la clé Start ! En fait, REMOTE exploite à fond les possibilités offertes en général par une touche pause quand elle existe ! Pour simplifier (nous verons cela plus en détail en décortiquant le schéma) on peut dire qu'un appui sur Play ou Record change la fonction, mais n'est pas une COMMANDE. Pour activer la "programmation" Play ou Record, c'est Start qu'il faut

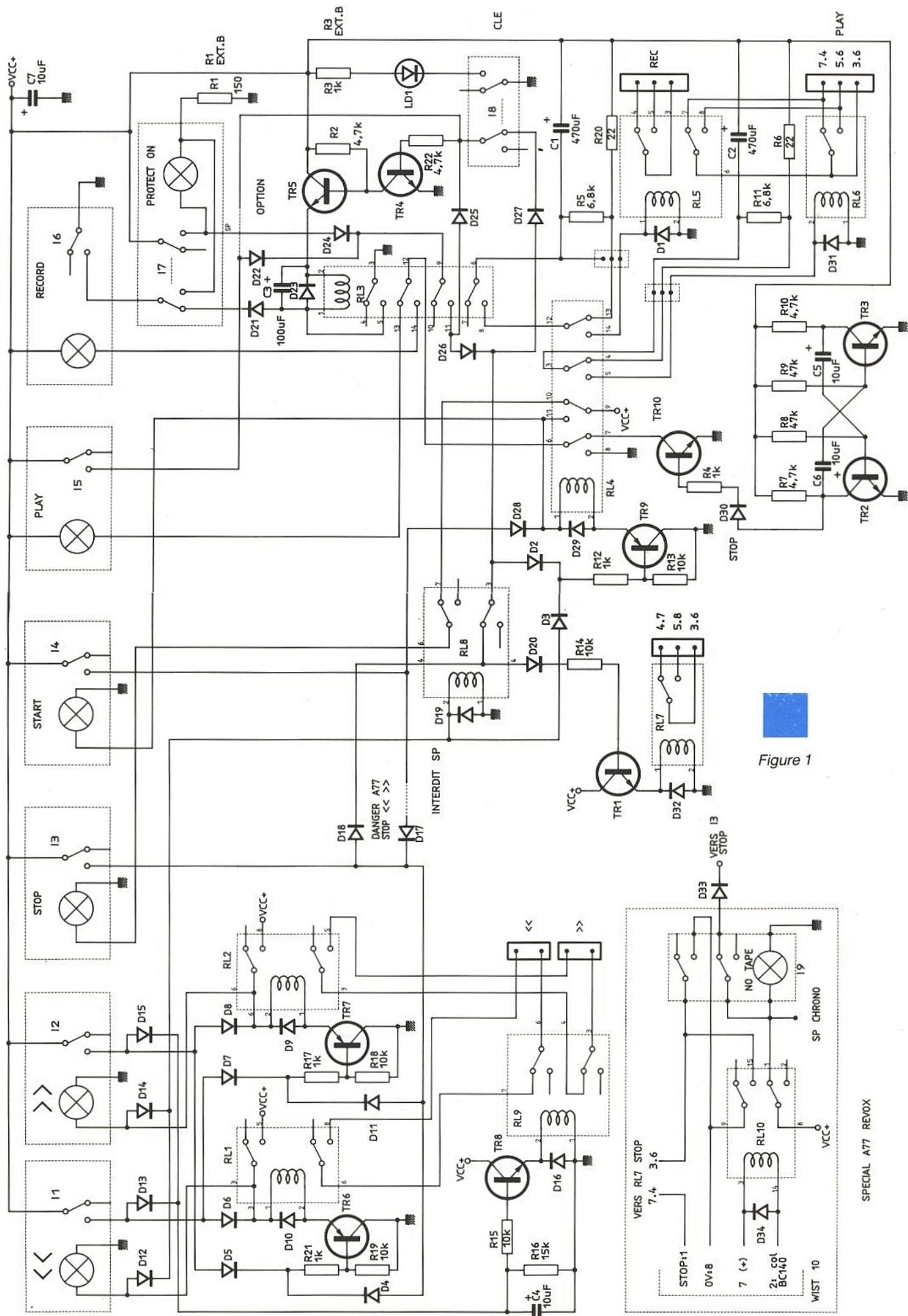


Figure 1

lancer. Ainsi, mille astuces sont possibles : on peut mémoriser la fonction, la commander par électro-start, l'interdire, etc.

Mais REMOTE prévoit aussi les réactions internes à la machine concernée. Ainsi on pourra (par ajout d'une diode) autoriser les séquences "modernes" telles que >> puis Play (à interdire sur les A77 car il n'y a pas de contrôle d'arrêt).

Une autre amélioration avait été envisagée afin de permettre des "fenêtres" sans arrêt. Exemple : appui sur Play, passage sur Record, et retour sur Play sans passer par Stop. A notre connaissance, aucune machine ne prévoit cette fonction.

Attention, l'auteur ne connaît pas TOUS les magnétophones : il est donc possible que cette condition existe. Sur REMOTE, elle a été abandonnée, mais nous verrons plus tard comment la mettre en action. Pour préparer certaines machines à cette fonction, il faudrait parfois peu de choses, mais dans notre cahier des charges il était bien précisé que cette réalisation ne devait en aucun cas nécessiter ouverture et bricolage dans le magnétophone. Le seul luxe que nous nous sommes permis est un "Spécial A77 Revox" qui exploite une particularité de ce modèle sur sa prise de télécommande. Inutile de dire qu'il ne faudra pas monter les éléments le concernant, si on destine cet accessoire à un autre magnétophone. Par contre, les possesseurs de A77 risquent de ne plus reconnaître leur machine une fois REMOTE en service. Pour tout vous dire, cette étude a été guidée par l'envie de reconstruire totalement un A77 dont on ne conserverait que la mécanique...

FONCTIONNEMENT

La **figure 1** présente le schéma complet de la carte de télécommande. Tout d'abord, on observera les clés de commande (au-dessus), et on remarquera que toutes se contentent d'un simple inter. Il serait donc possible (ça a été fait exprès) d'utiliser des touches du genre DIGITAST. L'ampoule serait alors remplacée par la led de ces touches (ne pas oublier de mettre en série des résistances de 1 k). Mais la réalisation perdrait un peu de son aspect pratique.

Pour notre part, ce sont des touches de marque Baco que nous avons utilisées, éclairées par des ampoules de 12 volts 20 mA.

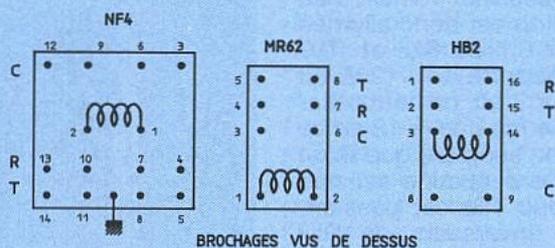


Figure 2

Un laborieux travail de repérage et numérotation des broches de chaque relais a été effectué afin de faciliter les explications.

On trouvera d'ailleurs **figure 2** la répartition des broches pour les trois types utilisés, mais attention : l'auteur a dû improviser pour le brochage des MR62, n'ayant trouvé aucun document précis à son sujet. Il ne faudrait donc pas prendre cette numérotation pour créer la librairie d'un logiciel de CAO.

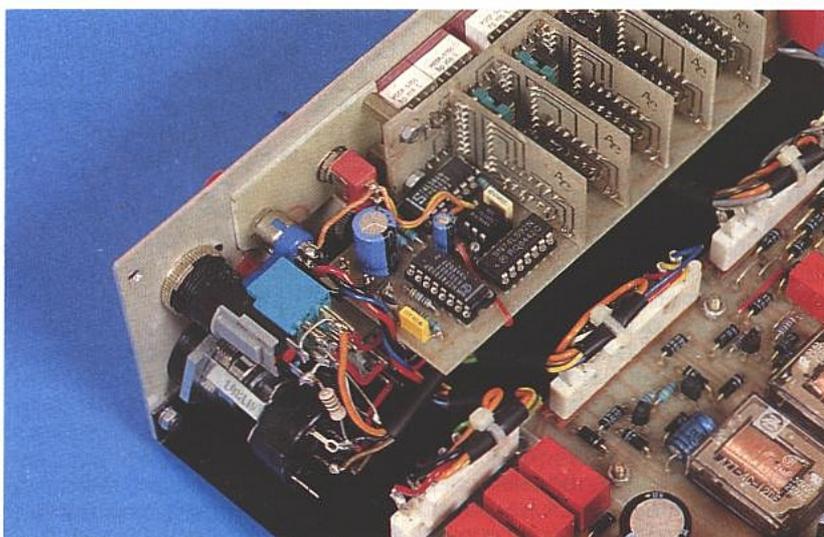
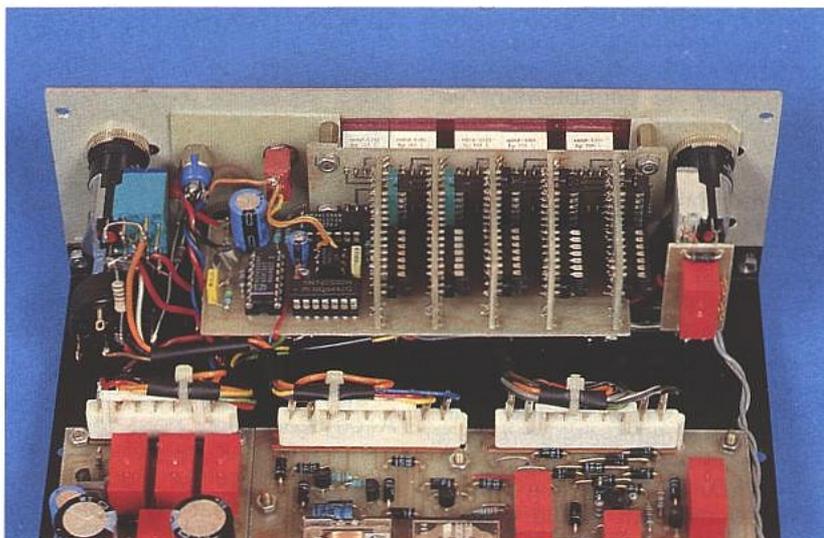
Pour commencer, nous allons identifier les relais et leurs fonctions principales (convention

d'écriture : "<<" retour rapide et ">>" avance rapide).

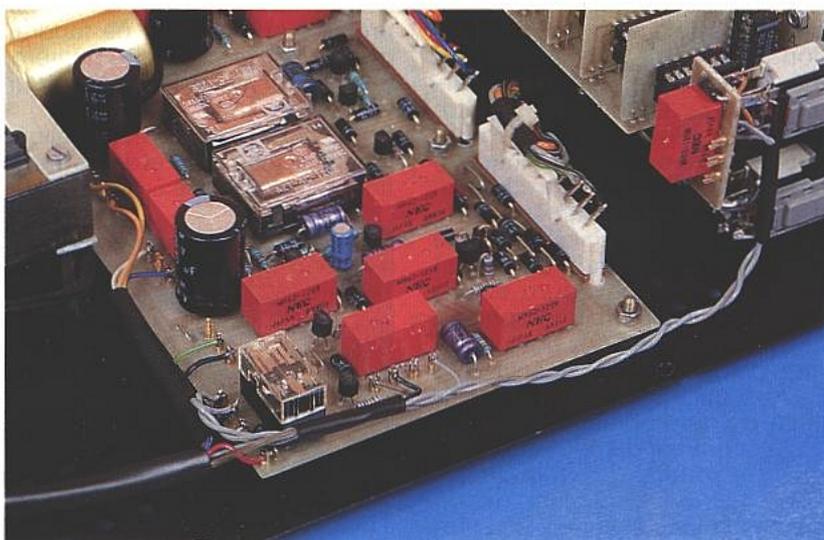
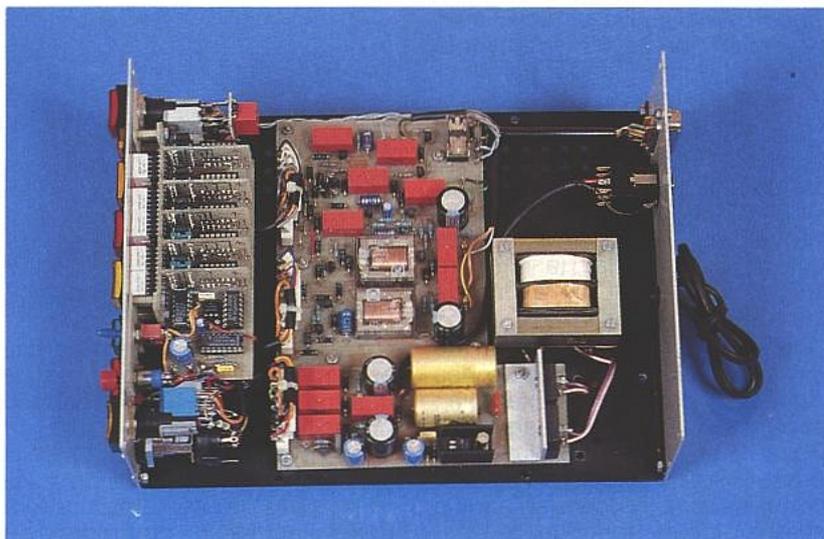
RL₁ = <<, RL₂ = >>, RL₃ = bascule Play/Record, RL₄ = Start, RL₅ = impulsion Record, RL₆ = impulsion Play, RL₇ = Stop, RL₈ = interdiction spéciale, RL₉ = impulsion pour << et >>, enfin RL₁₀ = réservé A77.

Disons tout de suite que RL₁₀ est le seul relais 24 V, tous les autres étant alimentés en 12 V.

Si vous le voulez bien, on va observer en premier le jeu Start/Stop. A l'allumage, tous les relais sont au repos (le schéma est



d'ailleurs dessiné ainsi). La lampe de Stop est donc allumée puisque par 6,7 de RL₃ et 10,9 de RL₄ on apporte le + 12 V. En appuyant sur Start, on peut coller RL₄ de par le fait que + 12 arrive par D₂₈, et on suppose que D₂ et D₃ n'apportent aucune tension positive, donc TR₉ est passant. Les quatre inverseurs de RL₄ basculent et le contact 9,11 a pour effet d'autoalimenter RL₄ et de désalimenter la lampe Stop. Pour 6,8, on comprend en remontant vers RL₃, 12, 13, 14 que la lampe Play ou Record s'allumera en fixe suivant l'état de RL₃. Pourquoi en fixe ? Revenons quelques pas en arrière : RL₄, 6, 7, 8. Au repos, ce relais "no Start" (à ne pas confondre avec "Start/Stop" car Stop est un arrêt machine, "no Start" pouvant être < < ou > >), au repos donc le contact 6,7 est établi et la commutation d'ampoule Play/Record est renvoyée à TR₁₀, lequel est commandé par un petit oscillateur à 2 Hz environ constitué de TR₂ et TR₃. Ainsi, en position no Start, le choix Play ou Record est matérialisé par un clignotement de l'ampoule concernée. Donc si Start est commandé, le clignotement se transforme en allumage fixe.



Pour terminer avec RL₄, les deux cellules inverseuses finales 3, 4, 5 et 12, 13, 14 sont chargées de transformer cet état Start en impulsions Play ou Record.

Observons la cellule 3, 4, 5, de RL₄. Au repos, 3,4 ferme R₁₁ et C₂ est forcé de se décharger dans R₆ (22 Ohm). Quand Start est actif, 3,5 connecte alors C₂ à RL₆. C₂ se comporte comme un court-circuit et colle RL₆, jusqu'au moment où sa charge est suffisante pour que RL₆ décolle (R₁₁ + R₆ ne permet pas de maintenir RL₆).

Donc, Start commandé envoie une impulsion (approximativement 0,5 s) à RL₆ (Play) mais également à RL₅ si la liaison 6,8 de RL₃ est assurée (commande Record). Ainsi, si 6,8 est fermé, RL₅ et RL₆ envoient chacun une impulsion, le premier pour Record, le second pour Play. On pourrait s'étonner du jeu 6, 7, 8 de RL₅ qui vient se mettre en parallèle sur RL₆. C'est simple : il faut admettre que Start peut être collé (RL₄) et que l'on passe (en marche), de Play à Record. Dans ce cas, RL₄ étant collé, il faut que Record assure également une impulsion Play. Certains magnétophones se passent de cette nécessité, mais il ne pose aucun problème de la prévoir par

défaut. Au besoin, on pourrait couper la liaison 6 RL₅/3,6 RL₆.

A ce stade, on peut faire une remarque pour ce qui concerne un éventuel retour Record vers Play (fenêtre à la fermeture) : il n'est plus possible avec cette structure d'envoyer une impulsion Play si RL₄ est collée, à moins de réinjecter une impulsion externe pour RL₆ (autre que C₂/R₁₁-R₆). C'est ce qui nous a fait abandonner cette fonction, mais il serait possible d'envisager un simple couple RC entre 15 et 3 de RL₄. A vérifier.

Pour ce qui serait de basculer les ampoules Record vers Play, nous avons prévu le coup, mais on verra cela plus tard...

Voyons maintenant la commande Record. Exceptionnellement, I₆ envoie un "zéro" : I₁ à I₅ commandent par + 12 V. Supposons I₇ au repos : D₂₁ transmet le 0 V à RL₃ qui colle puisque on suppose TR₅ passant de par le fait que TR₄ n'est pas commandé, ni par D₂₅, ni par D₂₇ + I₈.

TR₅ offre alors le + 12 V et I₆ le 0 V. RL₃ colle, et son inverseur 3, 4, 5 en assure l'auto alimentation ; 12, 13, 14 se charge de modifier l'allumage des ampoules dans les deux cas : préparation = clignotement, actif = fixe. La fermeture de 6,8 va permettre une impulsion sur RL₅ (fenêtre à l'ouverture si Start RL₄ activé), ou une décharge plus rapide de C₁ par bouclage de R₅. La liaison 9,10 prépare une désactivation de la fonction Record.

Voyons plusieurs cas (n'oublions pas qu'on est en Record actif) :

1) On appuie sur Play, D₂₂ envoie + 12 V. Comme 9,7 de RL₃ est fermé, D₂₅ bloque TR₄ qui désalimente de ce fait RL₃ (l'inverseur 12, 13, 14 de ce dernier confirme l'affichage).

Mais D₂₂ ne se limite pas à cela : D₂₆ quand RL₃ est encore collé, envoie le + 12 V à D₂₇ et D₂. Pour D₂₇, si la clé est au repos (on en reparlera) on ne fait que doubler la commande. Par contre, D₂ va permettre de décoller RL₄ en ouvrant l'espace émetteur collecteur de TR₉. Sans tout détailler, on retrouve l'état no Start, clignotement de la programmation Play, etc. Mais D₂₆ envoie aussi le 12 V à R₁₄, ce qui bloque TR₁ et colle RL₇ le temps que C₃ (sur RL₃) assure la liaison 9,11 de ce dernier. C'est tout bête, mais ça marche parfaitement ! C₃ de 100 µF oppose un léger retard au décollage de RL₃, ce qui laisse le temps à toutes les fonctions de s'exécuter. Donc RL₇ colle jusqu'à ce que C₃ n'ait plus assez de réserve, et produit alors une impulsion Stop d'où arrêt réel de la machine.

Break : pour ceux qui sembleraient perdus entre la lecture et le suivi du schéma, un bon conseil : faites-vous lire ce texte par un (ou une) ami(e) pendant que vous suivez les méandres du schéma. Il n'y a rien de compliqué, et il ne faudrait surtout pas se laisser impressionner par la figure 1.

Nous venons donc de voir qu'un appui sur Play quand Record est actif, équivaut à Stop.

2) Un appui sur Stop fait coller RL₇ (D₁₈, D₂₀), décolle RL₄ (D₂) et propose ses services à D₂₇. La il y a une astuce : une clé permet d'empêcher à D₂₇ de faire décoller RL₃. Cette fonction appelée Memory Record permet de conserver l'état actif de RL₃, même après un Stop. En général, sur un magnétophone, après avoir fait Stop, il faut reprogrammer Record. Ce sera le cas si I₈ est fermé, mais s'il est ouvert, la programmation Record restera prête pour le prochain Start. Mine de rien, c'est très intéressant, car si on commande REMOTE par un électro-start, on peut passer de Record à Stop autant de fois qu'on veut, uniquement en ouvrant ou fermant la tirette. D'autre part, si on a raté le début d'un enregistrement, on peut rebobiner et repartir immédiatement en Record.

Bien entendu, il faut faire très attention avec cette option ! C'est pourquoi une clé est prévue, ainsi que Ld₁, pour rappeler qu'elle est active, et quand l'auteur dit une clé, cette fois c'est un VRAI commutateur à clé.

3) L'option Protect est très simple : si I₇ est ouvert, I₆ ne peut plus faire coller RL₃ et nous

avons ajouté un petit plus : si I₇ est ouvert (Protect actif) l'ampoule est allumée mais sous alimentée à cause de R₁ 150 Ohm. Si on cherche à appuyer sur Record, I₆ court circuit R₁ et l'ampoule s'éclaire à son maximum : c'est une façon simple de rappeler que Protect est actif. Si on prend le cas où Record a été commandé, et que l'on appuie sur Protect en cours de fonctionnement, déconnecter I₆ ne suffit pas et c'est D₂₄ qui assure le décollage de RL₃ et Stop (D₂₆ + D₂).

Voilà, nous avons vu à peu près toutes les conditions pour Record et Play. Il reste toutefois à remarquer que le nœud D₂₆, D₂, D₂₇ bouge à chaque fois que RL₃ est — ou non — collé. Cette condition pourrait être exaspérante, si on n'avait pas prévu RL₈, "interdit SP" qui dans certains cas refuse de coller RL₇ (D₂₆, D₂₀ ouvert).

Ces "certains cas" sont tout simplement les fonctions de bobinage avant-arrière : ainsi, si >> ou << est commandé, l'arrêt par changement d'état de RL₃ est interdit. Nous avons considéré tout-à-fait normal de programmer Record, Play ou Protect pendant un bobinage rapide, et il était donc impératif que ces manipulations n'entraînent pas l'arrêt de la machine. Donc RL₈ collera pour >> et <<, et nous en avons profité pour éteindre Stop par son contact 6,7 ouvert. <<, >>

Il nous reste à voir comment fonctionnent les bobinages rapides. C'est désespérément simple, mais rigolo. Prenons pour exemple l'avance rapide : I₂ envoie + 12 V sur RL₂ grâce à D₈. Si aucune tension positive ne vient bloquer TR₇ (ni par D₇, ni par D₁₁), RL₂ peut coller et s'auto alimente par 6,8. Le contact 3,5 est fermé, mais ce n'est pas suffisant pour envoyer une impulsion. Il faut que 3,5 de RL₉ soit également fermé. Pas de problème, c'est fait par I₂ et cette fois D₁₅, ce qui permet à TR₈ de devenir passant.

On notera que si I₂ est maintenu appuyé, on peut FORCER la fonction. Toutefois si on appuie rapidement sur I₂, il faut conjuguer les mouvements : RL₂ va coller immédiatement mais si on n'y prend garde, RL₉ ne sera pas prêt assez longtemps pour que les deux inverseurs en série remplissent leur fonction à tous les coups. C'est pourquoi C₄ de 10 µF va garder une petite réserve d'énergie pour maintenir RL₉ quelques instants. Mais ce

n'est pas fini : l'autoverrouillage de RL₂ par 6,7 peut également allumer l'ampoule, et par D₁₄ décoller RL₈ donc éteindre Stop et permettre de programmer Record, Play, Protect, sans impulsion Stop.

Enfin I₂ envoie également + 12 V par D₅ sur la base de TR₆. Vous l'avez compris, ça ne sert à rien si RL₁ est au repos, mais si on a programmé précédemment un retour rapide (<<), un appui sur I₂ déprogramme et active RL₂.

Tout ce qui vient d'être dit s'applique aussi à I₁. Un seul exemple : c'est D₇ qui va déprogrammer >> si la commande << a été enclenchée. Cette section pourrait s'appeler "je te tiens, tu me tiens par la barbichette"..., et dans les cas de figure les plus tordus (<< et >> appuyées ensemble par exemple), le premier relâché perd sa place. Encore faut-il pouvoir arrêter le processus, car pour l'instant c'est soit <<, soit >> mais il n'y a pas d'arrêt.

Pour stopper, il y a deux solutions dont une est parfois dangereuse. La plus simple est Stop transmettant l'ordre de décollage de RL₁ et RL₂ par D₄ et D₁₁. La seconde serait Start, si D₁₇ est implantée, mais elle est à éviter sur les machines ne disposant pas d'une gestion interne d'arrêt total des bobines, avant de coller le galet sur le cabestant. Nous avons écrit sous D₁₁ : "danger A77", mais ce n'est pas limitatif... Heureusement, de plus en plus il est permis de lancer Start après un déplacement rapide. Il faudra donc implanter D₁₇ si c'est votre cas et l'oublier dans le cas contraire, à moins que vous ne soyez un fanatique des bandes joyeusement enroulées sous les flasques des bobines.



Options

Il y a encore deux petites choses à voir : le bloc "Spécial A77 Revox" et l'option marquée en pointillés sous Protect. Commençons par celle-ci. Faites pivoter dans votre tête D₂₂ de sorte que sa cathode ne soit plus liée à D₂₄ mais au point marqué option. Cette fois la logique de "fenêtre à fermeture" est activée : Record est commandé, un appui sur Play fait basculer RL₃ sans pour autant générer un Stop. Rappelons toutefois que si la signalisation suit, il manquerait une impulsion Play comme nous l'avons dit précédemment.

Spécial A77

Le bloc "Spécial A77" exploite une particularité de cette machine : sur la prise Wist 10 de télécommande, il est implanté par défaut un strap entre les broches 2 et 1. La **figure 3** reproduit en partie le schéma tape drive de Revox. Ce strap transporte les informations en provenance de la LDR (détection de fin de bande, ou de bande transparente). D'après le schéma d'origine, une illumination de la LDR conduit à interdire la ligne en série avec Stop.

Effectivement, sur cette machine, Stop est à ouverture contrairement aux autres commandes, et si le 0 V fait défaut sur cette touche, la machine s'arrête. Pour notre part, il y a longtemps que nous avons modifié le système afin d'exploiter cette information très importante. Le principe est tout simple et ne nécessite pas l'ouverture de la machine : il consiste à placer entre Fg7 (+ 27 V) et Fg2 (collecteur du BC140) un petit relais. Ce dernier colle quand il y a une bande. Il faut donc utiliser un contact afin de reboucler Fg1 (Stop) avec cette fois Fg8 (0 V). Ni vu, ni connu !

Mais si le relais dispose de deux sections (ou plus) on récupère l'information "bande ou pas bande". Si cela ne vous fait pas bouillonner d'idées, c'est que vous n'êtes pas réveillés ! En effet, cette information va permettre des automatismes évolués entre deux machines (ou plus) en jouant avec de la simple amorce transparente. Pour REMOTE, nous nous sommes contentés de lui faire allumer une ampoule, de commander Stop, de rendre libre l'information et enfin de lui confier une fonction spéciale pour le chrono (hé, hé...).
Donc :

1) L'acquisition de détection de fin de bande commande effectivement l'affichage Stop par D₃₃. Sans cela, le magnétophone est arrêté, mais l'affichage d'une autre fonction peut rester actif.

2) L'allumage d'une petite ampoule quand la bande est absente (ou l'amorce transparente) est très intéressant. D'origine, il faut se crever les yeux sur la machine pour repérer le raccord amorce-bande, car seul le maintien des fonctions témoigne que la LDR ne reçoit plus de lumière. Désormais, on peut pointer sur le raccord très facilement : la lampe No Tape s'éteint dès qu'une bande masque la cellule.

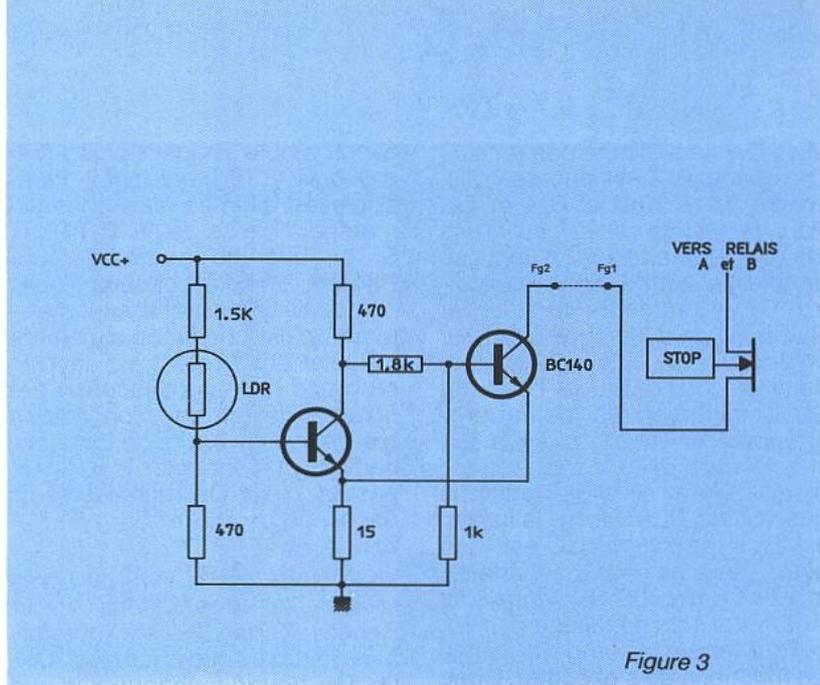


Figure 3

Nous avons ajouté aussi une fonction de déblocage : sur un A77, on peut forcer Play en maintenant la touche appuyée quand la LDR est éclairée, mais pas sur REMOTE puisque les commandes sont impulsionnelles. Il y avait plusieurs possibilités pour solutionner le problème. nous avons retenu celle-ci qui fait appel à une particularité des cellules inverseuses sans point commun : une cellule ouvre le circuit de D₃₅ (débloquent donc le forçage Stop) et une autre ferme la boucle 1,8 du Revox (plus précisément 1.RL7.8) autorisant la machine à recevoir une commande. Ainsi, en appuyant sur No Tape, on peut lancer par exemple Start ou Rewind. Nous avons choisi le poussoir à tenir pour I₉, afin de ne pas l'oublier activé. On peut donc passer sur une amorce transparente et on verra "No Tape" s'éteindre dès que la bande obturera la LDR. On découvrira le mois prochain d'autres spécificités. On remarquera quand même un autre intérêt non négligeable dû à RL₁₀ : si la télécommande n'est pas alimentée, le A77 fonctionne comme s'il avait son strap 1,2. Une seule restriction : si No Tape est allumé, D₃₅ force Stop et interdit de programmer Record, sauf si la clé est sur Memory. Pour cette fois, vous en savez "presque" autant que nous, car pour le chrono, la commande par électro start et l'alim, il faudra patienter un tout petit mois. Il nous a semblé important de bien détailler nos choix, pour que cette partie fortement électromécanique livre le maximum de ses secrets.

RÉALISATION

On pourrait croire qu'une dizaine de relais va conduire à une carte

volumineuse. Ce n'est pas le cas comme le prouve la **figure 4**. Le circuit imprimé est en simple face pour peu que l'on accepte 11 straps. Attention, ceux placés sous RL₃ et RL₄ doivent être faits avec des fils fins (pattes de 1N914 par exemple) car les NF4 ne peuvent accepter d'être trop surélevés, et celui placé parallèlement à D₃ et D₁₉ mérite d'être isolé pour ne pas toucher D₁₇. Même si D₁₇ n'est pas monté, il est préférable de prévoir ce strap isolé.

Pour C₁ et C₂, il a été prévu une double implantation : pattes écartées de deux ou trois pas. Sur notre maquette, ces condensateurs sont des modèles 63 V bien volumineux et des 25 V suffiront. L'implantation un peu dense a nécessité de positionner quelques composants verticalement, contrairement à nos habitudes. Si R₈, R₁₇ et R₁₈ ne posent pas de problème de polarité, il faudra faire attention à D₇ et D₁₁. Les accès au circuit sont répartis en deux groupes : commandes, signalisations, et alimentation se partagent deux connecteurs MFOM 9 points ; alors que les contacts destinés à la machine sont prévus sur cosses, à proximité des relais concernés. Stop, Play et Record proposent l'intégralité des inverseurs (commun repos, travail) mais << et >> n'offrent que les contacts travail. A notre connaissance, aucune machine ne commande ces fonctions par ouverture de contact, mais on pourrait adapter facilement.

Pour la section "Spécial A77" (RL₁₀), les broches marquent directement les numéros de la fiche Hirshmann Wist 10 mais attention 8 sur A77 doit ajouter

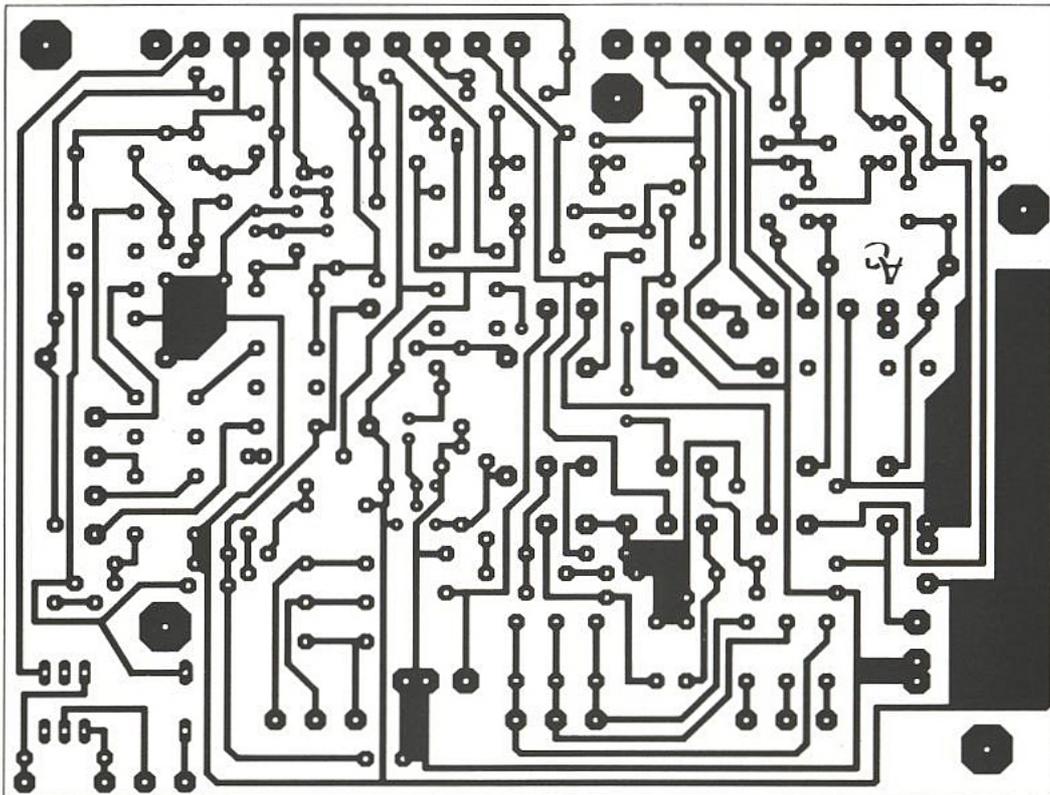


Figure 4 a

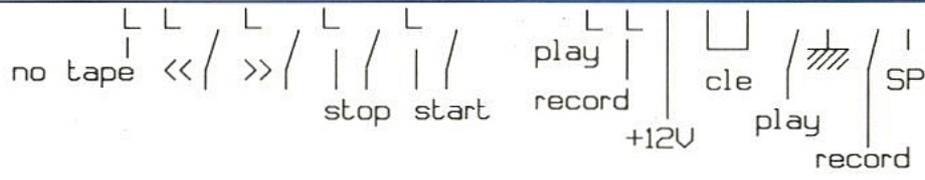
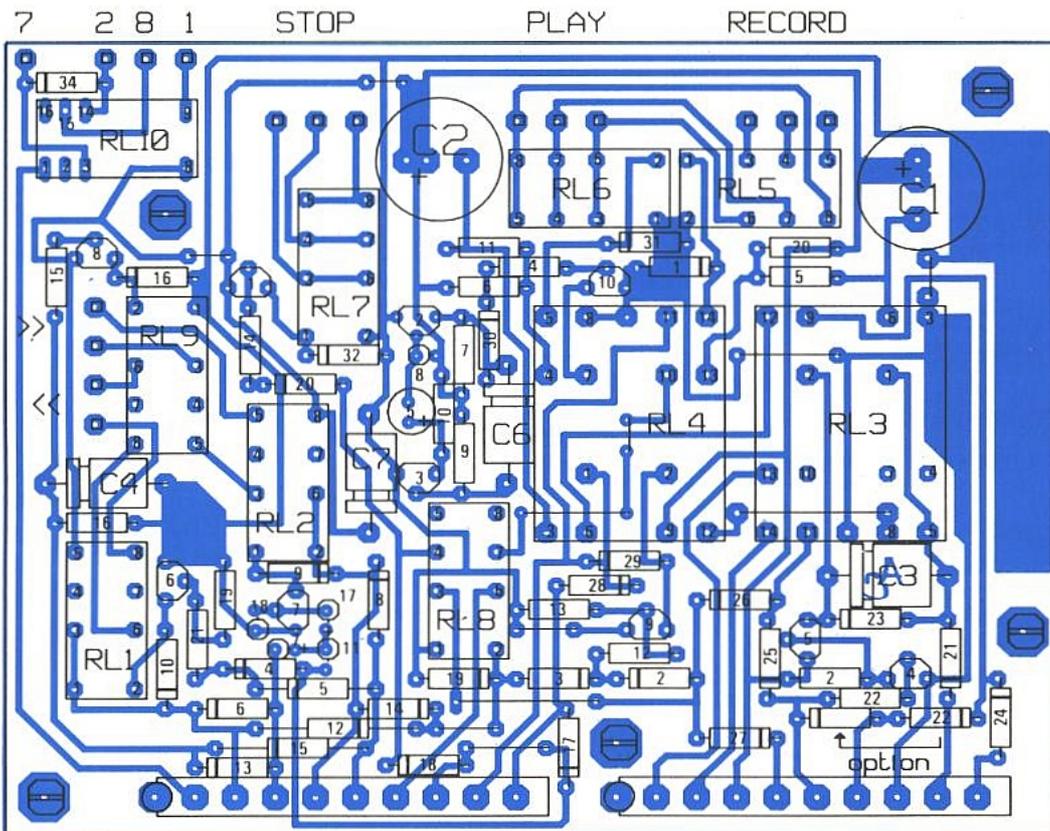


Figure 4 b

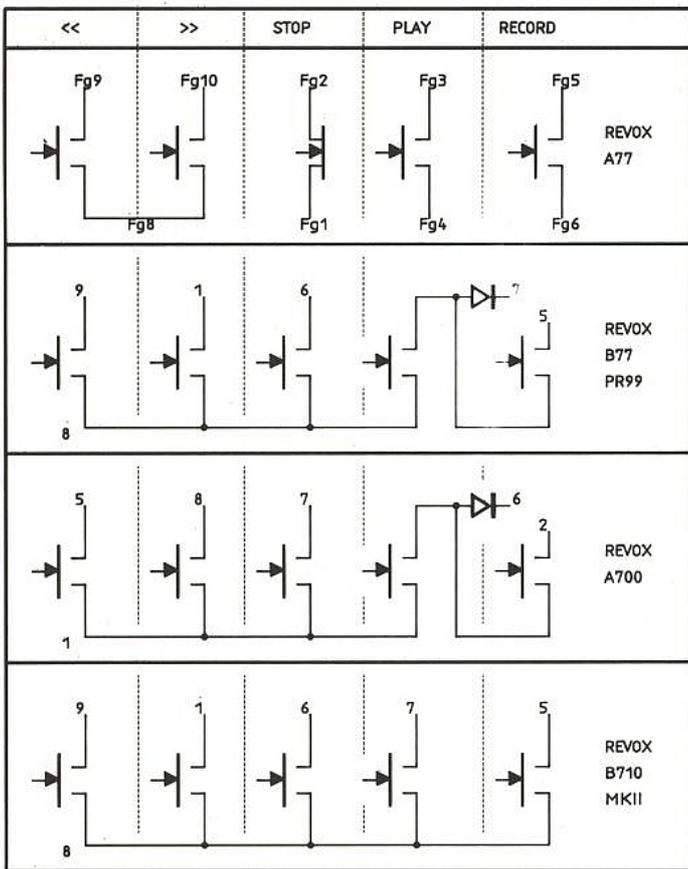


Figure 5

Stop en série. Voir **figure 5** le câblage spécifique à cette machine et également quelques autres brochages remote control. A vérifier toutefois soigneusement à partir de la documentation du constructeur.

Certains composants du schéma ne sont pas portés sur la carte. Il s'agit de R_3 , LD_1 , R_1 et D_{33} . Ils seront implantés à proximité des touches, comme nous le détaillerons le mois prochain.

En attendant, vous disposez de tous les éléments permettant de réaliser et tester ce circuit. Avec un peu d'attention, "ça doit marcher du premier coup".

Cadeau en guise de conclusion

Certains d'entre vous savent que l'on peut récupérer à bas prix des platines de A77 venant de laboratoires de langues. Le problème est que ces pauvres machines ont malheureusement été bricolées par un constructeur dont nous tairons le nom, et que toute l'électronique est à refaire (sauf la carte de régulation du moteur de cabestan). L'auteur ayant réimplanté un circuit imprimé de gestion des moteurs et une carte alim met ce travail à la disposition des lecteurs. Vous pourrez en obtenir les photocopies en envoyant à la rédaction une enveloppe timbrée à votre adresse (2,30 F suffisent), et derrière laquelle vous marquerez A77 AC afin de faciliter le travail du secrétariat. Voici l'adresse : Electronique Radio-Plans, 2 à 12,

rue de Bellevue, 75019 Paris.

Nota : en réduisant la carte de gestion moteur au niveau des commutateurs, et en raccordant REMOTE, c'est un bon début pour construire une très belle machine "maison", car comme vous le constaterez le mois prochain, de bonnes surprises vous attendent encore. Au fait, si on utilise REMOTE comme commande implantée DANS une machine, avez-vous remarqué qu'une télécommande serait très facile à prévoir, et qu'on peut en mettre plusieurs en parallèle pour peu que l'on muscle le 12 V ?

A suivre !

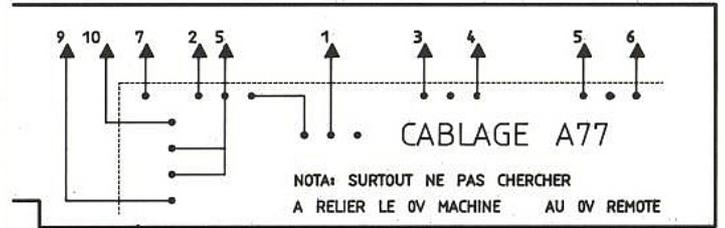
Jean ALARY.



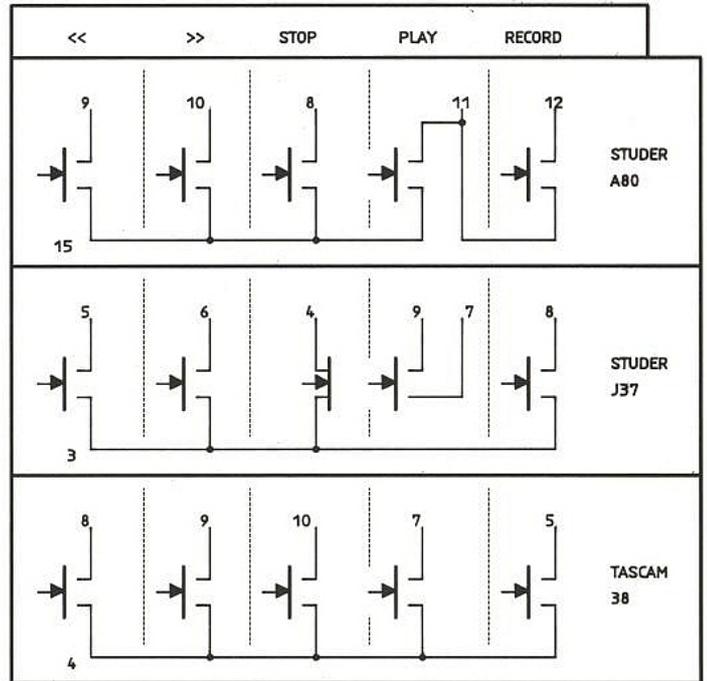
Nomenclature carte logique

Résistances

R_1 : 150 Ω 1 W
 R_2 , R_7 , R_{10} et R_{22} : 4,7 k Ω
 R_3 , R_4 , R_{12} , R_{17} et R_{21} : 1 k Ω
 R_5 et R_{11} : 6,8 k Ω
 R_6 et R_{20} : 22 Ω
 R_8 et R_9 : 47 k Ω
 R_{13} , R_{14} , R_{15} , R_{18} et R_{19} : 10 k Ω
 R_{16} : 15 k Ω



NOTA: SURTOUT NE PAS CHERCHER A RELIER LE 0V MACHINE AU 0V REMOTE



Transistors

$TR_{1/2/3/4/5/6/10}$: BC547
 $TR_{6/7/9}$: BC557

Relais

$RL_{1/2/5/6/7/8/9}$: MR62 12 V
 $RL_{3/4}$: NF4 12 V
 RL_{10} : HB2 DC24

Divers

MFOM 9 points (2)
 Cosses : 17
 Entretoises 10 mm : 5

Condensateurs

C_1 , C_2 : 470 μ F 25 V vertical
 C_3 : 100 μ F 25 V
 C_4 , C_6 et C_7 : 10 μ F 63 V
 C_5 : 10 μ F 50 V vertical

Diodes

D_1 à D_{34} : 1N4004

Led

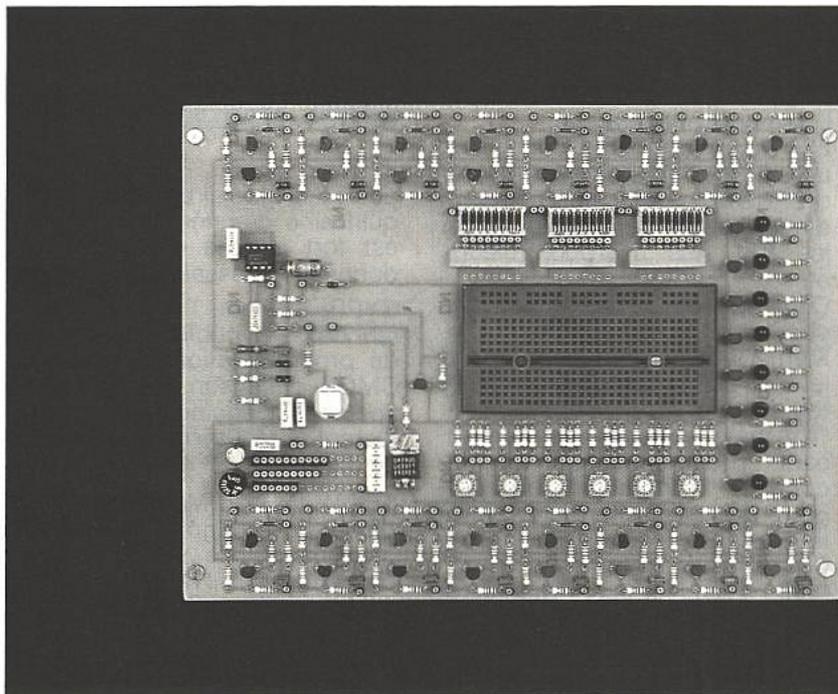
LD_1 : led 5 mm rouge

Inters

$I_{1/2/3/4/6/9}$: Poussoirs fugitifs rectangulaires
 I_5 : Un inverseur sans commun lumineux 12 V 20 mA.
 I_7 : Idem mais tenu et 2 inverseurs
 I_8 : Inter à clé, 2 inverseurs

■ Une carte de développement pour composants programmables

Qu'il s'agisse de mémoires, de réseaux logiques, ou de microcontrôleurs, les composants programmables font maintenant partie de la vie courante de l'électronicien moderne. Il ne fait aucun doute que le moyen le plus efficace de les mettre en œuvre consiste à employer un programmeur adaptable à un PC, et quelques-uns des puissants logiciels développés à cet effet. Tout le monde ne dispose cependant pas d'un micro-ordinateur ! D'ailleurs, pour des besoins occasionnels ou pour une simple initiation, il ne saurait être question d'investir dans un coûteux système de développement...



La réalisation que nous vous proposons ici permet, à moindres frais, de mettre en œuvre "sur table" la plupart des composants programmables : EPROM, PAL, microcontrôleurs, et même cartes à puce ! A condition de ne pas lui demander la rapidité et la souplesse de la solution informatique, elle pourra vous rendre de fiers services.

LES PRINCIPAUX COMPOSANTS PROGRAMMABLES :

Les plus courants des composants programmables sont à l'évidence les mémoires EPROM : les prix diminuant et les capacités augmentant, on en trouve dans un nombre toujours croissant de montages : systèmes à microprocesseur, bien sûr, mais aussi simples chenillards, séquenceurs, synthétiseurs de son, etc. Effaçables aux ultraviolets ou programmables une seule fois (versions OTP en boîtier plastique économique), elles sont

autant appréciées au stade du développement qu'en production de série.

Les microcontrôleurs à EPROM incorporée facilitent considérablement la conception des petits systèmes à microprocesseur autour d'un unique boîtier regroupant unité centrale, mémoires, et ports d'entrées - sorties. Les réseaux logiques programmables (PLD, EPLD, PAL, GAL, etc.) permettent au développeur de produire lui-même ses propres circuits logiques spécifiques, dont le contenu peut être rendu impénétrable aux indiscrets. Nous leurs avons déjà consacré plusieurs articles qui ont suscité un vif intérêt.

Enfin, les cartes à puce partent à la conquête de toujours davantage d'applications dans de multiples domaines : il est grand temps de s'y intéresser de près ! Bien entendu, la programmation de ces différentes familles de composants fait appel à des procédures extrêmement diverses : si un PAL bipolaire n'a rien de

commun avec une EPROM, des différences très sensibles ne sont pas rares non plus entre composants d'une même famille selon leur marque et/ou leur référence.

Les programmeurs "universels" du commerce doivent donc faire preuve d'une extrême souplesse d'adaptation : chaque broche de leur support est généralement entièrement configurable par logiciel, à partir d'une volumineuse base de données gérée par le PC.

La plupart du temps, des disquettes de mise à jour sont éditées lorsqu'il faut prendre en considération les nouveaux composants qui apparaissent régulièrement sur le marché.

Une autre approche consiste à utiliser un simple programmeur d'EPROM, et à lui ajouter autant d'adaptateurs qu'il le faut : pour les PAL, les microcontrôleurs, etc.

Dans les deux cas, c'est très cher...

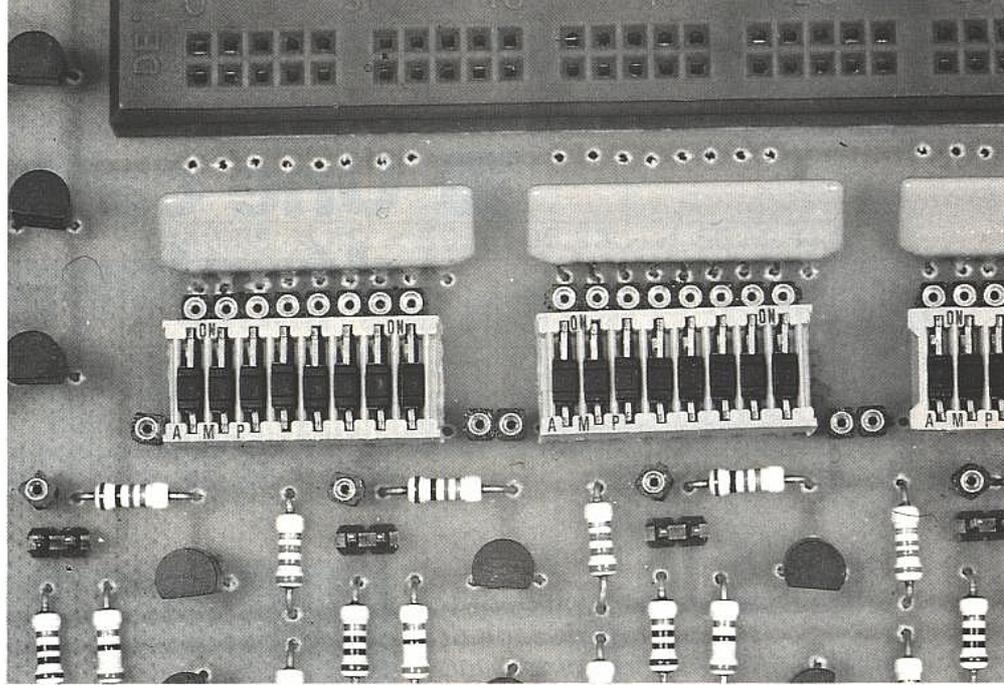
Même si cela peut se révéler fort lent et assez fastidieux, il reste toujours possible de programmer "à la main" la plupart des composants programmables dont on connaît "l'algorithme de programmation" : entendons par là le détail des signaux à appliquer pour programmer le composant. Pour ce qui est des EPROM, ces informations sont disponibles dans le premier "data book" venu : pour chaque modèle, il suffit de relever le brochage (normalisé), la valeur de la tension de programmation V_{pp} (de l'ordre de 12 à 25 V), et la durée des impulsions d'écriture (en général 10 ou 50 ms).

Les algorithmes "rapides", très appréciés en production de série, compliquent inutilement les choses en cas de programmation manuelle : on les ignorera donc purement et simplement, en appliquant systématiquement la durée maximum admissible.

Au niveau des microcontrôleurs, il existe pratiquement autant de procédures que de références : depuis le 68705 qui se programme tout seul à partir d'une EPROM "modèle", jusqu'au 87C51 qui rend l'âme si on tente de le programmer comme son cousin 8751 !

La plupart du temps, d'ailleurs, le microcontrôleur à programmer doit être équipé de son quartz d'horloge, utilisé pour cadencer des transferts internes de données.

La situation est encore plus complexe en ce qui concerne les réseaux programmables : à part l'algorithme de programmation



des PAL bipolaires, vieux d'une quinzaine d'années au moins, il est fort difficile d'accéder aux données nécessaires.

CYPRESS est l'un des rares fabricants à publier l'algorithme de programmation de ses PAL CMOS dans son data-book, et encore : certaines références restent curieusement auréolées de mystère...

TEXAS INSTRUMENT fournit sur demande les algorithmes de programmation de ses principaux produits, mais il faut s'attendre à devoir insister ! Chez les autres fabricants, on réserve plutôt ces précieux renseignements à quelques constructeurs de programmeurs dûment "agréés", ou bien on impose carrément l'usage d'un programmeur spécialisé : l'explication officielle est que l'on tient à maîtriser les conditions de programmation de façon à pouvoir garantir la meilleure fiabilité possible.

Dans la pratique, nous avons pourtant pu constater qu'au stade du développement en

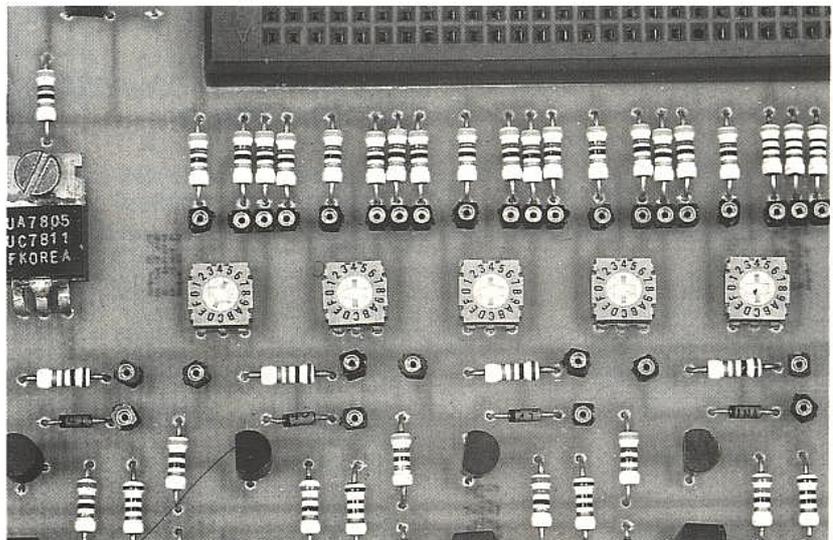
laboratoire, on pouvait se permettre de prendre d'assez larges libertés avec les tolérances très strictes dont sont assortis les algorithmes...

De là à imaginer que les véritables raisons relèvent plutôt du commerce que de la technique, il n'y a qu'un pas !

En tout état de cause, il est parfaitement envisageable de programmer à la main un éventail déjà intéressant de composants : EPROM, PROM à fusibles, PAL bipolaires, certaines marques de PAL CMOS, et de nombreux microcontrôleurs.

UNE "BOÎTE À OUTILS" UNIVERSELLE :

Au fil des pages des data books, il apparaît que de nombreux points communs existent entre des algorithmes de programmation à première vue complètement dissemblables : bien sûr, les brochages varient considérablement, mais tout se ramène souvent à un bus d'adresses, un



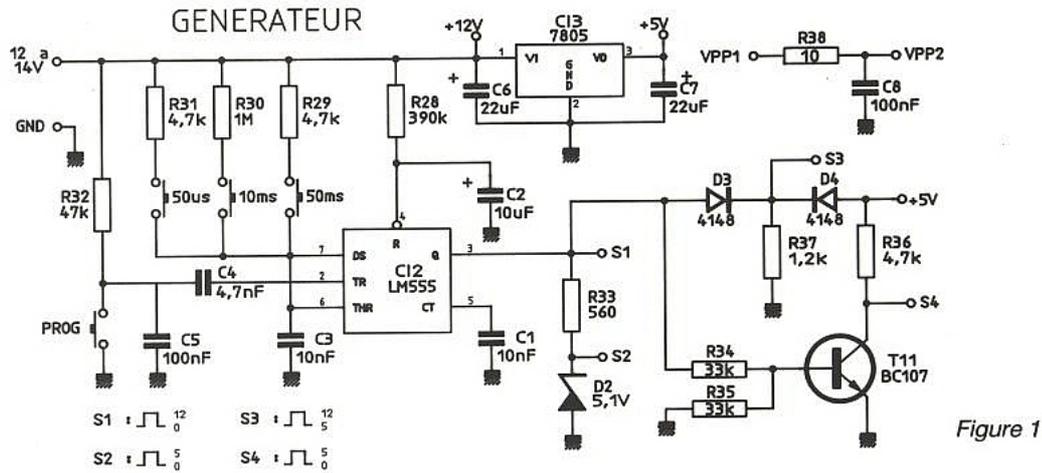


Figure 1

bus de données, et un générateur d'impulsions calibrées.

Les différences essentielles portent sur les niveaux de tension, sur les courants mis en jeu, et sur les durées des impulsions qui peuvent se situer entre quelques microsecondes et plusieurs dizaines de millisecondes.

Notre carte de développement se compose donc d'un support universel (batterie de barrettes sécables "tulipe" ou mieux plaque de connexion sans soude), et d'un certain nombre de circuits capables de produire des signaux aussi variés qu'il le faut.

Le schéma de la **figure 1** montre comment un simple 555 associé à quelques composants simples permet de produire des impulsions de programmation adaptées à la plupart des cas : 50 µs, 10 ms, et 50 ms pour la durée (rien n'empêche d'ailleurs de modifier ces valeurs selon les besoins), et différentes combinaisons de polarités et de niveaux.

A la **figure 2**, nous découvrons un "driver" universel dont il faudra un exemplaire pour chaque broche du composant à programmer nécessitant des signaux complexes : grâce à plusieurs entrées et à une résistance commutable, on peut lui demander à peu près n'importe quoi.

Le schéma de la **figure 3** indique quant à lui comment piloter des diodes LED à partir des niveaux logiques que délivre le composant en mode "lecture" ou "vérification" : rien que de très classique !

Enfin, la **figure 4** explique comment monter des codeurs hexadécimaux miniatures et des interrupteurs DIL pour commander les bus de données et d'adresses : les codeurs hexa fournissent uniquement des niveaux 0-5 V, tandis que les dipswitches peuvent être alimentés en 5 V, en 12 V, ou par des sorties du générateur d'impulsions.

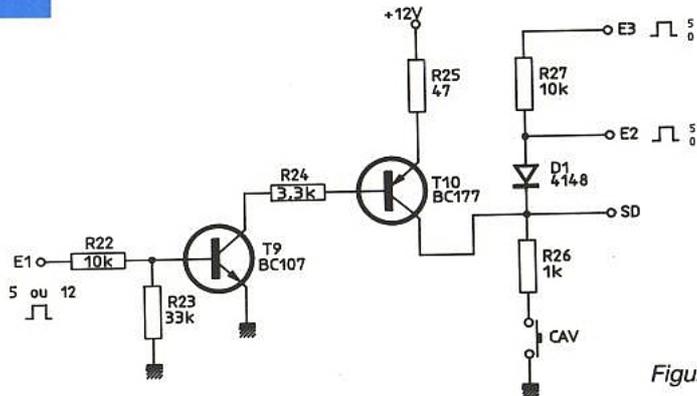
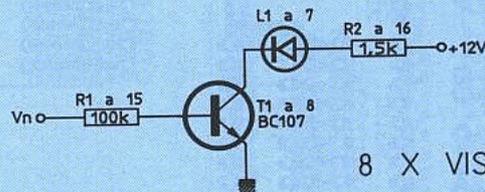


Figure 2



8 X VISU

Figure 3

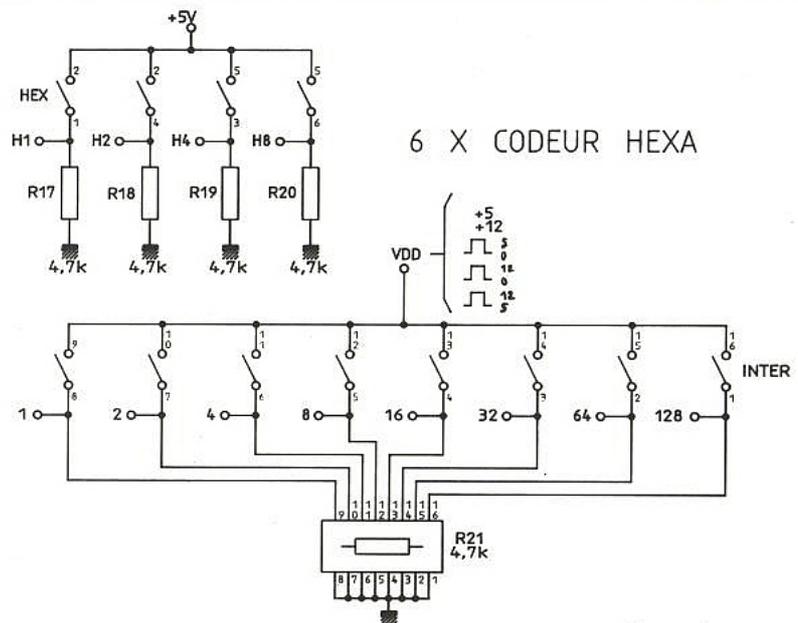


Figure 4

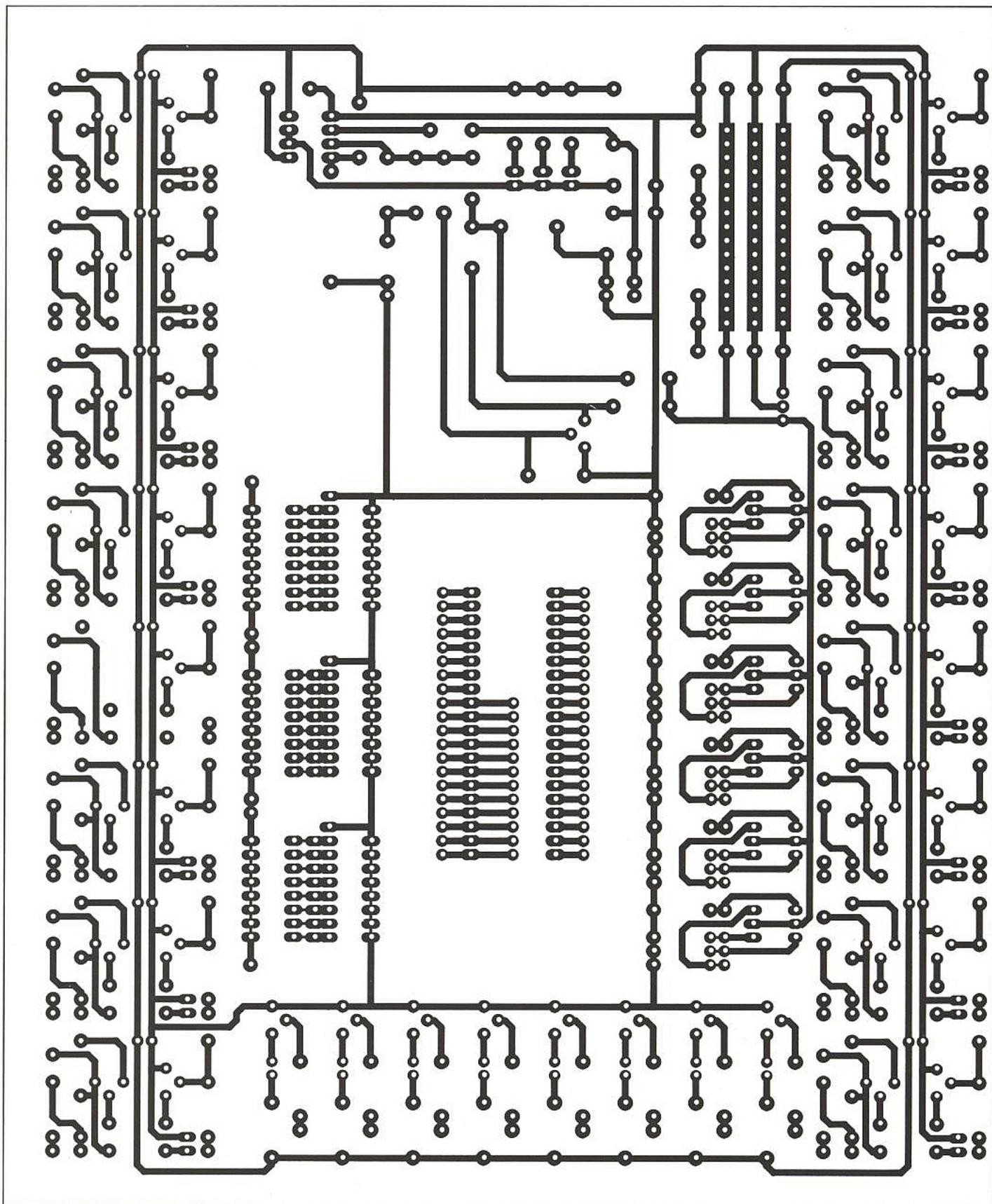


Figure 5

Le grand circuit imprimé de la **figure 5** est prévu pour accueillir, selon l'implantation de la **figure 6**, 16 drivers, 8 voyants "VISU", 6 codeurs hexa (soit 24 lignes d'adresses et/ou de données), et 3 dipswitches à 8 circuits (soit 24 lignes multi-usages), plus un générateur et quel-

ques composants en rapport avec les alimentations : le + 5 V est dérivé d'un + 12 V externe, qui pourra être augmenté jusqu'à 15 V selon les besoins. Au-delà, une alimentation V_{pp} extérieure pourra être ajoutée, pour laquelle est prévu un filtre RC $10\Omega/0,1\mu F$. Tous les accès à ces différents

circuits sont prévus au moyen de contacts "tulipe" extraits de barrettes sécables : pour chaque opération de programmation, on devra donc réaliser une interconnexion à l'aide de cordons obtenus en dénudant sur 4 mm les deux extrémités de fils de câblage rigides de 6/10 : pour-

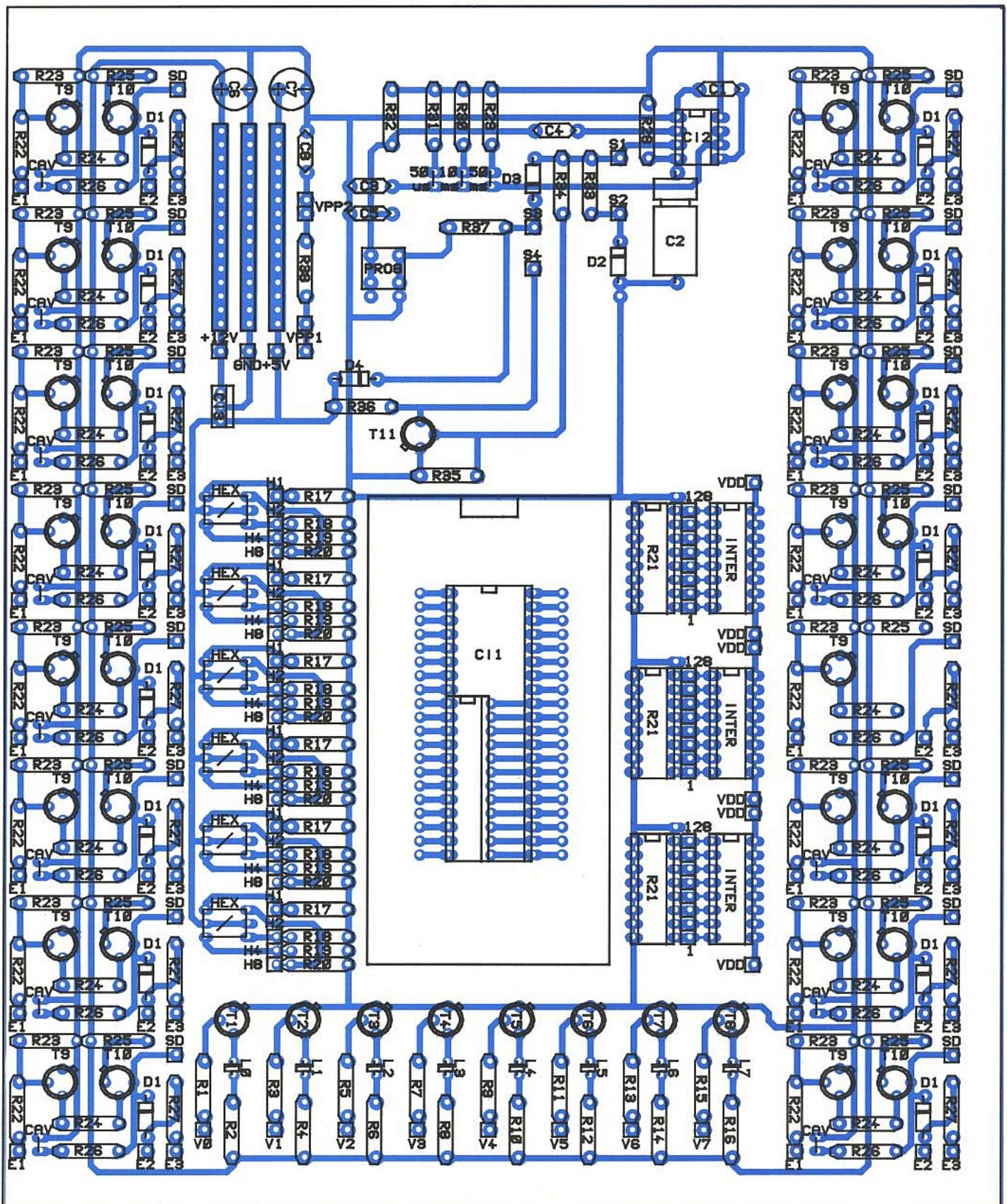


Figure 6

rait-on imaginer plus simple et plus économique ? Bien entendu, les variantes possibles sont innombrables, et il en existe même souvent plusieurs capables de résoudre un même problème : il faudra en principe respecter au mieux les consignes du fabricant du circuit à pro-

grammer, mais il n'est pas interdit de tenter quelques entorses simplificatrices... A condition de ne pas craindre de détruire quelques échantillons, on peut même tenter de découvrir un algorithme que tel ou tel fabricant refuse de révéler : ce n'est parfois pas bien sorcier

mais toujours passionnant !



QUELQUES EXEMPLES PRATIQUES :

Nous ne nous étendrons pas sur la question des EPROM : les bus d'adresses et de données peuvent être commandés au choix par les codeurs hexa ou par les dipswitches, tandis qu'une seule broche nécessite une impulsion calibrée.

On devra tout de même se limiter à des programmations d'envergure raisonnable, compte tenu des capacités qu'atteignent facilement les EPROM courantes : tout de même 8 192 mots de 8 bits pour une 2764, par exemple !

En fait, la seule limitation de ce montage est la patience de l'utilisateur, qui peut se trouver mise à rude épreuve en cas d'erreur : l'effacement se fait en effet de façon globale, mais la programmation à raison d'une seule adresse à la fois...

Le problème est différent avec les PAL (du moins pour les références courantes), qui contiennent nettement moins d'adresses (256 mots de 8 bits pour un PALC 16R8, par exemple).

D'ailleurs, dans bien des cas, on ne programme qu'une faible proportion des fusibles disponibles : la programmation manuelle n'a alors rien d'un cauchemar !

Les TICPAL 16XX Texas Instruments :

Ces versions CMOS des grands classiques que sont les PAL 16L8, 16R8, 16R4, 16R6 sont effaçables aux UV au même titre que les EPROM, du moins dans leurs versions présentées en boîtier céramique à fenêtre. Plusieurs autres marques proposent des produits directement concurrents, comme CYPRESS avec ses PALC 16XX bien connus de nos lecteurs.

Il est important de noter que les algorithmes de programmation diffèrent radicalement d'une marque à l'autre : la destruction du composant est à peu près certaine en cas de confusion !

La **figure 7** rassemble les données que fournit TEXAS INSTRUMENTS sur demande expresse, et qui permettent la programmation individuelle de chacun des 2 048 fusibles du réseau, selon la démarche suivante :

1) Sélectionner un terme d'entrée (entre 0 et 31) en appliquant un mot de 5 bits sur les lignes P15 à P19.

2) Sélectionner un groupe de 8 fusibles (termes de produit) en appliquant un mot de 3 bits sur

Input Line Number	Input Line Number—Address Pin States				
	P19	P18	P17	P16	P15
0	L	L	L	L	L
1	L	L	L	L	H
2	L	L	L	H	L
3	L	L	L	H	H
4	L	L	H	L	L
5	L	L	H	L	H
6	L	L	H	H	L
7	L	L	H	H	H
8	L	H	L	L	L
9	L	H	L	L	H
10	L	H	L	H	L
11	L	H	L	H	H
12	L	H	H	L	L
13	L	H	H	L	H
14	L	H	H	H	L
15	L	H	H	H	H
16	H	L	L	L	L
17	H	L	L	L	H
18	H	L	L	H	L
19	H	L	L	H	H
20	H	L	H	L	L
21	H	L	H	L	H
22	H	L	H	H	L
23	H	L	H	H	H
24	H	H	L	L	L
25	H	H	L	L	H
26	H	H	L	H	L
27	H	H	L	H	H
28	H	H	H	L	L
29	H	H	H	L	H
30	H	H	H	H	L
31	H	H	H	H	H

PRODUCT TERM								Product Term Select Address Pin States		
								PA4	PA3	PA2
0	8	16	24	32	40	48	56	L	L	L
1	9	17	25	33	41	49	57	L	L	H
2	10	18	26	34	42	50	58	L	H	L
3	11	19	27	35	43	51	59	L	H	H
4	12	20	28	36	44	52	60	H	L	L
5	13	21	29	37	45	53	61	H	L	H
6	14	22	30	38	46	54	62	H	H	L
7	15	23	31	39	47	55	63	H	H	H
P00	P01	P02	P03	P04	P05	P06	P07	L = V _{IL} H = V _{IH}		

Programming Access and Verify Pin

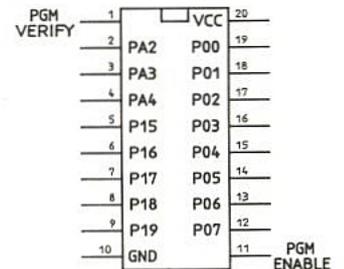


Figure 7



7) Ramener Vcc à + 5 V (ne pas rester plus de 60 μ s au niveau HH).

En principe, cette manœuvre doit être répétée si le fusible n'a pas fondu : il faut donc exécuter une lecture de contrôle.

Il suffit d'appliquer une impulsion positive (+ 5 V) sur la broche CLOCK, en présence d'un Vcc de 4,5 V, 5 V, puis 5,5 V pour que les sorties On reproduisent l'état des fusibles adressés comme en mode "programmation".

Les deux fusibles de sécurité (pour les deux moitiés) peuvent enfin être programmés en appliquant une à cinq impulsions de 50 μ s sous 19 V, en présence d'un Vcc de + 6 V, aux broches 1 puis 11.

Le matériel prévu sur notre carte suffit pour mettre en œuvre cet algorithme nettement plus complexe toutefois que celui des PAL de type CMOS, et que nous ne décrivons guère qu'à titre comparatif.

En fait, nous déconseillons l'emploi des PAL bipolaires au stade du développement, tout simplement parce qu'ils ne peuvent être effacés puis reprogrammés.

Même en phase de production, les versions CMOS "OTP" (sous boîtier plastique) deviennent compétitives par rapport aux bipolaires. Qui plus est, elles consomment considérablement moins.

Par contre, les PAL bipolaires sont encore souvent plus rapides : le choix définitif dépend donc de l'application considérée.

Et même les cartes à puce !

EPROM et PAL ne sont que deux exemples de composants pour lesquels notre carte fournit une aide au développement d'une certaine efficacité.

Même les cartes à puce peuvent bénéficier de ses ressources, et tout particulièrement les télécartes usagées :

Ce n'est qu'un secret de polichinelle que ces cartes renferment simplement une EPROM de 256 bits accessible à travers un bus série. 96 de ces bits sont programmés en usine avec des données d'authentification rendues inaltérables par destruction d'un fusible de sécurité (comme dans les PAL).

Les 160 bits restants servent à comptabiliser les unités consommées par transformation de zéros en uns, à concurrence de 40, 50, ou 120.

Il est très instructif de tenter de lire le contenu de cartes épuisées, on ne peut plus faciles à se

procurer : des connecteurs spéciaux sont d'ailleurs disponibles chez SELECTRONIC, qui ouvrent un nouveau champ d'applications à notre carte.

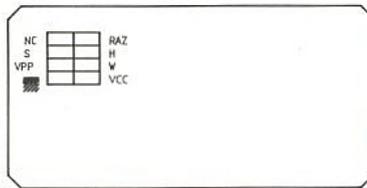


Figure 10

La figure 10 présente le brochage, normalisé ISO et donc tout sauf secret, de la carte SCHLUMBERGER F 256 servant à réaliser les télécartes : huit contacts donnent accès aux signaux suivants :

- masse
- Vcc (+ 5 V en lecture, + 21 V en écriture)
- S (sortie des données lues)
- RAZ (remise à zéro de l'adresse)
- H (horloge)
- W (commande d'écriture)
- N.C. (non connectée, servant en usine à détruire le fusible de sécurité).

La carte étant alimentée sous + 5 V (Vcc et Vpp réunis), il faut tout d'abord appliquer une impulsion d'horloge (+ 5 V pendant par exemple 50 ms) tandis que la broche de RAZ est maintenue à + 5 V. Le premier bit de la mémoire est alors dirigé sur la sortie.

Pour avancer d'un bit, il suffit d'appliquer une nouvelle impulsion d'horloge, la ligne de RAZ restant désormais au niveau bas.

Au bout de 256 impulsions (ou en cas de nouvelle remise à zéro), le premier bit est à nouveau transféré sur la sortie.

Il semble probable que chaque télécarte soit une pièce unique au niveau de ses 96 premiers bits : on peut donc songer à utiliser une télécarte, même épuisée, comme clef électronique inviolable moyennant la construction d'un lecteur finalement fort simple.

La figure 11 fournit le tracé d'un petit circuit imprimé destiné à recevoir, selon l'implantation de la figure 12, un connecteur CONNECTRAL 660 SO47 et dix connexions vers le circuit utilisateur : les huit accès de la carte, mais aussi les deux fils du contact de fin de course détectant la présence de la carte dans le connecteur.

La figure 13, enfin, détaille les connexions à effectuer pour relier ce connecteur à notre carte : quoi de plus simple ?

Pour remettre la carte à zéro, on ferme l'interrupteur appliquant le Vcc à la ligne de RAZ, et on pressera le bouton du générateur d'impulsions.

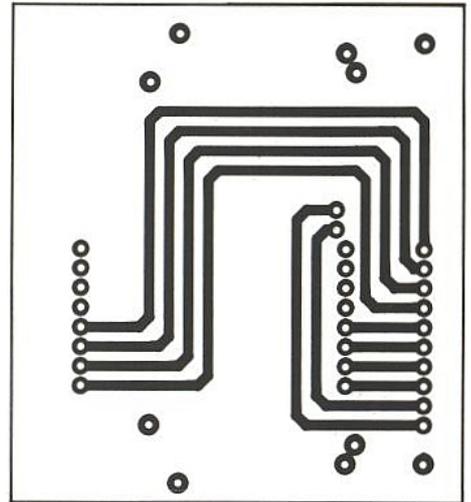


Figure 11

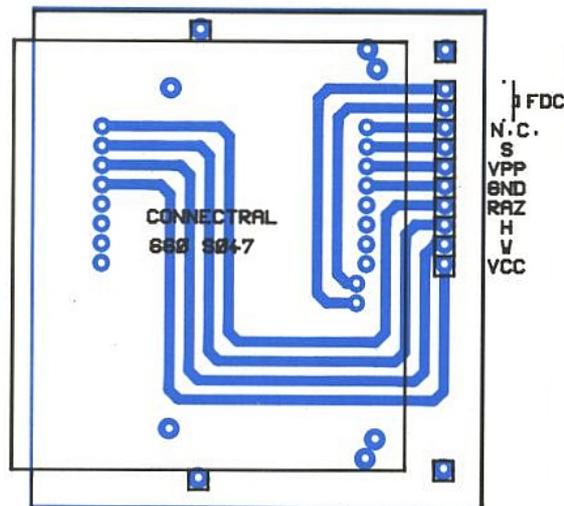


Figure 12

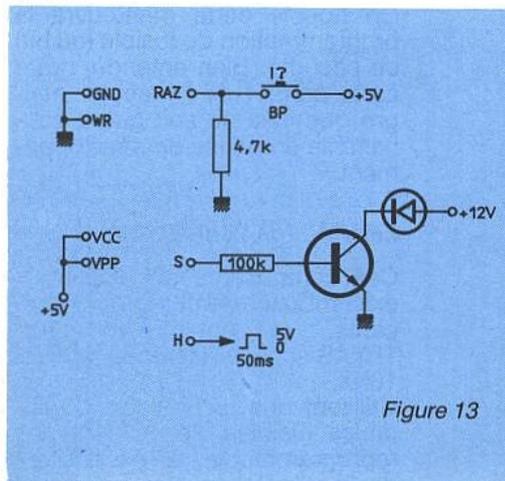


Figure 13

Après réouverture de l'interrupteur, il suffira de presser à nouveau ce bouton pour faire défiler un à un les bits suivants et en prendre note si on le souhaite.

CONCLUSION

Il est bien évident que ces quelques exemples ne donnent qu'une petite idée des possibilités de cette carte : elle peut servir à manipuler avec une grande variété de composants programmables, existants ou à venir, et peut même servir à les faire fonctionner une fois programmés.

Il ne faudrait pourtant pas lui demander l'impossible : très suffisante pour des opérations de développement et de mise au point qui prennent de toute façon beaucoup de temps, elle n'a rigoureusement aucune vocation de production : ne tentez surtout pas de vous en servir pour obtenir plusieurs exemplaires d'une 2764, par exemple !

Non seulement l'opération prendrait des jours, avec d'énormes risques d'erreurs, mais codeurs hexa et dipswitches ne tarderaient pas à rendre l'âme : ils ne sont pas prévus pour un usage intensif.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R ₁ : 100 kΩ	R ₃₁ : 4,7 kΩ
R ₂ : 1,5 kΩ	R ₃₂ : 47 kΩ
R ₃ : 100 kΩ	R ₃₃ : 560 Ω
R ₄ : 1,5 kΩ	R ₃₄ : 33 kΩ
R ₅ : 100 kΩ	R ₃₅ : 33 kΩ
R ₆ : 1,5 kΩ	R ₃₆ : 4,7 kΩ
R ₇ : 100 kΩ	R ₃₇ : 1,2 kΩ
R ₈ : 1,5 kΩ	R ₃₈ : 10 Ω
R ₉ : 100 kΩ	
R ₁₀ : 1,5 kΩ	
R ₁₁ : 100 kΩ	
R ₁₂ : 1,5 kΩ	
R ₁₃ : 100 kΩ	
R ₁₄ : 1,5 kΩ	
R ₁₅ : 100 kΩ	
R ₁₆ : 1,5 kΩ	
R ₁₇ : 4,7 kΩ	
R ₁₈ : 4,7 kΩ	
R ₁₉ : 4,7 kΩ	
R ₂₀ : 4,7 kΩ	
R ₂₁ : 4,7 kΩ	
R ₂₂ : 10 kΩ	
R ₂₃ : 33 kΩ	
R ₂₄ : 3,3 kΩ	
R ₂₅ : 47 Ω	
R ₂₆ : 1 kΩ	
R ₂₇ : 10 kΩ	
R ₂₈ : 390 kΩ	
R ₂₉ : 4,7 kΩ	
R ₃₀ : 1 MΩ	

Semiconducteurs

T ₁ à T ₉ : BC107
T ₁₀ : BC177
T ₁₁ : BC107
D ₁ : 1N 4148
D ₂ : zener 5,1 V
D ₃ : 1N 4148
D ₄ : 1N 4148

Divers

Barette sécable de support tulipe
1 touche poussoir
1 plaquette d'essais TEKO. BUG 340
3 réseaux SIL 6,8 kΩ

Condensateurs

C ₁ : 10 nF
C ₂ : 10 μF
C ₃ : 10 nF
C ₄ : 4,7 nF
C ₅ : 100 nF
C ₆ : 22 μF
C ₇ : 22 μF
C ₈ : 100 nF

Circuits intégrés

IC ₁ : circuit à tester
IC ₂ : LM555
IC ₃ : 7805

" MANUEL UHF-VHF à l'intention des radio-amateurs "

Quatre livres qui traitent des éléments théoriques nécessaires à la compréhension du fonctionnement des composants électroniques, décrivent des préamplificateurs, des convertisseurs, des amplificateurs et des antennes destinées aux bandes 70 et 23 cm, des montages destinés au contrôle et au réglage (wobulateur, instruments de mesure de puissance, générateur de fréquence fixe pour réglage de RX, dippers UHF et RX panoramiques, etc ...).

Livre 1 - 416 p - 195 Frs

Livre 2 - 220 p - 170 Frs

Livre 3 - 220 p - 150 Frs

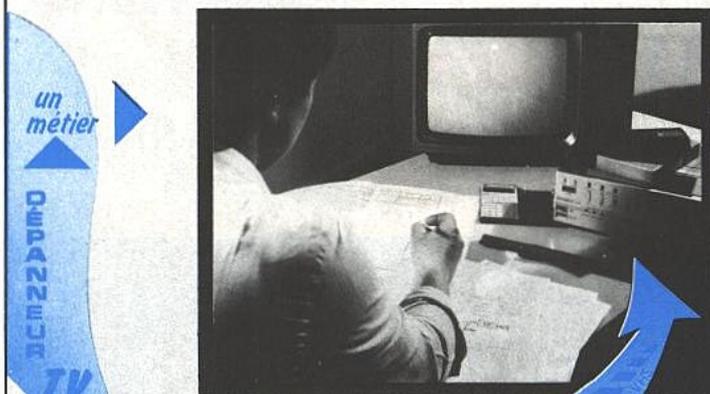
Livre 4 - 310 p - 190 Frs

Ajouter au prix de chaque livre 24 Frs pour frais d'envoi pour la France, et 19,80 Frs pour les pays de la CEE .

Renseignements :

Centre Culturel Scientifique Technique et Industriel
Square Jean Moulin - Bâtiment J. Brel
57100 - Thionville - Tel : 82.51.13.26.

VIDEOSTAGE



un métier
APPRENDRE
TV



- 1 ▷ POUR LES FUTURS PROFESSIONNELS
- 2 ▷ POUR APPRENDRE UN MÉTIER
- 3 ▷ POUR RÉVISER VOS CONNAISSANCES

AUTRES MÉTIERS

- DÉPANNAGE DE MAGNÉSCOPE
- MONTEUR EN SYSTÈME D'ALARMES
- TECHNICIEN EN ANTENNE TERRESTRE ET SATELLITE

CONVERGENCES
NOIR et BLANC - COULEUR
RASTER R. V. B.
SORTIE SYNCHRO L/T
SORTIE UHF
SORTIE SON
PAL/SECAM

Une mire professionnelle à monter vous-même

DOCUMENTATION GRATUITE TV MAGNÉSCOPE ANTENNE ALARME

M. M^{me} M^{lle} NOM : _____ PRÉNOM : _____
ADRESSE : N° _____ RUE : _____ CODE POSTAL _____
LOCALITÉ : _____ PAYS : _____

ENVOYEZ CE BON A L'ADRESSE SUIVANTE :
A. F. I. - 52/54, avenue du 8 mai 1945 - 95200 SARCELLES

L'oscilloscope numérique HP 54601A

Les oscilloscopes numériques de la série 54600, et plus particulièrement le 54601A, constituent les fleurons de l'offensive que Hewlett Packard veut mener sur le créneau de l'oscilloscopie de milieu de gamme.

Le leader mondial de l'instrumentation et mesure avait en effet délaissé depuis une quinzaine d'années environ ce créneau pour se cantonner dans le haut de gamme.

Avouons tout de suite que HP ne manque pas d'arguments pour partir à la conquête de ce segment de marché.



Cette série de scopes numériques comptant à l'heure actuelle deux appareils, les 54600A (2 voies) et 54601A (4 voies), se caractérise essentiellement par une nouvelle conception du panneau de commandes, pour des numériques, et par une architecture innovante qui confère aux appareils une fiabilité élevée tout en simplifiant la circuiterie interne.

La plupart des commandes rappellent celles d'un oscilloscope analogique ; HP comme d'autres constructeurs, s'est aperçu que, et ce principalement dans le créneau visé, les utilisateurs venant de l'analogique avait énormément de mal à se familiariser aux scopes numériques principalement à cause de l'accès différent aux commandes.

Sur les 54600, les réglages de sensibilité verticale, de base de temps, de positionnement de la trace en verticale, de délai de déclenchement, du temps d'inhibition (Hold-off) ou du niveau de déclenchement se font par potentiomètre comme sur un analogique. Les choix du mode

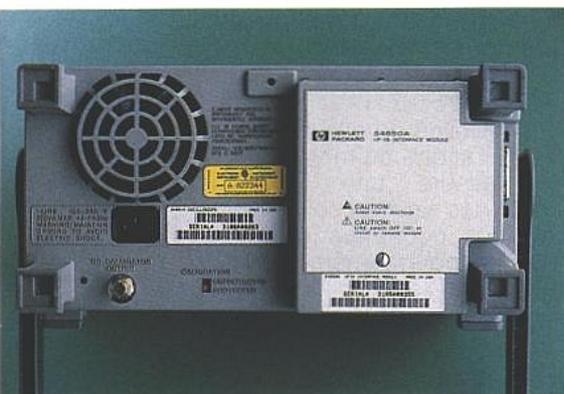
d'acquisition, du mode de couplage, des sources de déclenchement et des fonctions annexes se réalisent par des touches à contact fugitif qui donnent accès à chaque fois à un ou deux menus rappelés dans le bas de l'écran. La sélection s'opère alors très facilement grâce aux touches placées au bas de l'écran qui viennent en vis-à-vis des choix de menu affichés. L'option choisie par ces touches qui fonctionnent en bascule est celle encadrée ; on ne peut pas faire plus simple.

Ainsi par exemple l'appui sur mode dans la rubrique déclenchement (trigger) provoque l'affichage de Auto Lvl, Auto, Normal, Single, TV.

Il suffit d'appuyer sur la touche en vis-à-vis du mode choisi pour l'activer. Si l'on choisit single, l'appui sur run fera démarrer une acquisition en monocoup. Le choix de single ne fait "qu'armer" le déclenchement.

L'appui sur set-up affiche le menu suivant :

①, save, Recall, Undo-Autoscale
- Default setup. Default setup



La face arrière équipée de l'interface IEEE. Cette dernière assure aussi la sauvegarde des traces.

correspond à la configuration par défaut, ① le numéro d'une configuration parmi seize que l'on peut entrer par save ou rappeler par Recall. Undo Autoscale inhibera la mise à l'échelle automatique du signal que l'on peut obtenir à la mise sous tension directement par l'appui sur autoscale dans le bandeau des fonctions annexes en haut et à gauche du panneau de commandes. Les trois touches "mesure" : voltage, time, et curseurs permettent de sélectionner un type de mesure et de positionner les curseurs.

Elles provoquent aussi l'entrée dans un menu qui propose la voie sur laquelle la mesure doit s'opérer, et le choix de différents types de grandeurs à mesurer.

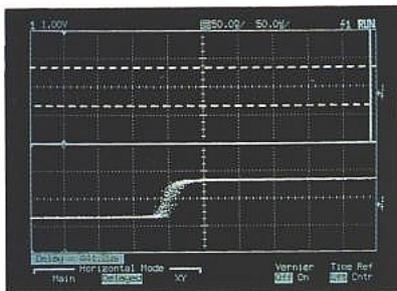
Par exemple pour les tensions on peut choisir la tension crête à crête, la tension moyenne, efficace, le max., le min., et la tension de la ligne de base.

Faits très intéressants, le 0 V est repéré pour chaque trace grâce à un pictogramme à droite de l'écran qui symbolise la masse affecté du numéro de la voie et durant la période de réglage du niveau de déclenchement, la valeur de la tension de déclenchement s'affiche fugitivement autorisant ainsi un choix précis.

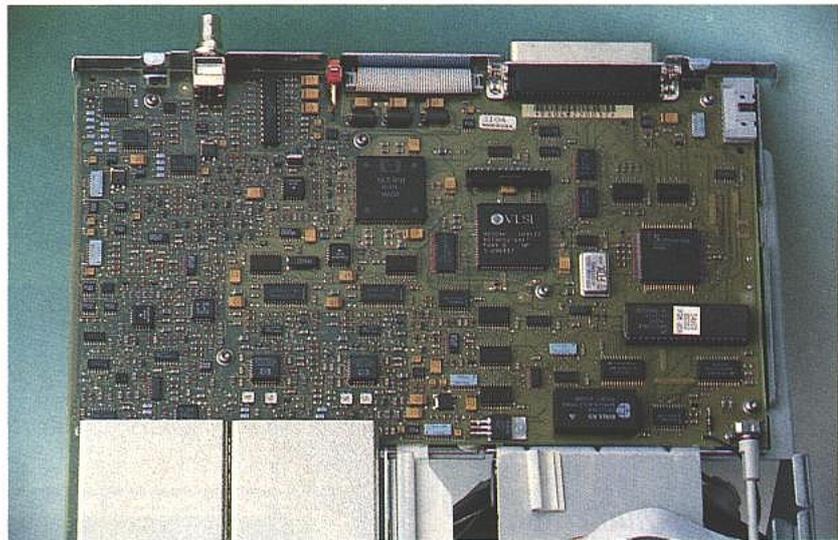
Enfin pour terminer cette présentation succincte pour un appareil truffé de petits détails utiles, signalons que la ligne de statut en haut de l'écran rappelle le choix des voies activées, la sensibilité verticale sélectionnée pour chaque voie, la pente de déclenchement, la vitesse de balayage de la base de temps principale et celle de la seconde base de temps si elle est activée, la détection crête si cette fonction est choisie, et le mode de fonctionnement :

autorstore, single, run, stop (qui fige la dernière acquisition) ainsi que le choix de la source et du mode de déclenchement.

Il est donc très difficile de se tromper, tout est rappelé.



L'emploi de la base de temps retardée. Noter l'affichage de tous les paramètres et de la ligne de base à droite.



Toute l'électronique de traitement rassemblée sur une carte CMS.

Caractéristiques résumées

- Bande passante répétitive de 100 MHz (échantillonnage aléatoire 20 Mech/s),
- Bande passante en monocoup de 2 MHz, 1 MHz en deux voies
- Plage de 2 ns/div à 5 s/div pour les bases de temps principale et retardée,
- Sensibilité de 2 mV/div à 5 V/div,
- Résolution verticale de 8 bits,
- Précision 1,5 % en vertical et 0,01 % en horizontal,
- Mise à l'échelle automatique (AUTOSCALE),
- Mémorisation par bouton poussoir (AUTOSTORE),
- 16 configurations de la face avant (set-up) en mémoire,
- Deux mémoires de traces,
- Déclenchement sur front, ligne et signal TV,
- 12 mesures automatiques de fréquence, temps et tension,
- Deux curseurs pour des mesures manuelles précises de temps et de tension,
- Sortie par bouton poussoir vers une imprimante ou un traceur via les interfaces parallèles RS 232 ou HP-IB (IEEE-488) optionnelles,
- Programmabilité complète via les interfaces HP-IB (IEEE-488) ou RS-232C optionnelles,
- Représentation des signaux dans les principaux formats graphiques et de données pour les ordinateurs sous MS(R)-DOS,

Utilisation

Quoique nous ne fassions pas partie de la catégorie d'utilisateurs qui affirment qu'un bon appareil est celui qui ne réclame pas une lecture sinon attentive du moins rapide de la notice avant la première utilisation, nous devons avouer qu'avec le

HP 54601A cette procédure de prise en mains peut s'effectuer sans arrière pensée tant cet appareil est convivial et ergonomique.

Non seulement l'utilisateur non expérimenté ne sera pas rebuté par un dédale de menus caractéristiques jusqu'à présent de ce type d'appareils, grâce à une répartition des commandes en face avant "façon" analogique, mais de plus toute action est rappelée à l'écran et ce en dehors de la surface utile du graticule. Difficile de se tromper ou de se "perdre".

Les touches "soft" du bas de l'écran sont en regard des options appelées par les boutons de commande, on ne peut plus simple et pratique.

La notice très claire et bien conçue donne par ailleurs toutes les configurations possibles.

Pour les signaux rencontrés usuellement jusqu'à 100 MHz en périodique de même qu'en vidéo ou sur des salves d'impulsions, le HP 54601A se révèle l'outil idéal. Etant donné son faible poids et sa compacité son éventail d'applications est large, cela va de la production au labo de recherche et développement (pour le 4 voies) en passant par la maintenance et par l'enseignement.

La possibilité de sauvegarder 16 configurations de mesures (SET-UP) assure une acquisition rapide des signaux sur des manipulations courantes et répétitives. On pourra même dans ce cas confier l'appareil à un usager non averti.

En ce qui nous concerne, nous avons particulièrement apprécié ses fonctionnalités en vidéo où l'on peut aller chercher n'importe quelle ligne d'une trame très facilement avec la double base de

temps sur des trames de transaction de bus série (I2C) ou encore sur des séries d'impulsions non répétitives telles qu'on en rencontre en télécommande, RC5 par exemple.

Grâce au prédéclenchement et au réglage fin de la base de temps (Vernier), on peut sans problème et rapidement afficher une trame complète RC5 en monocoup (1 MHz max. en 2 voies, 2 MHz en 1 voie) et caractériser complètement le signal : fréquence, largeur minimale d'impulsion, maximale, tension crête à crête s'affichent très rapidement grâce aux fonctions voltage, time ou curseurs de la rubrique "Measure". En acquisition, le mode autostore autorise une évaluation rapide des dépassements d'un signal par rapport à un gabarit, l'acquisition récente apparait en brillance maximale alors que les événements antérieurs apparaissent en demi-brillance. Le mode "run" est équivalent aux modes défilement et normal d'un scope numérique classique. On ne peut pas vraiment parler de mode défilement ou "roll" avec le 54600, étant donné que la gestion de l'affichage est différente grâce aux processeurs d'acquisition et de représentation conçus spécifiquement par HP pour cette série comme nous le verrons plus loin.

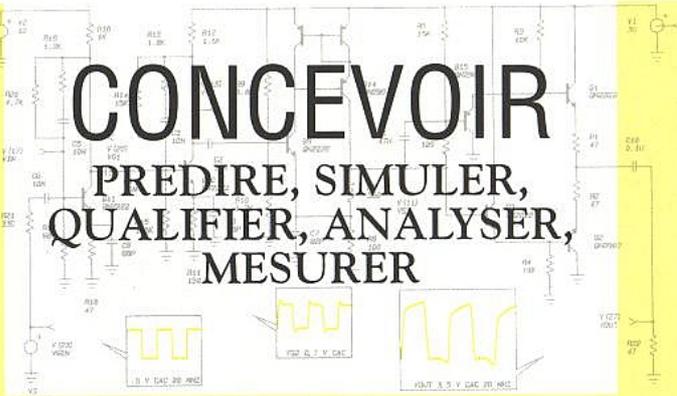
Construction

L'ensemble de l'électronique d'acquisition et de traitement tient sur une seule carte qui couvre grossièrement toute la surface de la partie basse de l'appareil. Cette carte, quasi exclusivement montée en CMS, est positionnée composants vers le bas et est extractible afin de faciliter les opérations de maintenance. L'alimentation et l'électronique de gestion du moniteur vidéo font l'objet de deux sous-ensembles séparés, totalement autonomes. Enfin une carte placée der-



Les modules d'interface RS 232 et IEEE.

CONCEVOIR PREDIRE, SIMULER, QUALIFIER, ANALYSER, MESURER



LOGICIELS (PC ET MAC)

SIMULATION ELECTRONIQUE ANALOGIQUE INTUSOFT *Performances, convivialité, et prix inégalables.*

Simulateur SPICE analogique associé à une saisie de schémas très agréable et à un logiciel d'exploitation graphique.

Système complet ICAP/2 7 800 F HT

Autres versions disponibles.

Création de modèles SPICE - SPICEMOD 1 680 F HT

Stage de formation "Simulation avec Spice", deux jours, 2 et 3 octobre, région parisienne 4 000 F HT

CONCEPTION DE FILTRES

Filtres passifs	FILTREXPERT	9 900 F HT
	QUICKFIL	13 500 F HT
Filtres actifs	AFD	5 200 F HT
	AFDPLUS	8 200 F HT
Filtres digitaux	FDAS1	5 260 F HT
	FDAS 2	9 260 F HT

CALCULS D'INTERMODULATION

Détermination des répartitions de porteuses optimales du point de vue de l'intermodulation.

IMMin 19 000 F HT

Calcul de l'amplitude des produits d'Intermodulation. Sortie sous forme de spectre ou de tableau.

DPA-1000 31 000 F HT

COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

Analyse des interférences possibles d'un système.

GEMS 23 000 F HT

Bibliothèque de 10 modèles 10 000 F HT

FIABILITE

AMDEC (Analyse des modes de défaillance et de leur Criticité) : 18 000 F HT

Taux de défaillance des circuits électroniques

selon MIL HDBK 217E 11 600 F HT

selon CNET 20 000 F HT

CARTES

ACQUISITION DE DONNEES ET TRAITEMENT DU SIGNAL

Dalanco Spry 250 bâtie autour du TMS 320C25 ou TMS320E25 (en option), à 40 MHz, avec les logiciels associés. Acquisition 12 bits. Logiciels : Assembleur, Debugger, Linker, Display, Data Acquisition, Record and Playback, Edit25, FFT, Filtres Digitaux.

4 K Program RAM et 32 Ko Data RAM 9 550 F HT

64 K Program RAM et 128 Ko Data RAM 10 950 F HT

Renseignements, documentation, disquettes de démonstrations :
Tél. : 47 52 13 44
29 avenue Mary



EXCEM
département produits informatiques
Fax : 47 77 03 43
92500 Rueil-Malmaison

rière le panneau de la face avant accueille les différentes touches et potentiomètres de commandes.

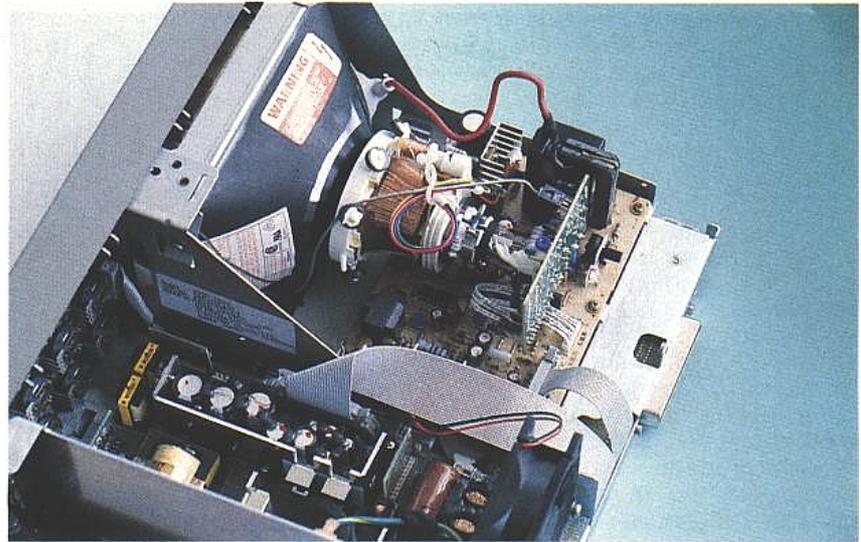
La liaison inter-cartes est assurée par des câbles en nappe dotés de connecteurs encliquetables.

Cette architecture qui présente le mérite de rendre les opérations de maintenance particulièrement aisées, permet aussi conjointement à l'emploi de composants de qualité d'assurer à l'ensemble une excellente fiabilité grâce à la diminution des connexions. Le MTBF (Mean Time Between Failures) annoncé atteint 50 000 h ce qui permet à HP de commercialiser les appareils avec une garantie de trois ans et de proposer une extension de garantie de cinq ans en option.

La carte principale met en œuvre deux processeurs spécialisés, ASIC, conçus et "fondus" par HP. Ces processeurs indépendants de l'unité centrale du système, 68000, sont dédiés l'un à l'acquisition et l'autre à l'affichage. Cette procédure autorise des temps de réponse de l'affichage sur le moniteur équivalents (pour l'opérateur) à un scope analogique tout en gardant les avantages essentiels du numérique.

Signalons que les mémoires de traces sont volatiles.

La sauvegarde, en cas de coupure de l'alimentation, n'est assurée que si l'on dispose d'une des trois interfaces (RS232, HP IB, ou Centronics) connectée à l'appareil. Ceci peut se concevoir dans la mesure où dans la majorité des cas, si l'on souhaite conserver des traces acquises (sur site par exemple), c'est somme toute pour ultérieurement les transférer sur papier ou sur un PC.



Vue sur les sous-ensembles vidéo et alimentation.

Le sous-ensemble alimentation se satisfait de secteurs dont les tensions et fréquences peuvent varier entre respectivement 100 VAC et 240 VAC et 45 Hz à 440 Hz, ce qui correspond à tous les cas de figure. Précisons qu'il n'y a aucune manipulation d'adaptation à faire, l'appareil, dans les limites évoquées plus haut, réagit automatiquement.

A l'heure actuelle il n'existe pas, à notre connaissance, d'option pack batteries ce qui peut constituer une limitation à l'emploi sur site de ces appareils.

Options et accessoires

Hormis les boîtiers d'interface RS232, IEEE et Centronics se fixant au dos de l'appareil, HP propose une gamme d'accessoires assez complète comprenant : une malette de transport, un logiciel d'acquisition pour PC, un kit de montage en rack, des sondes 1 : 1 (les sondes 1 : 1, 1 : 10 sont livrées avec l'appareil), un blin-

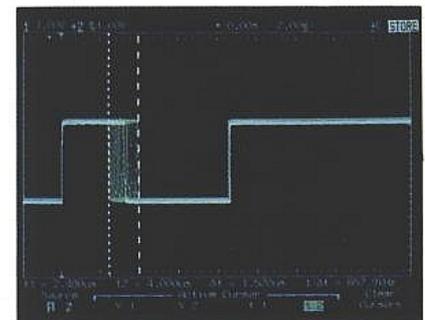
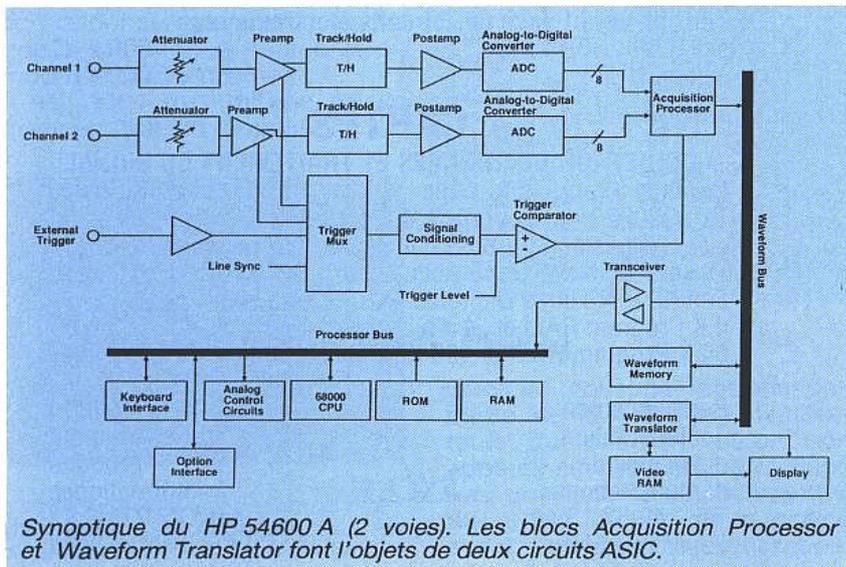
dage additionnel et optionnel du tube, un appareil photo et un bouchon 50 Ω pour les mesures en HF.

Conclusion

Indéniablement nous avons affaire à un oscilloscope qui a été longuement et bien pensé.

Qu'il s'agisse de ses performances, de la souplesse d'exploitation offerte ou encore de la fiabilité, il ne présente guère de faiblesses rédhibitoires.

Si de plus on considère le paramètre prix : respectivement 18 840 F HT et 15 560 F HT pour les HP 54601A (4 voies) et HP 54600 (2 voies), les nombreuses options proposées qui permettent d'adapter l'appareil aux besoins particuliers (Interface RS232 et IEEE : 3 110 F HT, Centronics 1 800 F HT) et une garantie de trois ans, on peut dire que Hewlett Packard entre sur ce segment de marché de l'oscilloscopie par la grande porte.

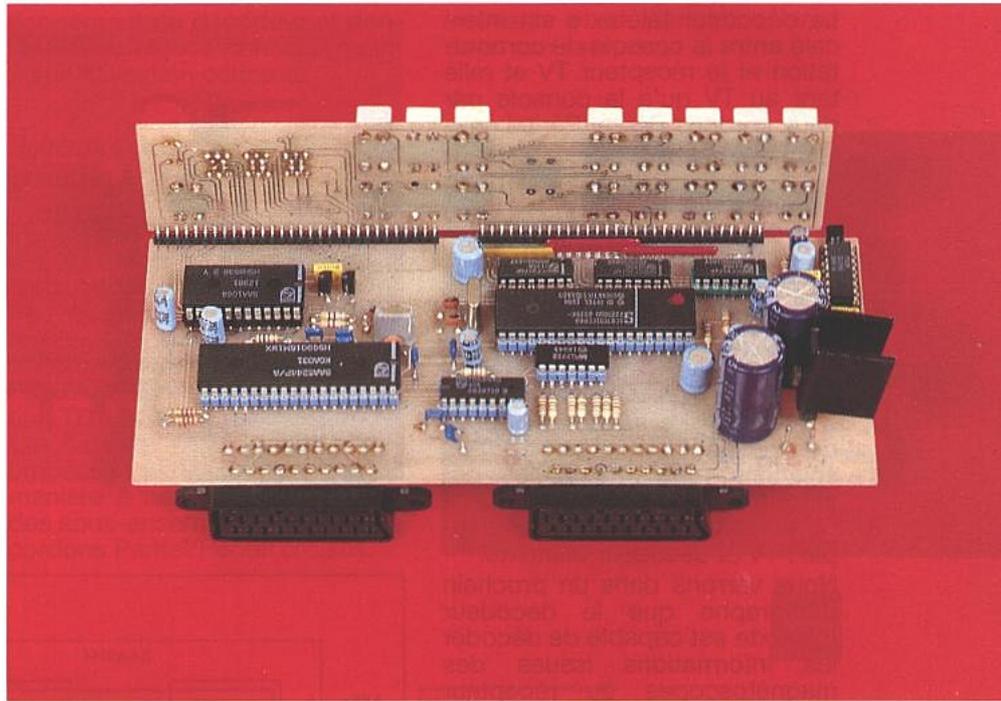


Mise en évidence du mode autostore et affichage des données temporelles de l'impulsion.

Un décodeur Télétexte avec le SAA 5244

Le sujet abordé dans ce numéro est sans surprise, décodeur de télétexte à la norme CEEFAX. Dans le précédent numéro, 521 d'Electronique Radio-Plans, vous avez certainement lu avec intérêt l'article d'Hervé Benoit consacré à la réalisation d'un décodeur télétexte conçu autour d'un circuit SAA 5246.

Pour cette raison nous ne reviendrons pas sur la définition et le mode de transmission des informations pendant le retour trame.



A la lecture du titre de ce second article consacré au télétexte, vous êtes en droit de vous demander ce qui justifie un tel acharnement sur ce sujet.

Comme il a été précisé dans le numéro précédent, l'option choisie par Antenne 2 de diffuser simultanément le télétexte Antiope, le télétexte CEEFAX et les fameuses bouteilles pour l'identification trame SECAM est un fait marquant.

Il est très probable que cette date marquera le début de la fin de la norme Antiope. Hélas le SECAM restera pendant encore de longues années.

On pourrait s'apesantir longuement sur ces choix plus ou moins judicieux en termes techniques mais aussi économiques mais tel n'est pas notre but aujourd'hui, il est évident qu'un standard repose à la fois sur des normes mais aussi sur un nombre d'utilisateurs conséquent.

Dans le même ordre d'idée la conduite à gauche est un très mauvais standard.

Revenons au télétexte ; aujourd'hui seule Antenne 2 diffuse en bande IV ou V les signaux télétexte CEEFAX. Par voie satellite, la grande majorité des émissions

comporte ce type de signaux. A la fin de cet article nous essaierons de dresser une liste des émissions contenant un service télétexte.

Evidemment un décodeur télétexte est particulièrement intéressant dans le cas de la réception des 16 et bientôt 12 canaux des satellites Astra 1A et bientôt 1B.

Les quelques 40 000 possesseurs d'une antenne parabolique pointée ou non sur Astra sont donc très concernés par ce type de décodeur.

Un décodeur sera aussi utilisable dans les régions frontalières.

Finalement il pourra être utilisé en cas de réception d'émissions étrangères distribuées sur un réseau câblé, à condition que l'opérateur n'ait pas opéré quelques coupes sombres et réinséré quelques lignes particulières.

Avant d'aborder la technique, nous décrirons le décodeur télétexte dans son environnement TV.

Le décodeur dans l'environnement TV

Le schéma synoptique de l'ensemble de réception TV est représenté à la **figure 1**.

Ce schéma synoptique représente la configuration la plus complexe : console de commutation péritel recevant magnétoscopes, décodeurs et récepteurs TV par satellite.

Le décodeur télétexte est intercalé entre la console de commutation et le récepteur TV et relié tant au TV qu'à la console par deux cordons Péritel/Péritel croisés.

Le cordon Péritel/Péritel 1 est entièrement câblé, liaisons audio et vidéo, commutations lente et rapide et signaux R, V, B.

Le cordon Péritel/Péritel 2 véhicule seulement les informations audio et vidéo et l'on peut se contenter des liaisons audio vidéo et commutation lente.

A partir de ce schéma synoptique on peut envisager d'autres solutions : récepteur TV par satellite, décodeur télétexte et TV ou la configuration la plus simple : TV et décodeur télétexte.

Nous verrons dans un prochain paragraphe que le décodeur télétexte est capable de décoder les informations issues des magnétoscopes ou récepteur satellite : Péritel/Péritel 2 ou les informations directement reçues par le téléviseur et remontant via Péritel/Péritel 1.

Dans tous les cas, après décodage, les signaux R, V, B, transitent via Péritel/Péritel 1 du décodeur vers le TV.

Cette configuration permet le traitement des signaux Antenne 2 et signaux externes : TV par satellite.

Evidemment les liaisons audio et vidéo passant par le décodeur télétexte sont totalement transparentes pour les autres sous-ensembles.

Ceci signifie qu'en absence d'utilisation du décodeur, celui-ci peut être purement et simplement mis hors tension. Il est alors inutile de déconnecter quoi que ce soit.

Ceci vous montre que le décodeur a été conçu pour que son utilisation et son interconnexion soit aussi simple que possible.

Pour vous comme pour nous, il s'intercale dans l'ensemble vidéo sans en perturber son fonctionnement.

Le circuit SAA 5244

Dans le précédent numéro Hervé Benoit utilisait le circuit décodeur

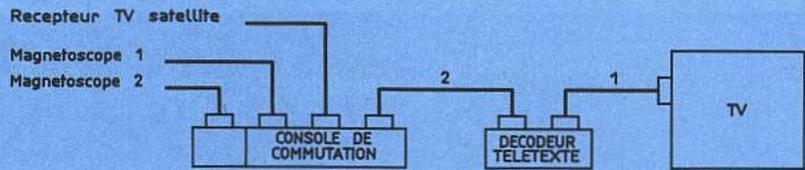


Figure 1 1 et 2 : cordons Péritel/Péritel croisés

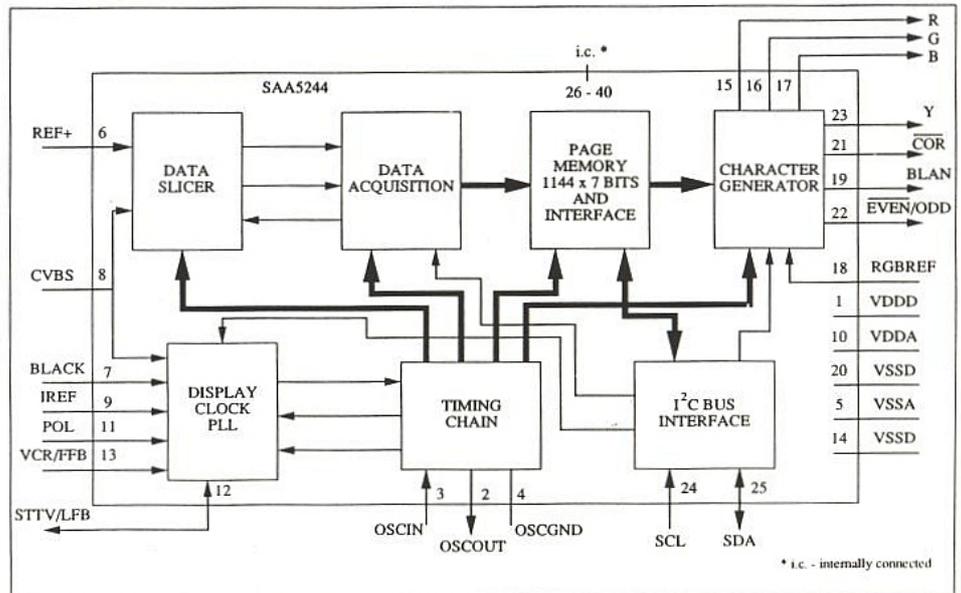
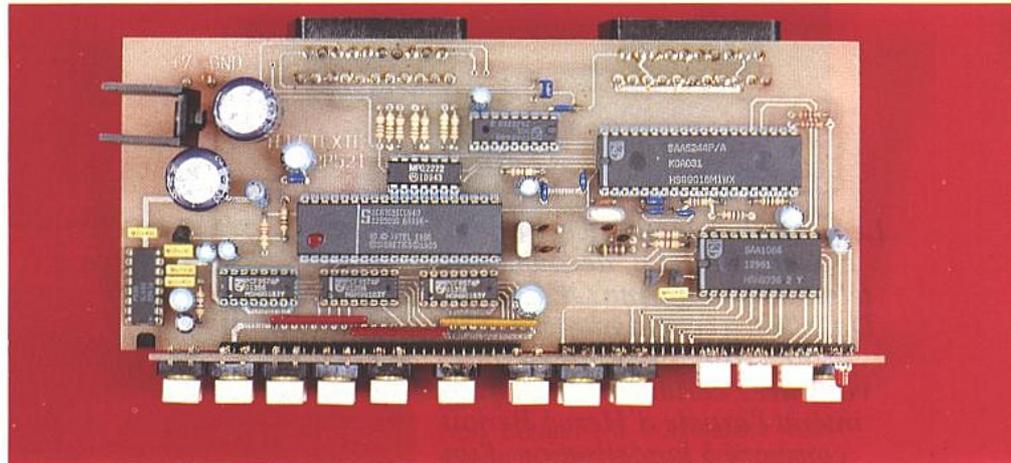
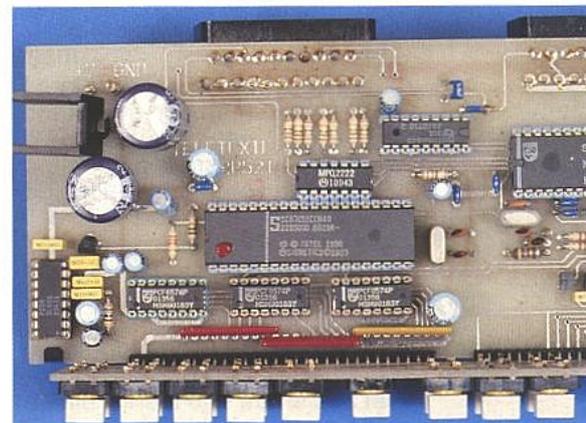


Figure 2

SAA 5246, capable de mémoriser quatre pages de télétexte, nous utilisons aujourd'hui une version réduite du SAA 5244 qui ne mémorise qu'une seule page. Le schéma synoptique interne du circuit est représenté à la **figure 2**. Ce synoptique ne diffère de celui du SAA 5246 - figure 5, page 57 du numéro 521 - que par la mémoire interne 1144 x 7 bits et son interface remplaçant l'interface pour une RAM externe 8 K par 8.



Le brochage du circuit SAA 5244 est représenté au schéma de la **figure 3**. On remarquera que les broches 26 à 40 sont notées IC (Internally Connected) et en conséquence doivent être laissées en l'air.

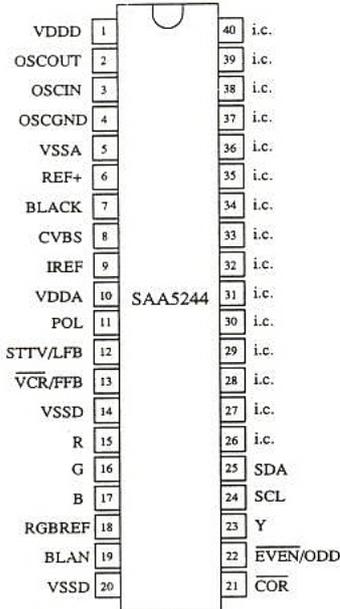


Figure 3

Excepté l'acquisition des quatre pages, les SAA 5244 et SAA 5246 sont identiques. On se reportera donc au numéro précédent pour de plus amples détails. Même si l'on ne connaît pas encore toutes les possibilités du télétexte, nous en savons assez pour passer à la description du schéma de principe puis à la réalisation pratique. Nous aborderons ensuite le fonctionnement du décodeur et donnerons quelques conseils quant à son utilisation courante.

Schéma de principe du décodeur télétexte à SAA 5244

Le schéma de principe général a été scindé en trois schémas qui seront donc décrits séparément. Le schéma de la **figure 4** regroupe le circuit principal SAA 5244 ainsi que les deux embases Péritel et le circuit de commutation TDA 8440. Les liaisons audio et vidéo des embases Péritel sont croisées de manière à assurer la connexion des sous-ensembles grâce à des cordons Péritel/Péritel croisés.

Le circuit TDA 8440 piloté par le bus I2C sélectionne soit un signal issu du téléviseur - Antenne 2 - soit le signal issu d'un des périphériques - TV par satellite, par câble - . La sélection est effectuée par l'opérateur et l'ordre de commutation transite par le bus I2C. Le circuit SAA 5244 est connecté conformément aux données du constructeur. Les éléments se trouvant à sa périphérie sont donc sans surprise.

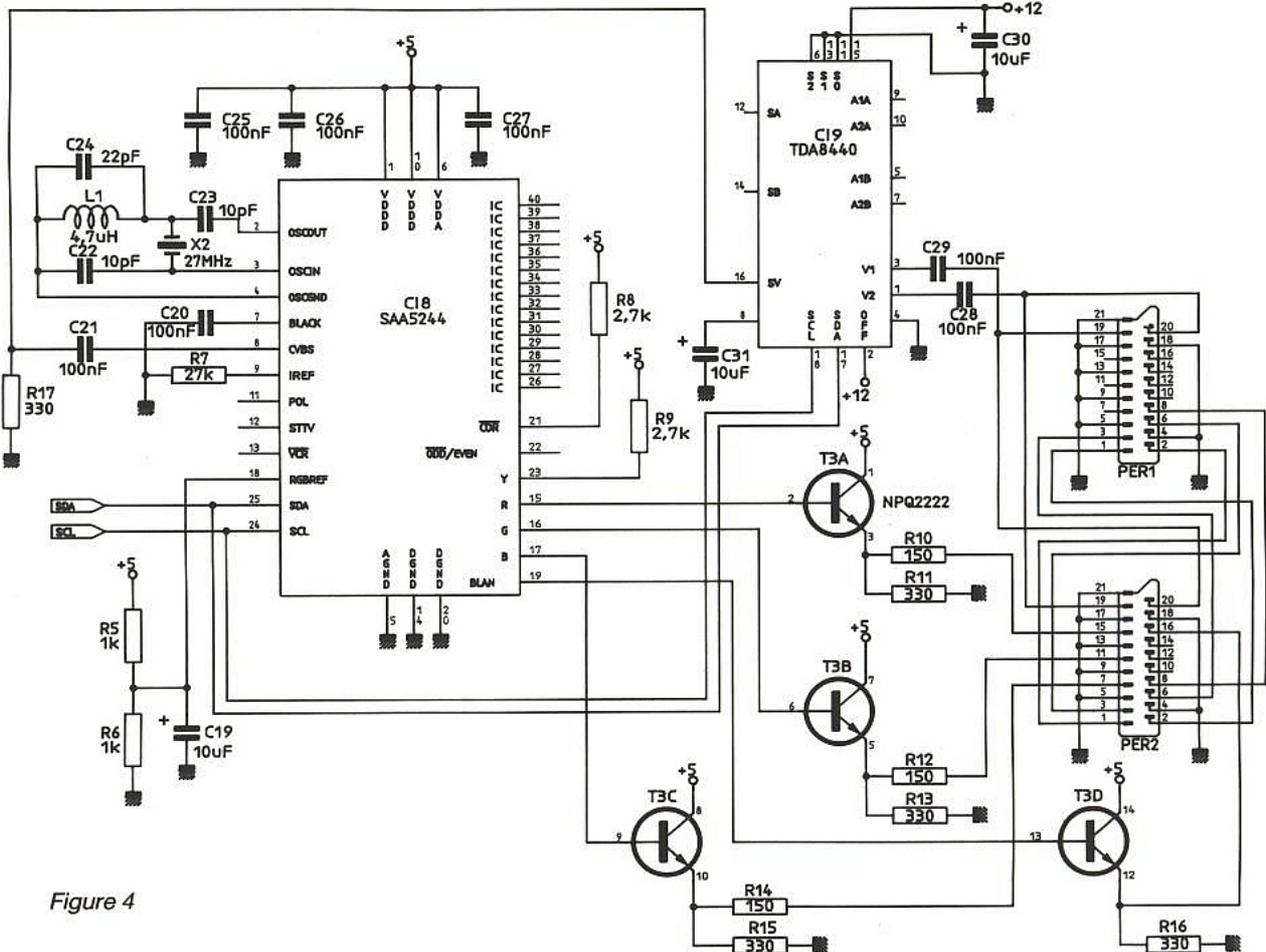
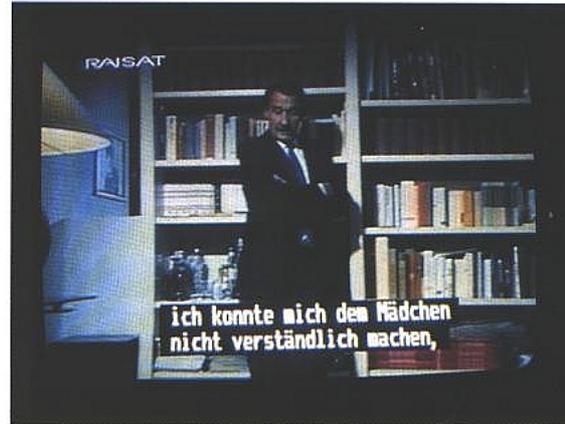


Figure 4

palement ce schéma qui distingue le décodeur télétexte paru dans le précédent numéro et le décodeur présent.

En effet, nous n'avons pas voulu rester dans le carcan d'un programme en ROM qui ne peut évoluer.

Nous avons donc opté pour une plus grande liberté de définition du produit sachant qu'elle devait obligatoirement se payer par un surcroît de travail à savoir l'écriture complète du programme.

Pour le microcontrôleur nous avons opté pour la solution la plus simple - à défaut d'être la plus économique - un 87 C51.

Les sorties P1.0 et P1.1 sont affectées au bus I2C SDA et SCL, l'entrée INT 0 est affecté à la réception du signal infrarouge. Nous reviendrons sur le décodage des informations issues de la télécommande IR par la suite.

Nous rencontrons finalement sur le bus I2C, trois expanseurs d'entrées/sorties du type PCF 8574 et un circuit d'affichage SAA 1064.

Les trois expanseurs U1, U2 et U3 sont destinés à la gestion du clavier. Certes il eût été envisageable d'utiliser pour le clavier les ports P0, P2 et P3 du microcontrôleur mais pour rester homogène et limiter les procédures soft nous avons opté pour une gestion de clavier via le bus I2C.

Le circuit SAA 1064 pilote trois afficheurs sept segments du type anode commune. Ces trois afficheurs sont destinés à la visualisation de la page requise.

Récepteur infrarouge

Pour le récepteur infrarouge on fait appel à un circuit largement répandu et très performant le SL 486 Plessey. Les éléments montés à la périphérie de ce circuit sont traditionnels.



Le niveau de sortie disponible à la broche 9 est incompatible avec une entrée logique 0, + 5 V. Le transistor T4 se charge donc d'amplifier ce signal et le rendre compatible avec les seuils de l'entrée INT 0.

Sans entrer dans le détail de la programmation nous pouvons donc d'ores et déjà déduire de ce schéma les caractéristiques du système.

L'opérateur peut agir soit par le biais du clavier soit par le biais d'une quelconque télécommande infrarouge.

Le type et le modèle de télécommande est indifférent, seul le programme doit s'adapter à tel ou tel modèle.

Si l'on ne souhaite pas avoir le retour d'information concernant

la page requise le circuit U7 SAA 1064 peut être supprimé. Si l'action s'effectue uniquement à partir de la télécommande les trois expanseurs PCF 8574 U1, U2 et U3 peuvent aussi être éliminés.

Finalement si le système ne comporte aucune télécommande, le récepteur infrarouge U5 SL 486 ainsi que le transistor d'interface T4 ne seront pas implantés.

Ces caractéristiques sont intéressantes, le système est modulaire et chacun peut concevoir ou "Customiser" son décodeur télétexte.

Carte clavier et affichage

Le schéma de principe de la carte clavier et affichage est représenté à la figure 6.

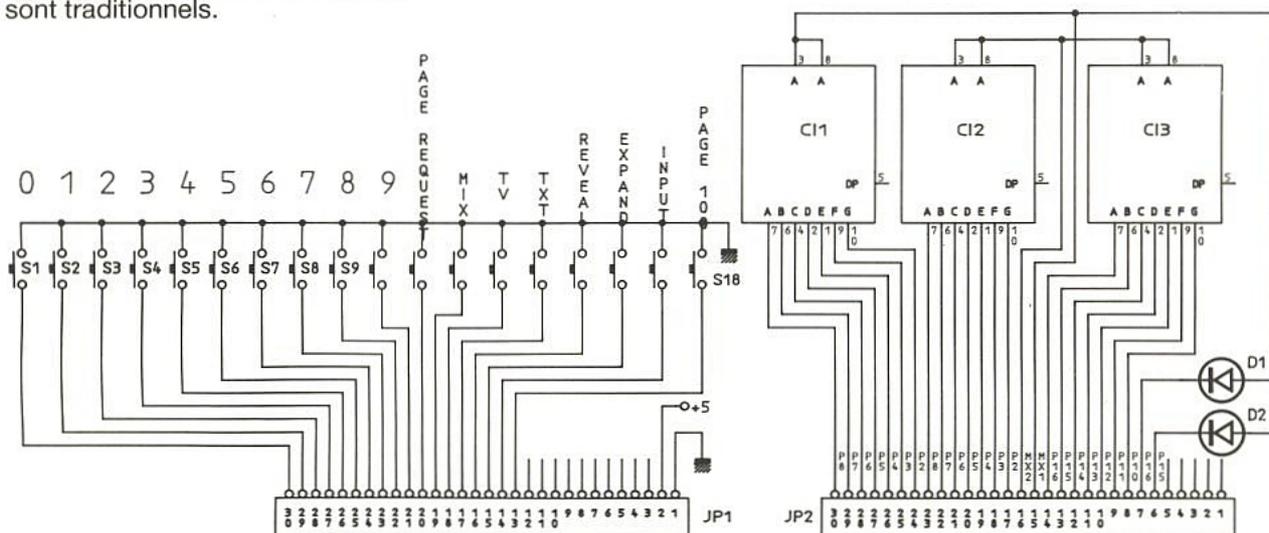


Figure 6

SKY ONE

Highlights on Sky One..... see 174

BIRTHDAYS.....	107	HOLIDAY INDEX..	230
TECHNICAL INFO.....	148	CHARITY HELP...	290
TV GUIDE.....	160	MOVIES INFO...	300
TV EXTRA.....	170	MOVIES CARDS...	310
A-Z INDEX.....	199	PHONE DOCTOR...	350
WEATHER/TRAVEL..	200	PENPALS.....	444

RACING TIPSTERS... 600
WIN CASH PRIZES see 109
PARIS + EURODISNEY 289.00 ... see 370

WINNERS WINNERS WINNERS... page 605

On rencontre 18 touches du type B3F qui constituent le clavier. Le rôle de ces touches est indiqué sur le schéma et sera explicité par la suite.

Les trois afficheurs miniatures sept segments du type D 100 PA sont affectés à l'affichage de la page requise et les deux diodes électroluminescentes D₁ et D₂ rendent compte de la commutation du TDA 8440 c'est à dire : signal vidéo composite utilisé pour l'extraction du télétexte.

REALISATION PRATIQUE

La réalisation pratique est simple et rapide, le décodeur est constitué de deux cartes imprimées double face connectées entre

elles par deux renvois coudés à 90 degrés. Hormis l'alimentation 0, + 12 V il n'y a aucun câblage ou fil volant.

Pour la carte principale : Le tracé des pistes côté cuivre est à la **figure 7**, côté composants à la **figure 8** et l'implantation correspondante à la **figure 9**.

Pour la carte clavier-affichage, le tracé des pistes côté cuivre est à la **figure 10**, côté composants à la **figure 11** et l'implantation correspondante à la **figure 12**.

Noter juste une petite erreur de l'implanteur au niveau des embases Péritel. Cette erreur se traduit par l'implantation des embases côté cuivre - voir photo. Ceci n'est pas un véritable pro-

blème puisque les circuits imprimés doivent être du type double face trous métallisés.

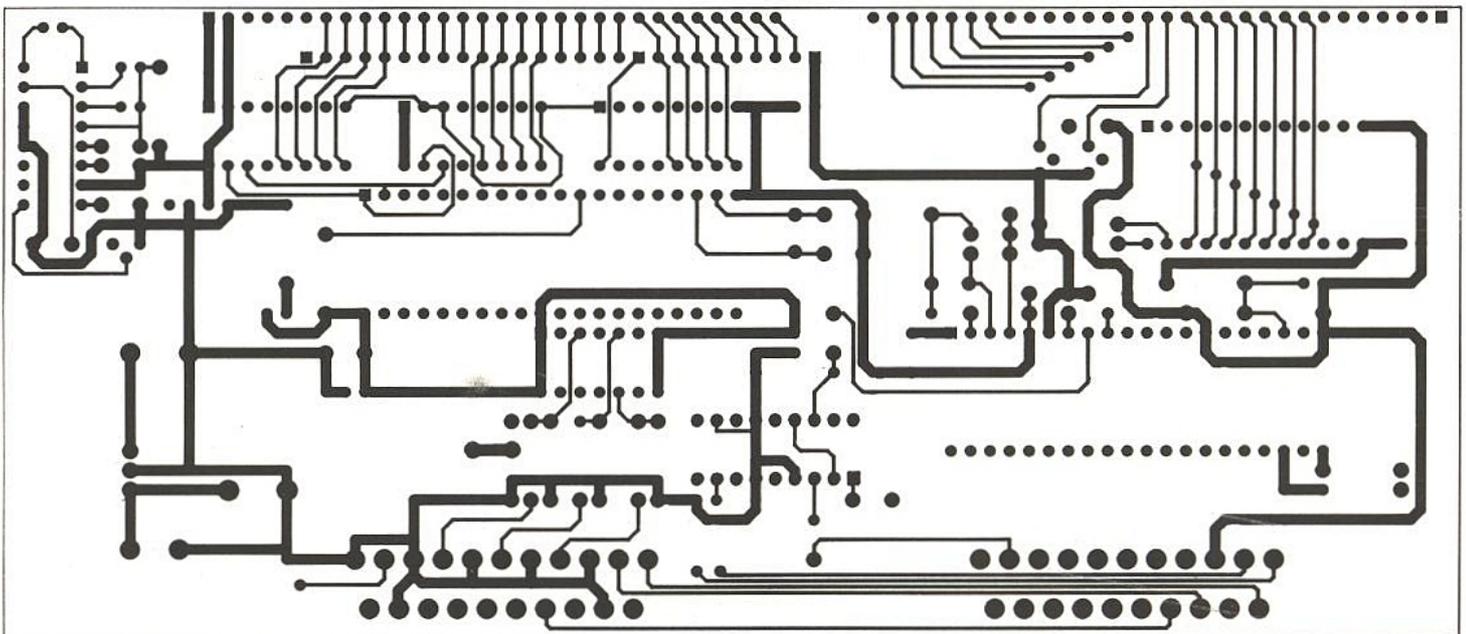


Figure 7

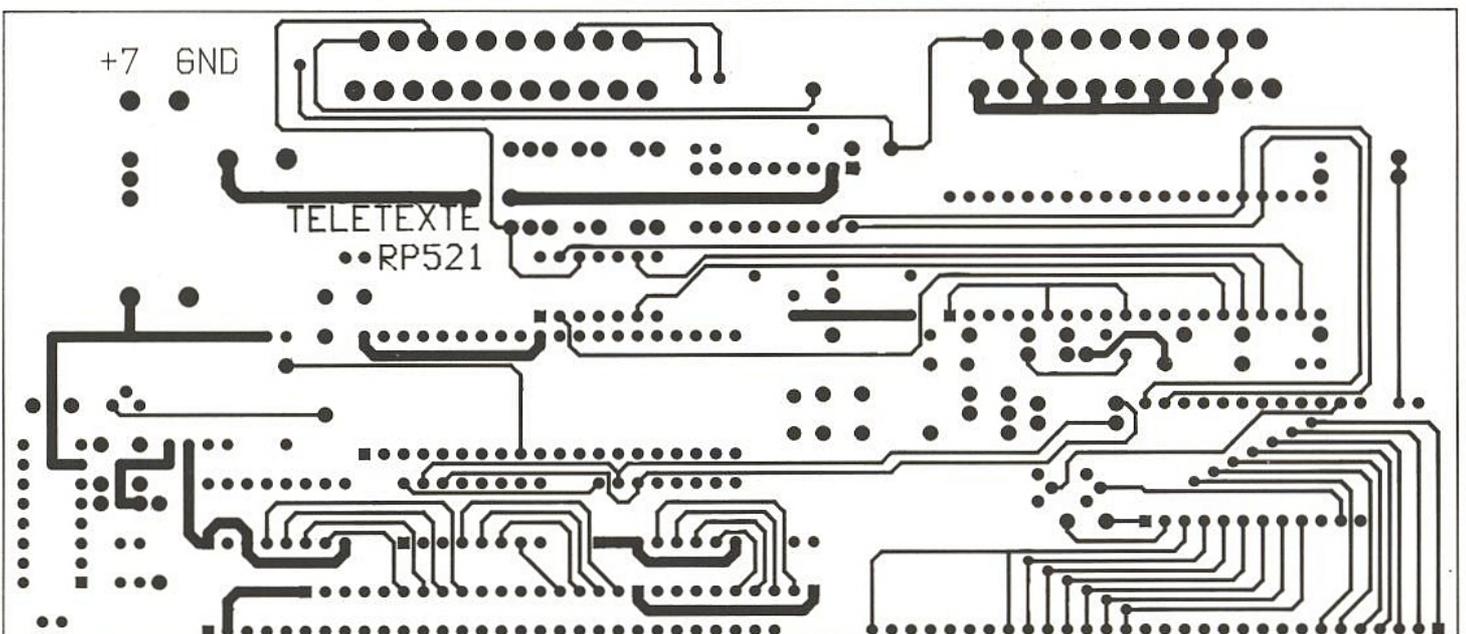


Figure 8

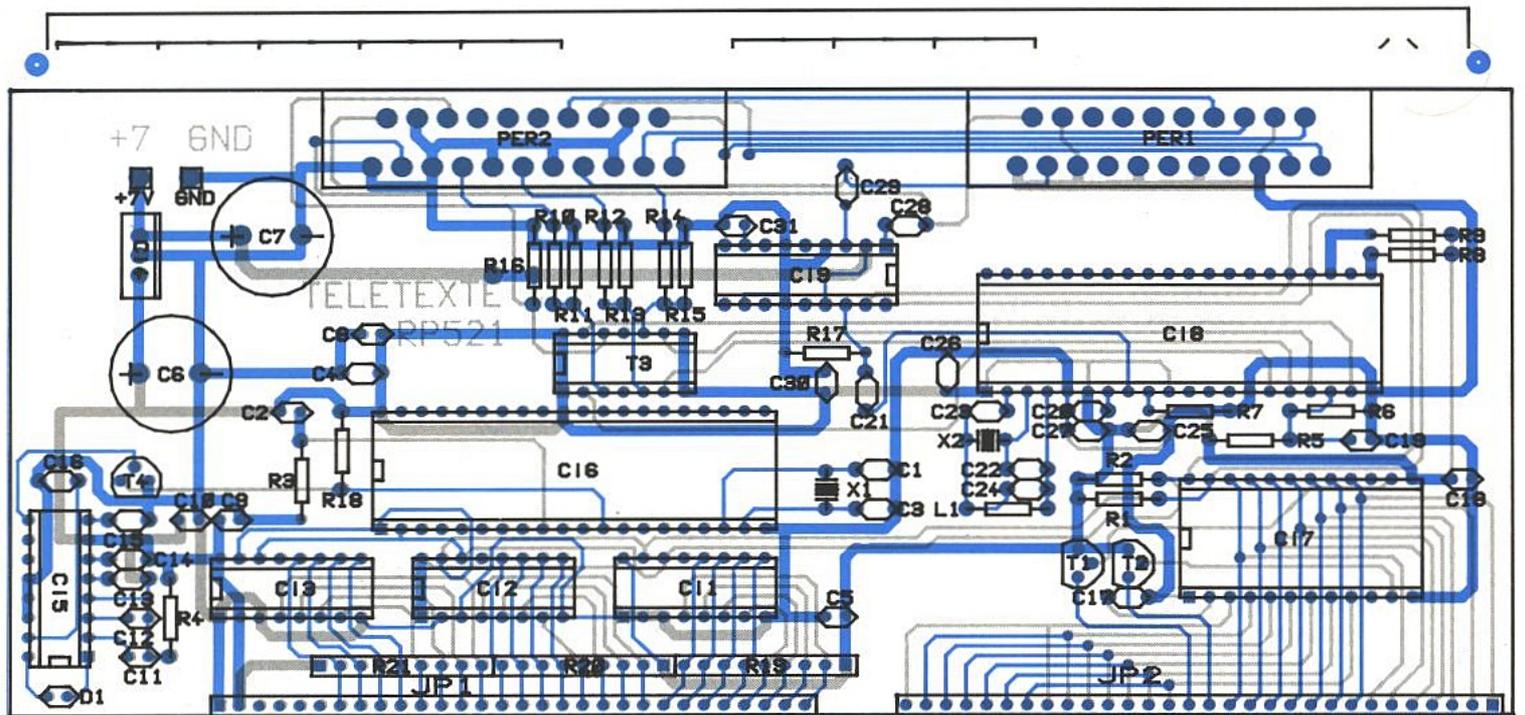


Figure 9

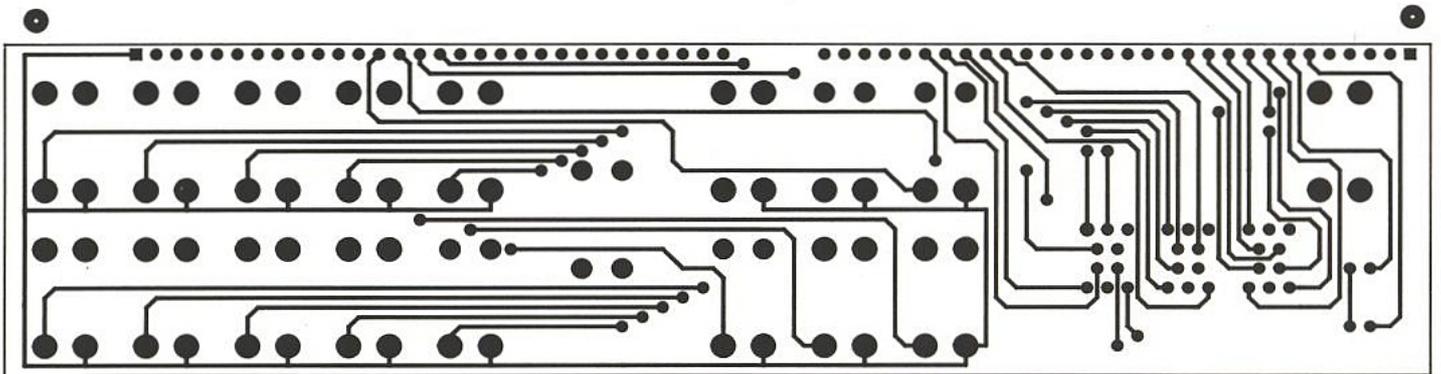


Figure 10

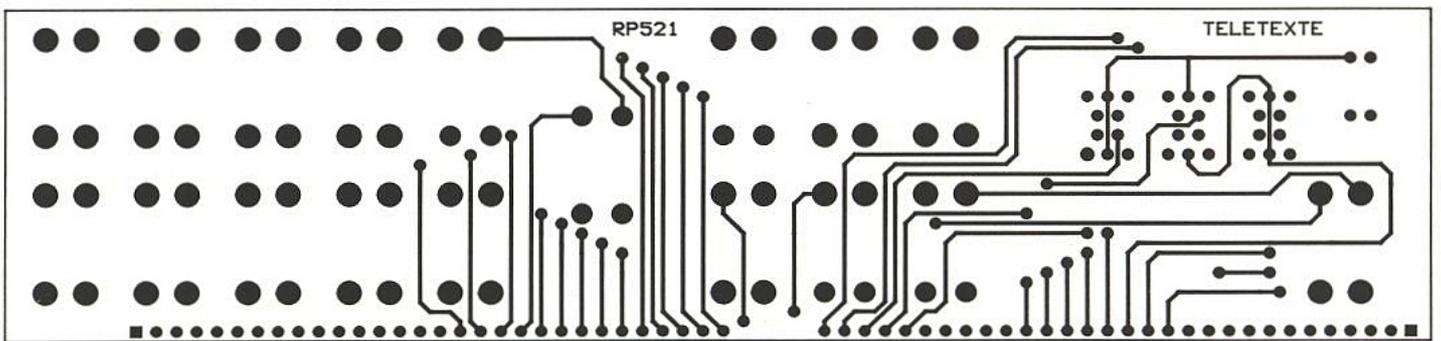


Figure 11

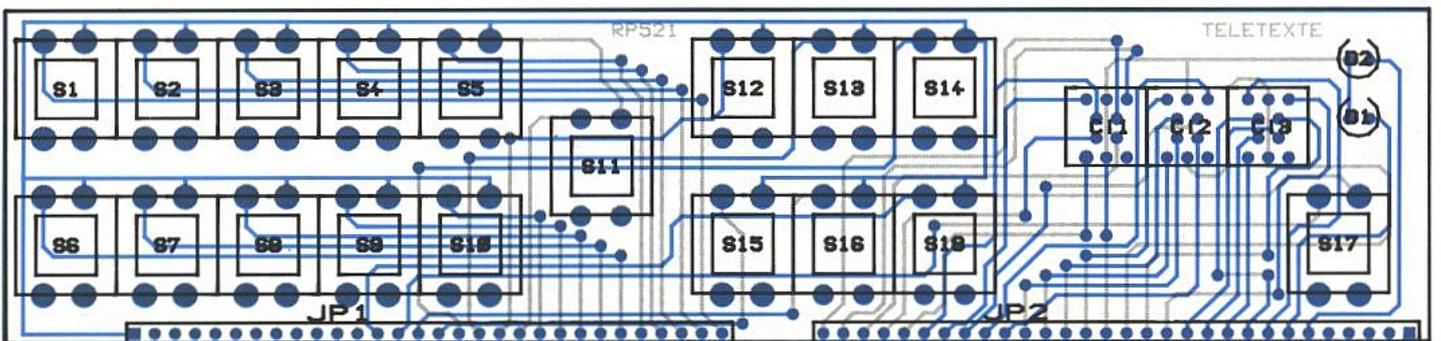


Figure 12

Il n'y a aucun réglage et la carte peut être mise sous tension dès la dernière soudure à la condition que l'on dispose du microcontrôleur dûment programmé. Alimenté par la tension minimale de +12 V, notre prototype consomme environ 160 mA.

PROGRAMMATION DU SAA 5244

Le circuit SAA 5244 de Philips est un décodeur télétexte qui se programme via des registres, via 11 registres pour être précis. Ces registres sont appelés respectivement R₀, R₁, R₂, R₃, R₅, R₆, R₇, R₉, R₁₀ et R₁₁. Les fonctions décodage du télétexte et incrustation dans l'image sont réalisées en programmant judicieusement tout ou partie de ces registres. Cet article se limite volontairement aux registres permettant de réaliser les fonctions de décodage du télétexte, les registres permettant de réaliser de l'incrustation de texte dans l'image seront étudiés ultérieurement. Une fois les registres du SAA 5244 décrits, nous présenterons le logiciel de gestion du décodeur télétexte, ce logiciel est écrit en PLM 51. En fin d'article, vous trouverez le listing "dump mémoire" de ce programme.

Les registres du circuit SAA 5244 PHILIPS

Décomposition du registre R₀.

Bit D₀

Le registre R₁₁ se décompose en deux sous registres, nommés respectivement R_{11a} et R_{11b}. Le bit D₀ du registre R₀ nous permet de préciser au SAA 5244 quel sous registre, R_{11a} ou R_{11b}, doit se trouver dans R₁₁ selon le tableau 1 :

TABLEAU 1

D ₀ = 0	registre R _{11a} présent dans R ₁₁
D ₀ = 1	registre R _{11b} présent dans R ₁₁

Bit D₁

Ce bit est non utilisé, il doit, conformément à la documentation Philips, être positionné à la valeur 0.

Bit D₂ et D₅

Ces deux bits commandent la sortie 25 Hz, qui permet au SAA 5244 d'afficher du texte en mode non entrelacé. Les combinaisons de ces deux bits sont données dans le tableau 2 :

TABLEAU 2

D ₅ = 0	D ₂ = 0	sortie 25 Hz continuellement active
D ₅ = 1	D ₂ = 0	sortie 25 Hz active en absence de signal vidéo télé
D ₅ = 0	D ₂ = 1	sortie 25 Hz non active
D ₅ = 1	D ₂ = 1	sortie 25 Hz non active

Bit D₃

Ce bit est non utilisé, il doit conformément à la documentation Philips, être positionné à la valeur 0.

Bit D₄

Ce bit permet de piloter la ligne d'entête des pages télétexte. Lorsqu'il est positionné à la valeur 0, la ligne d'entête est validée à la valeur 1, la ligne est inhibée. Les 8 dernières positions de la ligne d'entête sont occupées par les caractères de l'horloge, cette horloge est périodiquement rafraîchie lorsque la ligne est validée, et elle est gelée lorsque la ligne est inhibée.

Bit D₆

Lorsque ce bit est à la valeur 0, le circuit SAA 5244 se synchronise sur les signaux RVBS d'entrée. Lorsqu'il est à la valeur 1 le SAA 5244 se synchronise sur la fréquence nominale de 6 MHz.

Bit D₇

Ce bit est à associer au bit D₄ du registre R₁. Si D₄ de R₁ est à 1, le fait de positionner le bit D₇ à 1 provoque l'affichage de la ligne 24, sinon la ligne 24 n'est pas affichée mais stockée dans la mémoire d'extension du SAA 5244.

Décomposition du registre R₁

Bits D₀ et D₁

Ces deux bits permettent de configurer le mode d'affichage du SAA 5244. Le tableau suivant regroupe les 4 possibilités offertes par ces deux bits :

TABLEAU 3

D ₁ = 0	D ₀ = 0	mode entrelacé 312/313 lignes
D ₁ = 0	D ₀ = 1	mode non entrelacé 312/313 lignes
D ₁ = 1	D ₀ = 0	mode non entrelacé 312/312 lignes
D ₁ = 1	D ₀ = 1	le mode est dépendant des entrées physiques LFB et FFB du SAA5244

Bit D₂

Un 0 pour ce bit signifie que l'on dirige l'entrée CVBS à la sortie STTV. Un 1 signifie d'une part que le SAA 5244 génère un signal de synchro, conforme aux définitions des bits D₀ et D₁ ci-dessus, et d'autre part que ce signal est dirigé vers la sortie STTV.

Bit D₃

Ce bit permet de valider les données. Un 0 dans ce bit valide uniquement les données comprises entre la ligne 2 et la ligne 22 (mode window). Un 1 dans ce bit valide les données de chaque ligne (mode full screen). Dans le mode window, la ligne d'entête n'est pas valide et ne sera pas rafraîchie.

Bit D₄

Ce bit est non utilisé, il doit conformément à la documentation Philips, être positionné à la valeur 0.

Bit D₅

Ce bit permet de valider ou inhiber le circuit d'acquisition de données. Un 0 dans ce bit valide le circuit d'acquisition de données, et un 1 inhibe l'acquisition de données, les données reçues ne rafraîchissent pas l'écran télétexte.

Bit D6

Ce bit est non utilisé, il doit conformément à la documentation Philips, être positionné à la valeur 0.

Bit D7

Ce bit est positionné à 0 en fonctionnement nominal, lorsqu'il est à 1, cela permet de visualiser un message de statut si le signal reçu est un signal 525 lignes.

Décomposition du registre R2**Bits D0, D1, D2**

Ces trois bits permettent de réaliser un multiplexage du registre R3. En effet, en fonction du contenu de ces trois bits, les informations du registre R3 seront analysées de manière différente. Le tableau 4 indique le type d'information de R3 en fonction du contenu des bits D0, D1 et D2 du registre R2 :

TABLEAU 4

D2 = 0	D1 = 0	D0 = 0	R3 contiendra le chiffre des centaines du numéro de page à afficher.
D2 = 0	D1 = 0	D0 = 1	R3 contiendra le chiffre des dizaines du numéro de page à afficher.
D2 = 0	D1 = 1	D0 = 0	R3 contiendra le chiffre des unités du numéro de page à afficher.
D2 = 0	D1 = 1	D0 = 1	R3 contiendra le chiffre des dizaines de l'heure à afficher.
D2 = 1	D1 = 0	D0 = 0	R3 contiendra le chiffre des unités de l'heure à afficher.
D2 = 1	D1 = 0	D0 = 1	R3 contiendra le chiffre des dizaines des minutes à afficher.
D2 = 1	D1 = 1	D0 = 0	R3 contiendra le chiffre des unités des minutes à afficher.
D2 = 1	D1 = 1	D0 = 1	R3 n'a pas de signification particulière.

Bit D3

Ce bit est réservé pour les tests du SAA 5244, en fonctionnement nominal il doit être positionné à la valeur 0.

Bits D4, D5, D6, D7

Ces bits sont non utilisés, ils doivent conformément à la documentation Philips, être positionnés à la valeur 0.

Décomposition du registre R3

La décomposition des bits de ce registre est différente selon les

valeurs des bits D0, D1 et D2 du registre R2. Seuls les bits D0 à D4 nous intéressent, les autres bits n'étant pas utilisés, ils seront conformément à la documentation Philips positionnés à la valeur 0. Le bit D4 sera systématiquement mis à 1.

Cas du chiffre des centaines (numéro de page).

Les pages télétexte sont numérotées de 100 (page menu) à 899. 3 bits permettent de coder le chiffre des centaines, donc de 0 à 7, la valeur 0 signifiera 8 comme chiffre des centaines. Le bit D3, si il est à 1 permet de saisir la page, si il est à 0 la page ne sera pas mise à jour.

Cas du chiffre des dizaines et des unités (numéro de page).

Les 4 bits D0 à D3 permettent de coder toutes les valeurs de 0 à 9.

Bits D6, D7

Ces deux bits permettent de valider le fond des pages télétexte, il faut noter que ces bits sont prépondérant par rapport aux bits D0 et D1.

Décomposition du registre R6.

Ce registre est identique au registre précédent, il est utilisé lorsque la page affichée est une page "subtitle" ou une page "new flash".

Décomposition du registre R7**Bit D0**

Ce bit permet de valider lorsqu'il est à 1 la fonction d'encadrement de la ligne 0 (ligne d'entête) de la page télétexte.

Bit D1

Ce bit permet de valider lorsqu'il est à 1 la fonction d'encadrement des lignes 1 à 23 de la page télétexte.

Bit D2

Ce bit permet de valider lorsqu'il est à 1 la fonction d'encadrement de la ligne 24 (ligne de statut) de la page télétexte.

Bit D3

Ce bit permet de définir la double hauteur (D3 = 1) ou la simple hauteur (D3 = 0) pour les caractères. Dans le cas de la double hauteur chaque page télétexte est décomposée en partie basse et partie haute.

Bit D4

Ce bit prend un sens si on est en double hauteur. Il permet de visualiser la partie basse de l'image (D4 = 1) ou la partie haute de l'image (D4 = 0). Dans le cas de la simple hauteur, une modification de la valeur de ce bit ne provoque pas de changements sur la page affichée.

Bit D5

Les pages télétexte contiennent des informations masquées, comme les réponses d'un jeu de réflexion (les chiffres et les lettres, télétexte antenne 2). Ce bit permet de visualiser (D5 = 1) les informations masquées.

Bit D6

Ce bit permet de visualiser le curseur (D6 = 1), ou de masquer le curseur (D6 = 0).

Bit D7

Ce bit permet de positionner la ligne de status soit en bas de l'image (D7 = 0), soit en haut de l'image (D7 = 1) suivie par les lignes 0 à 23.

Décomposition du registre R5**Bits D0, D1**

Ces deux bits permettent de définir où l'image télé sera présente, dans la fenêtre de visualisation ou hors la fenêtre.

Bits D2, D3

Ces deux bits permettent de définir si les textes sont affichés avec ou sans fonction d'encadrement.

Bits D4, D5

Ces deux bits permettent de modifier le contraste de l'image télé et des pages télétexte.

Décomposition des registres R₉, R₁₀ et R_{11 a}.

Ces registres sont utilisés pour écrire depuis le microcontrôleur des informations dans la mémoire du SAA5244 (On Screen Display). Le logiciel ne tient pas compte de cette fonctionnalité pour le moment, nous en resterons donc là pour la description des registres du circuit Philips.

Décomposition du registre R_{11 b}

Ce registre est un registre disponible en lecture.

Bit D0

Ce bit permet de savoir si le signal télé que l'on reçoit est de bonne qualité (D0 = 1) ou de qualité moyenne (D0 = 0).

Bit D1

Ce bit permet de savoir si le signal télétexte que l'on reçoit est de bonne qualité (D1 = 1) ou de qualité médiocre, à la limite du décrochage.

Bits D2, D3, D4, D5, D6

Ces bits permettent d'identifier le numéro de version du circuit de décodage télétexte. Dans le cas du SAA5244 seule la version IVT1.1 est disponible. Cela se traduit par le numéro de version 01000H.

Bit D7

Ce bit est positionné à 1 par le hardware lorsque le signal télé reçu est identifié comme étant un signal 525 lignes. Dans le cas d'un signal 625 lignes, il est positionné à la valeur 0.

Communication

Le SAA5244 est un circuit piloté via le bus I²C, l'adresse I²C de ce composant est 22h. Il est possible d'accéder aux registres du SAA5244 de deux manières différentes, soit unitairement, soit par salve.

Accès unitaire

Dans le cas d'un accès unitaire, il est nécessaire que la trame émise sur le bus I²C soit constituée comme suit :

adresse I²C du SAA5244 (1 octet)
numéro du registre à accéder (1 octet)
valeur à programmer (1 octet)
Cette méthode est lourde, et nous préconisons d'utiliser la méthode dite par salve.

Accès par salve

Dans la plupart des cas l'accès à un registre positionne le pointeur du SAA5244 sur le registre suivant, on peut donc utiliser cette caractéristique pour simplifier les échanges sur le bus I²C. Les trames émises sur le bus seront constituées comme suit :

– adresse I²C du SAA5244 (1 octet)
– numéro du premier registre à accéder (1 octet)
– valeur à programmer pour le 1^{er} registre (1 octet)
– valeur à programmer pour le 2^e registre (1 octet)
– valeur à programmer pour le 3^e registre (1 octet)
Cette caractéristique n'est pas valable dans tous les cas.



On distingue trois groupes de registres avec lesquels on peut réaliser ces accès par salve (R₀, R₁, R₂, R₃), (R₅, R₆, R₇) et (R₉, R₁₀, R₁₁).

Le cas d'un appel de page est un cas particulier puisqu'il faut accéder plusieurs fois au registre R₃ afin d'y déposer le numéro de page décomposé en centaines, dizaines et unités. Les trames pour un appel de page doivent être constituées comme suit :

– adresse I²C du SAA5244 "22"
– numéro du registre R₂ "2"
– valeur à programmer dans R₂ "0"
– valeur à programmer dans R₃ "chiffre des centaines"
– valeur à programmer dans R₃ "chiffre des dizaines"
– valeur à programmer dans R₃ "chiffre des unités"

Logiciel

Dans sa première version, cet appareil est doté :

– d'un clavier numérique de dix touches 0 à 9.
– d'un clavier de fonction de 8 touches.
– de trois afficheurs 7 segments.
– de deux diodes électroluminescentes.

Le clavier local est géré via trois PCF8574 qui sont situées aux adresses 40H, 42H et 44H. Les afficheurs 7 segments sont gérés via le bus I²C grâce à un SAA1064 qui est situé à l'adresse 70h. La commutation vidéo est gérée grâce à un TDA8440 situé à l'adresse 90H. Les deux diodes sont gérées par le SAA1064 dédié aux afficheurs 7 segments. On peut maintenant détailler le rôle de chaque composante de notre système.

Afficheurs 7 segments

Ces afficheurs permettent d'afficher le numéro de la page de télétexte qui est demandé par l'opérateur.

Diodes

Ces deux diodes permettent de visualiser quel type de vidéo est préconisé pour le signal d'entrée.

Clavier numérique

Ces dix touches numérotées de 0 à 9 permettent de saisir un numéro de page. La saisie d'un numéro de page se réalise dans l'ordre suivant (centaine, dizaine, unité). Lorsque l'on est entré dans le mode "saisie d'un numéro de page", sur les trois afficheurs on trouve le caractère "-". La première saisie sera celle des centaines, tant que la saisie suivante ne sera pas effectuée le chiffre des centaines se situera sur l'afficheur le plus à droite.

Clavier de fonction

Ce clavier est un clavier à 8 touches. A chacune de ces touches on associe une fonction bien particulière.

Commutation vidéo

Cette fonction permet de sélectionner le signal vidéo d'entrée soit vidéo 1, soit vidéo 2. Cette touche fonctionne en flip-flop.

Page request

Cette fonction permet de valider le clavier numérique pour réaliser la saisie d'un numéro de page. Dès que le numéro de page est complet (unités saisies), ce numéro est envoyé au SAA5244 pour lui demander de saisir la page indiquée. Il est possible d'effacer la saisie courante en appuyant de nouveau sur la touche "page request", cet appel permet de réinitialiser le processus de saisie.

TV mode

Cette fonction permet d'inhiber complètement la fonction télétexte. Sur l'écran du téléviseur n'apparaît que l'image télé normale. Cette touche n'a d'effet que si on était au préalable en Text mode ou en Mix mode. A l'initialisation on est automatiquement dans le mode TV.

Mix mode

Cette fonction permet d'avoir à la fois le signal télé comme image de fond, et les signaux télétexte débarrassés des attri-

buts de fond. Si aucun signal télétexte n'est présent les actions sur cette touche n'ont aucun effet.

Text mode

Cette fonction permet de masquer l'image télé, ceci afin d'avoir une meilleure lisibilité des pages télétexte. Si aucun signal télétexte n'est présent, une action sur cette touche donnera un écran noir.

Reveal

Cette fonction permet de masquer et de démasquer des textes particuliers. La touche permettant de réaliser cette fonction fonctionne en flip-flop (masquer, démasquer, ...). Le télétexte d'antenne 2 propose des jeux de réflexion "les chiffres et les lettres", les réponses sont masquées et des appuis successifs sur cette touche permettent de faire apparaître et disparaître les réponses.

Expand

Cette fonction permet d'augmenter la taille des caractères télétexte, cette touche fonctionne en flip-flop (hauteur normale, double hauteur partie haute, double hauteur partie basse, hauteur normale, ...). A l'initialisation le décodeur est programmé pour afficher les caractères en hauteur normale.

Menu

Cette fonction permet de réaliser un appel rapide à la page 100 qui est la page de menu sur l'ensemble des télétexte, que ce soit sur la télévision Française "Antenne 2", ou que ce soit sur la télévision par satellite "Screen Sport".

Toutes ces commandes se trouvent en face avant du décodeur. Vous avez, sans nul doute, noté que sur les 24 entrées disponibles avec 3 PCF8574, seules 18 sont utilisées. Libre à vous d'ajouter à ce décodeur de nouvelles fonctions comme par exemple : Page +, Page -, contraste, ..., il vous faudra pour cela réaliser du logiciel et ajouter des boutons en face avant. Nous avons vu l'ensemble des fonctions réalisées par ce décodeur, il ne reste plus qu'à voir la disposition des touches en face avant à la **figure 13**.

Télécommande IR

Le soft présenté dans ce numéro ne traite pas la télécommande infrarouge et seuls les ordres en provenance du clavier sont pris en compte.

Il vous reste une alternative, développer du code pour votre télécommande personnelle ou attendre un peu et nous vous proposerons un article consacré au décodage IR RC5.

Ce qu'il faut savoir du télétexte

Noter premièrement que ce paragraphe n'est pas intitulé : test sur un télétexte. Il s'agit de quelques conseils et quelques remarques utiles pour faire les premiers pas avec le décodeur.

Avant tout il faut savoir que le télétexte contient au maximum 800 pages numérotées de 100 à 899, inutile donc de réclamer la page 015 par exemple.

La première page est donc la page 100 qui est en général soit une page regroupant les indications de renvoi vers les sous-pages menu soit une page de présentation.

L'architecture des 800 pages du service télétexte varie suivant l'opérateur, ne vous attendez donc pas à retrouver les infos ou les programmes du jour à la même page sur BBC ou sur Sky One.

En général, mais ce n'est pas toujours le cas, un magazine, entendez par là un thème, commence par une centaine entière 200, 300, etc. et comporte au maximum 100 pages.

Le sous-titrage

Certains programmes comportent parfois des sous-titres français transmis par le télétexte. Il suffit "simplement" de connaître le bon numéro de page si celui-ci existe.

Par exemple sur Filmnet les sous-titres français sont transmis page 399 lorsqu'ils existent, pour RAI 1 et RAI 2 il s'agit de la page 777.

En cas d'erreur sur le numéro de page vous ne risquez rien, vous risquez tout au plus de voir apparaître les sous-titres en Suédois, Norvégien ou Néerlandais, c'est une question de choix.

Si l'on analyse bien la situation, on peut se demander ce que la norme MAC (ou plutôt les normes MAC ; B, C, D, D2) apporte de plus à un bon signal PAL transmis par satellite comportant 6 ou 7 sous-porteuses audio et un service télétexte. A moins que les maniaques du cryptage ne soient passés par là...

Finalement la plupart des opérateurs proposent dans leur service de télétexte les programmes du jour et ceux de la semaine.

Ceci peut éventuellement vous éviter un abonnement à un journal de programme mais ce peut être dommage, il y en a qui ne sont pas si mauvais.

L'intérêt de ces pages de programmes réside surtout dans les programmations intempestives ou réactualisées ou dans le cas de non publication.

Pour les trois programmes italiens :

- Canale Cinque
- Reté Quattro
- Uno italia,

les programmes du jour sont donnés aux pages 502 à 509.

Conclusion

L'application traitée dans ce numéro met en œuvre les deux sous-ensembles principaux du SAA5244, extraction des données et affichage.

Il est important de noter que la fonction affichage peut être utilisée seule. On dispose alors d'un générateur de caractères pleine page.

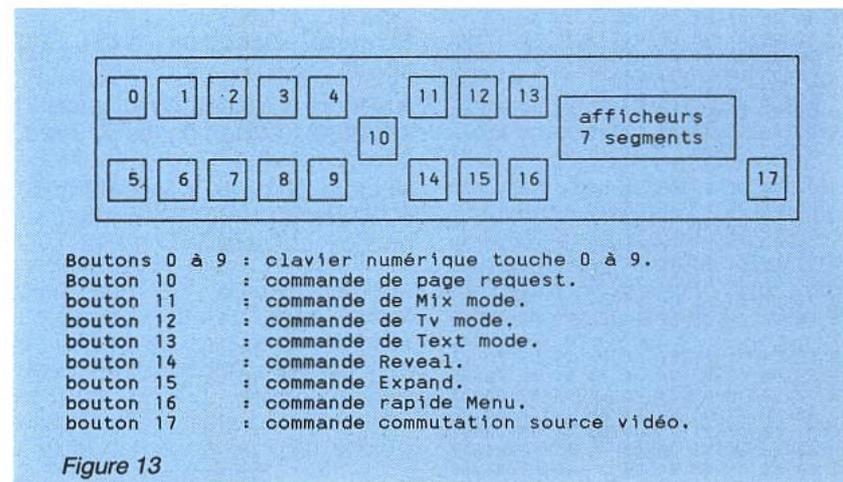


Figure 13

Dump du programme de gestion du décodeur télétexte.

02 07 76 AE 7D AF 7E EF-B4 E8 29 EE 84 03 25 75
0F 00 90 07 5A E4 93 F5-10 90 07 5A E4 93 F5 11
90 07 5A E4 93 F5 12 E5-7B 90 07 5B 93 F5 13 12
05 F7 01 EE 85 7D 19 85-7E 1A AE 19 AF 1A 74 64
8E 04 8F 05 FF 12 07 3F-8C 17 8D 18 8C 06 8D 07
90 07 4F 12 07 6B E4 93-F5 14 74 64 8C 06 8D 07
12 07 5D 8F 02 8E 03 AE-19 AF 1A 8B 04 8A 05 12
07 7F 8E 19 8F 1A 74 OA-8E 04 8F 05 FF 12 07 3F

8C 17 8D 18 8C 06 8D 07-90 07 4F 12 07 6B E4 93
F5 15 74 0A 8C 06 8D 07-12 07 5D 8F 02 8E 03 AE
19 AF 1A 8B 04 8A 05 12-07 7F 8E 19 8F 1A 90 07
4F 12 07 6B E4 93 F5 16-E5 79 B4 01 0E 90 07 5A
E4 93 F5 14 90 07 5A E4-93 F5 15 E5 79 B4 02 07
90 07 5A E4 93 F5 14 75-0F 00 85 15 10 85 14 11
85 16 12 E5 7B 90 07 5B-93 F5 13 12 05 F7 22 75
0F 00 75 10 00 90 07 59-E4 93 F5 11 E5 14 90 07

4F 93 F5 12 E5 7B 90 07-5B 93 F5 13 12 05 F7 75
08 08 75 09 88 12 04 C6-22 75 14 00 75 15 00 75
0F 00 12 05 06 F5 16 75-17 01 E5 17 03 94 08 50
23 E5 16 54 01 64 01 60-05 85 17 14 05 15 E5 16
FE 74 01 FF EE 0F 23 03-0F FD F5 16 78 17 74 01
26 F6 50 D6 75 0F 01 12-05 D6 F5 16 75 17 01 E5
17 03 94 08 50 26 E5 16-54 01 64 01 60 08 E5 17
24 08 F5 14 05 15 E5 16-FE 74 01 FF EE 0F 23 03

DF FD F5 16 78 17 74 01-26 F6 50 D3 75 0F 02 12
05 D6 F5 16 75 17 01 E5-17 03 94 02 50 26 E5 16
54 01 64 01 60 08 E5 17-24 10 F5 14 05 15 E5 16
FE 74 01 FF EE 0F 23 03-0F FD F5 16 78 17 74 01
26 F6 50 D3 E5 15 03 94-01 40 03 75 14 14 E5 14
B5 75 03 74 00 22 85 14-75 E5 14 22 75 0F 00 75
10 00 12 06 4A 75 0F 01-75 10 10 12 06 4A 75 0F
02 75 10 00 12 06 4A 75-0F 05 75 10 03 12 06 4A

75 0F 06 75 10 03 12 06-4A 75 0F 07 75 10 07 12
06 4A 75 0F 09 75 10 00-12 06 4A 75 0F 0A 75 10
00 12 06 4A 75 78 07 22-85 7D 19 85 7E 1A AE 19
AF 1A 74 64 8E 04 8F 05-FF 12 07 3F 8C 17 8D 18
74 08 6D 4C 70 05 75 14-18 80 06 15 44 18 F5
14 AE 17 AF 18 74 64 12-07 5D 8F 04 8E 05 AE 19
AF 1A CD CC CD 12 07 7F-8E 19 8F 1A 74 0A 8E 04
8F 05 FF 12 07 3F 8C 17-8D 18 E5 18 44 10 F5 15

74 0A 8C 06 8D 07 12 07-5D 8F 02 8E 03 AE 19 AF
1A 8B 04 8A 05 12 07 7F-8E 19 8F 1A E5 1A 44 10
F5 16 75 0F 02 75 10 00-12 06 4A 75 0F 03 85 14
10 12 06 4A 75 0F 02 75-10 01 12 06 4A 75 0F 03
85 15 10 12 06 4A 75 0F-02 75 10 02 12 06 4A 75
0F 03 85 16 10 12 06 4A-22 75 81 18 75 78 00 75
76 00 75 7D 03 75 7E E8-75 75 00 75 0F 00 75 10
09 12 06 2D 12 00 7E 12-01 DC 75 08 08 75 09 88

12 04 C6 12 01 19 F5 7A-E5 7A 60 07 E5 7A C3 94
08 04 02 80 58 E5 79 B4-02 18 AE 7D AF 7E 74 0A
12 07 5D E5 7A 14 2F FF-50 01 0E 8E 7D 8F 7E 75
79 03 12 02 28 E5 79 B4-01 18 AE 7D AF 7E 74 0A
12 07 5D E5 7A 14 2F FF-50 01 0E 8E 7D 8F 7E 75
79 02 E5 79 70 0B E5 7A-14 F5 7E 75 7D 00 75 79
01 75 08 08 75 09 88 12-04 C6 12 00 03 E5 7A B4
08 0C 75 79 00 75 7D 03-75 7E E8 12 00 03 E5 7A

84 0C 12 75 0F 05 75 10-6E 12 06 4A 75 0F 06 75
10 6E 12 06 4A E5 7A B4-0D 12 75 0F 05 75 10 03
12 06 4A 75 0F 06 75 10-03 12 06 4A E5 7A B4 0E
12 75 0F 05 75 10 CC 12-06 4A 75 0F 06 75 10 46
12 06 4A E5 7A B4 0F 2A-E5 77 70 08 E5 78 44 20
F5 78 75 77 01 80 09 E5-78 54 DF F5 78 75 77 00
75 0F 07 85 78 10 12 06-4A 75 08 07 75 09 00 12
04 C6 E5 7A B4 10 40 05-76 E5 76 B4 03 03 75 76

00 E5 76 70 06 E5 78 54-E7 F5 78 E5 76 B4 01 08
E5 78 54 E7 44 08 F5 78-E5 76 B4 02 08 E5 78 54
E7 44 18 F5 78 75 0F 07-85 78 10 12 06 4A 75 08
08 75 09 88 12 04 C6 E5-7A B4 11 2A E5 78 70 0E
75 0F 00 75 10 05 12 06-2D 75 78 01 80 0C 75 0F
00 75 10 09 12 06 2D 75-7B 00 12 00 03 75 08 07
75 09 00 12 04 C6 E5 7A-B4 12 42 75 0F 02 75 10
00 12 06 4A 75 0F 03 75-10 19 12 06 4A 75 0F 02

75 10 01 12 06 4A 75 0F-03 75 10 10 12 06 4A 75
0F 02 75 10 02 12 06 4A-75 0F 03 75 10 10 12 06
4A 75 7E 64 75 7D 00 75-79 03 12 00 03 E5 7A B4
14 12 75 14 01 12 00 EF-75 08 08 75 09 88 12 04
C6 12 00 03 41 FA 75 0B-00 75 0A 00 AE 0A AF 08
AC 08 AD 09 ED C3 9F EC-9E 40 0E 78 08 74 01 26
F6 50 04 18 E4 36 F6 50-E3 22 C2 90 75 09 05 75
08 00 91 C6 C2 91 22 C2-90 D2 91 75 09 05 75 08

00 91 C6 D2 90 22 75 0D-01 E5 0D D3 94 08 50 2D
E5 0C FE 74 01 FF EE 0F-03 23 DF FD F5 0C E5 0C
30 E0 03 D3 80 01 C3 92-90 D2 91 75 09 01 75 08
00 91 C6 C2 91 78 0D 74-01 26 F6 50 CC D2 90 75
09 01 75 08 00 91 C6 D2-91 75 09 01 75 08 00 91
C6 E4 A2 90 33 F5 0E 75-09 01 75 08 00 91 C6 C2
91 22 75 00 00 75 0E 01-E5 0E D3 94 08 50 32 D2
90 75 09 01 75 08 00 91-C6 D2 91 75 09 01 75 08

00 91 C6 E5 0D FE 74 01-FF EE 0F 03 23 DF FD FE
E4 A2 90 33 2E F5 0D C2-91 78 0E 74 01 26 F6 50
C7 E5 0C 70 18 C2 90 75-09 01 75 08 00 91 C6 D2
91 75 09 03 75 08 00 91-C6 C2 91 80 16 D2 90 75
09 01 75 08 00 91 C6 D2-91 75 09 03 75 08 00 91
C6 C2 91 E5 0D 22 E5 0F-75 F0 02 A4 FF AE F0 EF
24 41 F5 0F 91 EA 85 0F-0C B1 06 75 0C 01 B1 62
F5 10 91 F7 E5 10 22 E5-0F 75 F0 02 A4 FF AE F0

EF 24 70 F5 0F 91 EA 85-0F 0C B1 06 75 0C 00 B1
06 75 0C 47 B1 06 85 10-0C B1 06 85 11 0C B1 06
85 12 0C B1 06 85 13 0C-B1 06 91 F7 22 E5 0F 75
F0 02 A4 FF AE F0 EF 24-90 F5 0F 91 EA 85 0F 0C
B1 06 85 10 0C B1 06 91-F7 22 91 EA 75 0C 22 B1
06 85 0F 0C B1 06 85 10-0C B1 06 91 F7 22 BC 00
0F BE 00 08 ED 8F F0 34-FF AD F0 22 E4 FE FF 22
BE 00 00 EF 60 FE 54 F0-6D 6F 2D E7 03 02 07 14

EA C0 E0 EB C0 E0 78 01-7A 00 75 F0 01 EE 20 E7
10 EF 25 E0 FF EE 33 FE-0A C5 F0 23 C5 F0 30 E7
F0 EA 54 07 F9 09 6A 7A-00 78 00 60 01 08 C3 EC
9E 40 16 70 04 ED 9F 40-10 ED 9F FD EC 9E FC E5
F0 CA 4A CA 03 F5 F0 80-05 E5 F0 03 F5 F0 C3 EE
13 FE EF 13 FF 09 D7 79-08 CA CB CA D8 D0 EA FE
EB FF 00 E0 FB D0 E0 FA-22 EC 8F F0 84 FC ED 54
F0 45 F0 C4 8F F0 84 FE-ED C4 54 F0 45 F0 C4 8F

F0 84 FD EE C4 FE 54 F0-2D FF EE 54 0F 3C FE AD
F0 7C 00 22 79 00 78 00-8F F0 EC 7E 08 20 E7 0D
C3 CD 33 CD 33 C9 33 C9-C8 33 C8 DE F0 84 49 F9
E5 F0 8F F0 BE 00 E6 FD-7C 00 E9 FF E8 FE 22 EE
C0 E0 7E 00 12 06 5E EF-FD EE FC D0 E0 FE 22 FA
60 DC F4 66 B6 BE E0 FE-F6 9E 04 80 40 F8 8F F0
A4 FF E5 F0 CE 88 F0 A4-2E FE 22 E5 82 2F F5 82
E5 83 3E F5 83 22 75 81-7F 75 00 00 02 02 D9 C3

EF 9D FF EE 9C FE 22 00-00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00

Les caractères affichables sont aussi bien des caractères alpha-numériques que des caractères semi-graphiques contigus qui permettent la construction d'images simplifiées.

Il est alors assez facile de concevoir un générateur de titres par exemple. Grâce au SAA5244 ou au SAA5246 que l'on peut considérer comme l'aboutissement d'années de développement, on dispose non pas d'un jouet mais d'un service de télétexte remarquable.

Le succès de cette norme de transmission est certainement dû à bien sûr la normalisation du mode, mais aussi à la disponibilité des composants ad hoc et nécessairement à l'utilisation de la dite norme. Pourquoi n'en est-il toujours pas ainsi ?

Espérons que les cinq chaînes françaises emboîteront le pas à Antenne 2 qui montre le chemin de la sagesse.

F. et G. de Dieuleveult

Erratum décodeur WST du n° 521

● Figure 1 : il faut lire lignes 7, 19, 20, 21 et non lignes 7, 9, 20, 21.

● Figure 10 : il faut lire référence 5230 (châssis VC 12) en bleu et en noir châssis TVC 14 et TVC 15.

Nomenclature décodeur télétexte

Carte principale

Résistances

- R1 et R2 : 4,7 kΩ
R3 : 3,3 kΩ
R4 : 47 Ω
R5 et R6 : 1 kΩ
R7 : 27 kΩ
R8 et R9 : 2,7 kΩ
R10, R12 et R14 : 150 Ω
R11, R13, R15, R16, R17 : 330 Ω
R18 : 10 kΩ
R19, R20 et R21 : 10 k-SIL (réseau)

Condensateurs

- C1, C3 et C24 : 22 pF
C2, C5, C8, C9, C18, C19, C30 et C31 : 10 µF/16 V
C4, C20, C21, C25, C26, C27, C28 et C29 : 100 nF
C6 et C7 : 2 200 µF/16 V
C10 : 10 µF/10 V
C11 : 4,7 µF/10 V
C12 : 47 µF/10 V
C13 : 22 nF
C14 : 4,7 nF
C15 : 150 nF
C16 : 15 nF
C17 : 2,7 nF
C22 et C23 : 10 pF
PER1 et PER2 : péritel EMB

Semiconducteurs

- T1 T2 : BC547B
T3 : MPQ2222
T4 : BC547B
D1 : BPW41N
IC1 à IC3 : PCF8574
IC4 : LM7805
IC5 : SL486
IC6 : 87C51
IC7 : SAA1064
IC8 : SAA5244
IC9 : TDA8440

Divers

- X1 : quartz 10 MHz
X2 : quartz 27 MHz
L1 : 4,7 µH surmoulée
JP1 et JP2 : renvois soudés 30 points

Carte clavier-affichage

- IC1 à IC3 : D100 PA (afficheurs)
D1 D2 : LED
S1 à S18 : touches B3F

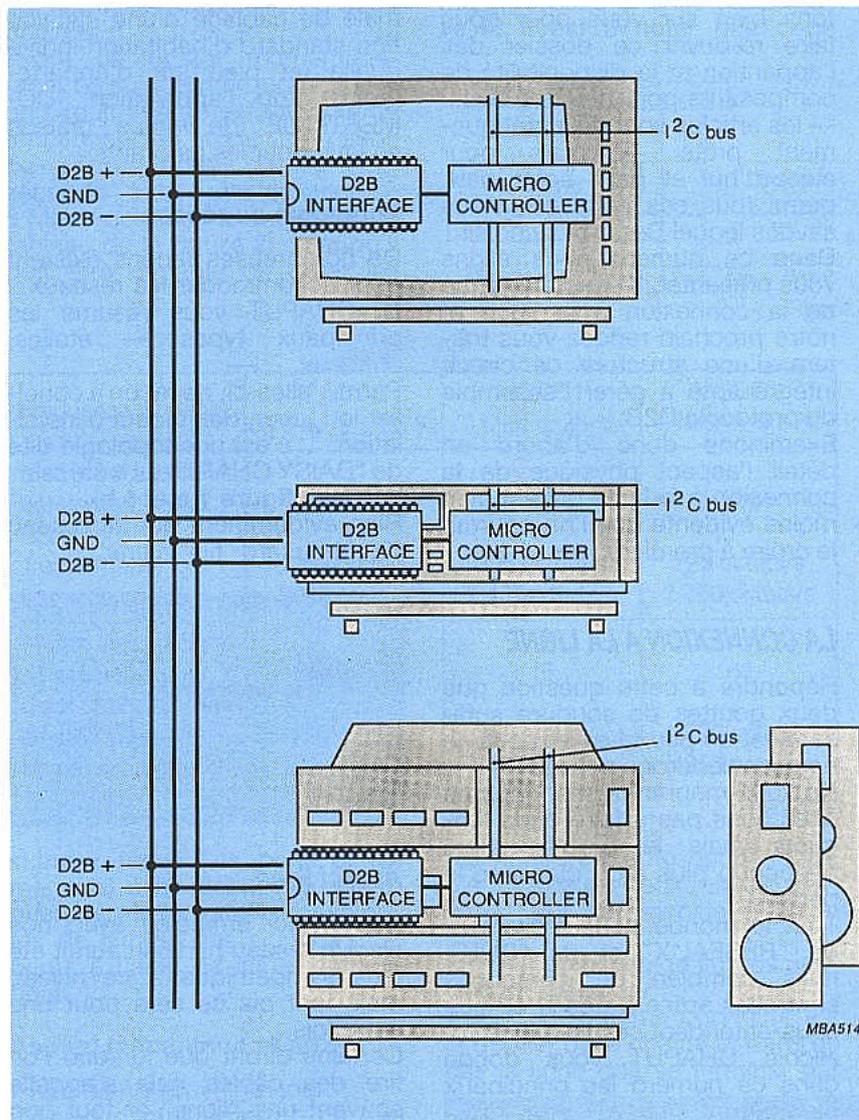
Le D2 Bus

Lors du précédent article nous avons commencé à vous présenter le bus Domestic Digital Bus dit "D2B".

Nous vous avons énoncé les grandes lignes de son protocole sans rentrer dans tous les détails de son arbitrage que nous présenterons prochainement. Avant d'aller plus loin il faut dire dès à présent que nous avons reçu beaucoup de questions concernant ce bus.

En effet, comment se fait-il que l'on parle de nombreux bus tels que les HOME BUS, le CE BUS, le bus EIB, BATIBUS, ... et que d'un seul coup nous décidions d'écrire quelques articles pour vous informer sur le D2B ?

Nous avons eu l'impression de jeter un pavé dans la mare...



La plupart des bus cités précédemment ont le mérite d'avoir des protocoles pratiquement figés (même des numéros de norme) mais n'ont pas à notre connaissance de composants (circuits intégrés spécifiques/dédiés ou asics, connectiques normalisées, ...) disponibles à ce jour. Seules existent parfois des versions de microcontrôleurs "masqués" qui hélas "mangent" beaucoup de temps à de pauvres CPUs qui sont sensées effectuer bien d'autres choses par ailleurs...

Ceci représente concrètement à nos yeux un handicap non négligeable pour leur promotion et bien sûr leur développement. Leurs promoteurs vous diront qu'ils sont en train de développer des circuits intégrés spécifiques et que ceux-ci devraient être bientôt disponibles... si le marché le demande ou bien encore si l'on crée le marché.

Cette situation Cornélienne bien connue se nomme en bon français l'histoire de la poule et l'œuf. En ce qui concerne le D2B, le problème semble avoir été résolu de principe par le fait que la norme EN 1030 ne donne pas le choix aux constructeurs Audio-Television. Ceci ressemble étrangement à une histoire de norme NFC 92 150 rendant obligatoire dès le 1^{er} décembre 1979 une certaine prise dite "PERITEL". Ceci s'appelle "création d'un parc" d'appareils aptes à être par la suite capable de s'interconnecter. Rappelons à ce sujet que ce fameux parc "ne" représente potentiellement "que" 200 millions d'appareils sur une période de dix ans (6 M TV, 6 M de Magnétoscopes, ... par an)..

Dernière remarque avant de clore momentanément cet apparté et de revenir à des choses plus concrètes :

nous savons bien que vous êtes à l'affût de toutes les nouveautés de ce domaine et nous comptons bien sur vous pour nous faire re-ouvrir ce dossier dès l'apparition et la disponibilité de composants pour d'autres bus... — les articles sont déjà pratiquement prêts — mais pour aujourd'hui et pour notre part, parmi tous ces concepts, nous savons lequel Des 2 bus choisir ! Dans ce numéro nous allons vous présenter l'aspect physique de la connexion à la ligne et notre prochain rendez-vous traitera d'une structure de circuit intégré apte à gérer l'ensemble du protocole D2B. Examinons donc d'abord en détail l'aspect physique de la connexion à la ligne qui est bien moins évidente que l'on pourrait le croire à première vue...

LA CONNEXION À LA LIGNE

Répondre à cette question que deux gouttes de soudure suffisent est un peu trivial et nous ne nous en tiendrons pas là !

Ne vous méprenez pas, nous ne cherchons pas à faire de la longueur mais le problème est beaucoup plus ardu qu'on ne le pense.

Tout le monde parle facilement de "RÉSEAUX" et de "BUS", mais combien de personnes sont-elles aptes à définir ce que sous-entendent ces vocables ? Nicole CHAPUT vous donne dans ce numéro les principaux paramètres relatifs aux "RÉSEAUX" et nous allons vous décrire le très grand nombre de propriétés intrinsèques (électriques, mécaniques, protocoles, ...) que doit satisfaire cet être très particulier qu'est un "BUS" et notamment le D2B.

Aspect réseau du bus

Type du réseau

Le D2B fait partie de la très grande famille des réseaux "locaux", "LAN" (Local Area Network). Pour information son grand ami l'I2C aussi. L'aspect local tient principalement à la distance sur laquelle les informations peuvent circuler et non de la qualité de celles-ci.

Longueur du réseau

Le D2B a été conçu pour fonctionner sur une distance nominale maximale de 150 mètres, valeur à priori bien étrange qui semble être "parachutée". En fait non.

Des études bien précises ont en effet montré que cette distance correspond à la longueur maximale de câblage d'une installation standard d'habitation individuelle (et bien sûr d'appartement) d'où l'appellation "DOMESTIQUE" (de Domus : maison en latin pour les ignorants).

Topologie du réseau

De nombreuses façons existent pour accommoder les réseaux... N. CHAPUT vous résume les principaux types — étoiles, anneaux, ... —.

Parmi celles-ci, de façon à concilier longueur, débit, coût d'installation, ... c'est une topologie dite de "DAISY CHAIN" qui a été retenue (voir figure 1 a et 1 b). Bien évidemment qui dit réseau dit tôt ou tard "fils" à tirer !

Impédance

N'importe quelle ligne digne de ce nom possède des caractéristiques électriques, notamment son impédance propre. C'est là que les ennuis démarrent réellement.

Le propre d'un réseau est de permettre de communiquer, donc de véhiculer des signaux qui se "propagent" sur ces lignes. Or ces lignes comme vous le savez ont pris la fâcheuse habitude de faire rebondir le signal sur leurs terminaisons si vous n'y prenez pas garde. Évidemment on peut trouver cela amusant...

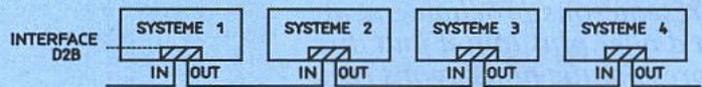


Figure 1.

Aspect ligne

Nous voici emmêlés avec nos fils. Un réseau hertzien aurait été plus sympathique à ce niveau mais tant pis ce sera pour une autre fois...

Certains diront que lorsque l'on tire des câbles cela s'appelle souvent une "ligne" et tout bon ouvrage d'électronique vous énoncera que ces braves lignes ont une foule de caractéristiques (en plus de leur impédance du même nom...). Bref, à nous les soucis...

Symétrie/Asymétrie

Le bus I2C que nous vous avons présenté précédemment disposait de deux fils (Données et Horloge) qui étaient tout deux asymétriques par rapport à la masse.

Comme nous vous l'avons indiqué dans l'article précédent, le bus D2B est réalisé à l'aide d'une paire différentielle, qui plus est torsadée, avec rappel de potentiel faisant office d'écran.

Ceci a été réalisé de façon à s'affranchir des parasites éventuels de tous types (radio-fréquences, électromagnétiques et/ou électrostatiques. — EMC quand tu nous tiens —).

Tout cet arsenal a pour effet électrique de constituer une magnifique ligne.

Hélas dans nos applications cela pose des problèmes. Dans le cadre du D2B (comme dans beaucoup d'autres cas d'ailleurs) lors de l'envoi d'un message "l'appelleur" attend souvent de "l'appelé" de recevoir un signal électrique dit "d'acquiescement". Jusqu'ici rien que des choses très normales.

Supposons que "l'appelé" soit momentanément parti en vacances.

Très poliment "l'appelleur" envoie son message de demande d'acquiescement qui, se propageant, va faire un tour au bout de la ligne, rebondit partiellement en bout de la ligne et revient tout guilleret.

C'est à cet instant précis qu'un double drame peut surgir :

* Le signal qui revient est pris pour celui qui aurait dû revenir de "l'appelé" — (ce qui est faux puisqu'il n'est pas là...).

* Ou bien revenant trop tôt (ou trop tard) il se produit un choc frontal avec un nouveau signal émis par "l'appelleur" — (constat, assurances, ...).

Dans ces deux cas vous avez inventé soit une erreur soit un conflit de bus, ce qui n'est guère mieux !

Bien sûr tout cela n'est pas très plaisant et le fin du fin serait d'éviter que ces ondes se reflé-

chissent, en bouclant les lignes sur leur impédance "caractéristique", donc plus d'Ondes Stationnaires, plus de réflexions, et adieu les conflits de bus et tutti quanti.

A nous les grands espoirs de débits mirobolants, les bidirectionnalités fumantes et fumeuses.

Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique Z_0 du câble de la ligne (différentielle, symétrique) D2B a été choisie à 120 ohms $\pm 20\%$, impédance à retenir à chacune des extrémités de la ligne par des résistances physiques de 120 ohms $\pm 5\%$, ce qui constituera pour les étages de commandes une charge statique effective de $120 // 120 = 60$ ohms, donc une certaine puissance à dépenser lors des phases d'activité du bus.

Débit du D2B

Nous venons traitreusement de vous indiquer la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne. Vous avez tous noté que sa valeur était de 120 ohms. Parfait. En fait ce sont les $\pm 20\%$ et $\pm 5\%$ qui sont les plus importants, car ce sont ces paramètres qui affectent le taux de "désadaptation" potentiel de la ligne donc les "rebonds"; ce sont eux qui, pour une longueur déterminée de ligne, affecteront les performances d'aller et retour du signal donc limiteront le débit maximal sans problème.

Vous pourrez nous rétorquer que chaque système branché sur le bus, même si il est inactif, participe, du fait de sa propre impédance de sortie, à la désadaptation de la ligne.

C'est vrai et c'est pour cela que lorsqu'un système "dort" il doit présenter une impédance supérieure à 100 k Ω . Evidemment les petits ruisseaux font les grandes rivières et plus ils sont nombreux, plus leur influence est importante. C'est principalement pour cela que la norme spécifie un nombre maximal de 50 "participants" sur un même bus, (parmi la palette de 2 puissance 12 possibilités de participants) soit une charge équivalente égale à 2 k Ω min., ce qui donne un taux max. de désadaptation de 5,5 %.

Afin d'éviter tous les problèmes dus à des désadaptations, la norme EN 1030 indique que le temps de propagation dans le câble ne doit pas excéder 6 ns/m ce qui pour une longueur maximale de 150 mètres donne un

temps de propagation max. de 0,9 μ s. Nous verrons un peu plus loin l'influence de ce paramètre sur la qualité potentielle du débit du D2B.

Avant de quitter momentanément ce sujet remarquons que si un circuit intégré est capable de fonctionner en mode 2 (à raison de 7760 octets max. par seconde avec une horloge à 6 MHz comme le rappelle le tableau de la **figure 2**) c'est qu'il doit être capable de gérer les

– L'auto-adaptation de l'impédance du bus est assurée à l'aide d'une résistance de 120 ohms intégrée dans la prise (voir **figure 4**). Il est à noter que cette

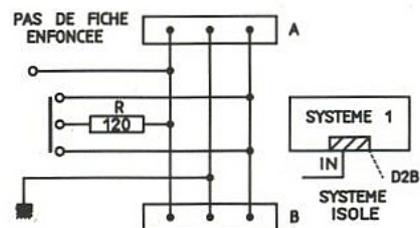


Figure 4.

Fréquence d'horloge	MODE 0 0,75 MHz $\pm 25\%$	MODE 1 3 MHz $\pm 25\%$	MODE 2 6 MHz $\pm 0,5\%$
Maître vers esclave octets/trame (max.) débit pour : 1 octet/trame trame complète	2 126 octets/s 209 octets/s	32 395 octets/s 2 457 octets/s	128 725 octets/s 7 760 octets/s
Maître vers esclave octets/trame (max.) débit pour : 1 octet/trame trame complète	2 122 octets/s 198 octets/s	16 368 octets/s 1 497 octets/s	64 700 octets 5 355 octets/s

Figure 2.

signaux reçus (les bons et les mauvais) à ce débit. Nous évoquerons par la suite les possibilités de filtrage des signaux incidents à l'aide de filtres numériques.

Aspect mécanique et prix

Il faut bien y arriver un jour. Et bien contrairement à ce que l'on pourrait penser, ici aussi cela n'est pas si simple.

On vous dira, ce n'est qu'une simple prise. Que nenni.

Oyez donc brave gens... Cette prise doit satisfaire le choix de la topologie du bus (DAISY CHAIN), assurer l'auto-adaptation de l'impédance caractéristique du bus quel que soit le nombre des participants, pouvoir être utilisée fréquemment ou bien très rarement (cas de la prise de bout de ligne) et surtout être d'un coût "grand public".

Et oui ces prises (mâle et femelle) existent, nous les avons rencontrées (voir photos **figure 3 a** et **b**), et de plus, comme le bus D2B, elles sont normalisées par la même EN...

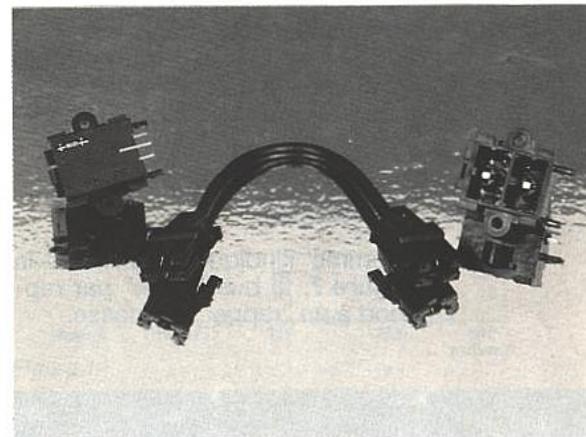
Revenons quelques instants sur ces caractéristiques :

– En ce qui concerne la topologie, la prise "châssis" comporte deux connexions D2B, l'une pour l'arrivée du bus, l'autre pour le départ éventuel vers un autre système.

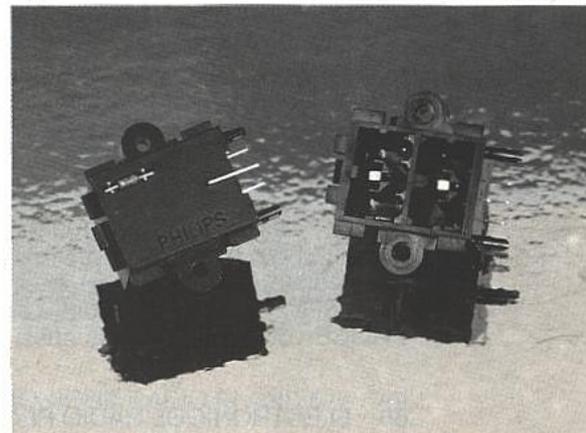
résistance est auto-déconnectable à l'aide de deux micro-"switches" qui sont inclus dans la prise.

En effet deux cas de figures peuvent se présenter :

- Soit le système connecté est le dernier de la chaîne et dans ce cas la ligne doit se terminer par



Figures 3 a et 3 b.



120 ohms la résistance doit être connectée (voir **figure 5**) et ce quel que soit le trou femelle utilisé.

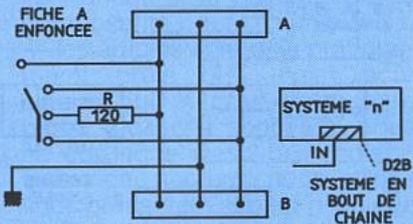


Figure 5.

Dans ce cas l'introduction du câble mâle D2B ne doit pas avoir d'action sur la déconnexion globale de la résistance.

● Soit le système n'est pas le dernier de la chaîne. Alors ce système doit être monté en "sonde" sur le bus, doit continuer de voir une ligne adaptée à chacun de ses bouts et dans ce cas la résistance intégrée à la prise doit être complètement déconnectée (voir **figure 6**).

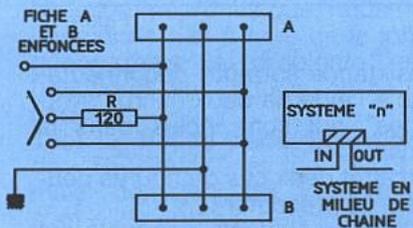


Figure 6.

Alors, dès l'introduction du deuxième câble annonçant le départ du bus vers un nouveau système, la déconnexion de la résistance doit devenir effective.

Electrique

Comme l'indique si joliment la **figure 7**, le bus "flotte" par rapport à un "rappel" de masse.

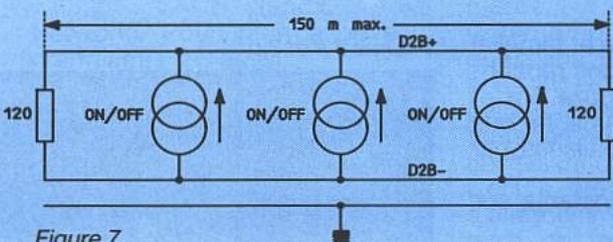


Figure 7.

Qui dit "rappel de masse" dit au moins DEUX masses différentes appartenant à deux systèmes différents! Même M. de La PALICE vous l'eût dit mais aussi

eût-il fallu qu'il rajoutât que chacun d'entre eux possède une alimentation (12 V, 5 V, ...) stabilisée individuelle qui tôt ou tard provient d'un redressement secteur 220 V alternatif monophasé. Evidemment à l'époque des bougies en 220...

Dans une habitation conventionnelle l'EDF vous fournit "l'une des phases" pour l'ensemble de vos besoins, mais il peut arriver, dans le cas de puissances supérieures (cas de petits immeubles) qu'elle vous fournisse deux fois du 220 sur deux phases différentes. Il est donc important de bien considérer ces points pour être sûr de la qualité des isolements galvaniques de l'ensemble ainsi constitué, tant au niveau des tensions d'isolement que peuvent supporter les prises, qu'au niveau des tensions d'isolement entre les primaires et les secondaires des transformateurs d'alimentation (voir **figure 8**).

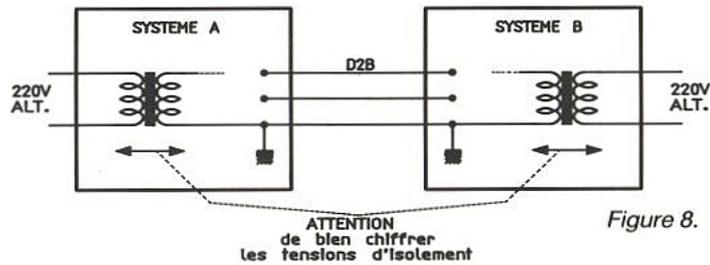


Figure 8.

De plus d'affreux parasites pouvant circuler entre phases (qu'en plus on a le toupet de vous facturer... c'est un comble !). On a donc défini une valeur maximale de capacité "parasite" entre les fils D2B+ /à la masse et D2B- /à la masse. Cette valeur est de 25 pF max.

Protocole

Que vient faire ce vocable dans la partie ligne ?

Voici une bonne question.

Ne vous inquiétez pas il n'est pas dans nos habitudes de mélanger les "carottes" et les "choux".

Le développement d'un bus nécessite une fine harmonisation entre l'aspect "soft" et sa réalisation "hard".

Pour des raisons économiques,

nous vous avons entraînés une fois de plus vers un bus série, faisant partie des LANs, multi-maîtres et surtout membre de la grande famille des CSMA/CD, (si c'est vrai, vous pourrez le replacer dans vos conversations de salons, ça fait riche et c'est très à la mode *). Ce bus étant multiplexé fréquemment/données, il est NÉCESSAIRE de tenir compte au niveau de la définition du "bit" (sa forme, sa durée...) des problèmes de propagation des données sur la ligne.

Soyons plus concrets et mettons quelques points sur les i's.

La **figure 9** représente deux

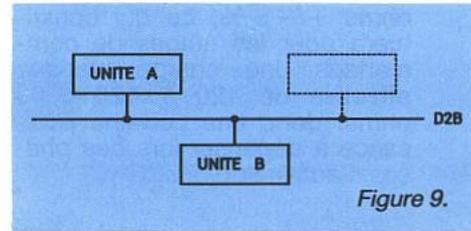


Figure 9.

unités A et B distantes connectées sur le bus. Entre le moment où le front sera émis par l'étage de commande de l'unité A et l'instant où il sera échantillonné par l'étage d'entrée de l'unité B, il aura été affecté des dégradations suivantes :

- 1 - Temps de transit à travers l'étage de commande de A.
- 2 - Temps de propagation sur la ligne du Bus.
- 3 - Temps de montée/descente (résistance de la ligne..., capacité parasite...)
- 4 - Différences de fréquence et de phase entre les horloges de A et B dues au choix du principe de transmission asynchrone.
- 5 - Demande de retournement de B vers A, par exemple.

Les points 2 et 3 sont typiquement "ligne", mais de façon à compenser tous ces points il est obligatoire que la forme et la durée du "bit" soit un tantinet élastique pour que, quelles que soient les spécificités des participants et leur position physique sur le bus, tout le monde puisse espérer se comprendre.

Warning !

Attention, tout ce que nous vous avons décrit précédemment n'était pas trop compliqué mais vous pénétrez dans une zone de sables mouvants très dangereuse, aussi, avant d'aller plus loin, nous vous conseillons d'aller chercher une boisson fraîche dans votre réfrigérateur, de vous munir d'un bon fauteuil et de vous y installer confortablement. Nous venons de vous indiquer que la durée du bit devait être élastique et "modulée" à chaque instant en fonction des horloges, ligne, etc.

Eh oui, à la différence de la plupart des systèmes connus sur le marché, la spécification du "bit" du D2B présente de subtiles nuances et diffère selon les types d'échanges afin d'optimiser la vitesse de transmission (problèmes de propagation sur la ligne, de dispersion d'horloge inclus).

Pour une surprise, c'est une surprise ! Des exemples peut-être ? Qu'à cela ne tienne. Regardez avec plus de détails que précédemment les définitions de ce malheureux "bit" D2B (figure 10). Prenez votre temps

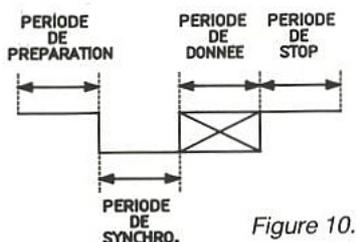


Figure 10.

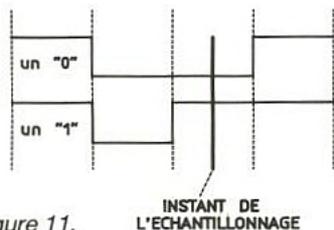


Figure 11.

et tachez de bien retenir les significations des T_1 , T_2 , T_a , T_b , ... car à partir de cet instant nous n'allons plus raisonner comme d'habitude au niveau d'un octet mais AU NIVEAU DU BIT lui-même.

Comme vous venez de le constater, le temps que dure le bit est découpé en plusieurs "rondelles" que l'on va s'évertuer à rendre inégales (en durée) de manière à être le plus performant possible quant à la gestion du protocole.

De plus dans les paragraphes précédents nous avons aussi introduit la notion d'état de repos.



Lorsqu'il est dans cet état le bus est à l'état logique "HAUT".

Pendant le transfert des données, des "0" et des "1" sont véhiculés sur le bus et que se soit un "0" ou un "1", la séquence de changement des niveaux électriques est toujours caractérisée par la succession des passages suivants : (voir figure 11).

- 1) niveau "HAUT" (repos)
- 2) puis niveau "BAS"
- 3) puis retour au niveau de repos "HAUT"

Le tout dans un intervalle de temps "bit" rigoureusement constant mais personne ne vous a encore indiqué, dans cet intervalle de temps, à quels instants allaient se produire ces transitions "HAUT-BAS" et "BAS-HAUT".

Il faut souligner dès à présent que dans le cas du D2B ce qui va représenter "la durée du bit" n'est pas un espace de temps constant et déterminé mais un nombre bien particulier de coups d'horloge (horloge interne du circuit — 0,75 ; 3,6 MHz —).

Voilà le problème : il n'est pas obligatoire que deux unités possèdent des horloges identiques.

Il est donc nécessaire d'estimer à quel moment il serait judicieux de positionner les transitions "HAUT" vers "BAS" et "BAS" vers "HAUT" du bit afin que chaque unité puisse avoir tout loisir d'échantillonner le niveau considéré si le cœur lui en dit mais surtout au moment où il faut.

La transition "HAUT vers BAS" du bit est toujours fournie par

l'unité "maître" pour chaque intervalle de temps bit (même si l'unité esclave est émetteur). Ceci est un moyen sournois de synchroniser toutes les unités qui sont connectées sur le bus.

Le retard inhérent au phénomène de propagation sur le bus, l'incidence des capacités parasites des fils, font que le signal arrive à chaque unité à des temps légèrement différents. Toutes ces raisons, plus celles qui sont dues au temps que prend le traitement du signal par la logique interne du circuit, font qu'il est nécessaire de disposer la transition "BAS vers HAUT" assez longtemps après pour être sûr que tout le monde "voit" les transitions.

C'est pour cela que l'instant d'échantillonnage (pour savoir quelle est la valeur du bit) a été choisi en comptant un certain nombre de coups d'horloge à partir de l'instant où la transition de synchronisation a été "vue".

Deux exemples parmi tous les cas de figures prévus et décrits dans la norme vous sont donnés aux figures 12 et 13. Bien

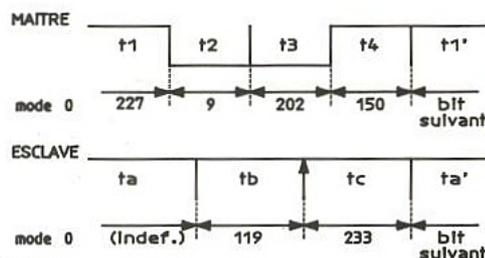


Figure 12.

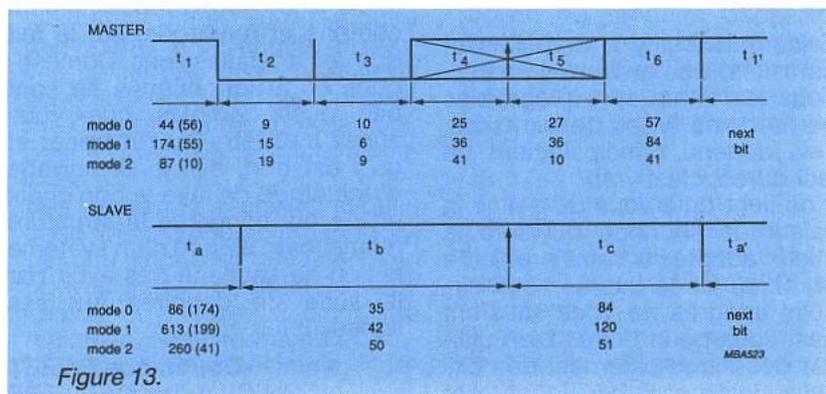


Figure 13.

évidemment, ils tiennent compte des retards de propagation, des temps de montée et de descente, de la circuiterie logique nécessaire, des valeurs et tolérances des horloges, des 50 participants possibles et des 150 mètres de longueur du bus.

Filtrage numérique

De nombreuses fois depuis le début de cet article nous vous avons parlé de filtrage de la ligne de façon à combattre efficacement les parasites.

Il est vrai que la ligne est symétrique, en paire torsadée et comporte un écran..., mais on est jamais trop prudent lorsque l'on souhaite garantir la qualité des données à transmettre.

La norme a prévu l'éventualité (conseillée) de disposer un système de filtrage des données incidentes et comme nous vous le disions précédemment, elle a même tenu compte du retard de traitement du signal que cela impliquerait. Pour faire "copieux", elle a même donné le schéma du filtre "numérique" qu'elle recommande pour l'implantation du D2B dans un circuit intégré. Ce schéma (figure 14) possède de nombreuses vertues mais avant de l'examiner il est bon de comprendre le principe de base de tels dispositifs. Pour cela examinons un schéma plus simple dont la philosophie est sensiblement similaire (figure 15).

Comme vous pouvez le voir sur les chronogrammes, il est tout d'abord nécessaire de disposer d'une horloge "interne" au système et, à l'aide de bascules synchrones changeant au rythme de cette horloge après que les fronts de l'onde incidente aient chargé (et non sur les niveaux), on arrive à l'aide de la porte (C) à reconstituer en sortie (D) un signal (dont la largeur est peut-être différente du signal incident mais,) qui est exempt du parasite qui s'était introduit sur la ligne de données et qui est parfaitement utilisable.

Evidemment il y a parasites et parasites. Des gros, des petits... Tous les filtres sont piégeables par certains types de parasites, cela dépend principalement de leur durée, c'est vrai.

Il ne tient qu'à vous de définir la valeur de l'horloge qui sera la mieux adaptée à votre problème et, si les filtres internes aux circuits intégrés ne vous satisfont pas, vous pourrez très bien utiliser des filtres externes, des circuits intégrés spécifiques ont

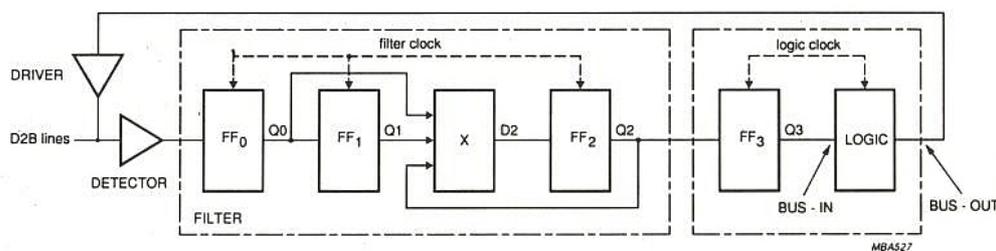


Figure 14 a.

LOGIC FUNCTION X			
Q0	Q1	Q2	D2
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Figure 14 b.

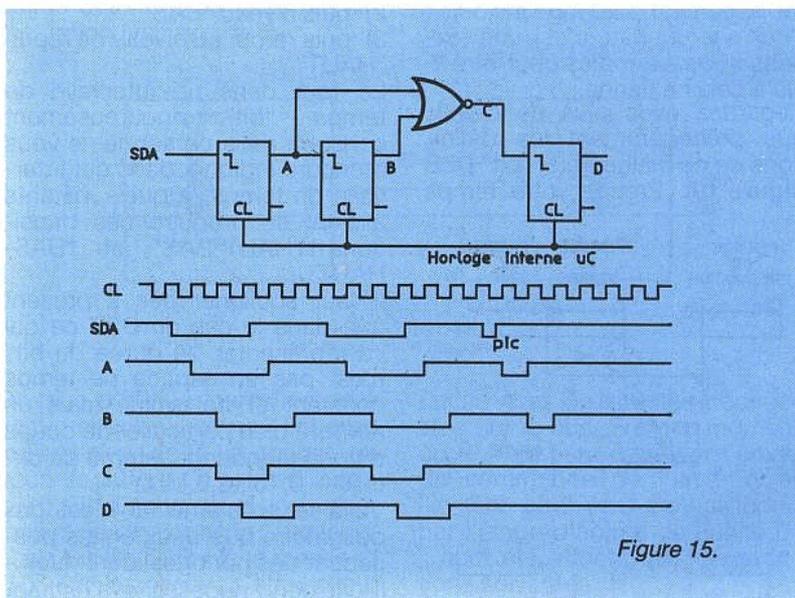


Figure 15.

même été prévus pour cela (SAA 1045).

Voilà c'est tout pour aujourd'hui en ce qui concerne la description des couches basses (1 et 2) de l'ISO/OSI (principalement la couche physique) du D2B.

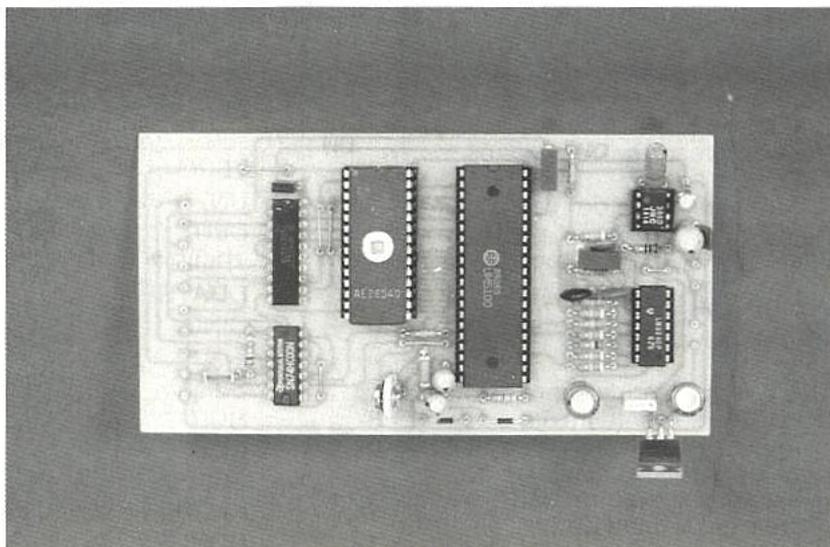
En guise de conclusion nous voudrions attirer votre attention (mais vous l'avez certainement compris et remarqué) sur le fait que les transmissions Domestiques et/ou Immotiques ne sont pas aussi simples que vous auriez peut-être pu l'imaginer et qu'il est bon, dès le démarrage d'une étude de faire le bon choix en ce qui concerne la structure même (hard et soft) d'un système si l'on ne souhaite pas avoir par la suite de déboires sur ses lignes.

**Dominique PARET
et Blandine DELABRE**

** Afin de ne pas vous laisser dans l'ignorance la plus sombre, les CSMA/CD sont les "Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection" (détection de porteuse à accès multiple avec détection de collision..., même l'I2C ne s'était pas rendu compte qu'il était comme cela, ça lui a fait un de ces chocs lorsqu'il l'a appris ! Enfin nul n'est parfait...).*

Un synthétiseur vocal à UM 5100

Le circuit intégré UM 5100 de UMC, qui a déjà fait l'objet de plusieurs articles dans nos colonnes, n'est pas à proprement parler un synthétiseur vocal, mais plutôt un magnétophone statique. Sa vocation est d'enregistrer puis reproduire des sons réels, nullement de les fabriquer de toutes pièces. Pourvu que le vocabulaire utilisé soit relativement limité, on peut malgré tout se servir de cet étonnant composant pour construire des phrases à partir d'une série de mots enregistrés une fois pour toutes, dans le cas d'applications du genre horloge parlante ou multimètre vocal.



La carte très économique dont nous vous proposons ici la réalisation permet d'expérimenter commodément cette technique par simple branchement sur la prise "CENTRONICS" d'un micro-ordinateur, compatible PC ou même familial.

L'ÉVOLUTION DE LA TECHNIQUE :

Les techniques permettant de faire parler les circuits électroniques peuvent se scinder en deux grandes catégories : la numérisation pure et simple et le codage.

Numériser un son consiste à transformer un signal audio analogique en une suite d'échantillons chiffrés faciles à stocker dans une mémoire.

Ce procédé est évidemment applicable à n'importe quel son et pas uniquement à la parole.

La technique du codage, par contre, n'est applicable qu'à la parole humaine : des études linguistiques poussées ont montré que pour chaque langue, on pouvait définir une liste limitative de sonorités de base, les "phonèmes", qu'il suffit d'assembler pour former tous les mots possibles.

Des recherches physiologiques cette fois ont pour leur part montré que l'appareil vocal humain pouvait être assimilé à une chaîne de quatre ou cinq filtre réglables, les "formants", attaqués par un signal simple, indépendamment de la langue.

Pour numériser un son avec une bonne qualité, il faut mesurer son amplitude plusieurs dizaines de milliers de fois par seconde, et la coder sur au moins huit bits : on a donc théoriquement besoin de plusieurs dizaines de k-octets de mémoire pour emmagasiner une seule seconde de son de bonne qualité. En revanche, enregistrement et lecture sont des opérations simples, utilisant des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique moyennement performants.

Pour coder un son parlé sous la forme d'une liste de phonèmes ou de paramètres de formants, il ne faut cette fois qu'un faible débit d'informations : typiquement quelques dizaines à quelques centaines d'octets par seconde. Par contre, construire ces données est un travail colossal, qu'il s'agisse d'analyser un son réel ou de fabriquer une phrase de toutes pièces.

Jusqu'à présent, le codage était considéré comme le meilleur moyen de produire de la voix synthétique de bonne qualité (encore qu'assez impersonnelle), à partir de peu de mémoire, mais au prix d'un gros travail préparatoire.

Or, voici que PHILIPS annonce l'arrêt de la production de son PCF 8200, "best seller" des synthétiseurs vocaux et lui-même successeur du MEA 8000 déjà abandonné !

Chacun sait que les fabricants de circuits intégrés ne se soucient guère des conséquences

que peuvent avoir de telles décisions au niveau d'utilisateurs ayant beaucoup investi pour développer des produits performants et appréciés autour de ce genre de composants très "pointus".

Mais il y a forcément une bonne raison : pour notre part, nous l'imaginons sous la forme de la baisse constante du prix des mémoires malgré l'augmentation des capacités, allée à la généralisation de puissantes méthodes de compression des données numériques.

La combinaison de ces deux phénomènes signe peut-être l'arrêt de mort des techniques de synthèse vocale par codage de phonèmes ou de formants, qui ont pourtant exigé tant d'efforts.

Grâce à la "modulation delta", l'UM 5100 se contente par exemple de quelques kilobits à quelques dizaines de kilobits de données par seconde de son enregistré : guère plus de dix fois le débit nécessaire au PCF 8200, considérablement plus complexe à mettre en œuvre...

L'avenir nous semble donc plutôt appartenir à l'enregistrement de sons réels, et aux techniques de compression des données : on y gagne une extrême simplicité de mise en œuvre et la possibilité de reproduire n'importe quel son, qu'il s'agisse ou non de voix humaine.

UN GÉNÉRATEUR DE PHRASES :

Si certaines applications se contentent de la répétition immuable d'un même son, beaucoup d'autres nécessitent la construction de phrases assez variées à partir d'un certain vocabulaire.

Pour en arriver là avec un composant tel que l'UM 5100, il faut évidemment procéder d'abord à l'enregistrement de tous les mots nécessaires, puis faire appel à une logique capable de les appeler dans l'ordre voulu.

Bien des applications se contentent d'un nombre assez limité de mots courts, mais susceptibles d'être assemblés de multiples manières : c'est particulièrement évident dans le cas très riche d'applications de la synthèse vocale de valeurs numériques : heure, résultats de mesures, etc. Une réflexion relativement simple fait facilement apparaître que 32 ou même 16 mots prononçables chacun en moins d'une seconde suffisent pour ce genre d'exercice.

A raison d'environ 5 kilobits par seconde, ce qui correspond à un son de qualité assez moyenne mais suffisante pour de la parole, une EPROM de type 2764 peut ainsi contenir 16 mots de 750 ms, et une 27128, 32 mots. Avec une 27256, on pourrait au choix doubler le nombre de mots ou améliorer la fidélité du son, une 27512 permettant même de faire les deux à la fois.

Le tableau de la **figure 1** donne

0	ZERO	SEIZE
1	UN	VINGT
2	DEUX	TRENTE
3	TROIS	QUARANTE
4	QUATRE	CINQUANTE
5	CINQ	SOIXANTE
6	SIX	CENT
7	SEPT	MILLE
8	HUIT	ET
9	NEUF	VIRGULE
10	DIX	CHANGER
11	ONZE	CALIBRE
12	DOUZE	VOLT
13	TREIZE	MILLI
14	QUATORZE	DEGRÉ
15	QUINZE	MOINS
	2764	2764
	27128	

Figure 1

un exemple de vocabulaire adapté à cette capacité, et convenant bien à la transmission vocale par radio ou par téléphone de résultats de mesures. Quelques modifications simples suffiraient pour l'adapter à des applications "horaires" (horloge parlante).

A chaque mot doit évidemment correspondre une partie bien précise de la mémoire du synthétiseur : un seizième d'une 2764 ou un trente deuxième d'une 27128. Quatre bits permettent de désigner un mot parmi seize, et cinq bits un mot parmi trente deux : il s'agira très logiquement des quatre ou cinq lignes d'adresse de poids fort de la mémoire, ce qui laisse les neuf lignes de poids faible pour permettre à l'UM 5100 de "balayer" les 512 octets affectés à chaque mot.

Le schéma de la **figure 2** est basé sur ce principe : l'UM 5100 est monté en configuration "lecture", beaucoup plus simple que la configuration "enregistrement-lecture" utilisée dans nos précédents montages, et communique donc avec la mémoire par les lignes d'adresse A₀ à A₈. Les lignes A₉ à A₁₂ (2764) ou A₁₃ (27128) rejoignent un circuit d'in-

terface destiné à être raccordé à la prise CENTRONICS d'un micro-ordinateur : ainsi, l'appel de chaque mot se fera par simple "impression" d'un caractère, la construction des phrases à prononcer pouvant être entièrement gérée par le logiciel.

L'ordinateur fournira donc à la carte un groupe de quatre ou cinq bits désignant le mot à prononcer, validé par une impulsion négative de /STROBE permet-

tant sa mémorisation dans un verrou 74HC373. La carte répondra alors en mettant la ligne BUSY (broche 11) au niveau haut tant que durera l'émission du son, évitant tout risque d'émission de caractères à un rythme trop rapide.

Le mot suivant ne pourra donc être appelé que lorsque cette ligne BUSY sera revenue au niveau bas, retour accompagné d'une courte impulsion sur le fil/ACK (broche 10).

La réalisation de la carte ne présente pas de difficulté particulière : il suffit de graver le circuit imprimé simple face de la **figure 3**, et de le câbler en accord avec le plan de la **figure 4**, sans oublier les straps.

La prise CENTRONICS, dont le type peut varier d'un ordinateur à l'autre, sera soudée au bout d'un morceau de câble plat à dix conducteurs, de préférence pas trop long.

Un régulateur 7805 étant prévu sur la carte, la tension d'alimentation n'est pas critique : en principe, elle est prévue en 9 ou 12 V.

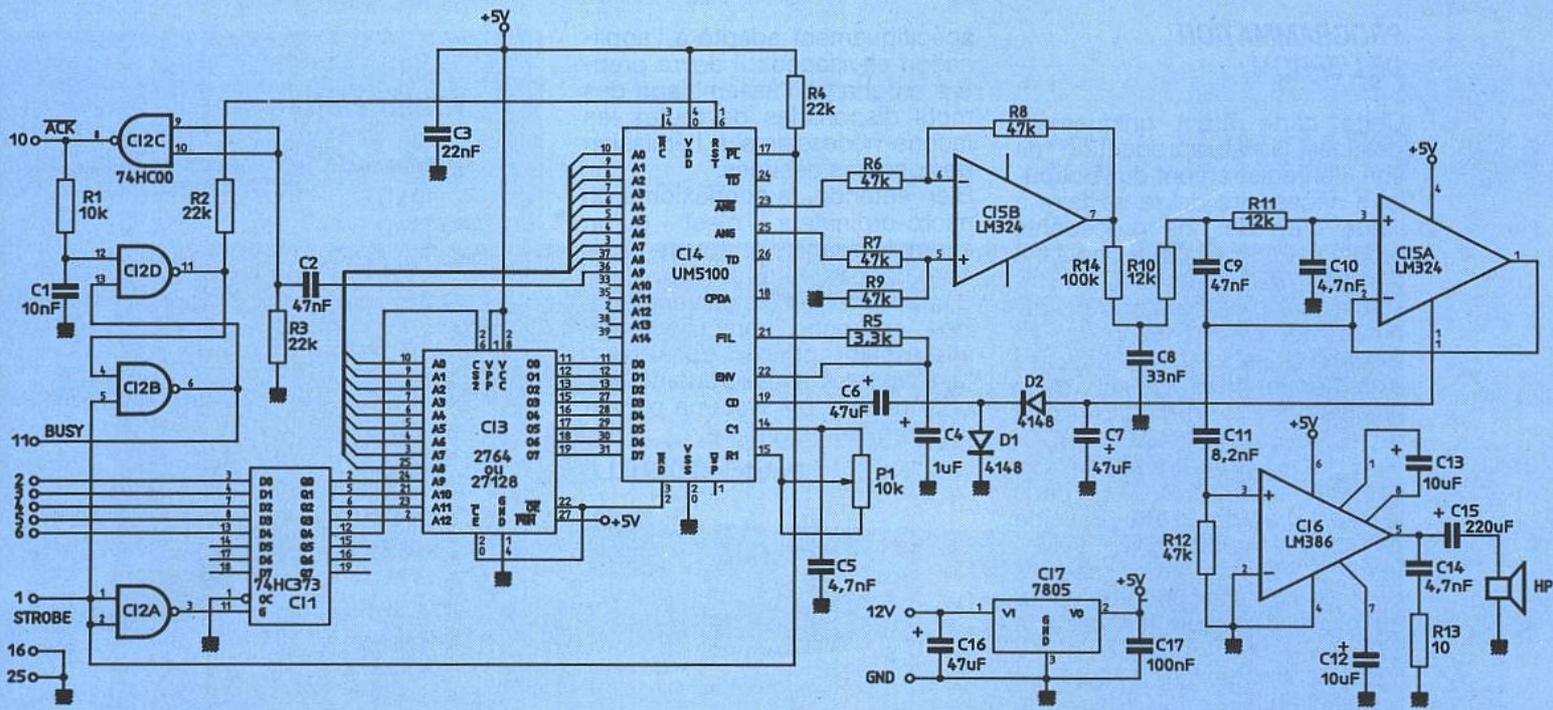
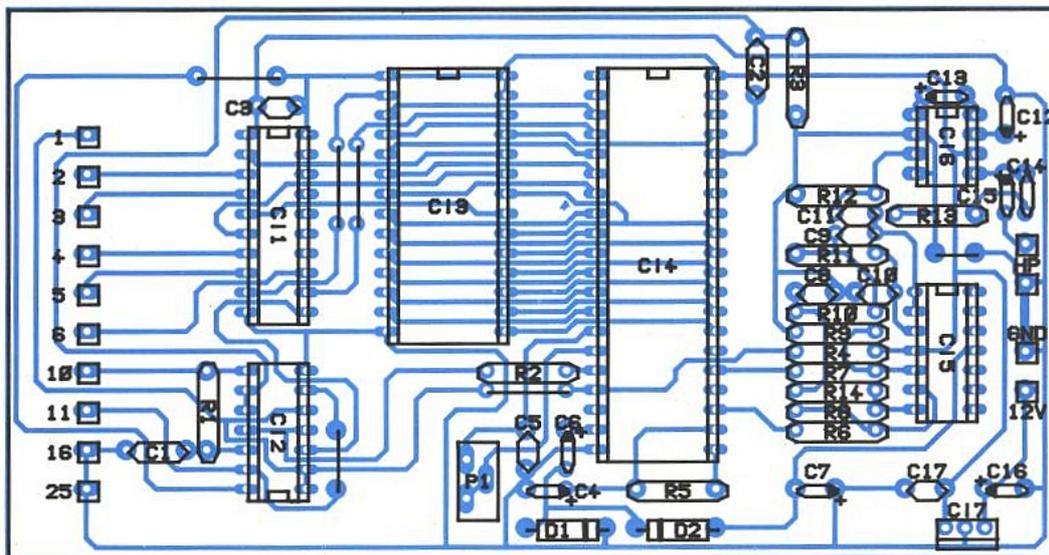
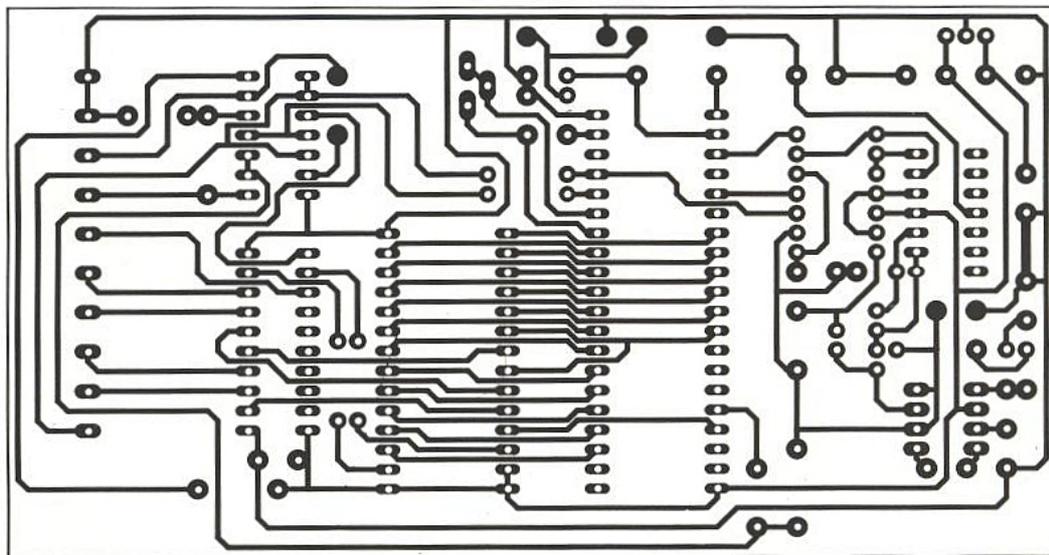


Figure 2



PROGRAMMATION DE L'EPROM :

Cette carte étant uniquement destinée à la reproduction de son, l'enregistrement du vocabulaire nécessaire devra se faire à l'aide d'un de nos précédents montages : soit la "machine parlante" décrite dans le n° 510, soit la "carte de développement" décrite dans le n° 519.

Comme à l'accoutumée, il faudra exécuter la prise de son dans une mémoire ZEROPOWER (RAM à pile lithium) MK 48Z08 (SGS-THOMSON), puis transférer son contenu dans une 2764 ou dans la moitié d'une 27128 à l'aide d'un programmeur d'EPROM. Le cas échéant, une seconde prise de son sera effectuée pour remplir la deuxième moitié de la 27128.

Il est commode d'enregistrer en une seule fois la totalité des seize mots qui tiennent ainsi dans 8 k-octets. Afin d'éviter tout décalage, il est souhaitable d'installer un petit "métronome" sous la forme d'une LED reliée par 1 kΩ à la ligne d'adresse A₉ de l'UM 5100 enregistreur (broche 36) : on prononcera le premier mot dès l'appui sur le poussoir d'enregistrement, puis chacun des suivants juste après chaque allumage ou extinction de la LED.

Quelques répétitions doivent suffire pour maîtriser parfaitement cette petite gymnastique, et pour ajuster la durée du cycle d'enregistrement.

MISE EN SERVICE :

Le comportement du montage ne peut être considéré comme significatif que dans la mesure où celui-ci est relié à un micro-ordinateur. A défaut, on peut relier chacune des entrées de données (2, 3, 4, 5, 6) à la masse ou au + 5 V, et mettre brièvement à la masse l'entrée/STROBE (1) pour appeler un mot. Sous BASIC, un test rapide peut être fait en exécutant quelques instructions LPRINT CHR\$(N) ; Mais il faut s'attendre à des émissions indésirables de "dix" et de "treize" (saut de ligne et retour chariot), selon les machines.

Sur compatibles PC, il est possible de dialoguer directement avec le port "LPT1" : à l'aide du petit programme de la **figure 5** : il sert simplement à prononcer les seize premiers mots du vocabulaire de la carte, c'est-à-dire en principe à compter de 0 à 15. Par la suite, il conviendra naturellement d'écrire un programme

spécifiquement adapté à l'application envisagée : il devra prendre en charge l'assemblage des mots disponibles de toutes les façons nécessaires à l'émission des phrases désirées.

Bien entendu, la connexion à un micro-ordinateur n'est qu'un exemple de mise en œuvre pratique de cette carte, déjà riche d'applications mais pas unique. Une approche particulièrement intéressante pourrait consister à faire appel à un microcontrôleur pour réaliser un système parlant entièrement autonome.

Patrick GUEULLE

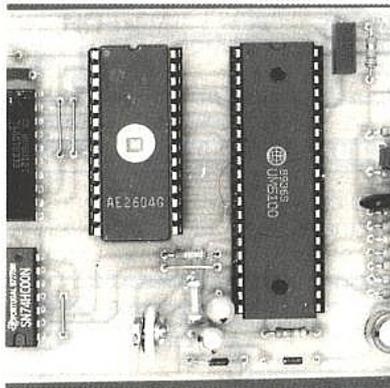


Figure 5

```
10 FOR F = 0 TO 15
20 REM ---- CHIFFRES ----
30 B = INP (889)
40 IF (B AND 128) <> 128 THEN 30
50 OUT 888,F
60 OUT 890,1
70 OUT 890,0
80 REM (c) 1991 Patrick GUEULLE
90 NEXT F
```

Nomenclature

Résistances

P₁ : 10 kΩ
R₁ : 10 kΩ
R₂ à R₄ : 22 kΩ
R₅ : 3,3 kΩ
R₆ à R₉ : 47 kΩ
R₁₀, R₁₁ : 12 kΩ
R₁₂ : 47 kΩ
R₁₃ : 10 Ω
R₁₄ : 100 kΩ (R_x)

Condensateurs

C₁ : 10 nF
C₂ : 47 nF
C₃ : 22 nF
C₄ : 1 μF
C₅ : 4,7 nF
C₆ : 47 μF
C₇ : 47 μF
C₈ : 33 nF
C₉ : 47 nF
C₁₀ : 4,7 nF
C₁₁ : 8,2 nF
C₁₂ : 10 μF
C₁₃ : 10 μF
C₁₄ : 4,7 nF
C₁₅ : 220 μF
C₁₆ : 47 μF
C₁₇ : 100 nF

Circuits intégrés

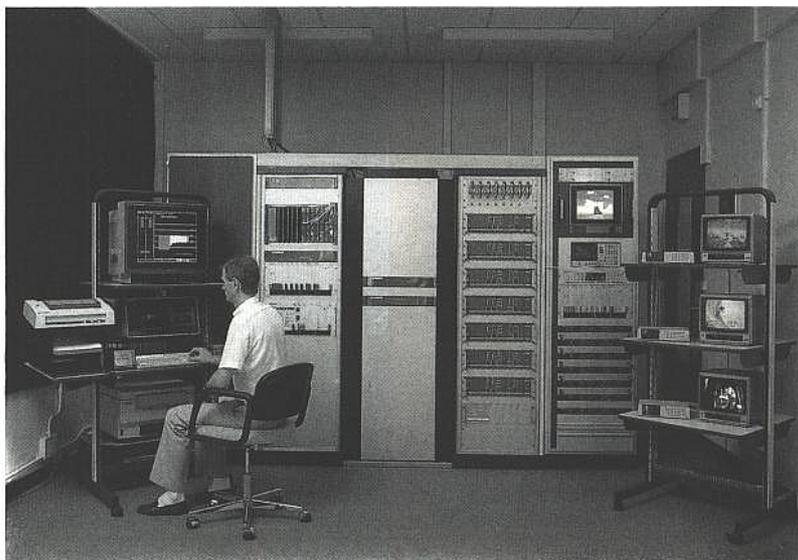
Cl₁ : 74 HC 373
Cl₂ : 74 HC 00
Cl₃ : 2764
Cl₄ : UM 5100
Cl₅ : LM 324
Cl₆ : LM 386
Cl₇ : 7805

Semi conducteurs

D₁, D₂ : 4148

Introduction aux réseaux locaux

Pour établir une liaison entre deux terminaux de données, ou entre un ordinateur et ses périphériques, il suffit de les relier par un câble (coaxial, paire torsadée). Cela semble très simple, direz-vous ! Mais cela sous-entend que le terminal contienne ce que l'on appelle un ETCD (équipement terminal de circuits de données). L'ETCD, placé à chaque extrémité du support de transmission, a pour rôle d'adapter le signal à transmettre à la nature du support. L'ensemble constitué par le support de transmission et les deux ETCD est un circuit de données.



Mais cela n'est plus aussi simple dès que l'on souhaite faire converser deux appareils distants de plusieurs mètres, à cause des pertes sur la ligne, de la distorsion qu'elle engendre, mais aussi selon le débit d'informations que vous vous imposez. Il faut alors transformer les données numériques à transmettre en un signal analogique modulant une onde porteuse, signal bien mieux adapté au support de transmission.

Cette opération est une **modulation** ; la porteuse du signal ne véhicule aucune information mais constitue le moyen de transport.

Par contre, les signaux **modulés** centrés sur cette fréquence porteuse contiennent toutes les données à véhiculer. L'opération de modulation est ainsi réalisée par l'ETCD couramment appelé **MODEM**.

Lorsque la longueur de la liaison entre appareils informatiques ne dépasse pas quelques mètres, les informations numériques issues de l'ordinateur (suite de données binaires, par exemple) peuvent être directement transmises sur le support de liaison. Par simple codage (NRZ, Manchester, ...), les signaux numériques à valeurs 0 et 1 voient leur composante continue éliminée, et ils sont adaptés au support large bande sur lequel ils peuvent se propager.

Exemple : Liaison RS 232 entre une console et son imprimante (figure 1).

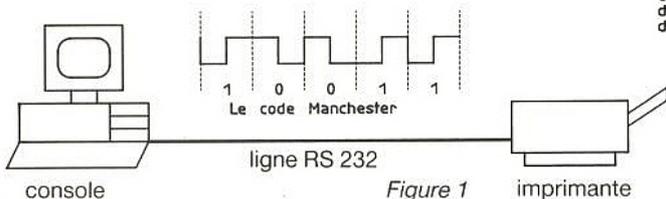


Figure 1

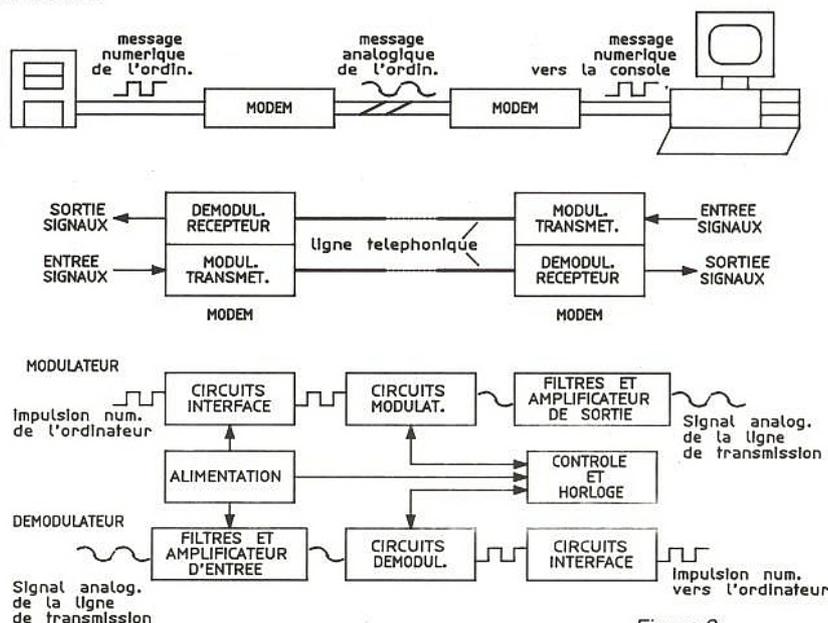


Figure 2

A l'autre bout de la liaison, le modem démodule les signaux modulés en données numériques (signaux carrés ayant pour valeurs 0 ou 1). (Figure 2).

Petite précision sur les MODEMS

Les modems sont caractérisés par deux paramètres :

- Le débit d'information
- Le support de transmission de l'information (ce sujet sera abordé plus loin).

Les différents débits possibles des modems sont normalisés (avis V22 et V22 bis, norme CCITT) selon le mode de transmission : synchrone ou asynchrone.

● Pour la transmission asynchrone : 300 bit/s, 600 bit/s, 1 200 bit/s.

● Pour la transmission synchrone : 600 bit/s, 1 200 bit/s, 2 400 bit/s, 4 800 bit/s, 9 600 bit/s, 19 200 bit/s, 48 000 bit/s, 56 000 bit/s, 64 000 bit/s, 72 000 bit/s.

Nous allons définir les termes synchrones et asynchrones.

Le mode ASYNCHRONE

Dans les systèmes asynchrones (figure 3), l'information "repos"

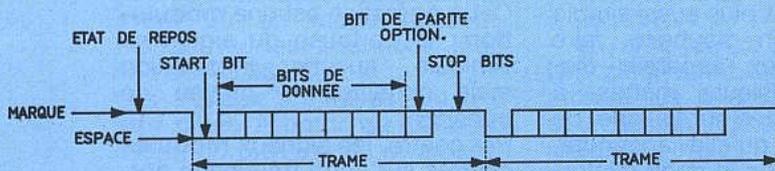


Figure 3

(aucune donnée ne se propage sur la ligne) est le "1" binaire, c'est-à-dire la position haute. Un caractère (série de bits) émis sur la ligne est précédé d'un bit de départ. Ce bit de départ est une transition de l'état repos ("1", haut) à l'état bas ("0" binaire), qui va indiquer au récepteur qu'une information (caractère) arrive. Ainsi prévenu par le bit de départ, le récepteur comprend qu'il va détecter un caractère. A la fin de la transmission du caractère, la ligne retourne à l'état haut grâce à une nouvelle transition que l'on appelle bit de stop, et reste à ce niveau haut jusqu'à l'arrivée d'un nouveau bit de départ annonçant un autre caractère.

La longueur du caractère asynchrone reçu dépend du codage de l'information employé. Ainsi, le code ASCII définit un caractère comme étant la succession de 7 bits d'information et d'1 bit de parité. La transmission asynchrone est ainsi la succession de caractères envoyés sur la ligne, dont la totalité constitue le message. C'est grâce aux bits de départ et de stop que le récepteur peut se synchroniser

sur l'émetteur, caractère après caractère, alors qu'ils disposent chacun d'une horloge indépendante.

La transmission asynchrone est assez lente, régulière et peu coûteuse par la circuiterie qu'elle nécessite.

Le mode SYNCHRONE

La transmission synchrone (figure 4) utilise une horloge interne

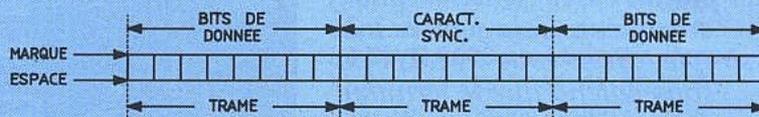


Figure 4

au modem permettant la synchronisation à la fois de l'émetteur et du récepteur. Lorsqu'un caractère de synchronisation (SYN) a été détecté par le récepteur, la transmission des données s'effectue caractère par

Ces définitions des termes asynchrone et synchrone étant à présent plus claires, nous allons revenir au concept de MODULATION.

MODULATION

Il existe trois principales techniques de modulation : la modulation de saut d'amplitude, la modulation de saut de fréquence et la modulation de saut de pha-

se, que nous allons à présent définir.

Modulation de saut de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying)

C'est la modulation la plus connue et utilisée. Une porteuse prise par exemple à 1 700 Hz est modulée à plus ou moins 500 Hz pour représenter le 1 et le 0 logique. Ainsi, la fréquence de $1\,700 - 500 = 1\,200$ Hz représente le "0" binaire, et la fréquence de $1\,700 + 500 = 2\,200$ Hz représente le "1".

La modulation de fréquence standard est très utilisée pour la transmission de signaux analogiques (radiodiffusion stéréophonique, télédiffusion, multiplex téléphonique).

Elle est limitée à des débits binaires faibles pour la transmission de signaux numériques sur des circuits téléphoniques du fait de la largeur de bande qu'elle exige (figure 5).

Modulation de saut d'amplitude (AM)

Cette fois-ci, le signal de la porteuse voit son amplitude (et non plus sa fréquence) varier (figure 6) selon les "1" ou "0" binaires. Plusieurs niveaux de modulation d'amplitude sont possibles, permettant d'envoyer deux fois plus d'informations pendant la même période.

Les modulations standard de fréquence et/ou d'amplitude conviennent parfaitement aux transmissions de données.

La modulation de fréquence est cependant moins bruyante, et la modulation d'amplitude permet de mieux utiliser la bande passante allouée. Cette dernière est

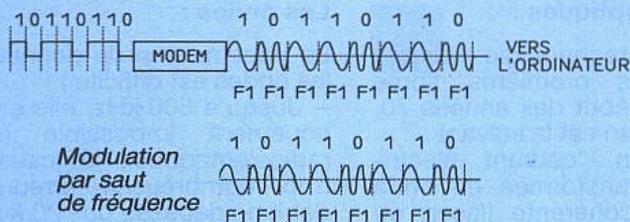


Figure 5

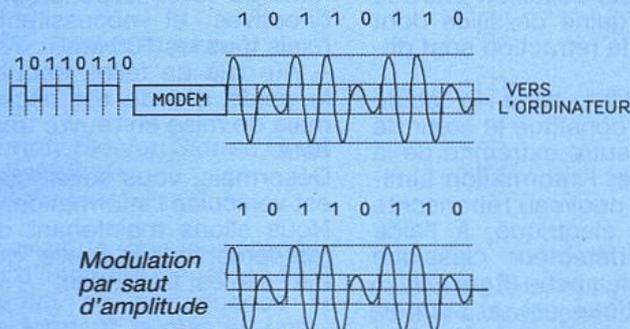


Figure 6

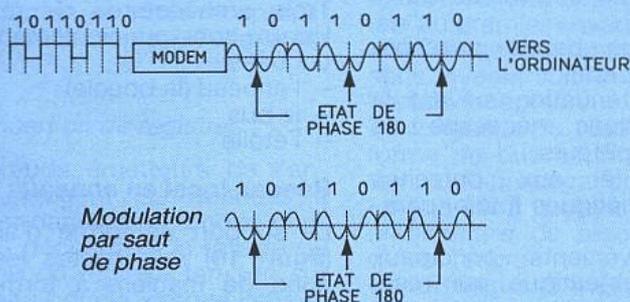


Figure 7

Tableau 1

Quelques caractéristiques des différents types de réseaux			
	Bus d'ordinateur	Réseau local	Réseau longue distance terrestre
Débit	supérieur à 10 Mbit/s	supérieur à 100 kbit/s	inférieur à 100 kbit/s
Temps de traversée	quelques nanosecondes	quelques microsecondes	quelques millisecondes
Distance entre les 2 points les plus éloignés	entre 1 dm et quelques mètres	entre 10 m et 10 à 20 km	supérieure à 10 km

ainsi couramment employée pour la transmission des signaux analogiques (radiodiffusion), en téléphonie et pour la transmission des signaux numériques sur des faisceaux hertziens locaux.

La modulation de saut de phase (PM)

C'est la modulation la plus cou-

rante pour la transmission de signaux numériques sur les réseaux téléphoniques. Elle associe à un état du signal numérique, un état de phase de l'onde porteuse. Pour minimiser la probabilité d'erreur, ces états de phase sont répartis régulièrement sur l'intervalle de 0 à 2π . En pratique, les modulations à 2, 4 ou 8 états sont les plus utilisées (figure 7).

LES RÉSEAUX LOCAUX

Un réseau local : (en anglais : LAN ; Local Area Network) est un système de communication destiné à relier l'ensemble des équipements informatiques, voire électroniques, d'une entreprise, d'une maison. Par ce médium doivent pouvoir transiter du son, des données informatiques, des images... Les réseaux locaux sont le plus souvent privés et s'étendent sur des distances d'une dizaine de mètres à quelques dizaines de kilomètres. Les divers réseaux locaux se distinguent entre autres par le type de support utilisé, le mécanisme de contrôle d'accès, la topologie ou le mode de transmission (signaux analogiques ou numériques).

On peut les classer en trois grandes catégories : (tableau 1)

- Réseaux locaux informatiques
- Réseaux locaux téléphoniques
- Réseaux locaux dits "large bande".

Réseaux locaux informatiques :

Ils relient toutes sortes de matériels informatiques, du terminal classique jusqu'au centre de calcul. Ils véhiculent des données numériques.

Réseaux locaux téléphoniques :

Les commutateurs téléphoniques privés (en anglais, PBX ou PABX : Private/Automatic Branch Exchange) véhiculent des signaux de type "vocal". Leur débit est limité mais ils commencent à être assez performants pour véhiculer des données (télécopie).

Les réseaux locaux "large bande"

Il faut différencier ce type de réseaux des réseaux large bande numériques qui sont nationaux. Ce sont plutôt des réseaux câblés de diffusion de la télévision.

Le mode de communication sur un tel réseau est le multiplexage en fréquence qui associe à des canaux différents la voix, les données, l'image (chacun véhiculant des données numériques ou analogiques).

Une fois les réseaux locaux classés suivant leur longueur et leur débit, nous allons les caractériser par leur support, puis finale-

ment par leur architecture (géométrie).

Les supports

Les principaux types de supports utilisés pour établir les réseaux locaux sont :

- Le fil métallique (paire torsadée, courant porteur),
- Le câble coaxial,
- La fibre optique,
- Les ondes électromagnétiques.

Les fils métalliques :

Ce sont par exemple les paires torsadées téléphoniques reliant les abonnés. Elles sont constituées en cuivre ou parfois en aluminium, de diamètre pouvant varier de 0,4 à 1 mm. Ces paires sont doublées pour les liaisons entre autocommutateurs. Elles sont toujours isolées les unes des autres par des gaines et renforcées en câbles aériens ou enterrés.

Dans les entreprises, les paires métalliques installées peuvent supporter un débit numérique de 64 k bits/s. Le signal analogique se propageant occupe une bande de fréquence de 4 kHz.

Les avantages de ce support de communication sont :

- La connaissance de sa technologie et de sa connectique,
- Le coût faible.

Le principal inconvénient est l'atténuation suivant la longueur, d'où des débits pouvant aller plusieurs dizaines de Mbit/s sur quelques mètres, à quelques milliers de bit/s sur des distances kilométriques.

Les câbles coaxiaux :

Moins sensibles aux perturbations extérieures, le câble coaxial (figure 8) satisfait un débit plus important que les fils métalliques sur de longues distances : 25 Mbit/s. Sur un kilomètre, le débit peut atteindre 100 Mbit/s.

Les câbles coaxiaux sont surtout utilisés pour le multiplexage des voies téléphoniques (PTT).

Ainsi, on peut établir simultanément de 900 à 15 x 900 voies de communication sur un seul câble coaxial, chacune de ces voies occupant une largeur de bande de 3 100 Hz.

Outre les avantages de robustesse et de moins grande sensibilité au bruit, le câble coaxial présente donc une grande bande passante (≥ 500 MHz) ; il peut être connecté sur beaucoup d'appareils audio et vidéo (TV câblée) et se répare facilement en cas de coupure.

Les filtres optiques :

C'est une technologie récente puisque les premières fibres datent du début des années 70. Le principe en est le suivant : L'information "courant électrique" est transformée en onde lumineuse cohérente (laser) ou non (diode électroluminescente) à l'entrée de la fibre.

Cette onde se propage le long de la fibre par réflexion entre le cœur et la gaine de silice dont les indices de réfraction sont différents.

Elle "rebondit" dans le guide d'onde que constitue le cœur de la fibre. A l'autre extrémité de la fibre optique, l'information lumineuse est à nouveau retranscrite en courant électrique, à l'aide d'un photodétecteur classique (PIN) ou à avalanche (figure 9).

La fibre optique est un support de communication présentant maints avantages :

- taille et poids réduits, par rapport au câble coaxial ou au fil métallique,
- Très large bande passante (1 GHz sur 1 km),
- Faible atténuation suivant la distance, donc nécessité de moins de répéteurs,
- Insensibilité aux parasites électromagnétiques (radio, parasites, ...).

Les inconvénients principaux sont la connectique qui reste délicate, les composants optiques d'émission (diode laser) qui sont fragiles, et le coût. Ce dernier facteur devient cependant moins prédominant depuis la création de fibres optiques en plastique et non plus seulement en silice (verre). Côté robustesse, des efforts ont aussi été faits, puisque les fibres sont actuellement renforcées par des gaines plus ou moins rigides (plastique dur, métal) qui peuvent être assemblées dans des câbles.

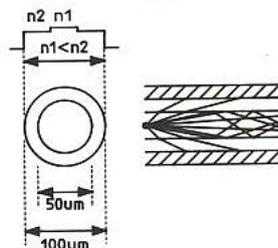


Figure 8

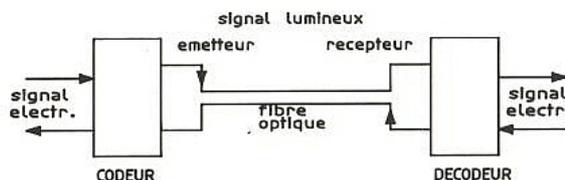


Figure 9

Les ondes :

La transmission de données par les ondes est difficile :

- Jusqu'à 500 kHz, elle est pratiquement impossible (ondes radioélectriques), à cause de trop nombreuses erreurs. Le débit ne dépasse pas 20 k bit/s.
- De 0,8 GHz à 20 GHz, les faisceaux hertziens peuvent transmettre des données à haut débit. Mais de telles liaisons sont très directives et nécessitent des relais tous les 100 km.
- Au-delà de telles fréquences, le guide d'onde est nécessaire mais de mise en œuvre très délicate.

Désormais, vous savez sur quoi est véhiculée l'information. Nous allons maintenant décrire rapidement selon quelle "géométrie" elle est transmise.

ARCHITECTURE

La géométrie des réseaux locaux

Trois architectures de réseaux locaux sont principalement distinguées :

- l'anneau (la boucle)
- le bus
- l'étoile

Réseau local en anneau :

Le support en forme d'anneau (figure 10) relie toutes les stations de manière à former un circuit refermé sur lui-même, dans lequel chaque nœud (station d'émission/réception) a le rôle de répéteur. Ainsi, l'information ne peut circuler que dans une seule direction le long du support de transmission. (A moins d'utiliser un réseau à double anneau sur lequel les transmissions s'effectueraient en sens inverse.)

On distingue 3 méthodes d'accès à l'information dans un réseau en anneau :

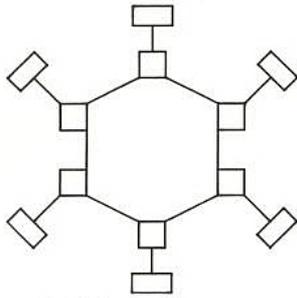


Figure 10 : Réseau en anneau.

a) L'Empty Slot (ou Slotted Ring) ou technique de la "tranche vide" :

Des trames de longueur prédéfinie (ou d'intervalle de temps fixe) parcourent en permanence la boucle formant le réseau. Lorsque le commutateur veut émettre à un nœud, il doit attendre un intervalle de temps vide, y insérer l'information, et informer un indicateur de la trame qu'elle a été remplie.

b) L'insertion de registres :

Les nœuds émetteurs de l'anneau chargent les données à envoyer dans une mémoire tampon, et déchargent la totalité du contenu du registre tampon sur le réseau bouclé lorsque celui-ci est libre. N'importe quel nœud du réseau peut devenir maître lorsqu'il a des informations à commuter.

c) L'accès par jeton :

Cette technique est utilisée par exemple dans le réseau local appelé "token ring". Son principe est le suivant :

Le jeton est une séquence d'un seul bit qui parcourt l'anneau. Seul le nœud émetteur qui possède le jeton au moment où il veut transmettre ses informations sur le réseau, a la possibilité de le faire.

Une norme régissant l'accès par jeton des réseaux locaux en anneau a été créée par l'Institute of Electrical and Electronics Engineers.

Elle porte la référence : IEEE 802.5.

Le bus :

Le bus est un support de communication linéaire (figure 11) dans lequel l'information se propage :

– Soit dans les deux sens depuis le nœud émetteur jusqu'aux deux points de termi-

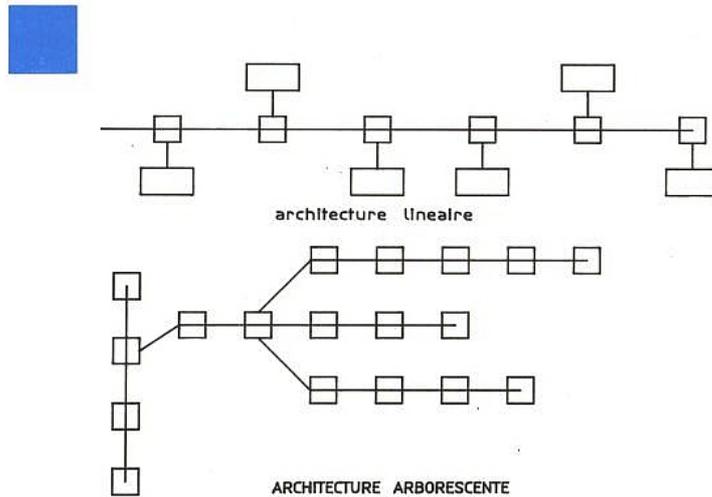


Figure 11

naison du bus, et l'on parle alors de bus bidirectionnel.

– Soit dans un seul sens imposé depuis le nœud émetteur, et l'on parle alors de bus unidirectionnel. Un second bus mis en parallèle au premier enverra l'information venue du premier dans le sens inverse sur l'ensemble des nœuds récepteurs.

La longueur du réseau local en forme de bus est limitée par le temps de propagation.

Le bus est à la base d'une autre architecture de réseaux locaux qu'est l'arbre.

On distingue 3 méthodes d'accès au bus :

a) Accès aléatoire avec écoute de la porteuse

Ou accès multiple avec écoute de la porteuse et avec détection de collision (en anglais : CSMA/CD : Carrier Sense Multiple Access With Collision Detection). Cette technique consiste à écouter le canal avant et pendant une émission, afin d'éviter le risque de collision avec des données déjà transitant sur le bus.

C'est la technique la plus utilisée pour l'accès aléatoire. La norme correspondante est référencée IEEE 802.3 ou ISO 8802.3.

Un exemple utilisant ce procédé est le réseau Ethernet qui permet le transit (sur câble coaxial de longueur 500 m) d'informations à 10 Mbits/s.

Exemples : – Ethernet = 10 base 5 (10 Mb/s, 500 m, coax.).

– Thin Ethernet = 10 base 2 (10 Mb/s, 185 m, coax.).

– Ethernet sur paire torsadée = 10 base T (10 Mb/s, 100 m, paire torsadée téléphonique).

– Starlan = 1 base 5 (1 Mb/s, 500 m, sur paire torsadée téléphonique).

b) Accès par jeton :

Ici, le nœud émetteur des informations et détenant le jeton envoie le tout (données plus jeton) au nœud destinataire dont l'adresse est portée par le même jeton. De là résulte un ordre logique de communication entre les nœuds, qui fait ressembler le bus à un anneau logique. La norme traitant de ce point est la IEEE 802.4 (figure 12).

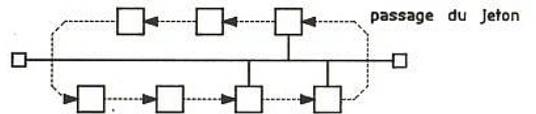


Figure 12

c) Polling ou appel sélectif (technique utilisée dans les bus informatiques)

Une station centrale ou maître gère la communication du système et donne la main aux nœuds émetteurs à tour de rôle. Mais ce procédé s'avère souvent être lourd d'emploi.

La configuration en étoile :

Son schéma est donné figure 13.

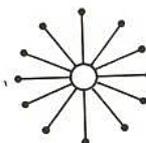


Figure 13

Cette technique est utilisée dans les communications point à point dans lesquelles chaque nœud échange des informations avec une unité centrale qui joue le rôle de commutateur.

Un exemple en est le PBX : (Private Branch Exchange Automatic) commutateur téléphonique privé (pour les sociétés).

L'architecture en étoile est fragile car basée sur une station centrale mais pratique d'un point de vue gestion.

Ainsi, les vitesses de transmission sur les réseaux en étoile sont inférieures à celles réalisables sur les anneaux ou les bus qui sont de plusieurs Megabits/seconde.

D'un réseau local à l'autre :

Pour passer d'un réseau à un autre, on utilise les "concepts" suivants :

Les répéteurs :

Un répéteur est un appareil muet (non software) qui envoie les bits venant d'un réseau vers un autre, et de là, augmente l'étendue de travail d'un réseau.

Les ponts :

Un pont est dit "intelligent" (software) et relie deux réseaux au niveau de leur couche ISO n° 2 : liaison des informations. Il peut relier un réseau Ethernet à un réseau local à jeton de type bus s'ils utilisent le même protocole de couche du réseau.

Les routeurs :

Un routeur est aussi dit intelligent, et relie 2 réseaux ayant la même couche de transport (OSI n° 4). Une connexion entre un bus à jeton (token bus) et le réseau public X 25 se fera à l'aide d'un routeur.

La passerelle :

Une passerelle est utilisée pour se relier à un système qui n'est pas conforme au modèle OSI, c'est-à-dire que la connexion sera faite au niveau de l'application.

LA NORMALISATION

Afin de passer d'un type de réseau local à l'autre, d'un support à l'autre, ou d'une géométrie à une autre, système ouvert, un modèle de référence d'architecture en couches a été créée par l'ISO (International Standardization Organisation).

Ce modèle s'appelle OSI : OPEN SYSTEM INTERCONNECTION. Soit les couches définies par ordre décroissant :

7) *La couche application* est responsable de l'application traitée (messagerie, transfert de fichier...).

6) *La couche présentation* est responsable de la présentation des données échangées par les applications ; ceci pour avoir une compatibilité entre tous les matériels raccordés au réseau.

5) *La couche session* est responsable de la mise en place et du contrôle du dialogue entre tâches distantes. Cette couche a pour rôle d'activer et de synchroniser certains événements. Par exemple dans le cas de données dupliquées en plusieurs points d'un réseau, il est important que deux utilisateurs qui veulent faire des mises à jour sur le même enregistrement le fassent dans le même ordre sur l'ensemble des bases de données.

4) *La couche transport* est responsable du contrôle du transport des informations de bout en bout, au travers du réseau. Cette couche doit assurer que les messages des utilisateurs connectés à un réseau informatique sont correctement parvenus à leurs destinataires. Par exemple, une des fonctions de cette couche est de réassembler les messages qui ont été découpés en morceaux (les paquets) par commodité pour le transport.

3) *La couche réseau* est responsable de l'acheminement des paquets de données qui transiteront à l'intérieur du système. Ces paquets peuvent traverser plusieurs nœuds intermédiaires. Un routage est nécessaire. De même un contrôle de flux pourra être compris dans cette couche pour éviter des pertes de paquets de données par engorgement de certains chemins.

2) *La couche liaison* est responsable de l'acheminement sans erreur de blocs d'information sur des liaisons de données. En effet, les supports de transmission introduisent des erreurs dans les informations transportées et le but de cette couche 2 est d'assurer un taux d'erreurs tout à fait négligeable. Les blocs d'information sont souvent nommés *trames*.

1) *La couche physique* qui assure le transport de l'information. Un grand nombre de techniques de transmission contrôlées par des procédures normalisées ou non sont possibles (par exemple V24, X21). L'unité d'information utilisée dans cette couche est le bit.

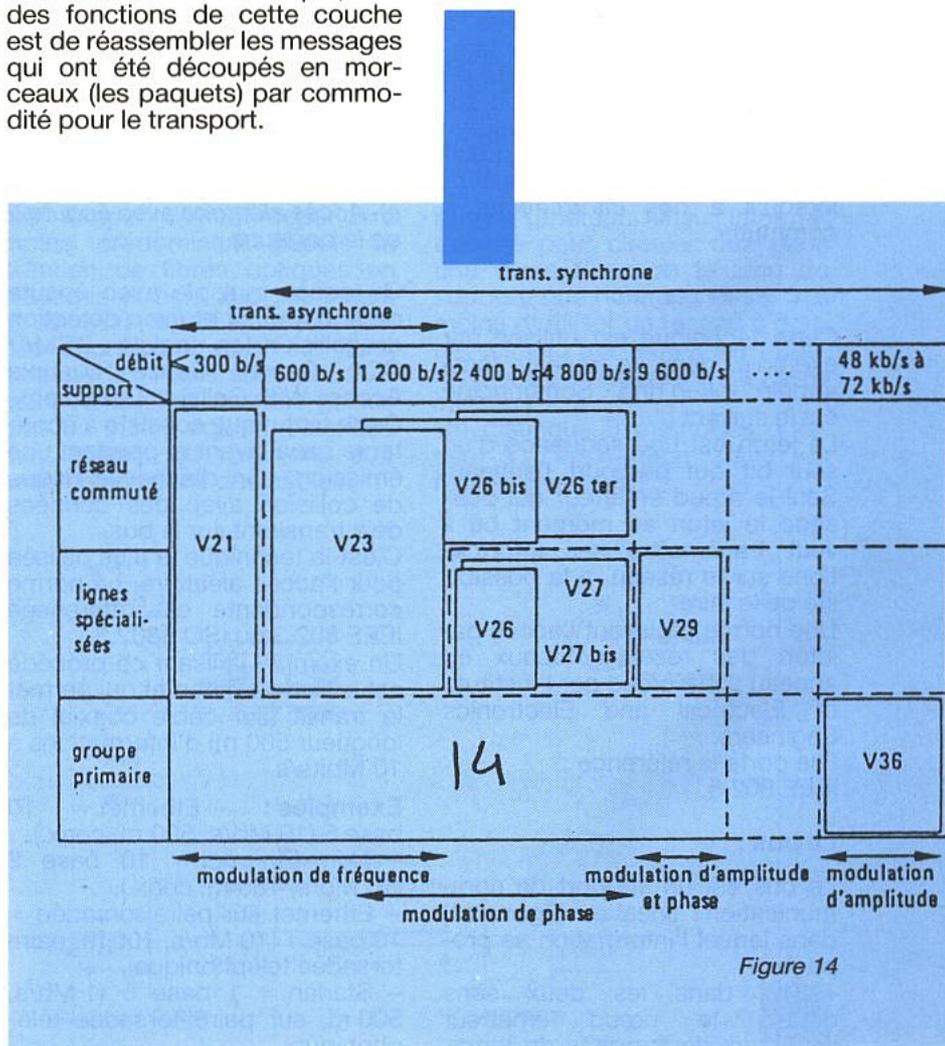


Figure 14

La route la plus directe sera toujours la ligne droite...



... en CAO ELECTRONIQUE

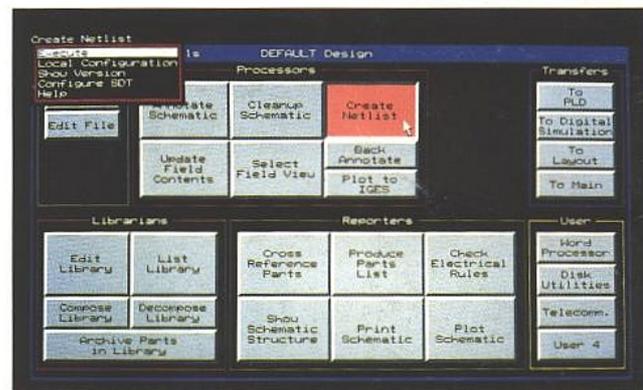
**L'ÉVÈNEMENT 91 : ORCAD/SDT Version IV
PUISSANT - SIMPLE - CONVIVIAL - UNIVERSEL**

Avec **ORCAD/SDT IV** les projets les plus complexes sont maintenant gérés globalement et intuitivement dans un environnement (FRAME WORK) par un module de commande qui vous obéit au doigt et à l'œil.

ORCAD/SDT IV c'est :

- Plus de 20 000 symboles de composants et un éditeur graphique interactif.
- Une gestion de mémoire étendue.
- Une compatibilité matérielle quasi totale (imprimantes, traceurs, cartes graphiques...)
- Des références incontestables (IBM, MATRA, HP, DASSAULT...)

ALS Design est importateur et distributeur exclusif des produits **ORCAD** et propose une gamme complète, intégrée et homogène de logiciels de CAO Electronique sur PC et stations de travail, comme **PSpice**, **Filter Designer**, **LineSIM**, **ALS-View**, **CAM-Bridge**...



OrCAD 
More Designs from More Designers



Le Savoir et le Savoir-faire

Nom : _____
Société : _____
Adresse : _____
Tél.: _____

- ERP 05/91
- Je désire recevoir votre documentation et la **disquette** de démonstration **gratuite** de **ORCAD/SDT IV**.
 - Je souhaite avoir de plus amples informations sur toute la gamme de logiciels CAO distribuée par **ALS design**.



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart
92100 BOULOGNE
Tél.: (1) 46.04.30.47
Fax: (1) 48.25.93.60