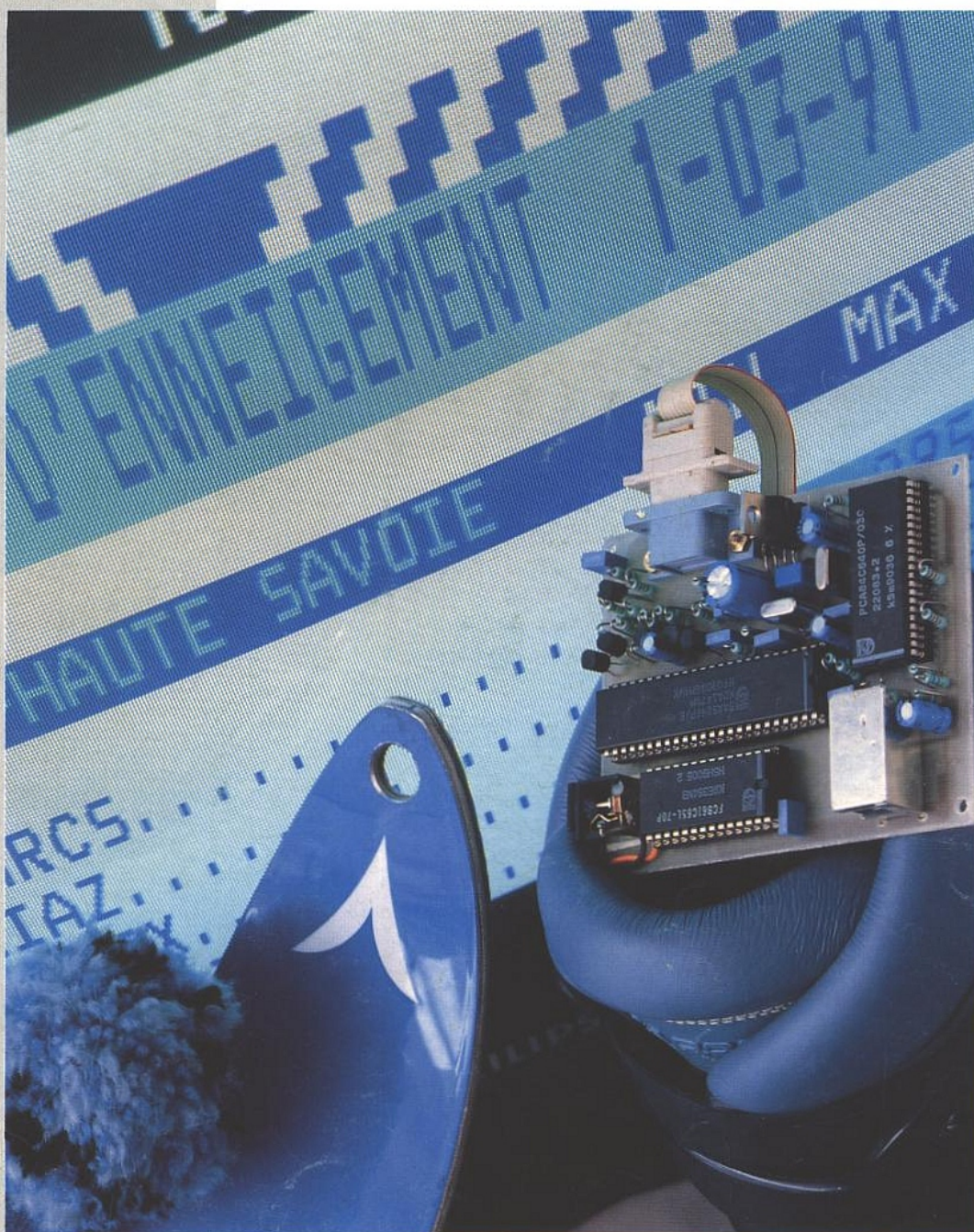


RADIO PLANS

UN DÉCODEUR DE TÉLÉTEXTE CEEFAX WST
TOUT SAVOIR SUR LE D2 BUS
LES RÉCEPTEURS INTÉGRÉS MC 3371 ET 72
CRITÈRES DE SÉLECTION DES CONVERTISSEURS A/N
APPLICATION DES PHOTOPILES : UNE SENTINELLE SOLAIRE
LE CODEUR-DÉCODEUR IR TEA 5500
ORCAD SDT VERSION IV



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

T2438 - 521 - 22,00 F



SOMMAIRE



RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

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

Télex : PGV 220 409 F - Télécopie : 42.41.89.40

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

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :
Claude DUCROS

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

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

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 LESAUUVAGE

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 56 800 exemplaires

Dépot légal avril 91 - Éditeur 1644 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SNIL Fleurines et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

ETUDE ET CONCEPTION

33 Une sentinelle solaire

53 Un décodeur de télétexte WST

MONTAGES

23 Cinq montages audio pour le studio

CIRCUITS D'APPLICATIONS

11 Les MC 3371/72 Motorola

43 L'encodeur-décodeur IR TEA 5500

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 La température sans contact avec l'Infratrace 801

TECHNIQUE

69 Critères de choix des CAN

91 Multiplication de fréquence

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

8 Recueil d'applications de l'AD590

72 La commande optoélectronique

76 Puissance en CMS : le boîtier SOT 223

COMMUNICATION

61 Un bus domotique : le D2 Bus

DIVERS

48 La CDAO facile avec ORCAD version 4.0

INFOS

78 Le système CM2, CONTEC

Transceivers RS 232 AD

83 Extension S-VHS PM 9553 Philips

Les dissipateurs AAVID

84 Le VXI Plus Racal Systèmes

Régulateurs faible déchet LT

85 Le SMT 160-30 Smartec

Nouveautés Rohde et Schwarz

86 Des PAL's 7,5 ns chez CYPRESS

Le logiciel Abel 4 DATA I/O

87 Susie 6.0 est arrivé

88 RDson = 0,01 Ω en TO 220, Siliconix

Les centrales de mesure Hydra Fluke

89 Convergry et la conversion d'énergie

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, Ph. Bajcik, C. Basso, J.-Y. Bedu, H. Benoît, B. Delabre, A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre, R. Schnebelen.

Recueil d'applications du capteur de température AD 590

L'AD 590 est un capteur de température silicium qui rendra les plus grands services dans différents types de configuration et dans la gamme usuelle $- 50, + 150^{\circ}\text{C}$. Que ce soit pour compenser l'erreur créée par la jonction froide d'un thermocouple à la température ambiante, ou comme capteur à part entière, le recueil de schémas que nous vous proposons dans ce numéro et dans le suivant vous permettra, espérons-le, de répondre à vos besoins.



Ce dispositif est une source de courant calibrée à $298,2 \mu\text{A}$ pour 25°C soit $298,2^{\circ}\text{K}$. La variation de courant en fonction de l'élévation de température vaut donc $1 \mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$.

Affichage de température dans différentes unités (figure 1)

En utilisant un voltmètre numérique classique (AD 2003 ou autre), l'AD 590 permet d'afficher des températures dans toutes les unités usuelles. Dans le cas d'un affichage en degrés Kelvin ou Rankin, la référence de tension AD 580 et le pont diviseur ne sont pas nécessaires puisque le montage ne requiert pas de tension de décalage. Dans le cas des degrés centigrades et Fahrenheit, R_T doit être ajustée pour une température de référence intermédiaire. Pour obtenir la précision spécifiée, R_S doit avoir la valeur indi-

quée dans le tableau ci-dessous avec une tolérance de $0,1\%$.

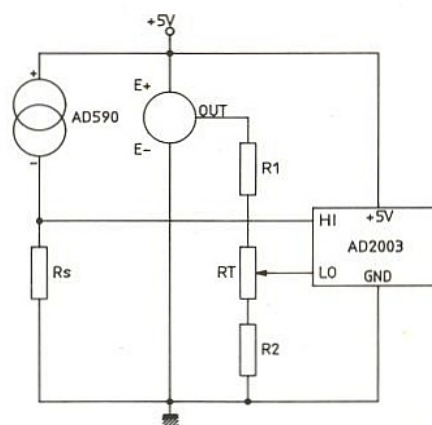


Figure 1 : Dans cette configuration on peut aussi utiliser la famille 7126. Intersil comme convertisseur.

Tableau de correspondance des résistances selon l'échelle de température.

	R_S	R_1	R_2	R_T
$^{\circ}\text{K}$	$1 \text{ K}\Omega$	Circuit ouvert	Court circuit	Court circuit
$^{\circ}\text{C}$	$1 \text{ K}\Omega$	$9,09 \text{ K}\Omega$	$1 \text{ K}\Omega$	200Ω
$^{\circ}\text{R}$	$1,8 \text{ K}\Omega$	Circuit ouvert	Court circuit	Court circuit
$^{\circ}\text{F}$	$1,8 \text{ K}\Omega$	$9,53 \text{ K}\Omega$	$1,95 \text{ K}\Omega$	500Ω

Branchement série et parallèle (figure 2) :

Le branchement de plusieurs AD 590 en série permet de mesurer le minimum des différentes températures détectées. Par contre, le branchement en parallèle fournit la valeur moyenne de la température.

Les résistances de "pied" voient leur valeur ajustée en conséquence de façon à obtenir une tension variant à raison de 10 mV par degré C.

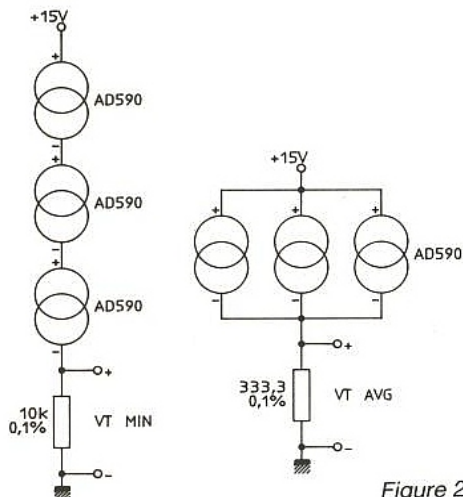


Figure 2

Mesures de différences de températures. (figure 3) :

Le circuit de la figure 3 permet de faire des mesures de différences de températures, R_1 et R_2 servent à ajuster la sortie de l'amplificateur opérationnel afin d'indiquer la différence de températures désirée, ou par exemple ajuster le décalage entre les deux produits. Si les valeurs de V_+ et V_- deviennent très distinctes, la différence des dissipations internes provoque une augmentation de la différence des températures internes. Ceci permet de mesurer la résistance thermique ambiante vue par les capteurs dans des détecteurs de niveau de fluide ou en anémométrie.

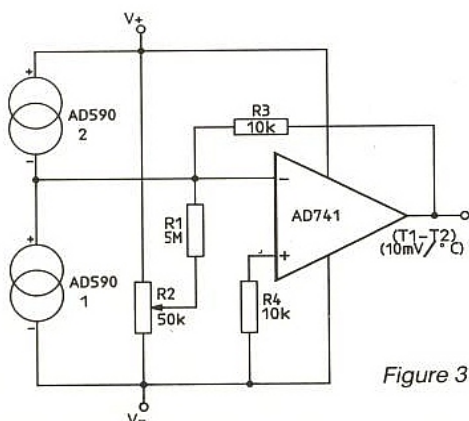


Figure 3

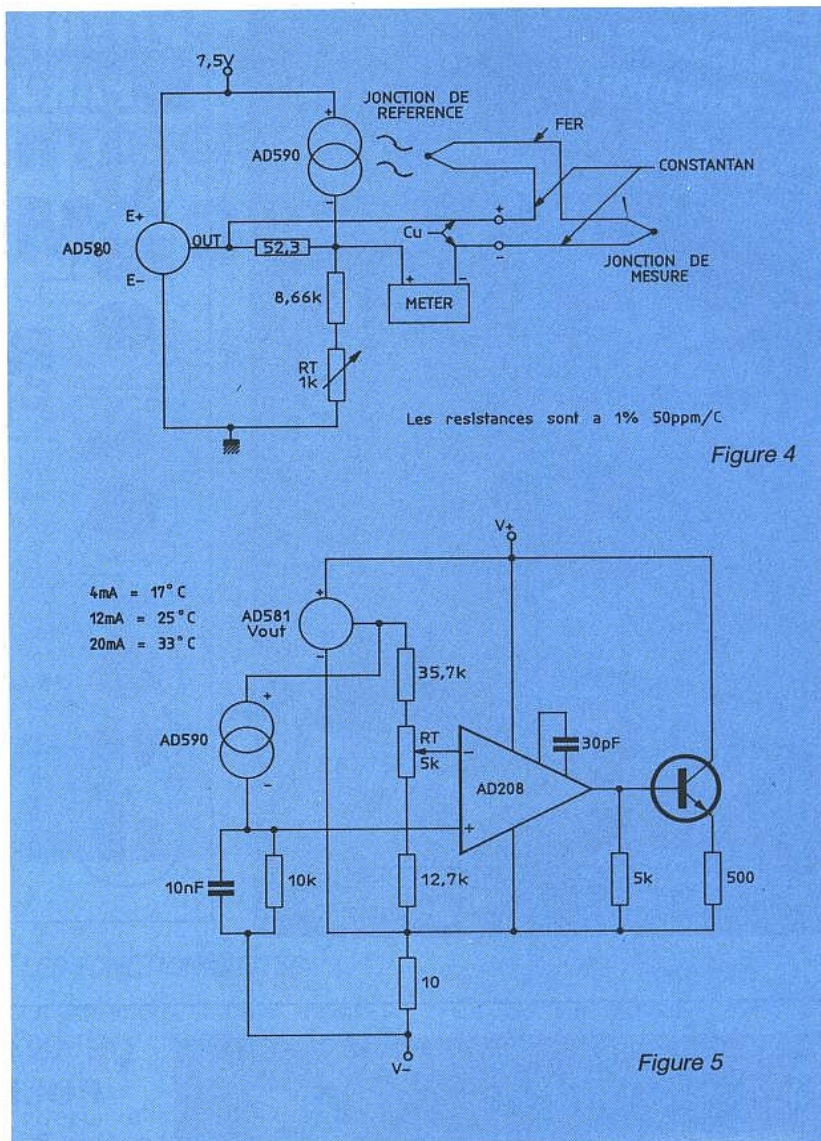


Figure 4

Figure 5

Circuit de compensation de soudure froide pour un thermocouple de type J. (figure 4) :

L'AD 590 contrôle la température de la jonction de référence dans ce circuit de compensation de soudure froide.

Il remplace un bain de glace en servant de référence au thermocouple pour des températures ambiantes comprises entre +15 °C et +35 °C.

On ajuste R_t afin d'avoir une lecture correcte lorsque la jonction de mesure est portée à une température de référence connue et proche de 25 °C.

En utilisant des résistances à 1 % et 50 ppm/°C, la précision de la compensation sera meilleure que $\pm 0,5$ °C pour des températures comprises entre +15 °C et +35 °C. D'autres types de thermocouples peuvent être compensés en changeant les valeurs des résistances.

On peut remarquer que les coefficients de température de la référence de tension (AD 580) et des résistances constituent les principaux facteurs d'erreur.

Transmetteur de courant 4-20 mA. (figure 5) :

Ce transmetteur de courant qui doit être utilisé avec des systèmes 40 V, 1 k Ω , présente une gamme de courant 4-20 mA qui correspond à une plage réduite de températures.

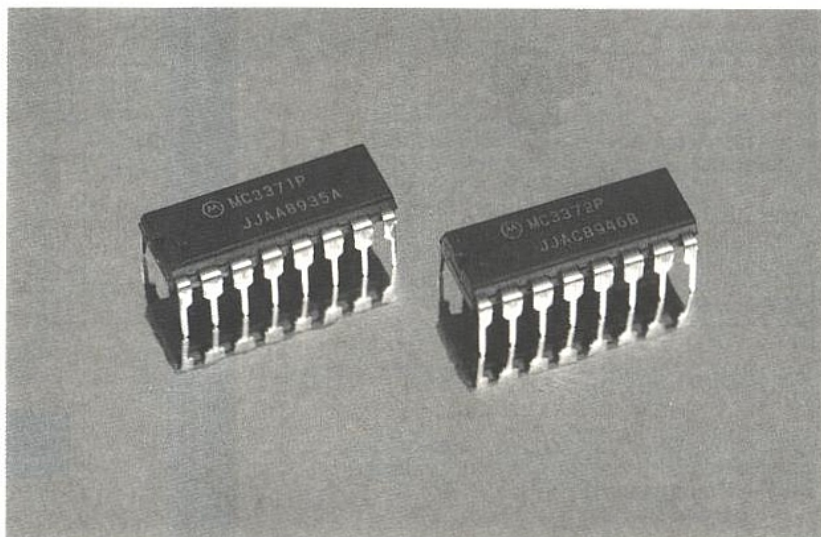
La sortie 1 $\mu A/^\circ C$ de l'AD 590 est amplifiée jusqu'à 1 mA/°C et décalée afin de faire correspondre 4 mA à 17 °C et 20 mA à 33 °C.

On ajuste R_t pour avoir une lecture correcte à une température intermédiaire de référence.

Toute gamme de température, dans les limites de fonctionnement de l'AD 590, peut être choisie en changeant les valeurs des résistances.

■ Les récepteurs intégrés MC 3371 & 72

Les MC 3371 et MC 3372 viennent augmenter la déjà très large gamme de circuits dédiés aux radiocommunications. Motorola renforce ses positions sur le marché en proposant des produits simples à mettre en œuvre et surtout disponibles dans les 2 boîtiers, DIL et CMS. Les circuits intégrés décrits dans ces lignes conviennent aux applications où le critère de faible consommation reste primordial. Prévus pour fonctionner à des fréquences allant jusqu'à 100 MHz, ils confèrent une sensibilité de 5 μ V pour 12 dB Sinad à toutes les applications envisagées. Ces circuits ne sont dédiés qu'aux seules tâches de radio à bande étroite tant analogiques que numériques.



LES FONCTIONNALITÉS

La structure interne inclut un mélangeur, une chaîne d'amplificateurs-limiteurs munie d'un détecteur logarithmique de niveau d'une dynamique de 75 dB. Les MC 3371/72 contiennent également le démodulateur à quadrature utilisant le classique réseau LC pour le 3371 ou un filtre céramique pour le 3372, cette dernière configuration autorise une meilleure sélectivité. Nous trouvons également un amplificateur opérationnel qui nous permettra par exemple la réalisation d'un filtre de bruit utilisé essentiellement pour le silencieux, complété par un trigger assurant l'ouverture ou la fermeture de celui-ci. Dans certaines applications il convient d'employer ce trigger pour la mise en forme des signaux numériques. Les schémas synoptiques présentés à la **figure 1** dévoilent la structure interne des deux circuits intégrés. La gamme de fréquence sur laquelle fonctionne les MC 3371/72 s'étend de 100 kHz à 100 MHz, la fréquence intermédiaire reste fixée à 455 kHz mais pourrait prendre une valeur quelconque de 100 kHz à 1 MHz. La FI s'obtient par le mélange du signal utile présent sur la broche 16 et du signal issu de l'oscillateur local.

Ce dernier travaille avec des quartz ou des réseaux LC contrôlés ou non par une boucle à verrouillage de phase (PLL). Avant d'attaquer la chaîne d'amplification FI, le signal 455 kHz traverse un filtre céramique qui donnera au récepteur sa sélectivité et une protection convenable vis-à-vis des canaux adjacents.

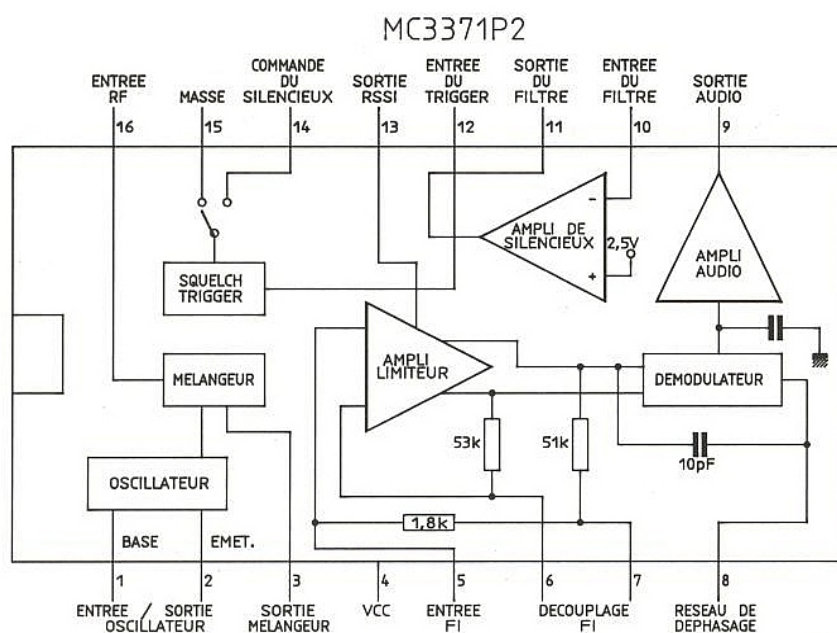
La conception des MC 3371/72 permet à ceux-ci de ne consommer qu'un courant de 3,5 milliampères maximum pour une tension d'alimentation nominale de 4 V, pourtant celle-ci peut être comprise entre 2 et 9 V maximum.

STRUCTURE DÉTAILLÉE

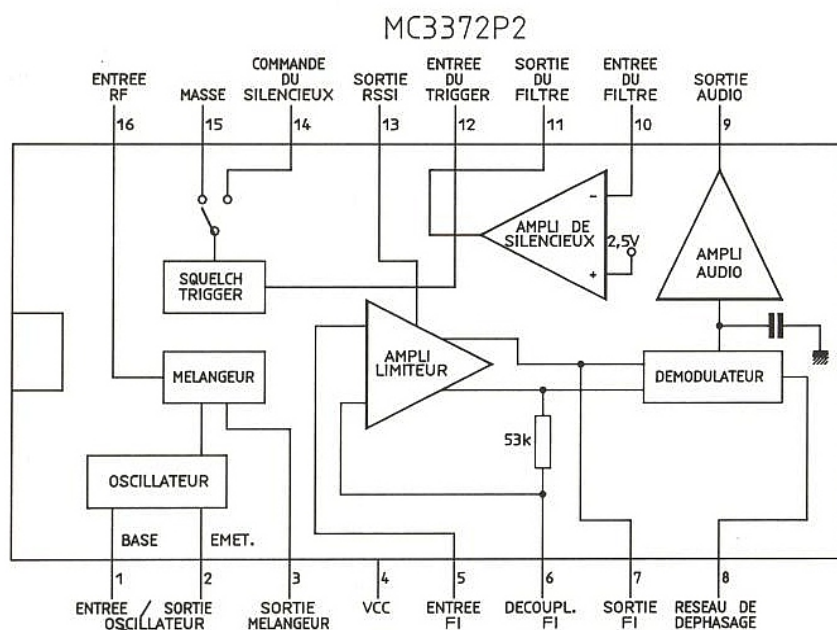
L'oscillateur

L'oscillateur employé est à collecteur commun avec son courant de polarisation fixé intérieurement par un générateur délivrant 200 μ A. Un réseau oscillant externe fixe la fréquence de résonance, les cristaux de quartz utilisés pourront fonctionner en mode série ou parallèle comme le montrent les exemples proposés en **figure 2**. En (a) nous trouvons la configuration classique avec un quartz 10,240 ou

Figure 1 : Schéma synoptique des MC 3371/72.



Remarquez les différences au niveau des amplificateurs FI, notamment pour les adaptations d'impédances.



10,245 MHz permettant la translation directe d'une FI de 10,695 ou 10,7 MHz vers 455 kHz. En (b) le montage autorise l'utilisation de tout quartz en résonance série partiel 3, les valeurs des éléments C_{x1} , C_{x2} , L_{x1} seront déterminées en fonction de la fréquence de résonance du quartz. Le montage proposé en (c) nécessite l'emploi de quartz en résonance parallèle, le réseau série L_1 , C_1 accordé sur la fondamentale réalise une trappe à cette fréquence et faci-

lite l'oscillation du cristal en "overtone" 3, toutefois nous verrons plus loin qu'il s'avère possible de remplacer les composants L_1 , C_1 et C_{x2} par un réseau parallèle accordé sur la fréquence finale. Enfin l'oscillateur Butler proposé par l'exemple (d) permet aux quartz taillés pour la résonance série de fournir une fréquence stable de rang 3 tout en limitant la dissipation thermique sur les lames du cristal.

Notez la présence d'une inductance en parallèle sur le quartz pour annuler la réactance capacitive X_{c0} présentée par l'élément. Certaines applications requièrent l'emploi de réseaux LC verrouillés par un synthétiseur de fréquence, par exemple le MC 145151 ou son homologue à programmation série jusqu'à 30 MHz, au-delà la série des MC 145152 doté d'un prédiviseur $N/N + 1$ semble préférable.

Nous vous présentons à la **figure 3** deux possibilités pour envisager la conception de l'oscillateur sur ces principes. Le circuit LC d'un oscillateur aura une qualité d'autant meilleure que le coefficient de surtension Q de son inductance sera grand et le rapport L/C faible, surtout si aucun asservissement n'est prévu. A titre indicatif le facteur Q d'une inductance bobinée en l'air est optimum lorsque :

1 - Le rapport longueur de la bobine sur son diamètre reste compris entre 1 à 2.

2 - Le rapport diamètre de la bobine sur le diamètre du fil est supérieur à 5.

3 - L'écart entre 2 spires égale 0,7/0,8 fois le diamètre du fil.

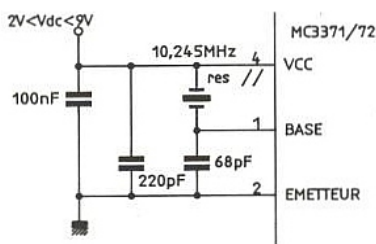
Pour limiter les effets microphoniques dus à la self, il faut la réaliser en fil rigide pour les faibles valeurs d'inductance ou l'enrouler sur un support avant de l'enrober de résine pour les fortes valeurs où le fil est fin. Il semble opportun de rappeler ici l'importance du plan de masse ou du blindage à proximité du bobinage. Le coefficient de self induction de la bobine augmente s'il s'agit d'un blindage magnétique et diminue si ce dernier ne l'est pas, nous constatons le même phénomène en ce qui concerne le coefficient de surtension. Pour une distance au moins égale au diamètre extérieur de la bobine par rapport au blindage, le facteur Q reste intact.

Nous proposons en annexe A le tableau pour la détermination correcte des éléments LC du circuit accordé. Enfin il reste possible d'injecter un signal externe sur la broche 1 des circuits, dans ce cas la puissance sera comprise entre - 20 à + 5 dBm suivant le gain de conversion requis.

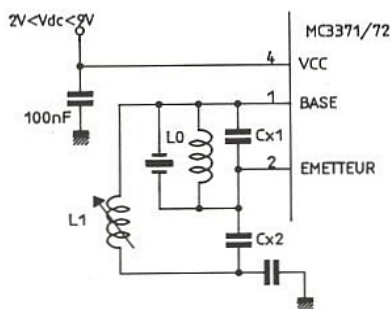
LE MÉLANGEUR

Le signal RF à démoduler présent sur la broche 16 attaque l'entrée différentielle d'une cellule de GILBERT sous une impédance de 3300 Ohms avec 2,2 pF en parallèle. La multiplication du

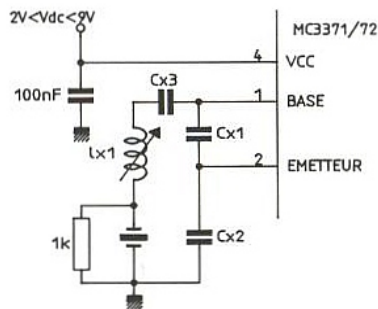
Figure 2 : Réalisation de circuits résonnants à quartz adaptables sur les circuits MC 3371/72.



Exemple d'un récepteur avec une 2^e FI de 455 kHz partant d'une FI située à 10,7 MHz. Nous disposons d'une tension efficace de 200 à 500 mV sur la broche 2 du circuit.

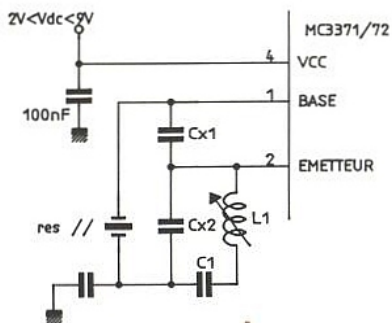


Oscillateur Butler utilisant des quartz en résonance série, l'inductance L_o annule la réactance capacitive C_o du quartz.



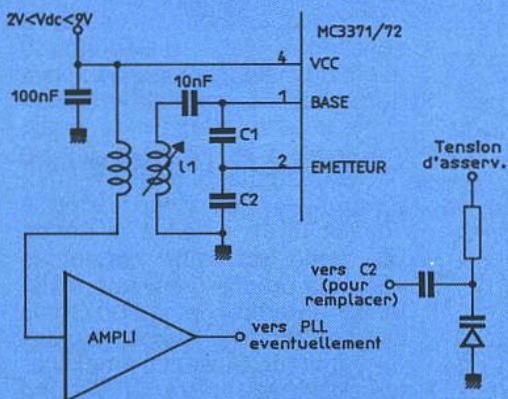
Configuration permettant l'utilisation de quartz en résonance série sur l'harmonique 3, la résistance de 1 k Ω amortit le quartz et évite à celui-ci de résonner sur le fondamental. Tout quartz jusqu'à 100 MHz convient dans ce montage.

Les valeurs correspondant à $Cx1$, $Cx2$, $Lx1$ varient en fonction de la fréquence. La cellule accordée $Lx1$, $Cx3$, résonne sur l'harmonique de rang 3 du quartz.

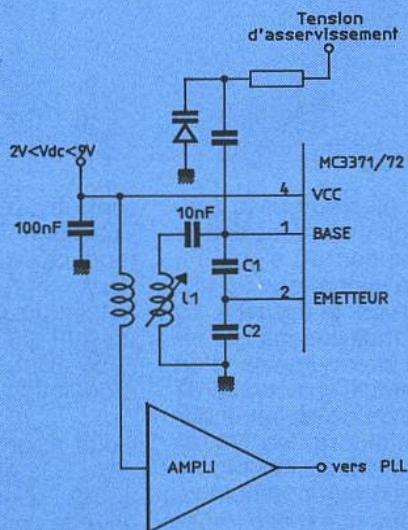


Le quartz résonne sur l'harmonique 3, aidé par le circuit L1, C1 accordé sur le fondamental du quartz, le circuit L1, C1, Cx2 peut aisément être remplacé par un réseau LC parallèle accordé sur l'harmonique 3 du quartz.

Figure 3 : Utilisation de circuits LC avec les MC 3371/72.

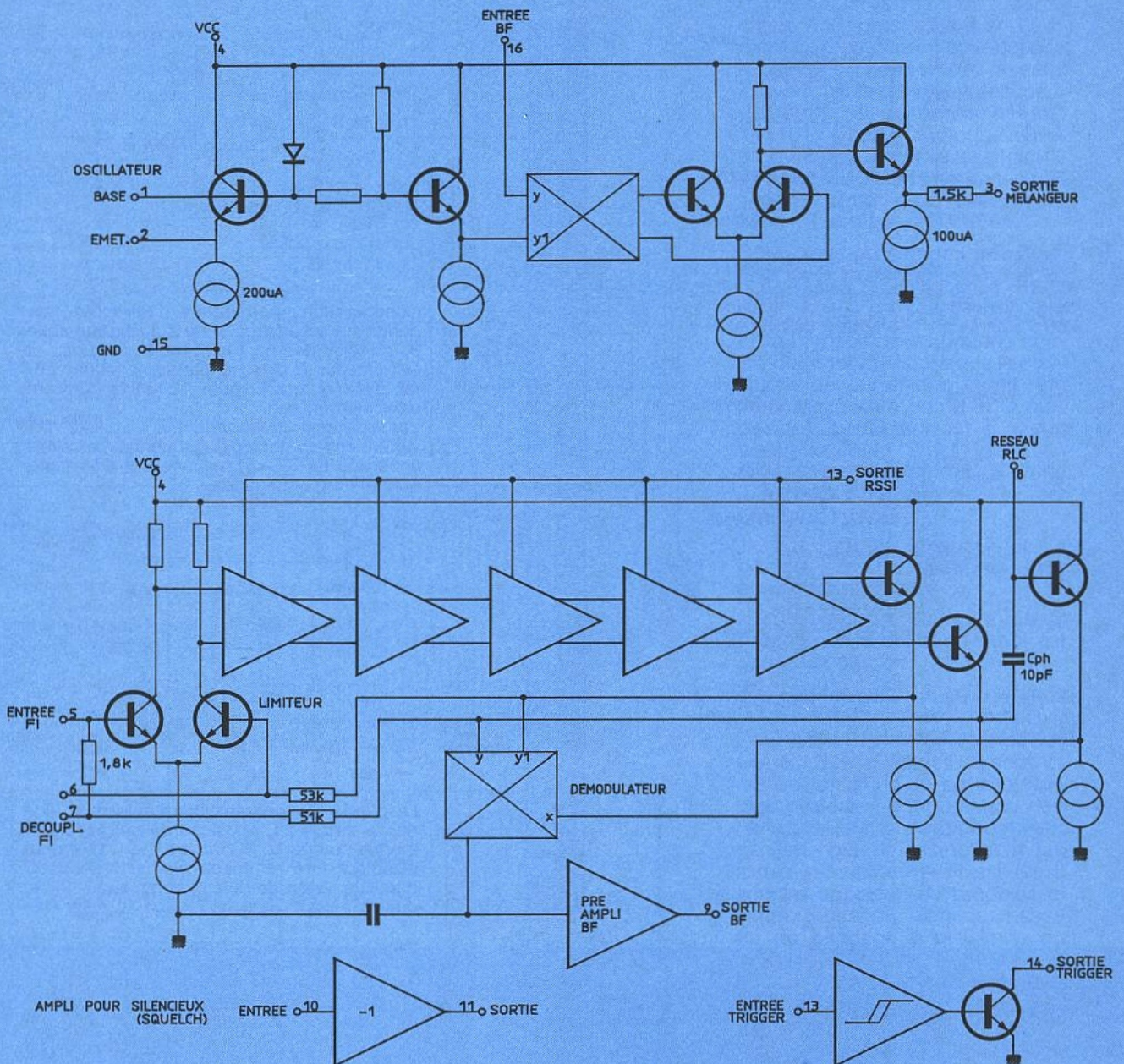


Ce montage utilise un réseau LC contrôlé ou non par un PLL, dans ce dernier cas la capacité C2 sera remplacée par une diode varicap asservie par la tension d'erreur de la boucle d'asservissement.



Ce 2^e montage autorise une plus grande variation de fréquence, la diode Varicap agissant directement aux bornes de l'inductance L1. Toutefois cette variation reste fixée par la valeur de la capacité en série avec la diode et du groupement C1, C2.

Figure 4 : Schéma interne du MC 3371.



signal RF par plus ou moins 1 au rythme du signal de l'oscillateur produit l'apparition du signal FI, voir le schéma synoptique du MC 3371 présenté par la **figure 4**. La sortie FI du multiplicateur s'effectue par l'intermédiaire d'un étage différentiel procurant le gain de conversion supplémentaire pour atteindre les 20 dB annoncés. Un transistor monté en collecteur commun achemine le signal FI sous une faible impédance de sortie vers la broche 3 des MC 3371/72. La dynamique d'entrée atteint 70 dB dans la région linéaire, le point d'interception se situe à + 5 dBm et le point de pivot de la zone de compression du signal utile pré-

sente à l'entrée est placé à - 5 dBm. Les produits d'intermodulation apparaissent pour deux signaux d'entrée d'une amplitude de - 40 dBm et produisent en sortie un signal de - 65 dBm, la dynamique d'intermodulation vaut 45 dB.

Nous reproduisons dans l'annexe B le graphe des caractéristiques d'intermodulation où le gain de conversion est de 20 dB, les performances se dégradent de 10 dB lorsque le gain passe à 30 dB. Avec une puissance d'oscillateur de - 10 dBm, le gain de conversion vaut 20 dB mais peut atteindre 30 dB si la puissance passe à + 5 dBm, par ailleurs la

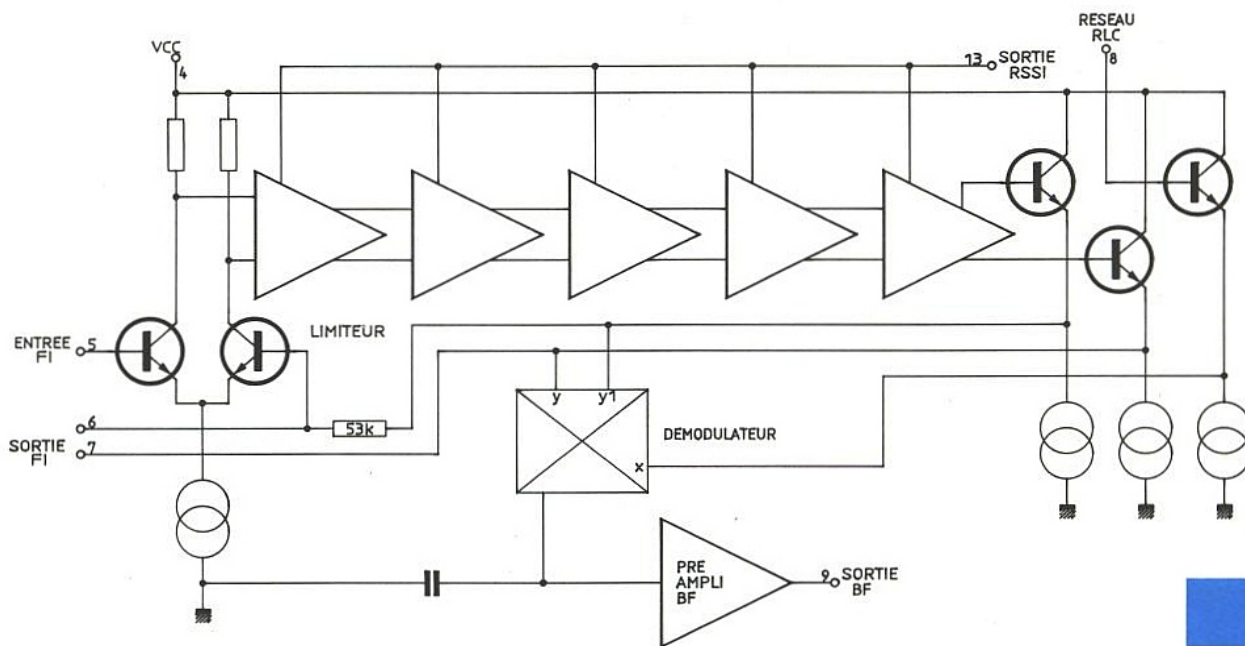
sortie du mélangeur supporte une puissance maximum de - 5dBm.

Les limiteurs FI et le système RSSI

Le MC 3371

La sortie du filtre céramique rejoint la broche 5 sur une résistance interne de 1 800 Ohms correspondant à l'entrée du premier limiteur. Suivent 5 amplificateurs-limiteurs dont le second rôle consiste à fournir le signal RSSI traité par ailleurs. Les broches 6 et 7 correspondent aux points froids de la section et sont découplées par des condensateurs d'une capacité minimum de 100 nF. Les 6 étages offrent un

Figure 5 : Schéma de la section FI du MC 3372 pour comparaison avec le MC 3371 décrit plus haut.



gain de 90 dB (attention aux auto-oscillations dues aux rebouclages par le circuit imprimé) et donnent une sensibilité de limitation à - 3 dB de 5 μ V typique. Dans le but d'exciter à basse impédance le démodulateur, les sorties équilibrées du dernier limiteur attaquent deux transistors montés en collecteur commun.

Le MC 3372

Par l'utilisation de résonateurs céramiques dans le réseau sélectif du démodulateur, la conception des limiteurs diffère de la précédente. L'entrée FI sur la broche 5 ne possède plus la résistance interne de 1 800 Ω . La broche 7 correspond maintenant à la sortie des limiteurs, ce qui autorise son couplage via un condensateur de déphasage avec le démodulateur, une résistance externe de 51 k Ω prend place entre cette broche et la masse virtuelle (voir plus loin dans les montages pratiques). A titre comparatif, la **figure 5** donne le schéma de la section moyenne fréquence du MC 3372.

Le détecteur RSSI

Le détecteur logarithmique du niveau d'entrée conduit à l'indication sur un voltmètre étalonné de la puissance d'entrée. Il présente une pente de 800 nA/dB pour un signal d'entrée compris entre - 100 à - 40 dBm dans la région linéaire comme le montre

le graphe de la **figure 6**. La plage dynamique du RSSI vaut 75 dB puisque les 5 amplificateurs limiteurs possèdent un gain de 15 dB et se saturent l'un après l'autre. Le courant de sortie varie de 1 à 55 μ A pour un signal compris entre - 100dBm et - 25dBm respectivement. Nous utiliserons un convertisseur linéaire courant-tension à l'aide d'un amplificateur opérationnel pour réaliser la lecture sur un voltmètre. Il devient alors possible avec cette tension de concevoir un détecteur de porteuse à l'aide d'un trigger à seuil réglable.

Le démodulateur à coïncidence

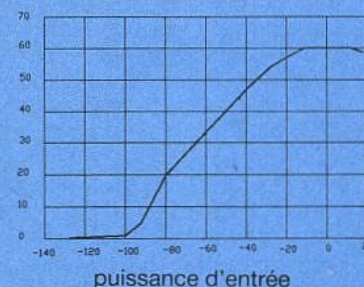
Le fonctionnement du démodulateur reste semblable à celui du mélangeur actif décrit précédemment dont la structure s'apparente à celle des biens connus MC 1496, mais dans ce cas les signaux ont même fréquence avec une phase différente.

Les limiteurs FI fournissent un signal d'amplitude constante qui se retrouve appliqué aux entrées Y et Y₁ du démodulateur, sur la voie Y₁ nous prélevons une partie du signal par une capacité Cph de faible valeur que nous appliquons au réseau RLC d'une part et sur l'entrée X d'autre part. La bande passante de démodulation reste fixée par les propriétés du réseau sélectif de façon à ce que le facteur de surtension corresponde à :

$$Q = R/\omega_0 * L_0 = R * C_0 * \omega_0.$$

Figure 6 : Courant de sortie RSSI en fonction de la puissance d'entrée.

courant de sortie (nA)



tension V_{cc} = 4 volts
Température = 25 °C

La différence de phase aux bornes du condensateur de couplage Cph est régit par la formule suivante :

$$A_{rctg} \left[\frac{(\omega_0/Q * \omega)}{1 - (\omega_0/\omega)^2} \right]$$

Avec ω_0 = pulsation centrale = $2\pi f_0$ et $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega$ (excursion).

Par exemple une excursion de fréquence crête de 10 kHz autour de $f_0 = 455$ kHz produit aux bornes de Cph un déphasage de 132 degrés autour du point où ω_0 est égal à ω (excursion de fréquence nulle), lieu où le déphasage correspond à 90 degrés. La tension BF disponible sur la broche 9 des MC 3371/72

reste proportionnelle au facteur Q donc au déphasage du réseau sélectif dans le domaine linéaire, constitué par Cph, R, Lo, Co. Une excursion de fréquence de 6 kHz crête à crête produit un signal audiofréquence de 200 mV efficaces pour 1 % de distorsion harmonique. Si aucun signal n'est présent sur l'entrée RF le bruit en sortie (broche 9) atteint une amplitude de 200 mV.

Une tension continue proportionnelle au décalage de phase est également disponible sur la broche 9, sa valeur de repos vaut 1,6 volts. Le recouvrement de la tension BF s'opère dans un filtre passe-bas avant le préamplificateur interne, avant l'utilisation de celle-ci il faudra la désaccentuer sachant que l'impédance de sortie vaut 450 ohms.

Le silencieux

Les MC 3371/72 intègrent un amplificateur opérationnel inverseur permettant la mise en œuvre d'un filtre de bruit ou de tonalité. Nous vous proposons de calculer un filtre passe-bande adapté aux circuits. Ce réseau externe connecté aux broches 10 et 11 sélectionne le bruit situé au-dessus de la bande passante audio et l'applique sur un redresseur; lorsque la tension sur cette broche reste inférieure à 900 mV, la broche 14 passe à l'état bas. Le trigger présente une hystérésis de 60 mV.

APPLICATIONS ET MISE EN ŒUVRE

Les MC 3371/72 offrent une grande sensibilité et possèdent des amplificateurs FI à fort gain. De ce fait la réalisation du circuit imprimé demande quelques précautions quant à sa conception.

Évitez les rebouclages sur le MC 3372/P2 où la sortie se situe à côté de l'entrée (broches 6 et 7), effectuez les découplages d'étages et d'alimentation au plus court, au besoin utilisez des composants CMS placés sous le CI.

Réservez de larges surfaces cuivrées pour la masse et la ligne d'alimentation, si possible la face supérieure prise comme plan de masse. Ne jamais réaliser les interconnexions d'alimentation en point à point par du fil de câblage, les pistes du CI seront

Figure 7 : Section FI 10,7 MHz conçue autour du MC 3371P2.

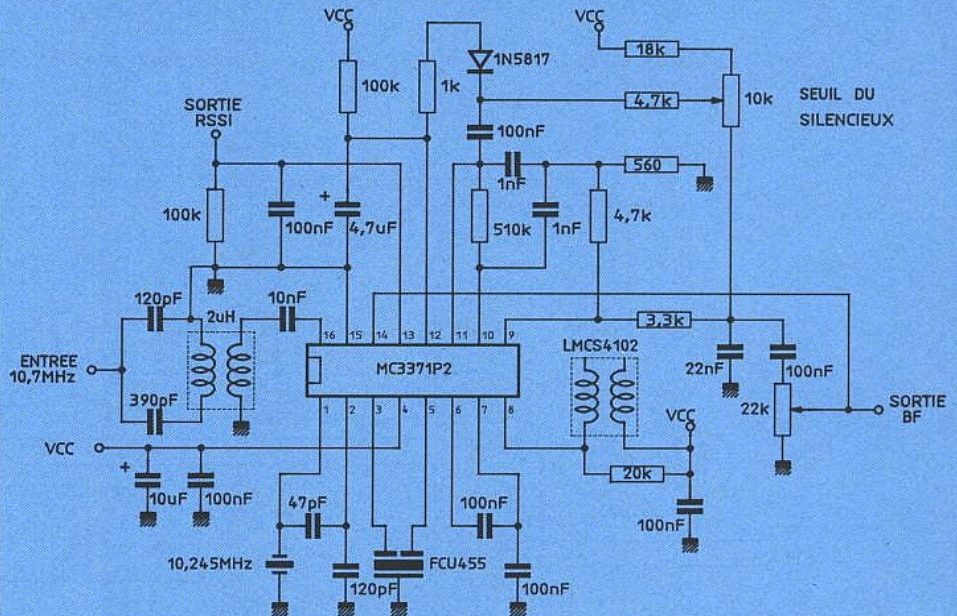


Figure 8 : Moyenne fréquence 10,7 MHz équipée du MC 3372P2.

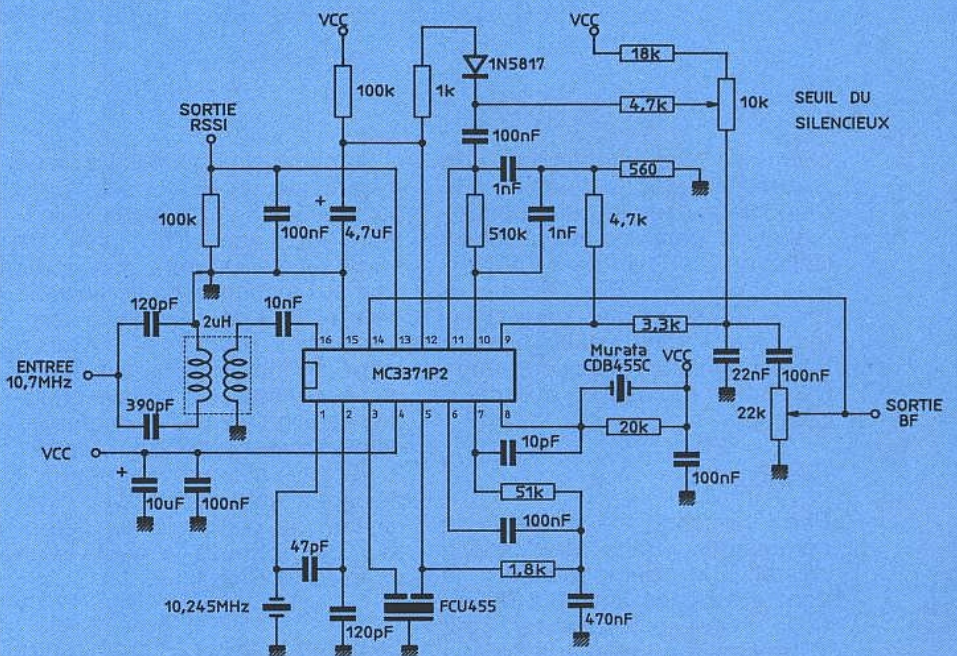
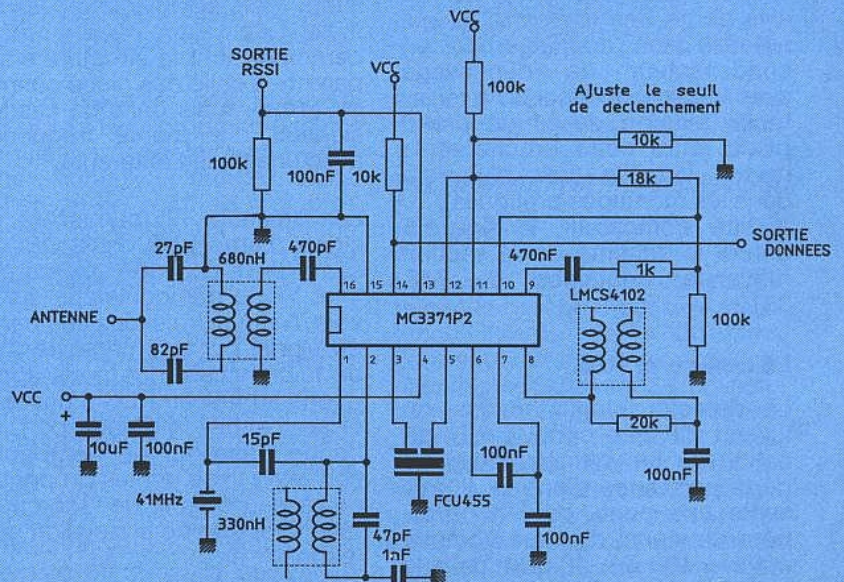


Figure 9 : Schéma de principe d'un récepteur 41 MHz muni du MC 3371P2.



Pour les quartz résonnant en mode série, vous vous reporterez aux divers schémas proposés à la figure 2.

toujours effectuées au plus court. Prenez de préférence des condensateurs au tantale, la ligne VCC du montage découplée au moins par une capacité de 10 μF et une de 100 nF. Ces quelques remarques optimiseront le montage en préservant les performances annoncées par son fabricant.

Ces circuits intégrés s'adaptent parfaitement à la réalisation de téléphones portatifs dans les bandes des 40/49 MHz de seconde FI de récepteurs radio-com ou de télécommandes.

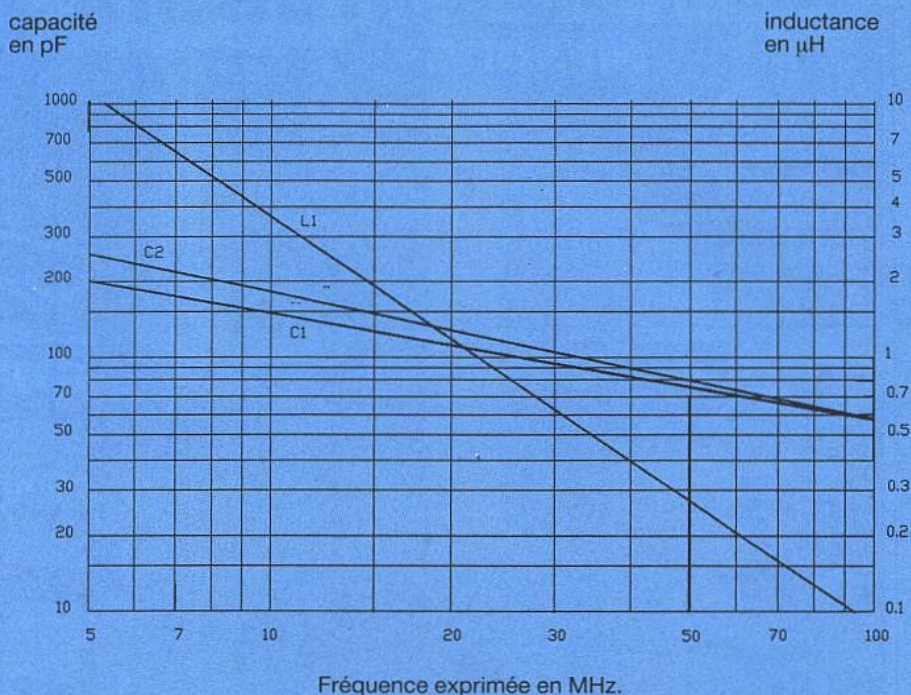
Contrairement au circuit MC 3362 déjà décrit dans ERP, ils ne possèdent pas d'étage d'entrée leur conférant l'option du double changement de fréquence. Toutefois les performances jusqu'à 100 MHz confèrent de grandes latitudes d'emploi. Les FI de 70,48, 21,4 et 10,7 MHz seront indifféremment traitées avec la même simplicité. Les schémas présentés aux figures 7 et 8 concernent la partie moyenne fréquence 10,7 MHz d'un récepteur FM conçue avec le MC 3371 et le MC 3372. La figure 9 représente un récepteur à simple changement de fréquence équipé de quartz mais de taille réduite, offrant une très faible consommation pour une application 41 MHz, pouvant aisément s'adapter au 72 MHz.

Les domaines d'applications privilégiés de ces circuits restent la réalisation de récepteurs dédiés à la télécommande et la robotique sans oublier bien sûr toutes les applications pour la phonie. Enfin un grand merci à ce fabricant qui nous propose des produits toujours plus performants, sans jamais nuire aux facilités de mise en œuvre. Espérons un avenir fleurant à ces deux circuits intégrés qui nous ont particulièrement enthousiasmés. Nous aurons l'occasion de décrire prochainement la réalisation pratique d'un ensemble d'émission-réception mettant en œuvre le MC 3371P2 et son indispensable compagnon le MC 2833P2, alors restez fidèles à ERP et à bientôt pour la pratique de ces circuits.

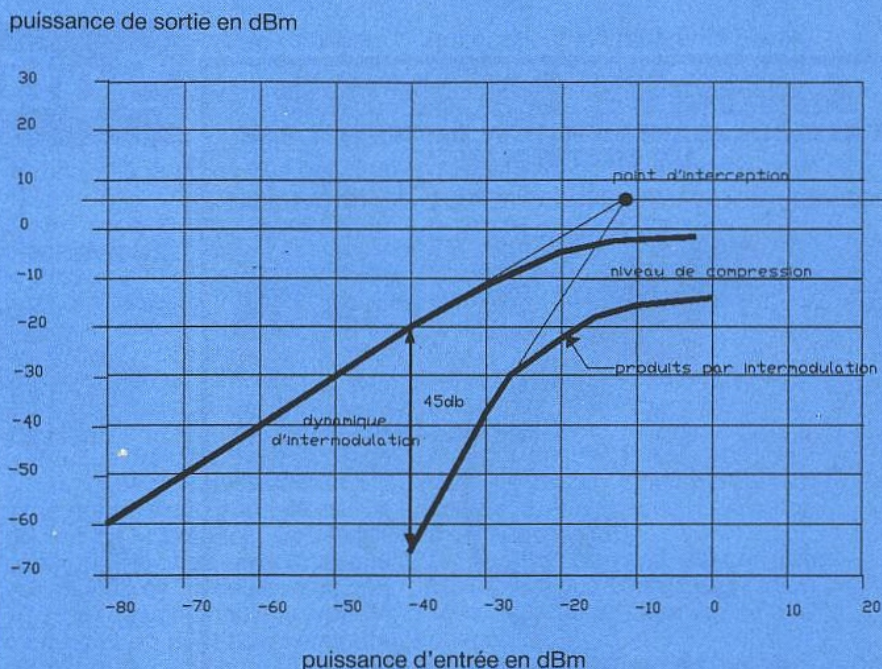
Bibliographie : sources MOTO-ROLA aimablement fournies par la SCAIB.

Ph. B

Annexe A : Détermination des éléments LC de l'oscillateur.



Annexe B : Caractéristique d'intermodulation des MC 3371 et MC 3372.



L'infratrace 801 KANE-MAY

KANE-MAY est un constructeur britannique spécialisé dans la mesure de température.

Représentés en France par Française d'Instrumentation, les thermomètres sans contact KANE-MAY viennent élargir l'offre déjà très large en instrumentation et mesure du constructeur-distributeur français.

L'infratrace 801 ouvre un domaine d'investigation riche d'enseignements dans une foule de secteurs industriels, notamment l'électronique.



Avec une couverture s'étalant entre 0 et 800 °C — on peut évaluer des températures négatives mais avec une moins grande précision — l'infratrace 801 répond à la majorité des besoins rencontrés. L'appareil se présente comme un canon doté d'une poignée et d'un viseur sur le dessus afin de faciliter le pointage des cibles.

La face arrière supporte l'afficheur LCD qui indique soit la température en °C soit le flux d'énergie radiante en W/m². Le passage d'un mode à l'autre s'effectue très facilement grâce à un commutateur trois états situé comme une gâchette sur le devant de la poignée. Cette disposition est très ergonomique car à l'aide d'une seule main : on vise la cible, on choisit le type de mesure et on peut aussi éteindre l'appareil. La position OFF étant l'état intermédiaire du commutateur.

Cette même face arrière accueille un jack femelle 3,5 qui autorise une liaison vers un autre dispositif d'affichage avec un facteur d'échelle de 1 mV/°C ou 1 mV/W · m⁻², et un jack d'entrée pour basculer l'appareil sur une source de tension externe, autre que la pile 6F22 interne. Signalements d'ailleurs que l'infratrace 801 est livré dans une malette

qui contient les différents accessoires nécessaires et notamment le boîtier d'alimentation secteur. Enfin un potentiomètre gradué permet de régler le coefficient d'émissivité (ϵ) de la source pour obtenir une mesure correcte en position température (inactif en mode flux d'énergie).

Nous y reviendrons plus loin. Un dispositif de serrage est prévu afin de bloquer la bonne position de réglage.

Enfin l'arrière de la poignée supporte un inter que l'on peut actionner avec la paume de la main et destiné à mettre en service un buzzer dont la fréquence sonore s'élève avec l'élévation thermique.

De la sorte on peut évaluer très facilement des variations et leurs sens sans faire référence à l'affichage.

Le tableau 1 résume les principales caractéristiques de l'infratrace 801.

Précisons pour terminer cette présentation qu'il s'agit d'un appareil à focale fixe.

Le diamètre de la surface visée en déca de 1 m, presque au toucher, est de l'ordre de 20 mm pour atteindre 100 mm à 4 m. L'angle du champ de vision vaut 1,5° et on peut évaluer le diamètre de la cible à une distance "d" comme étant d/40.



Le capteur avec le filtrage. On remarquera le commutateur trois positions devant la poignée.

Température : 0 – 800 °C
 Radiation thermique : 316 – 1 999 W/m²
 Résolution : 1 °C, 1 W/m²
 Précision : ± 0,7 % de la lecture
 ± 0,4 % de l'échelle entière

S'applique à la température ambiante de 18 à 28 °C,
 émission de corps noir.
 émissivité = 1.

Bande spectrale : 8 – 14 µm
 Dimension de la cible : champ de vision 1,5°.
 Minimum 20 mm à 1 mètre
 – au-delà, la dimension de la
 cible égale la distance divisée
 par 40.

Signal sonore : son à fréquence variable
 Durée des piles : 14 H
 Dimensions : 235 × 90 mm
 Sortie : 1 mV par 0 °C
 1 mV par W/m²

Précision conforme au standard Anglais
 Répétabilité : supérieure à ± 3 °C
 Température ambiante de fonctionnement 0 à 45 °C
 Type de pile : PP3 (6F22) ou équivalent
 Poids : 1 250 g

Tableau 1 : Caractéristiques de l'infratrace 801.

Quelques rappels

Au sein de la nombreuse famille
 des capteurs thermiques, il faut
 distinguer deux catégories prin-
 cipales, les capteurs thermiques
 à contact : tels les thermistances
 (CTN ou CTP), les thermocou-
 ples, les jonctions semi-conduc-
 trices, les thermorésistances
 (genre sonde platine) et les cap-
 teurs sans contact. Ces derniers
 exploitent le rayonnement infra-
 rouge émis par tout corps porté
 à une température supérieure au
 zéro absolu (– 273,2 °C).

Ce sont soit des thermopiles, qui
 peuvent être considérées
 comme des photopiles mais
 dans le domaine infrarouge, soit

des détecteurs pyroélectriques
 (voir notre n° 505 à ce sujet) ou
 encore des semi-conducteurs.

Les thermopiles sont constituées
 d'un arrangement des thermo-
 couples disposé sur un échan-
 geur. La F.e.m. engendrée par
 les thermocouples augmente
 avec la température.

Les pyrocapteurs sont en géné-
 ral constitués de cristaux de sul-
 fate de triglycine ou de cérami-
 ques du genre tantalate de
 lithium (Li Ta O₃).

On peut les utiliser aussi bien
 pour évaluer des températures à
 distance que pour l'imagerie
 thermique infrarouge.

En incorporant des filtres devant
 ces capteurs, on peut modeler la
 réponse spectrale de façon à ne
 retenir qu'une bande de lon-
 gueurs d'ondes fonction de l'ap-
 plication envisagée.

Terminons ce bref rappel sur les
 capteurs et la préhension de
 température à distance en don-
 nant la relation qui lie l'énergie
 thermique à la température et à
 la longueur d'onde λ d'émission
 infrarouge.

Il s'agit de la relation de radiation
 thermique de Planck :

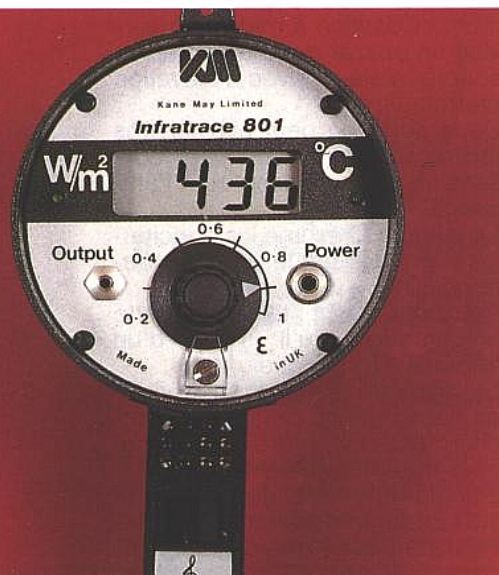
$$W_\lambda = 3,74 \cdot 10^4 \cdot \lambda^{-5} \left[\exp \left(\frac{1,44 \cdot 10^4}{\lambda T} \right) - 1 \right]^{-1}$$

en W · µm⁻¹/cm².

W_λ est la radiation thermique à la
 longueur d'onde λ (en µm) et T,
 la température absolue.

Connaissant l'énergie irradiée,
 on peut donc calculer la tempé-
 rature du corps noir.

Suite p. 22



SERIE "SECURITE"

Performances

Dans la pratique les corps visés ne sont en général pas des corps noir, il faut donc assurer une correction selon l'émissivité du matériau constituant le corps.

La notice d'utilisation très détaillée de l'Infratrace contient un tableau qui rend compte du coefficient d'émissivité d'une grande variété de matériaux et ce selon leur état de surface.

Utilisation

En électronique il est très facile d'évaluer une ambiante à un certain endroit d'une carte et la température maxi sur un dissipateur. On peut mettre en évidence des gradient thermiques, le KANE-MAY pouvant viser à une distance de moins de 1 m une surface de (intégrale de l'énergie rayonnée par cette surface) de 20 mm de diamètre. En visant juste on peut donc évaluer la température d'un boîtier de semi-conducteur et celle d'un radiateur quelques centimètres plus loin. Ceci permet de mettre en évidence très précisément des points chauds et d'apprécier le dégagement thermique.

Source de renseignements appréciable en électronique dans un domaine de température ne dépassant en général pas 150 °C, l'infratrace 801 se révélera d'une grande utilité pour des relevés concernant l'isolation thermique, dans l'industrie en général, pour matérialiser des points chauds sur des machines qui sont souvent une source de pannes ou de fonctionnement défaillant ; il rendra de nombreux services en automobile aussi.

Pour des pointages très précis, on peut le fixer très facilement sur un pied du genre de ceux utilisés en photo. Il suffit de retirer la dragonne solidarisée à la poignée par une vis de diamètre et pas standards.

Une sortie jack autorise le raccordement à un voltmètre externe d'impédance minimum 100 kΩ.

Ce peut-être un enregistreur, une seconde unité d'affichage à distance, voire une carte d'acquisition pour transférer les données sur un microordinateur et ainsi procéder à un contrôle dans le temps. L'autonomie avec le pile 9 V type 6F22, atteint 12 H, une mise en garde signalant par le sigle LOBAT sur l'afficheur à cristaux liquides la fin de durée de vie.

Toutefois il est possible d'utiliser la source secteur annexe (transformateur) fournie avec les accessoires dans la malette système.



Le 801 offre une prise en main agréable. La dragonne correctement placée évitera bien des chutes dans des positions difficiles.

Un jeu de cordons jack vers fiches banane mâles plus pinces croco est aussi fourni pour interfacer l'infratrace à n'importe quel voltmètre ou multimètre de plus de 100 kΩ d'impédance d'entrée, autrement dit quasiment n'importe quel système électronique à affichage digital. Le constructeur a eu le bon goût d'utiliser des douilles normalisées qui ne posent aucun problème d'adaptation.

Nous avons pu constater sur plusieurs multimètres digitaux la fidélité de la transmission, ceux-ci en position voltmètre calibre 2 V donnant exactement la même valeur que celle de l'afficheur du 801.

Les filtres IR adoptés pour l'infratrace 801 ont été optimisés pour obtenir une transmittivité correcte en ambiante normale, c'est-à-dire dans la bande de longueurs d'ondes où l'atténuation est minimale en atmosphère courante : de 8 à 14 μm.

De plus il est, par l'utilisation de cette fenêtre, insensible aux sources à haute énergie (comme le soleil) dont le spectre est décalé vers l'infrarouge proche et même dans le visible et au-delà.

De tels brouilleurs ne provoqueront qu'une erreur minimale, négligeable devant l'erreur intrinsèque de l'appareil.

Les quelques précautions à prendre en exploitation courante consistent :

1) A ne pas pointer l'appareil vers des sources plus chaudes que la capacité maximale (800 °C).

Cela pourrait endommager irrémédiablement le capteur.

2) A attendre quelques minutes après des mesures de hautes températures que le détecteur "récupère", faute de quoi les relevés intermédiaires pourraient s'avérer erronés.

3) A bien positionner, en mesure de température, le réglage d'émissivité du corps visé pour obtenir un résultat correct. Lorsque l'on ne cherche pas une mesure absolue mais que l'on souhaite augmenter la sensibilité on peut d'ailleurs régler le potentiomètre sur 0,2.

Des différences de températures de 0,2 °C peuvent alors être mises en évidence au détriment de la validité de la valeur absolue.

Conclusion

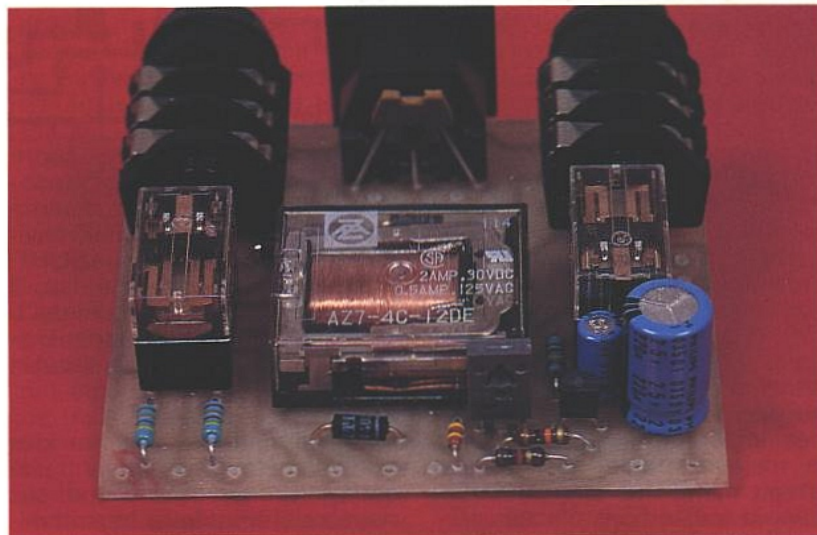
L'infratrace 801 est un appareil de constitution robuste livré dans une malette antichocs avec tous les accessoires indispensables.

Pour un prix de 11 580 F H.T. qui nous paraît justifié eu égard à la qualité de fabrication et aux possibilités offertes, son futur acquéreur pourra explorer un domaine d'investigation riche d'enseignements.

Rappelons que KANE-MAY outre le 801 propose une gamme de huit modèles couvrant différents besoins spécifiques dont un modèle sécurité intrinsèque, 800 IS, pour les ambiances dangereuses et le 2000 qui opère dans les hautes températures (600 à 2 000 °C) avec une réponse spectrale comprise entre 2 et 2,5 μm.

5 modules utiles pour la sono et le studio

Venant compléter les 7 modules proposés le mois dernier, voici encore 5 cartes remplissant des tâches fondamentales : 3 correcteurs de tonalité (2 mono, 1 stéréo) et 2 petits automatismes (PEE et MEMO), toujours au standard 19 pouces 2 U.



plierons pas éternellement cette formule "cadeau" : 12 réalisations pratiques en deux mois, même si elles sont simples, c'est beaucoup de travail !

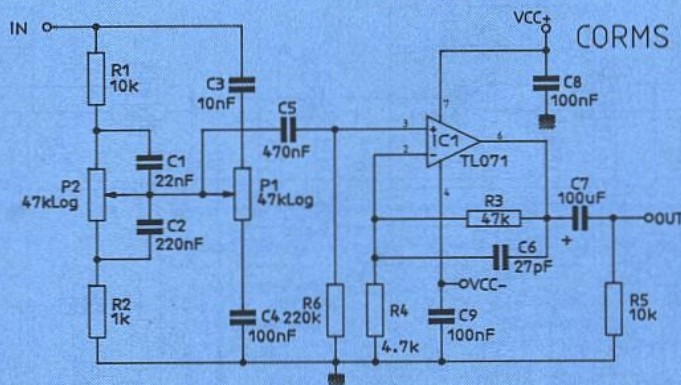
Cette fois encore, les cartes portent des noms bizarres :

CORMS = Correcteur Mono Simple, CORMP = Correcteur Mono Programmable, CORST = Correcteur Stéréo, PEE = Pré-Ecoute Evoluée, MEMO = relais MEMOrisé.

CORMS

C'est un petit correcteur monophonique de type passif, suivi d'un ampli non inverseur. Le schéma **figure 1** est d'une simplicité déroutante mais doit pourtant retenir votre attention sur deux points :

Comme le mois dernier, nous avons cherché à satisfaire les demandes les plus fréquentes. Bien entendu, cette collection n'est pas limitative, mais comme aucun de ces modules ne justifiait à notre avis un article dédié, nous avons préféré grouper ces quelques cartes sur deux numéros. D'ici la fin de l'année, nous vous proposerons encore 6 ou 7 modules en une fois, de quoi répondre à la majorité de vos exigences. Nous avons déjà 3 cartes en tête et les autres seront issues de vos prochaines suggestions. Toutefois, nous conseillons vivement aux lecteurs intéressés par le sujet de conserver soigneusement ces deux numéros d'Electronique Radio-Plans, car nous ne multi-



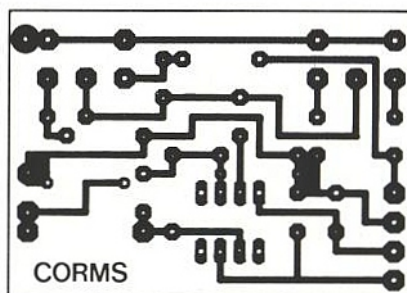
NOMENCLATURE CORMS	
RESISTANCES	CONDENSATEURS
R1=R5=10k	C1=22nF
R2=1k	C2=0.22uF
R3=47k	C3=10nF
R4=4.7k	C4=C8=C9=0.1uF
R6=220k	C5=0.47uF
POTENTIOMETRES	C6=27pF
P1=P2=47k Log	C7=100uF25V
	CIRCUIT INTEGRE
	IC1=TL071

Figure 1

1) Pour fonctionner correctement, ce montage doit être attaqué à basse impédance. Il faudra donc veiller à ce que cette exigence soit respectée par l'étage placé en amont. Suivant les cas, un ampli adapté sera parfois nécessaire. Si on sort d'un SMM 20 (15-16-17) et qu'on place une éventuelle insertion après correcteur, il n'y aura rien à changer. Par contre si la source est inconnue, il sera préférable d'adapter et au besoin de jongler avec phase ou phase inverse. En effet, les trois correcteurs proposés ici ont la particularité de ne pas être inverseurs, ce qui permet donc d'ajouter une clé "flat". Si la source doit être inversée, on montera un tampon inverseur avant la clé ; si elle est à haute impédance ce sera un tampon non inverseur (toujours avant la clé), et si elle est à basse impédance on ne changera rien. Notre principe étant de se débarrasser au plus vite des bas niveaux et des impédances élevées, dans la majeure partie des cas on n'aura rien à changer. Attention donc aux insertions placées pré-correcteurs qui, par défaut, imposeront une adaptation d'impédance.

2) Ce type de correcteur permet des relevés et affaiblissements de 15 dB et "ratisse" large comme nous le constaterons au vu de la courbe donnée figure 8. Il est possible de donner du gain à cet ensemble en jouant sur la valeur de R4. Ainsi avec $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$, le gain est de 20 dB auquel on peut retirer l'affaiblissement du correcteur en position flat (soit 15 dB), donc

Figure 2



telle qu'est montée notre maquette, un gain de 5 dB environ est donné entre IN et OUT. Pour permettre une clé flat, il faudrait que ce gain soit de 0 (donc 15 dB dans IC1), soit $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 8,4 \text{ k}\Omega$ (U_s/U_e pour 15 dB = 5,6).

Pour permettre au centre des potentiomètres d'obtenir une courbe droite, il faut que ces derniers suivent la loi logarithmique. Ainsi, on obtient une particularité également intéressante : 90° avant le 0 et 90° après, on a agi sur environ $\pm 6 \text{ dB}$. Les corrections maxi et mini sont assez brutales, mais comme on devrait y faire appel le moins souvent possible, on bénéficie d'un étalement très souple et doux dans la zone utile.

Le CI et l'implantation de CORMS sont donnés figure 2. Au cas où on ne l'aurait pas remarqué P1 dose les fréquences hautes, et P2 les basses.

CORMP

Le schéma de CORMP est visible figure 3. L'option "P", ou programmable, est prétentieuse mais il sera possible quand même de choisir — voire faire glisser — fréquence et sélectivité des deux cellules. C'est un schéma que nous exploitons avec succès depuis bien des années, et que nous avons forcé ici à nos exigences afin d'en réduire le coût par blocage de la sélectivité et de la fréquence.

Si on coupe le schéma au niveau de C5, on reconnaît deux sections sensiblement identiques : celle de gauche est une version réduite de celle située à droite. Nous vous avons déjà présenté ce schéma, et on sait que la fréquence centrale du filtre peut être modifiée en changeant par exemple $C_3/R_8/R_9/C_4$ pour le filtre de gauche. Il n'est pas nécessaire de toucher à C_3/C_4 ou C_8/C_9

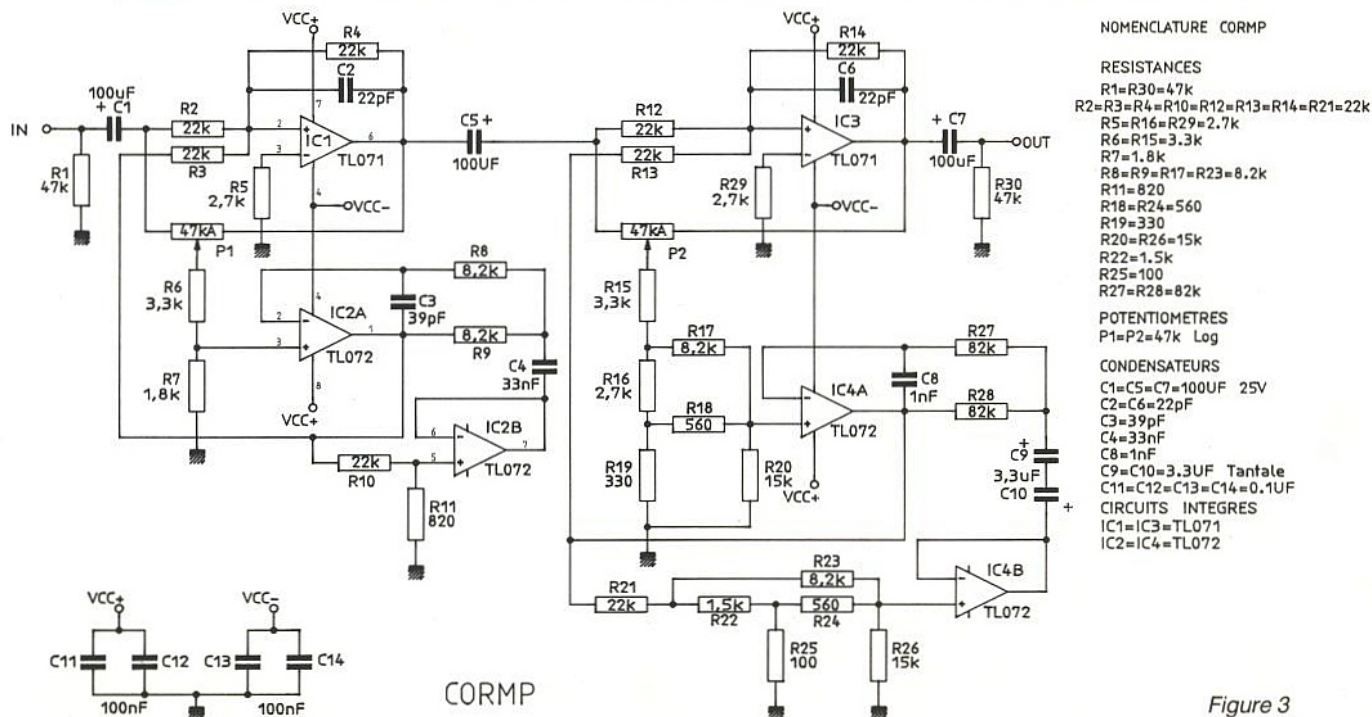
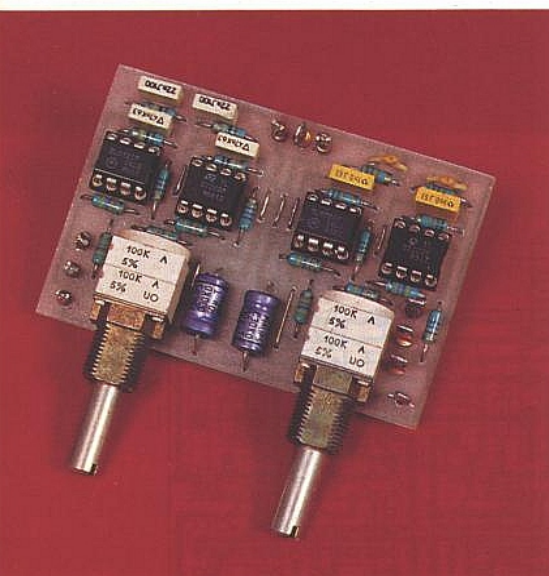
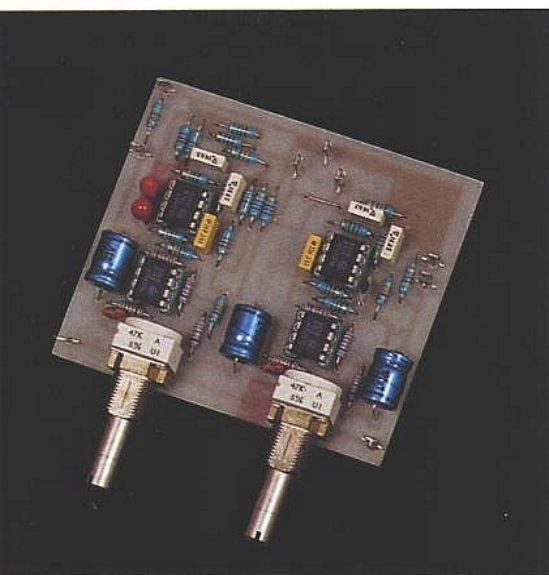


Figure 3



+ C₁₀, pour couvrir toute la bande audio. Ainsi, pour la cellule de gauche, en ne faisant varier que R₈ et R₉ entre 4 et 100 kΩ, on déplace le filtre de 30 kHz à 1 kHz. Idem pour la cellule de droite (R₂₇/R₂₈) qui dans les mêmes conditions passe de 1 kHz à 40 Hz. On retrouvera la formule de calcul à la **figure 7**. Comme R₈ = R₉ et R₂₇ = R₂₈, on peut remplacer ces

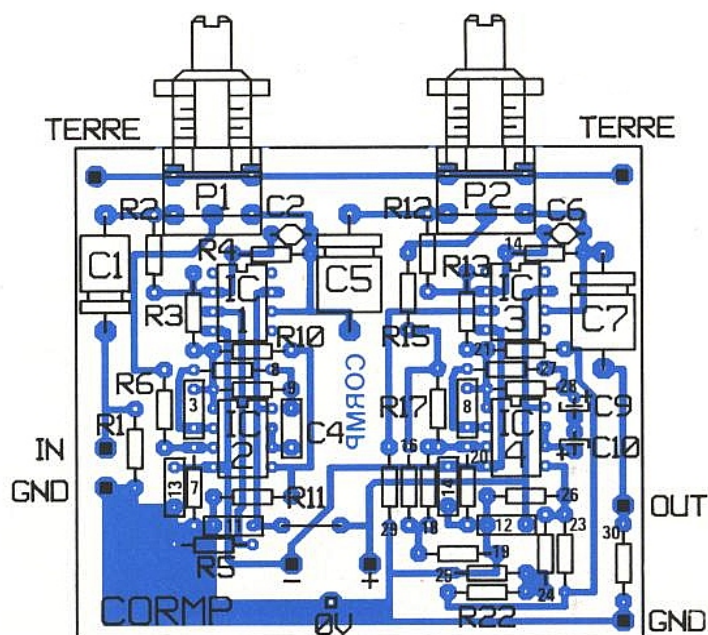
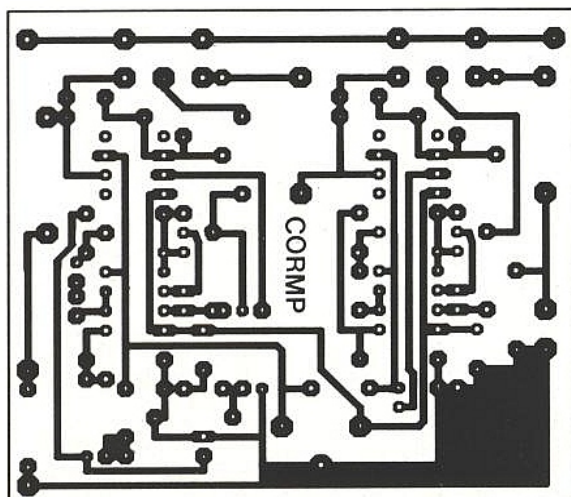
couples par des potentiomètres doubles de 100 kΩ, et faire varier alors dans de grandes proportions la fréquence centrale des filtres. Pour notre part, nous avons constaté en utilisant un modèle totalement paramétrable, que sauf cas particuliers notre cellule de grave était centrée sur 50 Hz avec une sélectivité assez forte, et celle d'aigu sur 16 ou 18 kHz avec un faible coefficient de surtension. A l'écoute les graves sont fermes, ne bavent pas sur le médium, et les aigues sont fines et douces. Partant de cette constatation, nous avons pensé réduire notre correcteur paramétrable en le figeant dans ces conditions.

L'économie est substantielle tant en place qu'en coût (deux potentiomètres duo disparaissent) et l'intérêt non négligeable. Les potentiomètres de 10 kΩ duo agissant sur la sélectivité du filtre ont été remplacés par des jeux de résistances fixes : R₁₇ + R₁₈ et R₂₃ + R₂₄ pour la cellule grave (à droite). Pour cette dernière nous n'avons pas cherché à réduire au maximum afin de permettre des modifications aisées. C'est en effet pour les basses que les modifications fréquence/Q sont les plus délicates à choisir.

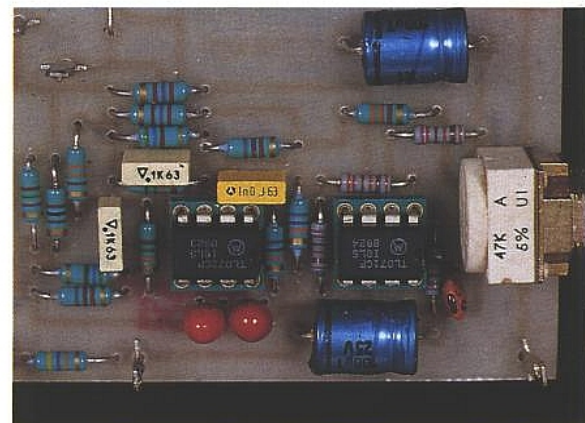
Pour la cellule aigue, la simplification a été faite d'office car une grande largeur de bande nous semble indispensable : c'est un correcteur universel que nous construisons, pas un égaliseur ! Cet ensemble a été implanté comme le prouve la **figure 4**. Chacun fera à sa guise, simplifiant encore ou adjoignant des commandes supplémentaires.



Figure 4



La réalisation ne doit poser aucun problème, à condition de bien suivre la nomenclature. Nous reparlerons des résultats un peu plus loin en examinant les courbes obtenues suite à deux modifications F/Q (voir paragraphe : résultats).



CORST

Ce troisième et dernier correcteur est d'un type moins sophistiqué que le précédent, mais implanté en version stéréo HD (haute densité...). Lui aussi étant un modèle connu et classique, nous ne nous étendons pas sur son schéma donné **figure 5**. Une seule voie est représentée (toujours deux filtres) et il faut en doubler le contenu pour obtenir une carte CORST. Bien entendu deux cartes CORST c'est un égaliseur 4 bandes stéréo, et un rack 19 pouces 1 μ cette fois peut en contenir aisément quatre, constituant un égaliseur 8 bandes stéréo tout-à-fait cohé-

rent, surtout si on pense à éliminer par clé les PAIRES non utilisées. Attention toutefois au fait qu'il n'est pas prévu de condensateur de liaison, ni en entrée ni en sortie. Si on insère cette (ou ces cartes) entre MEL et HD (se reporter au numéro précédent) il n'y a aucun risque. Pour une utilisation en autonome, il sera bon de les ajouter.

Malgré les 7 straps par carte, l'auteur est assez satisfait de l'implantation **figure 6** : les fidèles doivent se rappeler de la version ODDY, faite d'une carte mère et de ce qui correspondrait ici à 4 cartes perpendiculaires. L'expérience, plus l'informatique qui permet de bouger, coller, couper, et surtout oser avant de produire a du bon !

La **figure 7** donne les formules et conditions utiles aux calculs des filtres de CORST et CORMP, afin de bricoler à souhait ces cartes dont le paragraphe suivant va illustrer les effets.

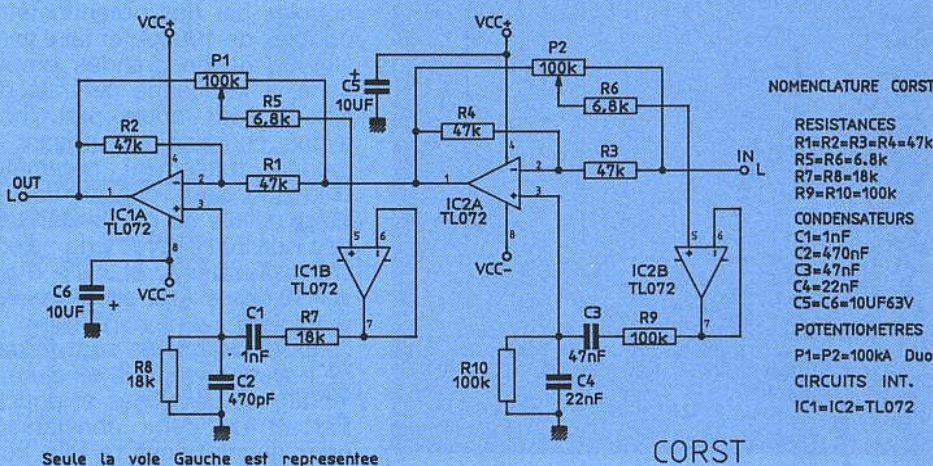
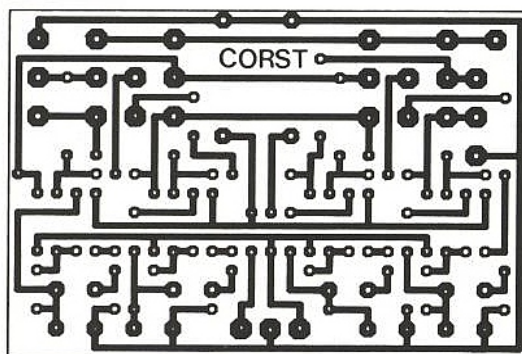


Figure 5

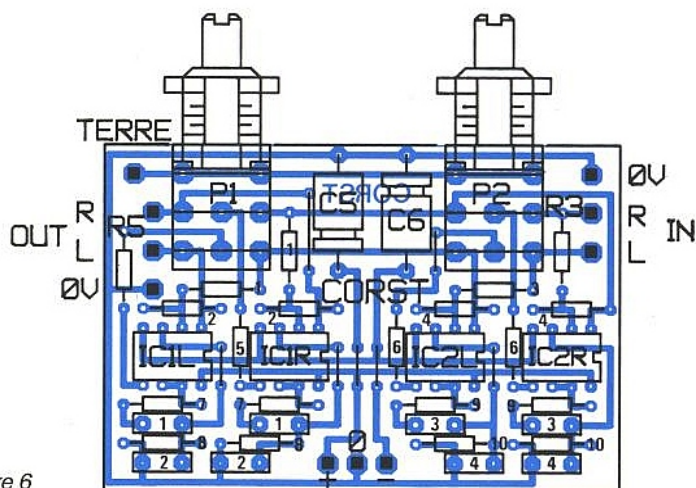


Figure 6

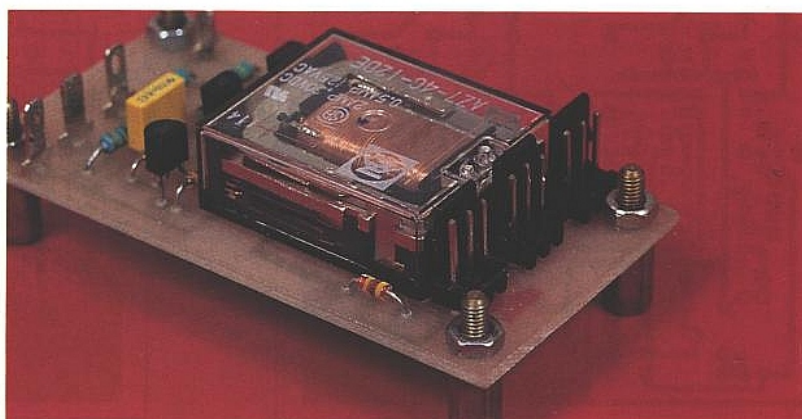
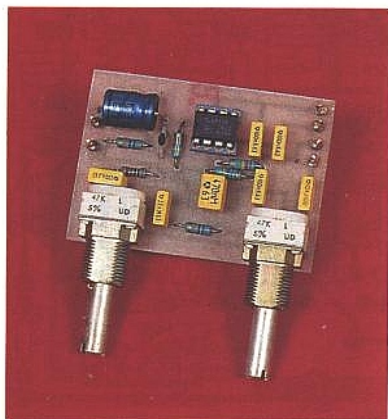
RÉSULTATS

Nous avons tracé quelques courbes (manuellement) de ces correcteurs. Le cadre est une échelle logarithmique élargie spécialement tracée pour les relevés faits à partir des 64 fréquences de MARC. **Figure 8**, on peut observer 4 courbes principales : celles qui sont extérieures (enveloppe) reproduisent les

résultats obtenus avec CORMS, soit "deux vagues larges". Ce que ne dit pas ce genre de tracés (relevés point par point sur nos maquettes), c'est la relation entre la position physique du potentiomètre et son efficacité. En fait, CORMS est très doux sur 180°. C'est sans doute ce qui fait son charme, mais se voulant universel, il faut avouer qu'il n'est idéal que rarement. Comme il est un

peu coûteux on le retrouve souvent dans le matériel grand public, mais c'est le genre de correcteur qui ne permet pas de remonter l'extrême grave sans charger le bas médium.

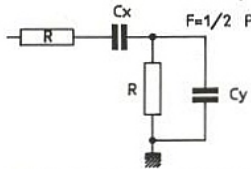
Toutefois il peut rendre service et comme il est très facile à construire, il ne faudra pas manquer de l'écouter.



conditions : CORST

$Cx=2mCy$

$F=1/2 \text{ PI } \sqrt{Cx/Cy} \sqrt{R/R}$



conditions : CORMP

$R17=R23$

$R18=R24$

$R17+R18=R23+R24=10K$

$Cy=120000mCx$

$F=1/2 \text{ PI } \sqrt{Cx/Cy} \sqrt{R/R}$

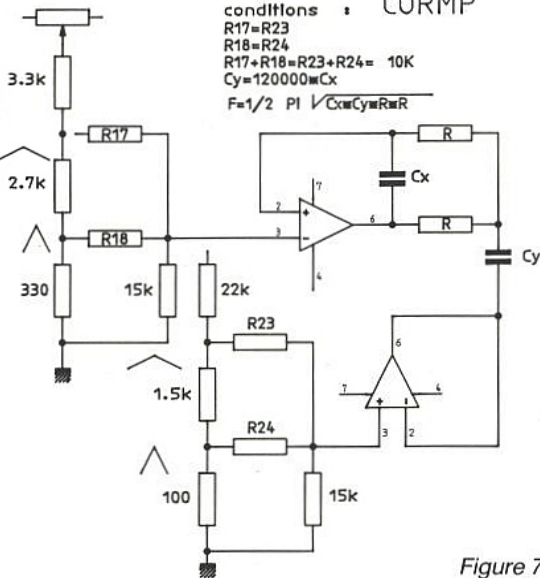


Figure 7

Dans le même cadre, CORST a été enregistré avec les valeurs offertes dans la nomenclature, soit 50 Hz, 13 kHz. Tout de suite on remarque une sélectivité beaucoup plus forte qui laisse un plateau allant de 300 Hz à 1,5 kHz quelle que soit la correction appliquée. On remarquera qu'il ne faut pas choisir n'importe quelle fréquence, car étant très pointus les relevés ou affaiblissements peuvent conduire à des sons très désagréables : exemple, filtre à graves à 200 Hz et d'aigues à 2 kHz ! Sauf pour un instrument, un tel correcteur sur une ligne stéréo serait totalement imbuvable.

La figure 9 quant à elle présente deux choix effectués sur CORMP.

Le premier utilise les valeurs suivantes : $R17 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R18 = 3,3 \text{ k}\Omega$ (sélectivité élargie sur la cellule grave) et $R8 = R9 = 12 \text{ k}\Omega$, soit une fréquence centrale de 11,5 kHz pour la partie aigue.

On peut voir les résultats sur la courbe N° 1, en relevés et affai-

blissements. Puis nous avons mis enfin les valeurs prévues dans la nomenclature, soit $R17 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R18 = 560 \Omega$ et $R8 = R9 = 8,2 \text{ k}\Omega$ (courbe N° 2). Le filtre de basses est plus pentu (environ 12 dB/oct) et le correcteur d'aigues a été déplacé vers 16,5 kHz ce qui permet un plateau central d'environ deux octaves.

C'est ce qui nous convient le mieux sur une ligne micro, et n'est pas ridicule du tout pour une modulation pré-enregistrée et musicale.

De toute façon c'est affaire de goût et vous avez pu constater qu'il était facile d'intervenir sur les paramètres. On pourra d'ailleurs faire des essais avec des potentiomètres reliés par fils à la carte, et implanter ensuite les valeurs convenant le mieux.



Figure 8

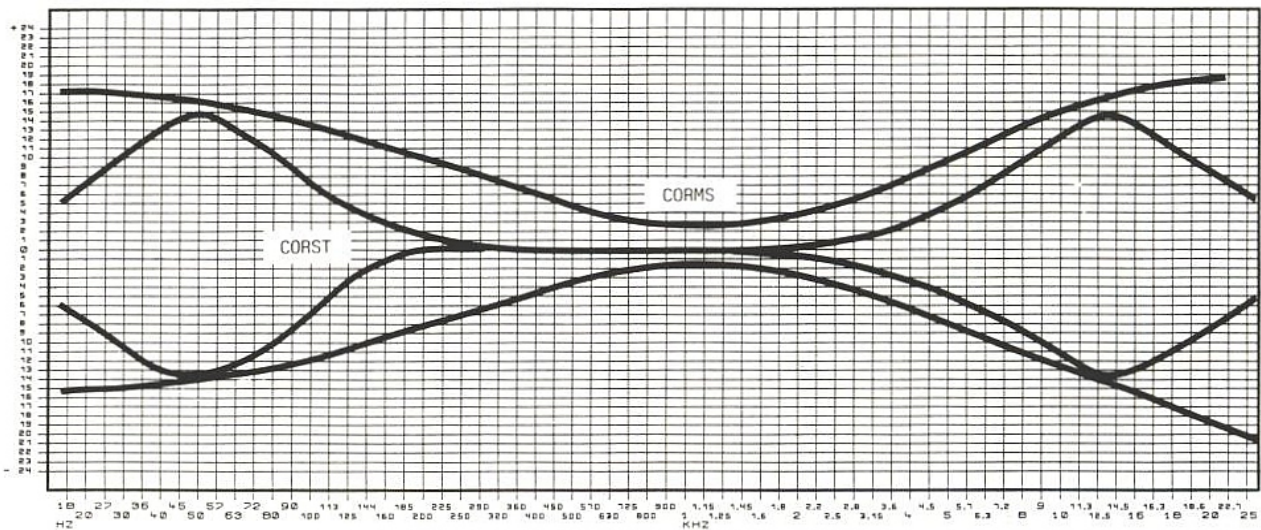
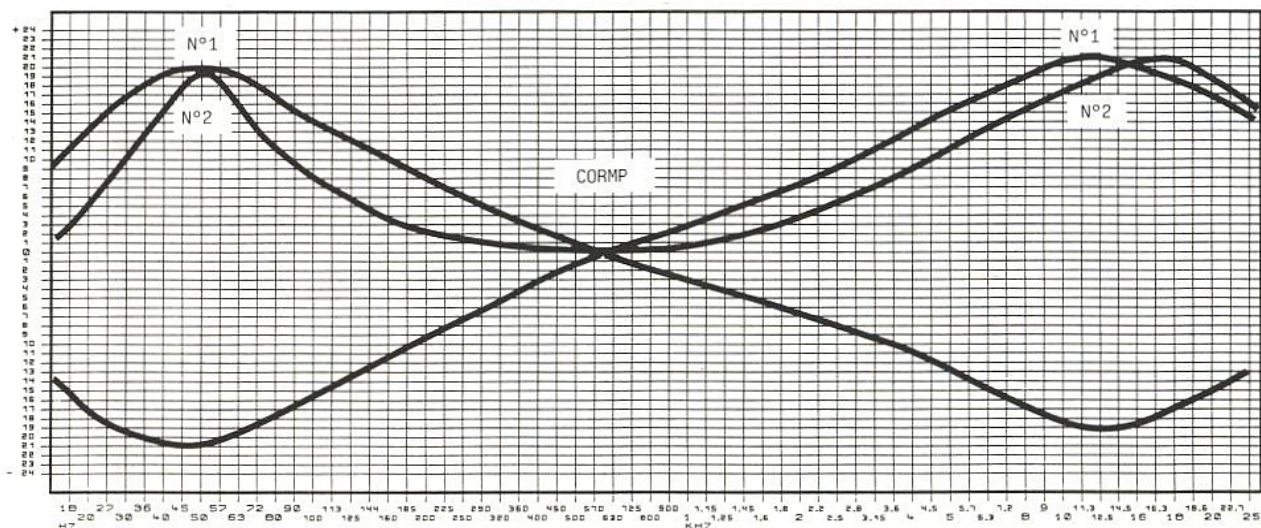


Figure 9



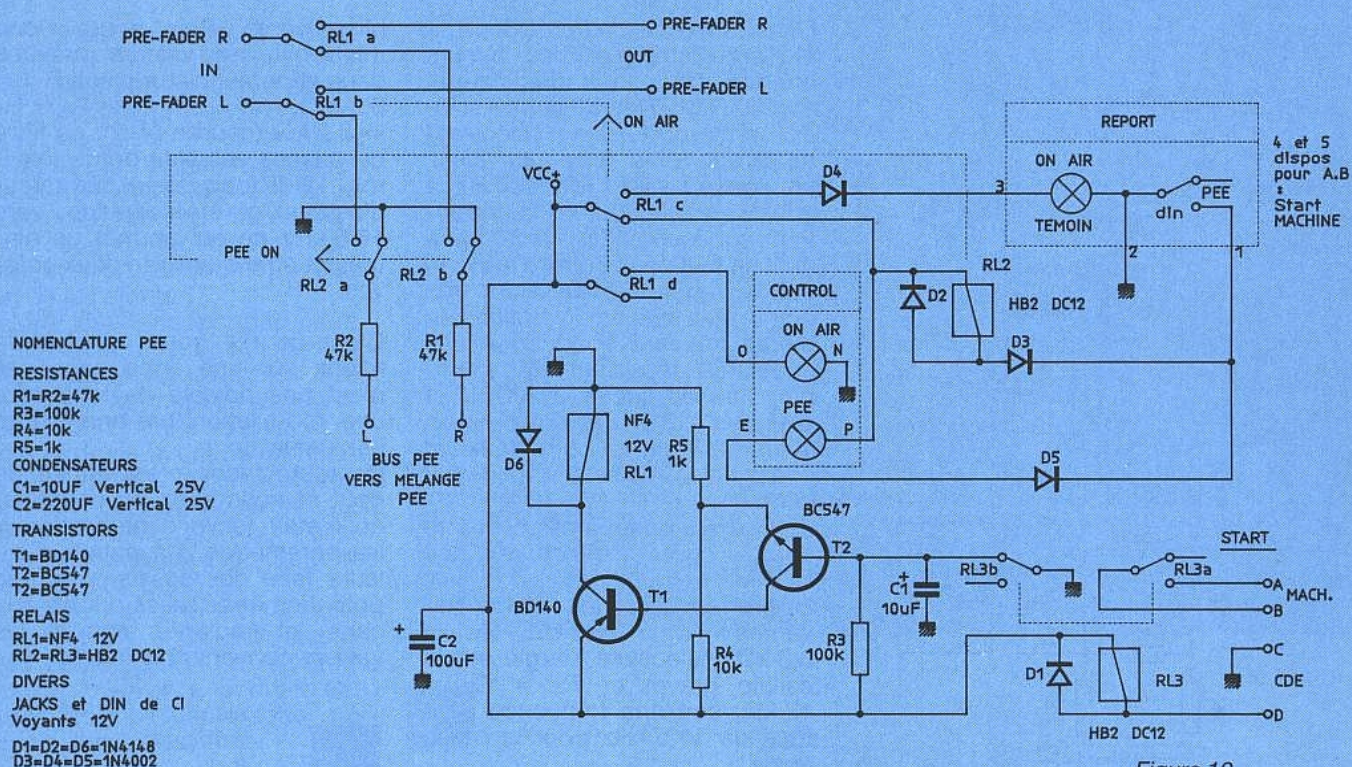


Figure 10

PEE

Ce quatrième module est différent des précédents, et fait partie des petits automatismes que l'on peut ajouter à une installation afin d'en augmenter considérablement le confort d'utilisation.

Que fait PEE ? Son travail consiste à gérer une ligne de pré-écoute machine, et à envoyer et recevoir tous les acquittements utiles. Les commandes sont réduites au maximum : un poussoir - si possible lumineux - est placé à côté de la machine concernée (cadre REPORT de la figure 10).

Deux voyants marqués ON AIR et PEE sont situés au-dessus de la console. C'est tout ! On utilise la commande de machine existante (contact fader par exemple), mais si besoin était, on pourrait très bien la créer avec un simple inter. Le principe est simple : si on commande le lancement d'une machine depuis la console, ON AIR s'allume et la pré-écoute est impossible, même si PEE a été enfoncé. Le voyant lumineux de PEE s'allume et indique à l'opérateur que la machine est ON AIR. C'est déjà très pratique pour éviter d'y toucher par inadvertance. Dès que la machine est au repos, la pré-écoute est possible et si PEE est enfoncé, un témoin prévient de cette action l'opérateur qui est à la console. Le plus simple pour détailler le fonctionnement de cette petite carte est encore de dérouler la séquence.

Séquence

Cde START console ON = RL3 collé.

RL3 a = report immédiat start machine.

RL3 b = départ tempo RL1. Lorsque C1 est chargé par R3, RL1 colle d'où 4 opérations.

1/ ON AIR control s'allume (RL1 d)

2/ ON AIR REPORT s'allume (RL1 c)

3/ et 4/ RL1 b et a relie InL/OutL et InR/OutR

Donc : une commande d'ouverture de voie allume les témoins ON AIR et boucle les entrées et sorties après un temps déterminé par R3 et C1 alors que le départ de la machine est synchro avec la commande start de la console. Cette tempo permet donc à la machine concernée de prendre sa vitesse avant que la modulation ne parte en diffusion. On notera que RL1 c a désalimenté RL2.

Cde START console OFF =

RL3 est au repos. RL3 b force la décharge de C1 et RL2 est alimenté côté + VCC : arrêt machine.

RL1 se trouve au repos donc les témoins ON AIR sont éteints. Par contre, RL1 c offre à RL2 la possibilité de coller si l'inter de pré-écoute PEE (report) est fermé.

Si c'est le cas, un renvoi annonce la PEE active sur control. Comme au repos RL1 a et b proposent à RL2 les modulations R et L, si RL2 est collé, le bus PEE reçoit ces modulations : on est alors

sur pré-écoute avec signalisation à la console.

Supposons maintenant que l'on boucle cde start. Les indicateurs passent ON AIR et la pré-écoute même enclenchée se voit désactivée.

Ainsi, ON AIR est prioritaire et il est impossible de faire une pré-écoute sur une machine qui est dans cet état. Un voyant le signale alors à l'opérateur chargé des calages.

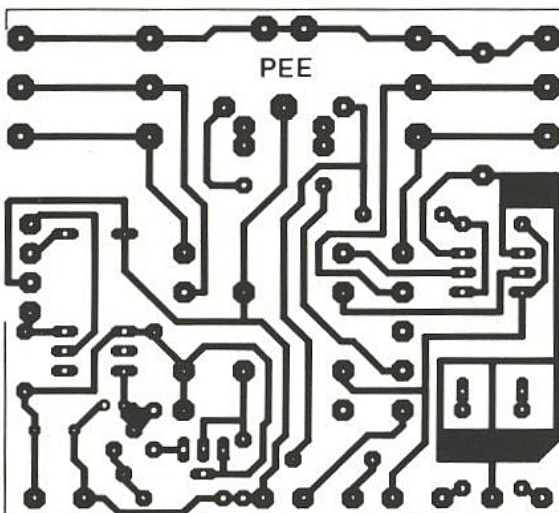
On constate donc qu'un calage qui ne serait pas terminé peut quand même être pris en main par la console (c'est un point délicat mais voulu). Par contre, une pré-écoute n'est possible QUE si la machine est OFF AIR. Côté audio, le bus PEE n'est sollicité qu'à une double condition : OFF AIR + PEE commandé.

Pour ce qui a trait au point délicat précédemment évoqué, c'est un choix délibéré car on suppose qu'il y a un dialogue entre les acteurs. En effet, on aurait pu aisément interdire la prise ON AIR si PEE était encore commandé. C'était s'engager dans une impasse si par mégarde le "caleur" avait oublié de couper PEE une fois son travail exécuté. Nous avons considéré le cas plus classique suivant : l'ingénieur du son sait ce qui se passe autour de lui, et s'il voit deux tensions PEE allumées devant ses yeux alors qu'il n'a qu'un seul assistant, il peut dire sans

se retourner : "tu cales quoi pour l'instant ? Pense à fermer l'autre s'il te plaît".

En cas de calage à la dernière minute, les deux opérateurs savent de quoi il retourne. Ainsi le caleur peut annoncer "prêt" et couper ensuite plus calmement PEE sans que le départ ON AIR ait subi le moindre retard (tempo exclue). C'est un choix personnel.

S'il ne convenait pas, les modifs seraient mineures. Le but à obtenir étant un blocage de RL3 par RL2, rien de plus facile : au lieu de proposer de boucler le point D avec C (0 V), il suffirait de remplacer C par le contact repos de pré (report). Toutefois, cette solution est dangereuse et demande un fil de plus dans la liaison report.



Réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation sont révélés figure 11. Attention au strap placé sous J1. La commande de démarrage pour la machine est disponible aux points A et B, mais il est également prévu (en utilisant pour J3 une DIN 5 broches) de rejoindre les deux broches supplémentaires par les cosses placées au dessus de D4. Notre maquette est très légèrement différente du dessin : c'est un proto avant modifs...

Comme convenu, cette carte est prévue pour se monter en face arrière d'un rack 2U. On choisira de préférence un modèle pas trop profond et les indications PEE et ON AIR seront seules en face avant, sauf si vous souhaitez ajouter une commande de démarrage.

Bien entendu, les sorties MEL sont à raccorder à une carte

MEL, suivie éventuellement d'une carte HD (voir précédent numéro). Le 12 V nécessaire sera prélevé sur la carte ALIM que nous avons également prévue. Un inter lumineux de bon format sera la seule commande mise à disposition vers la machine. Si le sujet vous concerne, faites l'essai PEE ! Il y a de fortes chances pour que toutes vos machines soient rapidement équipées de ce système, tellement il facilite la vie.

MÉMO

Avant de conclure, encore une petite carte à mettre dans la boîte à idées.

De quoi s'agit-il ? Tout simplement d'une commutation à relais auto-entenu, mais commandée par des impulsions. Ces dernières pourraient être soit issues

d'une programmation logique des plus évoluées, soit plus simplement, d'une "modeste" combinaison à diodes.

Voyons le schéma figure 12. L'élément principal est RL1. Nous l'avons prévu à 4 inverseurs au cas où : 1 auto-entretien, 2 commutation audio (ou SSM 2402), 3 cde machine, 4 signalisation.

Mettons en route le système avec ON et OFF en l'air. T3 rendu passant par R3 offre le + 12 V à RL1, mais le nœud D3 - D4 - D5, n'est pas en position pour offrir le 0 V qui permettrait à RL1 de coller. Ce dernier est donc au repos. Supposons maintenant une impulsion ON. Par la bobine de RL1 et D3, le collecteur de T1 est porté (à peu de choses près) à + 12 V. Si la commande ON est activée, T1 devient passant et porte le nœud principal à 0 V.

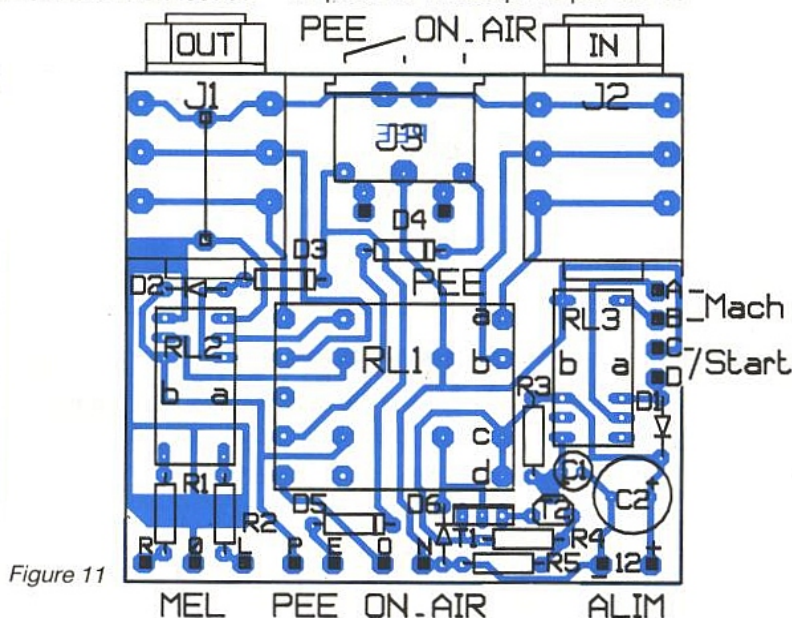


Figure 11

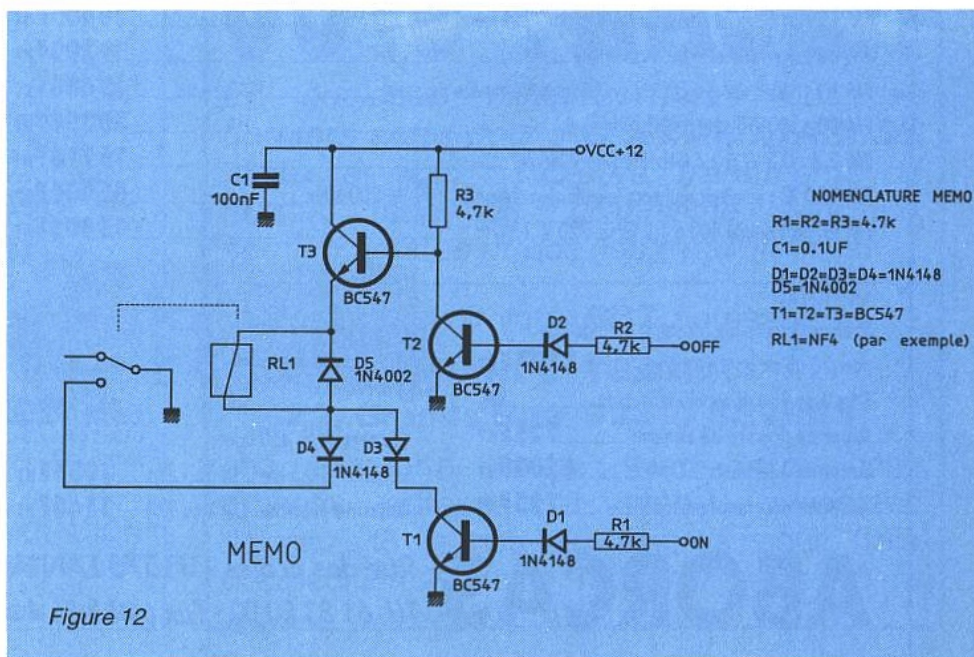


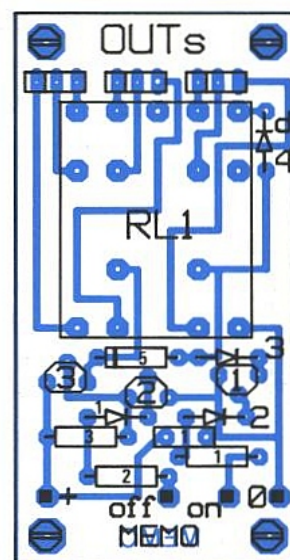
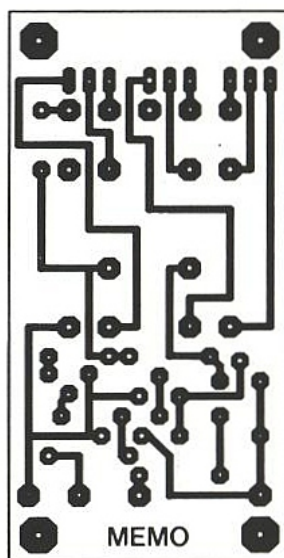
Figure 12

RL₁ colle et un de ses inverseurs mémorise l'action : la commande ON peut disparaître, le relais est auto-maintenu. Une seconde impulsion ON ne changerait rien. Par contre, une impulsion OFF va modifier l'état : T₂ va porter la base de T₃ à 0 V (le bloquant) pour désalimenter RL₁ du + 12 V. Comme RL₁ bascule, le contact auto-maintenant disparaît et l'impulsion OFF suffit à changer l'état.

On peut remarquer que la programmation peut être désalimentée une fois les commandes envoyées et que si deux impulsions simultanées OFF et ON étaient envoyées par accident, OFF serait toujours prioritaire (ce qui en soit est intéressant).

Il n'est pas vraiment utile d'énumérer toutes les astuces que l'on peut tirer de cette petite carte, nous vous réservons d'ailleurs une surprise très prochainement, utilisant ce principe. Pensez quand même qu'une astucieuse programmation à diodes peut permettre des commutations extrêmement complexes, des initialisations (RAZ), etc...

Figure 13



CONCLUSION

Vous voici en possession des 12 modules annoncés. Faites en bon usage.

Pour le mois prochain nous vous réservons une surprise, et comme c'est une surprise on n'en dira pas plus.

Jean ALARY

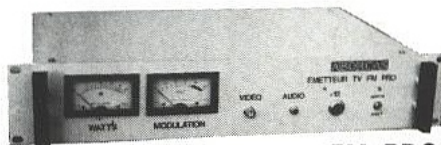
EMETTEUR TV DE VIDEO SURVEILLANCE/ETK'

Modulation de fréquence couleur Pal-Secam son + image (fourni avec son récepteur)

FM Rob : spécial robotique, 12 V (sans son)	12 732 FHT
FMPRO : 4 WHF, 980 MHz, 12 V (au-dessus fréquence radiotéléphone)	24 450 FHT
FM 5-12 : 5 W réel à 980 MHz, alimentation 12 V voiture	13 600 FHT
FM 20 K' : émetteur seul pour télédiffusion Outremer, 20 W, 800 MHz	28 000 FHT
FM 10 : 10 W réel de 980 MHz à 1,3 GHz synthé, 12 V continu	16 020 FHT
FM 10 K' : émetteur seul pour télédiffusion outre-mer, 10 W, 500 MHz	26 600 FHT
FM 20 : 2 WHF réel, 980 MHz synthé	19 392 FHT
FM 1 : 1 WHF réel à 1,3 GHz synthé (autorisé service amateur)	13 600 FHT
FM 40 : 50 WHF réel à 980 MHz synthé	30 354 FHT
FM 2,4 : 0,5 W à 2,4 GHz (fréquence légale)	18 718 FHT
FM 100 K' : émetteur seul pour télédiffusion outre-mer, 100 W, 200 MHz	56 000 FHT
FM large : bande 800 à 1,2 GHz, 220 V, 1 WHF	15 800 FHT

OPTIONS

Préampli réception à Asga 0,8 dB de bruit pour 20 dB de gain avec filtre	2107 FHT
Son 2 ou 3 voies ou télécommande	NC
Antenne directive 23 éléments	725 FHT
Antenne 3 éléments 200 MHz	1 200 FHT
Antenne pour mobile magnétique	725 FHT



FM PRO

Caméra N/B 450 lignes, sensibilité 0,05 lux	3 035 FHT
Antenne étanche 1/4 λ ou 9/4 λ	1146 FHT

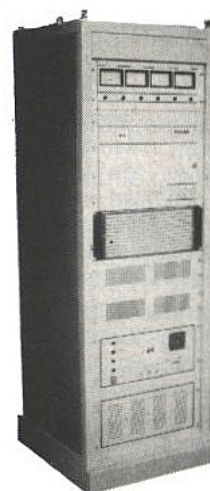
ABORCAS

Rue des Ecoles - 31570 LANTA
Tél. 61 83 80 03 - Fax 61 83 36 44

RADIO LOCALE

Pont 1 GHz 2 GHz 10 GHz

Documentation couleur : 30 F



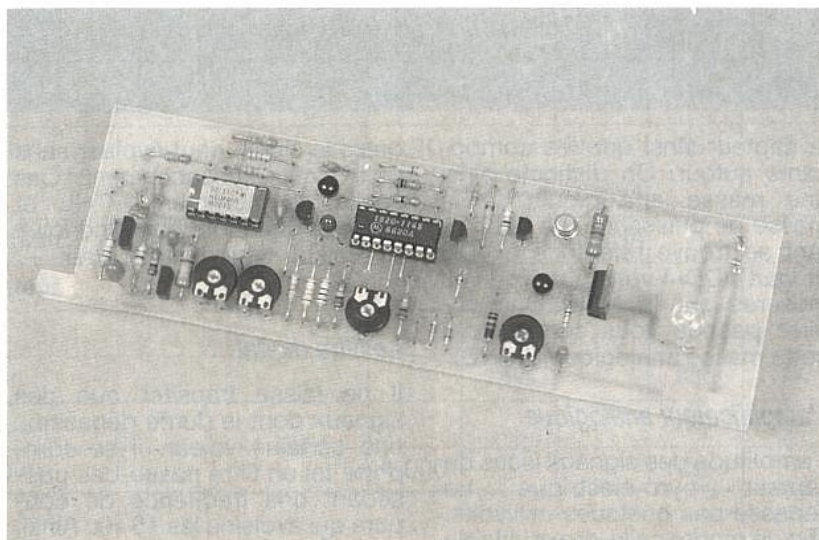
AMPLI
2 kW

PONT 1 GHz



Une sentinelle solaire

Comme annoncé lors de notre publication sur l'énergie solaire, voici une réalisation exploitant les caractéristiques d'un panneau photovoltaïque SOLEMS. Il s'agit d'un éclairage, dont l'allumage est déclenché lors du passage d'un individu dans une zone surveillée par un capteur pyro-électrique. Afin de rendre l'ensemble autonome et donc de le placer dehors où bon vous semble, nous lui avons adjoint un panneau solaire couplé à un accumulateur.



Nous vous le présentons dès notre numéro de septembre 90, le MODEC (MOTion DEtection Control) fabriqué par HEIMAN (filiale de SIEMENS), représente le cœur de notre montage. Il permet, grâce à la circuiterie complète qu'il abrite, de mettre en œuvre un automatisme performant. Couplé à un senseur pyro-électrique, il peut être utilisé comme interrupteur automatique ou tel un détecteur passif dans une centrale d'alarme. Son intégration poussée autorise une configuration simple et peu encombrante. Le MODEC exploite également deux modes de déclenchements dont l'un destine le circuit à évoluer plus particulièrement dans des milieux parasites.

PRINCIPE DE LA DÉTECTION DE PERSONNE

Il existe diverses méthodes permettant de détecter les mouvements d'un individu dans un périmètre surveillé (pyro-électricité,

oscillateurs à cavité...). Lorsque l'on désire repérer des variations de chaleurs dues au déplacement d'une personne, on exploite les caractéristiques pyro-électriques d'un capteur portant le même nom. Un tel capteur se trouve représenté en **figure 1**. Il contient un matériau possédant des propriétés pyro-électriques ; c'est-à-dire que cet élément produit une tension lors de sa dilatation thermique. Le signal récolté sur les électrodes du cristal transite via un FET, afin de l'amplifier ou bien d'en abaisser l'impédance, selon la configuration retenue (source ou drain commun). Trois connexions sont alors disponibles sur le boîtier. Nous n'allons pas nous apesantir sur le sujet, car l'étude des capteurs pyro-électriques fût l'objet d'un article publié par l'auteur, dans le numéro 505 d'Electronique Radio-Plans.

Description du MODEC

Il se présente sous la forme d'un boîtier dual in line en céramique, qui lui permet de travailler à l'intérieur d'une large gamme de température. La **figure 2** représente l'architecture interne du composant dont nous allons détailler les éléments un à un.

Le régulateur de tension

Première originalité du circuit, le régulateur crée un potentiel **flottant** stable, destiné à alimenter

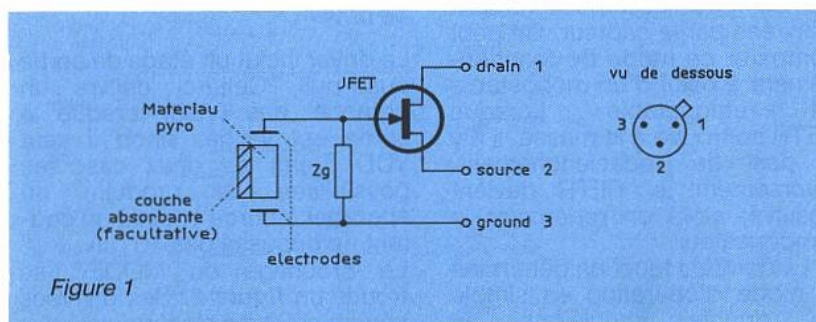


Figure 1

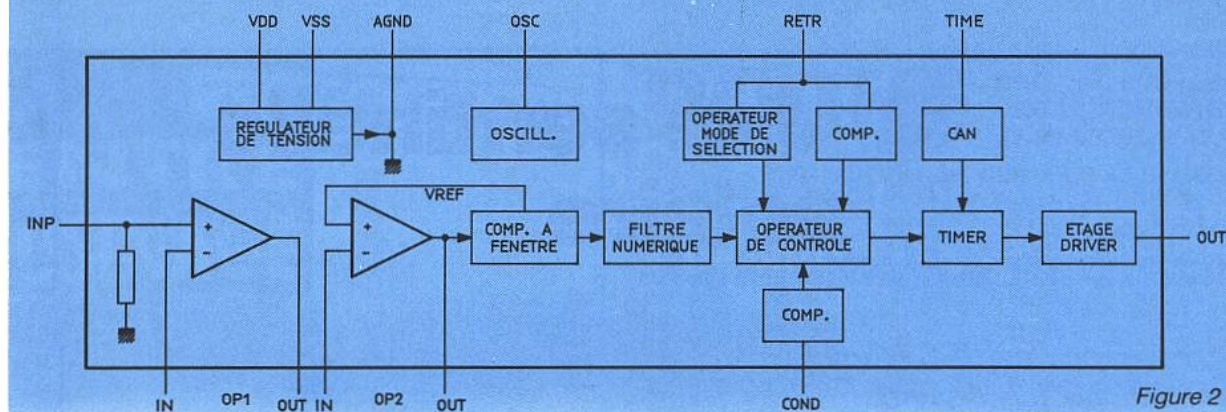


Figure 2

le capteur ainsi que les composants autour. On distingue ainsi une masse analogique de la masse de puissance. Le rail flottant se trouve référencé à VDD et vaut $VDD - 4$ volts. Lors de vos mesures sur le MODEC, n'oubliez pas de vous connecter à cette masse analogique (AGND).

L'amplificateur analogique

L'amplitude des signaux issus du capteur pyro-électrique ne dépasse pas quelques millivolts. Afin de rendre celle-ci exploitable par une circuiterie logique, il convient de l'amplifier fortement : c'est le rôle des deux amplificateurs opérationnels intégrés, OP₁ et OP₂, dont certaines de leurs broches restent accessibles à l'utilisateur. Un gain important favorisant la détection de parasite, une limitation de la bande passante s'avère également indispensable. Quelques composants passifs associés à ces amplificateurs suffisent à ajuster le gain tout en limitant la réponse de l'ensemble.

On remarquera la présence d'une résistance de charge, reliant l'entrée plus d'OP₁ à la masse analogique. La présence de celle-ci évite le câblage externe de la résistance de source du transistor FET intégré au capteur pyro. Elle fixe également le point de repos de l'amplificateur opérationnel puisqu'elle impose une tension égale à $VDD - 4$ V. Sans signal d'entrée, la sortie du second amplificateur OP₂ se trouve à V_{REF} , de par cette valeur de tension qui apparaît sur sa broche plus.

Le comparateur à fenêtre

Afin d'imposer au MODEC une certaine sensibilité de détection, il faut réaliser un dispositif scrutant en permanence les variations de tension délivrées par la chaîne d'amplification. Un comparateur à fenêtre se charge de cette fonction, en bornant les seuils positif et négatif entre les-

quels le signal peut évoluer sans qu'il y ait déclenchement. Ces seuils se nomment V_{THL} et V_{THH} (V threshold high and low). Ils valent typiquement $V_{REF} \pm 1$ V.

Le filtre digital

Il ne laisse transiter que des signaux dont la durée dépasse... une certaine valeur. Il se comporte tel un filtre passe-bas possédant une fréquence de coupure qui avoisine les 15 Hz. Ainsi, tout signal de faible durée se trouve intégré, ne produisant aucun signal de sortie du filtre. Ce dispositif permet de limiter les déclenchements erratiques dus à des parasites.

Condition

Cette fonction, accessible par la broche 6, exprime une possible inhibition du MODEC par un potentiel extérieur. Ce potentiel peut provenir d'un simple pont résistif incluant une photorésistance, évitant au circuit de fonctionner le jour.

Redéclenchement

Cette entrée RETR (pour « Retriquer »), autorise trois fonctions différentes :

- la première consiste en une nouvelle sollicitation du temporisateur interne (quelle que soit la valeur de condition), lors de l'application d'un front positif extérieur sur cette entrée (figure 6-1).
- la seconde permet de prolonger la temporisation interne lorsque de nouvelles impulsions sont délivrées par le capteur. On peut comparer ce mode de fonctionnement à celui d'un monostable dit « retriggerable ». Lorsque RETR se trouve à la masse, il n'y a pas de redéclenchement. Inversement, si RETR devient positive, alors on redémarre le temporisateur,
- La dernière fonction détermine le mode d'opération en simple ou double impulsions du

MODEC. On sélectionne le premier mode en connectant l'entrée RETR à une résistance de valeur inférieure à 20 k vers la masse. On choisit le second mode, en augmentant la résistance à plus d'1 M.

Le temporisateur

Comme son nom l'indique, il gère le temps durant lequel la sortie du MODEC est validée. Un code digital permet de programmer le temporisateur. Cependant, pour ne pas rajouter des broches de sélection, HEIMAN a intégré un convertisseur analogique/digital. Ce dernier permet d'accéder à la temporisation par le biais d'une tension appliquée sur une seule broche. Le circuit timer utilise une référence de temps, délivrée par l'oscillateur intégré dont la fréquence dépend des valeurs du réseau RC connecté en broche 8.

L'utilisateur peut choisir entre neuf valeurs de temps, comme l'indique la figure 5. En conséquence, n'attendez pas du potentiomètre de réglage, une action linéaire sur la durée d'allumage...

L'unité de contrôle

Celle-ci centralise les informations issues des diverses broches du composant (sortie du comparateur à fenêtre, condition...) et valide ou non le temporisateur. Elle décide également du mode de déclenchement. Enfin, elle scrute la tension d'alimentation en permanence pour s'assurer de sa bonne valeur.

Le driver

Le driver inclut un étage de sortie push-pull. Celui-ci délivre un potentiel bas (VSS) lorsque la sortie est valide, sinon il vaut VDD. Dans les deux cas, ses possibilités de produire ou absorber (source or sink) du courant ne dépassent pas 10 mA.

Le brochage du MODEC se trouve en figure 3. Ses diverses caractéristiques électriques, vous

Symbole	Paramètre	min.	typ.	max.	Unité	Note
VA	Tension d'alimentation interne $VA = VDD - AGND$	3,6	4,0	4,4	V	
I _{REG}	Courant de sortie du régulateur			2	mA	
I _{OUT}	Courant de sortie			10	mA	
V _{CMR}	Plage de mode commun	0,15		2	V	
V _{REF}	Référence interne	$0,4 \times VA$	$0,5 \times VA$	$0,6 \times VA$		
V _{THL} /V _{THH}	Fenêtre du comparateur		$V_{REF} \pm 1$		V	
	Tolérance sur la fenêtre	- 10		+ 10	%	5)
V _{COND}	Condition de seuil	$0,4 \times VA$	$0,5 \times VA$	$0,6 \times VA$		
V _{RETR}	Seuil de redéclenchement	$0,4 \times VA$	$0,5 \times VA$	$0,6 \times VA$		
FOSC	Fréquence de l'oscillateur	370	410	450	Hz	6)
	Temps		40		sec	7)
	Délais après extinction		1,25		sec	7)
	Mode impulsion unique			20	kΩ	
	Mode impulsion double	1 000			kΩ	

5) Gain 1 = Gain 2 = $\sqrt{5\,000}$

6) R = 330 kΩ et C = 6,8 nF (Tolérance R, C, R × C : ± 20 %).

7) FOSC = 410 Hz.

Symbole	Paramètre	min.	max.	Unité
VDD	Tension alim. +	4,9	15,0	V
VSS	Tension alim. -	0,0	0,0	V
I _{DDstat}	Courant d'alim. statique		500	μA
I _{DDstby}	Courant de repos		500	μA
I _{DDact}	Courant en mode actif		1 000	μA

Figure 4

Prépositionnement de la période de validation par niveau de tension.

1,25	10	20	40	80	160	320	640	1 280	(sec)
0	0,03	0,15	0,27	0,39	0,51	0,63	0,75	0,87	1,0 (VA)

$VA = VDD - AGND$.

Le seuil de chaque marche temporelle présente une tolérance de ± 0,025 VA en production de série.

Figure 5

sont proposées en **figure 4**. On y retrouve entre autres, les paramètres décrivant les fonctions abordées ci-dessus.

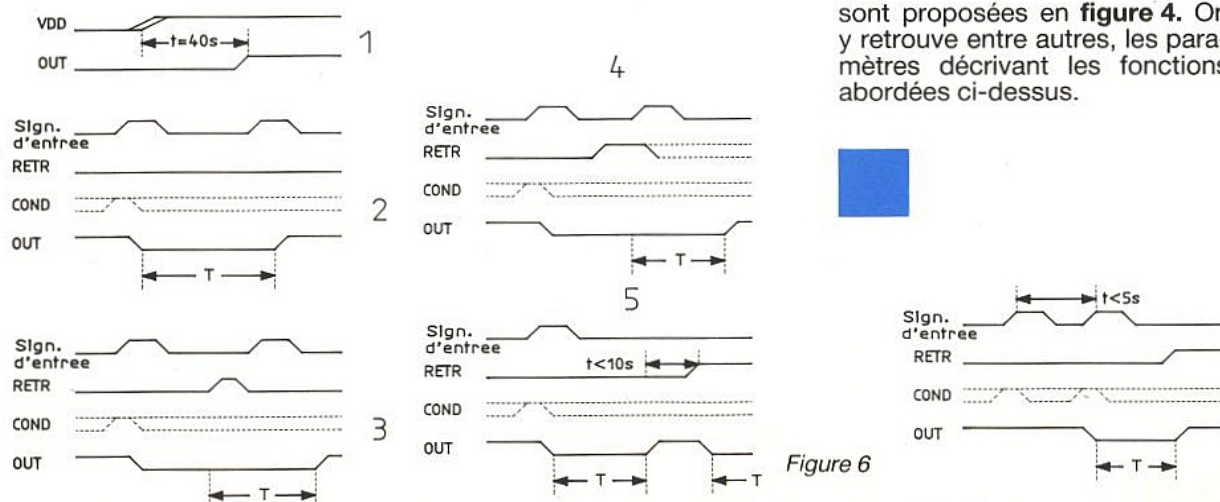


Figure 6

Les divers signaux du MODEC

1 - Initialisation : lors de la mise sous tension, le MODEC valide sa sortie à VSS durant environ 40 secondes, puis repasse à VDD.

2 - Opération normale de fonctionnement : l'entrée RETR valant zéro, la seconde impulsion du capteur pyro, n'affecte pas le temporisateur. Après que la première impulsion ait disparu et que le temporisateur soit arrêté, un second signal ne peut le redémarrer avant qu'un temps de 1,25 seconde se soit écoulé.

3 - RETR augmente la temporisation : le front de montée d'une impulsion sur l'entrée RETR, accroît la durée du temporisateur.

4 - Extension de temps due à un nouveau signal : si RETR est haute, une nouvelle impulsion détectée étend la durée du temporisateur.

5 - RETR redémarre le temporisateur : jusqu'à 10 secondes maximum après que la temporisation se soit écoulée, le front de montée d'un signal sur RETR réactive la temporisation, quelle que soit la valeur de condition.

6 - Mode double impulsions : il s'agit de vérifier qu'une deuxième impulsion apparaît dans les cinq secondes suivant la première. Si ce n'est pas le cas, la sortie ne bascule pas : il s'agit d'un parasite. Par contre, si le temps séparant les deux impulsions est inférieur à 5 secondes, alors le signal peut activer la sortie. La fonction RETR reste la même qu'en mode simple impulsion.

Les applications du MODEC

Comme indiqué dans l'introduction, les applications du circuit intégrés sont nombreuses. Nous vous en proposons une en **figure 7**. Elle représente un système d'alarme utilisant la technique double impulsions. Seuls les composants ajoutés, possèdent une valeur, les autres restant communes au schéma de la sentinelle. On remarque un faible nombre de composants, qui ne grève en aucun cas les performances générales du circuit. Le faible courant de veille du MODEC (stand-by current = 500 μ A), autorise une alimentation sur batterie dans une large gamme de tension.

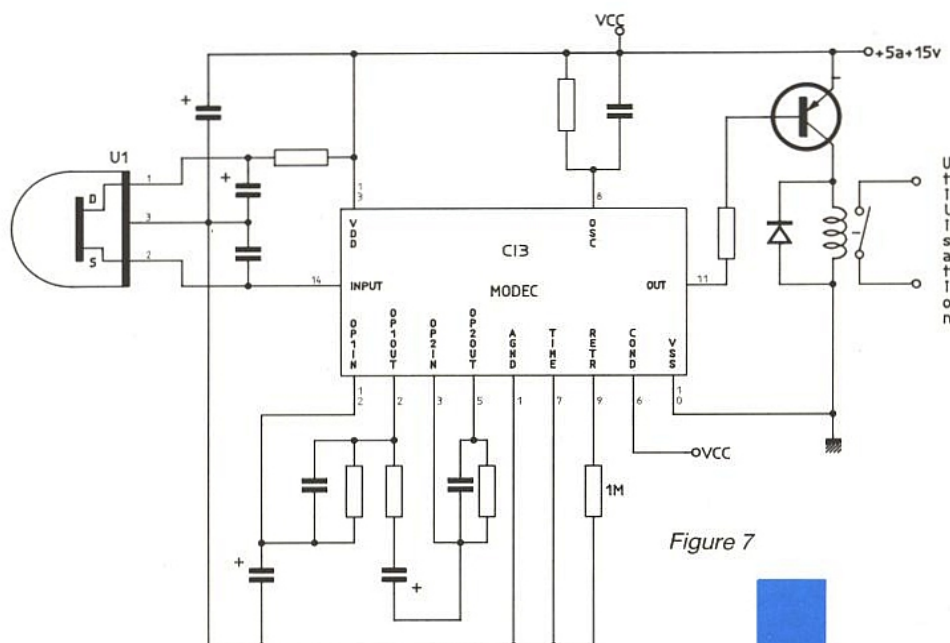
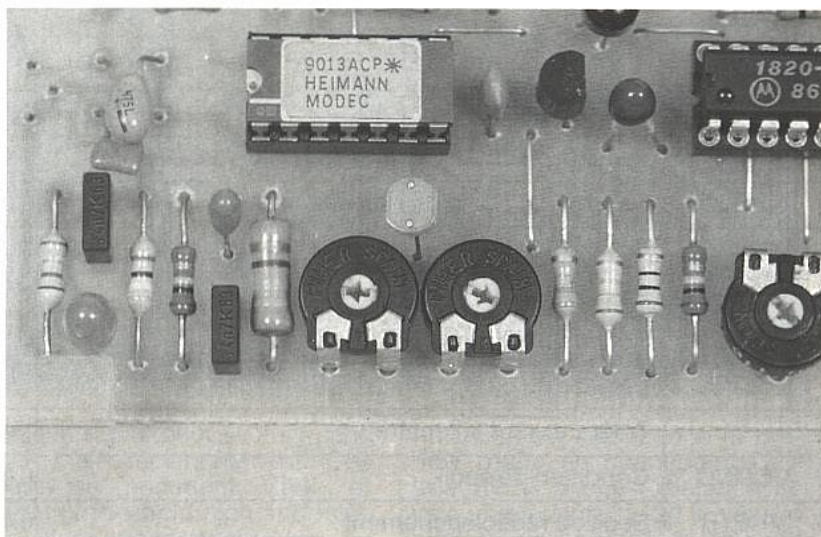


Figure 7

Comparaison du MODEC avec l'UAA 4713

Le MODEC peut également piloter un triac ou encore un relais, dans le but d'allumer une ampoule. Nous vous avons proposé une telle réalisation, lors de la commercialisation du circuit UAA 4713, dans le numéro 505 d'Electronique Radio-Plans. En fait, le 4713 convient aux utilisations sur réseau. Il intègre en effet, une circuiterie complète comprenant l'alimentation directe sur le secteur, la détection de passage au zéro, autorisant le pilotage direct d'un triac, et enfin trois timers prévenant tout fonctionnement erratique du composant. N'oublions pas qu'il travaille uniquement avec deux fils d'alimentation et par conséquent, se branche en parallèle sur une installation existante. Le MODEC trouve sa place dans tous les systèmes où une faible consommation est requise. Ce paramètre intervient dans les dis-

positifs d'alarme, plus généralement les systèmes restant en veille, et dont l'alimentation s'effectue à l'aide d'accumulateurs. Il permet, grâce à ses deux amplificateurs optionnels, d'obtenir des gains très importants et ainsi de compenser certains capteurs peu sensibles. Dans les systèmes d'alarmes, toute circuiterie destinée à limiter, voire éviter, les déclenchements intempestifs, valorise le composant qui propose cette originalité. Le MODEC répond à cette attente, en proposant son régime de fonctionnement double impulsions.

LE CIRCUIT ELECTRIQUE DE LA SENTINELLE

Celui-ci vous est proposé en **figure 8**. En ce qui concerne le MODEC, peu de changements,

apparaît aux bornes de R15, produisant un courant **constant** fonction de la valeur de celle-ci. Cette intensité circule alors dans la jonction émetteur-base et crée une différence de potentiel sur les connexions de R23. On calcule alors cette dernière de façon à produire environ 4 volts et ce, sous faible impédance (évidemment, tout reste relatif). Cela fonctionne parfaitement.

Comme indiqué précédemment, le MODEC valide sa sortie dès que la tension présente en broche 13 dépasse 4,9 volts. Supposons que la batterie se trouve (fortement) déchargée et délivre grossièrement 5 volts. Après un stockage prolongé par exemple. Il se peut alors que la consommation normale du circuit l'achève définitivement et la fasse chuter sous les 4,9 volts fatidiques. Alors que la tension batterie commence à remonter (grâce à la charge du panneau, par exemple), celle-ci repasse au-dessus de 4,9 volts et provoque alors la validation de la sortie MODEC (donc l'allumage de l'ampoule pendant quarante secondes), quelle que soit l'état de ses broches. Le couple batterie/panneau ne peut résister à une telle sollicitation et tout s'écroule de nouveau... Face à cet éventuel désastre, nous ne pouvons rester inactifs ! C10, R24 et U2F empêchent tout allumage de l'ampoule durant une minute environ après la remontée de tension sur la broche VDD. Le circuit réagit également lors de la mise sous tension du montage. Attention, le faible courant de charge de C10, impose obligatoirement à ce dernier, la technologie tantalé.

Afin de ne pas décharger complètement la batterie lors de trop nombreux allumages de l'ampoule, les éléments U2C et B scrutent en permanence la tension d'alimentation générale. Si celle-ci tombe en dessous de 10 volts (ajustable par C11), ce qui correspond à un pack cadmium-nickel (12 volts) déchargé, alors le moniteur de tension intervient et inhibe toute tentative de mise en route. Afin de juguler toute oscillation du montage lors de la remontée de tension, nous avons prévu un hystérésis de deux volts environ, empêchant une validation de la sortie MODEC avant 12 volts de potentiel accumulateur. Au cas où l'allumage de l'ampoule provoque une chute de tension batterie, T1, piloté par le circuit ci-dessus, remet immédiatement à zéro le timer interne du MODEC, stoppant l'alimentation de la lampe.



La commande de l'ampoule

Un relais ou un transistor ? Le transistor FET s'impose ici de par sa simplicité de mise en œuvre et par le peu d'énergie qu'il consomme.

Une ampoule à incandescence froide, consomme, lorsqu'on l'alimente subitement, une intensité pouvant atteindre jusqu'à dix fois sa valeur nominale. Pour supprimer ce défaut, qui peut entraîner un effondrement du potentiel batterie, une montée lente de la tension aux bornes de la lampe s'impose. Nous avons repris le schéma du soft-start développé par l'auteur, lors de la publication de l'interrupteur de secours présenté dans *Electronique Radio-Plans* n° 509. Il s'articule autour d'une capacité C9, chargée à courant constant par T2. Afin d'éviter tout temps mort dû à la tension de seuil du mosfet, le couple R12 D6 précharge C9 à une certaine valeur de tension, légèrement inférieure à Vth du FET. T2 prend ensuite le relais, assurant une mise en conduction douce du transistor. La **figure 9** illustre le résultat obtenu ainsi que la transconductance d'un classique transistor FET. On ajustera R12 de telle façon qu'au démarrage de l'ampoule, son filament soit bien rouge et non déjà incandescent. Lorsque la validation disparaît, T3 décharge rapidement C9, entraînant alors le blocage immédiat de T4. Si ce dispositif vous semble inutile, il suffit de faire abstraction des composants précités et de strapper l'espace drain-source de T2.

Le système minimum

Il est possible que certains de nos lecteurs, désirent construire un dispositif au coût de revient minimal (ou plus simplement, pour des questions de fiabilité), n'incorporant aucun des modules décrits ci-dessus. Dans ce cas, pour une commande directe

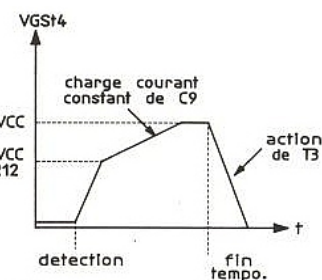
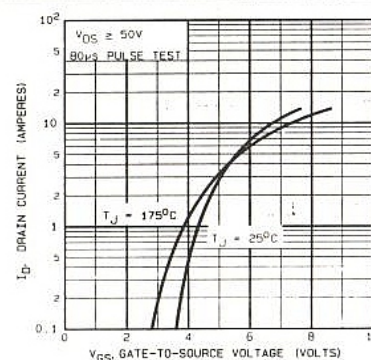


Figure 9

du Fet T4, il suffit simplement de relier R19 à la sortie 11 du MODEC et de faire abstraction des composants semi-conducteurs T1, T5, et U2, entourés des composants passifs correspondants.

Les éléments dont nous n'avons pas parlé..

D2, D4 et D5 forment un et logique câblé, permettant de contrôler les niveaux de tension envoyés au transistor FET.

R22 évite de claquer U2A en lui appliquant un potentiel d'entrée, écrété ici par une diode interne, supérieur à la tension d'alimentation de l'inverseur (environ 4 volts).

En effet, le MODEC délivre un signal évoluant entre 0 (sortie active) et + Vcc.

Ce sont D3 et R25 qui provoquent l'hystérésis sur le trigger de Schmitt bâti autour d'U2C et B.

Les seuils de basculement se calculent aisément, sachant qu'au repos (sortie U2 haute), le réseau D3 R25, n'intervient pas. Il suffit donc que la tension présente en pin 7 d'U2, qui dépend de la valeur du potentiel batterie, passe sous la barre des 2 volts (les C-MOS commutent grossièrement à $V_{cc}/2$), pour que la sortie U2B tombe à zéro. A ce moment là, la tension présente en pin 7, **diminue** encore du fait de la charge du pont diviseur, occasionnée par R25, mise en jeu grâce à la conduction de D3.

U2C rebasculera lorsque sa tension d'entrée dépassera à nouveau $V_{cc}/2$, soit une valeur batterie légèrement supérieure à celle qui a entraîné la première commutation. C11 supprime toute velléité d'oscillation durant les transitions du trigger, qui doit supporter de faibles dv/dt en entrée.

Le choix des composants

De nombreux capteurs pyro-électriques existent sur le marché. Personnellement, nous avons utilisé le LH1958 C ou le LH1954, seul le boîtier diffère), qu'HEIMAN recommande d'utiliser avec son MODEC. Le SBA 02, importé par Selectronic, donne également de bons résultats. Lors du choix du capteur, on vérifiera non seulement sa bonne sensibilité, mais également sa faculté de fonctionner aux basses températures, puisque cet élément travaillera dehors.

La lentille de Fresnel nous vient de chez HEIMAN et porte la référence SL2512 II. La **figure 15** illustre ses performances. On remarquera son large angle d'ouverture égal à 110°. Afin d'imposer la courbure recommandée à la lentille (quelle que soit son origine), nous avons utilisé un coffret GIL box (remplacé maintenant par un SIG box) : il simplifie grandement la fixation de la lentille. Nous reviendrons sur ce sujet, lors de la réalisation de la sentinelle.

R4 sera une cellule photorésistance classique, genre A90 de chez HEIMAN. Selon le modèle retenu, on recalculera R3 et R10, sachant que la tension de blocage du MODEC (atteinte sous le seuil de luminosité tolérable) est VCOND, dont la valeur se trouve en **figure 4**.

On choisira pour T2, un FET genre 2N 4416 ou 2N 3819. Tout autre modèle canal N convient, cependant, attention au brochage. Dans le cas d'une montée de tension sur C9 trop rapide ou

trop lente, on agira sur R13 en conséquence.

Le choix de l'ampoule passe par un compromis sur l'autonomie du système. Nous avons retenu un modèle halogène distribué par Orbitec à Clichy, consommant 10 watts. Il s'agit de la référence 130107. Nous conseillons vivement à nos lecteurs de se procurer chez ce fournisseur, le support en céramique de cette ampoule (base G4, référence 126940). En effet, ses connexions sont insoudables !

La solution consiste soit à utiliser le support dans sa totalité, soit à séparer les contacts de l'isolant et à les souder directement sur le circuit imprimé. Cette dernière solution apparaît sur les photos.

Un réflecteur, référence 227074, focalisera si nécessaire le faisceau lumineux. Nous ne l'avons pas installé faute de place.

Le panneau solaire

Comme indiqué dans l'en-tête de l'article, SOLEMS a gracieusement mis à notre disposition un modèle très récemment commercialisé, le TD 28 3015. Mesurant 30 x 15 cm, il délivre en charge, une tension de 15 volts sous une intensité de 100 mA. La **figure 10** détaille ses caractéristiques électriques ainsi que celles des autres panneaux de la gamme TD.

Type			Dimensions			Poids	Tension Batterie	Valeurs stabilisées					
								200 W/m²			1 000 W/m²		
			L mm	I mm	ép mm			P gr	Volts	Vload Volts	Iload mA	Pmax Watt	Vload Volts
TD 14 1515	150	150	3	215	6 V	6,4	16,6	0,12	7,5	92	0,75		
TD 14 1530	300	150	3	225	6 V	6,4	34	0,24	7,5	195	1,60		
TD 28 3010	300	100	3	285	12 V	14	10,4	0,16	15	62	1,03		
TD 28 3015	300	150	3	425	12 V	14	16,9	0,25	15	100	1,60		
TD 28 3030	300	300	3	850	12 V	14	34,2	0,53	15	210	3,50		

Figure 10

VR 1,2 CS 023 - 1,2 Ah - KRH 23/43

- Tension nominale (par élément) 1,2 V
- Capacité assignée CEI C5 (5 h) 1,2 Ah
- C1 (1 h) 1,1 Ah
- Résistance interne (1 000 Hz) 6 mΩ
- Intensité maximale de décharge :
- Continue 12 A
- Pointe : Durée Tension
finale : 0,3 s. 0,65 V 77 A
1 s. 0,8 V 50 A
- Poids 49 g

Conditions d'utilisation

- | • Charge | Courant | Durée |
|------------|----------|---------|
| Rapide | 1,2 A | 1 h |
| Accélérée | 360 mA | 3 à 4 h |
| Normale | 120 mA | 16 h |
| Permanente | ≤ 120 mA | ≥ 24 h |
| Entretien | 40 mA | |

Figure 11

Le pack accumulateur

De nombreux modèles de sentinelles solaires existent sur le marché. CHRONAR fut d'ailleurs l'une des premières sociétés à proposer son Solar Sentinel[®], rapidement copié ensuite. Lorsque l'on examine les dispositifs, souvent en provenance de pays asiatiques, force est de constater la bonne qualité du panneau solaire utilisé. Généralement, il s'agit de silicium amorphe. Hélas, afin ne pas gréver le prix de revient total, le fabricant se rabat sur une batterie aux caractéristiques médiocres et qui compromet lourdement les performances finales du système. En définitive, le produit ne donne pas satisfaction (aucune autonomie, difficulté de charge par le système photovoltaïque...) et le client est déçu.

La solution, pour les amateurs, consiste à investir un peu plus dans la section accumulation d'énergie et choisir un pack cadmium-nickel. Nous n'allons pas revenir sur cette technologie, car nous l'avons abordée dernièrement lors de notre publication sur le solaire. Après divers essais, notre choix s'est porté sur un accumulateur 12 volts/1,2 A de la marque SAFT, référencé 120199. Il comprend dix éléments VR 1,2 CS 023 dont les excellentes caractéristiques apparaissent en **figure 11**. Vous trouverez les diagrammes de

charge et décharge, qui vous permettront d'apprécier l'autonomie de votre configuration.

Où se procurer les divers composants

Bien souvent l'approvisionnement de composants spéciaux, récemment introduits sur le marché, pose des problèmes à nos lecteurs. Cette fois-ci, les établissements EREL boutique (Paris 12^e), distributeur officiel SIEMENS, vous proposeront un kit complet comprenant le circuit MODEC, le capteur LHI954, la photorésistance A90 ainsi que la lentille de Fresnel SL2512 II. On pourra se procurer ce kit, dès la mi-avril, à un prix très raisonnable.

Le panneau solaire, sera disponible chez Selectronic, point de vente pilote SOLEMS.

Le pack d'accumulateurs SAFT, est un produit courant dont l'approvisionnement chez un distributeur de la marque ne posera pas de problèmes.

Le panneau et la batterie

Divers procédés sont envisageables, afin de charger notre batterie à l'aide du panneau solaire. Si vous faites partie des inconditionnels du courant constant, le schéma de la **figure 12**, devrait vous convenir. C'est une adapta-

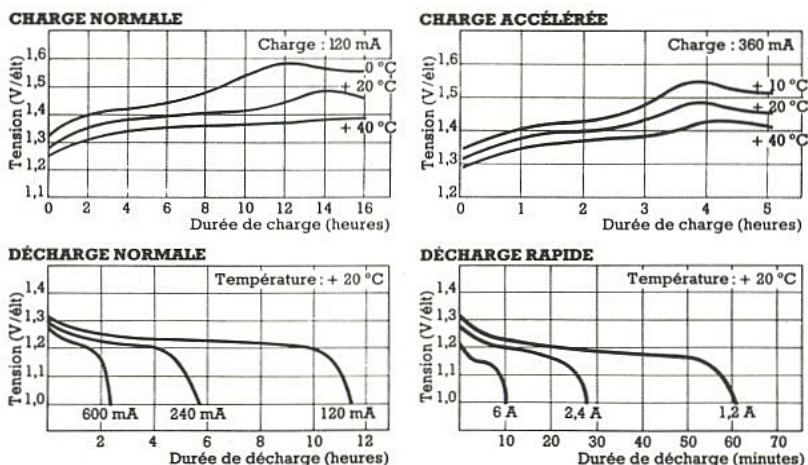


Figure 11

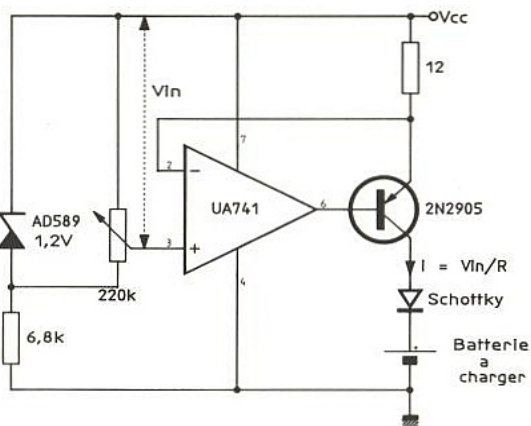


Figure 12

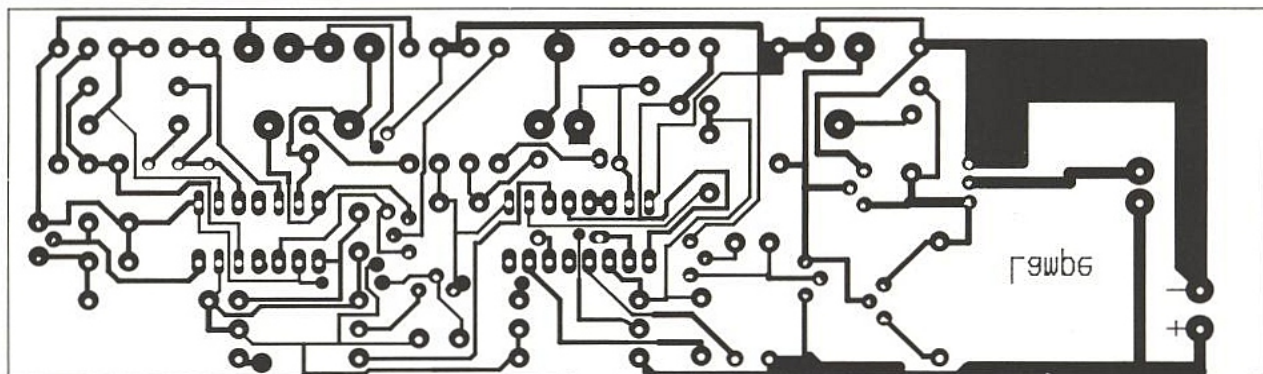


Figure 13

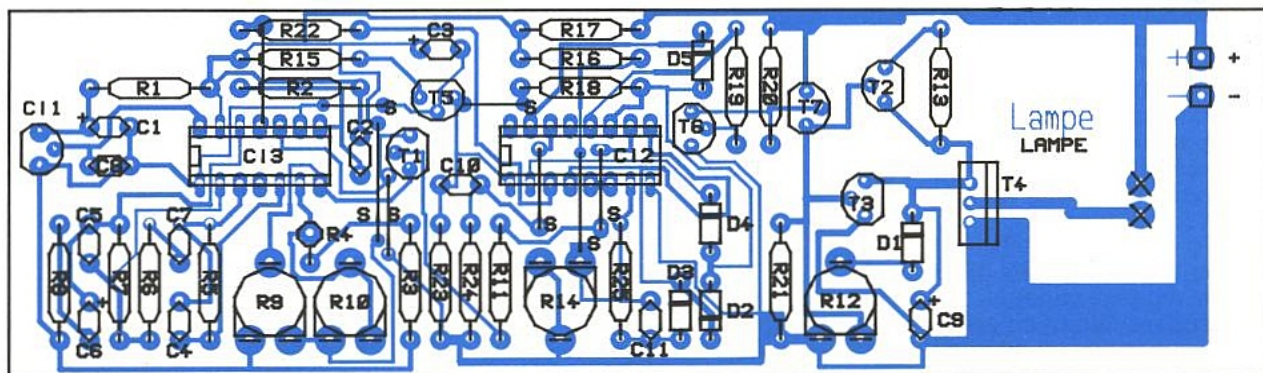


Figure 14

– Afin d'éviter tout déclenchement intempestif, soignez l'isolation du capteur pyroélectrique. Aucun courant d'air ne doit balayer sa surface.

– Pulvériser un vernis tropicalisant sur la face cuivrée du support imprimé.

– Interdisez, grâce à l'emploi de joints, le passage d'eau dans le coffret.

Mise au point

Elle consiste à régler les quatre potentiomètres de la carte. R₉ prendra la position qui correspond à la durée d'allumage désirée.

R₁₀ ajustera le seuil de luminosité acceptable, avant validation du détecteur.

Quelques essais suffiront à caler ce composant.

On effectuera le réglage de R₁₄ à l'aide d'une alimentation stabilisée. Grâce à un oscilloscope ou bien un voltmètre connecté en pin 4 d'U2B, on agira sur R₁₄ de telle façon qu'une baisse de tension d'alimentation sous la barre des 10 V provoque le basculement à l'état bas de la porte. On vérifiera, en augmentant le potentiel d'alimentation, que la porte rebascule aux environs de 12 V. Si ce n'est pas le cas (dispersions sur les seuils de commutation C-MOS), on modifiera la valeur de R₂₅ afin d'obtenir une hystérésis de 2 V.

Le réglage de R₁₂ devra produire un allumage doux de l'ampoule et non une incandescence immédiate.

Installation et performances

Avant toute mise en place nous vous conseillons une charge complète de l'accumulateur à l'aide d'un chargeur ou d'une alimentation, selon les spécifications de la **figure 11**.

Il faut choisir une place bien dégagée qui offrira un ensoleillement maximum au panneau, dès le premier rayon de lumière. Évitez par conséquent les endroits où les arbres gênent le passage de la lumière. Il ne faut toutefois pas oublier le point que vous désirez éclairer la nuit. À vous de trouver le compromis. Essayez si possible, de respecter le diagramme de détection donné en **figure 15**. Seule cette configuration (lentille située à 2 mètres du sol, angle du capteur à 14°) vous procurera la sensibilité optimum. En fait, le capteur doit être placé de façon à ce que votre déplacement soit quasi perpendiculaire à ses bandes de détection et coupe ces dernières lors de votre

passage. En conséquence, évitez de fixer le capteur face à votre probable déambulation.

Rien ne vous empêche de dissocier le panneau de l'électronique de détection.

Deux fils, même longs, chargeront alors la batterie, bien que le panneau soit placé sur la pente sud du toit, par exemple. On obtiendra une augmentation de l'autonomie en utilisant un accumulateur de capacité supérieure à celle préconisée. De même, l'adjonction d'un autre panneau solaire, câblé en série avec le précédent et pin autorisera une charge plus efficace de la batterie lors de faibles ensoleillements.

Des jours de fonctionnement dehors par de très faibles températures, ont prouvé, malgré le gel sur l'ensemble du boîtier, l'aptitude de la sentinelle à fonctionner quel que soit le temps (la sensibilité varie cependant si du givre se dépose sur la lentille). La qualité du pack accumulateur SAFT, associé au panneau SOLEMS, devrait vous assurer de longs moments... lumineux !

CONCLUSION

C'est avec ce paragraphe que s'achève la description de notre Gloom Sentry (gardien des ténèbres). Nous espérons, grâce à sa simplicité de mise en œuvre, qu'il résoudra vos problèmes d'éclairage avec élégance en vous dispensant de poser un câble électrique toujours ennuyeux à dissimuler.

Christophe BASSO



Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ : 33 kΩ
R₂ : 330 kΩ
R₃ : 2,2 kΩ
R₄ : photorésistance A90 HEIMAN
R₅ : 3,9 MΩ
R₆ : 56 kΩ
R₇ : 3,9 MΩ
R₈ : 22 kΩ
R₉ : ajustable 220 kΩ, petit modèle, couché
R₁₀ : ajustable 220 kΩ, petit modèle, couché
R₁₁ : 56 kΩ
R₁₂ : ajustable 10 kΩ, petit modèle, couché
R₁₃ : 1,8 MΩ
R₁₄ : ajustable 1 MΩ, petit modèle, couché
R₁₅ : 8,2 kΩ
R₁₆ : 1 MΩ
R₁₇ : 470 Ω
R₁₈ : 100 kΩ
R₁₉ : 56 kΩ
R₂₀ : 100 kΩ
R₂₁ : 1 kΩ
R₂₂ : 470 kΩ
R₂₃ : 12 kΩ
R₂₄ : 10 MΩ
R₂₅ : 2,2 MΩ

Condensateurs

C₁ : 10 μF 10 V
C₂ : 6,8 nF
C₃ : 10 μF 16 V
C₄ : 4,7 nF
C₅ : 4,7 nF
C₆ : 22 μF 10 V
C₇ : 1 μF 10 V
C₈ : 10 nF
C₉ : 10 μF 16 V
C₁₀ : 15 μF Tantale 16 V
C₁₁ : 1 nF

Semi-conducteurs

T₁ : BC238
T₂ : 2N 4416, 2N 3819
T₃ : BC308
T₄ : IRFZ12, IRF 510
T₅ : BC308
T₆ : BC238
T₇ : BC238
D₁ : 1N 4148
D₂ : 1N 4148
D₃ : 1N 4148
D₄ : 1N 4148
D₅ : 1N 4148
D₆ : G15R5, voir texte
D₇ : zéner 15 volts 1,3 W

Circuits intégrés

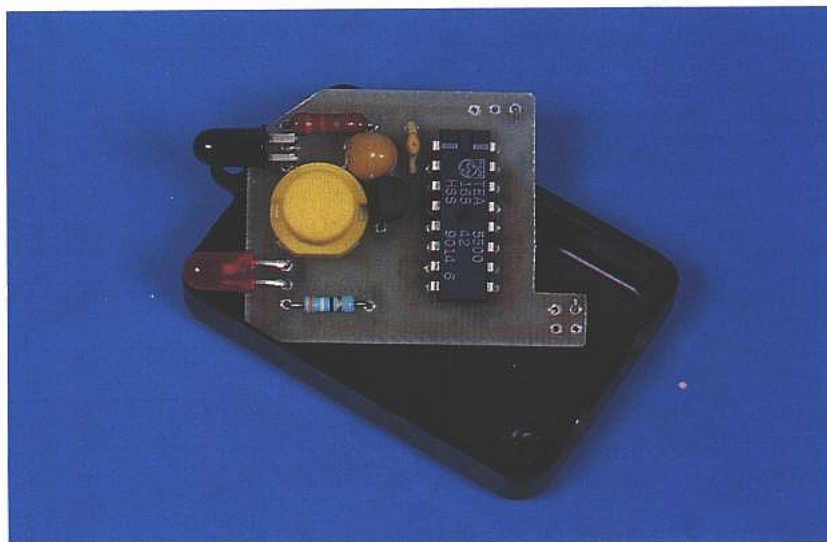
U₁ : LH1954, LH1958
U₂ : CD4049
U₃ : MODEC

Divers

Ampoule halogène Orbitec référence 130107.
Support base G4 Orbitec référence 126940.
Réflecteur Orbitec référence 227074.
Lentille de Fresnel SL2512 II Heiman.
Pack accumulateur SAFT 12volts/1,2Ah référence 120199.
Panneau solaire SOLEMS référence TD

Applications du TEA 5500

Les circuits intégrés codeurs et décodeurs pour télécommande connaissent un essor spectaculaire : serrures de voitures, systèmes d'alarme et barrières de parkings ne sont que quelques exemples d'applications parmi beaucoup d'autres. A l'usage, cependant, on a pu mettre en évidence un certain nombre de faiblesses dans les systèmes les plus répandus. Produit relativement récent, le TEA 5500 Philips profite à plein de ces observations, qui se traduisent par plusieurs innovations intéressantes.



L'ETAT DE LA TECHNIQUE

Nous avons déjà présenté dans cette rubrique divers circuits intégrés destinés au codage des transmissions de télécommande par infrarouges, radio, ou autres moyens.

Le MM 53200 occupe encore une position dominante, suivi de près par le MM 57410 qui peut être considéré comme son héritier direct.

Ces composants à succès souffrent cependant d'un excès de célébrité : le code utilisé est archi-connu, simple et facile à pirater.

Les fabricants de télécommandes réellement sûres se rabattent généralement sur des composants beaucoup moins connus, voire même sur des circuits intégrés "sur mesure". Certains préfèrent plutôt adjoindre une logique de "surcodage" à un composant courant.

Dans l'immense majorité des cas, le codage employé est de type numérique : le message transmis par modulation d'une porteuse quelconque n'est autre d'un train d'impulsions ou "télégramme".

Le codage agit alors sur la durée des impulsions ou sur leur position dans le message. La plupart du temps, le message est répété sans relâche afin d'augmenter les chances de reconnaissance lorsque les conditions de transmission ne sont pas bonnes.

La personnalisation du codeur et du décodeur se fait soit par une batterie de mini-interrupteurs, soit par des points de soudure ou des coupures de pistes imprimées. Si chaque point de codage peut prendre deux états (circuit ouvert ou fermé), le nombre de codes possibles peut atteindre 2 à la puissance N, N étant le nombre de points de codage ; ainsi, 12 interrupteurs simples permettent de définir 4096 codes distincts (figure 1).

La plupart du temps, le décodeur est conçu pour ne réagir que s'il reçoit plusieurs codes corrects à la suite (typiquement deux à quatre).

Comme l'utilisateur exige généralement une réponse presque instantanée, les codes sont émis à une cadence rapide. Dès lors, il n'est pas ridicule d'imaginer un "scanner" capable d'essayer tous les codes possibles dans un délai raisonnable (de l'ordre d'une petite heure).

Une parade possible consiste à multiplier le nombre de codes, mais il ne faut pas non plus augmenter par trop le nombre de broches du circuit intégré ! La solution consiste à affecter trois états (haut, bas, haute impédance) à chaque broche de codage ; le nombre de codes pour N entrées atteint alors 3 puissance N, soit 531441 pour douze broches (figure 2).

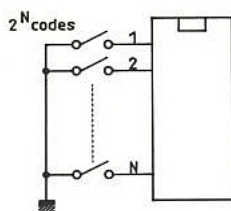


Figure 1

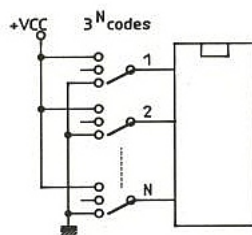


Figure 2

dance pour diminuer le nombre de broches du composant, ou pour offrir plusieurs ordres distincts (cas du MM 57410).

On peut aussi imaginer de bloquer le décodeur pendant un certain temps (par exemple quelques secondes) en cas de réception d'un code erroné.

Le danger subsiste cependant toujours, notamment en cas de transmission par radio, qu'un éventuel pirate n'enregistre les émissions de l'utilisateur autorisé afin d'en extraire le code.

Ce risque peut être réduit en limitant au strict minimum le nombre de codes émis en cas d'appui prolongé sur le bouton de l'émetteur. Il peut alors même être considéré comme pratiquement inexistant en cas de transmission par infrarouges à très courte distance.

LA "HAUTE SECURITE" AVEC LE TEA 5500

Intégrant un maximum de techniques anti-piratage, le TEA 5500 est spécifiquement conçu pour exploiter une transmission par infrarouges ; en particulier, la très courte durée des impulsions qu'il délivre permet de piloter des diodes émettrices avec un très fort courant de crête, ce qui est favorable sur le plan de la portée.

Il est donc à déconseiller d'utiliser ce composant avec d'autres moyens de transmission tels que radio ou téléphone ; il faudrait pour cela allonger artificiellement les impulsions à l'émission, quitte à les raccourcir à la réception, ce qui serait bien lourd.

La **figure 3** reproduit son schéma synoptique, visiblement très élaboré. Comme la plupart des composants de cette catégorie, le TEA 5500 peut servir de codeur et de décodeur. La sélection de mode ne se fait pas par le biais d'un niveau logique appliqué à une broche spécifique, mais selon les composants externes raccordés ; des surprises étant possibles au cours de la mise au point des maquettes, il vaut mieux être prévenu !

En fait, la mise en œuvre du TEA 5500 n'est pas aussi évidente qu'on pourrait le penser en examinant les schémas d'application extrêmement simples de la **figure 4** (codeur) et de la **figure 5** (décodeur) ; il faut contourner un certain nombre de pièges volontairement tendus pour compliquer la vie des candidats au piratage. Le mode "codage" est donc obtenu en reliant l'entrée DATA à la ligne d'alimentation (3 à 6,5 V, soit typiquement trois

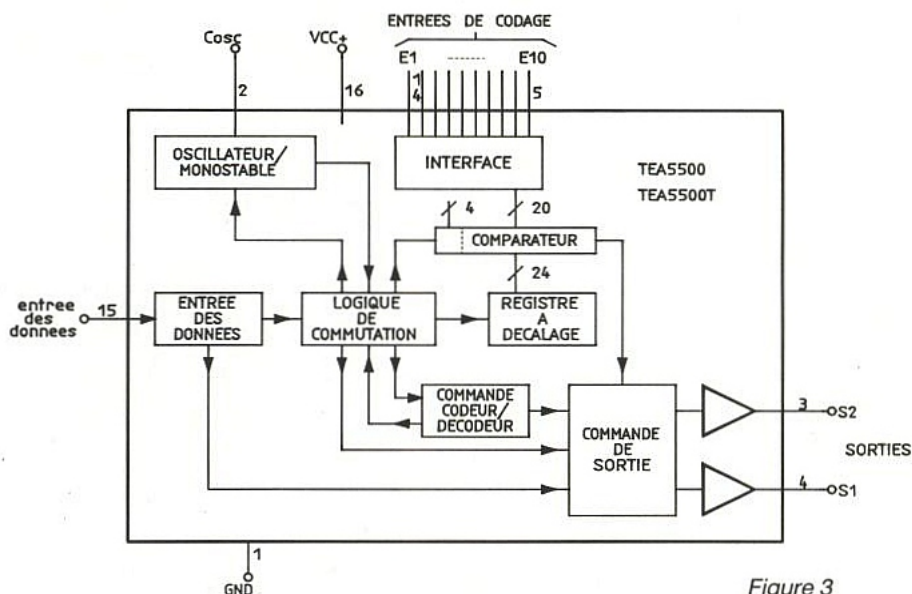


Figure 3

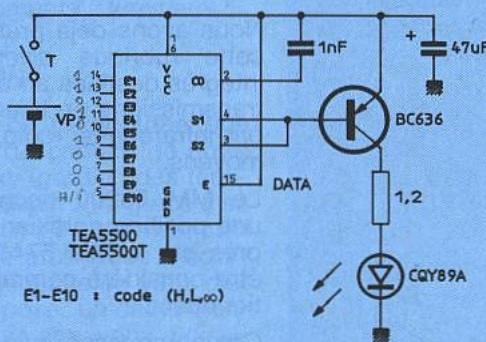


Figure 4

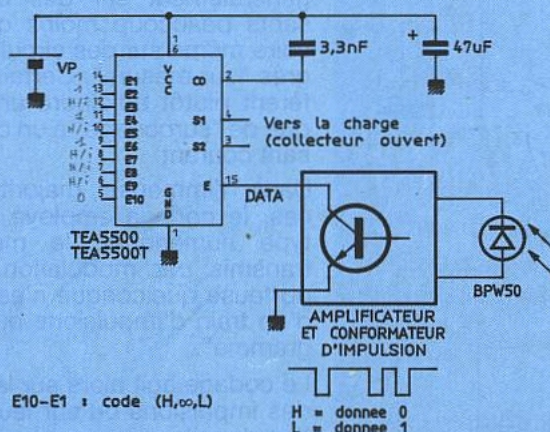


Figure 5

piles bouton en série ou une pile au lithium de 3 ou 6 V).

Le circuit d'horloge est réduit à sa plus simple expression (un condensateur de 1000 pF) tandis qu'il n'y a pas de circuit de remise à zéro.

La diode émettrice (par exemple une CQY 89 A) est commandée par un simple transistor (BC 636 ou similaire) dont la base est directement attaquée par deux sorties en parallèle, sans résistance extérieure.

Un condensateur de 47 μ F fournit les pointes de courant qui, limitées par une résistance de 1,2 Ω , peuvent facilement dépasser 2 A pendant 80 μ s.

Chacune des dix broches de codage peut être reliée soit à la masse, soit à l'alimentation, ou encore laissée en l'air.

Deux combinaisons sont interdites ; toutes les entrées au niveau haut, et E1 à E9 au niveau haut avec E10 au niveau bas. Il reste donc 59047 codes possibles !

La mise sous tension du montage déclenche l'émission successive de trois "télégrammes" identiques, dont la **figure 6** donne la composition ; une "en-tête" fixe de quatre bits, puis vingt bits (deux par entrée de codage à trois états) composé chacun d'une impulsion d'horloge toujours à 1, et d'une impulsion de donnée à 1 ou à 0.

Même si le bouton de commande reste enfoncé, trois télégrammes seulement sont émis : cela ménage la pile, et complique la tâche d'un éventuel pirate cherchant à capter l'émission.

Le schéma du décodeur n'est pas plus compliqué ; la broche DATA reçoit cette fois les impulsions reconstituées par un récepteur à photodiode infrarouge (genre BPW 50), dont la **figure 7** donne un exemple de schéma qui a fait ses preuves.

Le cas échéant, deux ou trois de ces diodes peuvent être câblées en parallèle pour améliorer la sensibilité ou le diagramme de directivité. Attention : le signal appliqué à la broche 15 doit être par rapport à celui délivré par le codeur : niveau haut au repos, et impulsions négatives. Le niveau haut doit être matérialisé par un transistor en collecteur ouvert, éventuellement chargé par une forte résistance (typiquement 1 M Ω) : une résistance de tirage trop faible ferait commuter le TEA 5500 en mode codage.

Les deux sorties doivent cette fois être utilisées séparément : du type "collecteur ouvert", elles sont destinées à commander

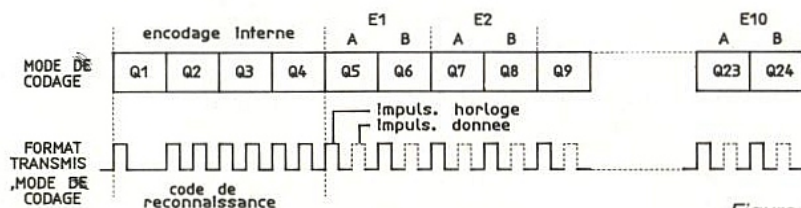


Figure 6

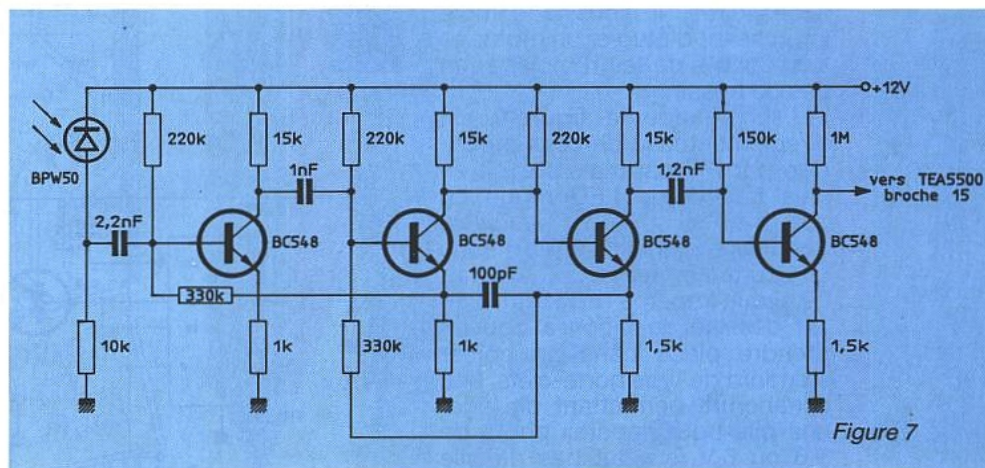


Figure 7

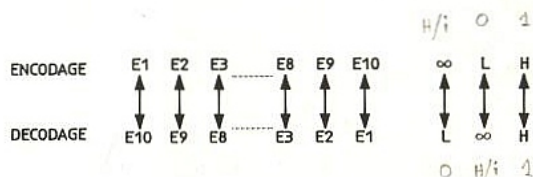


Figure 8

fugitivement (environ 0,5 s) deux actionneurs distincts, qui seront activés à tour de rôle à chaque fois qu'un ordre valide sera reconnu.

Ainsi, un relais "marche" pourra être commandé par un premier appui sur le bouton du codeur, un second appui agissant cette fois sur un relais "arrêt", c'est très classique en matière de serrures de voitures à double électro-aimant.

Contrairement au cas des MM 53200 ou MM 57410, la fréquence d'horloge n'est pas la même en mode codage et en mode décodage ; le condensateur de 1 nF du codeur devient un 3,3 nF sur le décodeur.

Il n'est pas conseillé de modifier ces valeurs, même en respectant ce rapport : en effet, toutes les temporisations dérivent de la fréquence d'horloge, depuis la durée des impulsions de courant dans les diodes jusqu'au temps de collage des relais en passant par la période d'insensibilité après réception d'un code erroné.

Egalement, un "brassage" des entrées de codage intervient entre le codeur et le décodeur ; la **figure 8** montre qu'il faut

inverser E1 à E10, et intervertir les niveaux "bas" et "haute impédance".

Censé déjouer certaines tentatives de piratage, cet artifice se révèle surtout agaçant lors de la mise au point des maquettes ; à notre point de vue, il n'ajoute rien à la sécurité du système qui était déjà excellente, mais peut faire perdre beaucoup de temps aux utilisateurs.

L'idée nous a même effleuré qu'il pourrait bien s'agir d'une erreur de conception maladroitement camouflée...

UN PORTE-CLEFS DE RECHANGE

Compte tenu de ses fonctionnalités bien particulières, le TEA 5500 est particulièrement bien adapté à la condamnation électromagnétique des portières de voitures. Et en effet, on retrouve ce composant dans bon nombre de porte-clefs émetteurs.

Compte tenu du prix de ces accessoires, il nous a semblé intéressant d'étudier un montage susceptible de les remplacer en cas de besoin.

Le schéma de la **figure 9** est directement issu de celui préconisé par Philips, mais prévoit en plus une diode LED rouge de contrôle, pilotée en parallèle avec celle d'émission mais sous un courant nettement plus faible. Le circuit imprimé de la **figure 10** est dessiné de façon à pouvoir prendre place dans un boîtier standard de type porte-clefs, une échancrure permettant de loger une pile pour appareil photo de 5,6 ou 6 V (surtout pas de pile 12 V).

L'implantation de la **figure 11** prévoit le montage des deux diodes avec les pattes cambrées,

afin que leur rayonnement soit émis vers l'avant, à l'opposé de l'anneau porte-clefs.

Le poussoir de commande pourra être une touche "D1" ronde, qui affleura juste le capot du boîtier dans lequel il suffira de ménager un trou de dimension appropriée.

Patrick GUEULLE

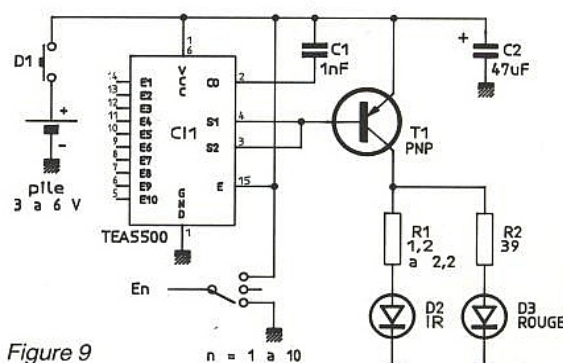


Figure 9

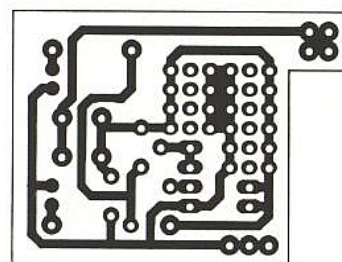


Figure 10

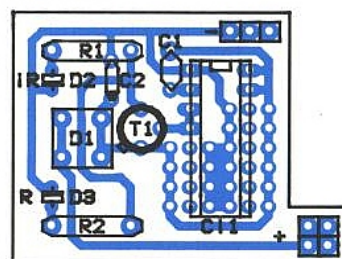
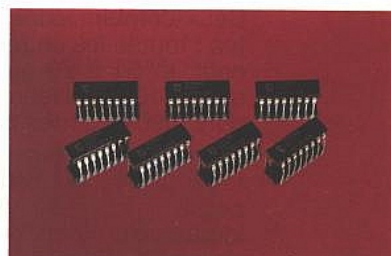


Figure 11



MAX
1000 - 2000 - 3000

- ◆ Numériques - analogiques
- ◆ 21 fonctions - 35 calibres
- ◆ Automatiques, y compris la reconnaissance alternatif et continu
- ◆ TRMS : mesure en valeur efficace vraie
- ◆ Fonctions Crête et Maxi
- ◆ Boîtier antichoc

Multimètres série MAX



La mesure efficace

**CHAUVIN
ARNOUX**

190, rue Championnet - 75876 PARIS Cedex 18 - FRANCE
Tél. 33 (1) 42 52 82 55
Télex 772 081 - Fax : 33 (1) 46 27 73 89

**3 ANS de
GARANTIE**



ORCAD SDT V 4.00

Toute l'électronique sous la patte d'une souris

Chaque espèce, chaque famille, qu'il s'agisse du domaine du vivant ou non, possède ses références propres. Ces références sont déterminées à partir de critères représentatifs de la famille considérée ; les autres membres de la famille s'évaluent à partir de cette référence, critère par critère en termes positifs ou négatifs. L'élément de référence d'une famille représente le plus souvent l'archétype de celle-ci, à un moment donné.

Dans le domaine de la saisie de schémas électroniques sur PC, il ne fait aucun doute qu'ORCAD constitue, et ceci depuis pas mal de temps déjà, la référence.



Un logo célèbre désormais surmonté des touches commandant l'ouverture d'un ensemble d'outils informatiques entièrement dédiés à l'électronique.



ORCAD, vous connaissez. Tous les schémas de la revue en sont issus. Lorsque nous avons choisi ce logiciel, nous étions loin de supposer qu'il serait promu à un tel succès. Bien sûr, nous avions procédé à un tour d'horizon des produits disponibles à l'époque sur le marché, et c'est donc en connaissance de cause que nous l'avons adopté. Sa conception intelligente, son ergonomie nous avaient enthousiasmés. Depuis, nous avons assisté à son évolution au travers de releases successives qui en ont fait le produit universellement apprécié que l'on connaît.

L'apparition d'une nouvelle version nous offre l'occasion de vous faire partager notre enthousiasme.

Une caisse à outils à tiroirs gigognes

Orcad est fourni dans un coffret de carton qui contient quatre dis-

quettes 1,2 Mo, le dongle de protection et une abondante littérature, en anglais sur la version qui nous a été confiée, mais en cours de traduction ; répartie sur cinq manuels, elle permet une prise en main progressive du logiciel et des différents utilitaires qui l'accompagnent. Le premier manuel concerne l'installation et certaines configurations particulières, le second décrit la philosophie et l'environnement de l'outil ESD (Electronic schematic design). Les deux suivants sont les modes d'emploi proprement dits ; le "user guide" fait un survol rapide des fonctions essentielles, le "reference guide" entre dans le détail de tous les utilitaires. Le dernier volume concerne un petit éditeur de texte M2EDIT inclus dans le pack, et destiné aux utilisateurs qui ne disposeraient que du médiocre "EDLIN" de leur DOS.

La composition du système devant accueillir ORCAD est variable en fonction des programmes que l'on souhaite utiliser parallèlement à la saisie de schémas. Le programme de saisie seul suppose un IBM PC, XT/AT/PS2 ou compatible, un disque dur, un floppy (haute densité si son format est de 5 1/4), et 640 Ko de mémoire RAM minimum. L'une des améliorations

apportées à cette nouvelle version concerne en effet son aptitude à utiliser la mémoire étendue dont sont équipées la plupart des machines actuelles ; il n'y a donc plus de limite théorique à la taille ni au nombre des bibliothèques susceptibles d'être chargées au cours d'une session. L'écran sera au choix monochrome ou couleur de type EGA ou VGA ; l'utilisation d'une carte couleur est toutefois vivement recommandée ; par ailleurs, un choix impressionnant d'émulateurs de cartes graphiques est fourni en supplément de ceux des cartes génériques ; l'utilisateur aura d'ailleurs tout intérêt à choisir le type d'écran à même de lui assurer le plus grand confort, tout particulièrement en cas d'usage intensif. L'économie est stérile à ce niveau.

A cet équipement de base, il faut ajouter un digitaliseur, une imprimante, et éventuellement une table traçante. Pour ces trois éléments la liste des drivers comprend à peu près tout ce qui est disponible sur le marché.

Le chargement des logiciels ne pose aucun problème, un utilitaire d'installation — ça, c'est nouveau — travaille à votre place. Ce fichier d'installation sera copié sur le disque dur et ne

devra pas en être effacé ; il sera en effet utilisé lors de modifications de configuration du système, pour l'installation d'applications nouvelles et pour les mises à jour avec les releases futures.

Des améliorations décisives

L'ouverture du programme propose une fenêtre qui illustre l'une des plus grandes innovations apportées par cette version 4.00 d'ORCAD. Cette modification concerne la gestion des fichiers d'une part, et la relation du logiciel de saisie de schémas avec son environnement d'autre part. L'outil de saisie de schémas n'est plus, comme par le passé, un outil isolé possédant des liens certes avec d'autres logiciels — simulation ou création de circuits —, mais est devenu l'un des outils d'une boîte qui contient l'ensemble des équipements nécessaires à l'aboutissement complet d'une étude ; pour cette raison les différents fichiers d'une même étude sont regroupés dans un seul dossier de projet ; ce dossier renferme tous les documents créés par les différentes routines contenues dans la boîte à outils, ainsi que les configurations machine utilisées au moment de leur réalisation. Le menu d'accueil présente donc une série de boutons poussoir en trois dimensions qui permettent d'accéder selon quatre chemins différents au même projet :

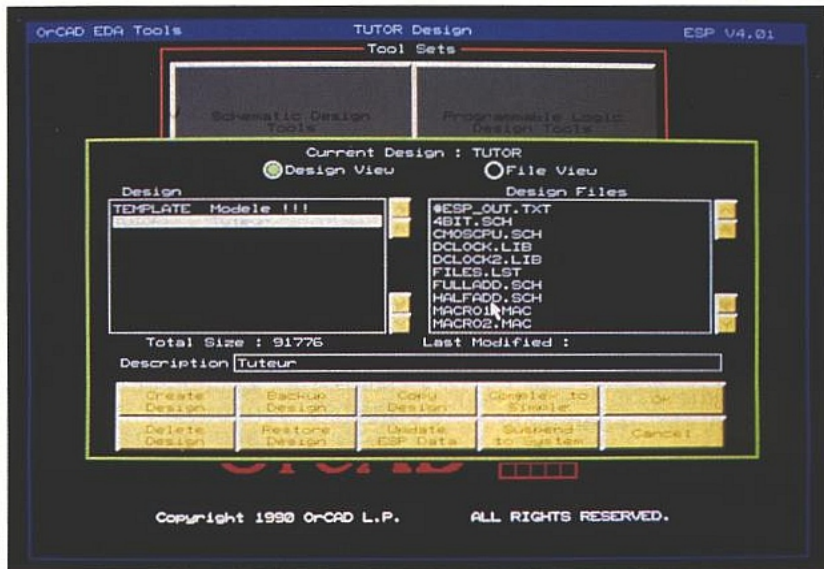
- 1) l'outil de saisie de schémas
- 2) l'outil de simulation (dont nous vous parlerons dans le prochain numéro)
- 3) l'outil de saisie de logique programmable
- 4) l'outil de dessin des circuits imprimés

Chacun de ces poussoirs correspond donc à l'un de ces outils et figure dans le menu, que cet outil soit présent ou non dans la configuration.

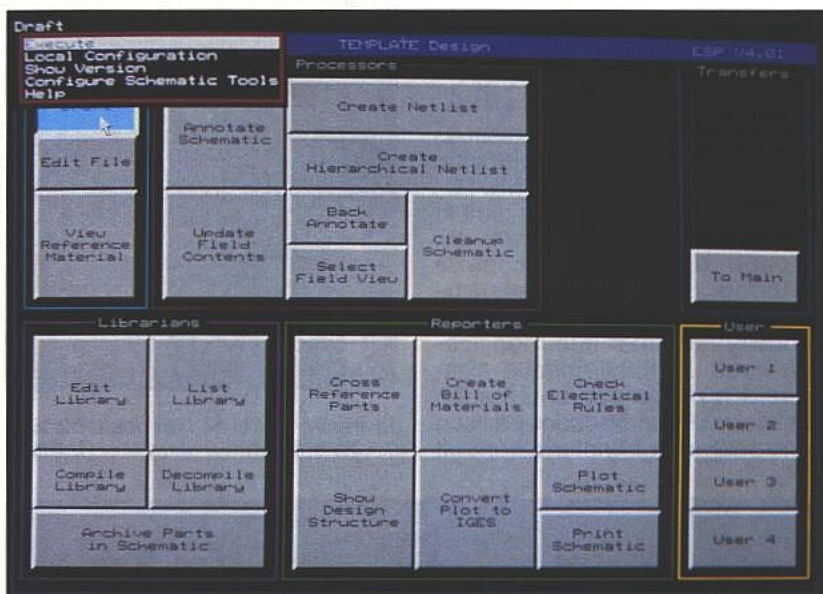
Un cinquième poussoir donne accès à l'utilitaire de gestion des fichiers ; il permet de consulter le contenu des dossiers, de supprimer, renommer, copier, sauvegarder, exporter leur contenu, et bien entendu l'ouverture de projets nouveaux. Chacun de ces utilitaires, comme d'ailleurs tous les utilitaires d'ORCAD, est configurable individuellement à tous les niveaux : choix des couleurs, taille des caractères de textes, drivers etc.

C'est le dernier fichier utilisé qui sera choisi par défaut au lancement du programme.

Cliquons donc d'un doigt expert



Fenêtre du gestionnaire des fichiers "design management tool" : une gestion simple, rapide et aisée de tous les dossiers.



Menu principal et accès à DRAFT ; chaque sous-menu peut être, si cela est nécessaire, configuré séparément et indépendamment du menu principal.

sur le bouton Schématic design tool.

Apparaît alors une seconde série de poussoirs répartis logiquement en 6 groupes de fonctions. Cette structure est caractéristique du mode de fonctionnement du logiciel, où tout est conçu pour une compréhension naturelle de l'environnement.

Le premier groupe, "EDITORS" comprend tous les programmes utilisés lors de la création ou la modification de fichiers, dessins ou textes. Le logiciel de dessin DRAFT, est le cœur du système ; c'est à partir des schémas réalisés au moyen de DRAFT que seront créées toutes les bases de données.

"EDIT FILE" est réservé à la création et à l'édition de fichiers textes, à l'aide de l'éditeur M2EDIT fourni, ou de tout autre éditeur de texte à la convenance de l'utilisateur. Quant à "View reference material" c'est un fichier contenant la liste des drivers acceptés par ESP, la liste des drivers qu'il

est possible de réaliser, et la liste du contenu de chaque bibliothèque de composants.

"PROCESSORS" regroupe la seconde famille de boutons qui bien qu'en comprenant sept, émule six MOTEURS différents : "Annotate schematic" se charge de référencer automatiquement tous les composants d'un schéma (R?-T?-U?) ; il assigne d'autre part les numéros de broches corrects aux composants comprenant plusieurs éléments par boîtier.

"CREATE NETLIST" édite un fichier texte contenant les connexions entre le signal et les broches. Cette liste d'équipotentiels peut adopter différents formats selon l'usage auquel on la destine, simulation ou réalisation de circuits imprimés. Ici encore le nombre des formats disponibles couvre largement le panorama des logiciels les plus répandus.

"UPDATE FIELD CONTENTS" permet la remise à jour du

contenu des champs d'informations (facultative) accompagnant les éléments des bibliothèques. "BACK ANNOTATE" effectue la remise à jour des références des composants d'un dessin à la suite d'une modification.

"CLEANUP SCHEMATIC" effectue une vérification du schéma, et supprime tous les fils, jonctions, bus, etc., redondants.

"SELECT FIELD VIEW" permet de faire une sélection à l'écran, au niveau des composants, des informations qui les accompagnent.

La troisième famille de touches est relative à la librairie d'ORCAD. Logiciel dans le logiciel, cette librairie est riche de plus de 20 000 composants, et s'étoffe à chaque nouvelle release.

Ces composants sont classés par famille (CMOS, Mémoires) ou par fabricant (INTEL, MOTOROLA, etc.) selon le cas ; c'est toujours la solution logique qui prévaut. De toute façon la méthode de classement ne concerne l'utilisateur que s'il souhaite effectuer une modification dans une bibliothèque existante. En usage courant, il suffit d'appeler un composant par son nom pour le voir instantanément

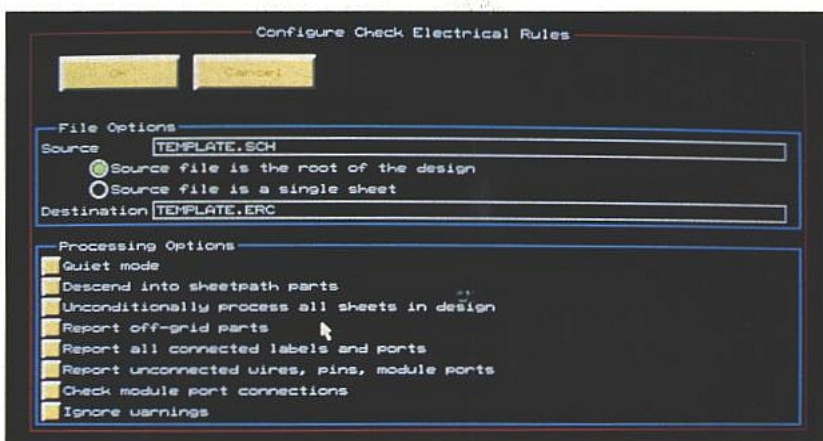
ou presque apparaître sur l'écran.

La gestion de cette bibliothèque de composants est confiée à un certain nombre de sous-programmes : le premier d'entre eux, "EDIT LIBRARY", est un puissant éditeur graphique destiné à la création de nouveaux composants. Il fonctionne avec les mêmes commandes que draft, et son utilisation est très simple ; il permet de créer rapidement, aussi bien les formes simples de certains symboles, que les contours sophistiqués de com-

posants ésotériques. La réalisation de nouveaux éléments est encore simplifiée par le fait qu'il est possible d'utiliser des formes déjà existantes que l'on peut éventuellement modifier et renommer ensuite.

Les broches d'alimentation des circuits intégrés n'apparaissent jamais sur les schémas dans un souci de clarté, mais seront néanmoins raccordées au niveau du fichier d'équipotentialités.

Si l'utilisateur le préfère, ou s'il souhaite simplement apporter une modification rapide à un élé-



Première partie de l'un des tableaux de configuration. Il suffit de valider les touches figurant à gauche de la liste.

A VOS DIMENSIONS A PARTIR DE 300 PIECES

SERIE DB DPC

DESIGN PLASTIQUE

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

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

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

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

La bibliothèque possède son propre gestionnaire de fichier "List library" qui se passe de commentaires ; il est d'autre part possible de créer une bibliothèque spécifique d'un projet ; "Archive parts in library" se charge de collecter tous les éléments d'un schéma et de créer un fichier ne contenant que ces éléments.

"Cross reference parts" exécute un repérage des coordonnées X et Y de chacun des éléments

[illegible]

"Show schematic structure" effectue le scanning de l'organisation d'un projet réparti sur plusieurs niveaux hiérarchiques, et

Avant-dernier groupe de commandes : TRANSFER. Sont classées sous ce répertoire toutes les commandes chargées de convertir les fichiers créés sous ORCAD en fichiers utilisables par d'autres outils, ainsi que la touche permettant un retour au

Tél. : 35.44.92.92
Fax : 35.44.95.99

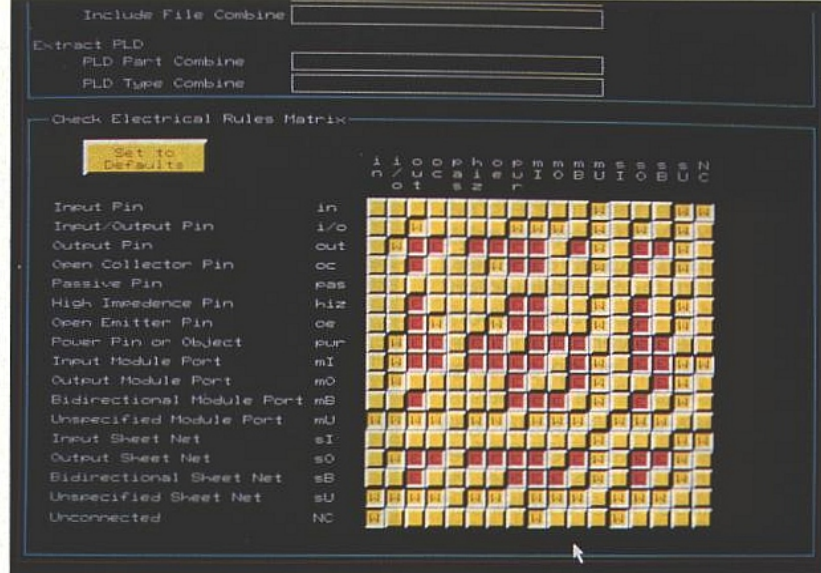
menu principal. On y trouve donc tout à fait naturellement le pont menant vers les outils de simulation, et celui du routeur.

Le dernier ensemble de fonctions, comprend quatre touches libres de tout usage et programmables par l'utilisateur, au gré de ses besoins particuliers.

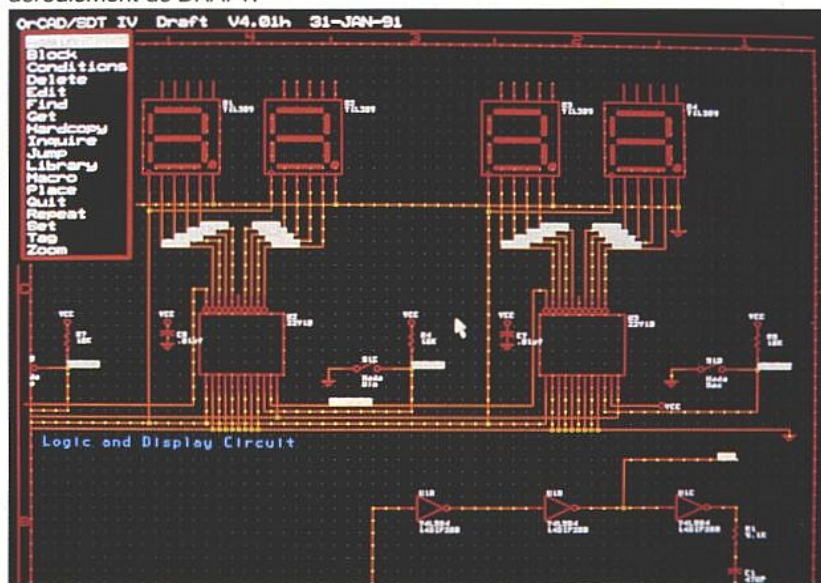
Des manœuvres logiques et naturelles

La prise en main d'ORCAD ne pose aucun problème; la méthode de travail n'est guère différente de celle utilisée avec des moyens traditionnels; le processus de création est simplement plus rapide et plus aisé. Les différentes tailles de zoom permettent de passer rapidement d'un détail à une vue d'ensemble, tandis que l'on se déplace d'un bout à l'autre du schéma grâce au panoramique automatique. Le placement des composants est facilité par une grille de points, et la position du curseur est repérée si on le désire au moyen de l'affichage de ses coordonnées. Les éléments graphiques mis à la disposition du dessinateur sont de nombreux types: outre les composants issus des bibliothèques, reliés entre eux par des liaisons filaires, il dispose de jonctions pour marquer les connexions, de lignes de bus (ensemble de liaisons par lesquelles transitent plusieurs signaux), et de symboles figurant les points d'alimentation; les composants sont référencés, nommés, et possèdent huit champs libres utilisables pour la notation de renseignements divers; l'un des champs pourra contenir la référence du module correspondant au composant lors de la création du circuit imprimé; les autres pourront contenir des renseignements tels les sources d'approvisionnement, le prix, etc. Ces textes sont utilisables ensuite à la demande, sur l'écran, en fichiers texte, voire en impression sur le plotter.

Cette nouvelle version d'ORCAD offre la possibilité d'introduire dès la création du schéma les outils indispensables aux logiciels de simulation: les stimuli (signaux devant être appliqués au circuit), les test vectors (stimuli sous la forme d'un flot de valeurs dont l'enchaînement peut être algorithmique ou non) et enfin les traces, qui indiquent au simulateur quel signal doit être suivi. Il faut ajouter à ces symboles, les éléments graphiques impor-



Configuration du logiciel chargé de rechercher les erreurs électriques; ce soft se contente d'éditer un fichier d'erreur sur lequel est indiqué leur cause, leur emplacement sur le schéma, mais n'intervient pas sur le déroulement de DRAFT.



DRAFT au travail; les menus déroulants sont facultatifs; l'opérateur peut utiliser des raccourcis clavier, ou programmer des macro-commandes pour les fonctions répétitives.

tants que sont les buses, les modules ports et les sheet symbols. Ce sont eux qui assureront les liaisons inter-éléments, à l'intérieur d'un seul schéma, entre plusieurs feuilles d'un même schéma, ou entre plusieurs schémas d'un projet, chaque fois que l'on ne pourra pas relier de façon physique plusieurs éléments entre eux.

L'utilisateur dispose de toutes les fonctions indispensables à la réalisation harmonieuse d'un dessin clair et précis, déplacement de blocs avec suivi des lignes ou non, effacement d'objets ou d'ensembles, recherche d'un élément précis, ajouts de textes, etc.

En bref...

Parangon des outils de saisie de schémas sur PC depuis déjà bien longtemps, ORCAD avec cette "release" 4 vient de placer la barre encore un peu plus haut. Compte tenu des facilités qu'il offre aux bureaux d'études, de la

géométrie variable de sa configuration qui lui permet de s'adapter à chaque besoin, de son prix somme toute modeste, de la richesse de sa bibliothèque, on comprend difficilement que certains d'entre eux s'en soient encore délibérément privés. Il constitue l'ossature et l'élément de contrôle d'un puissant outil de création électronique que l'utilisateur pourra perfectionner étape par étape selon ses moyens: ajout des moteurs de simulation tel PSPICE, ou addition d'un routeur pour circuits imprimés.

ORCAD distribué par
ALS DESIGN
38, rue Fessart
92100 Boulogne
Tél.: 46.04.30.47
Prix: 7 900 F H.T.

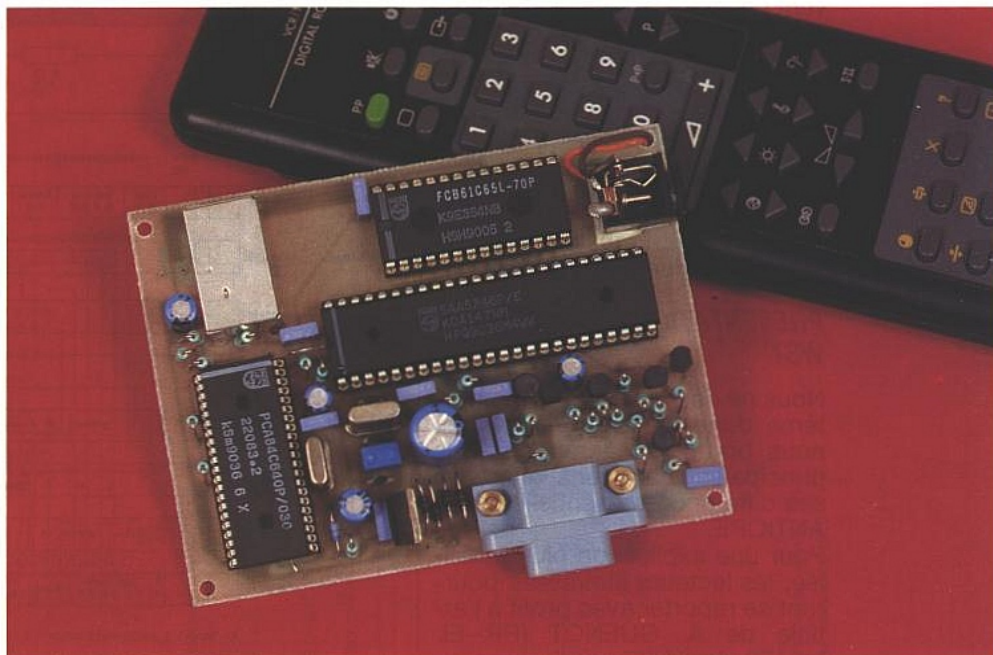
Version limitée éducation nationale incluant PSPICE et PCB: 10 500 F H.T. pour quatre postes.

■ Un décodeur de Télétex WST !

Les systèmes de télétex mettent à profit les lignes inutilisées du signal de télévision (période de suppression trame) pour transmettre des informations numériques supplémentaires destinées à l'affichage de textes ou de graphiques rudimentaires sur l'écran TV.

Largement répandu dans les pays voisins, le Télétex est presque inconnu chez nous, nous verrons pourquoi ci-après.

Cet article vous propose de réaliser un décodeur de télétex simple et performant au standard européen WST.



SITUATION DU TELETExTE EN FRANCE

Les 4 principales chaînes de Télévision Françaises (TF1, Antenne 2, FR3 et Canal +) produisent et diffusent depuis plus de 7 ans des magazines à la norme ANTIOPE, dont le sous-titrage de certaines émissions par TF1 et A2 (à destination des sourds et malentendants).

Cependant, le coût relativement élevé des décodeurs ANTIOPE (dû à leur relative complexité et à des séries de production restreintes en raison du caractère franco-français de la norme) a fait qu'après de nombreuses années d'exploitation ANTIOPE n'a pas réussi à s'imposer.

Dans le même temps, dans les pays voisins (y compris les pays de l'Est) plus de 20 millions de décodeurs WST ont été mis en service !

Le faible coût de ces décodeurs et la standardisation des productions de téléviseurs (aujourd'hui presque tous multistandards en France) a conduit la plupart des fabricants à intégrer le télétex WST d'origine sur tous leurs modèles "haut de gamme" où ils sont également utilisés pour réaliser des fonctions d'affichage sur écran (OSD) sophistiqué.

De ce fait (parfois à l'insu de leur propriétaire) il y a aujourd'hui en France beaucoup plus de décodeurs WST (environ 400 000) que d'ANTIOPE.

Consciente de ce phénomène et sans doute lassée de préparer et diffuser des magazines ANTIOPE presque "dans le vide", ANTENNE 2 a décidé de diffuser ses magazines de télétex selon la norme européenne, tout en continuant la diffusion simultanée d'ANTIOPE pour ne pas léser les possesseurs de ces décodeurs, principalement pour le sous-titrage.

Ceci n'a pas été sans poser de problèmes politiques (ANTIOPE est la norme officielle, et admettre son échec n'a pas été facile) et techniques (peu de lignes disponibles en raison des "bouteilles" SECAM et de la nécessité de conserver une diffusion simultanée d'ANTIOPE).

Ces problèmes ont cependant été surmontés, et après une longue période expérimentale, ANTENNE 2 a obtenu du CSA l'autorisation d'utiliser quatre lignes par trame (7, 19, 20, 21 et 320, 332, 333, 334) pour diffuser

un magazine relativement important : Actualités, Météo, Bourse, Jeux, Sports, Programme TV, Courrier des télélecteurs, Sous-titrage.

Il y a fort à parier que d'autres chaînes suivront rapidement... D'autre part, la plupart des chaînes étrangères reçues par satellite diffusent également selon la norme WST, en particulier le programme de leurs émissions, souvent difficile à obtenir autrement. L'ensemble de ces raisons et la disponibilité toute récente de nouveaux circuits intégrés "monochip" pour le décodage WST nous a donc décidé à vous proposer la réalisation d'un décodeur de télétexte autonome (externe au téléviseur), la majeure partie du parc Français de téléviseurs n'en étant pas équipée.

PRESENTATION DU SYSTEME WST

Nous ne décrivons pas ici ce système dans le détail, mais nous nous bornerons à rappeler ses principales caractéristiques, et ses différences essentielles avec ANTIOPE.

Pour une explication plus détaillée, les lecteurs intéressés pourront se reporter avec profit à l'article de A. GUENOT (RP--EL N° 473 de 04/87) où il passe en revue les principes de base du Télétexte et les différences entre les normes françaises (ANTIOPE) et européennes (WST "World System Teletext", connu également sous le nom de CEEFAX). Les lignes 7 à 22 et 320 à 335 peuvent être en principe utilisées pour la diffusion de télétexte, à l'exception des lignes réservées aux signaux tests et de service et, en SECAM, des lignes d'identification trame ou "bouteilles", au nombre de 9 par trame (réduit à 8 sur ANTENNE 2).

La **figure 1** situe les lignes de télétexte dans le signal vidéo. Le signal de télétexte, au débit de 6,93375 Mb/s est codé en NRZ pour rendre sa bande passante compatible (3,5 MHz) avec celle du signal vidéo. Le "0" correspond au niveau du noir et le "1" à 66 % du niveau du blanc. L'affichage sur l'écran se fait sur 24 rangées de 40 colonnes, les caractères (foreground) et le fond (background) pouvant prendre une couleur parmi 8 (signaux R, V, B en tout ou rien).

A la différence d'ANTIOPE qui utilise une transmission par paquets et des attributs parallèles, le système WST est synchrone avec attributs série : chaque ligne de données transmise correspond à une rangée de

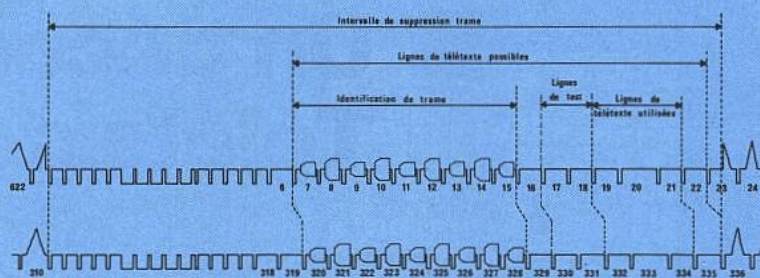


Figure 1 : Les lignes WST sont les 7, 9, 20, 21 et 320, 332, 333, 334.

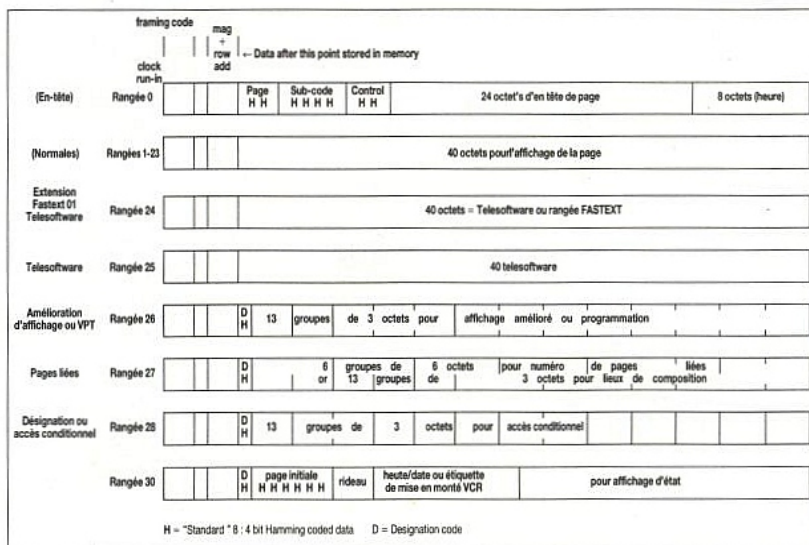


Figure 2 : Organisation et informations de télétexte.

texte sur l'écran, et tout changement d'attribut des caractères ou du fond prendra la place d'un caractère et sera visualisé comme un espace.

La **figure 2** donne l'organisation des informations de télétexte.

Chaque ligne est constituée de :

- deux octets de salve (suite de 0 et de 1) destinée à synchroniser l'horloge du décodeur,
- un octet de "framing code" identifiant le télétexte WST (E4 hexa),
- deux octets protégés "HAMMING" (code avec redondance de 2), soit 8 bits utiles, dont les 3 premiers donnent le numéro de magazine (0 à 7) et les 5 derniers le numéro de rangée (0 à 23 pour le service de base),
- 40 octets d'information codée comme suit :

● Pour la rangée 0 : Les 8 premiers octets (codés "HAMMING") transmettent :

- le numéro de page dans le magazine (0 à 99) sur 2 octets,
- un sous-code sur 4 octets (extension de numérotation facultative et 3 bits de contrôle C4, C5, C6 : effacement, newflash et sous-titre),

– un code de contrôle sur deux octets (8 bits de contrôle C7 à C14 dont les bits C12, C13, C14 sélectionnent le jeu de caractères Nationaux), les 32 octets suivants sont codés sur 7 bits + parité, les 24 premiers représentant l'en-tête de page et les 8 derniers l'heure courante.

● Pour les rangées 1 à 23 :

Les 40 octets de données transportent le code des caractères ou attributs (sur 7 bits + parité) à afficher sur la rangée en question.

Le système d'accès aux pages se fait en utilisant le numéro de magazine comme chiffre des centaines de pages, numérotées de 100 à 899.

La page 100 contient toujours le sommaire général du service. Pour le système WST "de base", les choses s'arrêtent là, et sont on le voit, assez simples, de manière à permettre un décodage "hardware".

Cependant, un certain nombre d'améliorations ont été apportées par la suite par l'adjonction de rangées ou "paquets" supplémentaires (24 ou 30) permettant un accès plus facile aux pages (FLOF ou FASTEXT), l'extension

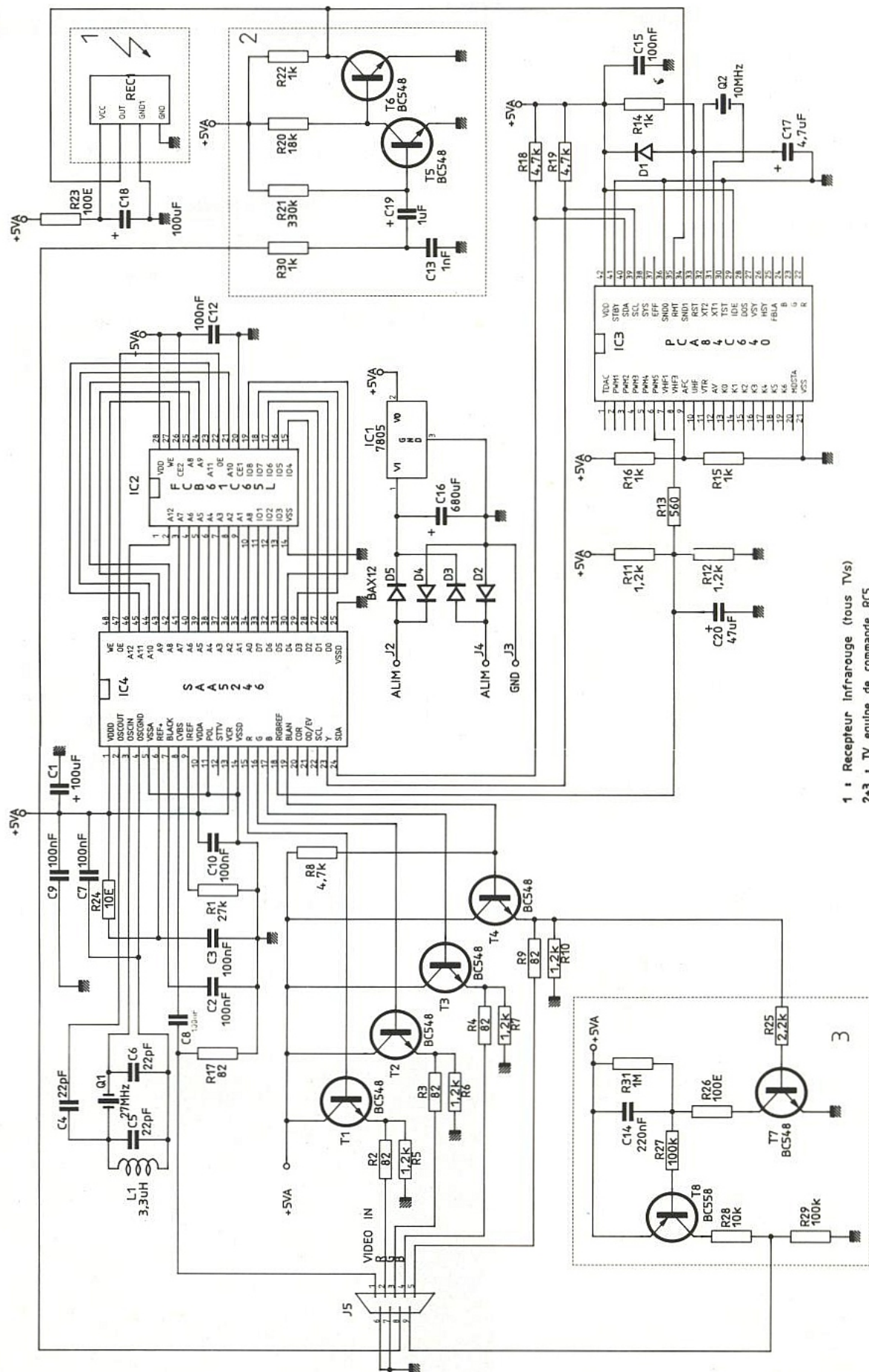


Figure 3 : Schéma complet du décodeur. Les pointillés encadrent des modules optionnels selon le type de téléviseur utilisé (RC5 ou non).

du jeu de caractères, ou la création de nouveaux services, tels que programmation automatique des magnétoscopes (VPT) ou Télésoftware.

Ces services, accessibles (lorsqu'ils existent) avec les circuits de télétexte récents nécessitent toutefois un logiciel assez complexe.

DESCRIPTION DU DECODEUR WST

Branché sur la prise Péritel d'un téléviseur ou d'un récepteur satellite, il est commandé à distance selon la norme RC5, au moyen d'un boîtier de télécommande avec touches Télétexte (p. ex. modèle PHILIPS RC 5903).

Il fonctionne à partir de la sortie vidéo composite reçue (borne 19) sur laquelle il se synchronise et fournit des signaux R, V, B (bornes 15, 11, 7) ainsi que la commutation rapide (borne 16) ; la commutation lente n'est pas activée, et le téléviseur reste synchronisé sur la vidéo reçue.

Son schéma électrique, représenté à la **figure 3**, permet d'en apprécier la simplicité : en effet, il ne nécessite que 3 circuits intégrés, un module récepteur infrarouge (voir note 1) et quelques composants passifs.

L'implantation sur circuit simple face est représentée à la **figure 4**. Nous passerons tout d'abord en revue les composants-clé utilisés :

a) Le cœur du décodeur est le circuit SAA 5246 (IVT 1.0). Son schéma bloc est représenté à la **figure 5**.

Nous avons choisi le SAA 5246 en raison de sa possibilité d'acquérir simultanément 4 pages (temps d'accès réduit pour des pages consécutives) et de sa compatibilité logicielle avec le SAA 5243 (ECCT).

Le circuit se présente en boîtier DIL 48 broches (brochage **figure 6**).

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- Extracteur de données et PLL d'affichage numériques,
- 4 circuits d'acquisition pour mise en mémoire de 4 ou 8 pages,
- Interface direct avec mémoire externe SRAM 8 K octets,
- Sorties RGB à niveau ajustable avec signal de commutation rapide TTL,
- Synchronisation d'affichage sur vidéo entrante ou base de temps TV,

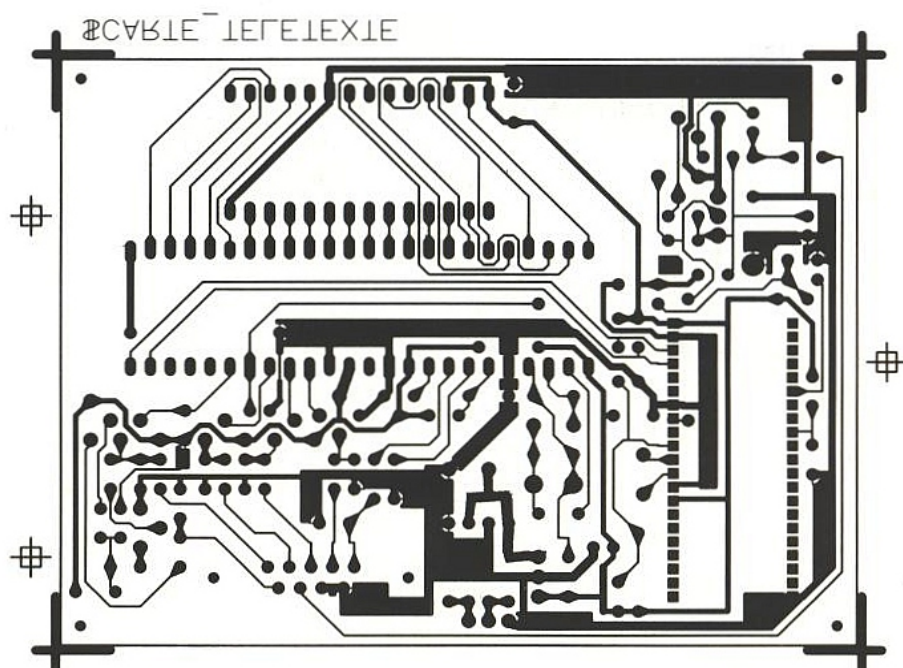


Figure 3

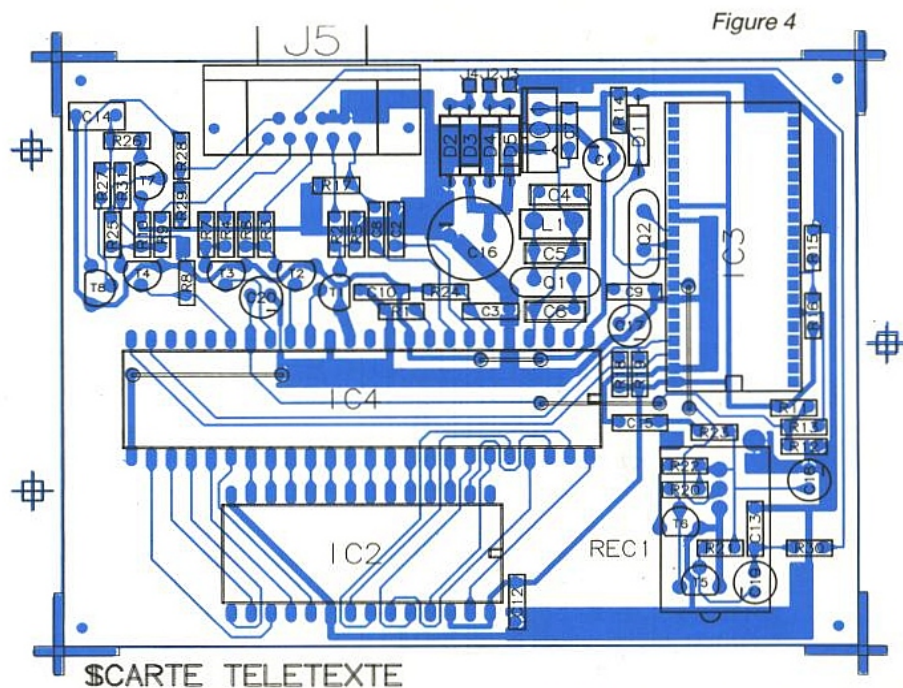


Figure 4



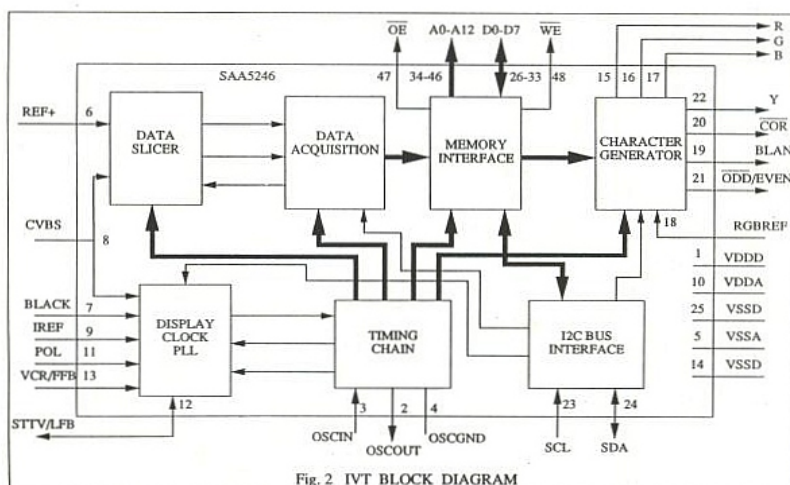
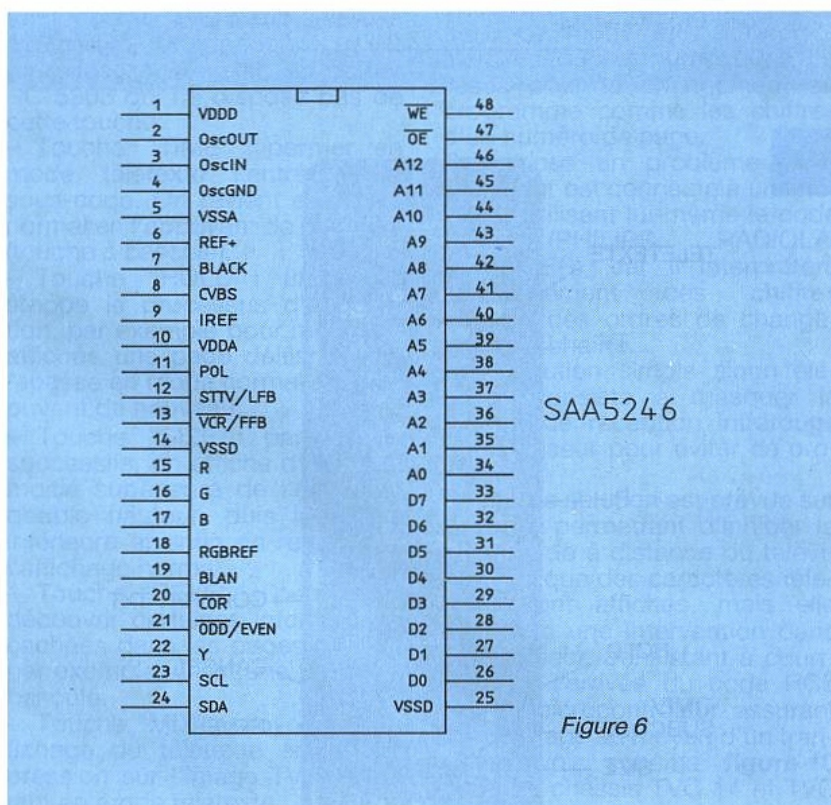


Fig. 2 IVT BLOCK DIAGRAM

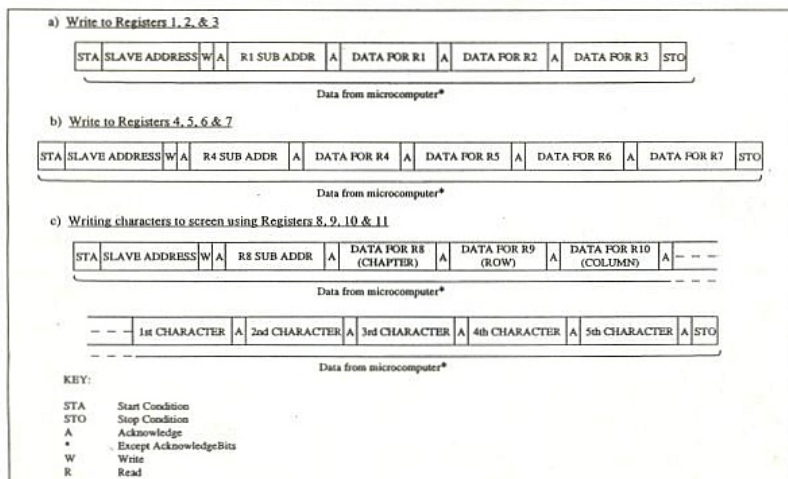
Figure 5



SAA5246

Figure 6

Figure 7



– Fonctionnement possible en mode entrelacé ou non,
– Générateur de 192 caractères alphanumériques et semi-graphiques couvrant les langues d'Europe occidentale.

– Traitement des paquets d'extension pour le fonctionnement avancé (FLOF, FAXTEXT, VPT) et l'affichage sur la même page de caractères accentués appartenant à plusieurs jeux nationaux.

Le contrôle du SAA 5246 se fait via le bus I2C (adresses hex 22 et 23), au moyen de 12 registres (R₀ à R₁₁). Pour adresser un registre, on envoie à la suite de l'adresse I2C du circuit le numéro de registre puis l'octet à y placer.

Afin de rendre le processus plus simple et plus rapide lorsque plusieurs registres doivent être modifiés, un processus d'auto-incrémentation a été établi entre les registres R₁, R₂, R₃, R₄, R₅, R₆, R₇ et R₈, R₉, R₁₀, R₁₁ : il suffit d'envoyer le numéro du premier des registres d'un groupe, le premier octet de données lui sera affecté, l'octet suivant étant destiné au registre suivant et ainsi de suite.

b) Pour le microcontrôleur, nous avons opté pour une solution de facilité ne nécessitant aucun développement logiciel spécifique : un micro masqué standard de la gamme PHILIPS Composants (PCA 84C640P/030), normalement destiné au contrôle d'un téléviseur à synthèse de tension avec décodeur de Télétexte optionnel (ECCT ou IVT 1.0).

Bien qu'il soit très sous-utilisé dans cette application, où il ne sert qu'au décodage/interprétation de la commande à distance RC5, et à l'envoi des commandes correspondantes sur le bus I2C au SAA5246, c'est néanmoins la solution la plus économique et la plus simple à mettre en œuvre si on la compare à un micro avec EPROM externe ou intégrée.

Nous verrons ce type de solution avec une autre version de décodeur dans notre prochain numéro.

Il ne nécessite en effet comme composants périphériques qu'un quartz à 10 MHz et quelques composants passifs.

Il se présente en boîtier "Shrink DIL" 42 broches (pas réduit à 1,77 mm) et son brochage est représenté à la figure 8.

Il reçoit les commandes RC5 à niveau TTL d'un module de réception infra-rouge qui inclut la diode de réception et l'amplificateur-démodulateur.

c) La RAM statique 8 K x 8 est de type FCB 61C65L-70 ou tout modèle équivalent de temps d'accès inférieur à 100 ns.

Elle permet le stockage de 8 pages de texte au maximum. Dans cette application, seules 4 pages peuvent être acquises simultanément.

Le redressement, le filtrage et la régulation 5 V sont inclus sur la carte décodeur ; l'alimentation peut donc être fournie par un petit transformateur donnant 300 mA sous 6 V alternatifs, ou par un bloc d'alimentation secteur capable de fournir 200 mA sous 9 V continus. Dans ce dernier cas, on pourra ne monter qu'une diode de protection contre l'inversion de polarité à la place du pont redresseur.

MODE D'EMPLOI DU DÉCODEUR

Le logiciel contenu dans la ROM du microcontrôleur PCF 84C 640P/030 occupe environ 6 ko, dont la plus grande partie est destinée au contrôle d'un téléviseur (fonctions d'accord, de commandes analogiques, affichage OSD). Cette application n'utilise que les fonctions de décodage des commandes RCs et de transcodage de celles relatives au télétexte en messages I2C à destination du SAA 5246.

A la mise sous tension, le microcontrôleur se trouve en mode TÉLÉVISION, et la plupart des commandes apparaîtront ignorées (cf. dernier paragraphe) à l'exception des commandes TÉLÉTEXTE et TIME.

Nous supposons dans les explications suivantes que l'on utilise le boîtier de télécommande RC 5903, dont la disposition et la fonction des touches de télétexte sont représentées à la **figure 9**

Le mode TÉLÉTEXTE est activé par la touche "TEXT".

Si aucune demande de page n'a été effectuée précédemment, le SOMMAIRE (page 100) est automatiquement affiché sur l'écran dès son acquisition.

Si on ré-appuie cette touche alors que l'on est déjà en mode TÉLÉTEXTE, toutes les commandes spéciales (MIX, HOLD, etc.) sont annulées.

L'accès aux pages se fait en composant directement leur numéro au moyen du clavier numérique.

La rangée 0 affiche à gauche le numéro de page demandée, à droite l'heure courante et au milieu l'en-tête et le numéro de page acquise.

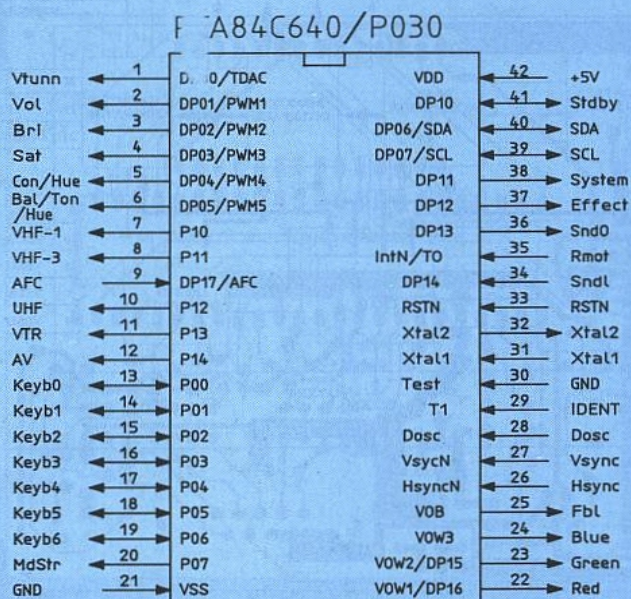


Figure 8

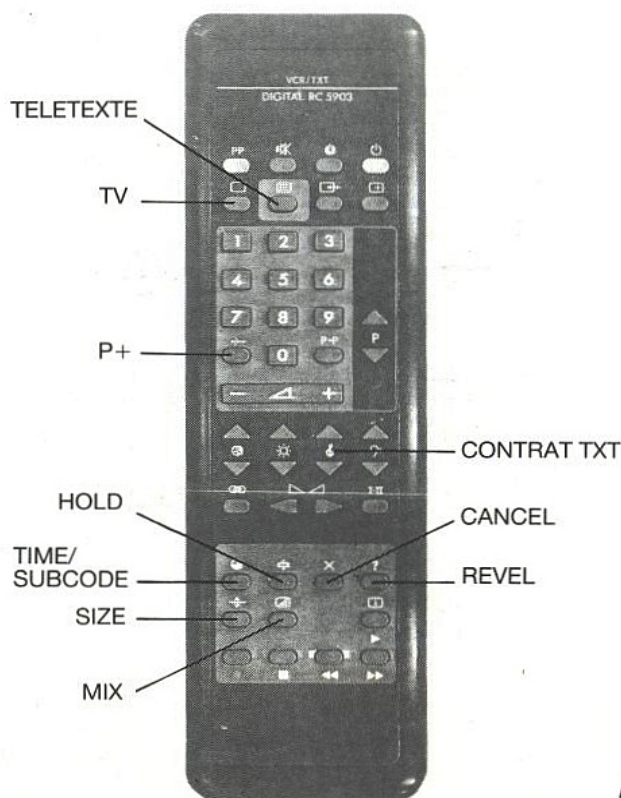


Figure 9



Ces deux informations s'affichent en vert en phase de recherche et le numéro de page défile.

Si on compose un numéro sans l'achever, le numéro de page précédemment demandé s'affiche de nouveau après 5 secondes et la demande est ignorée.

Le décodeur acquiert 4 pages simultanément : $N - 1$, N , $N + 1$, $N + 2$.

On peut visualiser la page suivante immédiatement par la fonction "P+" (touche $-/-$). Ceci permet en général une lecture sans attente des pages qui se suivent, le temps de lecture d'une page étant presque toujours supérieur au cycle de diffusion.

Lorsque l'on a atteint la page 899, P+ ramène à la page 100.

La fonction "P-", implémentée également dans le logiciel, n'est pas accessible avec le boîtier RC 5903 qui ne dispose pas de cette touche.

- Touche "TIME" : permet en mode télétexte l'entrée d'un sous-code. On revient en mode normal en l'appuyant de nouveau (touche à bascule).

- Touche "HOLD" : un appui stoppe le processus d'acquisition, par exemple pour maintenir affichée une page défilante. On repasse en mode normal en l'appuyant de nouveau.

- Touche "SIZE" : par appuis successifs, on affiche d'abord la moitié supérieure de l'écran en double hauteur, puis la moitié inférieure et enfin on retourne à l'affichage normal.

- Touche "REVEL" : permet de découvrir certaines informations cachées dans les pages de jeux par exemple. C'est une touche à bascule.

- Touche "MIX" : provoque l'affichage du télétexte en surimpression sur l'image TV en restant en mode télétexte.

Pendant les 5 premières secondes, les rangées 0 et 24 s'affichent dans une fenêtre noire qui disparaît ensuite.

- Touche "CANCEL" : supprime l'affichage télétexte, tout en restant dans ce mode. A la prochaine acquisition de la page préalablement demandée, son numéro apparaîtra dans la fenêtre gauche de la rangée 0.

D'autre part, il est possible de commander le contraste des signaux télétexte au moyen de la touche de tonalité "aiguë".

Le retour au mode TÉLÉVISION se fait par la touche "TV". La dernière demande de page reste en mémoire.

Dans ce mode, l'appui de la touche "TIME" provoque l'affichage

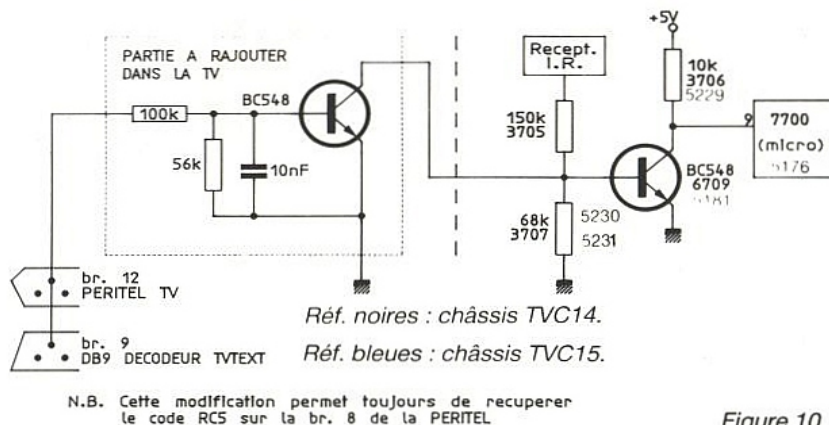


Figure 10

de l'heure en double hauteur pendant 5 secondes en haut et à droite de l'écran.

Note relative aux téléviseurs commandés en RC5 :

Après réception de la commande TÉLÉTEXTE, le décodeur passe dans ce mode et il interprète alors les touches numériques utilisées pour le changement de programme comme les chiffres d'un numéro de page.

Ceci pose un problème si le décodeur est connecté à un téléviseur utilisant lui-même le code RC5 (PHILIPS, RADIOLA, SHNEIDER), car il interprètera simultanément ces chiffres comme des ordres de changement de chaîne...

Une solution simple sinon élégante consiste à masquer la fenêtre de réception infrarouge du téléviseur pour éviter ce problème.

Une autre solution est prévue sur la carte, permettant d'inhiber la commande à distance du téléviseur lorsque des caractères télétexte sont affichés, mais elle nécessite une intervention dans le téléviseur, consistant à court-circuiter l'arrivée du code RC5 sur le microcontrôleur assurant le décodage au moyen d'un transistor (voir schéma figure 10 pour les châssis TVC 14 et TVC 1).

Il sera de plus possible de récupérer le code RC5 présent sur la borne 8 "commutation lente" de la Péritel et de remplacer le module IR par un montage à 2 transistors plus économique. L'implantation du circuit imprimé prévoit ces deux possibilités.

Le décodeur et le téléviseur pourront être commandés par le même boîtier de télécommande, et l'ensemble se comportera pratiquement comme un téléviseur avec décodeur intégré.

Nous déconseillons toutefois la modification ci-dessus si le téléviseur est sous garantie ou si l'on a le moindre doute de la mener à bien.

Hervé BENOIT

Nomenclature

Résistances (1/4 W, 5 %)

R₁ : 27 kΩ
R₂, R₃, R₄, R₉ et R₁₇ : 82 Ω
R₅, R₆, R₇, R₁₀, R₁₁ et R₁₂ : 1,2 kΩ
R₁₃ : 560 Ω
R₁₄, R₁₅, R₁₆, R₂₂ et R₃₀ : 1 kΩ
R₈, R₁₈ et R₁₉ : 4,7 kΩ
R₂₀ : 18 kΩ
R₂₁ : 330 kΩ
R₂₃ et R₂₆ : 100 Ω
R₂₄ : 10 Ω
R₂₅ : 2,2 kΩ
R₂₇ et R₂₉ : 100 kΩ
R₂₈ : 10 kΩ
R₃₁ : 1 MΩ

Condensateurs

C₁ et C₁₈ : 100 μF
C₂, C₃, C₇, C₈, C₉, C₁₀, C₁₂ et C₁₅ : 100 nF
C₄, C₅ et C₆ : 22 pF
C₁₃ : 1 nF
C₁₄ : 220 nF
C₁₆ : 680 μF
C₁₇ et C₂₀ : 47 μF
C₁₉ : 1 μF
* C₁₁ : n'existe pas

Semi-conducteurs

D₁ : BAW62
D₂ à D₅ : BAX12
T₁ à T₈ : BC 548

Circuits intégrés

IC₁ : 7805 (TO220)
IC₂ : 61C65 (70 ns)
IC₃ : PCA 84C 640
IC₄ : SAA 5246

Divers

L₁ : 3,3 μH moulée
Q₁ : quartz 27 MHz
Q₂ : quartz 10 MHz
J₅ : connecteur embase 9 broches DB
J₂ à J₄ : points de test
REC₁ : récepteur IR MITSUMI KEY

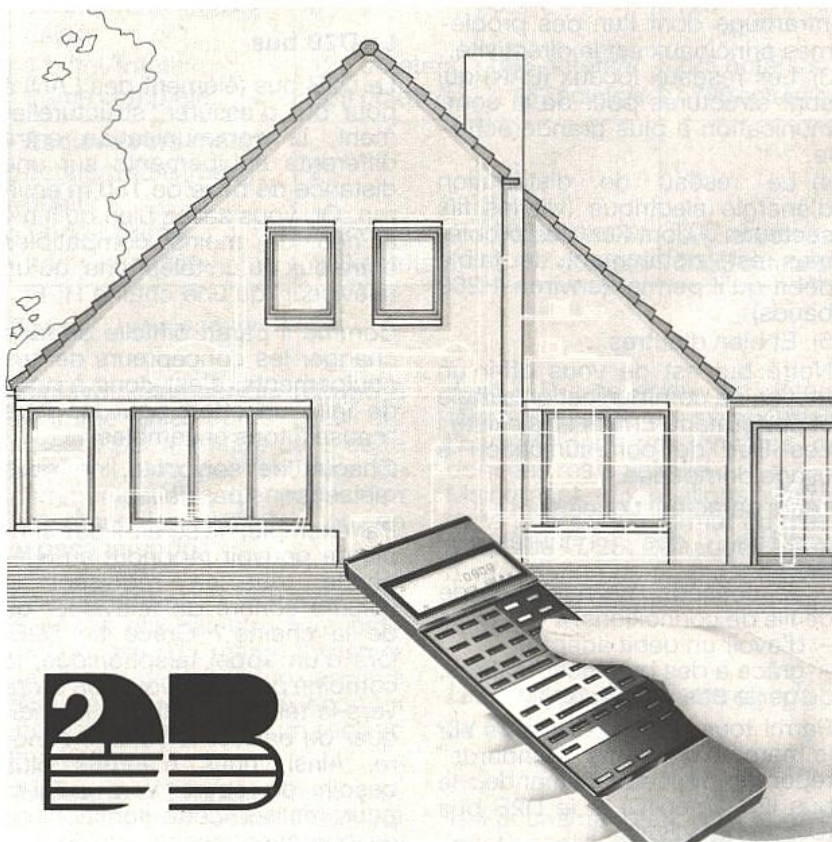
Le D2 bus

Après la série d'articles sur le bus I2C, nous allons vous présenter un nouveau bus de communication orienté vers des applications différentes.

Notre but est donc de vous présenter le bus D2B — "Domestic Digital Bus" — sans vous ennuyer, tout en restant très protocolaire comme nous savons le faire parfois. Ne vous inquiétez pas, par la suite, pour vous distraire, nous vous présenterons aussi des applications concrètes du D2B.

Nous tenterons aussi de répondre à la majorité des questions que vous ne tarderez pas à nous poser.

Mais avant toute chose, essayons de faire un petit historique de la situation.



Ce bus apparu au début des années 80 a semblé un peu trop en avance sur son temps et a suscité beaucoup de jalousies dans d'autres branches corporatives (PTT, EDF, Bâtiment,...) car émanant du très puissant "pôle" Audio Visuel très impliqué dans le domaine "domestique". Il était donc nécessaire qu'un accord européen, voir mondial, soit établi de façon à le normaliser, en assurer la promotion, en vérifier la conformité, en assurer sa maintenance.

Enfin, après bien des efforts, (les NFC... étant devenues dans l'intervalle de temps européennes sous le couvert des EN...) le projet arriva à sa phase finale sous le numéro de normes EN 1030 décrivant en détails, comme toute norme, le protocole, les codes attribués,...

Parallèlement les principaux protagonistes de l'emploi de ce bus créeront un organisme légal et juridique de promotion, de surveillance,... du bus. Cet organisme se nomme le "D2B Systems CO.LTD", dont le siège est proche de Londres.

Il faut dire aussi que pendant toutes ces dernières années des efforts "d'harmonisation" ont été effectuées pour assurer à terme des compatibilités entre tous les bus domestiques (ou domotique, immotiques,... iques, ... hic ?) qui sont en train de poindre à nos horizons. Citons au moins pour mémoire ceux pour lesquels les travaux sont bien avancés quant aux relations et inter-actions (des "passerelles" quoi...) avec le D2B : Home Bus Systems, Esprit Home System, CE-Bus...

Pour terminer cette mise en jambes, ajoutons que l'un des principaux rôles de la compagnie "D2B SYSTEMS CO LTD" est d'assurer au consommateur final (nous !!) le fait qu'un appareil muni du LOGO "D2B" (voir figure 1) est parfaitement conforme à la Norme, donc compatible avec ses petits camarades de même nom. Certaines mauvaises

langues vous diront aussi qu'il est de leur ressort de récolter les royalties de l'emploi de licences concernant l'usage du D2B, business is business mais ceci est une autre histoire.

Et maintenant vive la technique ! Afin de vous présenter et de mieux comprendre le D2B, nous allons essayer de le remettre dans le contexte des bus de communication.

De plus en plus, les équipements domestiques ou industriels utilisent des microprocesseurs ou des microcontrôleurs (par exemple : télévision, chaîne HI-FI, ordinateurs, téléphone...).

Seulement, les utilisateurs désirent pouvoir communiquer entre ces différents équipements en appuyant sur quelques (...) simples boutons (!).

Les bus de communication vont répondre à cette demande.

La vraie question reste posée : Pourquoi utiliser un bus de communication ?

Pourquoi les bus de communication ?

Comme vous le savez, il existe



Figure 1

beaucoup de façons de communiquer entre équipements de différentes origines :

- 1) Les radiofréquences qui sont délicates d'utilisation.
- 2) Les transmissions à porteur infrarouge dont l'un des problèmes principaux est la directivité.
- 3) Les réseaux locaux (LAN) qui sont structurés pour de la communication à plus grande échelle.
- 4) Le réseau de distribution d'énergie électrique (via les fils secteurs...) dont l'un des problèmes est, notamment, le faible débit qu'il permet (environ 1 200 bauds).
- 5) Et bien d'autres...

Notre but est de vous offrir un moyen de communication simple et performant. Eh oui ! Ça existe ! Les Bus de communication à usage domotique.

Leurs caractéristiques sont :

- d'être des mini-réseaux locaux.
- de posséder un minimum de de fils de connexions.
- d'avoir un débit adapté.
- grâce à des bus multi-maîtres, de gérer des arbitrages.

Parmi tous les bus existants sur le marché, deux bus "standards" répondent à cette demande : le bus I2C (Inter-IC) et le D2B bus (Digital Data Bus).

Mais attention : Ces deux bus ne sont en rien concurrentiels et leur vocation les rend totalement complémentaires.

Présentation de ces bus

Le bus I2C

Vous avez tous entendu parler du bus I2C. Enfin ! Nous l'espérons...

Ce bus est destiné à apporter les avantages d'un mini réseau local à l'intérieur d'un système ou équipement électrique. Il permet de placer dans ce système les fonctions le plus judicieusement possible sans engendrer de problèmes d'interconnexion. Il est donc destiné à opérer sur une distance de quelques mètres (sauf extensions particulières). Par exemple, dans le cas d'une

application automobile, ceci permet son utilisation dans la fonction du tableau de bord pour interconnecter entre eux les divers modules fonctionnels.

Le D2B bus

Le D2B bus (élément des LAN) a pour but d'assurer, structurellement, la communication entre différents équipements sur une distance de base de 150 m environ. Or, vous savez bien qu'il n'y a rien de moins compatibles entre eux qu'un téléphone, qu'un téléviseur, qu'une chaîne HI-FI...

Comme il paraît difficile de faire changer les concepteurs de ces équipements, c'est donc à nous de faire un effort pour les faire "causer" tous ensembles.

Chacun de son côté, ne nous mélangeons pas !!!

Par exemple, ne serait-il pas simple de pouvoir répondre au téléphone tout en réduisant le volume sonore du téléviseur ou de la chaîne ? Grâce au D2B, lors d'un appel téléphonique, le combiné pourra envoyer un ordre vers le téléviseur afin de lui indiquer de baisser le volume sonore. Ainsi, nous n'aurons plus besoin de courir vers celui-ci pour réaliser cette fonction ou de chercher, comme un fou, la télécommande partout... Tout sera effectué par l'intermédiaire du D2B (voir **figure 2**).

Par contre, ce bus doit répondre à certaines exigences pour les utilisateurs :

- facilité d'utilisation.
- intelligence répartie.
- fonctionnement en environnement perturbé
- faible rayonnement parasite.
- souplesse et possibilité d'extension.
- coût raisonnable.
- éloignement des équipements ne perturbant pas le fonctionnement

Un tableau comparatif, en conclusion vous permettra de différencier ces bus :

	débit	distance
I2C	100 kbits/s	quelques mètres
D2B	100 kbits/s	150 mètres
LAN	jusqu'à 10 Mbits/s	≈ 1 km

LE CONCEPT DU D2B

Le but du D2B étant de permettre à tous les différents types d'environnements (industriel, domestique, automobile...) de communiquer, il doit être capable de s'adapter à toutes les applications et à leur propre débit de transmission. Oh, quelle horreur !!!

Non seulement ils sont différents électroniquement mais, de plus, chacun possède sa vitesse de transmission. Devons-nous nous arrêter au premier problème de communication rencontré après tous ces efforts ? Mais, non.

Le D2B possède trois débits (actuellement mais d'autres pourront être introduits si nécessaire) de transfert de données baptisés "modes" afin de satisfaire le compromis optimum entre ces différentes applications :

- Mode 0 : le plus lent. Il est, le plus souvent, réalisé par logiciel dans un micro-contrôleur muni des interfaces d'entrée/sortie appropriés.
- Mode 1 : nécessite une circuiterie spécifique mais tout comme le mode 0 ne nécessite qu'une précision d'horloge de $\pm 25\%$ permettant l'utilisation économique d'un réseau simple RC au lieu d'un quartz pour commander l'horloge (cas du mode 0).
- Mode 2 : le plus rapide. Il nécessite plus de précision de l'horloge ($\pm 0,5\%$) rendant obligatoire l'utilisation soit d'un quartz, soit d'un résonateur céramique.

L'avantage de ces différents modes est qu'il permet au récepteur de comprendre le message de n'importe quel émetteur (par exemple : une imprimante de

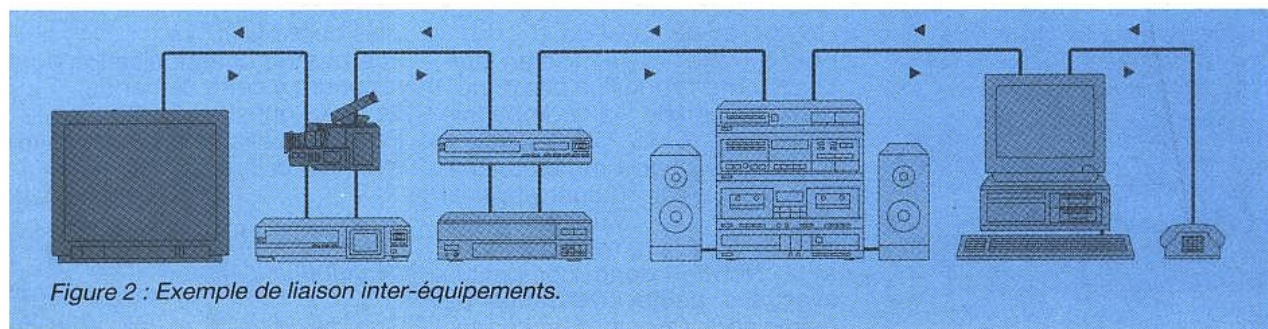


Figure 2 : Exemple de liaison inter-équipements.

mode 1 peut communiquer avec une unité de disquettes de mode 2).

Comme nous le verrons plus tard, ces différents modes de transfert seront soumis à une procédure d'arbitrage afin d'éviter les collisions entre les messages provenant des différents ensembles.

De plus, il est à noter qu'il faudra faire attention au temps de propagation des messages sur la ligne (débits + longueurs). Par exemple, lorsqu'un maître appelle un récepteur, il est préférable de répondre sans prendre trop de temps afin que le maître ne croit pas que le récepteur n'a pas répondu ou qu'il a passé son tour.

La **figure 3** vous présente ces différents modes.

Par choix personnel et afin de ne pas vous compliquer la présentation du D2B, nous allons d'abord vous parler du "soft" (nous le savons, certains ont horreur de ce monde) puis du hardware (certains ou les mêmes sautent de joie... Voilà le plus intéressant) :

Avant de commencer concrètement à vous décrire le D2B, quelques rappels de terminologie protocolaires ne sont pas inutiles.

Trame : Bloc d'informations transmis à travers la ligne de données du D2B. Sa durée peut être variable mais ne peut excéder en aucun cas 17ms.

Maître : Élément connecté au bus qui initialise la communication.

	mode 0	mode 1	mode 2
Fréquence d'horloge	0,75 MHz $\pm$ 25%	3 MHz $\pm$ 25%	6 MHz $\pm$ 0,5 %
Maître vers esclave octets/trame (max.) débit : 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
Esclave vers maître octets/trame (max.) débit : 1 octet/trame trame complète	2 122 octets/s 198 octets/s	16 368 octets/s 1 497 octets/s	64 700 octets/s 5 355 octets/s

Figure 3 : Les modes du D2B.

Esclave : Élément qui répond à la trame D2B après avoir été adressé par le maître dans cette trame. Il anticipe l'initiative de communication du maître en préparant les données ou un espace tampon.

Bidirectionnel : L'échange des données est par structure bidirectionnelle. Un maître transmet un message pour un esclave récepteur ou un maître reçoit un message transmis par un esclave émetteur.

Arbitrage : Simultanément plusieurs maîtres peuvent désirer accéder au bus, d'où une phase d'arbitrage nécessaire pour ne permettre qu'à un unique maître de dialoguer pendant un certain temps. Le succès d'un maître n'est valable que pendant la durée d'une trame (l'arbitrage doit se gagner trame à trame).

Conformité temporelle du bit : Pendant une trame, l'ensemble formé par le maître et l(es) esclave(s) vérifie la conformité temporelle de chaque bit (durée, posi-

tion...). Si une erreur est détectée, le message est stoppé mais l'acquittement des champs de données reste valable.

Maintenant, nous allons rentrer dans le détail du format du message du D2B. Chaque trame d'information du D2B est constitué de cinq champs décrits dans la **figure 4**.

Les champs de la trame ou ode au D2B

Les cinq champs sont :

- 1) Le champ d'en tête dont la fonction est de synchroniser la trame et de sélectionner la vitesse dynamique.
- 2) Le champ des bits d'adresse du maître dont la fonction est d'indiquer l'identité de l'origine du message.
- 3) Le champ des bits d'adresse de l'esclave dont la fonction est de sélectionner le(s) partenaire(s) de la communication.
- 4) Le champ des bits de contrôle dont la fonction est d'indiquer la direction et de signifier le trans-



**CHOLET
COMPOSANTS
ELECTRONIQUES**

**Recevez tous les
SATELLITES
ACTUELS... et FUTURS !**

MAGASIN

1, RUE DU COIN - TÉL. : 41.62.36.70 - FAX : 41.62.25.49

VENTE PAR CORRESPONDANCE : B.P. 435 - 49304 CHOLET Cedex

COCHEZ LES CASES QUI VOUS INTERESSENT :

- | | |
|---|---|
| ☐ 1 PRODUITS H.F. - 2 TP | ☐ 5 MODULES "CEBEK" - 2 TP |
| ☐ 2 RECEPTION TV-SAT - 2 TP | ☐ 6 KITS "GRAND PUBLIC" - 2 TP |
| ☐ 3 LOGICIELS EDUCATIFS - 3 TP | ☐ 7 MATERIEL C.I. - 4 TP |
| ☐ 4 SCANNERS - 2 TP | ☐ 8 LIBRAIRIE TECHNIQUE - 3 TP |

(TP = Timbres poste à 2,30 F)

NOM : _____

SOCIÉTÉ : _____

ADRESSE : _____

Adressez ce bon à :

CCE - B.P 435 - 49304 CHOLET CEDEX

fert de données.

5) Le champ du message dont la fonction est d'être transparent pour le transfert des bytes de données.

Maintenant, nous allons vous détailler chaque champ en spécifiant leur rôle dans la communication.

Le champ d'en-tête

Ce champ est composé du bit de départ et des bits de modes.

Le bit de départ

Ce bit a pour but de synchroniser toutes les unités connectées.

Les bits de modes

Ce champ constitué de 1 à 3 bits sélectionne l'un des trois modes de transmission.

Mode 0 = 0

Mode 1 = 10

Mode 2 = 110

Mode - = 1110 (réservé pour future standardisation)

Sur ces bits, une procédure d'arbitrage peut débuter.

Le champ des bits d'adresse du maître

Ces douze bits indiquent l'identité de l'émetteur du message. Ces bits servent aussi pendant la procédure d'arbitrage. Un bit supplémentaire de parité, en fin de ce champ, permet aux autres unités de valider cette adresse. C'est à la fin de ce champ que l'arbitrage doit être complètement effectué pour qu'il ne reste plus qu'un seul maître. Le maître peut alors transmettre l'adresse de l'unité qui deviendra "esclave".

Le champ des bits d'adresse de l'esclave

Ces douze bits indiquent l'identité du récepteur du message. Comme pour le champ d'adresse du maître, un bit de parité est transmis pour tester la validité de cette adresse. De plus, l'émetteur attend un acquittement du récepteur afin de confirmer la présence et le fonctionnement de l'esclave.

Le champ des bits de contrôle

Les quatre bits de contrôle spécifient la nature du transfert (données, adresse, statut, lecture ou écriture) si l'esclave est déjà lié avec un maître particulier. De plus, un bit est demandé afin de savoir si l'esclave est capable d'effectuer la fonction qui est

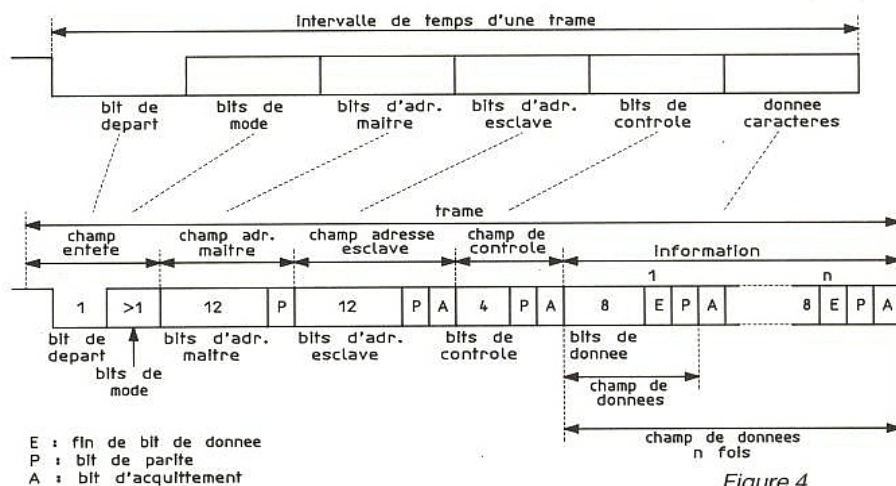


Figure 4

B3	B2	B1	B0		FONCTION
0	0	0	0	→	Lire la condition de l'esclave
0	0	0	1	→	Réservé pour utilisation future
0	0	1	0	→	Lire la condition de l'esclave et bloquer
0	0	1	1	→	Lire les données et bloquer
0	1	0	0	→	Lire l'adresse du milieu et la moins signifiante, bloquer
0	1	0	1	→	Lire l'adresse la plus signifiante
0	1	1	0	→	Lire la condition de l'esclave et débloquent
0	1	1	1	→	Lire les données et débloquent
1	0	0	0	→	Ecrire les adresses mémoires et bloquer
1	0	0	1	→	Réservé pour utilisation future
1	0	1	0	→	Ecrire les commandes et bloquer
1	0	1	1	→	Ecrire les données et bloquer
1	1	0	0	→	Réservé pour utilisation future
1	1	0	1	→	Réservé pour utilisation future
1	1	1	0	→	Ecrire les commandes et débloquent
1	1	1	1	→	Ecrire les données et débloquent

Figure 5

demandée. Le tableau de la figure 5 spécifie la signification des bits de contrôle.

Le champ des bits de message

Il peut exister un ou plusieurs caractères de données. Chaque caractère est constitué de 11 bits : 8 bits de données, un bit de fin de données (E.O.D.), un bit de parité et un bit d'acquiescement. Le bit de fin de données est ce qu'on appelle en bon français un "indice de continuité". Il est généré par le maître.

Cette valeur logique vaut "1" lorsque le maître a encore un byte à transmettre et que le nombre de bytes actuel ne dépasse pas le nombre maximum que peut contenir un message. Dans le cas contraire, la valeur logique "0" est transmise.

Pour résumer, un organigramme (figure 6) vous indique l'échange des trames dans ce protocole D2B bus.

Définition du bit

Suite à cette description du format de la trame du message, une question doit vous venir à l'esprit (Enfin, nous l'espérons) : Comment se comporte le bus pendant cette période de transmission ?

Le système de transmission qu'utilise le D2B est une paire différentielle non torsadée avec rappel de masse sur laquelle circulent l'horloge et les données multiplexées temporellement.

La **figure 7** vous donne la définition du format du bit du bus D2B. A ce sujet, la prise normalisée vous est donnée **figure 8**.

Il existe, au niveau de sa conception, quatre domaines de temps sur le bus. Attention de ne pas confondre les définitions des niveaux logiques HAUT ou BAS et leur signification électrique et temporelle.

- Un niveau logique ("de repos") HAUT appelé "période de préparation". Cette période assure que toutes les unités voient un niveau HAUT avant que le bus ne puisse aller plus tard à l'état BAS.

- Après la transition HAUT-BAS, un espace de temps appelé "période de transition". Elle est générée par le maître, ce qui servira à assurer l'isosynchronisme de toutes les unités esclaves.

- Une tranche de temps appelée "période de données" pendant lequel la valeur de la donnée est présente et pendant lequel l'esclave devra aller échantillonner.

- Une période finale de niveau HAUT appelée "période de stop". Elle tient compte de la tolérance sur l'horloge des différentes unités.

La procédure d'arbitrage

Cette procédure est entamée dès le début de la trame avec les bits de mode et les bits d'adresse du maître.

Afin d'éviter les collisions, un seul maître à la fois peut travailler sur le bus (chaque unité connectée sur le bus possède une unique adresse). Comment arbitrer ces maîtres qui désirent dialoguer tous en même temps ?

Non. Nous ne sommes pas sur un terrain de sport. En grand seigneur, nous allons essayer d'accepter le choix de l'arbitrage. Et que c'est frustrant pour celui qui perd toujours. Mais, il est difficile d'aller contre l'arbitre (N'est-ce pas, Messieurs, les joueurs de football, de volley-ball, de rugby...).

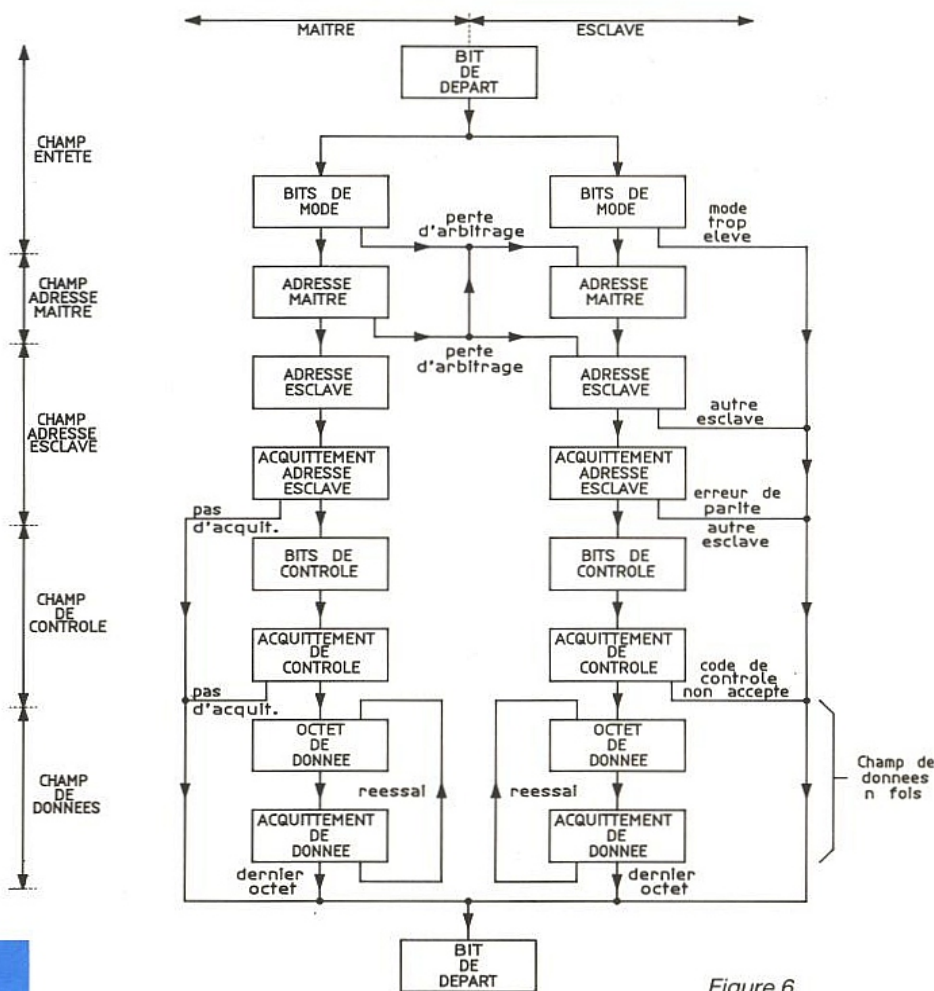


Figure 6

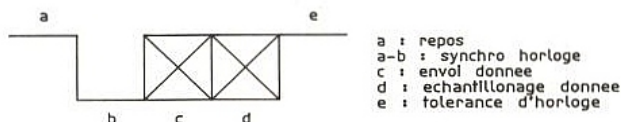


Figure 7

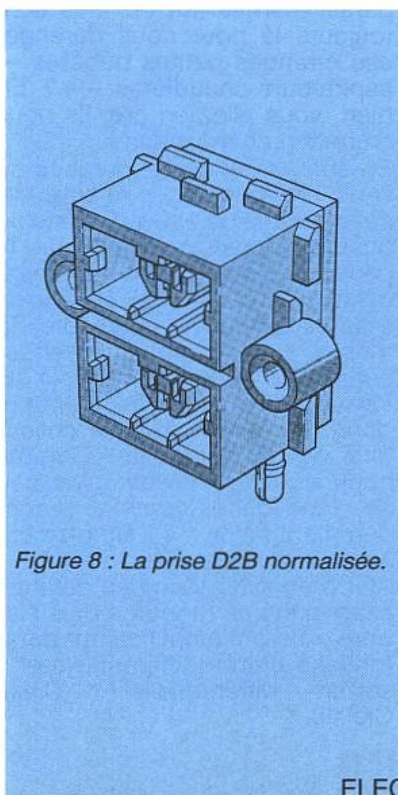


Figure 8 : La prise D2B normalisée.

Comme nous l'avons vu précédemment, ce sont les bits de mode et les bits d'adresse du maître qui permettent la procédure d'arbitrage.

Chaque unité transmet d'abord le code binaire associé au mode dans lequel elle désire travailler. Or, le protocole du D2B donne la plus haute priorité à l'unité travaillant dans le mode le plus petit (principe du ET CABLE : le premier à générer un "1" perd la phase d'arbitrage). Par contre, si le mode de transmission est le même, la 2^e étape départagera les ex-aequo. Eh oui, il n'existe qu'un vainqueur dans ce jeu !!! Ce sont les bits d'adresse qui définissent l'unité qui pourra dialoguer sur le bus. Le même principe du ET CABLE s'applique : celui qui possède la plus petite adresse a la plus haute priorité.

Suite à cette transmission, l'unité qui a gagné la procédure d'arbitrage devient le maître et contrôle le bus pendant un certain intervalle de temps (au moins une trame).

Spécifications électriques du bus

Après avoir décrit le D2B bus au niveau de la trame et de la définition de la valeur logique du bit, il va falloir s'attaquer aux spécifications électriques de ce bus (Eh Oui ! Il faut bien y arriver un jour ou l'autre).

Un bus ne peut fonctionner uniquement grâce au soft, heureusement le hard est là pour l'aider.

Il est nécessaire de savoir que le câble du D2B constitue une paire différentielle flottante sur lesquelles circulent les données du bus. La **figure 9** vous indique comment connecter les différentes unités au D2B bus à travers cette liaison.

Puisque le D2B est constitué d'une paire différentielle, il est nécessaire de baptiser un des deux fils du bus + et l'autre -. Par convention nous appellerons ces fils D2B+ et D2B-.

Afin de vous expliciter le plus clairement possible les performances et les qualités de la partie interface de connexion au bus (simple pour certains, plus difficilement compréhensible pour d'autres), nous avons jugé utile de vous faire un bref rappel sur la structure électronique d'un tel type d'interface.

Pour cela, avant de vous présenter la structure finale, nous allons décomposer celle-ci en deux étapes explicitant bien les difficultés et les défauts de ces différents montages.

Le premier de ces montages que nous allons étudier est "l'amplificateur différentiel à entrée asymétrique et à sortie différentielle" dont le schéma est donné **figure 10** dans lequel T1 va fonctionner en **émetteur commun** et T2 en montage **base commune** (tension sur la base de T2 volontairement constante).

Lorsqu'une tension d'entrée (appliquée à un instant donné entre la base du transistor T1 et la masse) augmente, le courant dans le collecteur de T1 (V_{be}) a augmenté.

L'entrée du montage est **asymétrique** c'est-à-dire que la tension appliquée à la base de T1 augmente, la tension sur son émetteur augmente (émetteur-suiveur) et étant donné que la tension sur la base T2 est volontairement constante (T2 fonction-

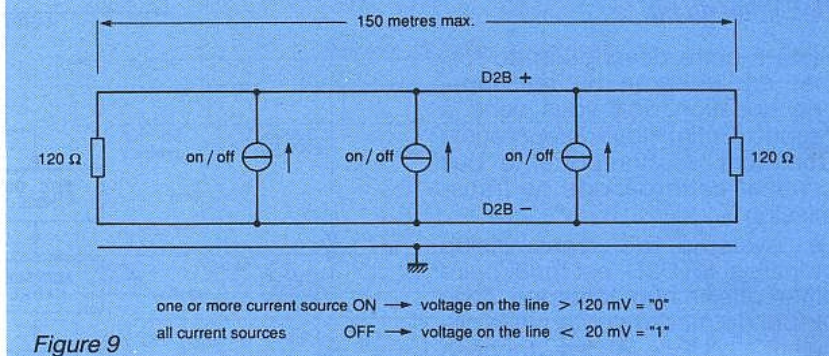


Figure 9

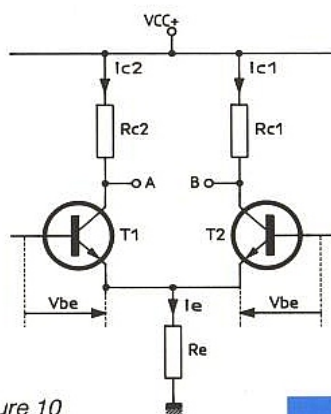


Figure 10

nant en montage base-commune), le V_{be} de T2 diminue et donc le courant dans le collecteur de T2 diminue.

Nous disposons alors, entre les points A et B, d'une amplification du signal d'entrée disponible en "différentiel" car pendant que A varie positivement, l'autre varie négativement et inversement. Génial !!! Ça marche comme sur des roulettes...

Mais, que se passe-t-il si un parasite arrive (Eh oui !, ils sont toujours là pour nous déranger ces étranges petites bêtes — aspirateurs-chaudières —) ? Eh bien, vous allez en rire, ils nous embêtent au maximum.

En effet, si un signal parasite de sens croissant se présente sur ce montage (c'est-à-dire sur la base du transistor T1 puisque la base de T2 est volontairement maintenue constante), la tension à la base de T1 augmente, la tension sur son émetteur augmente. Par contre, sur le transistor T2, le V_{be} augmente et donc le courant dans le collecteur de T2 augmente. Comme nous pouvons le voir, plus rien ne fonctionne comme précédemment : on a simplement amplifié le signal utile.

Afin d'annihiler tous ces défauts, examinons un montage plus élaboré : c'est "l'amplificateur différentiel à entrée différentielle et à sortie différentielle" (Ciel... Ciel !!!).

Au repos, en statique, en l'absence de signal appliqué entre les bases des deux transistors, les tensions aux bornes de RC_1 et de RC_2 sont égales (montage rigoureusement symétrique).

Appliquons une tension différentielle entre les bases de ces transistors de telle sorte que la base de T1 soit positive par rapport à celle de T2 (ce qui sous-entend que la base de T2 n'est plus constante comme dans le montage précédent). Donc, le courant dans le collecteur de T1 augmente d'autant que celui dans le collecteur de T2 diminue. De ce fait, à tout instant, la somme des courants circulant dans les émetteurs est constante ($I_e = I_{C1} + I_{C2}$: c'est la loi de Kirchhoff). En d'autres termes, pour les gens classés "X", tout ce qui entre est égal à tout ce qui sort (divergence de $I = 0$). Il existe, ainsi, un déséquilibre entre les tensions (donc différence de potentiel "différentielle") aux bornes de RC_1 et de RC_2 . Génial again !!!

Ah ! Ah ! Vous nous attendez au tournant. Encore un montage qui semble fonctionner parfaitement. Mais, où sont passés les petits parasites ? Il ne faut quand même pas les oublier.

De la même façon que dans le cas précédent, un signal parasite de sens croissant se présente simultanément et de façon identique sur les deux bases des transistors (Et, comment voudriez-vous qu'il reconnaisse la base de T1 plutôt que la base de T2). Il se présente donc en "mode commun" sur les deux bases. De ce fait, par exemple, les deux tensions sur les bases des transistors augmentent simultanément, les courants I_{C1} et I_{C2} augmentent de façon égale et le courant dans les émetteurs augmente. Or, nous souhaitons ardemment que la sortie ne bouge pas (facile à résoudre, n'est-ce pas ?).

Si l'on désire que sur de tels parasites (dus par exemple à une augmentation de la température...) les tensions sur les collecteurs ne varient pas, on ne souhaite donc pas que les courants collecteurs soient stables. Rien de plus simple : on leur applique une "grande muselière" ou on les attache à un piquet (trêve de plaisanterie bien que ce soit vrai).

Mais, non ! Nous allons les obliger à être constant (IC_1 et IC_2 constants impliquent que le courant dans les émetteurs soit constant). Contrairement au montage précédent, les transistors T_1 et T_2 fonctionnent en émetteur-commun ? Comment faire ? Excellente question et merci de l'avoir posée... On substitue en lieu et place de la résistance R_e un générateur de courant : on obtient une réjection du mode commun, taux de réjection du mode commun, infini.

Donc, pour n'importe quel parasite rentrant simultanément sur les deux bases, il n'en restera rien sur les collecteurs (effet invisible sur les sorties). Tout bon bouquin d'électronique vous le dira...

Ça y est !!! Vous avez remis toutes vos idées en place. Le seul problème restant est : Quel est le rapport avec le D2B bus ? Ne vous inquiétez pas, nous y arrivons.

Le D2B bus pouvant être soumis à des tas de perturbations extérieures (parasites de toutes natures), il a tout intérêt, lorsqu'il sortira d'un circuit, à commander une ligne en mode différentielle (avec un taux de réjection du mode commun infini) et, lorsque le bus arriva quelque part, à rentrer sur une paire différentielle (elle aussi ayant un taux de réjection infini). Voir aux figures 11 et 12 le schéma d'entrée-sortie vu des deux broches D2B+ et D2B- de deux circuits connectés en entrée et en sortie.

Le bus étant une paire différentielle, on a défini que les niveaux électriques sur la ligne associés aux niveaux logiques seraient les suivants :

Etat logique	Niveaux électriques
0	$\geq +120 \text{ mV}$ ($V_{10} - V_{12}$) appelé niveau "HAUT"
1	$\leq +20 \text{ mV}$ ($V_{10} - V_{12}$) appelé niveau "BAS"

Attention ! L'état "Haut" électrique correspond au niveau "0" logique et non au niveau "1" logique comme on pourrait le penser au premier abord (il faut toujours se méfier des exceptions ou de leurs contraires). De plus, entre les deux niveaux électriques, il n'existe pas un niveau positionné à $+120 \text{ mV}$ et l'autre à -120 mV . Et non !!! Encore une exception. C'est pire que la langue française dans ce domaine. On ne peut même pas se fier à la logique. Il faut toujours regarder où l'on met les pieds. Mais, qui dit paire différentielle dit "ligne". Et qui dit ligne dit impédance caractéristique. C'est là le rôle de R_t (résistance dite d'adaptation). Dans un prochain article, nous vous expliciterons comment considérer le D2B bus comme "ligne" (temps de propagation, arbitrage, retard...). A bientôt.

**Blandine DELABRE
et Dominique PARET**

Références bibliographiques :
Spécifications techniques D2B -
Philips Composants et la norme
EN 1030.

D2B Systems C.LTD :
Betchworth House
57-65 Station-Road
Redhill
Surrey RH1 - 1 DL (UK)

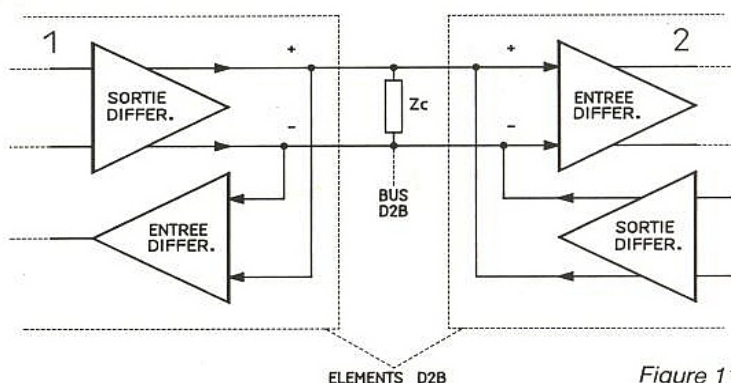


Figure 11

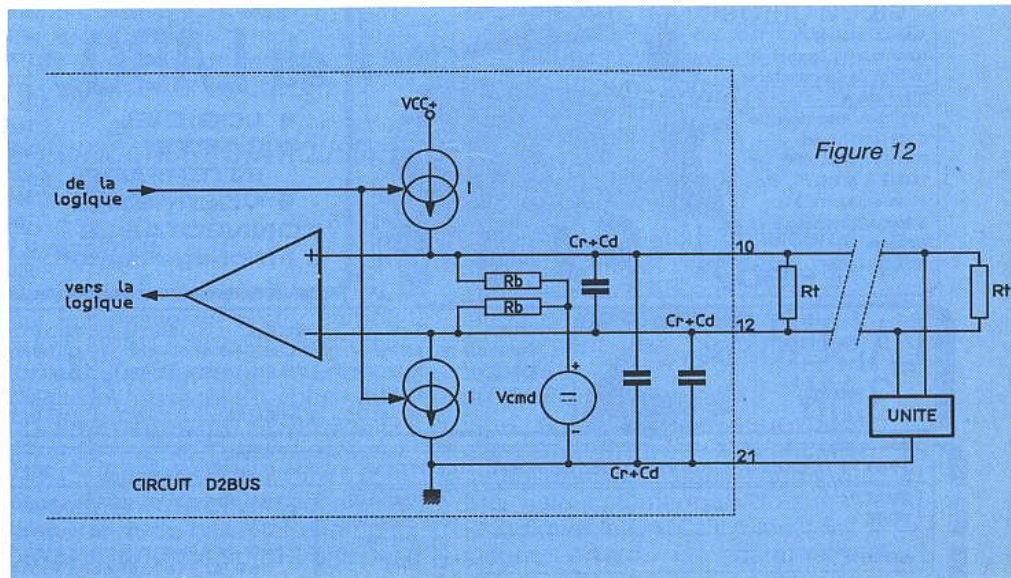


Figure 12

Spécifications et critères de choix des CAN'S

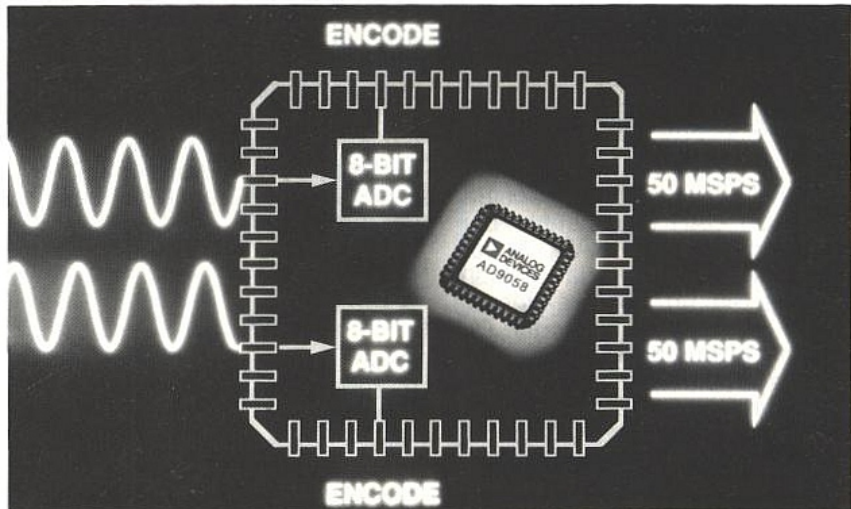
Vous devez numériser des signaux analogiques et vous êtes embarrassé pour choisir un convertisseur analogique numérique. Cet exposé, nous l'espérons, vous aidera à extraire les spécifications qui orienteront votre choix, et vous donnera les éléments nécessaires à leur bonne interprétation. Les domaines du traitement du signal et de l'audio ont introduit de nouvelles spécifications qui demandent à être examinées de très près. Prochainement nous aborderons les nouvelles techniques utilisées dans les CAN delta-sigma et les spécifications décrites ici représentent une bonne entrée en matière.

Les domaines d'application des convertisseurs analogique-numérique (CAN) sont les suivants :

- système d'acquisition de données,
- instrumentation scientifique,
- instrumentation médicale,
- système de pesage,
- équipements de test automatique,
- traitement du signal,
- audio et vidéo grand public et professionnelle,
- télécommunications (modems).

Dans certains de ces domaines, comme l'instrumentation scientifique par exemple, nous pouvons distinguer différentes bandes passantes et donc la nécessité de CAN présentant des caractéristiques totalement différentes. Les multimètres numériques ou les systèmes de pesage nécessiteront de très bonnes performances statiques et les CAN'S utilisés n'auront pas besoin d'être spécifiés en dynamique.

Par contre, dans les analyseurs de spectres FFT, les CAN'S



devront présenter de très bonnes performances tant statiques que dynamiques.

En effet, les bandes passantes requises vont en général du continu à quelques centaines de kHz. Les domaines de l'audio et du traitement du signal dans certains cas nécessitent l'utilisation de CAN'S spécifiés uniquement en dynamique. C'est pourquoi nous voyons apparaître depuis quelques années des spécifications telles que le rapport signal à bruit S/B, le taux de distortion harmonique THD, la distortion par intermodulation IMD, le nombre réel de bits en fonction de la fréquence et l'histogramme des codes du convertisseur pour un signal sinusoïdal à l'entrée.

Dans cet article, nous balayerons les spécifications principales des CAN'S en commençant par le fonctionnement statique.

SPECIFICATIONS STATIQUES DES CAN'S

La résolution

C'est la variation la plus petite qui fait passer la sortie numérique du CAN à la valeur immédiatement supérieure (ou inférieure). Un convertisseur n bits aura comme plus petit incrément ($1/2^n$) soit 1 LSB (least significant bit). La résolution peut être exprimée en % de la pleine échelle ou en nombre de bits. Par exemple, un CAN de résolution 12 bits permet de convertir 1 sur 2^{12} (1 sur

4096) ou 0,0244 % de sa valeur pleine échelle. Si sa valeur pleine échelle est de 10 V il pourra donc détecter une variation de 2,44 mV sur son entrée. Il faut faire très attention au paramètre de résolution, surtout lorsqu'on s'intéresse à des CAN 14, 16, 18 et 20 bits car ce paramètre ne révèle pas la précision ou la linéarité du convertisseur.

Si vous prenez par exemple l'ADC 700 de BURR-BROWN qui est donné pour une résolution de 16 bits, vous n'obtiendrez que les performances d'un 14 bits car sa non linéarité différentielle garantit aucun code manquant jusqu'à 14 bits. C'est également le cas pour l'AD ADC 72 d'ANALOG DEVICES ou le MN 5280/82 de MICRO NETWORKS ou encore le HS 9476 de SIPEX qui est un 25 bits de résolution et qui possède une non linéarité différentielle garantie de 14 bits.

La précision (accuracy)

Elle est quelquefois considérée comme étant un paramètre non spécifique du CAN car la spécification de la linéarité décrit plus précisément les performances du CAN.

La précision représente l'écart entre la valeur numérique présente à la sortie du CAN causée par une tension d'entrée donnée, et la valeur numérique qu'aurait dû indiquer le CAN s'il n'avait fait aucune erreur. Ce paramètre cumule donc toutes les erreurs

du CAN (erreur de quantification, erreur d'échelle ou de gain, erreur d'offset) et peut être trop restrictif vis à vis de certaines applications. L'erreur d'offset, par exemple, pour une application dans le domaine audio ne doit pas être considérée car dans ce cas, la composante continue est filtrée. C'est pour cela que vous trouverez sur les data sheets des constructeurs des performances séparées pour chaque erreur.

Erreur de quantification

C'est la déviation maximale par rapport à la fonction de transfert idéale du CAN représentée par une ligne droite. Le CAN, de par sa nature, convertit la tension d'entrée en un nombre fini de codes numériques en sortie. De ce fait l'erreur de quantification ne sera jamais nulle.

Le CAN parfait aura un offset d'un demi LSB à zéro comme indiqué **figure 1** et ne s'écartera de la fonction de transfert idéale que d'un demi LSB en plus ou en moins. Si l'offset est nul, alors l'erreur de quantification sera de $\pm 0,5$ LSB comme indiqué **figure 2**.

Un convertisseur 12 bits idéal présentera $\pm 1/2$ LSB d'erreur soit $\pm 0,0122\%$ de la pleine échelle alors qu'un CAN 8 bits présentera $\pm 1/2$ LSB d'erreur soit $\pm 0,195\%$ de la pleine échelle ($\pm 1/2 \times 1/2^8$). L'erreur de quantification idéale d'un CAN n bits est donc de $(\pm 1/2 \text{ LSB})$ ou bien $(\pm 1/2^{n-1})$ de la pleine échelle.

Erreur d'échelle ou de gain (scale and gain error)

C'est l'écart de pente par rapport à la pente idéale de la fonction de transfert du CAN (**figure 3**).

Cette erreur est exprimée par l'écart de tension entre la valeur pleine échelle théorique et la valeur pleine échelle obtenue par la "mesure".

Elle s'exprime en fraction de LSB ou en % de la valeur pleine échelle.

Cette erreur est en général due à un gain mal réglé sur l'entrée analogique ou bien à la référence de tension à partir de laquelle le convertisseur extrait le quantum (LSB). La plupart des CAN'S permettent de régler ce paramètre à partir d'un potentiomètre extérieur.

Pour des applications devant fonctionner sur une grande plage de température, il faudra faire très attention aux dérives en température de la référence de tension et éventuellement des composants tels que résistances et potentiomètres quelquefois nécessaires sur l'entrée analogique ou à la référence de tension interne du CAN.

Erreur d'offset

C'est la tension d'entrée pour laquelle la sortie numérique est nulle (figures 1 et 2). Elle est en général causée par l'offset d'entrée d'un amplificateur ou d'un comparateur interne ou externe au CAN. Elle s'exprime en fraction de LSB ou en % de la valeur pleine échelle. Il sera toujours possible de régler ce paramètre soit par un potentiomètre externe associé à un circuit interne du CAN soit par l'intermédiaire d'un ampli extérieur muni d'un potentiomètre de réglage d'offset. Là encore, il faudra faire très attention aux dérives de température et le choix des composants devra être fait en conséquence. Dans le cas où la valeur de votre CAN est lue par un microprocesseur qui réalise un traitement des données, nous vous conseillons de ne pas régler l'offset analogiquement, car ce genre de correction est rarement bien faite et est sujet à dérive, mais de faire une correction numérique. Le principe de cette correction est très simple :

- commuter l'entrée analogique du CAN sur une masse analogique et mémoriser l'indication M_{offset} du CAN. C'est la mesure de l'offset.

- Commuter l'entrée analogique du CAN sur le signal à mesurer et relever la nouvelle indication M_{mesure} .

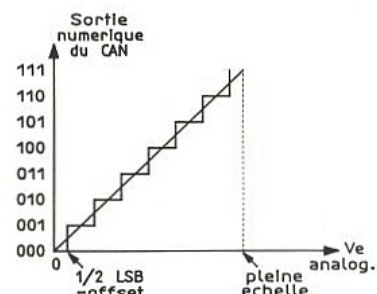


Figure 1

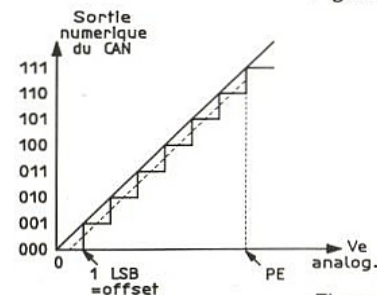


Figure 2

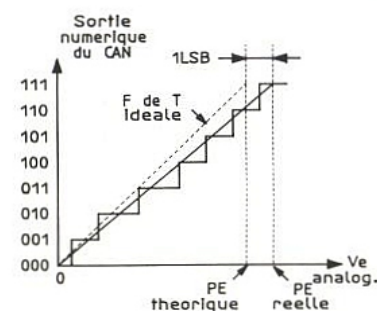


Figure 3

La grandeur correcte sera donc $M_{mesure} - M_{offset}$.

La commutation (masse / entrée à mesurer) devra être réalisée le plus en amont possible du système (**figure 4**).

Erreur d'hystérésis

La tension d'entrée pour laquelle on obtient une transition du code en sortie peut être différente suivant le sens de parcours de la fonction de transfert (**figure 5**).

Ce phénomène est habituellement dû à l'hystérésis des comparateurs utilisés à l'intérieur même du composant. Ceci dit, au jour d'aujourd'hui, ce phénomène devient de moins en moins visible.

Monotonie

Une courbe est dite monotone lorsque sa pente ne change jamais de signe. Un CAN sera

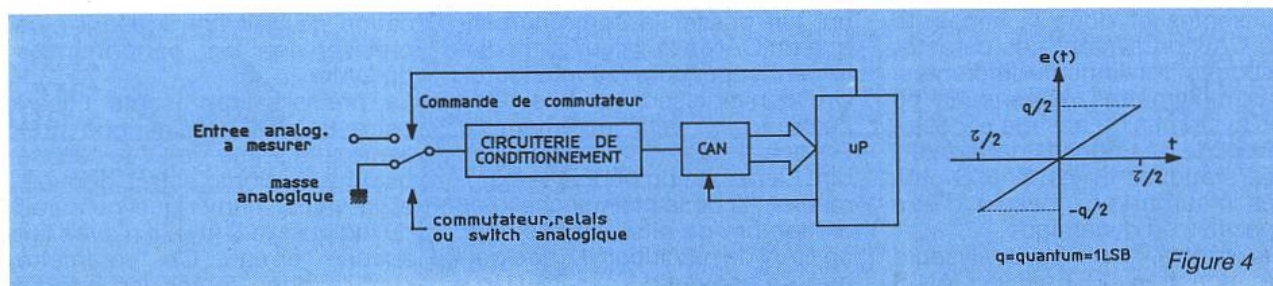


Figure 4

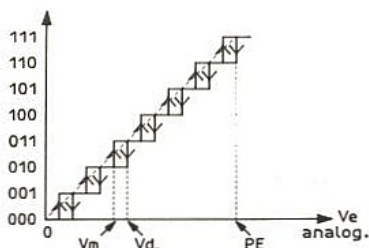


Figure 5

Vd = tension d'entrée pour laquelle on passe du code 011 au code 010 dans le sens descendant.

Vm = tension pour laquelle on passe du code 010 au code 011 dans le sens montant

Vd - Vm = hystérésis.

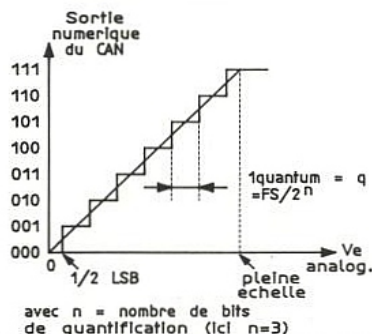


Figure 6 : Fonction de transfert d'un CAN de 3 bits.

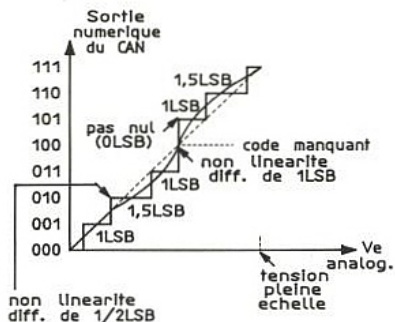


Figure 7 : Non linéarité de $\pm 1/2$ LSB (rendant possible une erreur de 1 LSB) et non linéarité différentielle de 1 LSB (conduisant au code 100 manquant).

donc monotone s'il délivre une sortie numérique continuellement croissante pour une variation continuellement croissante du signal d'entrée.

Linéarité

L'erreur de linéarité n'inclut pas les erreurs de quantification, d'offset ou de gain. Une erreur de linéarité de $\pm 1/2$ LSB conduit donc à une erreur s'additionnant à l'erreur de quantification de $\pm 1/2$ LSB donnant la résolution du convertisseur. En se basant sur la fonction de transfert de la figure 6 où seule l'erreur de quantification apparaît, une erreur de linéarité conduirait à avoir un ou plusieurs pas plus grands ou plus petits que le quantum.

La figure 7 montre la fonction de transfert d'un CAN 3 bits présentant une non linéarité de $\pm 1/2$ LSB. Un des pas de quantification est nul. Ceci n'exclut pas le fait que le CAN soit dans les

tolérances spécifiées, c'est-à-dire ± 1 LSB (soit $\pm 1/2$ LSB d'erreur de quantification et $\pm 1/2$ LSB d'erreur de non-linéarité). Cette non-linéarité conduit à un code manquant (code 100). Par contre une non linéarité inférieure à $\pm 1/2$ LSB garantit la monotonie de la fonction de transfert du CAN.

(Voir l'explication de la monotonie dans le paragraphe consacré à cette spécification.)

L'erreur de non-linéarité peut être exprimée en pourcentage de la valeur pleine échelle ou en fraction de LSB. Il faudra donc faire le calcul pour comparer les convertisseurs et n'utiliser qu'une seule représentation de l'erreur de non-linéarité de manière à garder l'expression la plus parlante.

Pour nous, c'est la fraction de LSB qui est la plus facile à interpréter et la relation donnant cette valeur lorsqu'un % PE (pleine échelle) est donné, est : non linéarité en LSB =

$$\frac{2^n \times \text{non-linéarité en \%}}{100}$$

n = nombre de bits du CAN.

Exemple :

1) Un convertisseur 22 bits ayant une non-linéarité de $\pm 0,5$ ppm PE (pleine échelle) aura une non linéarité exprimée en fraction de LSB de :

$$\pm 2^{22} \times 0,5 \cdot 10^{-6} = \pm 2 \text{ LSB}$$

2) Un CAN 12 bits ayant une non linéarité de $\pm 0,0122$ % PE aura une non linéarité de :

$$\pm \frac{2^{12} \times 0,0122}{100} = \pm \frac{1}{2} \text{ LSB}$$

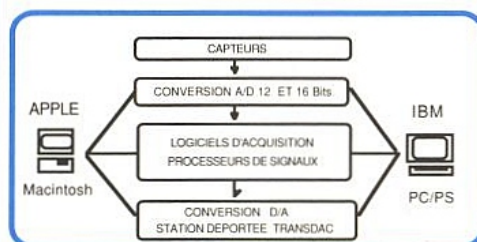
De manière à clarifier cette spécification, nous nous reporterons à la figure 7 où nous avons représenté en trait continu la fonction de transfert réelle. Celle-ci s'écartant au maximum de $1/2$ LSB de la fonction de transfert idéale représentée en pointillée. Nous pouvons dire que la linéarité de ce CAN est de $1/2$ LSB.

Dans notre prochain numéro nous traiterons par le détail des caractéristiques dynamiques des CAN's.

J.-Y. Bedu.

Digimétrie

INTERFACES INDUSTRIELLES et SCIENTIFIQUES



PROCESSEURS DE SIGNAUX

PC DSP 56K: MOTOROLA 56001 10 MIPS

OPTIONS : /S Serie RS 232 /485

/AD AD-DA 14 Bits +

Filtres anti repliement

NEURONIX : COPROCESSEUR NEURONAL

PC DSP LIB : Bibliothèque numérique

FFT 256.-512-1024... 4096 Pts

WINDOWS : Hanning, Hamming, Blackmann ...

FILTRES : FIR, IIR...

Compression/décompression de données.

STATION DEPORTEE :

TransDAC Automate programmable

pour PC ou MAC

A/D + D/A + TTL + Timer + OPTO...

Programmation en : C, FORTH, ASM

CARTES ANALOGIQUES :

AT ADC 16B 32V	A/D 16 Bits 32 V. +20 TTL + T.
PC LAB	A/D 12 Bits 16 V. 4 Gains
	D/A 12 Bits 2 Voies
	TTL 20 E/S + Timer = (T.)
PC ADC 12B 8V	A/D 12 Bits 8 V. +20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V	A/D 12 Bits 16 V. 20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V 4G	A/D 12 Bits 16 V. 4 G 20 TTL + T.
PC ADC 12B 32V 4G	A/D 12 Bits 32 V. 4 G 20 TTL + T.
PC ADC 20000 16V4G	A/D +/-20000 16 V. 4 G +TTL+T
PC DAC 12B 4V	D/A 4 Voies Courant ou T. 20 TTL

CARTES LOGIQUES :

PC PIA	20 E/S TTL (6821) + Wrapping (w)
PC PIA2-T	40 E/S TTL(6821) + Timer (6840)
PC PIT	48 E/S TTL(8253) + Timer (8254)
PC IOT	96 E/S TTL + Timer (8254)
PC OCTOTIM	8 Timer (8254) + 24 E/S TTL(8253)
PC OPTO 18V	8 E/S Optoisolées
PC RELAI 16V	16 Relais

LOGICIELS :

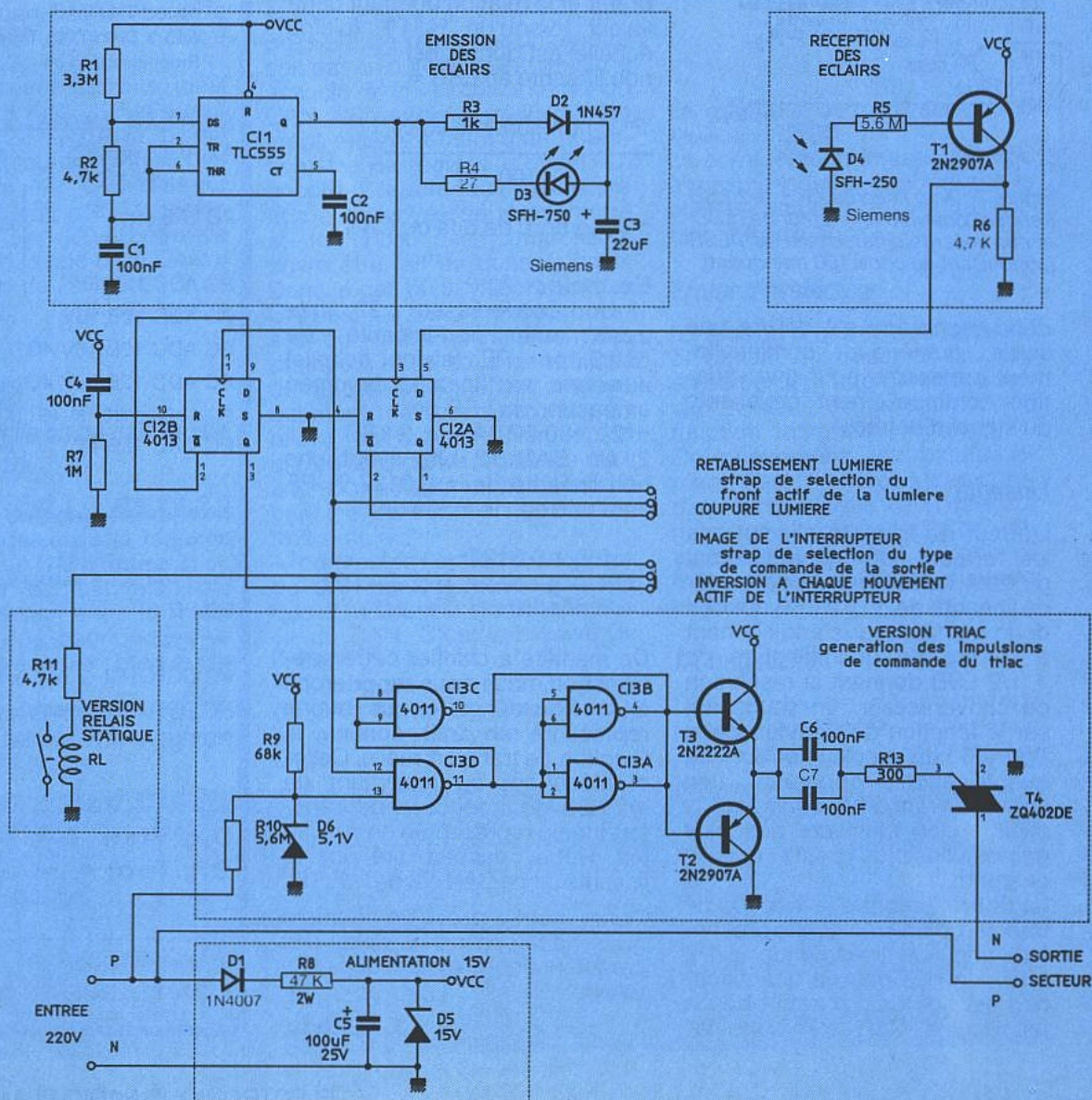
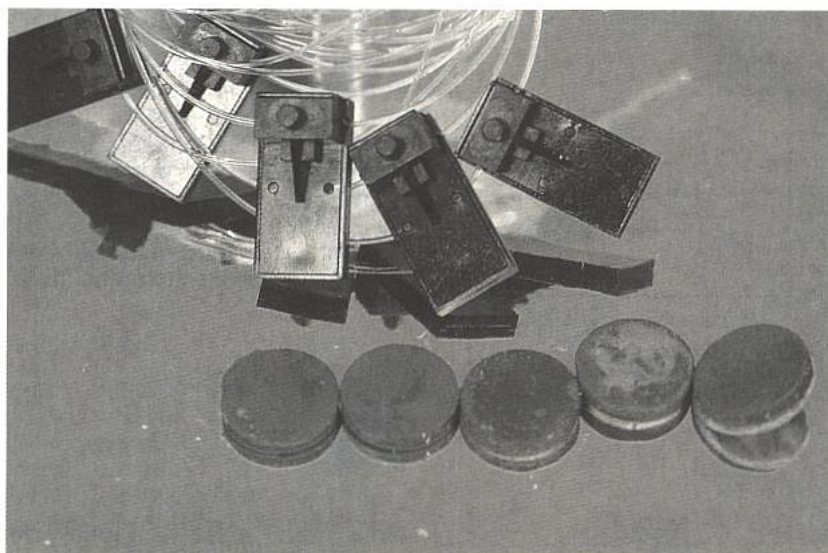
DigiView Intégré d'acquisition de données
DigiTool Bibliothèques d'acquisition pour Langage C OU PASCAL

Tel 68 66 54 48 Fax 68 50 50 85
30 Rue E.RENAN 66000 PERPIGNAN

*Le n° 510 donne une description
de l'interrupteur optique de
QUINTEL.*

Une de ses applications passe par la commande de puissance. Ce type de carte permet à l'interrupteur optique d'intervenir en lieu et place d'un interrupteur électrique ordinaire. On en perçoit immédiatement l'intérêt : commutation dans les salles de bain, dans les piscines, dans les jardins, dans les bateaux... Cette carte permet également à l'interrupteur d'être utilisé comme capteur de proximité (détection de mouvement, ouverture de porte etc.).

*Nous vous proposons
aujourd'hui de réaliser avec nous
un modèle simple de carte
optoélectronique de commutation
de puissance.*



Le problème de départ est en résumé le suivant. On émet un signal lumineux et on le reçoit (circuit optique). Un événement connu affecte ce circuit optique (disparition, apparition permanente ou momentanée de lumière). L'électronique doit identifier cet événement, le rapporter à une unité de traitement, et commuter la puissance émise par une source électrique vers un appareil électrique.

Pour que cette carte soit pratique d'emploi, il est souhaitable qu'elle s'alimente directement sur le secteur. L'utilisation de pile qu'il faudrait changer serait un lourd handicap à sa diffusion. Si l'on veut qu'elle puisse être utilisée aussi bien comme capteur de proximité que comme interrupteur ordinaire en liaison avec l'interrupteur optique, elle devra nécessairement être programmable. Dans un cas, elle réagit directement à un changement d'état : l'interrupteur est ouvert, la porte est fermée ; l'interrupteur se ferme, l'alarme est déclenchée. Dans le second, elle fonctionne en bascule : l'interrupteur est sollicité, la lumière s'allume ; l'interrupteur est sollicité une seconde fois, la lumière s'éteint. Les concepteurs de cette carte ont répondu à ces contraintes et à ces besoins.

Alimentation

La carte est alimentée directement sur le secteur 220 volts alternatif. La diode D_1 ne laisse passer que l'alternance positive, tandis que R_8 , C_5 et D_5 filtrent et régulent à 15 volts la tension servant à alimenter les composants électroniques.

Commande de l'émetteur

Le circuit TCI 555 délivre environ 5 impulsions par seconde d'une durée de 300 micro-secondes pendant laquelle la diode émettrice D_3 reçoit, au travers de R_4 , le courant de décharge partielle du condensateur C_3 (chargé au travers de D_2 - R_3 entre deux éclairs). Le courant dans D_3 pendant l'éclair est d'environ 500mA (15 V/27 Ω).

Réception de l'éclair

Le courant fourni par la diode réceptrice D_4 est amplifié par Q_1 dont la sortie collecteur attaque l'entrée D de la bascule U2A. L'horloge, active à la montée, reçoit la même impulsion que la diode émettrice, ainsi, sa lumière a été transmise vers le récepteur par la fibre et l'interrupteur, la



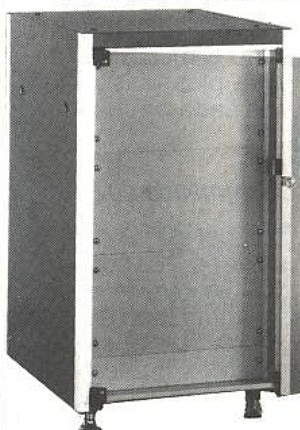
Semrac

DEPARTEMENT HABILLAGES 19" DE LA S.E.E.M.

Siège Social 15, Avenue Victor HUGO - BP 50
92174 VANVES - FRANCE Cedex

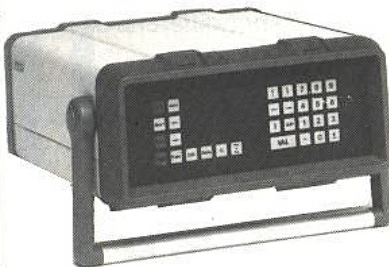
Tél. (1) 46 45 21 90 - Fax. (1) 46 42 43 03 - Tlx. 631 327 F

1 ARMOIRES & ACCESSOIRES



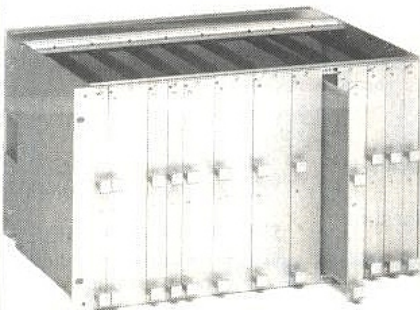
- ARMOIRES "GRANIT" de 12 à 45 U et 450, 600, 800 mm de profondeur.
- Gamme complète d'accessoires : face avant 19"; chassis 19"; support modem; tiroir de ventilation; glissière etc...
- ARMOIRE "NORMA" de 13 à 45 U, existe aussi en version console ou en bureau technique.
- PRE-EQUIPEMENTS & MONTAGES SPECIAUX SUR DEMANDE.

2 COFFRETS & ACCESSOIRES



- COFFRET "MININORMA"
- COFFRET "MIDINORMA"
- COFFRET "NORMA" en version table ou rackable (81 TE) et transformable en bac à cartes suivant normes DIN 41494 avec les accessoires d'EUROSYSTEME.
- COFFRET "PROFIL" en version filée, intégrale et luxe.
- COFFRET "CLETU"
- COFFRET "CODIS"
- PERSONNALISATIONS SUR DEMANDE.

3 EUROSYSTEME & ACCESSOIRES



- L'EUROSYSTEME est une gamme complète de bacs à cartes format Europe 3, 6, 9 U suivant norme C.E.I. 297-3 avec faces avant; tiroirs modulaires 3, 6 U; tiroirs 4"4 audio et nombreux accessoires normalisés.
- Connecteurs DIN 41612.
- Cartes d'études DIN 41494.
- Prolongateurs & BUS V.M.E.
- Alimentations.
- PERSONNALISATIONS SUR DEMANDE.

Agence : Rhône-Alpes
38, rue du Clos Verger
69200 VENISSIEUX
Téléphone : 78 74 35 68
Télécopie : 78 01 34 66
Télex : 305 439 F

Agence : Toulouse
11, chemin Benech
31470 FONSORBES
Téléphone : 61 91 00 79
Télécopie : 61 981 22 20
Télex : 533 945 F

sortie de Q₁ est au niveau 1 lors de la fin de l'éclair et le front montant de l'horloge fait initialiser la bascule U2A. Si au contraire la lumière n'est pas parvenue au récepteur à la fin de l'horloge trouvant l'entrée D à 0, la bascule est réinitialisée.

Décodage de l'éclair et programmation

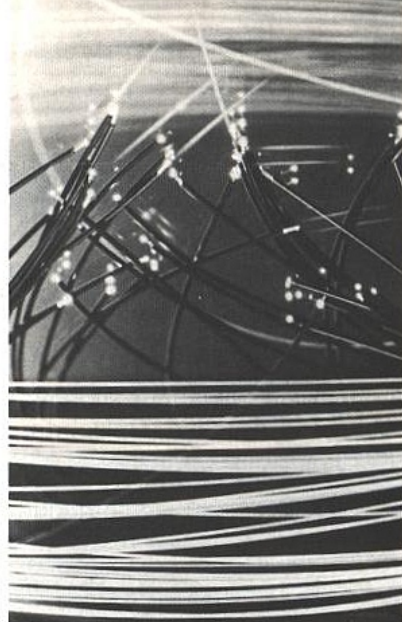
La bascule U2A mémorisant sur ses sorties l'état de l'interrupteur lors du dernier éclair, ces sorties peuvent être utilisées, soit pour autoriser directement la sortie de puissance en fonction de la lumière passante ou non-passante, soit pour commander la bascule U2B dont la sortie flip-flop autorise ou interdit la sortie de puissance à chaque transition, extinction ou apparition de lumière.

Ces choix s'effectuent par le câblage de deux straps. L'un de ces straps permet de choisir entre les deux sorties complémentaires de U2A permettant d'utiliser comme position de commande l'interrupteur soit le passage de la lumière soit le blocage de la lumière. L'autre strap

permet de choisir si la sortie sélectionnée par le premier strap est envoyée directement vers le circuit de commande du triac ou si cette sortie sert d'horloge à la bascule U2B montée en flip-flop et dont la sortie commande le circuit du triac chaque fois que cette horloge passe au niveau 1. Le circuit de commande du triac peut être remplacé par un relais statique à condition d'inclure une résistance R₁₁ afin de limiter le courant de commande, et de pouvoir conserver 15 V de VCC. Une alimentation de 15 V classique plus puissante rendrait inutile cette protection.

Commande du triac

La cellule D de U₃ reçoit sur l'entrée 13, sous impédance de 5,6 Mohm, le secteur ainsi que l'alimentation 15 V divisée par 3. Si l'entrée 12 est à 1, la sortie 11 sort des créneaux en opposition de phase avec le secteur. Si l'entrée 12 est à 0, la sortie 11 reste au niveau 1. Les trois cellules A, B et C de U₃ montées en parallèle transmettent les créneaux de la sortie 11 en phase au driver Push-Pull Q₂-Q₃. Ces créneaux sont différenciés par les conden-



sateurs C₆-C₇. Les impulsions de courant limitées par R₁₃ sont envoyées vers la gâchette du triac au début de chaque alternance secteur. Si les impulsions sont envoyées vers le triac, celui-ci s'amorce à chaque alternance du secteur. Si les impulsions sont supprimées, le triac se désamorce dès l'alternance secteur suivante et reste bloqué jusqu'à l'arrivée de nouvelles impulsions.

EMULATEUR UNIVERSEL 19 950 F HT



* plus sonde

6502 - 65SC802 - 65SC816 - 6301 - 6303
68000 - 68008 - 6809 - 6800 - 6802 - 8088
8086 80188 - 80C188 - 80186 - 80C186 - Z80
Z180 64180 - 8085 - NSC 800

Cet émulateur universel temps réel fonctionne sur le port série d'un PC, XT, AT. Il suffit de changer de sonde pour travailler sur une autre cible



Autres modèles à partir de 8995 F HT

8096 - 68HC 05 - 68HC11 - Z80 - 8085 - 8031
8051 et familles

Se connectent sur le PC par le port série. Programme driver MS-DOS. Peuvent être livrés avec les programmes de développement associés sur PC.

études & conseils

Les Programmes de :

AVOCET

Pour le développement sur **Votre PC/AT/PS2** sous MS/DOS pour les microprocesseurs tels que : Z80-8085-8051-6809-8751-68000-6800-6804-68HC05-6805-68HC11 et bien d'autres...

- * **CROSS ASSEMBLEURS/MACRO ASSEMBLEURS**
Les «macro assembleurs AVMAC» sont puissants. ils comportent tous les outils du langage assembleur dont vous avez besoin :
 - * Éditeurs de liens,
 - * Gestionnaires des bibliothèques
 - * Gestionnaire des références croisées

- * **SIMULATEURS - DEBUGGERS**
Ils permettent d'exécuter un programme conçu pour un autre microprocesseur sur votre système. Ils simulent les particularités Software d'un CPU. Les codes générés peuvent être lus et exécutés interactivement avant le transfert sur EPROM.

- * **CROSS COMPILATEURS C et PASCAL**
Ces compilateurs permettent d'écrire un programme en C ou Pascal sous éditeur de texte MS/DOS. A la compilation, ils créent le fichier assembleur, le fichier .HEX et le fichier objet ROMable directement.

PROGRAMMATEURS SUR PC



- Modèle EW 701** + E EPROM + EPROM jusqu'à 1 Mo
- Modèle EW 704** - multicoopieur pa 4
- Modèle SEP 81** - E EPROM - EPROM jusqu'à 4 Mo
- Modèle SEP 84** - multicoopieur par 4
- Modèle SEP 88** - multicoopieur par 8
- Modèle MC-PM3** - pour monochip motorola
- Modèle ALL 03** - Universel pour tous les composants du marché

ANALYSEURS LOGIQUES 100/200 Mhz

- * ID160 : 4 à 16 voies 50 MHz
- * ID161 : 4 à 16 voies 100 MHz
- * ID320 : 4 à 32 voies 200 MHz



Ces analyseurs logiques se présentent sous la forme de carte pour PC/AT et sont livrés avec les sondes et le programme. A l'écran du PC se configurent le nombre de voies, la vitesse d'horloge, les paramétrages, etc...



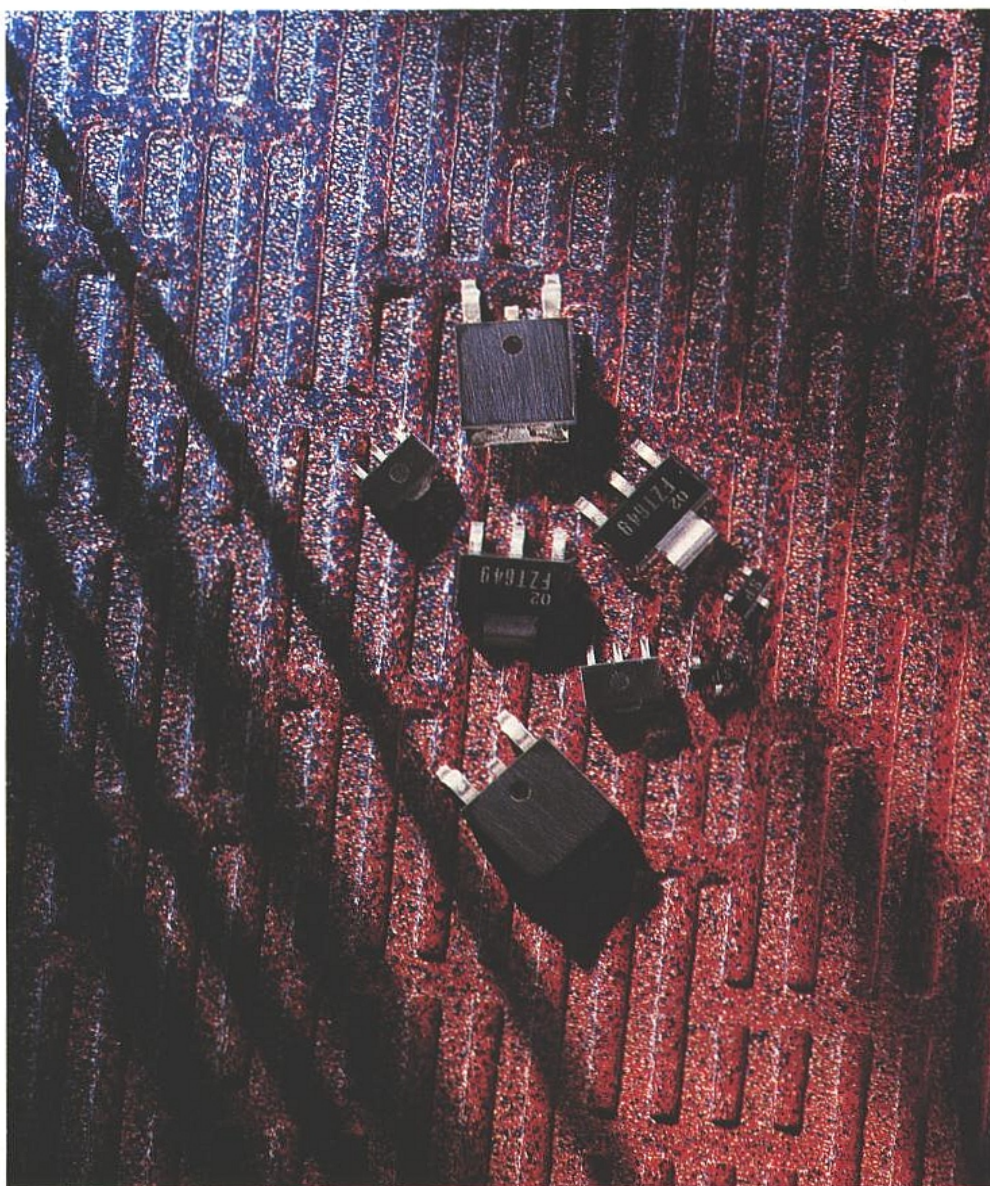
études & conseil
23, av. du 8 Mai 1945
95200 - SARCELLES



TEL. : 3 (1) 39.92.55.49
Télécopie 3 (1) 39.92.21.13

SOT-223, plus de puissance en CMS

Les composants CMS continuent d'envahir de plus en plus le monde de l'électronique. Au départ cette technique de montage fut associée au câblage classique des composants et portait le nom de technologie mixte. On retrouve encore souvent cette configuration, mais le pourcentage d'implantation mixte diminue, tant les éléments conventionnels possèdent un homologue en CMS. En fait, le transfert de la technique d'implantation classique vers le CMS ne peut se faire complètement dans tous les domaines. C'est le cas notamment en électronique de puissance, où les semi-conducteurs à monter en surface font défaut.



Ce sont les boîtiers SOT-23, SOT-143, SOT-89 et plus récemment le D-PAK qui ont contribué à la percée de la technique CMS, bien que ceux-ci n'offraient pas une compatibilité totale avec les techniques de montage en surface. Originellement, les trois premiers boîtiers cités furent développés afin de répondre à une demande de l'industrie hybride qui employait la technique conventionnelle de refusion (appelée en Anglais, reflow soldering). Plus tard, on adopta les SOT-23 et SOT-143 afin de répondre aux besoins grandissants de cartes soudées à la vague (wave soldering) ou

nécessitant une combinaison vague/refusion. Le SOT-89, bien que compatible avec la méthode de refusion, ne convient pas lorsque l'on invoque le mixage précédent.

Le SOT-23 apparut au milieu des années soixante, s'imposant comme un moteur, propulsant la technique d'implantation CMS. Le SOT-143 fit son apparition plus tard, offrant une solution de boîtier lorsque des composants possédant quatre connexions devaient être implantés (pont de diodes, Mosfet double-porte...). Ces derniers composants autorisaient l'emploi des deux techniques de soudage.

Le lecteur intéressé par les techniques CMS, se reportera aux articles parus dans les numéros 505 p 44 et 506 p 75, d'Electronique Radio-Plans.

Limitations des boîtiers

Les encapsulations citées précédemment ne peuvent accueillir des chips dont les dimensions excèdent 0,79 par 0,79 mm. De plus, leur dissipation de puissance ne dépasse pas 500 mW et dépend de la méthode de montage retenue.

Au début des années soixante-dix, on introduisit le SOT-89 afin d'élever la limitation de puissance à 1 watt. A nouveau, la méthode d'assemblage influait sur cette tenue en puissance. Ce boîtier permettait ainsi un assemblage par la méthode de refusion, mais n'assurait pas la compatibilité avec la soudure à la vague, où le composant doit être collé en premier. Le SOT-89 présente alors les limitations suivantes :

- Il ne peut recevoir des puces dont la surface dépasse 1,5 par 1,5 mm.
- Pas plus d'un watt de dissipation (selon le montage), il n'est pas compatible avec la soudure à la vague,
- Le report à plat peut transmettre les contraintes du support à la jonction métal/puce, et occasionner des fissures du chip durant le cyclage en température.

Améliorations

C'est en 1984 que fut introduit le D-PAK, plus de 10 ans après le lancement du SOT-89. Ce concept autorise maintenant des puces dont la surface atteint 2,84 par 2,84 mm. Cependant, le D-PAK possède les mêmes limitations d'assemblage que son confrère le SOT-89, possibilité de fissures, incompatibilité avec la soudure à la vague.

Le SOT-223

Afin de lever toutes les incompatibilités précédentes, Philips concevait en 1980 le SOT-223. Développé d'une façon analogue à celle utilisée pour le populaire SOT-123, ce boîtier assure une compatibilité totale avec les techniques industrielles d'assemblage. Les caractéristiques du SOT-223 sont les suivantes :

- R_{th} (jonction/ambiante): 60° C/W.
- R_{th} (jonction/boîtier): 15° C/W.
- Accepte des puces de dimensions 2,5 par 2,5 mm.
- Empreinte physique compatible avec celle du D-PAK.
- Utilisation du SOT-223 en puissance comme en HF jusqu'à plus d'1 GHz.

Au départ, la gamme des produits commercialisés en SOT-223 reprenait celle des SOT-89. Bien que cette gamme soit complète, elle n'exploite pas toutes les caractéristiques du boîtier. Les dernières introductions en SOT-223 incluent des mosfet's de puissance possédant une tension V_{DS} de 450 volts, associée à une $R_{DS(on)}$ de 1,8 ohm.

Actuellement, la gamme SOT-223 de Zetex comprend plutôt des transistors bipolaires. Cette gamme de produits combine le procédé Matrix (développé par Zetex) et le solide boîtier SOT-223. Le concept Matrix apparaît chez les concurrents de Zetex sous le nom de "Perforated Emitter" ou encore "Distributed Base".

Caractéristiques de la gamme Matrix :

- Dissipation jusqu'à 2 W
- I_C permanent de 3 A
- I_{CM} jusqu'à 8 A
- f_{HE} spécifié à 6 A
- Gain supérieur à 3000
- Tension de claquage V_{CE0} supérieure à 300 V
- Faible tension de déchet
- Composants complémentaires PNP, NPN

La photo représente des composants D-PAK, SOT-89, SOT-123 ainsi que le nouveau FZT 469, en boîtier SOT-223.

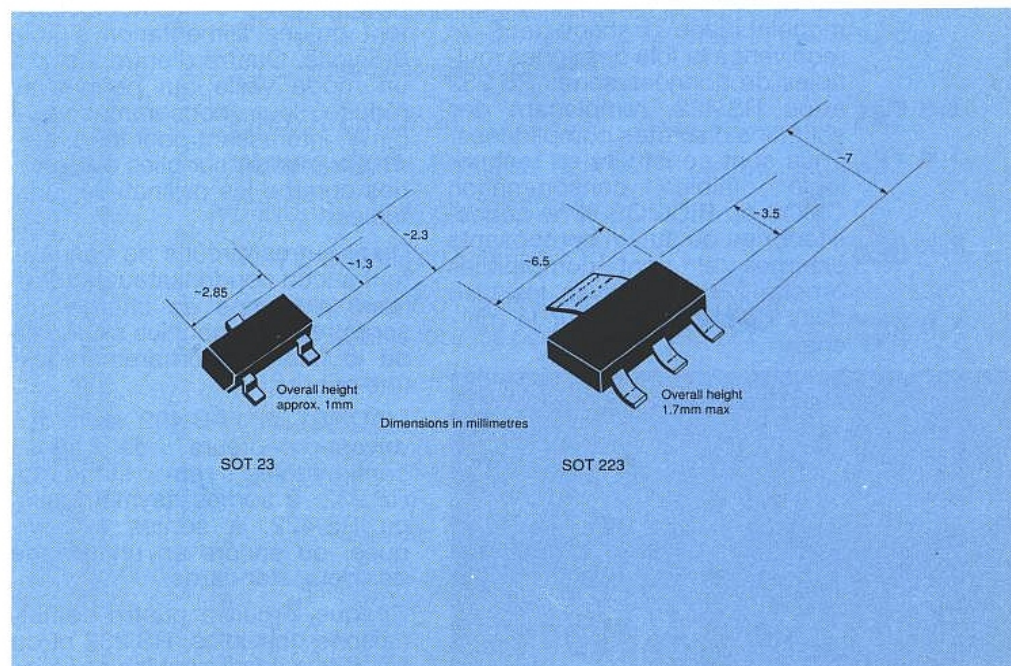


Conclusion

Cet article, issu d'une note technique, Zetex vous permettra, nous l'espérons, de mieux cerner la mise en boîtier CMS des semi-conducteurs. Cela devrait faciliter le choix des composants lors de vos futurs développements.

Christophe BASSO

ZETEX plc
Donald ADAMS
Fields New Road, Chadderton,
Oldham OL9 8NP
United Kingdom
Tél. : 061-627-4963



Convergy, spécialité : conversion d'énergie

Le groupe Convergy rassemble depuis 1989 deux sociétés spécialisées depuis leur origine dans la conversion d'énergie : Sodilec et Micro-Gisco. Sodilec, tout le monde connaît. Qui n'a pas eu entre les mains, au moins durant ses études, une alimentation stabilisée de cette marque ? Micro-Gisco s'est affirmé depuis 1983 comme un des leaders de la production de micro-convertisseurs DC-DC.



Aujourd'hui Convergy, c'est 254 personnes réparties sur les deux sociétés, pour un chiffre d'affaires prévisionnel en 1991 de 210 MF.

Le site du Bourget, où est implanté le groupe, occupe 5000 m² sur deux niveaux.

Une partie de la production, principalement de l'assemblage, est assurée en Tunisie dans un centre travaillant à 100 % avec Convergy.

Tout ce qui concerne la maîtrise des produits tant au plan technique que commercial est regroupé au Bourget, à savoir :

- La conception, avec notamment six stations SUN dédiées à la saisie de schémas, à la simulation et au routage des cartes. Signalons à ce propos et ce particulièrement pour les hybrides, qu'une partie du routage est encore effectuée "manuellement".

- Les services marketing et commerciaux.

- Une partie de la production. En fait là où réside le savoir-faire. Cela se vérifie plus particulièrement pour la réalisation des circuits hybrides mais c'est également vrai pour le bobinage des transformateurs des convertis-

seurs faible puissance qui ne peut être réalisé qu'à la main ou encore pour tous les produits non standards ou de petites séries à forte valeur ajoutée : études d'après cahier des charges ou produits hautement qualifiés comme les bancs de test d'alimentation ou d'automatismes et les capteurs en technologie hybride couche épaisse.

- Le contrôle de qualité et les services qualité.

Une partie des activités du groupe réside dans la sous-traitance de circuits hybrides en technologie couche épaisse.

Convergy est la seule société européenne du domaine (de la transformation d'énergie) qui maîtrise et produit des circuits hybrides dans cette technologie. Sa capacité d'étude et de production sert tout naturellement et en priorité aux produits développés par le groupe mais une partie non négligeable est réservée à la sous-traitance sur cahier des charges.

Le centre du Bourget dispose de trois salles micro-électroniques dont une salle blanche classe 100 de 300 m² (voir photo d'ouverture).

En général les hybrides sont réalisés sur substrat alumine et en multi-couches (douze couches maximum). Certains circuits, particulièrement pour Sodilec, emploient du KOVAR pour l'obtention d'une meilleure dissipation thermique.

Les ajustements de dépôts résistifs sont effectués au laser en fin de chaîne.

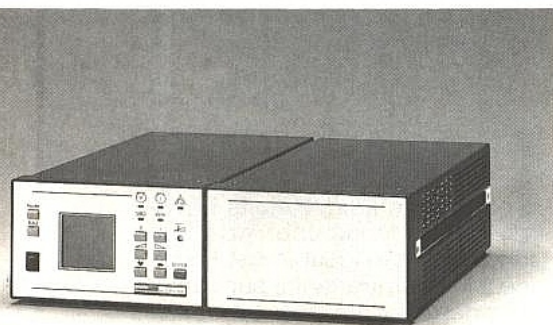
Le four utilisé régule la température dans une fourchette maximale de 1° C entre 850° et 880° C et la vitesse de défilement est fonction de la charge.

Le procédé complet aboutit à un taux de défaillance inférieur à 5 %, ce qui dans ce domaine est significatif d'une grande maîtrise. Les tests des produits sont entièrement pris en charge par le groupe, qu'il s'agisse de produits internes ou sous-traités, qu'ils soient entièrement fabriqués au Bourget ou partiellement en Tunisie.

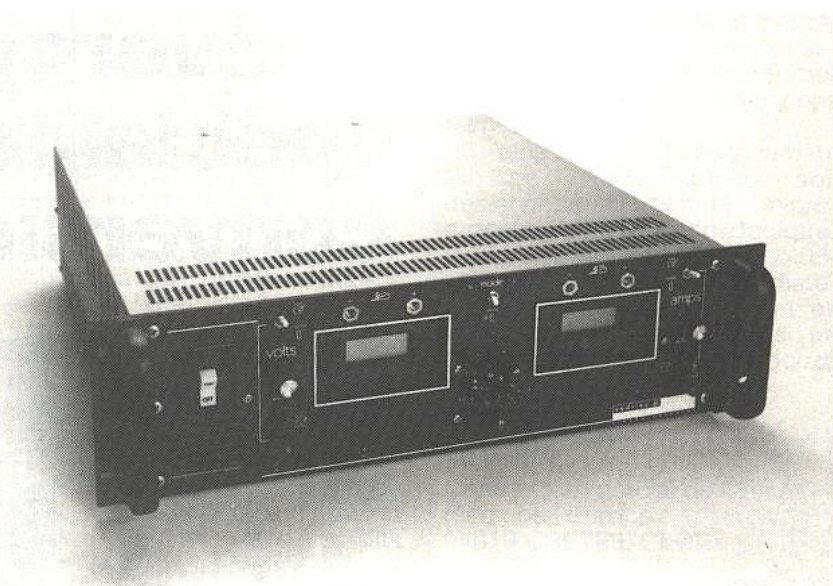
Comme nous l'évoquions précédemment les transformateurs pour convertisseurs à découpage de faible puissance sont réalisés manuellement, de même d'ailleurs que certains transformateurs d'autres produits dans les phases de développement.

C'est en grande partie à ce niveau que se jouent les performances d'un convertisseur. C'est pourquoi le groupe dispose d'une équipe spécialisée dans le design des transfos et d'un atelier de bobinage.

Les circuits de commande sont issus de fabricants de semi-conducteurs spécialisés, tel Raytheon, ce qui a tout naturellement amené ConvergY à un troisième type d'activité et ce plus particulièrement au niveau de Micro-Gisco : la représentation et la distribution de composants. Citons, hormis Raytheon, Vicor (USA), Eripower (Suède), Fabrimex (Suisse), Ferranti (USA), Power-One (USA), Elco (Japon) et Powerline (GB).



Une des dernières productions Sodilec.



Alimentation de laboratoire quatre quadrants, 400 W.

Cette activité n'est d'ailleurs pas limitée aux seuls composants, des produits manufacturés complémentaires de ceux fabriqués par le groupe entrent aussi dans cette diversification commerciale.

Ainsi Sodilec diffuse sur notre territoire des sources alternatives, des alimentations VXI, des calibrateurs de chez California Instruments (USA) et des alimentations encapsulées de Stoet's (Hollande).

Les deux sociétés sont organisées par départements, chacun d'eux étant géré comme un centre de profits.

Micro-Gisco englobe trois départements :

- Convertisseurs = / = de 0,3 à 6 W
- Circuits hybrides couche épaisse à la demande.
- Distribution.

Sodilec regroupe cinq départements :

- Militaire.
- Telecom - Aéronautique.
- Blocs normalisés : produits standards pour équipements.
- Alimentations de laboratoire.
- Automatismes.

Les investissements en production représentent environ 5 % du CA et le groupe consacre près de 10 % du CA à la recherche.

Enfin, fait très important à souligner, Micro-Gisco exporte en moyenne 75 % de sa production vers quinze pays dont les USA.



Un micro-convertisseur Micro-Gisco.

GROUPE CONVERGY
SODILEC - MICRO-GISCO
 53, rue du C^t Rolland
 93350 LE BOURGET
 Tél. : (1) 48.38.92.77

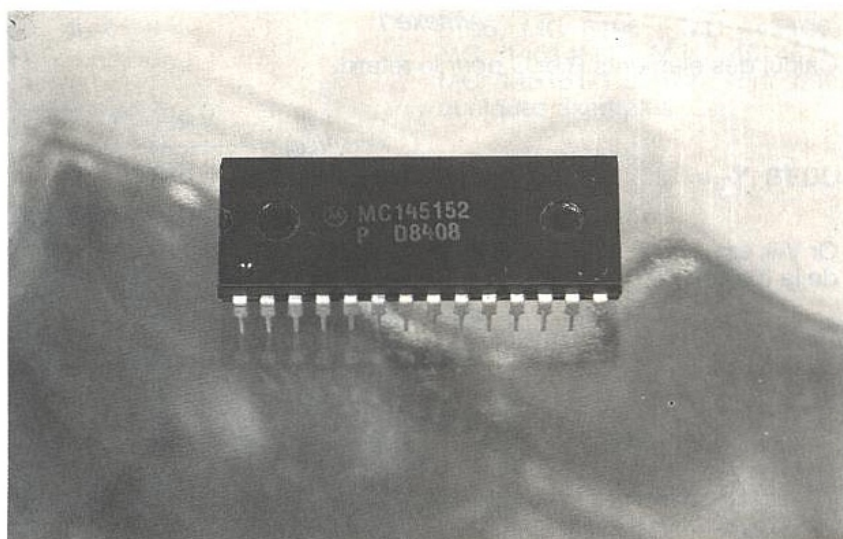
ConvergY sera présent à Energie EXPO du 10 au 12 avril au Palais des Congrès.

Multiplication de fréquence par valeurs entières et décimales

Vous trouverez sans problème des doubleurs de fréquence pour applications hautes fréquences mais leur coût est généralement élevé.

Par contre, dans les familles logiques telles que HC, LS, F, ALS, AC, ECL, etc... vous ne trouverez aucun composant pouvant vous satisfaire directement.

Il faut alors résoudre le problème en composants discrets.



Le doubleur de fréquence :

Nous commençons par le plus simple.

La porte qui permet de réaliser cette fonction de manière élégante est le "ou exclusif" dont la sortie passe à 1 lorsqu'une seule des deux entrées est à 1. Il nous suffira donc de décaler la fréquence d'entrée dans le temps et de rentrer ces deux signaux sur la porte comme indiqué **figure 1**.

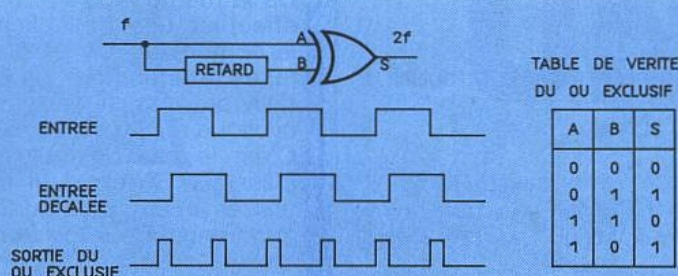


Figure 1

Il reste à réaliser le retard de la 2^e branche.

Trois solutions sont possibles :

- 1) utiliser un retard en composant intégré
- 2) utiliser un circuit RC
- 3) utiliser le retard naturel des portes

Les solutions 1 et 3 permettent d'obtenir des retards de faible valeur et donc pas toujours compatibles avec des applications basse fréquence. On peut obtenir quelques centaines de nano-secondes. Le circuit RC conviendra parfaitement à une application basse fréquence. La 3^e solution nécessite de sélectionner des portes très lentes dans la même technologie que pour le reste de l'application. Les inverseurs à trigger de schmitt présentent les retards les plus importants pour une même famille logique. Les schémas ainsi réalisables sont indiqués **figure 2**. Les éléments de calcul du RC sont donnés en **annexe 1**.

Ces montages permettent de doubler la fréquence mais ne délivrent pas un signal à rapport cyclique de 50 %, sauf pour la cellule RC mais attention aux variations en fonction de la température.

Pour obtenir un rapport cyclique précis de 50 % ou pour multiplier par des facteurs autres que 2, il faut utiliser une PLL.

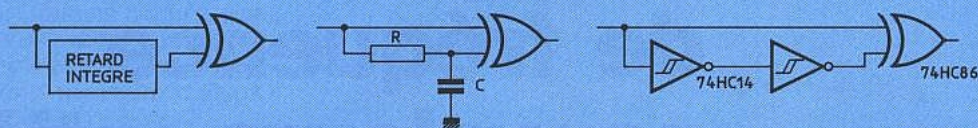


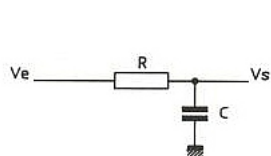
Figure 2

Annexe 1

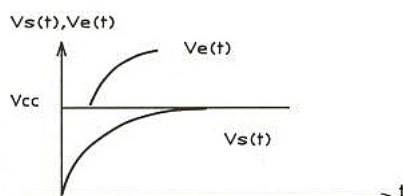
Calcul des éléments R et C pour le retard.

$$V_{S(p)} = \frac{V_{e(p)}}{1 + RCp}$$

Or $V_e(t)$ est de la forme :



$$V_S(t) = V_e(t) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$



V_{cc} = tension d'alimentation de la famille logique utilisée.

Il faut calculer la tension pour laquelle la porte changera d'état. Nous la noterons V_{seuil} , alors :

$$V_{seuil} = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t_{retard}}{RC}}\right)$$

$$\text{d'où } t_{retard} = -RC \ln \left(1 - \frac{V_{seuil}}{V_{cc}}\right) \text{ avec } \ln = \log \text{ népérien}$$

$$\text{et } RC = -\frac{t_{retard}}{\ln \left(1 - \frac{V_{seuil}}{V_{cc}}\right)}$$

Exemple : Si vous voulez doubler la fréquence 10 kHz, il faudra un retard d' $\frac{1}{4}$ de période soit $t_{retard} = 0,25 \cdot 10^{-4}$ s.

Si vous utilisez de plus la technologie HC MOS, la tension de basculement V_{seuil} est de 2,5 V pour $V_{cc} = 5$ V d'où :

$$RC = -\frac{0,25 \cdot 10^{-4}}{\ln \left(1 - \frac{2,5}{5}\right)} = 3,606 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

en prenant $C = 10$ nF on obtient $R = 3\,606 \, \Omega$

Si vous avez besoin d'un rapport cyclique précis il faudra ajuster R et tenir compte des variations de température des éléments sans oublier bien sûr la variation de V_{seuil} en fonction de la température.

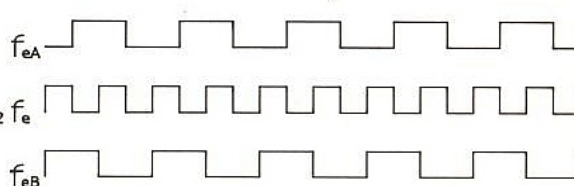
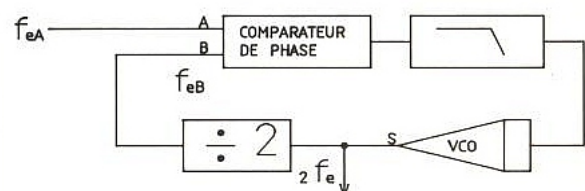


Figure 3

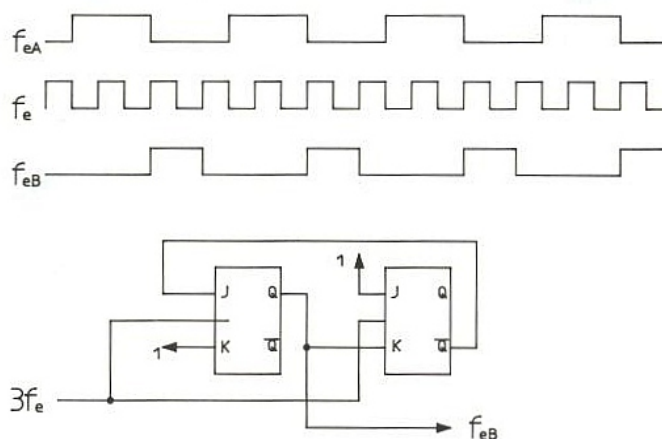
Multiplieur de fréquence par valeur entière N

En insérant un diviseur par N entre la sortie du VCO d'une PLL et l'entrée du comparateur de phase, on obtient en sortie du VCO une fréquence N fois supérieure à la fréquence du signal présent sur la 2^e entrée du comparateur. La **figure 3** montre le schéma à utiliser et un exemple de chronogramme pour un doubleur de fréquence avec une PLL utilisant un comparateur de phase à ou exclusif. Vous pouvez vous reporter aux articles sur les PLL parus dans les précédents numéros de notre revue.

De la même façon, vous pouvez effectuer une multiplication par le nombre qu'il vous plaira mais faites attention aux diviseurs qui délivrent des signaux à rapport cyclique autre que 50 %. C'est le cas du diviseur par 3 classique, **figure 4**. Il faut alors utiliser un comparateur de phase fonctionnant sur les fronts montants des signaux (reportez-vous aux articles sur les PLL parus dans nos précédents numéros).

Multiplieur de fréquence par valeur décimale :

Pour obtenir une multiplication par une valeur décimale, il suffit de prédiviser la fréquence d'entrée avant de l'envoyer dans le



comparateur de phase (figure 5). Avec $R = 2$ par exemple, vous pouvez multiplier par 0,5 ; 1 ; 1,5 ; 2 ; 2,5 ; etc.

Avec $R = 10$ le pas de fréquence en sortie sera de $f_e/10$. etc.

Vous voyez donc qu'en choisissant des diviseurs programmables, vous avez réalisé un synthétiseur de fréquences programmable.

Cette fonction est disponible en circuits intégrés.

Les circuits MOTOROLA MC 6195, MC 6196, MC 145106, MC 145145-1, MC 145146-1, MC 145151-1... n'en sont que quelques exemples.

J.-Y. BEDU

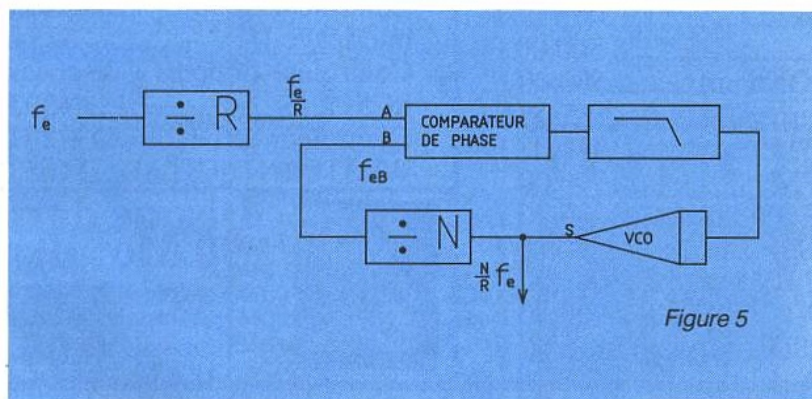
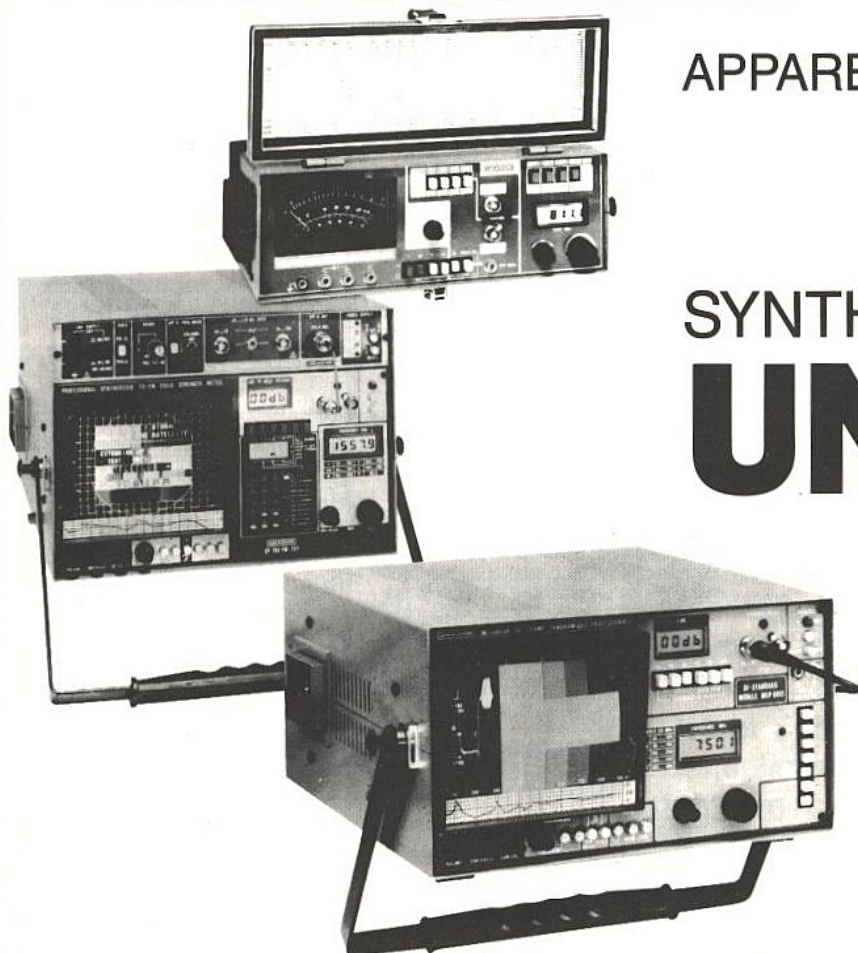


Figure 5



APPAREILS DE MESURE POUR:

- **ANTENNES COLLECTIVES**
- **RÉSEAUX CÂBLÉS**
- **RÉCEPTION SATELLITE**

SYNTHEST INSTRUMENTS

UNAOHM

FRANCE

Mesureurs de champ
Analyseurs de spectre
Wobulateurs
Systèmes d'analyse
de réseaux

SYNTHEST INSTRUMENTS UNAOHM-FRANCE

Z.I. LOMPRAZ - 74330 LA BALME DE SILLINGY

TÉL. 50 68 70 32

TÉLEX 310 721

La route la plus directe sera toujours la ligne droite...



... en CAO ELECTRONIQUE

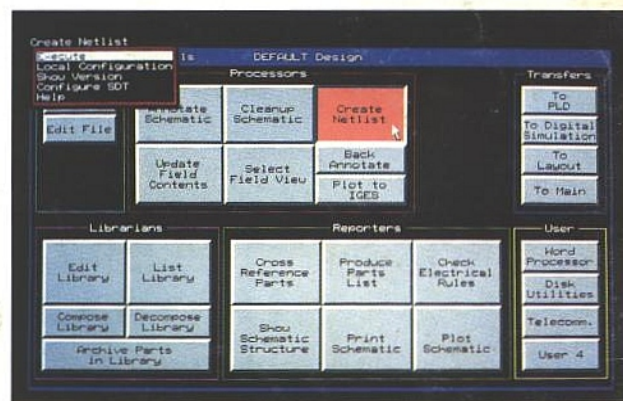
**L'ÉVÈNEMENT 91 : ORCAD/SDT Version IV
PUISSANT - SIMPLE - CONVIVIAL - UNIVERSEL**

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

ERP 04/91

Nom : _____
Société : _____
Adresse : _____
Tél.: _____

- ☐ 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