

electronique

**RADIO
PLANS**

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 566 - JANVIER 1995

**TOSMÈTRE
30-250 MHz**

**GÉNÉ DE FONCTIONS
0-20 MHz MINIATURE**

LA CARTE DE DÉVELOPPEMENT I2C OM5027



**TRACEUR
DE CARACTÉRISTIQUES
DE SEMICONDUCTEURS**

**GÉNÉRATEUR
DE MIRES TV FLUKE
PM5418**

T 2438 - 566 - 25,00 F



S o m m a i r e

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

Claude DUCROS

Marketing/Ventes :

Jean-Louis PARBOT

Tél. : 44.84.84.55.

Création maquette :

Rachid MARAI

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA

11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.

Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 44.84.84.85

C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur Général : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT

Tél. : 44.84.85.16

Voir notre tarif «spécial abonnement».

Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 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 39 700 exemplaires

Dépôt légal janvier 95 - éditeur 1762

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Mise en page : J.L.C.

Photogravure : PMP/CE 75011 PARIS

Photo de couverture : E. Malemanche.



Numéro 566 - Janvier 1995

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

43 ÉMULATEUR D'EPROM 27C64 À 27C256

53 TRACEUR DE CARACTÉRISTIQUES DE SEMI-CONDUCTEURS

REALISATION

9 VIDÉO GRABBER : CARTE D'ACQUISITION VIDÉO MULTIPASSE POUR PC

19 GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS SUBMINIATURE 0 À 20MHz

36 TOSMÈTRE 20-220MHz

83 LAB-SONDE : ANALYSEUR-TIMER POUR LABO PHOTO

TECHNIQUE

41 RETOUR SUR LE PROGRAMMATEUR DE 68HC705C8

65 LE FACTEUR DE PUISSANCE : SOLUTIONS ACTIVES ET INSTRUMENTATION

MESURE ET INSTRUMENTATION

50 LE GÉNÉRATEUR DE MIRES VIDÉO FLUKE PM5418

CIRCUITS D'APPLICATION

29 LES «SIMPLE SWITCHERS» NATIONAL SEMICONDUCTOR

75 LA CARTE DE DÉVELOPPEMENT I2C OM5027

IDÉES ET MÉTHODE

73 SYNTHÈSE DU LOGARITHME SUR MICROCONTRÔLEUR

COMMUNICATIONS

25 VGA SUR TV : AMÉLIORATIONS ET EXTENSIONS

81 LE SALON «CARTES» 94

INFOS

80 LE PROCÉDÉ DE DÉPOLLUTION PRIAM DE SOCEM ELEC

82 CARTE DSP 32 BITS PC104 OROS

LE LOGICIEL D'ACQUISITION DE COURBES DOCUWAVE TEKTRON

CATALOGUE DE LA MESURE 95 NATIONAL INSTRUMENTS

90 LE RENOUVEAU DE MÉTRIX

L'ANALYSEUR LOGIQUE 16 VOIES HP54620A HP

TPA : LA CONNEXION DE SÉCURITÉ MOLEX



Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, H. Benoit, P. de Carvalho, J.P. Condamines, C. Djabian,
A. Garrigou, P. Gueulle, P. Morin, D. Paret, Ph. Robin.



CARTE D'ACQUISITION VIDEO POUR PC

Le multimédia est

un mot à la mode.

Il regroupe des

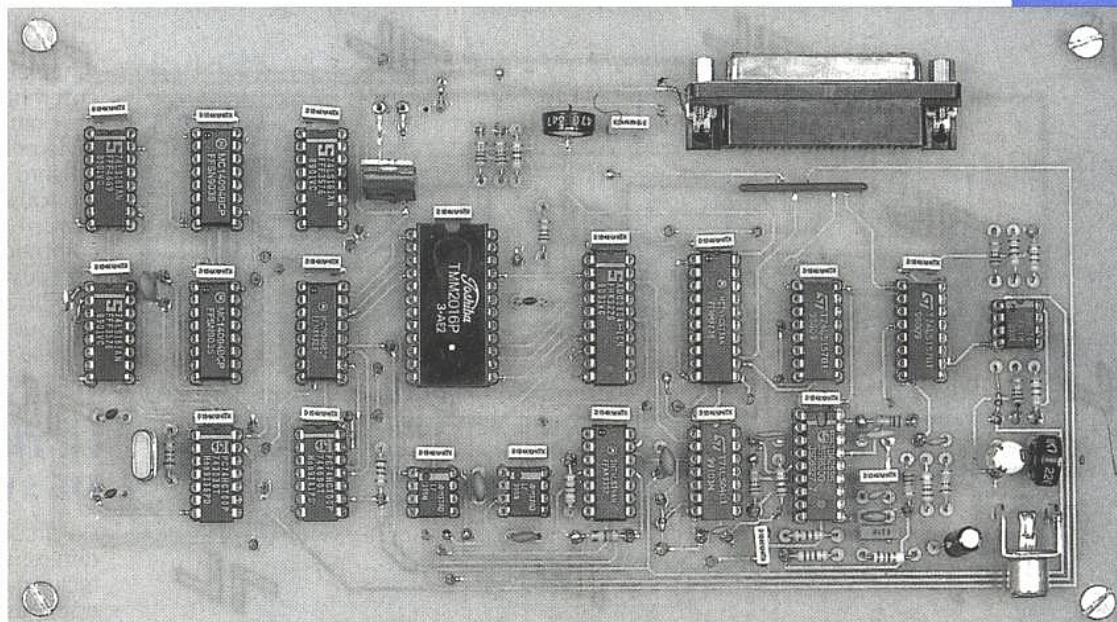
notions assez floues,

mais généralement

on y retrouve de la

vidéo et de l'audio.

On voit en effet de



nombreux ordinateurs personnels arborant ce vocable par la possession d'une

carte d'acquisition vidéo et d'une carte de génération sonore.

La carte vidéo est généralement puissante et permet de faire l'acquisition

d'images en couleur à une fréquence d'au moins 15 images/seconde.

Malheureusement, ces cartes sont encore assez chères, car elles nécessitent des

circuits complexes destinés à la gestion de la couleur ou encore à la gestion

d'une importante quantité de mémoire vive. Nos objectifs sont tout autres,

mais on aura un rapport performance/prix des plus attrayants. La carte sera

donc dotée de fonctionnalités moindres mais acceptables, et surtout servie par

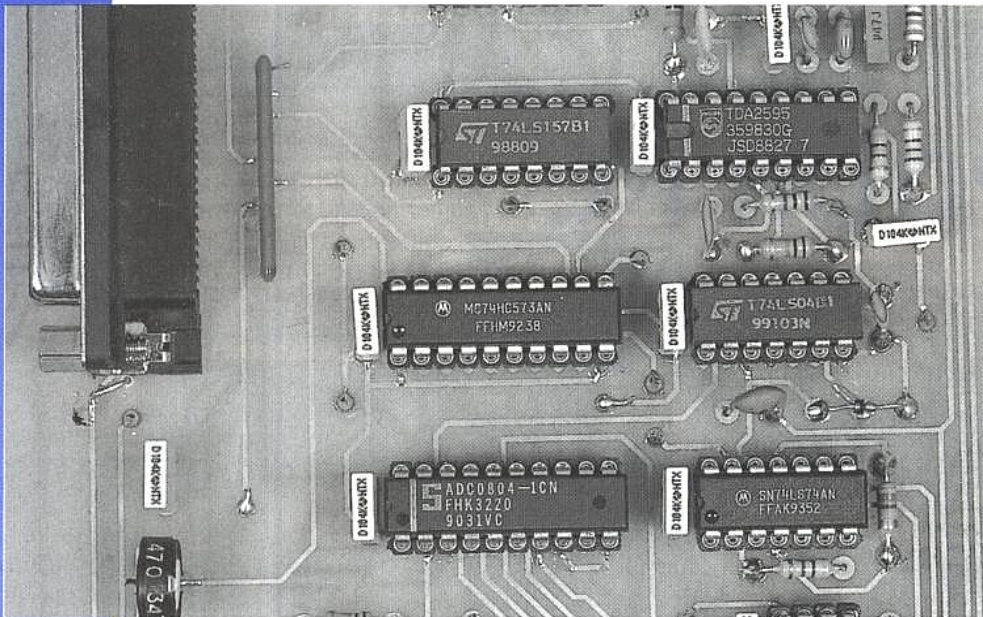
un logiciel exploitant au maximum ses possibilités.

La vidéo est un des domaines qui attire le plus l'intérêt des électroniciens. Malheureusement son accès en est rendu parfois difficile par la disponibilité de composants «ésotériques» et de leur mode d'exploitation. On n'aborde pas la vidéo couleur à la légère, les réglages sont nombreux et les connaissances demandées assez importantes. Pour cela, on va laisser la couleur de côté, pour ne considérer que la gestion en noir et blanc. Par ailleurs, si on désire faire l'acquisition rapide d'une image vidéo, cela néces-

site des circuits extrêmement rapides. En effet, considérons sur la figure 1 le descriptif d'une trame vidéo, et celui d'une ligne horizontale. Si l'on désire faire l'acquisition en une trame, il faut prendre en compte plusieurs critères : - d'abord sur le temps utile d'une ligne horizontale vidéo, soit approximativement 52µs, il faut faire l'acquisition de 320 points (résolution généralement constatée sur les cartes d'acquisition vidéo du commerce). Cela conduit approximativement à une horloge points de 6 MHz ou un temps de cycle de

166 ns. Les différents étages du circuit d'acquisition doivent donc pouvoir suivre un tel rythme. Un convertisseur A/D avec un temps de conversion d'au plus de 150 ns n'étant pas ce qu'il y a de plus commun et de moins coûteux, il s'agit là d'un des critères de choix important.

- l'autre critère se révèle être la mémoire vive disponible. On trouve assez facilement des RAM statiques avec un temps d'accès de 25 ns, par contre il faut pour une trame une mémoire d'au moins 320 points sur 400 lignes, soit



d'utiliser des circuits très bon marché, et une conception réduite. Le circuit A/D choisi est un classique du genre : Le ADC0804. Par ailleurs, la mémoire nécessaire est réduite car on peut lire le contenu de la mémoire à chaque passe pour son traitement. On verra même que suivant les capacités de la machine hôte, on pourrait se passer de mémoire. Voyons maintenant le fonctionnement et le synoptique retenu pour notre montage (**figure 2**) ainsi que le schéma électronique (**figure 3**). On peut schématiquement définir quatre sous-ensembles dans cette réalisation :

- le circuit de tri synchro, permettant de générer les différents signaux tels que la synchro trame et la synchro ligne.
- le sous-ensemble d'acquisition incorporant la mémoire RAM avec son compteur et le convertisseur A/D.
- le sous-ensemble permettant la sélection du signal à numériser.
- le sous-ensemble de contrôle permettant le transfert des données vers le cœur de l'ordinateur.

LE TRI DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Ce circuit a pour charge de séparer les différents signaux de synchronisation inclus dans un signal vidéo composite, et de les fournir séparés. Cette opération doit être d'une fiabilité absolue, car pour l'acquisition d'une image de 640 sur 200 par exemple, il ne faut pas que sur les 640 acquisitions il y en ait une de décalée en plein milieu de l'image. Pour cela, et après des essais avec différents types de circuits, on a choisi un autre classique du genre : Le TDA2595. Celui-ci demande un nombre de composants extérieurs plus importants que certains autres, mais il a l'avantage d'être fiable.

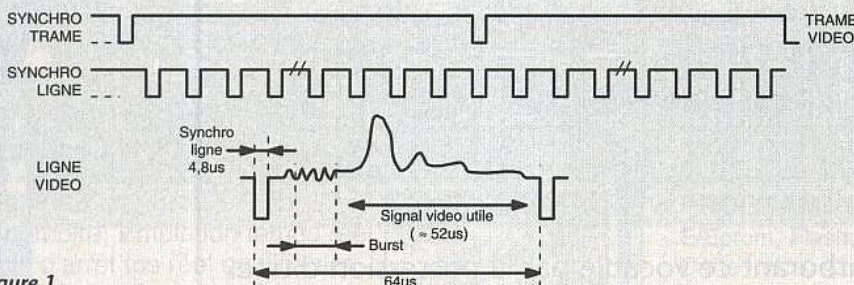
Il délivre les signaux suivants :

- La synchro trame sur la patte 4. Cette sortie est de type collecteur ouvert et produit un flanc positif à chaque nouvelle trame (paire ou impaire).
- La synchro ligne sur la patte 9. Cette sortie produit un signal carré avec le flanc positif synchronisé sur le début de la ligne.
- La sortie synchro Sandcastle sur la patte 6. Pour une tension supérieure à 9V, on dispose de la synchronisation sur l'impulsion BURST.

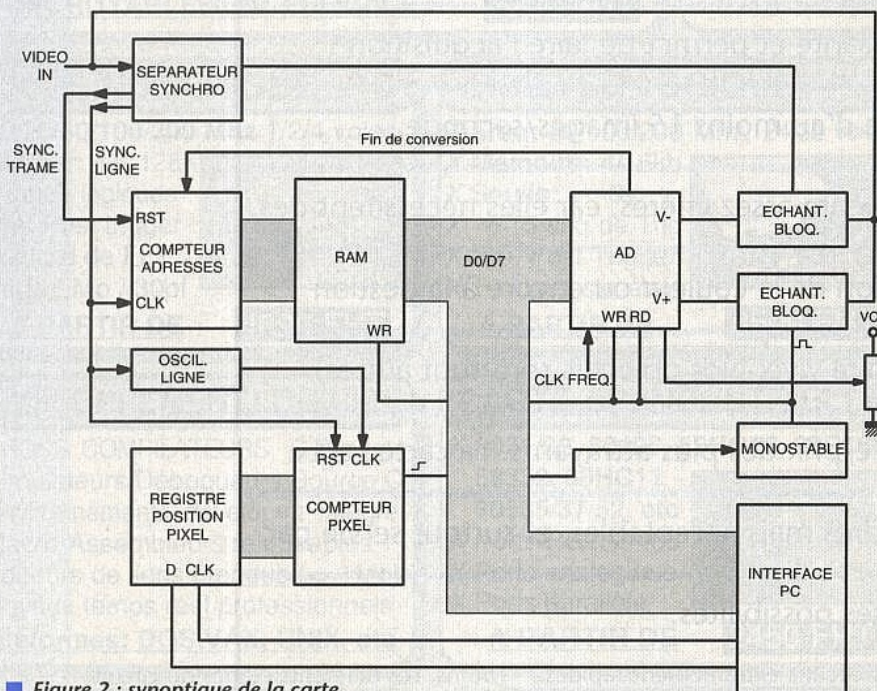
Le principal avantage de ce circuit étant sa fiabilité, nous passerons rapidement sur le nombre assez important de composants extérieurs demandés, pour nous attarder sur l'interface avec nos circuits logiques. Le TDA2595 étant alimenté en 12V, il a fallu placer deux comparateurs à sortie collecteur ouvert sur les signaux sandcastle et synchro horizontale. Le comparateur du signal sandcastle assure ainsi la sélection de l'impulsion BURST ainsi que son inversion logique.

L'ACQUISITION DES SIGNAUX

Comme on l'a dit précédemment, on utilise comme convertisseur A/D, l'ADC0804. L'étude de ses caractéris-



■ Figure 1



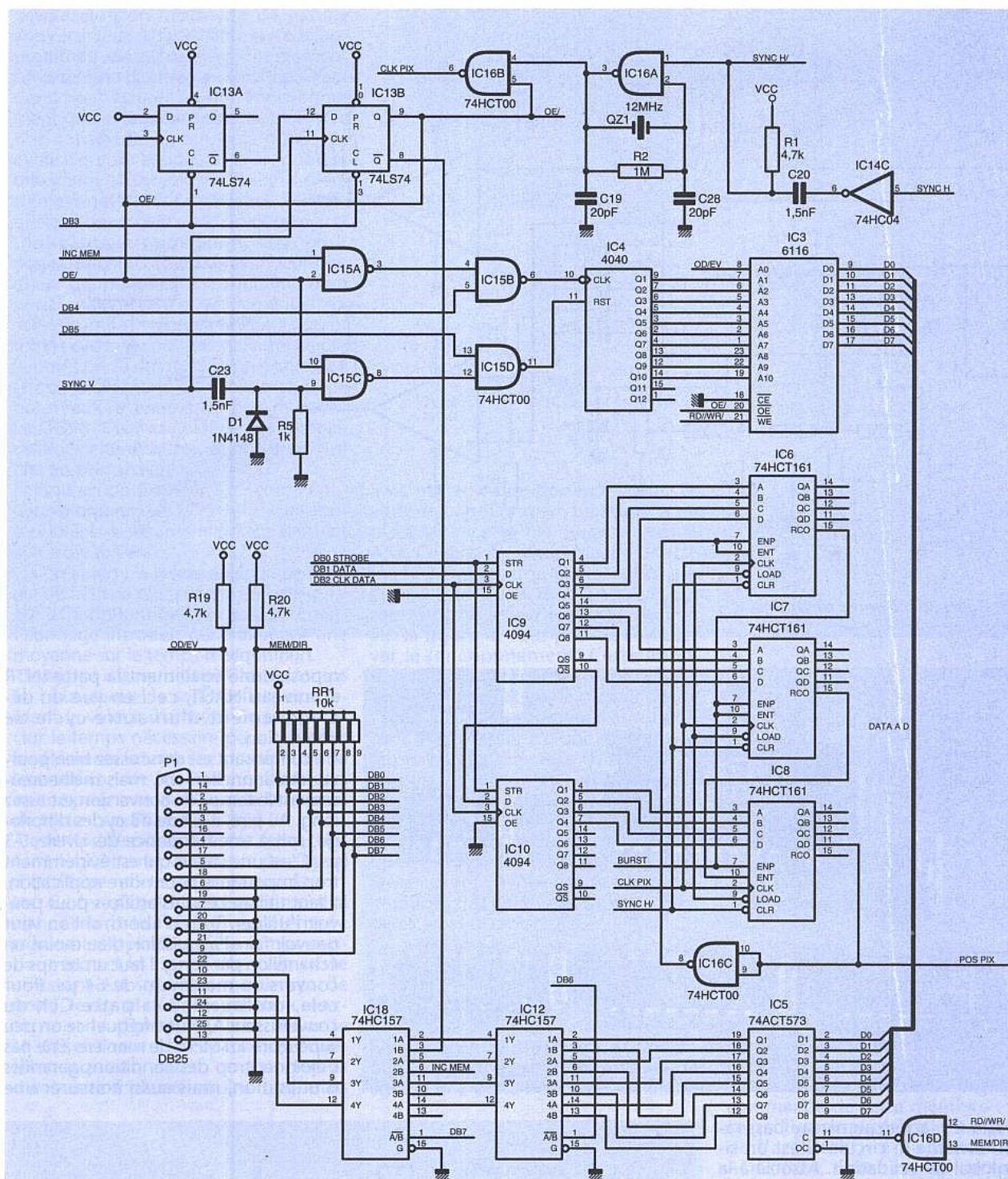
■ Figure 2 : synoptique de la carte.

au moins 128Ko. On aboutit donc à un coût assez important en considérant de la mémoire vive rapide de type cache. On peut utiliser de la mémoire dynamique qui est nettement moins chère à capacité égale. Malheureusement la logique permettant d'exploiter une telle mémoire est assez complexe et à moins d'utiliser un circuit spécialisé incompatible avec nos ob-

jectifs, cela implique un nombre conséquent de circuits.

Un fois considéré tous ces éléments, on tire les caractéristiques principales de notre carte :

- laissant de côté l'acquisition temps réel, on focalisera sur les images fixes. Cette acquisition se fera donc en plusieurs passes pour obtenir une trame complète. Cette option nous permet



C1 à C18 : Condensateurs de découplage de 100nF

Figure 3a : schéma retenu. La partie mémoire et interfacement PC.

tiques est importante car c'est autour de lui que vont s'architecturer tous les autres éléments.

A part les signaux classiques comme les huit sorties digitales ou l'entrée analogique, on trouve sur l'ADC0804 4 signaux qui déterminent le fonctionnement :

- les entrées analogiques VIN+ et VIN- reçoivent le signal analogique à convertir. Celui-ci peut être pris en symétrique si l'on considère les entrées VIN+ ou VIN- ou alors en unipolaire en connectant la patte VIN- au 0V. Les deux entrées sont dans tous les cas limitées dans la gamme de tension d'alimentation du circuit soit 0-5V.

- la patte référence de tension, VREF/2, sert quant à elle à déterminer la ten-

sion de référence utilisée par le convertisseur A/D. L'ADC0804 possède un générateur de tension interne basée sur la moitié de la tension d'alimentation. On peut donc retrouver sur cette patte une tension de 2,5V. On peut aussi y forcer la tension de référence à utiliser. Pour cela il suffit d'y appliquer la tension de référence voulue en gardant à l'esprit qu'elle doit être la moitié de la tension de référence réelle. Par exemple si l'on veut que l'excursion totale du signal d'entrée soit dans la gamme 1-4V, il faut appliquer $(V_{max} - V_{min})/2$ soit 1,5 V à VREF/2. Le décalage de 1V s'effectue à l'aide de la patte VIN-.

- La patte CLK reçoit le signal d'horloge qui va cadencer le cycle de conver-

sion A/D. Le convertisseur A/D étant de type à approximations successives, il lui faut au moins 8 cycles de conversion pour assurer la conversion 8 bits. Le cycle de conversion est lui-même constitué de 8 cycles d'horloges. Les fréquences maximales admissibles sur cette patte se situent aux alentours de 3 MHz avec cependant une légère dégradation des performances. On utilise le circuit interne de génération de fréquence associé à une résistance et un condensateur pour pouvoir obtenir une fréquence de conversion d'environ 1,5MHz. A cette vitesse avec un cycle total de

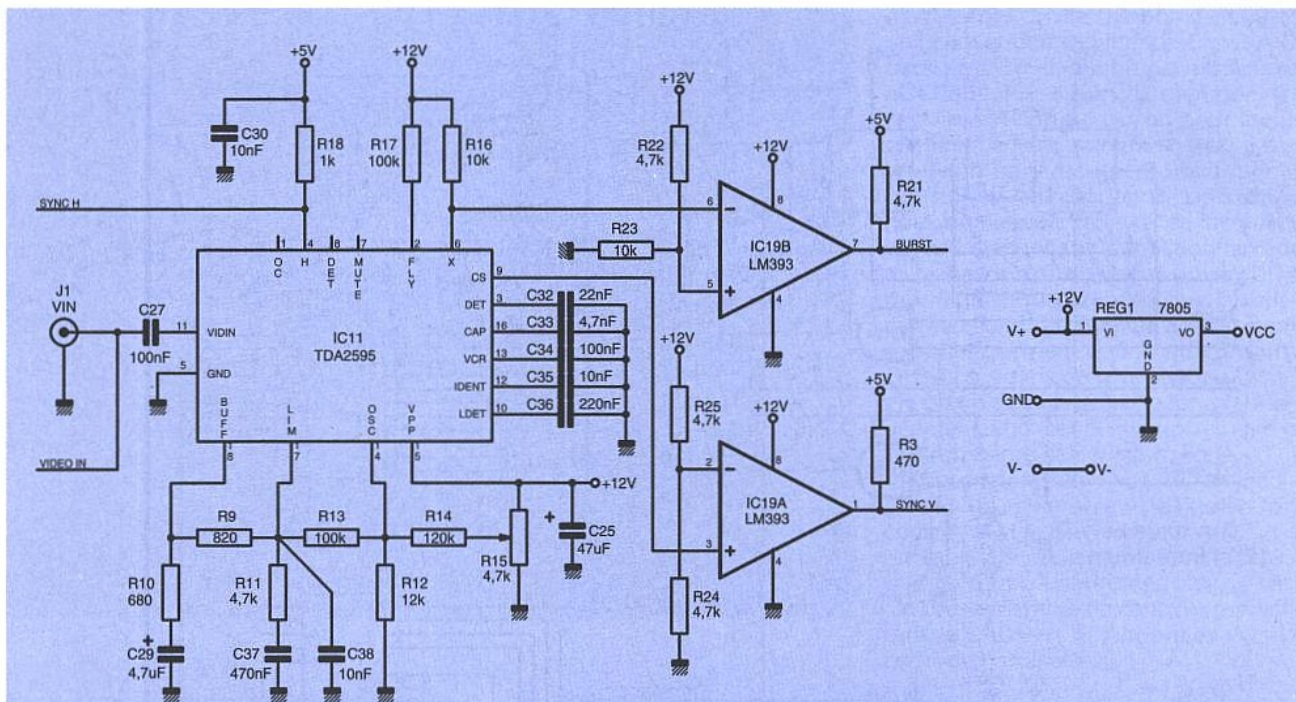
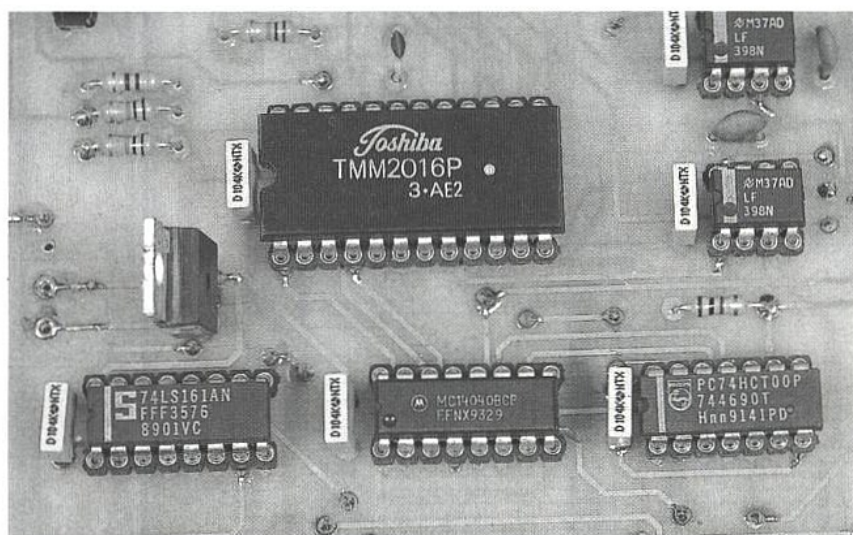


Figure 3b : la partie tri synchro.



repositionne également la patte INTR au niveau HAUT, ceci en vue du déclenchement d'un autre cycle de conversion.

Ce composant est donc assez bien pourvu fonctionnellement, mais malheureusement le temps de conversion est assez long. Au pire, il est de 73 cycles d'horloge, soit à une fréquence de 1MHz, 73 μ s. C'est une valeur qui est évidemment trop importante pour notre application. Il faut utiliser certains artifices pour pouvoir l'utiliser. Tout d'abord, si l'on veut pouvoir faire l'acquisition d'au moins un échantillon par ligne, il faut un temps de conversion maximum de 64 μ s. Pour cela, on fournit à la patte CLK du convertisseur A/D une fréquence un peu supérieure à 1MHz, de manière à ne pas s'éloigner trop des conditions garanties d'utilisation, mais aussi à assurer une

- La patte CS, active au niveau bas, valide ou invalide le circuit. C'est un signal global de validation. Associé à la patte WR au niveau BAS, le signal CS au niveau bas provoque une initialisation du circuit. Dans la description des signaux suivants, on considérera CS au niveau bas.

- La patte WR a deux rôles : au niveau BAS, elle provoque une initialisation de la logique interne. A la suite du passage au niveau HAUT, le cycle de conversion commence et ceci au rythme imposé par l'horloge délivrée sur la patte CLK.

- La patte INTR passe au niveau BAS lorsque le cycle de conversion est achevé. Ce signal peut servir par exemple à déclencher une impulsion lorsque le circuit est relié à un microprocesseur.

- La patte RD sert à lire les données incluses dans le registre interne. Un passage au niveau BAS dispose sur le bus les données du registre, tandis qu'un niveau HAUT fait passer le bus en haute impédance. Un cycle de lecture

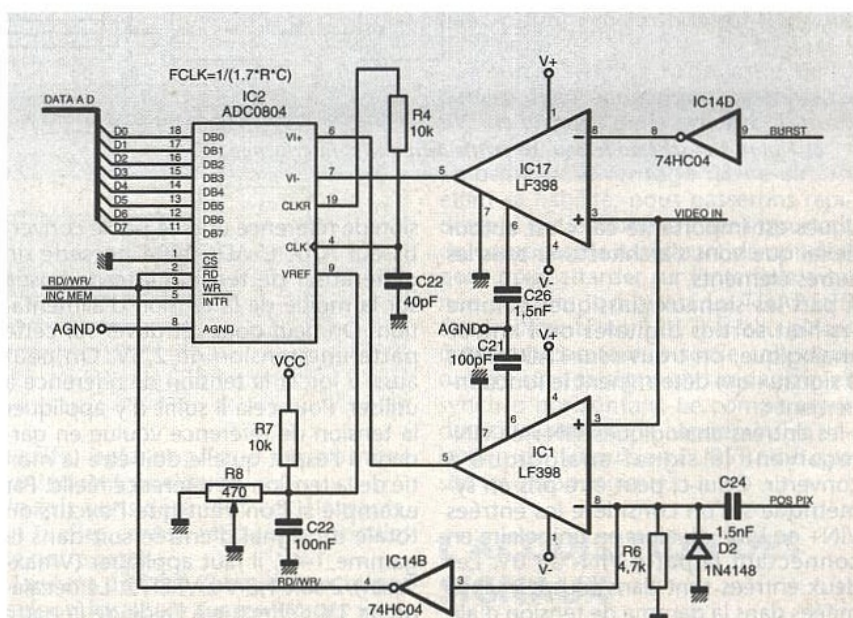
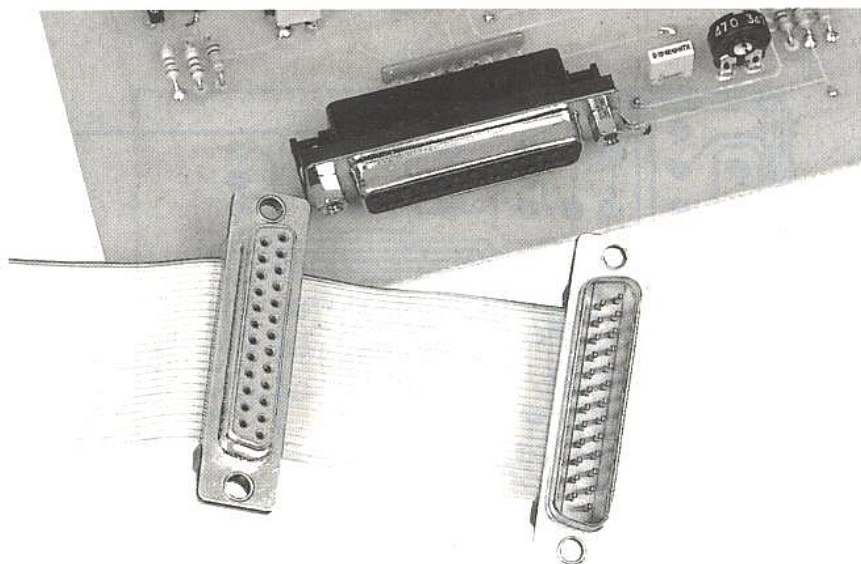


Figure 3c : l'acquisition avec les échantillonneurs-bloqueurs.

conversion en moins de 64 μ s. Ce convertisseur A/D fonctionne par approximations successives directement sur la tension d'entrée analogique. Il faut donc pour assurer un bon fonctionnement que la tension présente en entrée soit constante sur toute la durée du cycle de conversion. Si la fréquence maximum présente dans le signal d'entrée est nettement inférieure à la fréquence de conversion, on peut éviter tout étage intermédiaire, mais pour notre cas il nous faut un échantillonneur-bloqueur qui puisse faire l'acquisition d'un signal analogique très rapidement et ensuite fournir un signal constant durant tout le cycle de conversion. Parmi les différentes offres du marché, on a choisi un circuit facilement disponible chez de nombreux revendeurs et bon marché : Le LF398. Celui-ci possède des caractéristiques intéressantes, et on va en étudier les principales.

Lorsqu'on doit utiliser un échantillonneur-bloqueur, ses caractéristiques primordiales se résument principalement aux trois suivantes :

- la précision : la valeur analogique fournie doit être la plus proche de celle qui a été échantillonnée. Le cycle d'échantillonnage introduit généralement une moyenne sur le temps d'acquisition.
- le temps d'acquisition. C'est le temps au bout duquel la sortie reflète exactement la valeur d'entrée. Ce temps inclut le temps nécessaire pour que tous les éléments internes se positionnent à leur tension de fonctionnement, ceci même pour une variation de la tension de sortie maximale.
- le temps de porte. C'est le temps durant lequel une variation du signal d'entrée se reflète sur la tension de sortie. Ce temps est le critère primordial concernant la fréquence d'entrée maximale applicable. Si le temps pendant lequel le signal d'entrée reste constant est supérieur au temps de porte, le signal de sortie reflète exactement le signal d'entrée. Pour le LF398 et suivant la capacité d'échantillonnage connectée, on a un temps d'acquisition plus ou moins long, mais



avec un temps de porte de 25 ns. Un autre échantillonneur/bloqueur a été placé sur la patte VIN- du convertisseur A/D. Ce circuit est commandé directement à travers une porte «non» par l'impulsion burst du TDA2595. Son rôle consiste à fixer le niveau du noir. Sur la figure 4, vous pouvez en observer le fonctionnement. Cette impulsion BURST apparaît pendant le palier de suppression et par la commande de l'échantillonneur-bloqueur on dispose ainsi à chaque ligne d'une référence de tension. Cette référence de tension appliquée à l'entrée VIN- du convertisseur A/D sera soustraite à l'entrée vidéo sur la patte VIN+, et la résultante sera la tension réellement convertie que l'on aura sur les sorties digitales. On trouvera figure 5 les chronogrammes des différents signaux nécessaires à ces deux circuits.

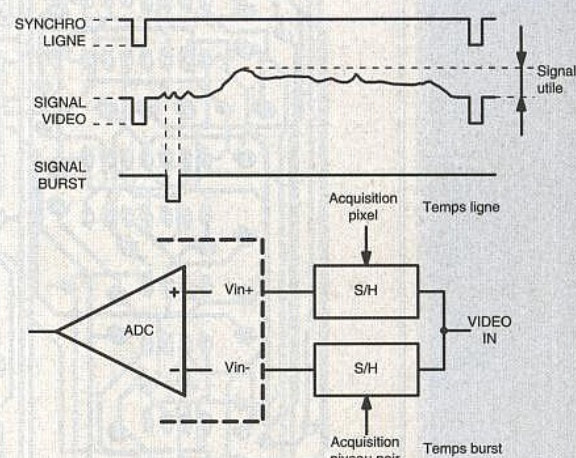


Figure 4 : principe de l'échantillonnage et blocage sur une ligne.

LA MÉMORISATION DES SIGNAUX

Le principe de notre montage implique une acquisition d'un pixel par ligne. On a donc besoin au maximum

d'une mémoire de 625 points par image. Son temps d'accès n'est pas critique car il suit le rythme ligne soit 64 μ s. On a donc choisi tout logiquement une mémoire classique et notre choix s'est orienté vers une mémoire 2Kx8 de type 6116. La logique de commande de cette mémoire est tout ce qu'il y a de plus simple, car profitant de l'architecture du convertisseur ADC0804, il nous suffit de relier la patte INTR de celui-ci à la patte WR de la RAM par l'intermédiaire d'un différenciateur, pour qu'à chaque fin de cycle, l'échantillon s'y inscrive de lui-même.

On utilise la capacité de la mémoire pour pouvoir stocker les échantillons d'une trame paire et impaire. Pour cela on utilise simplement une sortie du port parallèle pour spécifier l'adresse de destination. On aura ainsi stocké sur les adresses paires les échantillons de la trame impaire, et sur les adresses impaires les échantillons de la trame paire. Le reste des adresses de la mémoire RAM sont balayées par un compteur de type 4040. Ses sorties ne sont pas synchrones avec le flanc d'horloge qui lui est fournie car la logique interne est de type à retenue série, mais pour notre application, il n'y a changement d'adresse que tous les 64 μ s, à chaque ligne, donc un rythme aisément assimilable par ce circuit.

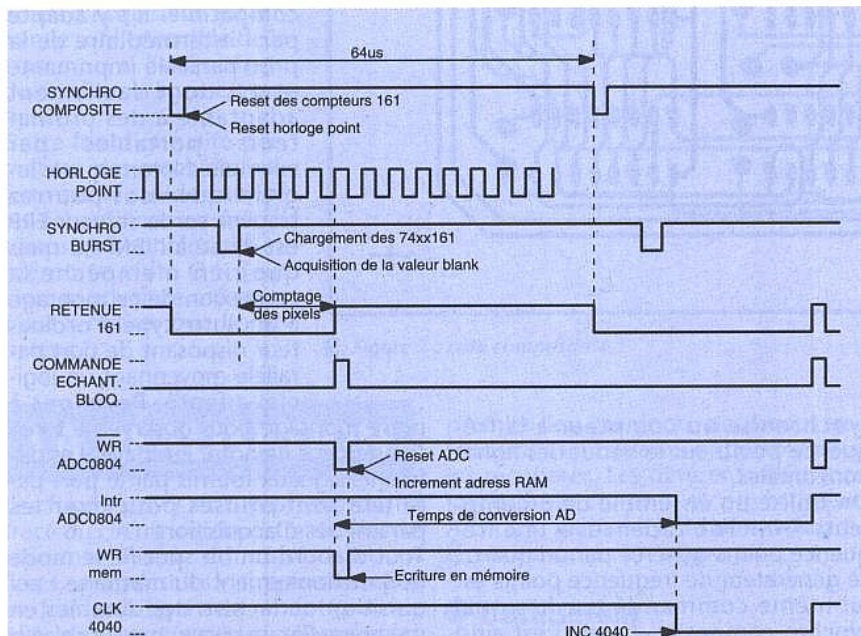
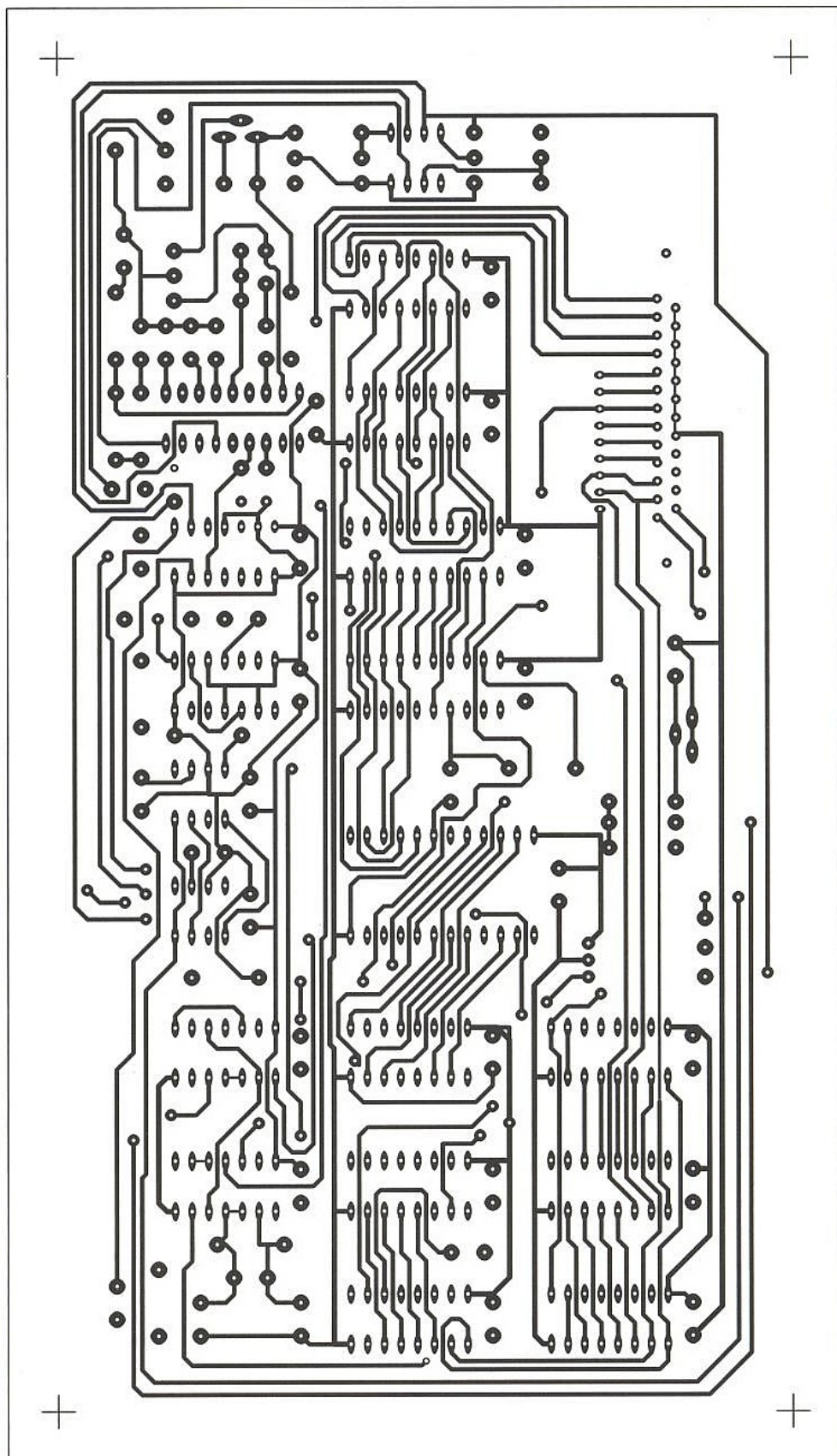


Figure 5 : chronogramme de fonctionnement des circuits d'acquisition.



■ Figure 6 : côté cuivre de la carte.

LA SÉLECTION DU SIGNAL À ÉCHANTILLONNER

Cet ensemble constitue le coordinateur des autres éléments. Il a ainsi différentes tâches que nous allons décrire par la suite. Nous avons comme objectif de sélectionner un pixel sur une ligne horizontale, pour cela on

synchronise un compteur à la fréquence points sur le début des lignes horizontales.

On utilise un ensemble de 3 compteurs 74XX161 cadencés à une fréquence points générée par un quartz. Le générateur de fréquence points est lui-même commandé par le signal synchro composite. Celui-ci est ainsi resynchronisé à chaque début de ligne, par le signal composite. En effet

si on avait laissé le générateur en roue libre, la phase de la fréquence point aurait été totalement indépendante de la synchro début de ligne. On aurait ainsi eu entre les différentes lignes une imprécision d'au moins un cycle. Par la resynchronisation du générateur de fréquence points par la synchro composite, on dispose d'une phase identique sur chaque ligne.

Pour la sélection du pixel à échantillonner, on utilise le positionnement des compteurs 74XX161 : à chaque début de ligne, les compteurs sont positionnés à la valeur inscrite dans les 4094 par l'intermédiaire d'une impulsion de chargement. Ensuite les compteurs sont incrémentés à chaque front d'horloge point.

Lorsque les compteurs arrivent à la valeur 2048 en binaire, on obtient un niveau haut sur la patte 11 de C18. Ce niveau haut déclenche le cycle d'acquisition par l'intermédiaire d'un circuit différenciateur constitué par C24 et R6. Mais elle sert également à bloquer le compteur lui-même par l'intermédiaire d'une porte NON sur l'entrée de validation.

L'INTERFACE AVEC L'ORDINATEUR HÔTE

Ce montage est prévu pour être relié à un ordinateur de type IBM-PC ou compatible. Il s'adapte par l'intermédiaire de la prise parallèle imprimante et est donc facilement adaptable à des ordinateurs portables par exemple. Notons que le logiciel que vous pourrez trouver sur le serveur ERP est dédié à l'IBM-PC mais que rien n'empêche la connexion de ce montage à un autre type d'ordinateur disposant de port parallèle moyennant un logiciel adapté. Revenons à

notre montage pour observer le fonctionnement de notre interface. Les différents signaux fournis par le port parallèle sont utilisés pour fixer les paramètres d'acquisition.

Tout d'abord un bit spécifie le mode de fonctionnement du montage : acquisition ou lecture des données en mémoire. Par un niveau bas sur celui-ci les registres composés de 74XX74 sont remis à zéro. Ils s'y maintiennent tant

que ce signal est au niveau bas. Dès qu'il est relâché et passe au niveau haut, le registre C13B attend un front montant sur son entrée CLK. Celle-ci intervient lorsque une nouvelle trame arrive sur le signal vidéo, car cette entrée est en effet connectée à la sortie synchro trame du TDA2595. Dès que ce front montant arrive, la sortie Q de C13B passe au niveau HAUT et on est en phase d'acquisition.

Par le même front montant de la sortie Q de C13B, le registre C13A est positionné. Lors du front montant de la deuxième trame, la sortie Q de C13B est repositionnée à zéro et le cycle d'acquisition s'est achevé.

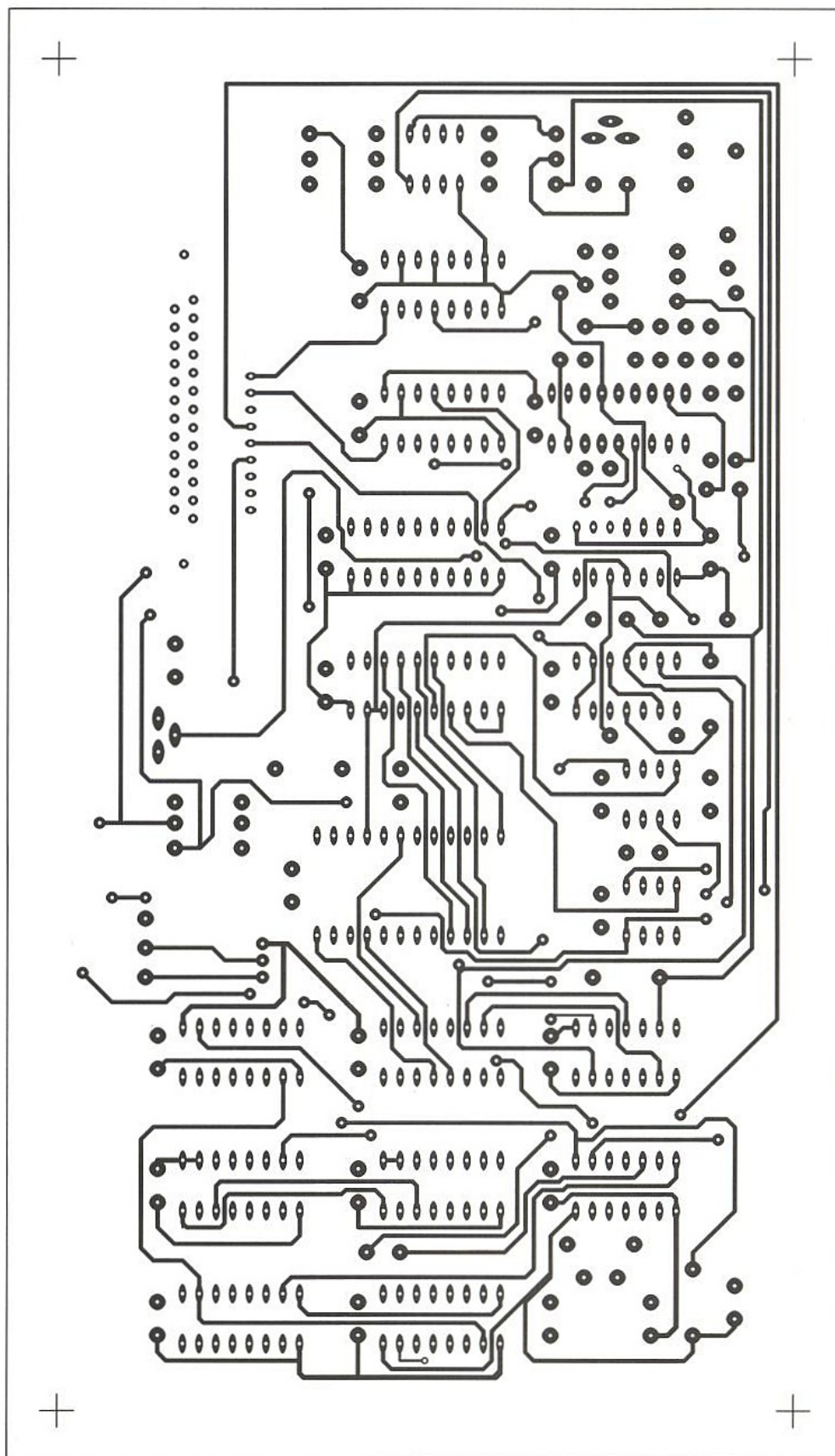
Trois autres bits sont utilisés pour communiquer avec les deux registres 4094.

Ces deux registres à décalage servent à spécifier le pixel à échantillonner, et sont commandés par un signal d'horloge et un signal donnée en provenance du port parallèle. L'ordinateur hôte cadence ces différents signaux de manière à inscrire dans les deux 4094 la valeur de consigne pour le chargement des 74XX161.

La lecture des données se fait par l'intermédiaire d'un multiplexeur de type 74XX157. La sélection du poids fort ou poids faible se fait par l'intermédiaire d'un bit du port parallèle. Un autre bit en lecture permet de lire l'état de fonctionnement du montage.

On peut ainsi savoir si la phase d'acquisition est terminée sur l'ensemble de la trame ou si l'acquisition du pixel sur la ligne est terminée.

Cette fonctionnalité permet sur des machines suffisamment rapides de lire les échantillons en même temps qu'il sont inscrits en mémoire vive. On peut ainsi se priver de mémoire pour n'utiliser que l'ordinateur.



■ Figure 7 : côté composants.

LA RÉALISATION

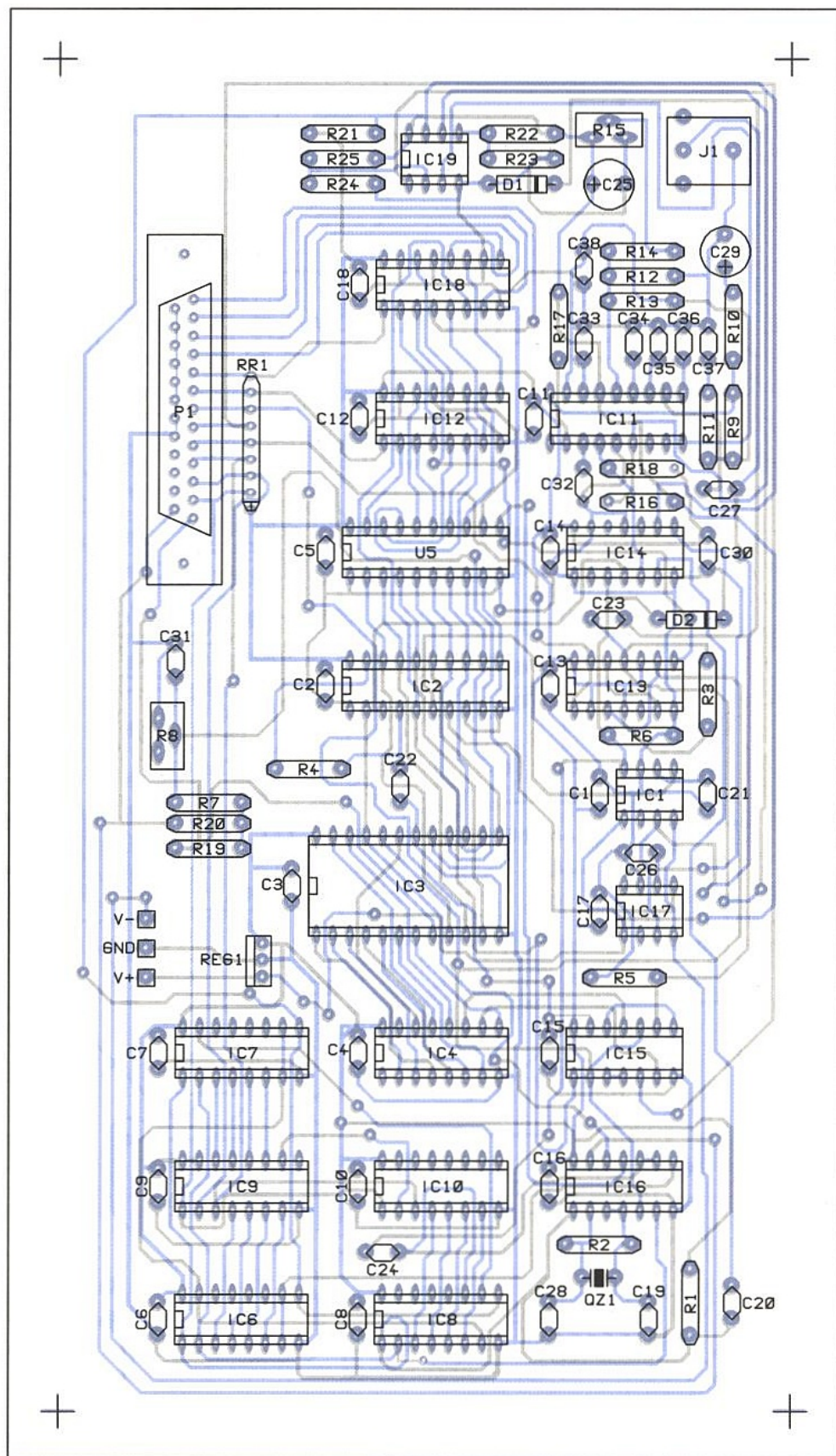
Les figures 6, 7 et 8 représentent le tracé du circuit imprimé. Ce dernier ne présente pas de difficultés particulières, si ce n'est les vias présentes qu'il ne faudra bien évidemment pas oublier de placer, surtout celles placées sous les circuits intégrés. De ce fait, on les placera obligatoirement en tout

premier lieu car sinon, nous vous garantissons un travail considérable pour les récupérer. Les différents éléments importants comme le convertisseur A/D ou la mémoire RAM seront de préférence montés sur support.

● L'utilisation

La mise en œuvre de ce montage doit se faire sans la moindre difficulté, les diffé-

rents composants ne nécessitant pratiquement pas de réglages. Il faudra juste peut-être retoucher un peu le potentiomètre de gain du signal vidéo pour obtenir la meilleure plage possible d'utilisation. Doté du logiciel, et après connexion avec l'ordinateur, vous lancez l'exécution du logiciel. Celui-ci permet de spécifier les différents paramètres d'acquisition. En spécifiant la taille de la fenêtre d'acquisition et sa résolution, le



■ Figure 8 : implantation. Attention de ne pas oublier de traversées.

logiciel vous indiquera la fréquence de visualisation et vous aurez ainsi la visualisation de votre image sur votre ordinateur. Le mode de fonctionnement peut se faire de plusieurs manières possibles : par l'appui sur une touche, vous lancez une seule acquisition que vous pourrez ensuite sauvegarder de la manière voulue, mais vous pouvez aussi lancer une acquisition sans fin avec sa visualisation. Suivant la résolution horizontale demandée, l'affichage se fera plus ou moins

vite. Vous aurez la possibilité à tout moment de sauvegarder l'image au format PCX sur votre disque dur. Les différentes options du logiciel sont décrites ci-dessous avec leurs caractéristiques principales :

- sélection d'une capture sur la trame paire, sur la trame impaire ou encore sur l'ensemble des deux. Ce qui vous donne une résolution verticale de 312, 313 ou 625 lignes. Pour ceux qui se demandent comment le programme peut

déterminer s'il s'agit d'une trame paire ou impaire, nous allons fournir l'explication. Il aurait été possible de faire cette synchronisation de manière électronique en incluant un registre entre les signaux de synchronisation verticaux et horizontaux. Outre le fait qu'il aurait fallu un autre boîtier de type 7474, il aurait aussi fallu laisser une trame vide entre chaque acquisition de trame. En effet il faut déclencher l'acquisition par la mise à zéro des registres 7474. Pour cela, on utilise une méthode de synchronisation logicielle. Le temps d'une trame s'étalant sur 20ms, il est tout à fait possible de gérer cette opération par l'intermédiaire de l'IBM-PC. L'ordinateur déclenche une phase d'acquisition, lit le nombre de lignes mémorisées, en détermine la trame paire ou impaire et ensuite déclenche toute la série d'acquisitions.

- position verticale minimale et maximale de capture : vous pouvez sélectionner selon de type de capture choisie (paire, impaire ou sur l'ensemble des deux). Vous avez ainsi la possibilité de sélectionner une portion quelconque verticale de l'image dans la gamme permise. C'est-à-dire par exemple pour les trames paires une acquisition de la ligne 200 à la ligne 300 ou encore pour l'acquisition paire/impaire de la ligne 30 à la ligne 600.

- position horizontale minimale et maximale de capture : vous avez aussi la possibilité de sélectionner la bande horizontale de capture. Cette possibilité est dépendante de la fréquence du quartz utilisé. Pour vous éviter des calculs rébarbatifs, le logiciel vous demande la fréquence du quartz utilisé et vous donne ensuite la gamme permise. La limite maximum théorique dépend du compteur points c'est à dire de 2048 points par ligne. Il est bien évident que vous n'attein-

drez jamais cette limite, les types de circuits utilisés ne permettant pas des fréquences supérieures à 20 MHz soit une limite d'environ 1000 points. Mais là encore, il est possible, en choisissant des circuits rapides de type 745 et des échantillonneurs/bloqueurs rapides avec des constantes de temps des différentiateurs plus adaptées, de pousser ce montage à ses limites. En revenant à notre logiciel, avec un quartz de 12 MHz, il vous sera permis de spécifier une valeur minimale

NOMENCLATURE

Résistances :

RR1,R1,R6,R11,R19,
R20,R21,R22,R24,R25 : 4,7 k Ω
R2 : 1M Ω
R3,R7,R8 : 470 Ω
R4,R16,R23 : 10k Ω
R5,R18 : 1k Ω
R9 : 820 Ω
R10 : 680 Ω
R12 : 12k Ω
R13,R17 : 100k Ω
R14 : 120k Ω
R15 : ajustable 4,7 k Ω

Condensateurs :

C1,C2,C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10,
C11,C12,C13,C14,C15,C16,C17,
C18,C27,C31,C34 : 100 nF
C19,C28 : 22pF
C20,C23,C24,C26 : 1,5nF
C21 : 10pF
C22 : 39pF
C25 : 47 μ F
C29 : 4,7 μ F
C30,C35,C38 : 10nF
C32 : 22nF

C33 : 4,7nF
C36 : 220nF
C37 : 470nF

Semi-conducteurs :

D1,D2 : 1N4148

Circuits Intégrés :

REG1 : 7805
IC1,IC17 : LF398
IC2 : ADC0804
IC3 : 6116
IC4 : 4040
IC5 : 74LS573
IC6,IC7,IC8 : 74LS161
IC9,IC10 : 4094
IC11 : TDA2595
IC12,IC18 : 74LS157
IC13 : 74LS74
IC14 : 74LS04
IC15,IC16 : 74LS00
IC19 : LM393

Divers :

QZ1 : 12MHz
1 connecteur DB25 pour circuit imprimé.

et maximale comprise entre 0 et 768 points.

- visualisation de l'acquisition. Lors de la phase d'acquisition, vous pouvez

avoir sur l'écran l'affichage de l'avancement de votre acquisition.

- contrôle du gain et de la gamme disponible. Cette option permet l'acquisition

rapide de certains points de l'écran et vous donne une indication sur le gain à positionner sur la carte. En effet, suivant le réglage du gain, c'est à dire de VREF de l'AD0804, l'image obtenue peut n'utiliser qu'une faible partie de la gamme des 8 bits disponibles en acquisition. Cette option vous permet de régler en continu votre carte pour avoir la meilleure utilisation de votre acquisition. Cette fonction procède à une rapide analyse de l'image, en détermine le maximum et le minimum et ensuite procède à l'acquisition et à l'affichage de ces valeurs constamment. Cela vous permet ensuite à l'aide du potentiomètre de gain d'ajuster au mieux votre image.

- le fichier de sortie. La phase d'acquisition terminée, le logiciel sauvegarde automatiquement ou sur ordre l'image mémorisée.

CONCLUSION

Nous voilà à la conclusion d'une réalisation, qui nous le souhaitons, vous aura intéressés. Non seulement pour ses fonctionnalités, mais aussi par les différentes techniques employées. N'utilisant pas de circuits particuliers, ce qui a compliqué notamment la tâche du concepteur, on aura tout de même plus qu'un simple gadget sous la main. Associé à une mini caméra, il permettra d'avoir un scanner intéressant par rapport aux scanners à main car là on n'a pas besoin de contact physique. Admettez qu'il serait bête de s'en passer, car répétons-le le coût de cette carte est dérisoire.

P. de CARVAHLO

UNE GAMME COMPLETE
D'OUTILS DE
DEVELOPPEMENT

8051

RAISONANCE

DISTRIBUTEUR
OMNITECH - SERTRONIQUE
AGENCES
BORDEAUX : 56 34 46 00
LE MANS : 43 86 74 74
LILLE : 20 33 21 97
LYON : 72 73 11 87
NANTES : 40 49 90 90
PARIS : (1) 46 13 07 80
ROUEN : 35 88 00 38

CAO

"CADPAK" = SAISIE DE
SCHEMAS

(ET)

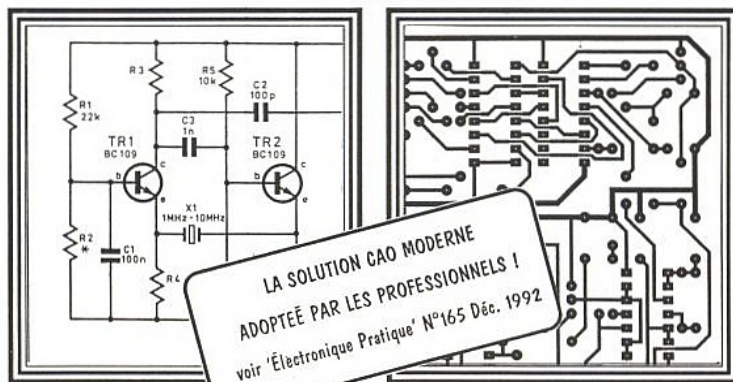
DESSIN ET ROUTAGE DE
CIRCUITS-IMPRIMES

SUR PC AT

et

'386/'486

NE SOYEZ PAS UN DINOSAURE..
...pour 1490 F TTC franco
achetez "CADPAK"...



LA SOLUTION CAO MODERNE
ADOPTÉE PAR LES PROFESSIONNELS !
voir 'Électronique Pratique' N°165 Déc. 1992

Interface utilisateur graphique moderne (icônes et souris)-Ecrans CGA, EGA, VGA, SVGA, avec ZOOMS - Export de fichiers vers PAO/TT - PCB en simple et double-face - Bibliothèques standards et CMS (extensibles par l'utilisateur) - Sorties sur matricielles, Lasers, plotters, Gerber, perçage à CN. NOTICE EN FRANCAIS. (version Démo contre chèque 50 Francs)

Multipower

22 Rue Emile Baudot
91120-Palaiseau
Tel: (1) 69 30 13 79

(1) Optimisé pour le 8051 • Nombreux pragmas et modèles de compilation • Bibliothèques ANSI • Flottants simple et double précision.

(2) Pagination de l'espace code jusqu'à 1 Mo.

(3) Supporte plus de 40 composants • Versions interne et externe • 40 MHz • Transparence totale • 512 ko de Ram d'émulation code.

RAISONANCE
ZI Rue des Sources
38920 CROLLES
FRANCE
Tél. : 76 08 18 16
Fax : 76 08 09 97

UN GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS 20 MHz SUBMINIATURE

Un générateur de fonctions de précision

0,1 Hz - 20 MHz dans un seul circuit

intégré, telle est la nouvelle performance

accomplie par MAXIM !

Naturellement, la mise en œuvre pratique

du MAX038 (c'est son nom !) nécessite

tout de même un minimum de

composants périphériques, à commencer par des organes de commande.

Conçu d'abord comme une «carte d'évaluation», le présent montage pourra

néanmoins être facilement installé dans un boîtier de poche, avec les deux piles

9 V qui suffisent à son alimentation et dont il n'excède d'ailleurs guère

l'encombrement. Pour une dépense insignifiante, vous pourrez ainsi vous

équiper d'un instrument original, dont les performances vous surprendront sans

doute fort agréablement.

UN VÉRITABLE APPAREIL DE LABORATOIRE

Depuis de très nombreuses années, les générateurs de fonctions les plus simples (en dessous de 1 MHz) sont pratiquement tous équipés d'un XR2206 ou d'un ICL 8038 ancêtre du MAX038, entouré d'une électronique plus ou moins touffue.

Il faut dire que ce premier générateur de fonctions monolithique n'a pas été uniquement conçu pour équiper des générateurs de laboratoire, ses applications étant infiniment plus variées : modulateurs pour transmissions de données, boucles PLL de toutes sortes, etc.

Même si le MAX038 peut aussi servir à une foule d'autres choses (il possède même un comparateur de phase incorporé), force est de reconnaître que ses caractéristiques en font la base idéale d'un générateur de laboratoire de fort bon niveau.

Capable de produire des signaux sinusoïdaux, triangulaires et rectangulaires entre 0,1 Hz et 20 MHz avec un rapport cyclique variable entre 15% et 85%, le MAX038 intègre en plus son propre amplificateur de sortie, dont la stabilité d'amplitude (1 volt crête) est tout à fait remarquable. Une simple résistance suffit d'ailleurs pour créer une véritable sortie 50 Ω !

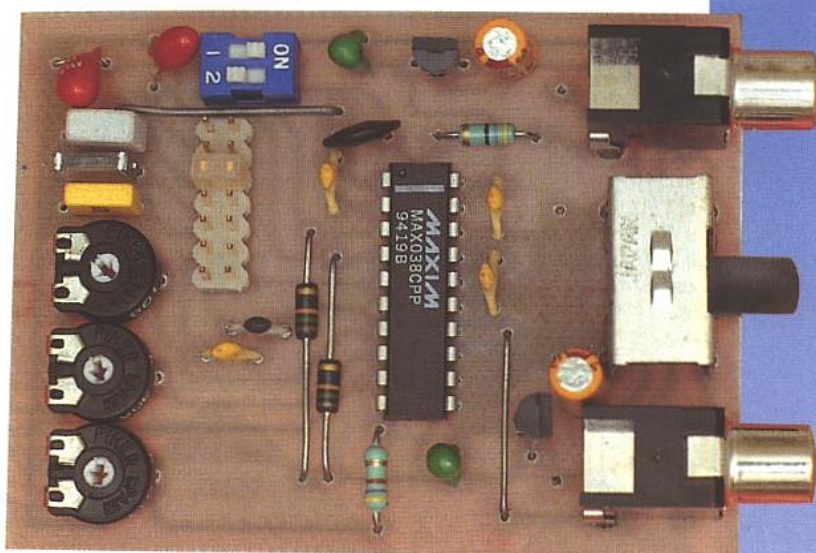
Le synoptique de la **figure 1** dévoile l'architecture interne du composant, de laquelle on retiendra tout d'abord que l'oscillateur n'est pas un classique

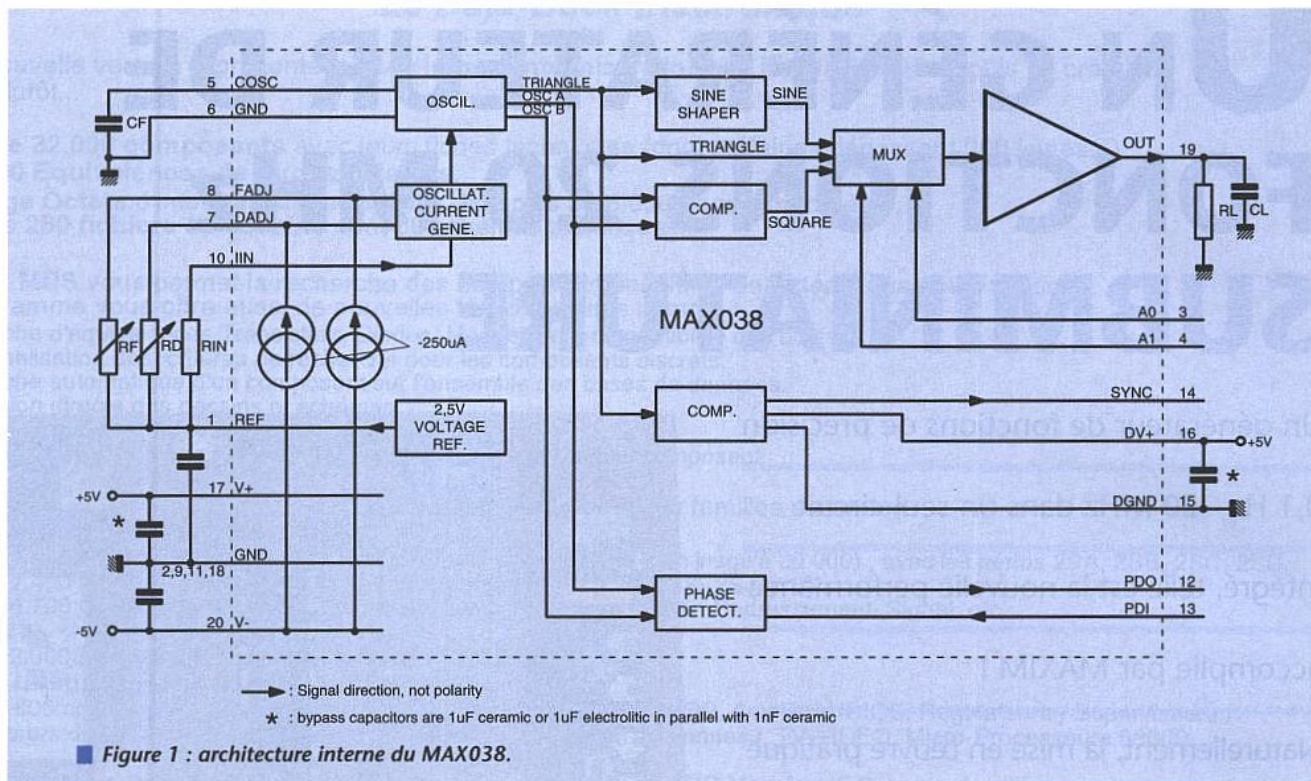
VCO, mais un CCO (il est commandé en courant et non en tension).

Grâce à une référence de tension très stable intégrée dans le MAX038 (2,5 V), une simple variation de résistance suffit pour obtenir une variation proportionnelle de la fréquence.

On peut obtenir ainsi une variation dans un rapport de 1 à 350 autour d'une fréquence centrale fixée par le simple choix d'une valeur de condensateur, d'après les indications de la **figure 2**.

Une entrée séparée permet un réglage fin dans un rapport de 0,3 à 1,7 (c'est-à-dire plus ou moins 70%), toujours à l'aide d'une simple résistance variable. Naturellement, cette disposition permettrait aisément d'appliquer une modulation de fréquence linéaire, ou de pratiquer une vobulation.





Un exemple de « mise en boîte » (boîtier AXEL réf. 4920.04).

Deux entrées logiques agissent sur un multiplexeur chargé de choisir la forme d'onde en sortie : la première sélectionne « rectangulaire » ou « triangulaire », sauf si la seconde (mode « sinusoïdal » ou « non-sinus ») est en position « sinus », le mode prioritaire. Quelle que soit la forme d'onde sélectionnée, un signal rectangulaire de mêmes fréquence et rapport cyclique est disponible, mais aux niveaux TTL, sur une sortie séparée (SYNCHRO). Alimenté en symétrique (plus et moins 5 V à 5% près), le MAX038 présente l'avantage de délivrer un signal de sortie dépourvu de tout offset parasite, et ce quel que soit le rapport cyclique affiché.

Pour construire un générateur de laboratoire complet autour du MAX038, il

serait donc logique d'ajouter un atténuateur de sortie réglable et un dispositif d'introduction d'offset ajustable. Mais dans le cadre d'une utilisation courante, on peut souvent se passer de ces possibilités et bénéficier d'un schéma d'application ultra-simple avec néanmoins une authentique sortie 50 Ω à niveau constant. C'est très exactement ce que nous vous proposons !

UNE « CARTE D'ÉVALUATION » ÉCONOMIQUE

Compte tenu du prix très modique du MAX038, il est possible de réaliser un instrument qui, une fois n'est pas coutume, coûtera considérablement moins cher, à possibilités et performances comparables, que ce que l'on peut trouver tout fait dans le commerce.

Encore faut-il que les composants périphériques ne coûtent pas plus cher que le circuit intégré lui-même et, subsidiairement, qu'ils tiennent suffisamment peu de place pour profiter de l'étonnante miniaturisation que le MAX038 met à notre portée.

C'est dans cette optique qu'a été développé le schéma de la figure 3, qui n'exploite évidemment pas la totalité des possibilités du MAX038 mais qui offre pourtant des caractéristiques des plus alléchantes.

Sept condensateurs, de valeurs comprises entre 22 pF et 22 μ F, déterminent autant de gammes dont le large recouvrement apporte un confort d'utilisation particulièrement appréciable :

22 μ F :	0,1 Hz à 35 Hz	(gamme 10 Hz)
2,2 μ F :	1 Hz à 350 Hz	(gamme 100 Hz)
0,22 μ F :	10 Hz à 3,5 kHz	(gamme 1 kHz)
22 nF :	100 Hz à 35 kHz	(gamme 10 kHz)

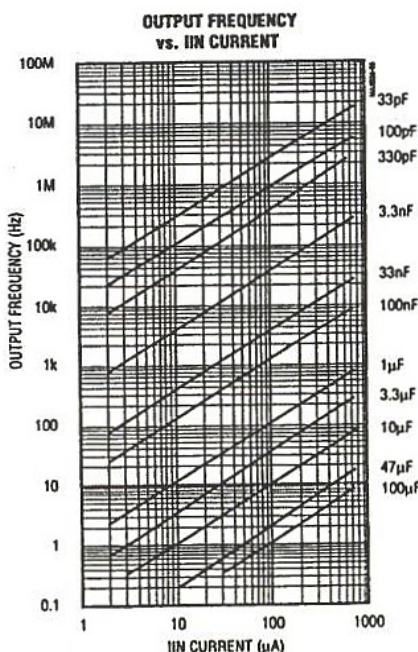


Figure 2

2,2 nF : 1 kHz à 350 kHz (gamme 100 kHz)
 220 pF : 10 kHz à 3,5 MHz (gamme 1 MHz)
 22 pF : 100 kHz à 35 MHz (gamme 10 MHz)
 Oui, vous avez bien lu : donné pour 20 MHz, le MAX038 atteint allègrement 35, voire même 40 MHz, avec il est vrai une certaine dégradation des formes d'ondes et de la stabilité d'amplitude. Mais cela peut tout de même être utile à l'occasion...

L'alimentation en symétrique est fort classiquement confiée à un couple 78L05 / 79L05 que l'on pourra nourrir indifféremment avec deux piles 9 V miniatures ou avec deux jeux de cinq ou six piles 1,5 V.

Tout dépend en fait de l'autonomie souhaitée, mais avec moins de 50 mA sur chaque polarité, on tient facilement dix heures avec un jeu de piles 9 V alcalines. Ce sera souvent très suffisant, et rien n'interdit d'ailleurs de se tourner dans certains cas vers des accus rechargeables !

L'impédance de la sortie, très faible aux bornes du MAX038 (20 mA sont disponibles !), est ramenée à 50 Ω (générateur de Thévenin) par une résistance série de cette valeur (au besoin 47 Ω pour les premiers essais, ou encore deux fois 100 Ω en parallèle).

Mais bien entendu, toute autre valeur pourrait être choisie selon les besoins de chacun (par exemple 75 ou 600 Ω).

REALISATION PRATIQUE

C'est à ce stade que va se concrétiser notre choix délibéré de réaliser un instrument vraiment miniaturisé : notre objectif initial était de ne pas excéder le volume de deux piles 9 V, mais nous avons finalement préféré «tasser» un peu moins et échapper à un circuit imprimé double face à plan de masse. Le tracé reproduit à la figure 4 ne respecte donc pas tout à fait les conseils de MAXIM (cela pourrait se payer en HF...), mais nous avons en revanche apporté un soin tout particulier au parcours des pistes, notamment de masse.

Toujours à des fins de miniaturisation, le plan de câblage de la figure 5 montre que nous avons fait appel pour les commandes de fréquence et de rapport cyclique à trois potentiomètres ajustables monotour (PT 10 V ou mieux PTC 10 V PIHER), et à une double barrette de picots carrés associée à un cavalier mobile.

Il faudra donc un petit tournevis et un peu de dextérité pour régler ce générateur, mais l'expérience montre que cela ne pose pas vraiment de problème. Au contraire, on élimine ainsi pratiquement tout risque de dérèglement intempestif au cours d'une manipulation.

Rien n'interdit d'ailleurs aux réfractaires de faire appel à des potentiomètres classiques, fixés sur l'éventuel coffret et reliés par un court câble en nappe.

De même, pour la sélection de la forme d'onde, un «dipswitch» à deux

sections nous est apparu comme étant le meilleur compromis entre encombrement et facilité d'utilisation.

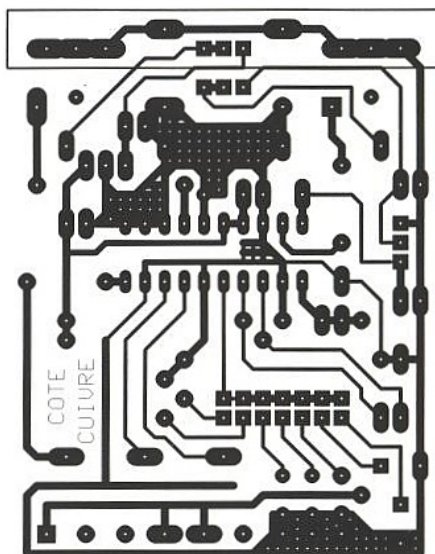
Même si cela nous a cette fois coûté un peu cher en surface de circuit imprimé, deux embases CINCH (sortie 50 Ω et synchro TTL) et un robuste interrupteur bipolaire à glissière ont été implantés en bord de carte : c'était indispensable pour un appareil appelé à servir en labo ou sur le terrain.

Attention, c'est le corps de l'interrupteur

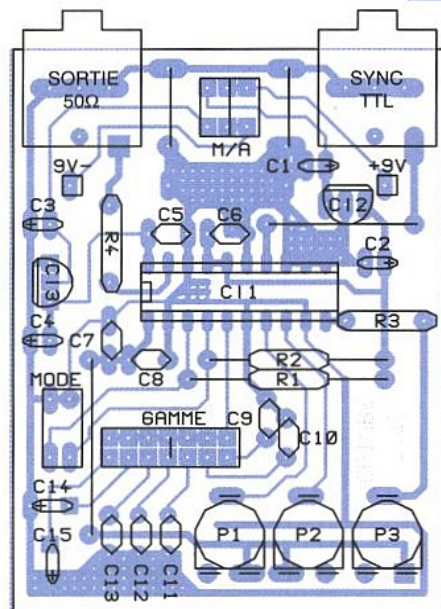
qui, muni de quatre picots de fixation, assure la continuité de la masse : en cas d'usage d'un autre modèle ou de montage hors-carte, il sera nécessaire de poser deux straps



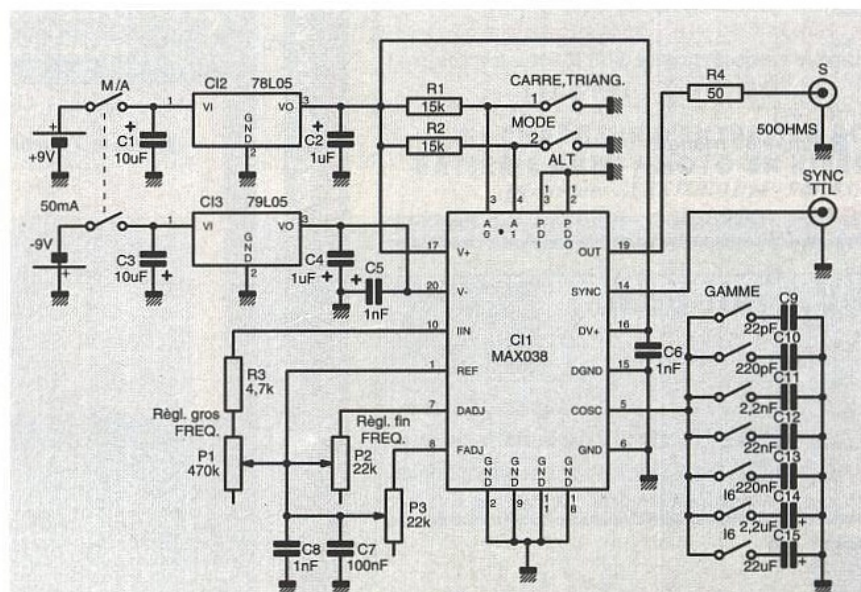
■ L'équipement du «panneau avant».



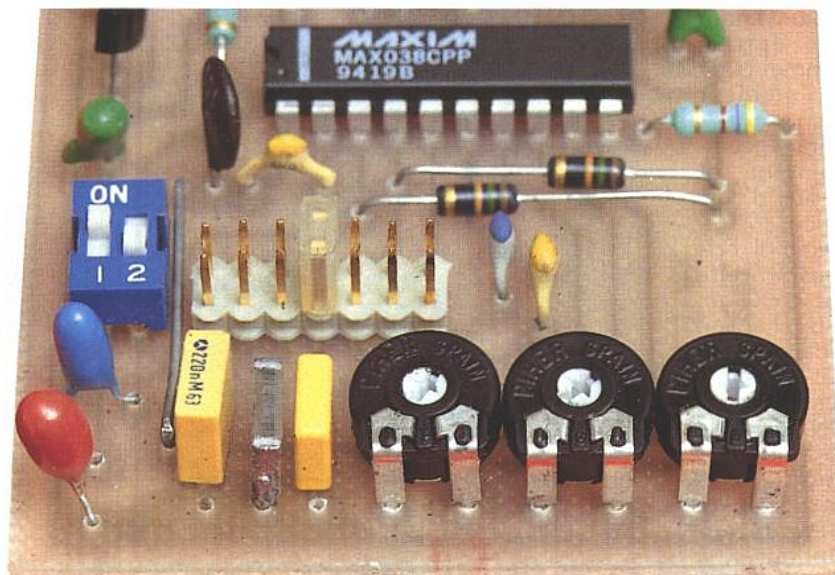
■ Figure 4 : le circuit reste en simple face mais respectez le tracé.



■ Figure 5



■ Figure 3 : un schéma très simple grâce au MAX038.



■ Les commandes aussi sont miniaturisées !

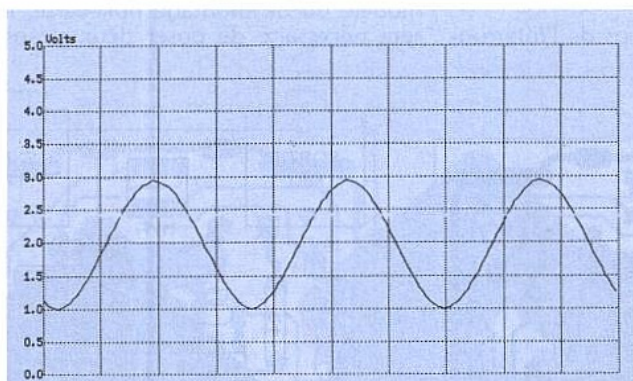


Figure 6 : sinus décalé. Offset continu de 2 V pour attaquer l'ADC10.

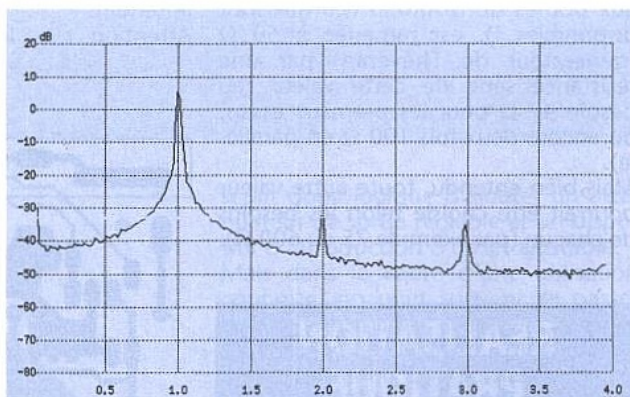
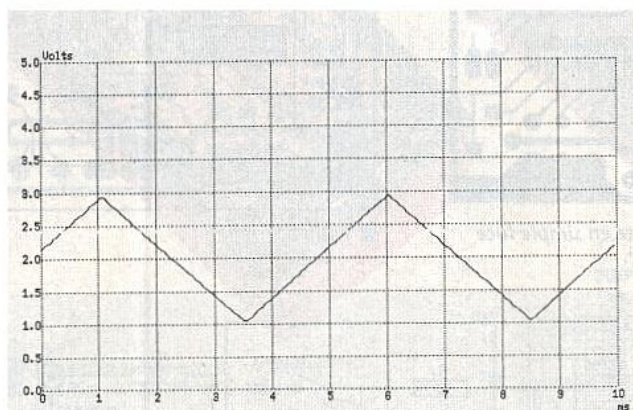
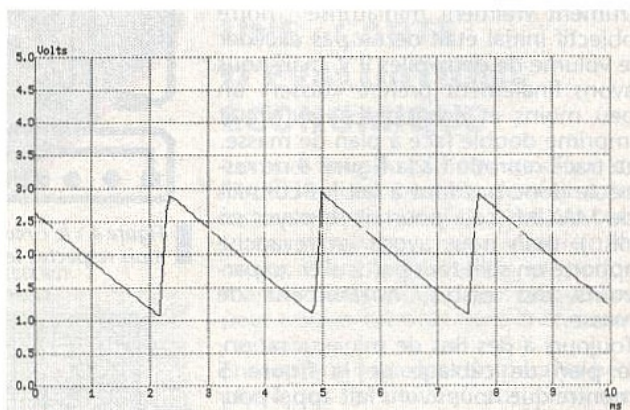


Figure 7 : spectre de sinus. On peut régler la symétrie au minimum de distortion.



■ Figure 8 : triangle.



■ Figure 9 : dent de scie - rampes négatives.

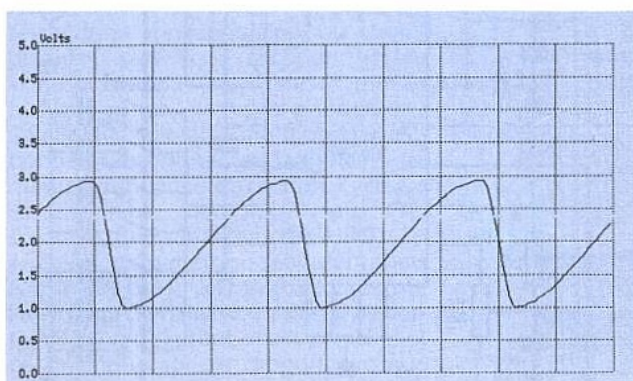
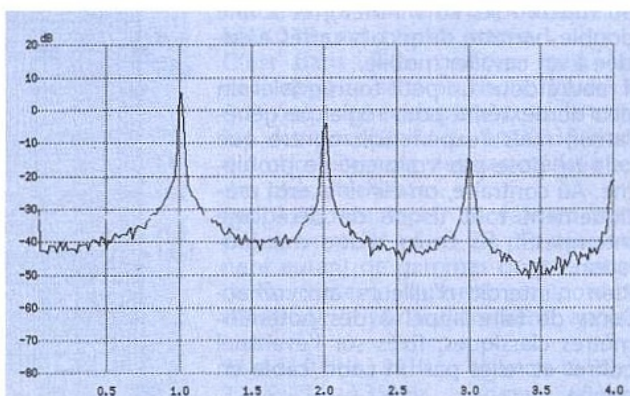


Figure 10 : sinus déformé par la commande de rapport cyclique.



■ Figure 11 : et le spectre résultant.

AFFICHAGE VGA SUR TV

A en juger par l'abondant courrier que

nous avons reçu suite à l'article

«Affichage VGA sur TV: c'est possible !»,

publié dans ERP n°558 de Mai 94,

celui-ci a suscité un vif intérêt de la part

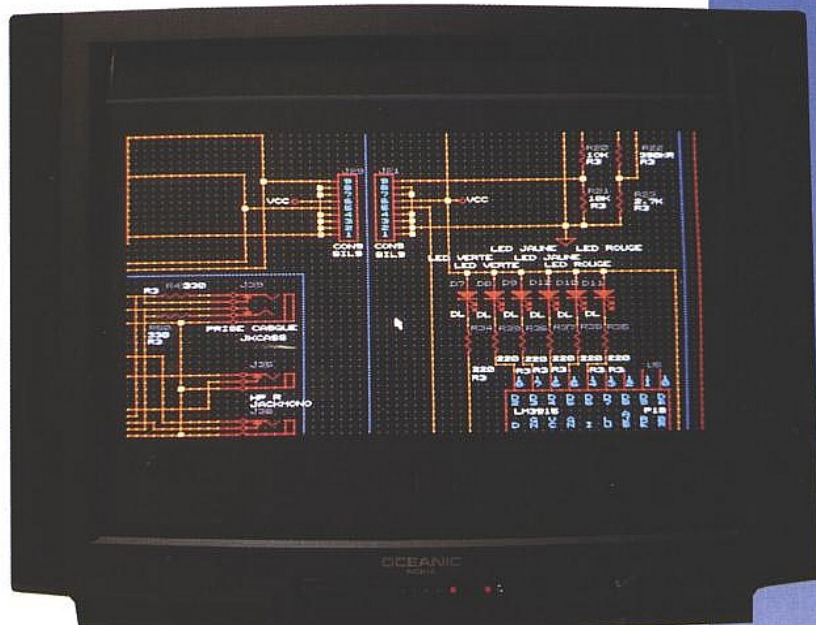
de nombreux lecteurs, ce qui nous

conduit à développer ce thème.

La bonne compréhension de ce qui suit

nécessitant les explications de l'article précédent, nous invitons donc ceux de

nos lecteurs ne l'ayant pas encore lu (ou l'ayant oublié !) à s'y reporter (1).



Cet article décrivait le principe de réalisation d'une adaptation permettant une liaison directe VGA -> PERITEL en reprogrammant certains registres de la carte VGA, et donnait quelques exemples de reprogrammation pour les modes les plus usités (03h: texte 80x25 et 12h: graphique 640x480x16) avec les cartes TRIDENT et TSENG.

Ces petits programmes, présentés comme une étude de faisabilité, ont toutefois l'inconvénient majeur de nécessiter de connaître le numéro du mode vidéo utilisé par l'application que l'on désire visualiser sur TV, ce qui n'est pas toujours évident.

Par ailleurs, comme ils ne fonctionnent que pour un seul mode vidéo, ils nécessitent l'inhibition de la fonction de changement de mode vidéo, ce qui ne permet donc pas une utilisation normale de l'ordinateur dont le mode vidéo change d'une application à l'autre, voire à l'intérieur même de certaines applications.

LE PROGRAMME VGA-TV.ASM

Pour supprimer ces inconvénients, nous avons donc réalisé un programme plus utilisable assurant le fonctionnement de tous les modes vidéo compris entre 0 et 13h, c'est-à-dire tous les modes standard de la carte VGA de base, et permettant une commutation normale entre ces modes vidéo par l'application en cours.

;MODIFICATIONS à apporter à VGA_TV.ASM pour carte TSENG
;(C) Hervé BENOIT 1994

;zone de programme à modifier

entrelac: sub bx, 05h ;modes >7: index = N° mode-5
mov ax, 8035h ;b7 de index 35h à 1
out dx, ax ;entrelacement
jmp next

soustrac: sub bx, 05h ;modes >7: index = N° mode-5
desentre: mov ax, 0035h ;b7 de index 35h à 0
out dx, ax ;pas d'entrelacement

;fin de zone programme modifiée

;zone de paramètres à modifier

db 6Ch,4Fh,50h,82h,59h,81h,6Dh,3Eh ;mode 0F
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h ;640x350 mono
db 0D6h,88h,5Dh,28h,00h,5Eh,00h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,82h,59h,81h,6Dh,3Eh ;mode 10
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h ;640x350 16 c.
db 0D6h,88h,5Dh,28h,00h,5Eh,00h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,82h,59h,81h,6Dh,0BAh ;mode 11
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h ;640x480 mono
db 20h,02h,0EFh,28h,00h,0F0h,02h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,82h,59h,81h,6Dh,0BAh ;mode 12
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h ;640x480 16 c.
db 20h,02h,0EFh,28h,00h,0F0h,02h,0E3h

;fin de zone paramètres modifiée
;remplacer «TRIDENT» par «TSENG» dans message

■ Figure 1



■ Cela passe même sur un TV 16/9.

Pour tous les modes au-delà de 13h (Super-VGA), le programme ne fait rien et un moniteur VGA ou S-VGA reste nécessaire.

Cette fois-ci, à la demande générale des lecteurs nous ayant écrit, et afin d'assurer une bonne compréhension permettant une adaptation éventuelle du programme par les lecteurs intéressés, nous publions son code «source» baptisé VGA-TV.ASM (listing).

Deux très brefs rappels tout d'abord :
- les paramètres vidéo des modes VGA standards sont stockés dans une zone mémoire appelée «BIOS SAVE AREA», pointée par le vecteur situé à l'adresse 0040:00A8h,

- l'interruption 10h permet, entre beaucoup d'autres choses, la commutation de mode vidéo (AH = 00h, AL = numéro de mode), et tous les programmes utilisent aujourd'hui cette interruption pour effectuer cette opération (ce n'était pas toujours le cas à l'époque héroïque des cartes CGA).

Deux méthodes peuvent donc être envisagées pour permettre la commutation normale entre les modes TV :

1 - modifier la «BIOS SAVE AREA», ce qui présente l'inconvénient de ne pas pouvoir traiter tout ce qui sort de la spécification VGA, notamment le problème de l'entrelacement et ceux des modes S-VGA pouvant être rendus compatibles TV (p. ex. 640x480x256),
2 - modifier l'interruption vidéo 10h en la détournant sur un programme résident ou «TSR» (Terminate and Stay Resident), ce qui est compatible avec toutes les cartes ; cependant, la commande d'entrelacement est spécifique à chaque famille de circuits S-VGA, et les paramètres du contrôleur d'écran (CRTC) pour les modes entrelacés correspondants peuvent différer selon le constructeur.

Cette deuxième méthode permet en principe d'éviter les deux inconvénients de la première, mais si l'on ne veut pas réécrire l'intégralité de la partie «changement de mode» de l'interruption, ceci nécessite de pouvoir faire le traitement TV (modification des paramètres du contrôleur d'écran) APRES le déroulement normal de cette partie de l'interruption.

La procédure est la suivante :

- lors de l'installation, on détourne int 10h à une nouvelle adresse correspondant au début de la partie résidente (TSR), en sauvegardant son adresse d'origine (segment et offset) après la première instruction du TSR, Ensuite, lorsqu'une interruption 10h survient :

revient faire le traitement TV au moyen d'un petit programme qui se termine par l'instruction IRET.

Comme l'interruption d'origine se termine par IRET et non RET, il est nécessaire de faire précéder le CALL par l'instruction PUSHF pour un «atterrissage» correct au retour.

Afin de pouvoir adresser la table des paramètres de chaque mode, le numéro de mode en cours est lu à l'adresse 0040h:0049h où est mémorisé le mode vidéo actuel des compatibles PC.

Le listing que nous fournissons ici correspond à une carte équipée d'un chip TRIDENT (TVGA 8800, 8900, 9000) ; il fonctionnera avec la plupart des

autres cartes VGA ou S-VGA, mais avec une résolution verticale réduite de moitié pour les modes 0Fh à 12h, la commande d'entrelacement n'étant valable que pour un circuit TRIDENT. Pour ces modes, qui doivent être entrelacés sur TV pour une résolution normale, la partie relative à la mise en service et à l'arrêt du mode entrelacé doit absolument être adaptée à chaque famille de circuit S-VGA ; les paramètres du CRTC pour les modes entrelacés diffèrent également selon le circuit.

Les zones correspondantes sont repérées en grisé sur le listing source, ce qui permettra l'adaptation à tout autre chip pourvu que l'on connaisse la manière de mettre en service et hors service l'entrelacement, et les paramètres du CRTC à modifier.

Les figures 1, 2 et 3 donnent respectivement ces modifications pour les cartes S-VGA équipées d'un circuit TSENG Labs (ET3000 et ET4000), PARADISE (WD90Cxx) et CIRRUS Logic (GD54xx) ; il s'agit des commandes liées à l'entrelacement et des paramètres des modes 0F à 12h, à remplacer dans le programme donné sur le serveur.

D'autre part, il est à signaler que, pour les modes compatibles CGA à 320 points/ligne (00/01, 04/05 et 0Dh) l'image n'occupera en largeur que la

;MODIFICATIONS à apporter à VGA_TV.ASM pour carte PARADISE
;(C) Hervé BENOIT 1994

;zone de programme à modifier

```
entrelac: sub bx, 05h           ;modes >7: index = N° mode-5
          mov ax, 8529h         ;deprotect PR10-PR1A
          out dx,ax
          mov ax, 212Ch         ;position Vsync sur 1/2 trame
          out dx,ax
          mov ax, 292Dh         ;end Vsync + entrelacement
          out dx,ax
          jmp next
soustrac: sub bx, 05h           ;modes >7: index = N° mode-5
desentre: mov ax, 092Dh         ;b5 de index 2Dh à 0
          out dx,ax             ;pas d'entrelacement
```

;fin de zone programme modifiée

;zone de paramètres à modifier

```
db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 0F
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0F9h,8Bh,0AFh,28h,00h,0B0h,36h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 10
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0F9h,8Bh,0AFh,28h,00h,0B0h,36h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h ;mode 11
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0Ch,8Eh,0EFh,28h,00h,0F0h,36h,0E3h

db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h ;mode 12
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0Ch,8Eh,0EFh,28h,00h,0F0h,36h,0E3h
```

;fin de zone paramètres modifiée
;remplacer «TRIDENT» par «PARADISE» dans message

■ Figure 2


```
;MODIFICATIONS à apporter à VGA_TV.ASM pour carte CIRRUS Logic
;(C) Hervé BENOIT 1994
```

```

;zone de programme à modifier

entrelac: sub bx, 05h           ;modes >7: bx = N° mode-5
          mov ax, 2819h         ;centrage trame impaire
          out dx,ax             ;
          mov ax, 011Ah;        ;b0 de index 1Ah à 1
          out dx,ax             ;entrelacement
          jmp next              ;
soustrac: sub bx, 05h           ;modes >7: bx = N° mode-5
desentre: mov ax, 001Ah         ;b0 de index 1Ah à 0
          out dx,ax             ;pas d'entrelacement

;fin de zone programme modifiée

```

;zone de paramètres à modifier

```
db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 0F
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0F9h,8Bh,0AFh,28h,00h,0B0h,36h,0E3h
```

```
db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 10
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0F9h,8Bh,0AFh,28h,00h,0B0h,36h,0E3h
```

```
db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h ;mode 11
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0Ch,8Eh,0EFh,28h,00h,0F0h,36h,0E3h
```

```
db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h    ;mode 12
db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
db 0Ch,8Eh,0EFh,28h,00h,0F0h,36h,0E3h
```

```
;fin de zone paramètres modifiée
;remplacer «TRIDENT» par «CIRRUS» dans message
```

■ **Figure 3**

```

TITLE      TV VGA.ASM      retour en mode VGA texte 80x25.
; (C) Hervé BENOIT 1994
; ATTENTION: ce programme ne doit être exécuté que si
; ???_TV?.com a été préalablement utilisé !!!!
; Sinon: plantage garanti !
;-----
code       SEGMENT
ORG 100h
ASSUME     cs:code;ds:code
;-----
debut:     mov     ax,3510h      ;fonction 35h de int21h
int        21h                 ;vecteur int10 mod=ES:BX
xor        ax,ax               ;ax=0
mov        ds,ax               ;ds=0 (zone vect interr)
mov        ax,[es:103h]         ;es:103h=offs int10 mod
mov        [ds:40h],ax          ;00:40h=offs vect int10
mov        ax,[es:105h]         ;es:105h=segm int10 mod
mov        [ds:42h],ax          ;00:42h=segm vect int10
mov        dx,03D4h             ;CRTC index register
mov        al,17h               ;mode control register
inc        dx                   ;CRTC data register
in         al,dx                ;lecture registre 17h
and        al,7Fh               ;mise à 0 bit 7
out        dx,al                ;hardware reset VGA
or         al,80h               ;mise à 1 bit 7
out        dx,al                ;VGA opérationnelle
mov        ax,cs                ;recuperation ds
mov        ds,ax                ;ds=cs (modifié + haut)
mov        ax,03h               ;mode VGA 80x25
int        10h                  ;on y est!
lea        dx,message           ;chargement message
mov        ah,9h                ;fonction 9h de int21h
int        21h                  ;affichage
int        20h                  ;retour DOS
;-----
message    db      'Mode VGA normal rétabli (C) H.BENOIT 1994$'
;-----
code       ENDS
END        debut

```

■ **Figure 4**

moitié centrale de l'écran, car ces modes utilisent déjà une horloge pixel divisée par 2 en fonctionnement VGA normal.

La **figure 4** représente le code source de TV-VGA.ASM qui permet le retour en mode VGA.

Les listings VGA-TV.ASM (TRIDENT), TSE-TV.ASM (TSENG Labs), PAR-TV.ASM (PARADISE) et CIR-TV.ASM (CIRRUS Logic) ainsi que les exécutable (.COM) correspondants sont aussi disponibles sur le 3615 ERP, ce qui évitera les saisies toujours fastidieuses et souvent sources d'erreurs.

CONCLUSION

Nous pensons que le principe de fonctionnement de ce programme le rend maintenant vraiment utilisable, et ce d'autant plus que les quatre familles de circuits couvertes par les listings fournis représentent une partie importante des cartes S-VGA du marché.

On pourrait même envisager un TV grand écran en guise de moniteur pour des applications particulières en lançant le programme de mise en mode TV dans AUTOEXEC.BAT...

D'autre part, la disponibilité du code source permettra aux lecteurs disposant d'informations sur d'autres chips S-VGA de l'adapter, ainsi que d'autres extensions éventuelles (par exemple les modes 640x480x256 et 640x400x256) ; ils sont invités à faire partager leurs résultats aux autres lecteurs sur le 3615 ERP en les faisant parvenir à la revue.

Il va toutefois sans dire que tous ces programmes sont destinés à l'utilisation strictement privée de nos lecteurs ; toute personne intéressée par une exploitation commerciale de ces programmes, tels quels ou après adaptation, est priée de se mettre en rapport avec l'auteur via la revue.

Nous n'avons pas envisagé la reconnaissance automatique de la carte vidéo d'une part par manque d'informations, d'autre part pour réduire le programme, et donc sa saisie, au minimum.

De plus, il existe certains programmes (dont un «shareware» disponible sur le 3615 ERP baptisé SVGA.EXE, pour 386 et au-dessus) permettant entre autres choses de savoir à quel contrôleur vidéo on a affaire, et donc quel programme TV charger, sans avoir à ouvrir sa machine.

Hervé BENOIT

(1) : Quelques erreurs à signaler dans l'article précédent :

Tab. 2, p.14: l'adresse du convertisseur D/A est 3C6 à 3C9.

Fig. 3, p.15: la période trame vaut $V_{tot}+2$ et non $V_{tot}+5$

Tab. 3, p.17: le mode 640x480x256
TSENG est 2Eh et non 25h.


```

TITLE   VGA_TV.ASM (modes VGA compatibles TV)
; (C) Hervé BENOIT 1994
; ce programme détourne la fonction 0 de int 10h
; pour configurer en mode TV les cartes VGA et
; S-VGA (modes 0F à 12 entrelacés sur TRIDENT).
; Ces modes sont affichés en demi résolution verticale
; sur une VGA de base et les autres cartes S-VGA.
; Modes 00/01, 04/05 et 0D affichés en demi largeur.
; La table de paramètres des différents modes se
; trouve à la fin de la partie résidente.

code    SEGMENT
        ORG 100h
        ASSUME cs:code,ds:code

debut:  jmp instal ;instal. part. résidente

sauvedep dw ?          ;offs int10h origine
sauveseg dw ?          ;segm « »

prg:    cmp ah,0        ;int10h mod: chgt de mode?
        je suite        ;si oui, traitement TV
prg2:   jmp dword ptr cs:sauvedep;sinon, int 10h orig.
suite:  pushf            ;prépa appel inter
        call dword ptr cs:sauvedep ;appel int 10h orig.
        ;retour de l'inter 10h origine
        cli
        pushf
        push ax
        push bx
        push cx
        push dx
        push si
        push ds
        mov dx, 3CCh    ;misc out register
        in al, dx       ;al= misc out reg
        mov dx, 3D4h    ;3D4h=CRTC index (couleur)
        and al, 01h     ;test b1 de misc out reg
        jnz color       ;si b1=1, couleur
        sub dx, 20h     ;3B4h=CRTC index (mono)
color:   mov ax, 40h     ;segment mode video
        mov ds, ax      ;segment =40h
        mov al, ds:49h  ;mode (40:49) dans ax
        xor bx, bx
        mov bl, al
normal:  cmp bx, 13h     ;mode > 13h ?
        jg sortie       ;mode illégal, on sort
        cmp bx, 07h     ;
        jle desentre    ;modes 0 à 7: pas de problème
        cmp bx, 0Dh     ;
        jl sortie       ;modes 8 à OC interdits
        cmp bx, 0Fh     ;modes 0D et 0E?
        jl soustrac      ;
        cmp bx, 12h     ;modes 0F à 12?
        jg soustrac      ;
entrelac: sub bx, 05h    ;modes >7: bx = N° mode-5
        mov ax, 041Eh    ;b2 de index 1Eh à 1
        out dx, ax       ;entrelacement
        jmp next
soustrac: sub bx, 05h    ;modes >7: bx = N° mode-5
desentre: mov ax, 001Eh  ;b2 de index 1Eh à 0
        out dx, ax       ;pas d'entrelacement
next:    mov ax, 18h     ;ax=18h=nombre d'octets/mode
        mul bx           ;ax=bx*18h=offset dans table
        mov bx, ax       ;bx=offset dans table
        call CRTC        ;programmation registres
        mov ax, 40h      ;ds=40h
        mov ds, ax
        mov al, byte ptr ds:49h ;al= mode video actuel
        cmp al, 07h      ;
        jg sortie       ;si mode actuel >7, rien
        je car8          ;si = 7, caract 8x8
        cmp al, 03h      ;
        jg sortie       ;si <=3, caract 8x8
car8:    call gencur      ;appel généré 8x8 et curseur
sortie:  pop ds           ;récup registres & flags
        pop si
        pop dx
        pop cx
        pop bx
        pop ax
        popf
        sti
        iret            ;revalid. interrupt.
        ;fin int10h modifiée

CRTC:   mov dx, 03C4h    ;sequencer index register
        mov al, 01h      ;clocking mode register
        out dx, al
        inc dx           ;sequencer data register
        in al, dx        ;lecture état courant
        or al, 09h       ;Fclock/2, 8 dots/chr
        out dx, al
        mov dx, 03CCh    ;lecture misc. out. reg.
        in al, dx
        or al, 0C4h      ;choix sync. pol et clock
        and al, 77h      ;V+, H-, 28MHz
        mov dx, 03C2h    ;réécriture misc. out. reg.
        out dx, al
CRTC2:  mov dx, 03D4h    ;CRTC index register (couleur)
        and al, 01h      ;teste b0 de misc out reg
        jnz couleur     ;b0=1 mono, b0=0 couleur
        mov dx, 03B4h    ;CRTC index register (mono)
couleur: mov al, 11h     ;Vretrace end register
        out dx, al
        inc dx           ;CRTC data register
        in al, dx        ;lecture état courant
        and al, 7Fh      ;déprotect. écrit. R0-R7
        out dx, al
        xor ax, ax        ;ax=0
    
```

```

        mov si, ax        ;initialisation si
        dec dx            ;dx=CRTC index register
loop:   mov ah, [cs:param+bx+si] ;lecture paramètres
        out dx, ax        ;al=index, ah=donnée
        inc ax            ;index suivant
        inc si            ;paramètre suivant
        cmp si, 17h       ;dernier paramètre?
        jle loop          ;si NON, au suivant
        ret

gencur: mov ax, 1102h     ;fonct 11 int10h, chr 8x8.
        mov bl, 00h       ;générateur en pos. 0
        int 10h           ;
        mov cx, 0705h     ;curseur lignes 5 à 7
        mov ah, 01h       ;
        int 10h           ;rétablit taille curseur
        ret

param  db 6Ch,27h,28h,8Bh,4Ah,13h,37h,11h ;mode 0
        db 00h,47h,06h,07h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,14h,17h,0F7h,0FFh,0A3h

        db 6Ch,27h,28h,8Bh,4Ah,13h,37h,11h ;mode 1
        db 00h,47h,06h,07h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,14h,17h,0F7h,0FFh,0A3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;
        db 00h,47h,06h,07h,00h,00h,00h,00h ;mode 2
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,1Fh,0F7h,0FFh,0A3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;
        db 00h,47h,06h,07h,00h,00h,00h,00h ;mode 3
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,1Fh,0F7h,0FFh,0A3h

        db 6Ch,27h,28h,8Bh,4Ah,13h,37h,11h ;
        db 00h,41h,00h,00h,00h,00h,00h,00h ;mode 4
        db 0F9h,8Bh,0C7h,14h,1Fh,0F0h,36h,0A2h

        db 6Ch,27h,28h,8Bh,4Ah,13h,37h,11h ;mode 5
        db 00h,41h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,14h,1Fh,0F0h,36h,0A2h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 6
        db 00h,41h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,1Fh,0F0h,36h,0C2h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 7
        db 00h,47h,06h,07h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,1Fh,0F7h,0FFh,0A3h

        db 6Ch,27h,28h,8Bh,4Ah,13h,37h,11h ;mode 0D
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,14h,00h,0C8h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 0E
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,1Fh,0F0h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 0F
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0AFh,50h,00h,0B0h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 10
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0AFh,50h,00h,0B0h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h ;mode 11
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0Ch,8Eh,0EFh,50h,00h,0F0h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,15h ;mode 12
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0Ch,8Eh,0EFh,50h,00h,0F0h,36h,0E3h

        db 6Ch,4Fh,50h,8Bh,59h,82h,37h,11h ;mode 13
        db 00h,40h,00h,00h,00h,00h,00h,00h
        db 0F9h,8Bh,0C7h,28h,40h,0F0h,36h,0A3h

message db 'Mode TV TRIDENT installé (C) H. BENOIT 1994$'
;
;-----fin de partie résidente et installation-----
;
instal: mov ax, 0003h     ;mode texte couleur 80x25
        int 10h
        mov ax, 3510h     ;fonction 35h de int 21h
        int 21h          ;vect int 10h orig =ES:BX
        mov ax, bx
        mov word ptr ds:sauvedep, ax ;sauve offset inter orig
        mov ax, es
        mov word ptr ds:sauveseg, ax ;sauve segment inter orig
        mov ax, offset prg ;nouvelle adresse int10h
        mov dx, ax
        mov ax, 2510h     ;fonction 25h de int 21h
        int 21h          ;modifie vecteur int 10h
        mov bx, 48h       ;BX= offs. table mode 03
        call CRTC         ;registres en mode TV
        call gencur        ;gène 8x8 et curseur
        lea dx, message    ;chargement message
        mov ah, 9h        ;fonction 9h de int 21h
        int 21h          ;affichage
        mov dx, offset instal ;protection part. résid.
        int 27h          ;retour à DOS (TSR)

code    ENDS
        END
        debut
    
```

Listing complet du programme. Les parties grisées sont celles à modifier, voir figures 1 à 4, selon la carte VGA.

LES «SIMPLE SWITCHERS» NATIONAL SEMICONDUCTOR

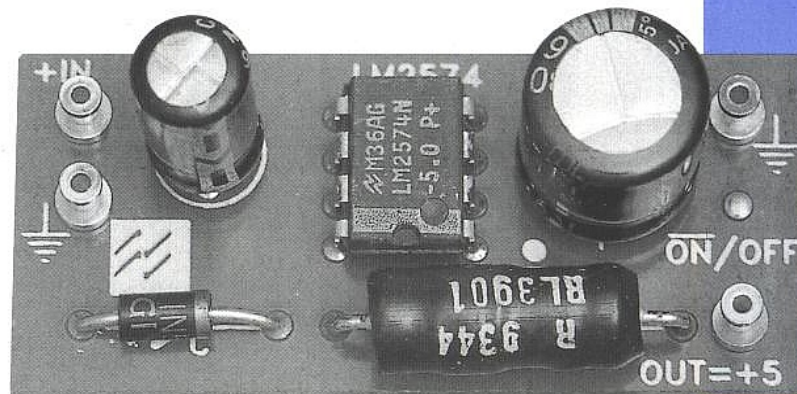
Un spécialiste des régulateurs de tension

comme NS ne pouvait pas ne pas

présenter «sa» solution en matière de

circuits intégrés pour convertisseurs

DC-DC à découpage.



Par rapport à une concurrence très active, la famille «Simple Switchers» se

distingue avant tout par une simplicité de mise en œuvre particulièrement

poussée. Cela notamment grâce à «SWITCHERS MADE SIMPLE», un logiciel de

conception assistée sur PC d'une redoutable efficacité.

UNE TECHNOLOGIE ÉPROUVÉE

NS n'est évidemment pas seul sur le marché des circuits intégrés régulateurs de tension à découpage, sur lequel des marques telles que MAXIM ou LINEAR TECHNOLOGY sont très solidement implantées.

Plutôt que de chercher à innover à tout prix, NS a semble-t-il préféré jouer la carte du classicisme : alors qu'il ne se passe guère de mois sans que la concurrence n'annonce un nouveau composant encore plus performant que ses prédécesseurs (on commence presque à s'y perdre !), NS s'en tient depuis 1992 aux quatre références principales rassemblées à la figure 1. Mais elles admettent, il est vrai, chacune de multiples variantes, notamment en matière de tension, de température, et de présentation mécanique.

Trois convertisseurs abaisseurs de tension (de type «buck») offrent des courants de sortie pouvant aller jusqu'à 500 mA, 1 A, et 3 A tandis qu'un seul modèle élévateur (de type «flyback/boost») peut découper jusqu'à 3 A.

Bien que capable de résoudre sans surprise une très large variété de problèmes de conversion continu-continu, cette gamme simplifiée ne peut évidemment pas être aussi optimisée qu'un portefeuille de plusieurs dizaines de modèles.

La simplicité se paie forcément quelque part, et c'est en l'occurrence au niveau du rendement et des consommations à vide : il faut compter sur une dizaine de milliampères, alors que la concurrence affiche couram-

ment un ou deux millis, voire parfois une dizaine de micro-ampères.

En revanche, et ceci compense souvent cela, ils supportent des tensions d'entrée très supérieures (jusqu'à 40 V et même 60 pour les versions «HV») à ce qu'admettent la plupart de leurs concurrents CMOS.

Bref, les «Simple Switchers» ne doivent pas être considérés comme des convertisseurs «micro-power», mais bien comme des solutions «clef en main» pour un usage général.

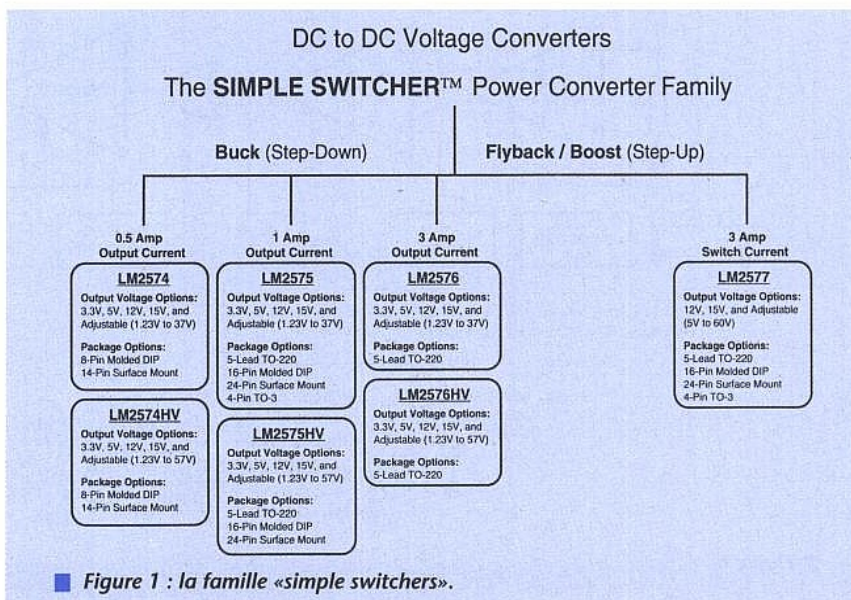
Ils donneront le meilleur d'eux-mêmes dans des applications pas trop exigeantes en matière d'autonomie, d'encombrement, et de rendement mais pour lesquelles on a besoin sur-le-

champ d'une solution éprouvée, à base de composants couramment disponibles.

LES ABAISSEURS DE TENSION

Nous ne nous étendrons pas sur le principe des abaisseurs de tension à découpage de type «buck», maintes fois décrit ces temps derniers, et exploité par le LM2574 dont la figure 2 reproduit la configuration.

Le transistor découpeur est classiquement incorporé dans le circuit intégré, mais pas la diode Schottky, que l'on sélectionnera en fonction du courant de



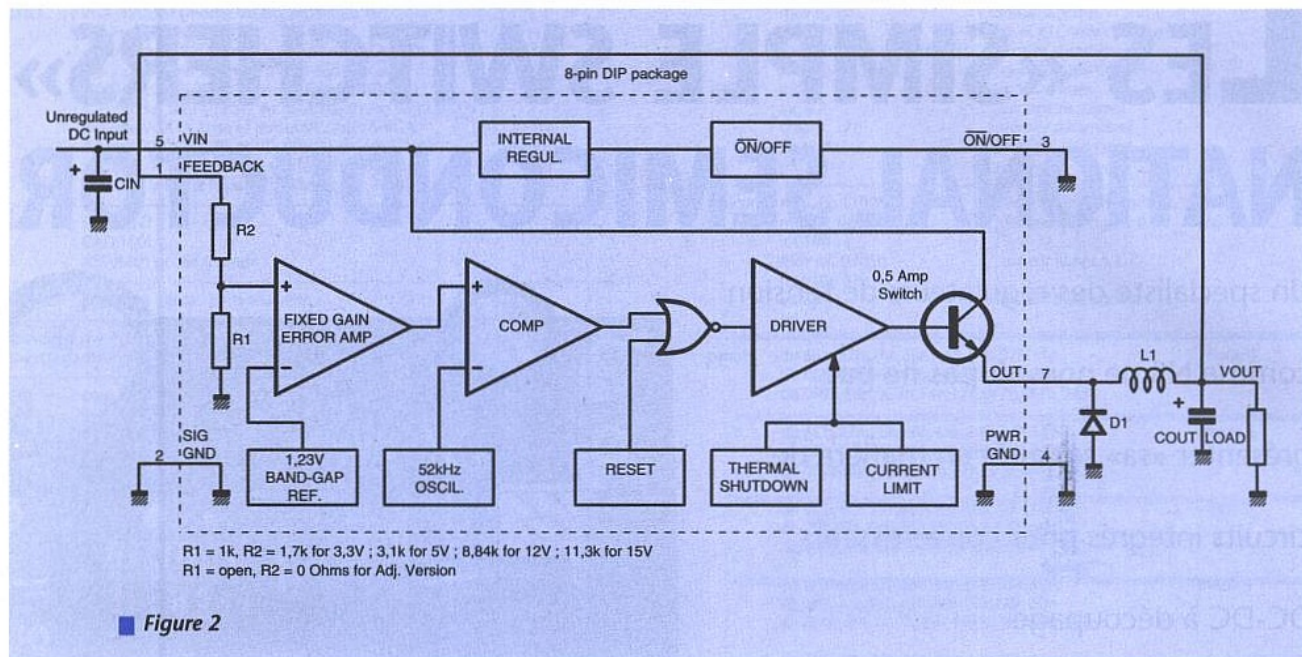


Figure 2

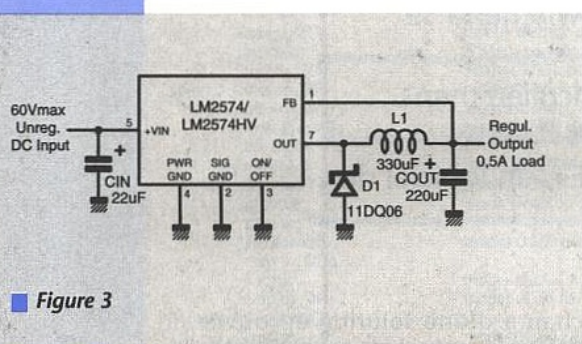


Figure 3

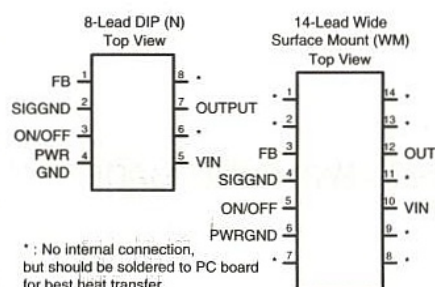


Figure 4 : brochage des 2574.

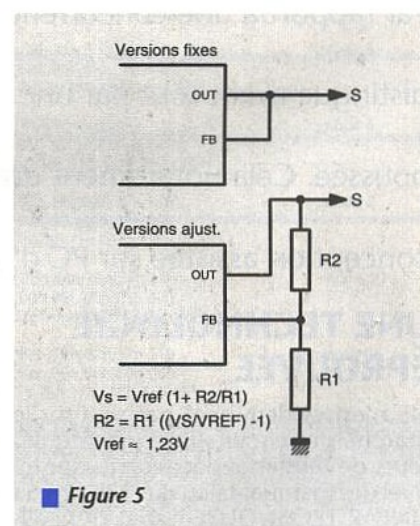


Figure 5

sortie réellement exigé (à concurrence de 500 mA).
A part les condensateurs de découplage d'entrée et de sortie, les versions à tension de sortie fixe (3,3 V, 5 V, 12 V et 15 V) ne nécessitent en

supplément que l'incontournable self.
A la fréquence de découplage de 52 kHz commune à tous les «simple switchers», celle-ci ne pourra pas être miniaturisée au point de celles équi-

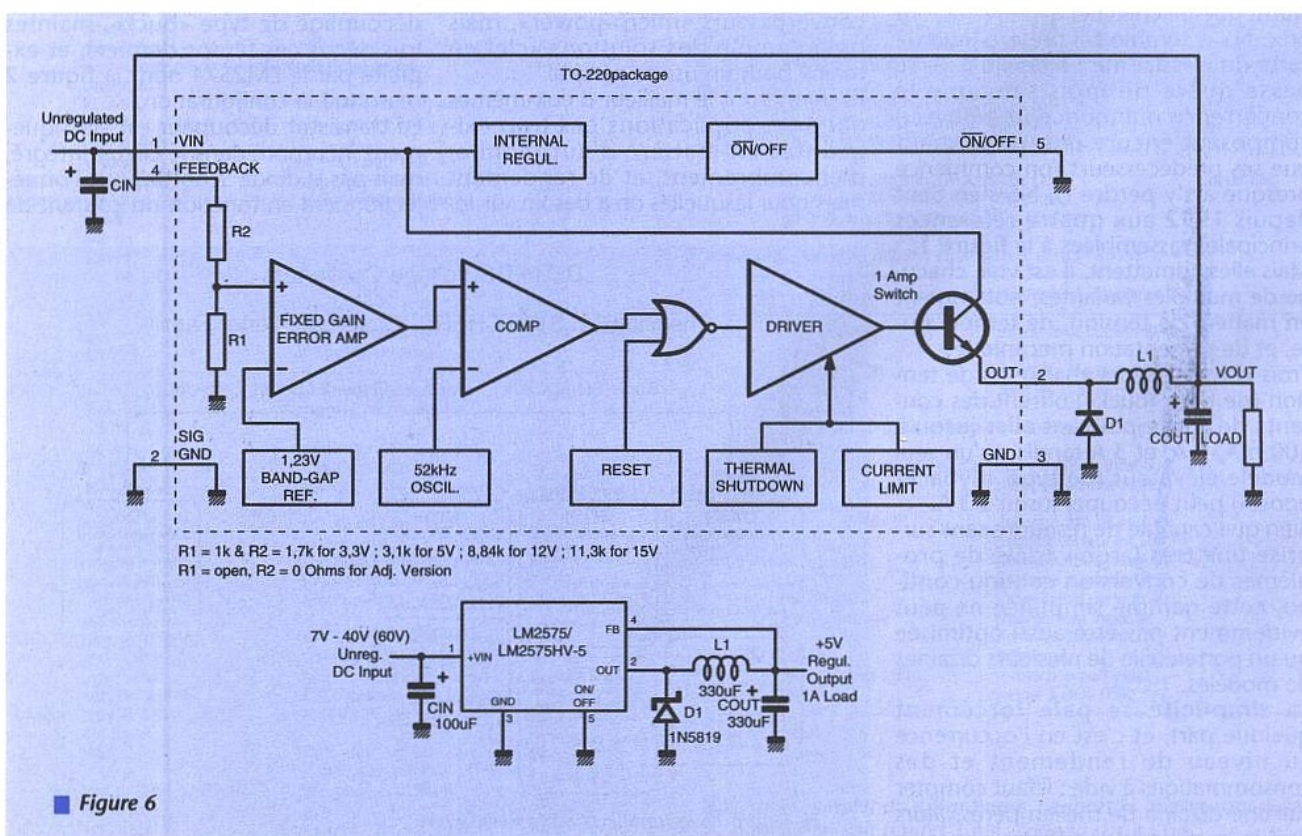


Figure 6

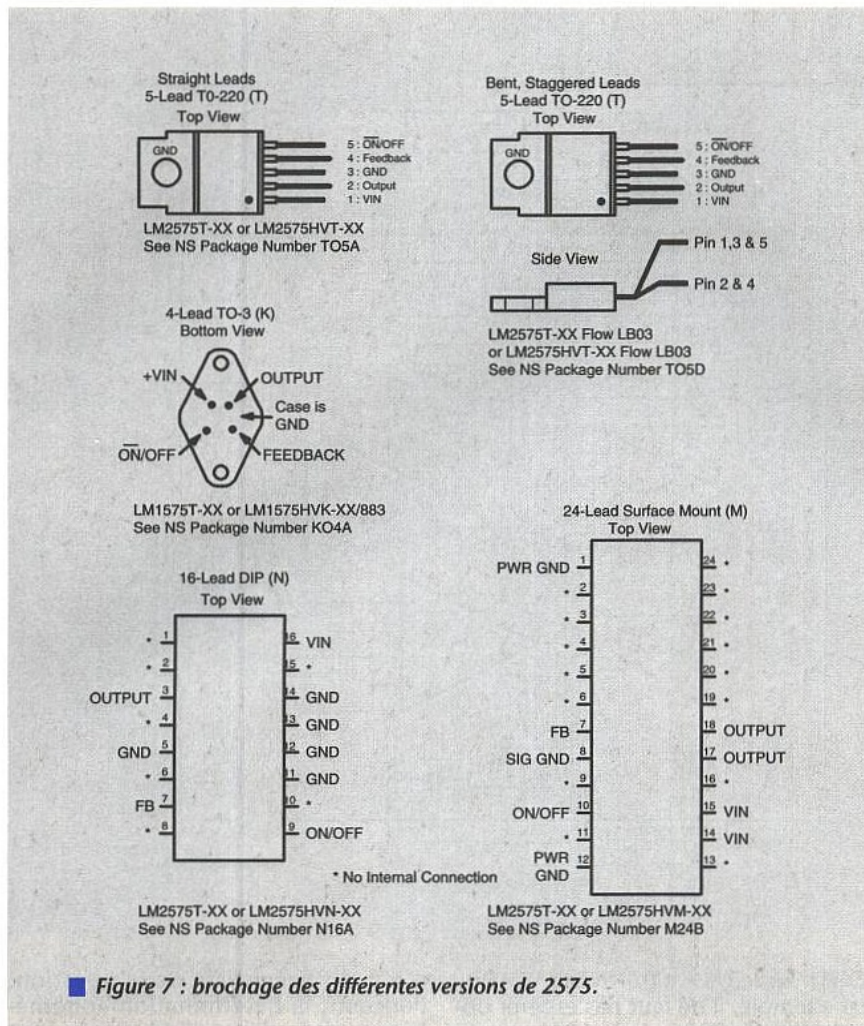


Figure 7 : brochage des différentes versions de 2575.

pant les composants concurrents qui opèrent maintenant souvent à plusieurs centaines de kilohertz. Mais ce n'est pas forcément un inconvénient majeur, d'autant que pour des raisons d'évacuation thermique, la ver-

sion CMS est présentée dans un boîtier à 14 broches contre 8 pattes pour le DIP (figure 4). Deux résistances viennent s'ajouter, selon le branchement de la figure 5, pour les versions ajustables qui peu-

Change any component values? (Y/N)

Input Parameters	Limit Values	Component Values
Vinmin = 3.50 U	L > 191.00 uH	Cout = 1.20 mF
Vinmax = 5.00 U	E=I = 62.50 uW/S	Cin = 10.00 uF
Imax = 60.00 C	Iswpeak = 1.11 A	Cc = 1.00 uF
Tmin = 5.00 C	Cout > 1.15 mF	L = 220.00 uH
Vout = 12.00 U	Icap pk = 1.09 A	Rc = 1.60 kOhm
Ilimax = 0.20 A	ESRmax < 91.53 mOhm	D1 = 1.00 A
Ilimin = 0.00 A	Rc < 1.70 kOhm	
Diode = Schottky	Cc > 959.73 nF	
Vripple = 0.10 U	Cin > 10.00 uF	
	Vripple = 60.03 mV	

Boost

Les données fournies par le logiciel en fonction des paramètres entrés.

vent descendre jusqu'à 1,23 V, valeur de leur tension de référence interne. Enfin, une broche «ON-OFF» peut si nécessaire être mise à contribution pour placer le convertisseur en mode «repos», dans lequel sa consommation chute à moins de 200 μ A.

Capable de débiter jusqu'à 1 A, le LM2575 (et sa version à gamme de température élargie LM1575) est très similaire au LM2574 comme en témoignent le synoptique et le schéma d'application de la figure 6.

Seules changent en effet quelques valeurs de composants, et surtout le brochage. Pas moins de cinq boîtiers différents sont disponibles, dont la figure 7 donne le détail : un TO220 à 5 pattes droites ou coudées, un DIP16, un CMS à 24 contacts, et un TO3 métal à quatre broches en plus de la connexion de masse par le capot. Avec le LM2576, nous atteignons la limite supérieure en courant de la famille «simple switcher», fixée à 3 A. Cette valeur, comparable à ce qu'offre la concurrence, est obtenue par des

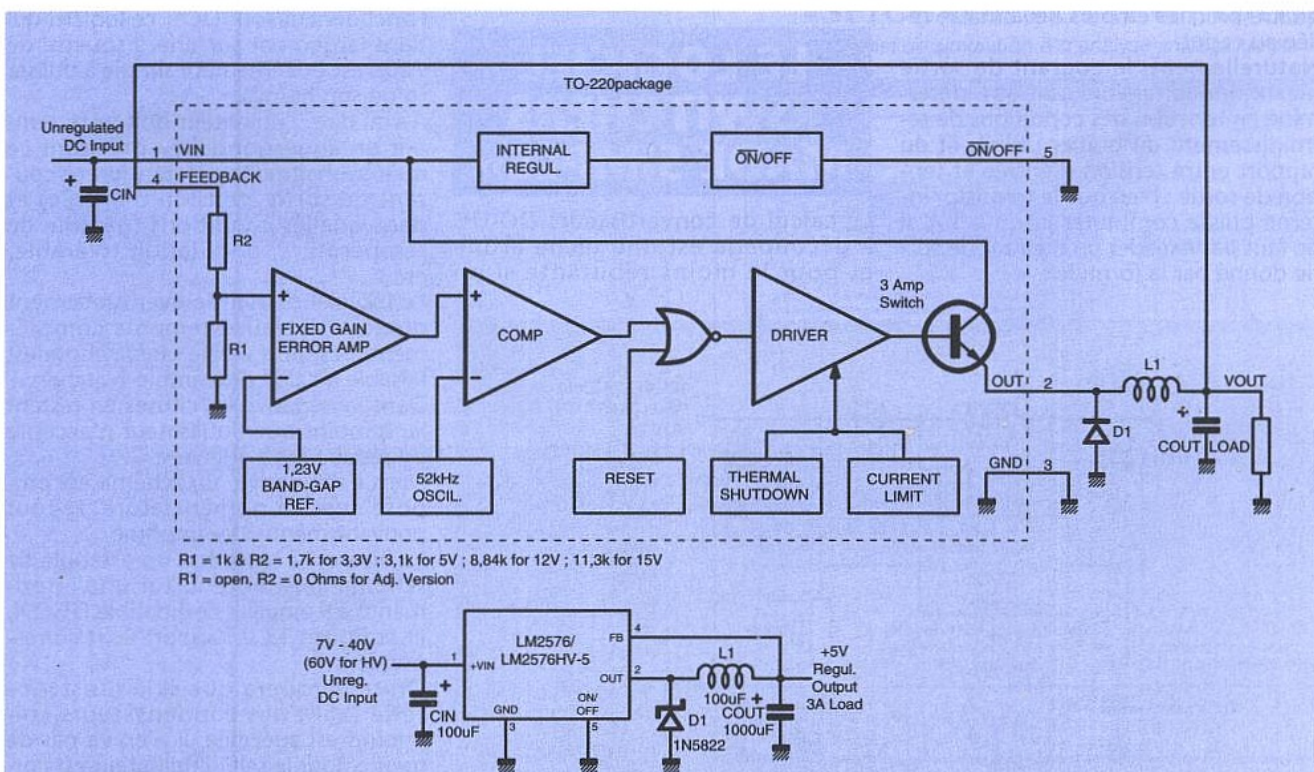


Figure 8

moyens similaires à ceux mis en œuvre jusqu'à présent. La **figure 8** permet de constater que l'allure du schéma est toujours la même, mais que la valeur de la self est plus faible et celle des condensateurs plus élevée. C'est classique ! Deux présentations mécaniques seulement sont offertes : un TO220 à cinq pattes droites ou coudées, dont le brochage est le même que celui du LM 2575. Attention, bien que les schémas d'application se ressemblent fort, ce brochage n'est pas le même que celui des régulateurs à découpage « 5 pattes » concurrents, à commencer par ceux de LINEAR TECHNOLOGY et de MAXIM qui nous ont servi dans diverses réalisations !

LES ÉLÉVATEURS DE TENSION

A vrai dire, les deux références de «simple switchers» élévateurs ne diffèrent guère que par leurs gammes de température admissibles : - 40 à + 125°C pour le LM2577, et - 55 à + 150°C (jonction) pour le LM1577. Ce composant, dont la **figure 9** dévoile la constitution interne, est capable d'élever jusqu'à dix fois sa tension d'entrée (comprise entre 3,5 V et 40 V), dans la limite toutefois d'un maximum de 60 V en sortie.

Le schéma d'application de la **figure 10** montre comment mettre en œuvre les versions ajustables, mais il existe aussi des modèles à tension de sortie pré-réglée à 12 ou 15 V par pont diviseur interne : on économise ainsi deux résistances !

Cinq boîtiers convenant à la plupart des applications sont disponibles, dont la **figure 11** fournit les brochages respectifs : un TO220 à cinq pattes droites ou coudées, un DIP16, un CMS à 24 contacts, et un TO3 métal à quatre broches en plus de la masse reliée au capot.

Naturellement, le courant de sortie maximum admissible doit être déterminé en fonction des conditions de refroidissement du boîtier utilisé, et du rapport entre tension d'entrée et tension de sortie : bien que le transistor interne puisse commuter jusqu'à 3 A, il ne faut pas excéder un courant de sortie donné par la formule :

$I_{OUTmax} = 2,1 A \times (V_{INmin} / V_{OUT})$.
Par exemple, il ne faut pas espérer obtenir plus de 800 mA de 12 V à partir d'une alimentation de 5 V, bien que le LM2577 soit présenté comme un convertisseur « 3 ampères » ! Mais il est vrai qu'alors que tous les «simple switchers» abaisseurs sont caractérisés par leur courant de sortie, les élévateurs ne le sont que pour leur courant commutable, souvent très différent...

LE LOGICIEL «SWITCHERS MADE SIMPLE»

Le calcul de convertisseurs DC-DC à découpage est une tâche ardue et pour le moins rebutante si on

n'est pas spécialiste de la question. Pourtant, la détermination «pifométrique» des valeurs d'inductances, en particulier, peut conduire à des résultats désastreux.

Après «SWITCHERCAD» de LINEAR TECHNOLOGY, voici «SWITCHERS MADE SIMPLE», offert cette fois par NATIONAL SEMICONDUCTOR. Cela en attendant, pourquoi pas, des outils comparables chez MAXIM et consorts ! Fonctionnant sous DOS, ce logiciel qui tient largement sur une disquette de 720K est extrêmement simple à utiliser (d'où son nom !).

A vrai dire, l'utilisateur doit juste remplir un «questionnaire» précisant ce qu'il souhaite obtenir (tension et courant de sortie, tension d'entrée) et dans quelles conditions (gamme de température, ondulation tolérable, etc.).

Le logiciel demande éventuellement quelques éclaircissements complémentaires, puis vérifie que la chose est faisable à l'aide de «simple switchers». Dans la négative les choses en restent là, à moins que l'utilisateur n'accepte de réduire ses exigences.

Dans l'affirmative, un schéma est proposé avec sa nomenclature, le tout pouvant même être imprimé.

La **figure 12** reproduit un exemple de schéma ainsi obtenu sur une imprimante à 9 aiguilles compatible EPSON, et la **figure 13** le rapport écrit correspondant.

On remarquera que si la résistance série (ESR) des condensateurs chimiques est spécifiée, il n'en va pas de même pour la self : l'utilisateur est cordialement invité à se procurer les références américaines préconisées, ce qui risque fort de poser quelques pro-

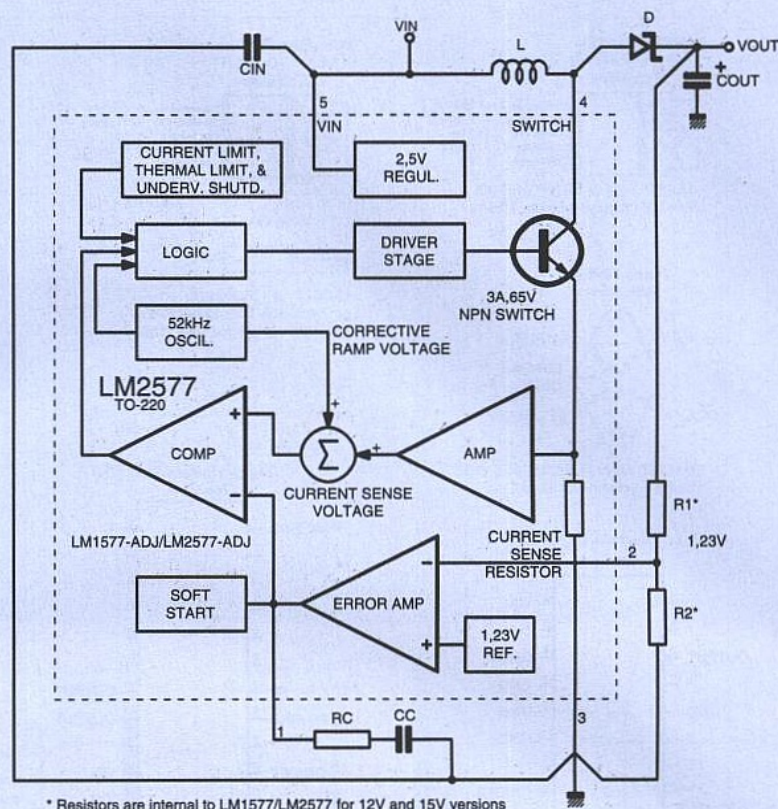


Figure 9

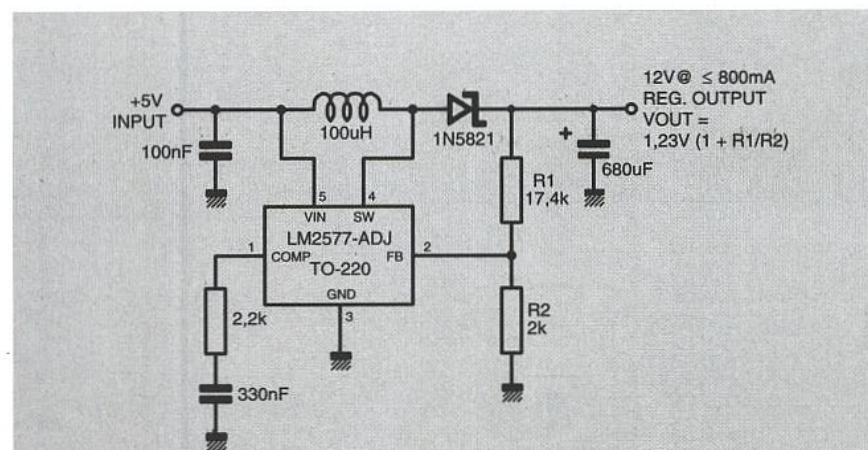


Figure 10

Straight Leads
5-Lead TO-220 (T)
Top View



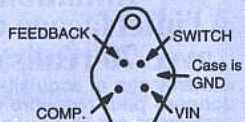
LM2577T-12, LM2577T-15,
or LM2577T-ADJ
See NS Package Number TO5A

Bent, Staggered Leads
5-Lead TO-220 (T)
Top View



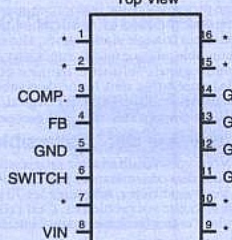
LM2577T-12, LM2577T-15,
Flow LB03, or LM2577T-ADJ Flow LB03
See NS Package Number TO5D

4-Lead TO-3 (K)
Bottom View



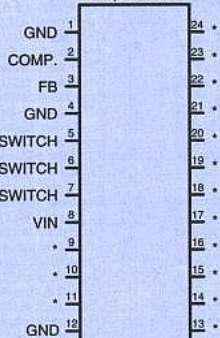
LM1577K-12/883, LM1577K-15/883,
or LM1577K-ADJ/883
See NS Package Number KO4A

16-Lead DIP (N)
Top View



LM2577N-12, LM2577N-15,
or LM2577N-ADJ
See NS Package Number N16A

24-Lead Surface Mount (M)
Top View



LM2577M-12, LM2577M-15,
or LM2577M-ADJ
See NS Package Number M24B

* No Internal Connection

Figure 11 : brochage des différentes versions de 2577.

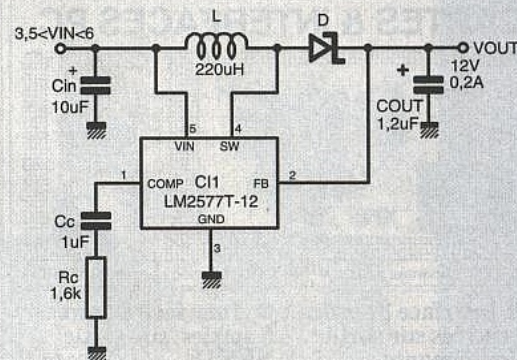


Figure 12

blèmes dans notre vieille Europe (encore que PULSE ENGINEERING, notamment, dispose d'un bureau en France).

L'impasse est également faite sur le calcul du radiateur, pas si facile à faire qu'il n'y paraît de prime abord et que l'on aura donc souvent tendance, dans le doute, à surdimensionner plus ou moins largement.

Bref, il s'agit à l'évidence d'un outil relativement simplifié, mais particulièrement facile d'emploi.

Exactement comme les «simple switchers» eux-mêmes !

Patrick GUEULLE

BOOST CONVERTER

Circuit Parameters

Vinmin :	3.50 V
Vinmax :	6.00 V
Tamax :	60.00 C
Tamin :	5.00 C
Vout :	12.00 V
Iimax :	0.20 A
Iimin :	0.00 A
Diode :	Schottky
Vripple :	0.10 V

Misc calculated information

Peak switch current :	1.11 A
ESRmax :	91.53 mOhms
Actual Vripple :	68.83 mV
Crossover Freq :	688.93 Hz
Phase margin :	77.22 Deg

Component List

Cout :	1.20 mF	ESR :	63.00 mOhm
		Vmax :	25.00 V
		673D128F025HE1C :	Sprague
Cin :	10.00 uF	Vmax :	9.00 V
Cc :	1.00 uF		
L :	220.00 uH		
		415-0922 :	AIE
		PE-52626 :	Pulse
		RL1953 :	Renco
Rc :	1.60 kOhm	Tolerance :	5.00 %
D1 :	1.00 A	Vmax :	15.00 V
		MBR115P :	Motorola
U1 :	LM2577T-12 :	National Semiconductor	

Figure 13

CAO
sur PC/AT et
compatibles

PRIX "en promotion d'été"
au lieu de 4950^{FHT}

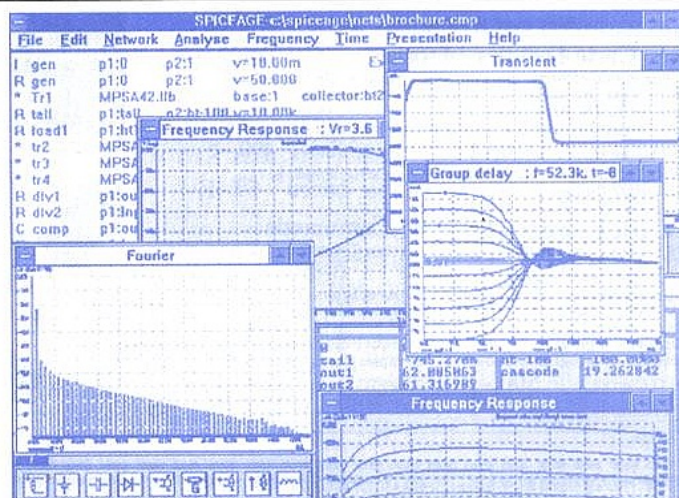
3950^{FHT}

ESSAYEZ... ET VOUS SEREZ
CONVAINCUS !

COMMENT
ECONOMISER
SANS
COMPROMIS ?

«SPICEAGE POUR WINDOWS»

logiciel de simulation & d'analyse analogique sur PC



Une documentation complète et une disquette de démonstration interactive sont à la disposition GRATUITE des établissements d'enseignement et les professionnels de l'électronique, et au prix de 150 F TTC franco pour les particuliers.

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

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

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE TATUM LABS

TOSMÈTRE

20-220 MHz

Le TOSmètre,

cet appareil

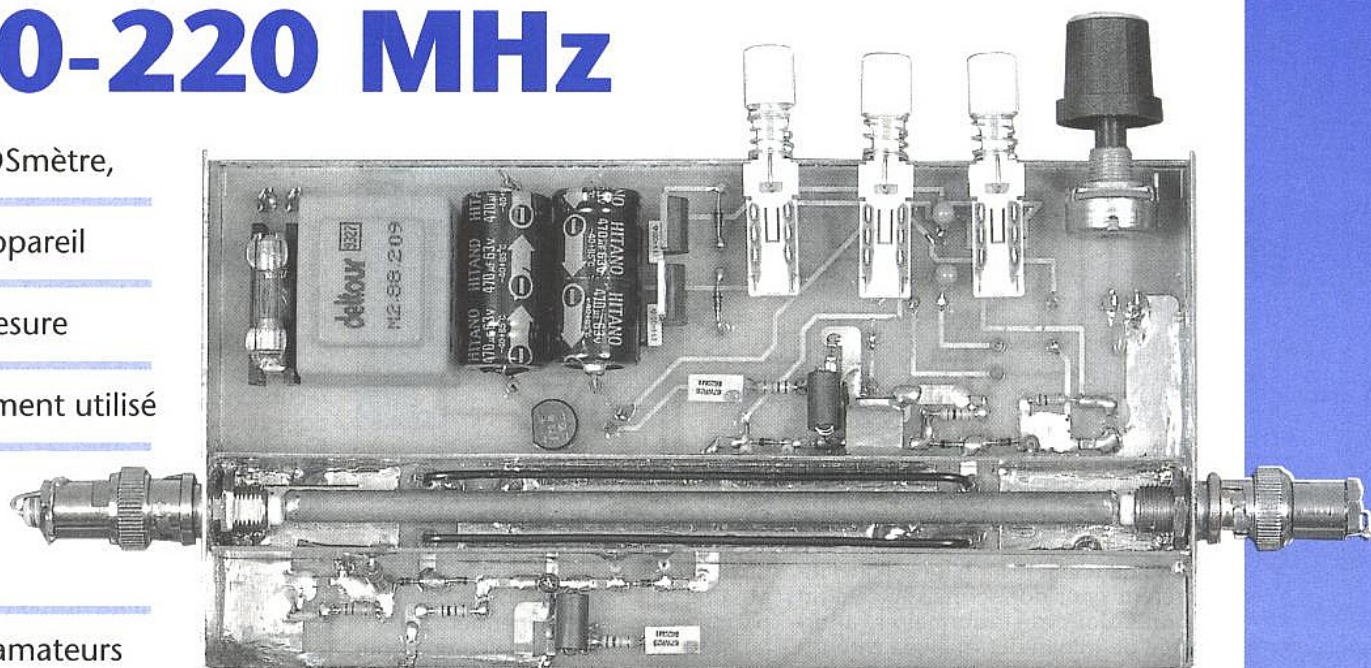
de mesure

largement utilisé

par

les

radioamateurs



et par les cibistes permet, entre autre, d'optimiser l'adaptation de la liaison

émetteur-antenne. Réalisé pour le contrôle des signaux de sortie, il fonctionne

généralement avec des niveaux supérieurs à plusieurs centaines de milliwatts.

Après quelques paragraphes sur les lignes haute fréquences et le taux d'ondes

stationnaires, nous décrirons la réalisation d'un TOSmètre HF-VHF-UHF. Conçu

avec un dispositif d'amplification interne, il est doté d'une bonne sensibilité

(100mW sur 40MHz). Il pourra être utilisé, aussi bien pour le réglage des

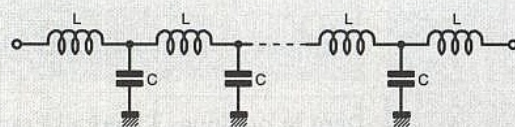
antennes, que pour celui du port d'entrée d'un filtre ou d'un amplificateur.

LES LIGNES HAUTE FRÉQUENCE ET LE TOS

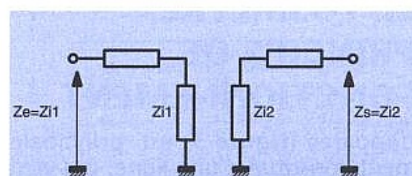
Lorsque un signal HF parcourt une ligne, supposée sans perte, et dont les dimensions ne peuvent être négligées devant la longueur d'onde, alors ce signal retrouve le comportement d'une onde. La ligne, à la place d'une simple paire de conducteurs, devient assimilable à une cascade de cellules LC (figure 1).

Considérons une de ces cellules. Par symétrie, ses deux impédances image (figure 2) Z_1 et Z_2 sont identiques. Aussi, une façon de ramener virtuellement la longueur de la ligne à zéro est de refermer l'extrémité de celle-ci par l'impédance image du réseau élémentaire LC. Cette impédance se reproduit identiquement à elle-même, de

proche en proche, jusqu'au générateur, qui voit une charge égale à Z_1 d'où son autre nom : impédance itérative. Cette impédance image, purement résistive, est encore appelée impédance caractéristique de la ligne, ou ZC. L'onde même en bout de ligne, ne rencontre aucune rupture d'impédance, elle se propage de façon progressive, comme elle le ferait sur une ligne de longueur infinie. L'énergie est totalement absorbée par la charge, le transfert de puissance est optimisé. En pratique, cette adaptation sera réalisée à l'aide d'un transformateur d'impédance dont la sortie est connectée sur la prise d'antenne et qui ramène sur son entrée une valeur égale à ZC. Lorsque l'adaptation n'est pas réalisée, une fraction de la puissance incidente est retournée vers le générateur, sous la forme d'une onde réfléchie. Le signal résultant est composé de deux si-



■ Figure 1 : ligne à constantes réparties.



Les impédances images Z_1 et Z_2 d'un réseau quelconque sont les impédances placées respectivement sur les ports d'entrée et de sortie, de telle façon qu'elles se reproduisent identiquement à elles même respectivement en sortie et en entrée.

■ Figure 2 : structure d'une cellule.



■ Attention, certaines résistances sont soudées au blindage.

gnaux progressifs circulant en sens contraire. Les deux signaux, incident et réfléchi, dont l'écart de phase varie périodiquement le long de la ligne, interfèrent pour donner naissance à un régime d'ondes stationnaires, alternance de minima et maxima (nœuds et ventres), à emplacement fixe et réparties de façon périodique sur le guide.

Les conséquences de cette désadaptation peuvent se traduire d'une part par un mauvais rendement, mais aussi, ce qui est plus grave, par la destruction de l'émetteur.

Le TOS, taux d'ondes stationnaires, correspond à une mesure du niveau d'adaptation de la ligne. Il s'évalue par le rapport entre la somme des amplitudes des signaux incidents et réfléchis et de leur différence :

$$TOS = \frac{VI + VR}{VI - VR}$$

relié de l'autre côté à la masse à travers une résistance. Il vient prélever une faible portion de l'énergie, de façon à ne pas perturber le système. Cette disposition par combinaison des effets capacitifs et inductifs, va permettre d'isoler, selon son sens, soit la composante incidente, soit la composante réfléchie. Considérons tout d'abord l'alternance positive d'un signal incident. La tension est positive. Elle est transmise à la diode par couplage capacitif. Le courant circule de l'entrée vers la sortie et il induit, dans la ligne de mesure, d'après la loi de Lenz, un courant circulant en sens contraire. Ces deux actions s'ajoutent et contribuent à la polarisation directe de la diode qui détecte une valeur proportionnelle à l'énergie incidente. L'alternance négative du signal incident se manifeste par une tension négative et par un courant induit qui circule de la diode vers la résistance dans le circuit de mesure. Ils

participent conjointement au blocage de la diode.

Examinons maintenant la circulation d'une onde réfléchie. Au demi-cycle positif, correspond une tension positive et un courant qui s'écoule par induction, à travers la résistance, vers la masse. Ces deux composantes antagonistes produisent des polarisations, respectivement directe et inverse qui s'annulent mutuellement. Le phénomène inverse se produit pour l'alternance négative. Le détecteur reste donc insensible au passage d'une onde réfléchie. La figure 4 résume les quatre différentes configurations envisagées.

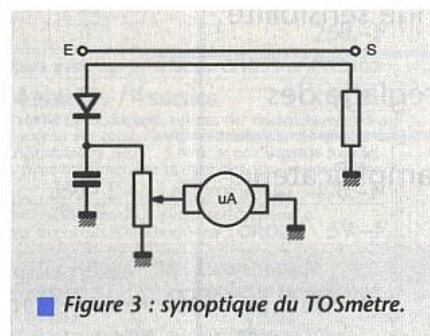
Pour détecter l'onde réfléchie, il suffit d'invertir les positions du détecteur et de la résistance.

Ce dispositif constitue un coupleur directif. Une explication plus mathématique de son fonctionnement pourra se trouver dans des ouvrages spécialisés et nous avons évoqué le problème il y a peu de temps (ERP n° 564). Il sera principalement caractérisé par son couplage, qui mesure la fraction de puissance couplée, et par sa directivité qui caractérise l'imperfection du coupleur, en mesurant la fraction de puissance couplée qui fuit sur la voie 4. Il est généralement dimensionné, pour une efficacité maximum, avec une longueur d'onde qui vaut le quart de la longueur d'onde de travail. Mais il fonctionne également lorsque sa longueur est plus petite que le quart d'onde. Ce qui sera le cas pour notre application, étant donné les fréquences considérées.

RÉALISATION

Le schéma électrique du TOSmètre est représenté figure 5.

Deux structures sont envisageables

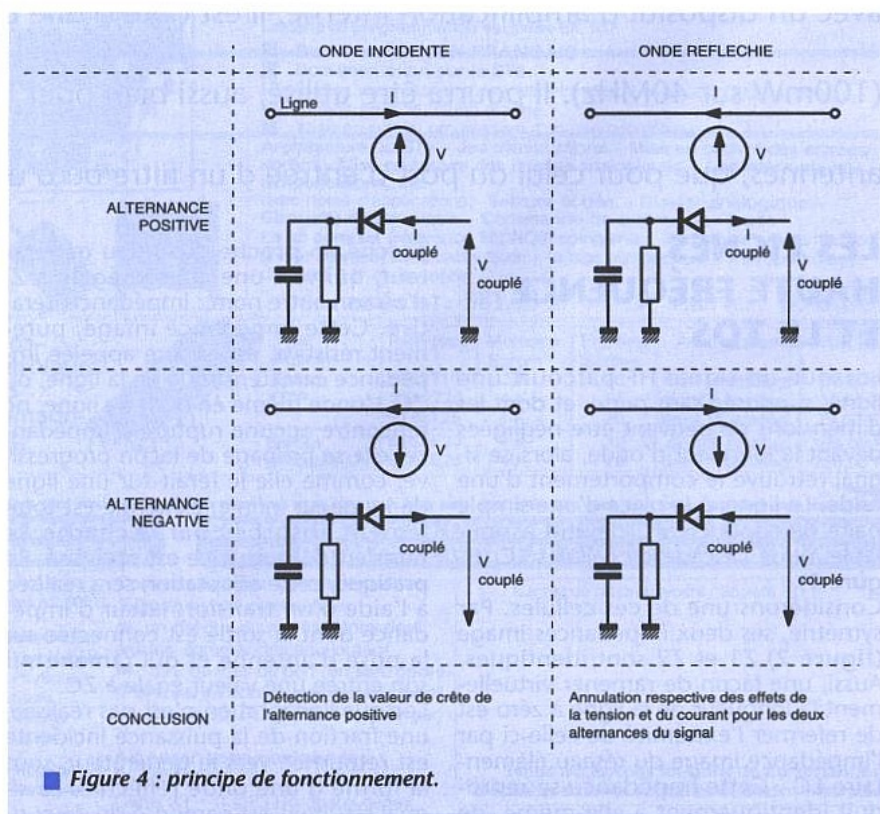


■ Figure 3 : synoptique du TOSmètre.

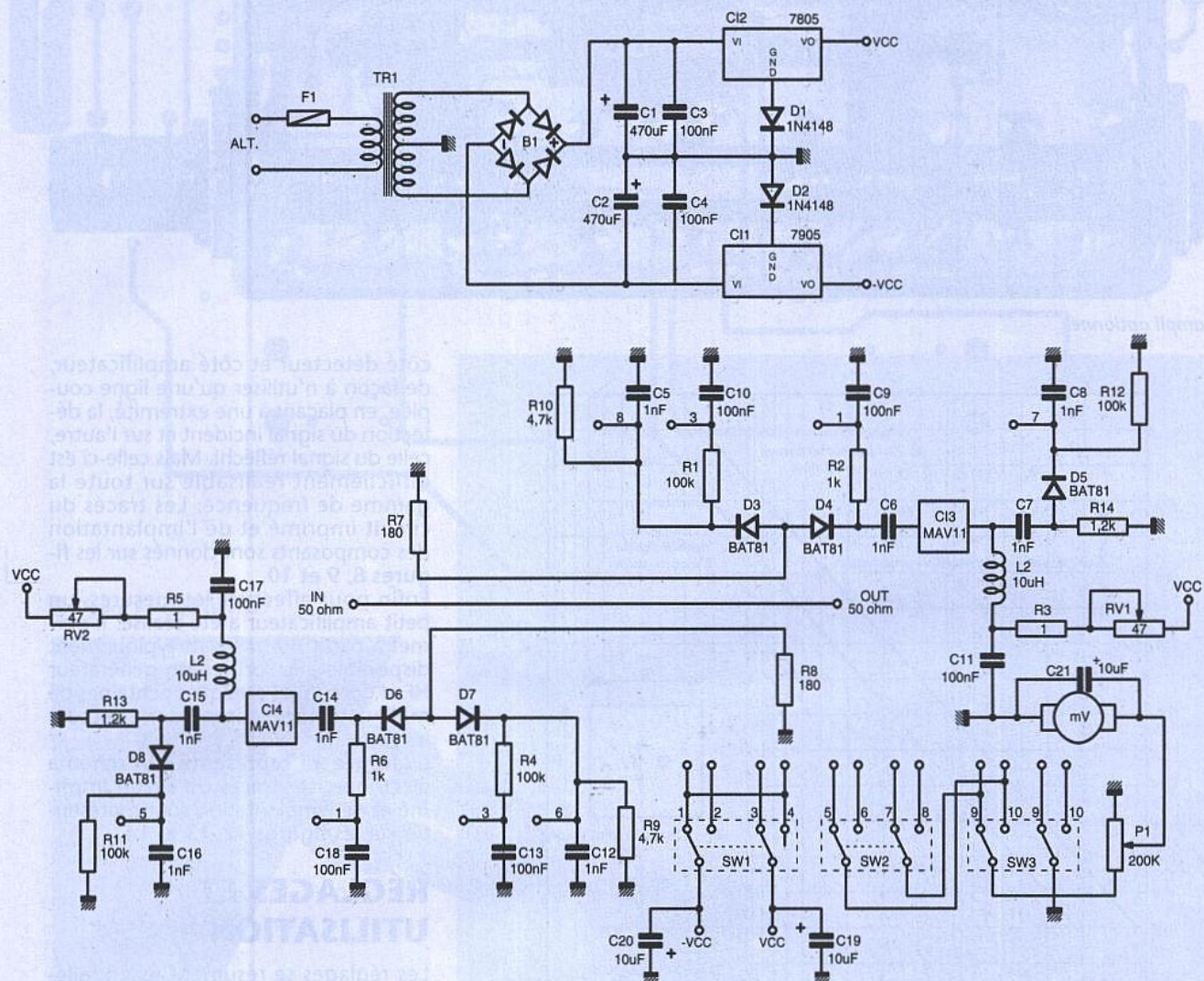
Dans la pratique, il faudra se rapprocher le plus possible d'un TOS égal à 1, ce qui est équivalent à VR=0.

LE TOSMÈTRE, PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'appareil (figure 3) est principalement constitué d'une ligne, qui viendra s'intercaler en série, dans la liaison Emetteur-Antenne. Un conducteur central de fort diamètre établit la connexion Entrée-Sortie. Parallèlement à celui-ci, un fil est couplé, d'un côté avec une sonde de détection HF, et



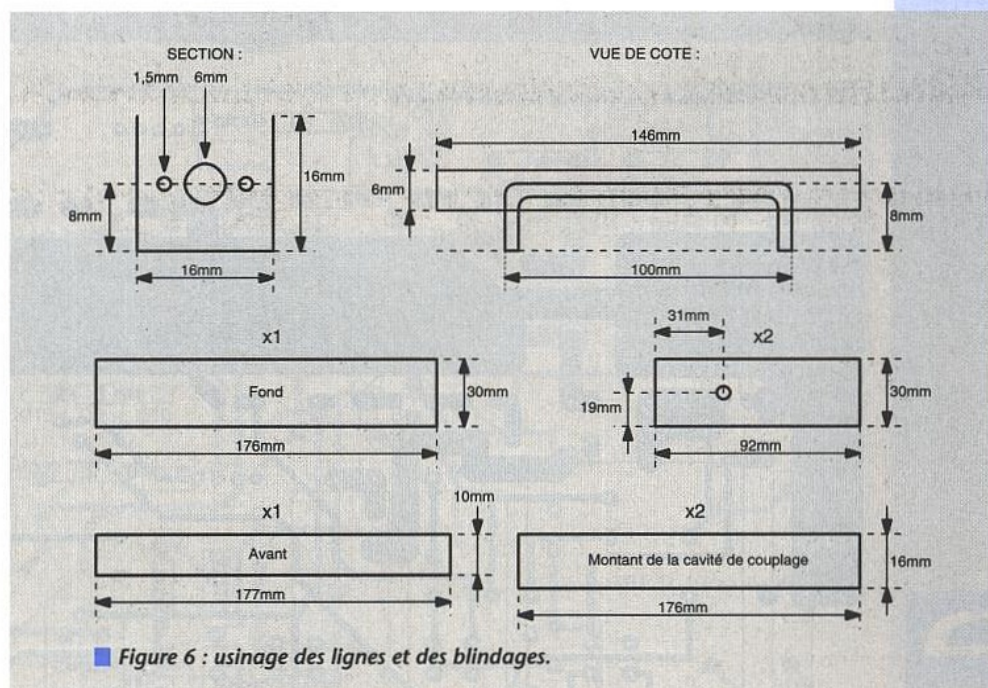
■ Figure 4 : principe de fonctionnement.



■ Figure 5 : le schéma complet.

pour la réalisation du coupleur. Soit une structure à lignes microstrip, soit une structure lignes filaires. Ici nous retiendrons plutôt la deuxième solution, de façon à obtenir une sensibilité suffisante en basses fréquences. Pour le domaine des fréquences considérées : de quelques mégahertz jusqu'à quelques centaines de mégahertz, la longueur de couplage reste inférieure à un quart de longueur d'onde, et le couplage croît avec la fréquence (Cf articles précédents sur le couplage et les coupleurs - ERP Novembre). Les dimensions du coupleur, ainsi que celles des éléments du blindage apparaissent sur la figure 6.

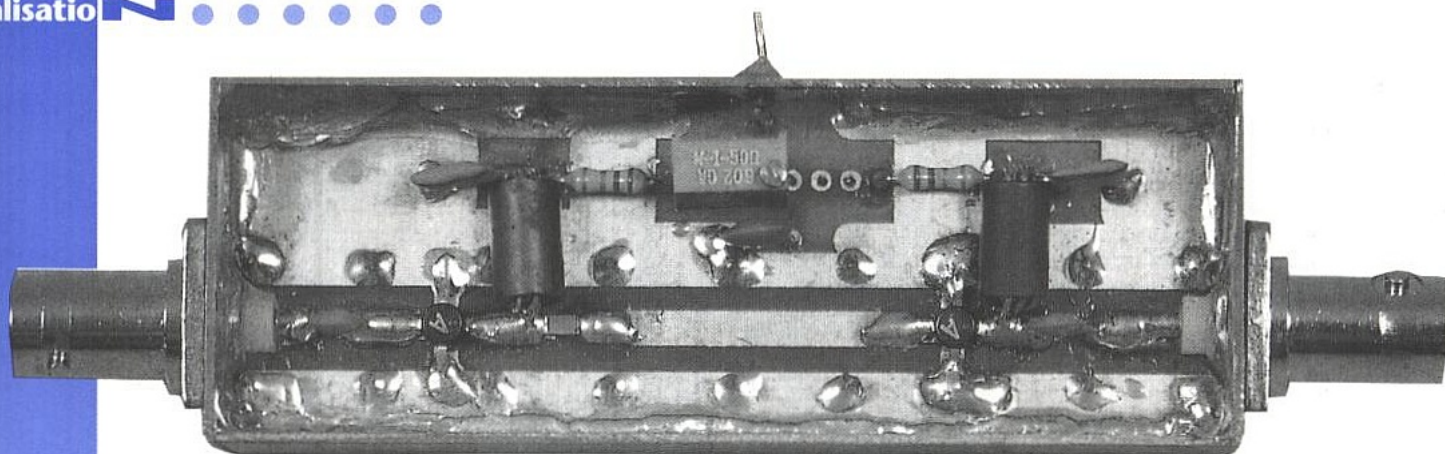
L'impédance caractéristique de la ligne principale vaut 50 ohms et celle des deux lignes couplées, environ 150 ohms. Les lignes sont dimensionnées à l'aide des abaques donnés figure 7. En réalité, les abaques donnent des valeurs correspondant à des lignes isolées, c'est-à-dire infiniment espacées. Par couplage, les impédances caractéristiques sont légèrement réduites et donc, le dimensionnement sera effectué avec une légère majoration des cotes. Les deux résistances, placées aux extrémités des lignes, permettent d'absorber l'onde réfléchie, pour la



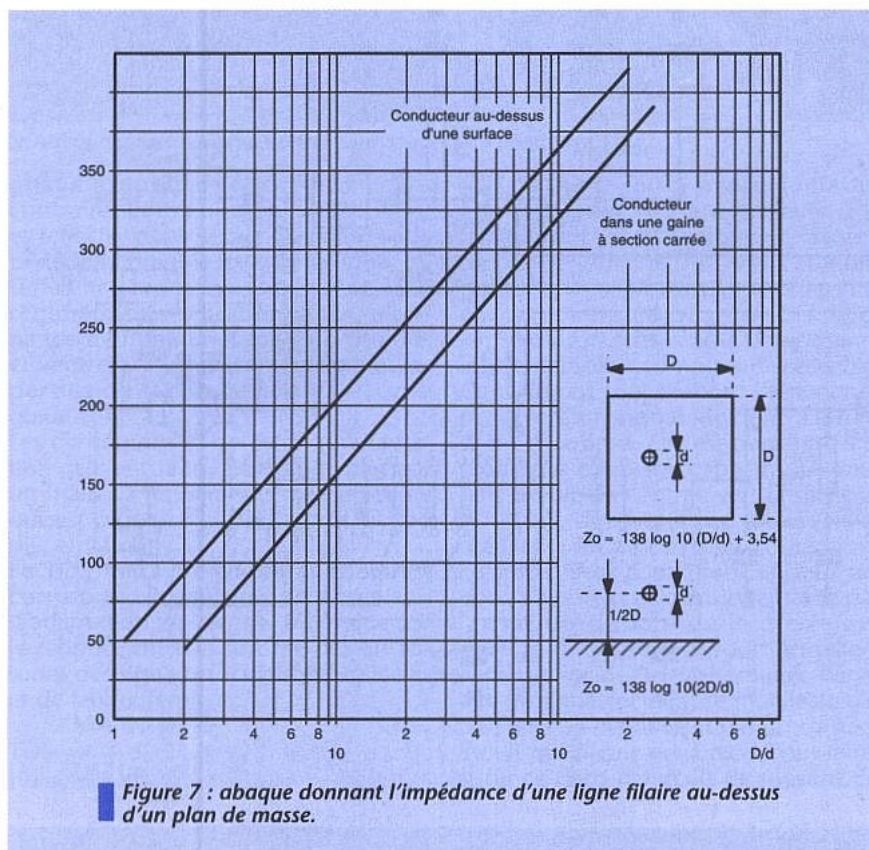
■ Figure 6 : usinage des lignes et des blindages.

mesure du signal incident et l'onde incidente, pour la mesure du signal réfléchi. Enfin, l'utilisation d'un amplificateur large bande permet d'utiliser

l'appareil avec une puissance d'entrée de seulement quelques dizaines de milliwatts. L'idéal aurait été de pouvoir réaliser une adaptation large bande



■ L'ampli optionnel.



■ Figure 7 : abaque donnant l'impédance d'une ligne filaire au-dessus d'un plan de masse.

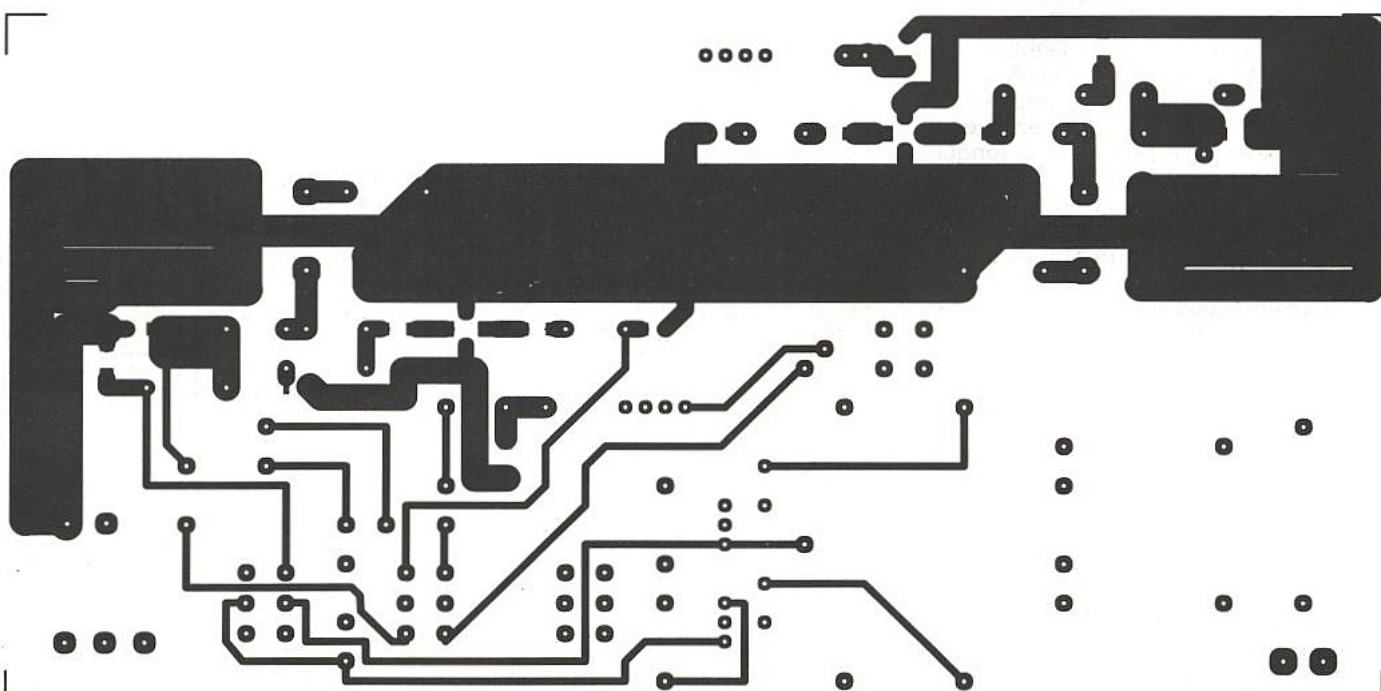
côté détecteur et côté amplificateur, de façon à n'utiliser qu'une ligne couplée, en plaçant à une extrémité, la détection du signal incident et sur l'autre, celle du signal réfléchi. Mais celle-ci est difficilement réalisable sur toute la gamme de fréquence. Les tracés du circuit imprimé et de l'implantation des composants sont donnés sur les figures 8, 9 et 10.

Enfin pour effectuer les mesures, un petit amplificateur a été réalisé. Il permet à partir du milliwatt typiquement disponible à la sortie d'un générateur HF, d'obtenir les quelques centaines de milliwatts nécessaires pour effectuer les tests.

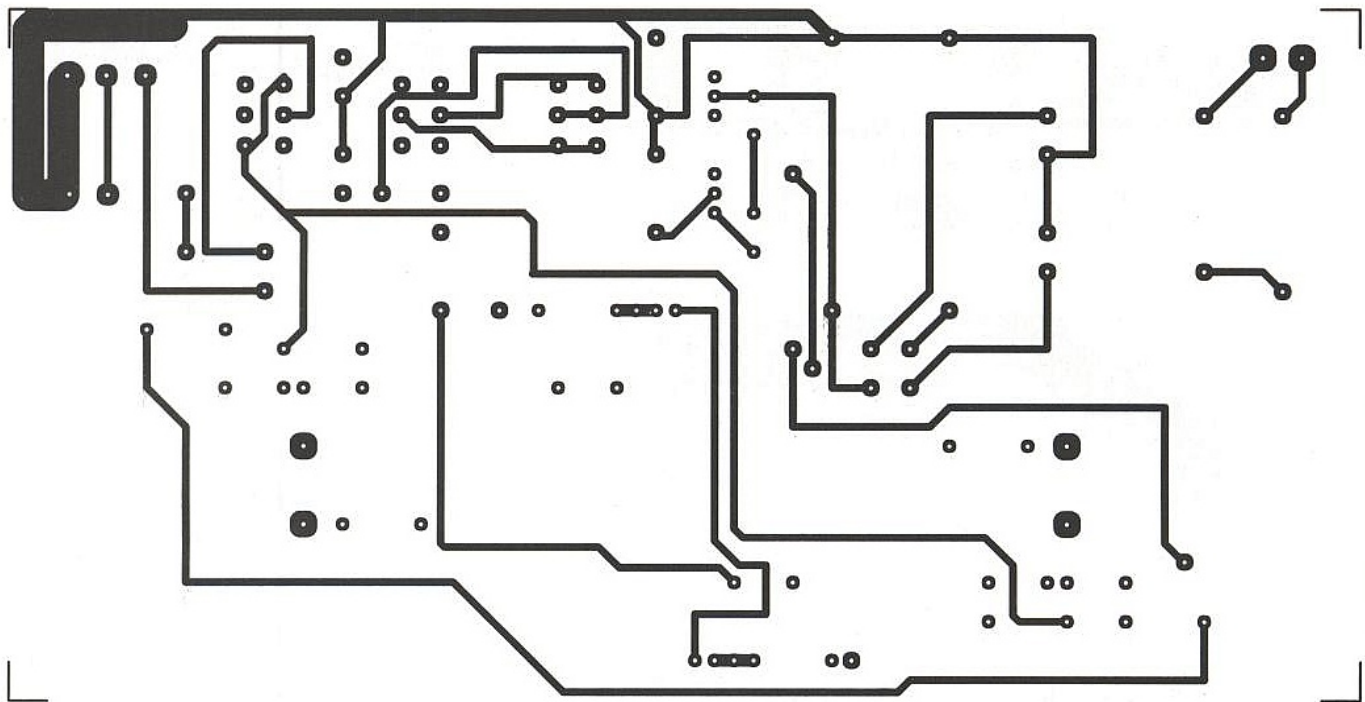
La figure 11 représente son schéma électrique. Les tracés du circuit imprimé et de l'implantation sont représentés sur les figures 12, 13 et 14.

RÉGLAGES ET UTILISATION

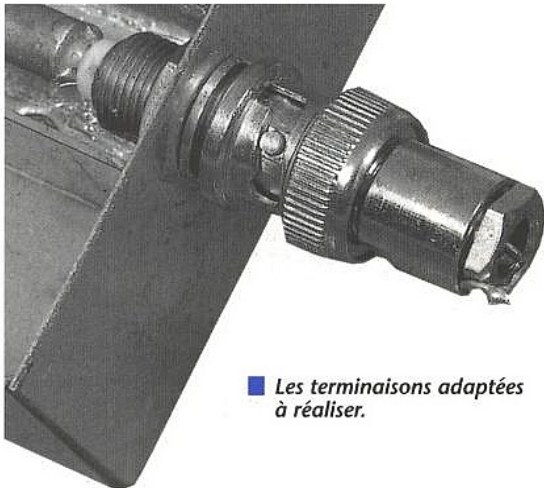
Les réglages se résument essentiellement à équilibrer les deux étages amplificateurs et, éventuellement, à légèrement retoucher les lignes de mesure pour parfaire la symétrie. Pour la lecture des signaux, connectez les cosses de sortie sur un millivoltmètre. Chargez



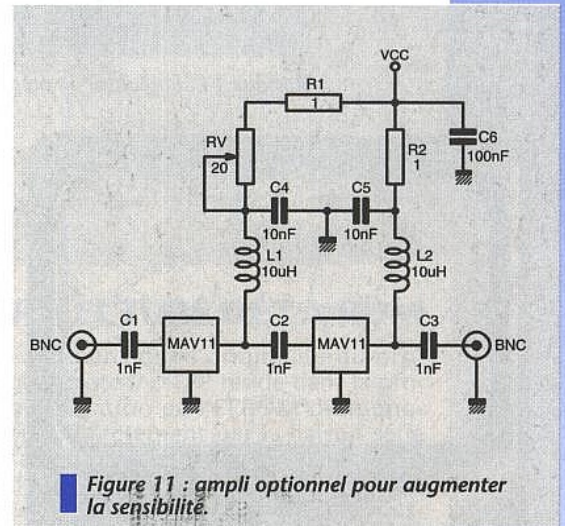
■ Figure 8 : côté composants.



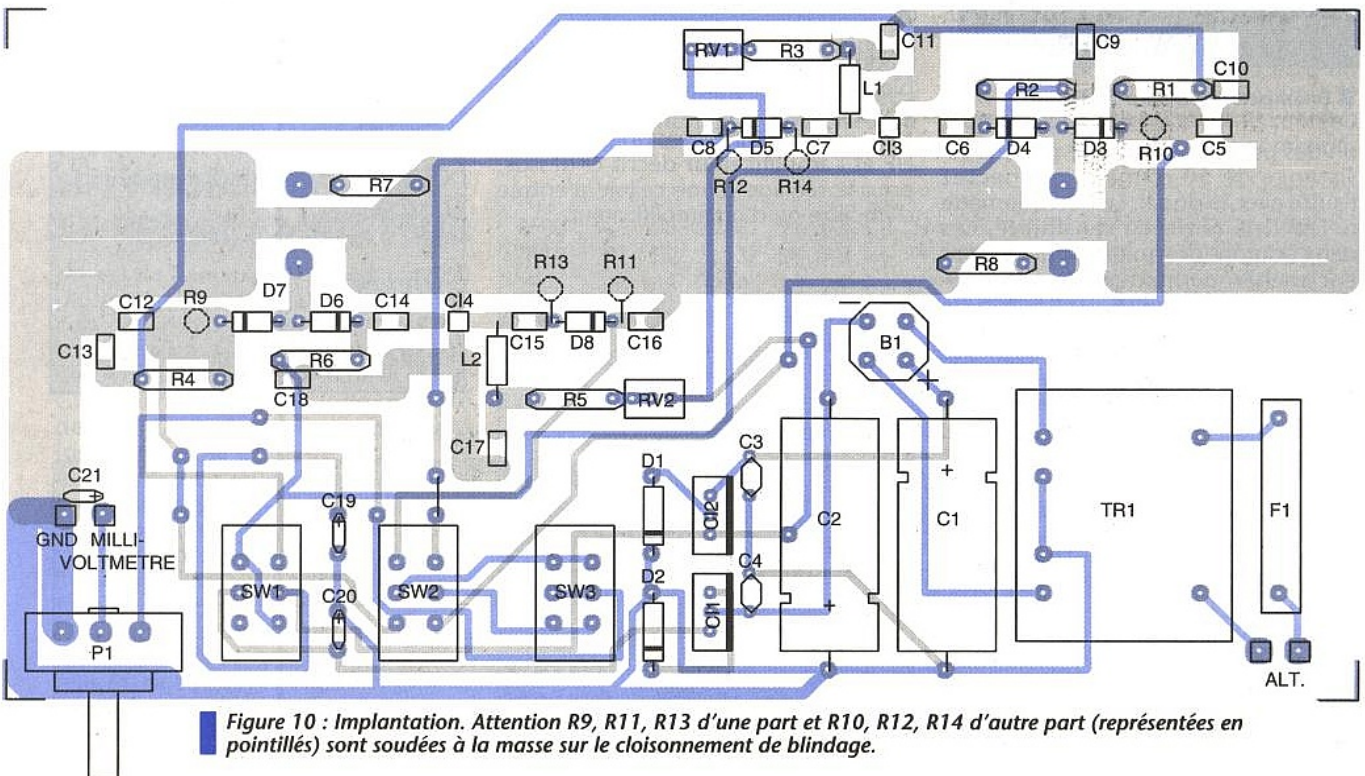
■ Figure 9 : côté cuivre.



■ Les terminaisons adaptées à réaliser.



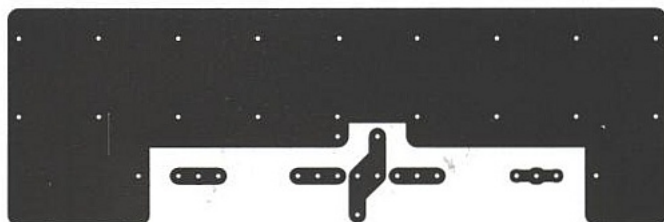
■ Figure 11 : ampli optionnel pour augmenter la sensibilité.



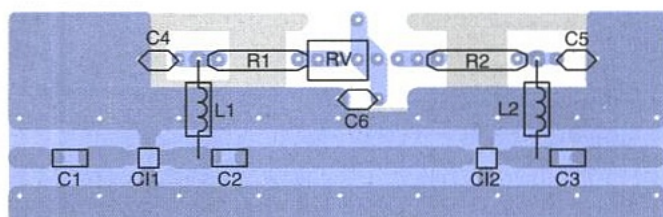
■ Figure 10 : Implantation. Attention R9, R11, R13 d'une part et R10, R12, R14 d'autre part (représentées en pointillés) sont soudées à la masse sur le cloisonnement de blindage.



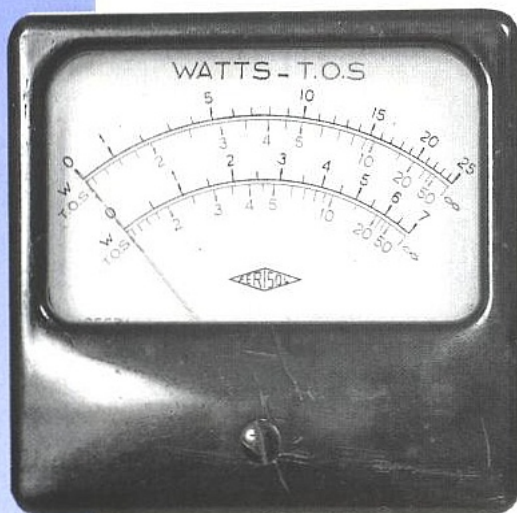
■ Figure 12 : côté composants.



■ Figure 13 : côté cuivre.



■ Figure 14 : implantation ampli optionnel.



■ Un ancien galva pour TOSmètre.

un des ports du TOSmètre par une résistance de 50 ohms et connectez l'autre avec le signal. Le potentiomètre permet de régler la sensibilité. Les deux boutons de droite, lorsqu'ils sont enclenchés, permettent de sélectionner le mode amplifié. Le bouton de gauche réalise la commutation du signal incident et du signal réfléchi. Relâchez les deux boutons de gauche et lisez la valeur du signal incident. Vérifier au passage que le niveau du signal réfléchi est au moins 10 fois plus petit que l'incident. Inversez les positions du générateur et de la charge, puis réglez la résistance ajustable RV2 de façon à obtenir un niveau identique à celui relevé précédemment. Quelques indications afin de garantir une bonne précision des mesures :

- le seuil de sensibilité sur le signal incident, en mode non amplifié, se situe vers 500mV et vers 40mv pour le mode amplifié.

- en mode amplifié la saturation des amplificateurs est atteinte pour environ 1V,
- connectez maintenant une charge de 150 ohms et vérifiez que le signal réfléchi vaut environ la moitié du signal incident. Si ce n'est pas le cas, vous pouvez retoucher légèrement la position des lignes de mesure.
Enfin, la figure 15 donne un tableau qui permet d'obtenir rapidement la valeur du TOS à partir du rapport de V_i et V_r (module du coefficient de réflexion, ρ).

CONCLUSION

L'appareil réalisé pourra s'utiliser, aussi bien comme une interface de mise au point entre une antenne et son émetteur, que combiné avec un générateur HF et l'amplificateur décrit ci-dessus, pour le réglage d'une cellule d'entrée d'un filtre ou d'un amplificateur.

J.-P. CONDAMINES

■ Figure 15 : relation entre ρ , TOS et puissance réfléchie.

Coefficient de réflexion $\rho = \left \frac{V_r}{V_i} \right $	TOS	Taux de puissance réfléchie
0	1	0
0,33	2	0,11
0,5	3	0,25
0,66	5	0,44
1	∞	1

NOMENCLATURE

TOSMÈTRE

Résistances :

RV1, RV2 : résistances ajustables multitour 47 Ω
R2, R6 : 1 k Ω
R1, R4, R11, R12 : 100 k Ω
R3, R5 : 1 Ω
R7, R8 : 180 Ω , 2 W, 1%
R9, R10 : 4,7 k Ω
R13, R14 : 1,2 k Ω
P1 : 200 k Ω (linéaire)

Condensateurs :

C5, C6, C7, C8, C12, C14, C15, C16 : 1 nF (CMS, type 1206)
C9, C10, C11, C13, C17, C18 : 100 nF (CMS, type 1206)
C1, C2 : 470 μ F, 25 V (chimique)
C3, C4 : 100 nF (plastique)
C19, C20, C21 : 10 μ F, 16 V (tantale boule)

Semi-conducteurs :

D3, D4, D5, D6, D7, D8 : BAT 81
D1, D2 : 1 N4148
B1 : pont redresseur B80 C1000
C11 : 7905
C12 : 7805
C13, C14 : MAV11

Divers :

TRI : transformateur 2 x 9 V, 2VA
F1 : fusible + porte fusible
SW1, SW2, SW3 : double inverseur (2 circuits, 2 positions)
L1, L2 : VK 200 ou surmoulé 10 μ H

AMPLIFICATEUR

Résistances :

R1, R2 : 1 Ω
RV : résistance ajustable multitour 47 Ω

Condensateurs :

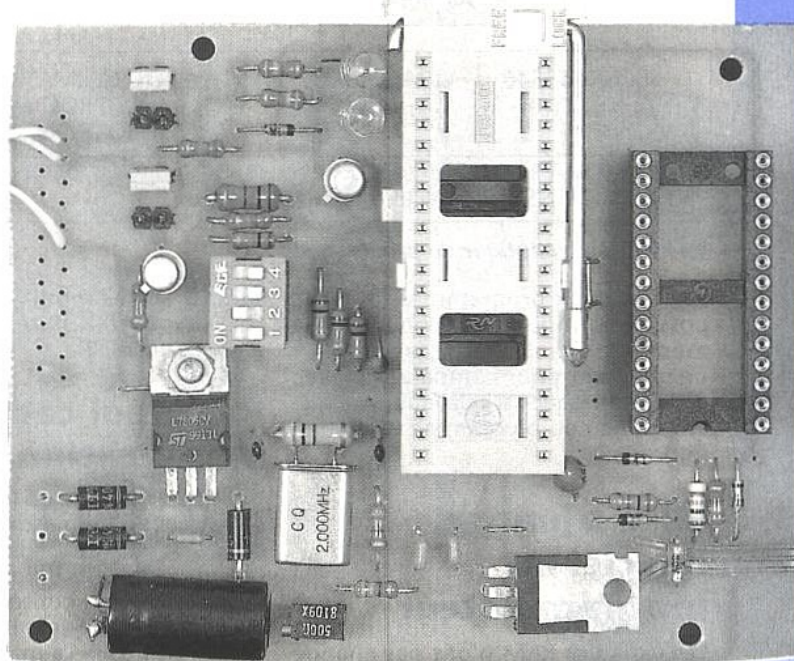
C1, C2, C3 : 1 nF (CMS, type 1206 ou céramique)
C4, C5, C6 : 100 nF (céramique)

Divers :

C11, C12 : MAV 11
L1, L2 : VK200 ou surmoulé 10 μ H

RETOUR SUR LE PROGRAMMATEUR DE 68HC705C8

Le programmeur de 68HC705C8, décrit dans Electronique Radio Plans numéro 540 a séduit nombre de lecteurs, malheureusement le début de carrière de ce circuit intégré semble cahotique et quelques petites mises au point s'imposent.



LA DISTRIBUTION

Des lecteurs nous ont écrit pour nous signaler qu'ils avaient des difficultés à se procurer ce circuit. Renseignements pris auprès de la société Motorola, ceci était tout à fait normal puisque celle-ci avait temporairement arrêté la production de ce circuit.

Cet arrêt n'était pas dû à des problèmes techniques mais pour mobiliser les chaînes de productions sur d'autres produits. En début d'année 1994 Motorola assurait que la production reprendrait en fin d'année et que les demandes pourraient être honorées pour l'année 1995, espérons que le père Noël passera...

UN PROBLEME AVEC LE PROGRAMMATEUR

Un lecteur heureux de posséder un (ou plusieurs ?) 68HC705C8 nous a fait part de l'impossibilité de programmer le monochip avec le programmeur décrit dans le numéro 540 de la revue. C'est, dans une très grande majorité de cas, un dysfonctionnement électrique qui est la cause de ce genre de problème. Le mauvais contact, l'absence de la tension d'alimentation, la longueur du câble imprimante lié à la vitesse du processeur PC constitue le tiers « gagnant » du problème en général.

Malheureusement dans ce cas, les autres fonctionnalités du programmeur étaient assurées correctement, la partie hardware ne pouvait plus être mise en cause. Le circuit utilisé pour la

réalisation du numéro 540 était référencé sur son boîtier M68HC705C8CS, 9C11C, QEK9105. La dernière indication précise la date de fabrication avec certainement le lot (QEK), 1991 la cinquième semaine. La référence 9C11C précise le numéro du masque, on retrouve C11C gravé sur le silicium du monochip au milieu en bas de la pastille, le circuit orienté patte 1 vers le bas à gauche, lecture normale des références du circuit. Un simple microscope suffit. La référence du nouveau circuit est M68HC705C8S OC16W QEEX9303, il est plus jeune de deux ans et a une nouvelle référence de masque.

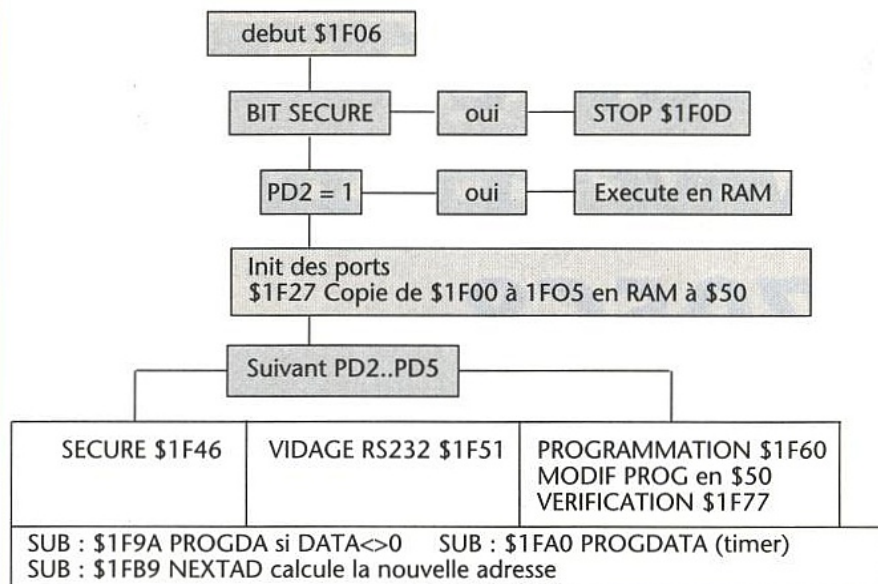
RELECTURE DE LA ROM

Rappelons que l'originalité du programmeur d'ERP réside dans la programmation de l'EPROM du monochip directement par la liaison série sans passer par la programmation d'une EPROM (27XX) intermédiaire. Le programmeur utilise des sous-programmes de la ROM du 68HC705C8. Le dysfonctionnement du programmeur est donc dû à la modification de la ROM.

Comme l'auteur, le lecteur a écrit un petit programme placé en RAM par le programmeur pour sortir le contenu de la ROM vers le PC. Une comparai-

1F00	C7	00	20	81	01	03	C6	1F	DF	A4	08	27	01	8E	05	03
1F10	02	BC	51	3F	0E	AE	04	73	33	06	A6	0C	B7	0F	42	B7
1F20	0D	48	B7	02	A6	20	F7	D6	1F	00	E7	50	5C	26	F8	0B
1F30	03	19	A6	15	06	03	0C	B7	1F	10	51	09	03	02	33	52
1F40	AD	61	8F	48	14	1C	C7	1F	DF	AD	53	09	03	11	07	03
1F50	3A	3A	50	BD	50	0F	10	FD	B7	11	AD	5D	26	F5	8F	06
1F60	03	14	1D	02	AD	34	AD	51	26	FA	B7	52	B7	02	3F	51
1F70	1A	00	3A	54	26	EE	A6	60	3C	50	B7	02	1A	00	B6	01
1F80	BD	50	26	FE	AD	33	26	F6	1B	02	8E	AE	50	0B	10	FD
1F90	B6	11	F7	5C	3A	50	26	F5	BC	51	B6	01	27	04	AD	03
1FA0	3F	1C	81	14	1C	BD	50	10	1C	B6	55	AE	A6	5A	26	FD
1FB0	4A	26	F8	81	9D	9D	9D	9D	9D	B6	51	26	0C	BE	52	A3
1FC0	4F	26	06	AE	FF	BF	52	BF	00	3C	52	3C	00	26	1D	4C
1FD0	A1	20	27	18	A1	1F	26	0A	A6	F0	B7	52	B7	00	21	02
1FF0	A6	1F	B7	51	B6	02	A4	E0	BA	51	B7	02	81	00	1F	06

■ Figure 1 : contenu de la ROM.



■ Figure 2 : synoptique du programme.

son des deux programmes fut donc possible. La figure 1 donne le vidage mémoire de la ROM «OC16W» uniquement pour comparaison avec d'autres masques si cela était le cas, le synoptique du programme est donné figure 2.

Mise à jour du logiciel du programmeur

Les variables RAM n'ont pas changé d'attributions, les programmes fxprgmXXX.s9 font référence à trois étiquettes, deux seulement sont utilisées : PROGDA et NEXTAD. Seul PROGDA a été modifié, l'ancienne valeur \$1F96 doit être maintenant \$1F9C. Les fichiers fxprgmmps.s9 fxprgmvpv.s9 seront à mettre à jour (figure 3), il n'est pas nécessaire de mettre à jour l'octet de checksum en fin de ligne du fichier au format S9 puisque le programme fxprgm7c.exe n'en tient pas compte. Le programme fxprgmve.s9 utilise NEXTAD qu'il n'est pas nécessaire de mettre à jour.

Ces modifications sont extrêmement simples et cela fonctionne, si il devait y

avoir d'autres modifications, les fichiers fxprgmXXX.s9 seront mis à jour sur le serveur ERP.

Pourquoi cette modification ?

Un illustre membre de la famille n'a jamais changé de masque, alors pourquoi ce circuit a-t-il subi cette modification ? L'analyse du programme est difficile, celui-ci contenant de nombreuses astuces que nous n'allons pas décrire en détail. La majeure partie du code reste inchangée, on note des modifications sur plusieurs points. Le sous-programme «attente» pour programmer la donnée n'est plus géré par le timer mais par une boucle logicielle, on gagne 5 octets qui sont remplacés

par des NOPs (\$9D en \$1FB5) afin que le sous-programme NEXTAD, qui calcule la nouvelle adresse de programmation soit à la même place.

Dans ce sous-programme on trouve l'adresse du registre «option register» en \$1FDF ! Le programme saute cette adresse parce qu'elle est incluse dans l'instruction BRN (jamais de branchement). Cette bizarrerie s'explique peut être quand on sait que l'«option register» contient le bit SECURE qui, activé, interdit la relecture de l'EPROM. La principale modification concerne LAT et PRGM, deux «drapeaux» qui servent à mettre l'EPROM en mode programmation. Dans la documentation MOTOROLA et dans la version C11C du programme, ils étaient remis à zéro après chaque programmation d'un octet, maintenant ils sont remis à zéro après une programmation complète. Ceci étant géré dans le programme principal de programmation en \$1F60, nous avons le décalage d'adresse des étiquettes des sous-programmes PROGDA et PROGD qui se trouvent après le programme principal. Avec la version OC16W, les programmes FXPRGMXXX.s9 laissent LAT et PGM à 1, jusqu'à ce qu'on coupe l'alimentation du circuit.

Conclusion

Espérons qu'il n'y a pas d'autres masques du 68HC705C8, sinon cette rubrique risque de devenir mensuelle ! Avec cette mise à jour du programmeur du 68HC705C8, les lecteurs d'ERP seront fin prêts pour commencer des projets avec ce circuit dès lors qu'il sera disponible à un prix correct, bien évidemment.

X.B et X. FENARD

fichier fxprgmmps.s9 (programmation sans vérification)
 avant : S1130091142708CD 1F96 CD1FB920F43CDC20CD1DBB
 après : S1130091142708CD 1F9C CD1FB920F43CDC20CD1DBB
 fichier fxprgmvpv.s9 (programmation avec vérification)
 avant : S1130091142708CD 1F96 CD1FB920F43CDC27CD1DB4
 après : S1130091142708CD 1F9C CD1FB920F43CDC27CD1DB4

■ Figure 3 : modification des fichiers. (idem)

COMLINEAR : 1,2 GHz

BW avec un gain de 2

COMLINEAR commercialise son CLC449, un amplificateur opérationnel capable de travailler jusqu'à 1,2 GHz à -3 dB. Cette performance s'accompagne de temps de montée et de descente de 2 ns, d'un temps d'établissement de 6 ns (à 0,2%), d'un balayage de 2500 V/μs et d'un étage de sortie capable de délivrer 90 mA.

Ces caractéristiques proviennent des améliorations apportées par COMLINEAR à la structure de contre-réaction en courant, combinée à une architec-

ture bipolaire haute vitesse. Le prix par 1000 pièces s'établit aux alentours de 4,2 dollars.

Consommant à peine 12,6 mA, le CLC449 présente toutes les performances pour s'insérer dans des systèmes graphiques de haute résolution ainsi que dans des applications vidéo professionnelles. Sa vitesse de travail associée à ses faibles erreurs de gain/phase (0,03%/0,02%) en font un produit particulièrement adapté aux standards NTSC et PAL.

Le CLC449 est tellement rapide qu'il peut aisément remplacer un transistor discret dans les applications RF et IF, en présentant un point d'interception du troisième ordre (IP3) supérieur à 25 dBm au-delà de 130 MHz. Le CLC449 se présente en boîtier DIP 8

broches, mais se décline également en version SOIC.

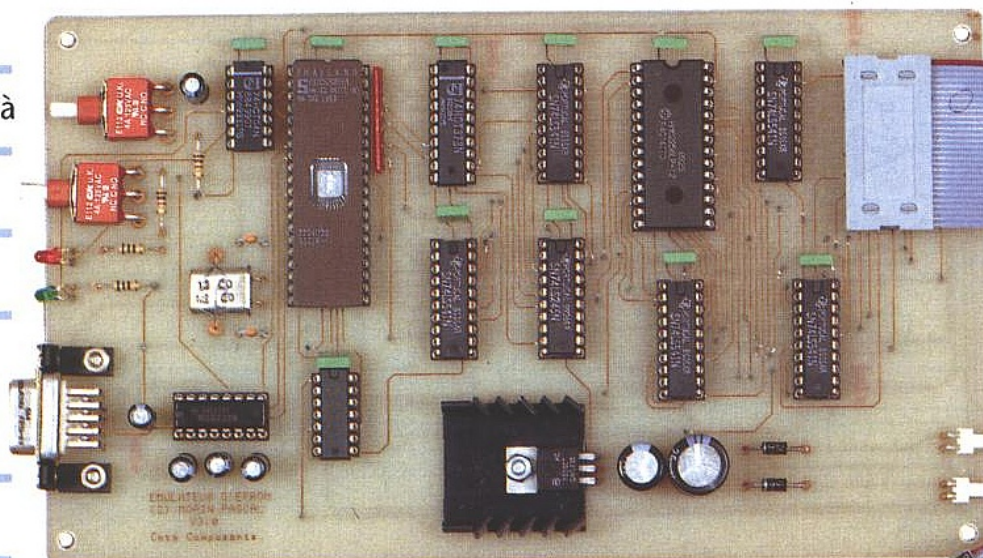
Spécifications clé :

Bande passante : 1,2 GHz de bande passante (Av= +2)
 Slew-rate : 2500 V/μs
 Erreurs gain et phase : 0,03 % et 0,02 %
 Temps d'établissement : 6 ns à 0,2%
 Alimentation : double ± 5 V ou 10 V unipolaire
 Courant de sortie : 90 mA
 Bruit de sortie : 6,4 nV/√Hz
 Courant d'alimentation : 12,6 mA.
 Pour de plus amples informations s'adresser à :

MICRO-PUISSANCE
 ZA de Courtabœuf BP79
 91943 Les Ulis Cedex
 Tél. : (1) 69 07 12 11

EMULATEUR D'EPROM 27C64 À 27C256

Pour mettre au point un système à microprocesseur on fait souvent appel à un émulateur. Bien qu'un émulateur



d'EPROM ne soit pas l'outil idéal pour mettre au point un logiciel, il peut rendre bien des services, en particulier lorsqu'un programme fait référence à une table contenue dans une EPROM (autre que le code programme).

L'émulateur d'EPROM que nous vous proposons de réaliser ce mois-ci est capable de se substituer aux EPROMs 27C64, 27C128 et 27C256. Le chargement du code s'effectue via un port série, à 9600 bauds. Notre émulateur reconnaît un seul format de fichier, le format HEXA INTEL. Fort heureusement, c'est le plus répandu.

Si vous n'avez pas d'outil pour créer des fichiers dans ce format, ne vous inquiétez pas, vous pourrez vous procurer un programme qui transforme un fichier binaire en fichier au format HEXA INTEL.

SCHÉMAS

Le principe d'un émulateur d'EPROM est très simple. On s'arrange pour placer le code dans une RAM qui remplacera l'EPROM sur le circuit. Il faut donc deux accès au contenu de la RAM et un arbitre pour sélectionner la source qui prend le contrôle du bus de la RAM. Il va de soi que du côté du montage cible, l'accès à la RAM ne permet que les opérations de lecture.

Les schémas de notre émulateur d'EPROM sont visibles en figures 1 et 2. Comme vous pouvez le constater

sur la figure 1, le cœur du montage est un microcontrôleur 87C52. Le choix de ce microcontrôleur est facile à expliquer. Il nous fallait tout d'abord disposer d'un port série intégré dans le microcontrôleur, la famille 8051 étant bien sympathique pour cette raison. Ensuite pour permettre une implantation raisonnable du montage, il nous a fallu opter pour un microcontrôleur qui dispose d'une EPROM interne. Vous remarquerez sur le schéma que le microcontrôleur est monté pour adresser une RAM externe. On pourrait penser que l'ajout d'une EPROM externe ne serait pas bien compliqué. Sur le schéma cela est vrai, mais lors de l'implantation cela complique singulièrement le montage. Lorsque vous verrez le nombre de traversées qui sont nécessaires pour réaliser le circuit imprimé, vous ne pourrez qu'approuver notre choix.

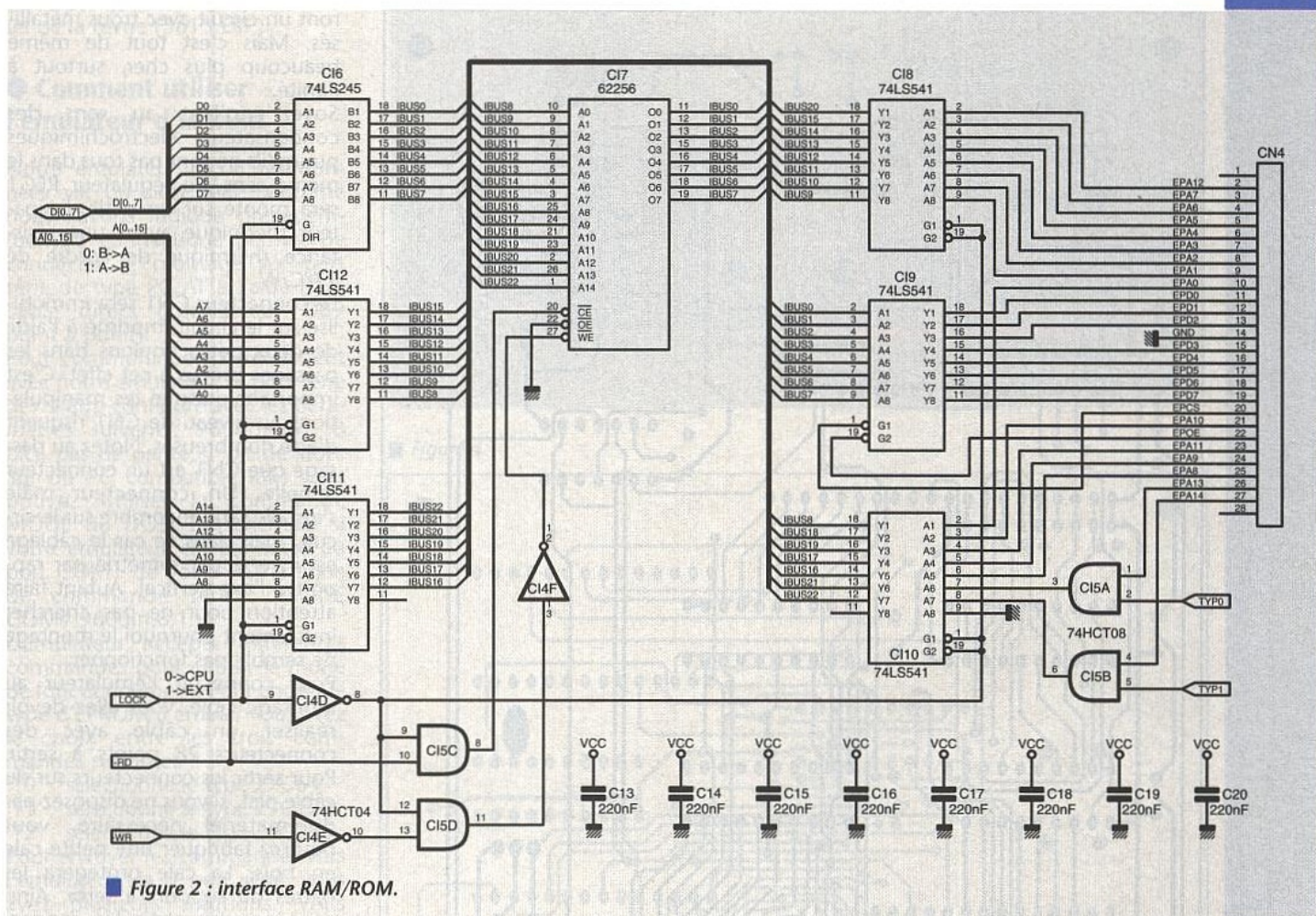
En définitive le schéma n'est pas vraiment compliqué. Le microcontrôleur IC3 dispose d'un oscillateur interne qui ne nécessite qu'un quartz et deux condensateurs pour être fonctionnel. Le circuit de remise à zéro du microcontrôleur est composé de la simple cellule RC R1, C5 associée au bouton poussoir BP1. Rien de bien méchant donc. L'adaptation des signaux RS232 est confiée au circuit IC2 qui n'est

autre que le très répandu MAX232. Notez que la connectique retenue (CN1) permet de relier notre montage par un câble direct sur une sortie série de type IBM/PC/AT.

Les ports P0 et P2 du microcontrôleur forment le bus externe sur lequel sera connecté une RAM. Le port P0 présente successivement le poids faible du bus des adresses et le bus des données. Le signal ALE indique la présence du poids faible du bus des adresses. Le latch IC1 piloté par le signal ALE permet donc de reconstituer le bus adresses. Les résistances R2 permettent de garantir l'état des signaux du port P0 puisque ce dernier dispose de sorties à drain ouvert.

Les sorties du port P1 contrôlent les quelques lignes nécessaires pour télécharger l'EPROM et pour sélectionner le type d'EPROM à émuler. Les bits 0 et 1 du port P1 contrôlent les diodes LED DL1 et DL2 qui seront utilisées pour indiquer les différents états de notre émulateur. La diode LED rouge DL1 indiquera les erreurs de transmission ou de commande. La diode LED verte indiquera l'état d'attente de téléchargement.

Le bouton poussoir BP2 génère le signal d'interruption - INT0. Le programme du microcontrôleur utilisera cette interruption pour changer l'état



■ Figure 2 : interface RAM/ROM.

qui masquent les bits d'adresses selon le type actif. Le microcontrôleur commande directement les signaux de sélection de type TYP0 et TYP1.

Vous noterez que l'entrée de sélection du boîtier de la RAM IC7 est portée au niveau 0 en permanence. La RAM est donc active en permanence. Cette situation peut poser un petit problème. Lorsque l'émulateur est en mode LOCK et que le driver de sortie IC9 n'est pas activé (par exemple -CS=1 sur le connecteur CN4), notre RAM voit quand même défiler les adresses du montage cible. Au moment où le montage cible décide de sélectionner notre émulateur, il peut y avoir apparition d'un octet fugitif. Cette situation se produit si le bus d'adresse n'est pas stable depuis un laps de temps correspondant au temps d'accès de la RAM. Cela signifie que notre émulateur peut poser des problèmes dans un contexte où la cible n'est pas un système à microprocesseur. Le problème est visible en particulier si on tente de relire le contenu de notre émulateur sur un programmeur d'EPROM.

Ajoutons que notre émulateur ignore les lignes VPP et VCC du montage cible, ce qui n'est pas sans intérêt. Mais en dehors des cas de figure que nous venons d'évoquer, notre émulateur d'EPROM se comporte parfaitement.

Vous noterez avec intérêt que les circuits IC6, IC8 à IC12 sont de technologie TTL-LS sur le schéma. Pour être parfaitement compatible avec des EPROMs de type CMOS vous pourrez utiliser des circuits de technologie

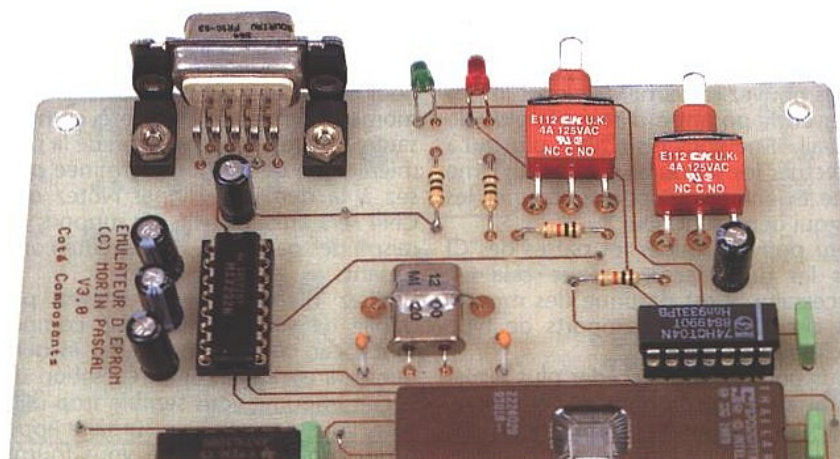
HCT. Nous avons essayé les deux technologies sur la maquette, cela fonctionne parfaitement.

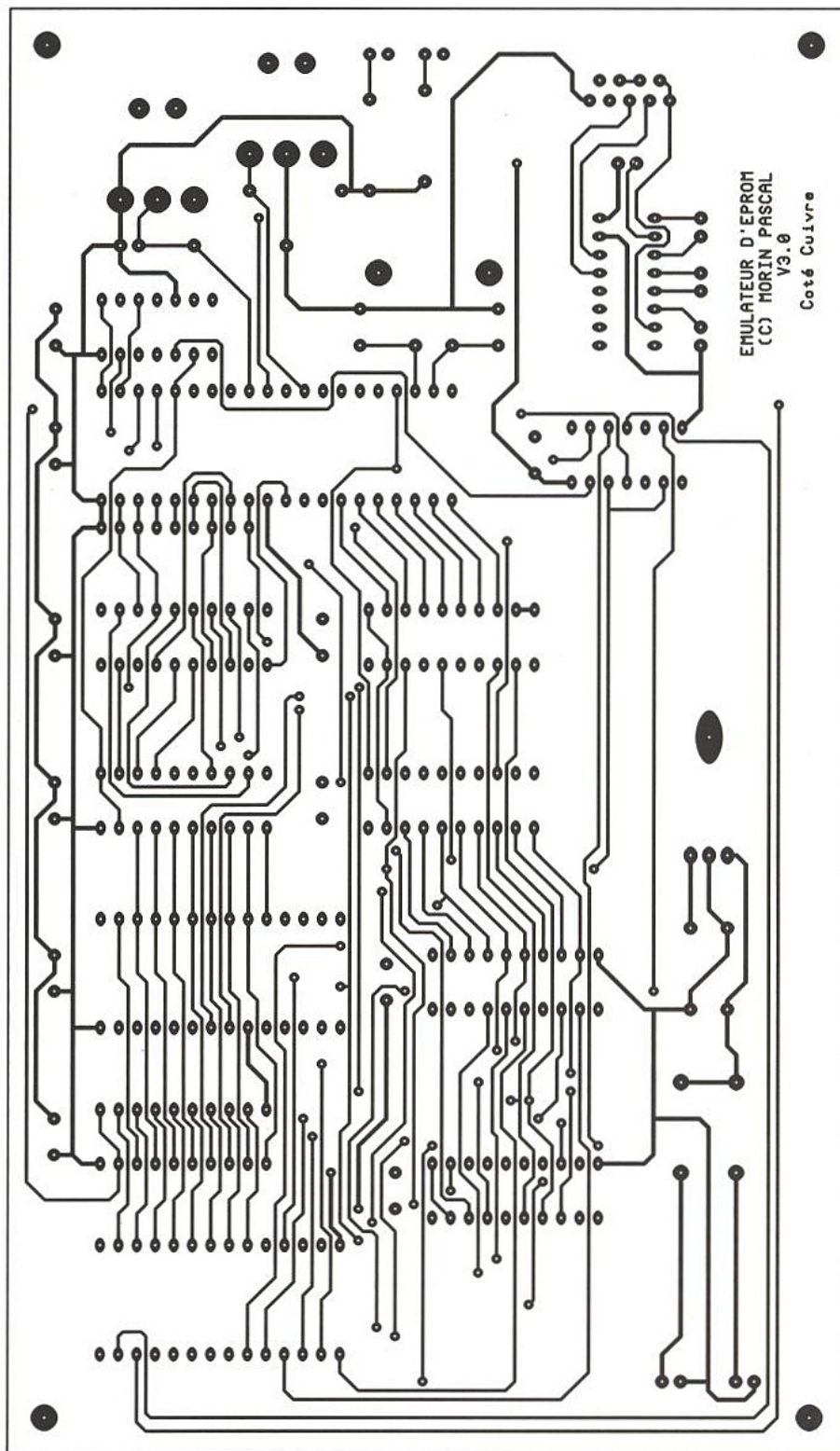
RÉALISATION

La réalisation du montage réclame un circuit imprimé double face. Les dessins du circuit sont indiqués en figures 3 et 4, et la vue d'implantation associée en figure 5. Le circuit reste réalisable avec des moyens conventionnels. Notez quand même que le positionnement des films doit être parfait car les pastilles des traversées ne sont pas bien grosses. Pour la même raison soyez vigilant quant à la qualité des forets que vous utiliserez pour percer le circuit imprimé. Préférez des forets au carbure tungstène. Ils sont un

peu chers à l'achat mais au moins vous ne risquez pas d'emporter les pastilles sur l'autre face du circuit, au moment où le foret débouche. Les traversées seront percées à l'aide d'un foret de 0,6mm tandis que la majorité des autres pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre.

Pour réaliser les traversées sans avoir recours aux trous métallisés, vous pourrez souder sur les deux faces un petit bout de fil rigide (par exemple du fil téléphonique, dénudé bien sûr). C'est un peu long mais cela permet d'économiser sur le prix du circuit imprimé. Pour effectuer cette opération il est utile de disposer le circuit imprimé légèrement surélevé par rapport au plan de travail. Placez ensuite dans chaque pastille de traversée un petit bout de fil rigide, de sorte qu'il dépasse de part et d'autre du circuit





■ Figure 3

imprimé. Soudez ensuite du côté de la face apparente. Alors vous pouvez couper les fils à ras de la soudure. Enfin vous pouvez retourner le circuit imprimé en le posant à plat sur le plan de travail. Il ne vous reste alors plus qu'à effectuer les soudures sur la deuxième face et enfin vous pouvez couper les fils qui dépassent. Ouf !

Pour pouvoir souder les pattes des CI sur les deux faces, lorsque cela est nécessaire, il est pratique de monter les circuits sur des supports de type «tulipe».

Vous pourrez ainsi accéder plus facilement au côté composants pour effectuer les soudures. Commencez par implanter le support pour IC4. Effec-

tuez les soudures associées à ce circuit puis passez au support pour le circuit IC3. Progressez d'un circuit à la fois, pour ne pas être gêné outre mesure au moment de souder du côté composants. Une fois la progression de la première ligne de supports terminée passez à la deuxième ligne. Notez que CN4 sera aussi installé sur support, en raison des pastilles à souder côté composants.

Vérifiez bien que vous n'avez pas oublié de soudures du côté composants, car ce n'est pas aussi évident que cela en a l'air. Si la réalisation du circuit imprimé vous semble trop délicate, vous pourrez bien sûr faire appel à des professionnels qui vous fourni-

ront un circuit avec trous métallisés. Mais c'est tout de même beaucoup plus cher, surtout à l'unité.

Soyez vigilant au sens des condensateurs électrochimiques puisqu'ils ne sont pas tous dans le même sens. Le régulateur REG1 sera monté sur un petit dissipateur thermique ayant une résistance thermique de l'ordre de 17°C/W.

Le connecteur CN1 sera immobilisé sur le circuit imprimé à l'aide de deux petits boulons dans les passages prévus à cet effet. C'est important puisque les manipulations au niveau de CN1 risquent d'être nombreuses. Notez au passage que CN1 est un connecteur femelle. Un connecteur mâle s'installe sans encombre sur le circuit, mais dans ce cas le câblage est inversé par symétrie par rapport à l'axe vertical. Autant faire attention pour ne pas chercher inutilement pourquoi le montage ne semble pas fonctionner.

Pour connecter l'émulateur au montage cible, vous allez devoir réaliser un câble avec des connecteurs 28 points à sertir. Pour sertir les connecteurs sur du câble plat, si vous ne disposez pas du matériel nécessaire, vous pourrez fabriquer une petite cale en bois. La cale protégera les pattes du support à sertir. Ainsi vous pourrez sertir les connecteurs avec un petit étau. Choisissez de préférence du bois dur, ou du plastique rigide, pour fabriquer la cale.

Pour réaliser les dégagements nécessaires aux pattes du support à protéger, vous n'aurez qu'à donner deux coups de scie sur toute la largeur de la cale.

Ne prévoyez pas un câble trop long entre l'émulateur et le montage cible, faute de quoi les effets de lignes rendront le montage inopérant. Par exemple une longueur de câble de 30 à 40 cm est un maximum pour une maquette cible équipé d'un microprocesseur 8031 cadencé à 12MHz.

Pour protéger la vie du connecteur qui sera destiné aux montages cibles, vous pourrez monter un support de type tulipe directement sur le connecteur fraîchement sertir. Les deux supports ne

feront plus qu'un d'un point de vue logique. En cas de défection, il est plus simple de changer le support tulipe que de sertir un nouveau connecteur sur le câble. Si, en raison de la fréquence élevée du signal d'horloge, le montage cible est sensible aux perturbations, il vaudra mieux vous passer du support tulipe supplémentaire.

LE PROGRAMME

Pour pouvoir faire fonctionner l'émulateur d'EPROM vous devrez programmer un 87C52 avec le code dont le listing est indiqué en figure 6. Vous pourrez bien sûr télécharger le fichier

correspondant sur le serveur Minitel de la revue (3615 ERP).

● Comment utiliser l'émulateur d'EPROM

Notre émulateur reçoit les données via un port série. Comme nous l'avons indiqué précédemment la connectique permet de connecter le montage sur port série de type PC/AT à l'aide d'un câble direct (connecteur DB9 point à point).

Pour communiquer correctement avec notre émulateur, le port série devra être configuré avec les paramètres suivants: 9600bauds, 8 bits, pas de parité, 1 bit de stop. Sur un PC compatible IBM vous pouvez utiliser la commande MODE du DOS. Par exemple si votre émulateur est connecté au port COM1 de votre PC, la ligne de commande sera : MODE COM1:9600,n,8,1.

L'émulateur accepte différentes commandes pour choisir le mode de fonctionnement. Pour choisir le type d'EPROM à émuler vous avez le choix entre les trois commandes suivantes :

'T0' sélectionne le type 27C64

'T1' sélectionne le type 27C128

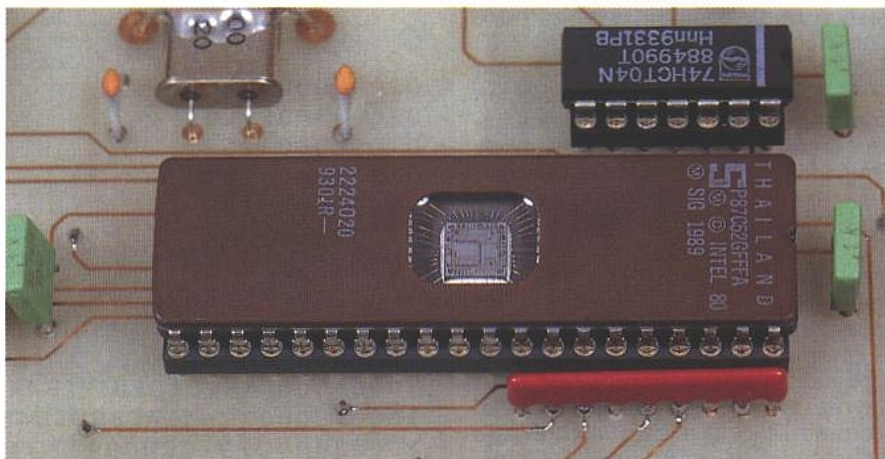
'T2' sélectionne le type 27C256

Pour envoyer les commandes vers l'émulateur via le port série, vous avez plusieurs solutions. Vous pouvez soit utiliser un terminal (ou un programme d'émulation de terminal) soit utiliser la commande COPY du DOS, soit ajouter les commandes au fichier qui contient le code à émuler.

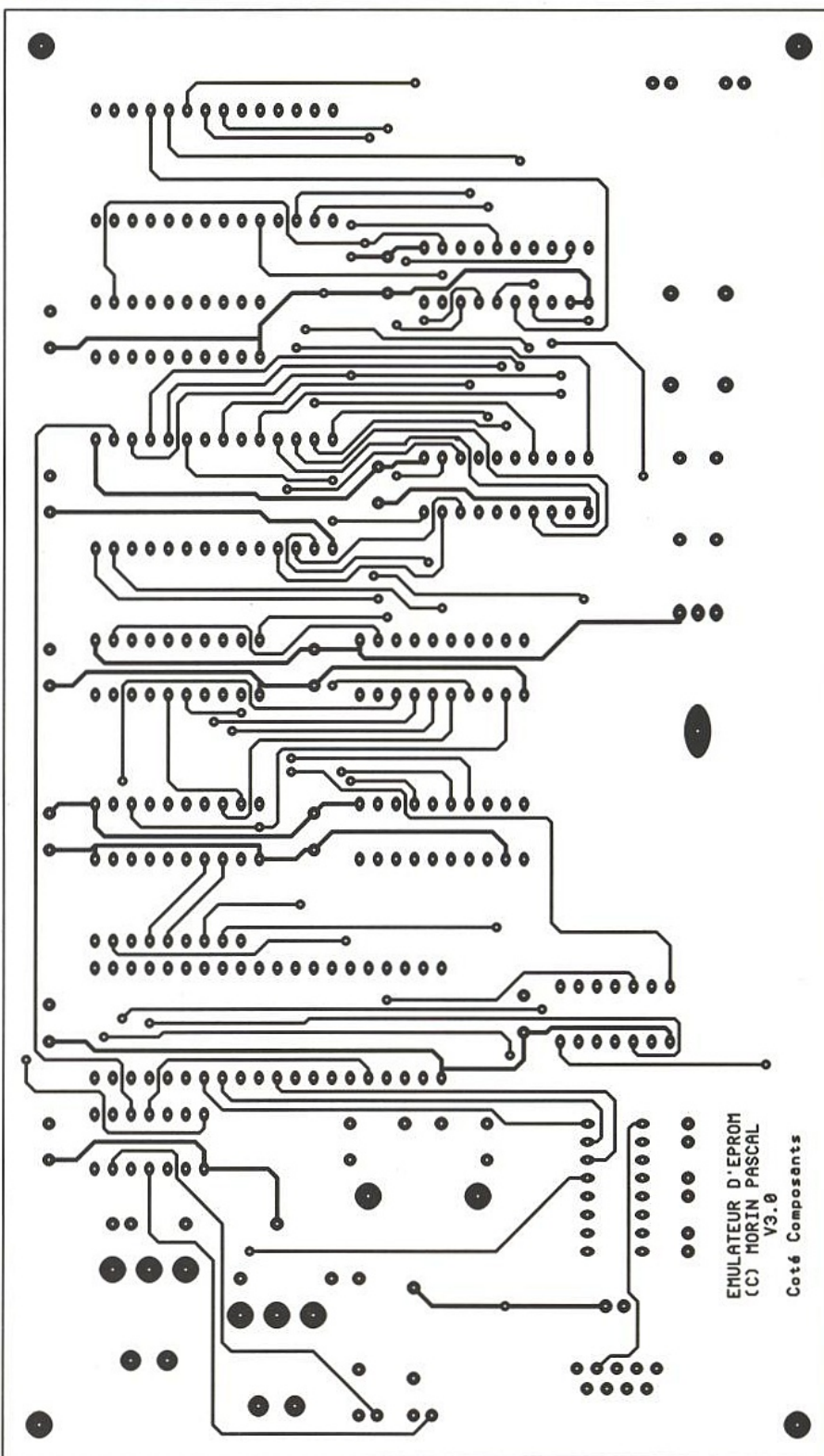
En ce qui concerne la commande COPY du DOS, il vous suffit de rediriger le contenu de la console vers le port série souhaité. Par exemple pour rediriger les commandes de la console vers le port COM1, il vous faudra taper la commande suivante : COPY CON COM1.

Ensuite vous n'avez qu'à saisir les commandes à partir du clavier du PC. Une fois la saisie terminée utilisez la séquence CTRL-Z pour indiquer la fin de la saisie. C'est seulement après la séquence CTRL-Z que les commandes seront envoyées vers le port série. Par défaut, après initialisation, l'émulateur est automatiquement configuré pour émuler le type 27C64. En réponse aux commandes 'T0' à 'T2' l'émulateur renvoie un message indiquant que le type demandé est bien pris en compte. Si les commandes sont erronées, ou si les paramètres de communication sont incorrects, la LED rouge (DL1) s'allume pour signaler l'erreur. La LED DL1 s'éteindra seulement après réception d'une nouvelle commande correcte cette fois-ci, ou après initialisation de l'émulateur.

Avant de pouvoir charger des données dans la mémoire de l'émulateur, vous devrez veiller à



■ Figure 4



ce que ce dernier soit dans le mode Commande. La diode led vert DL2 doit être allumée dans ce mode (feu vert). Si vous tentez de transférer un fichier dans la mémoire de l'émulateur tandis que ce dernier est en mode Emulation, la LEDrouge (DL1) s'allume.

Par défaut, après initialisation, l'émulateur est automatiquement placé en mode Commande (LED verte allumée). Pour passer l'émulateur en mode Emulation, vous devez envoyer la commande 'L' (comme Lock). Pour repasser en mode Commande vous devrez envoyer la commande 'U' (comme Unlock). Certes le choix des commandes 'L' pour le mode Emulation et 'U' pour le mode Commande n'est très homogène. L'habitude des abréviations Anglo-saxonnes a été plus forte que la raison. Que voulez vous, à force de lire des notices techniques en Anglais, on finit par se mélanger les pinceaux.

Le bouton poussoir BP2 permet aussi de contrôler le mode de fonctionnement de l'émulateur. Un simple appui sur le bouton poussoir BP2 permet à l'émulateur de basculer successivement entre le mode Commande et le mode Emulation. La LED verte (DL2) indique le mode actif.

Pour changer le type d'EPROM à émuler, il faut appuyer deux fois de suite sur le bouton poussoir BP2. Pour être certain que l'émulateur accepte la commande à partir du bouton poussoir, appuyez rapidement une première fois sur BP2, relâchez le bouton un bref instant, puis appuyez de nouveau sur BP2 un laps de temps un peu plus long.

L'émulateur passe alors au type d'EPROM suivant, en suivant l'ordre 27C64, 27C128, 27C256 puis retour au type 27C64. A chaque changement du type d'EPROM, l'émulateur anime un court instant les LED DL1 et DL2 pour indiquer le type sélectionné. Pour indiquer le type 27C64 seule la LED rouge (DL1) clignote. Pour indiquer le type 27C128 seule la LED verte (DL2) clignote. Enfin pour indiquer le type 27C256 les deux LED DL1 et DL2 clignent. Après l'animation, les diodes leds reprennent leur état initial.

Pour télécharger du code dans la mémoire de l'émulateur il suffit simplement de transférer le contenu d'un fichier au format HEXA INTEL vers le port série. Lorsque l'émulateur reçoit la dernière ligne du fichier HEXA INTEL (trame EOF), il passe automatiquement en mode émulation. Ainsi vous ne risquez pas d'altérer involontairement le code nouvellement chargé.

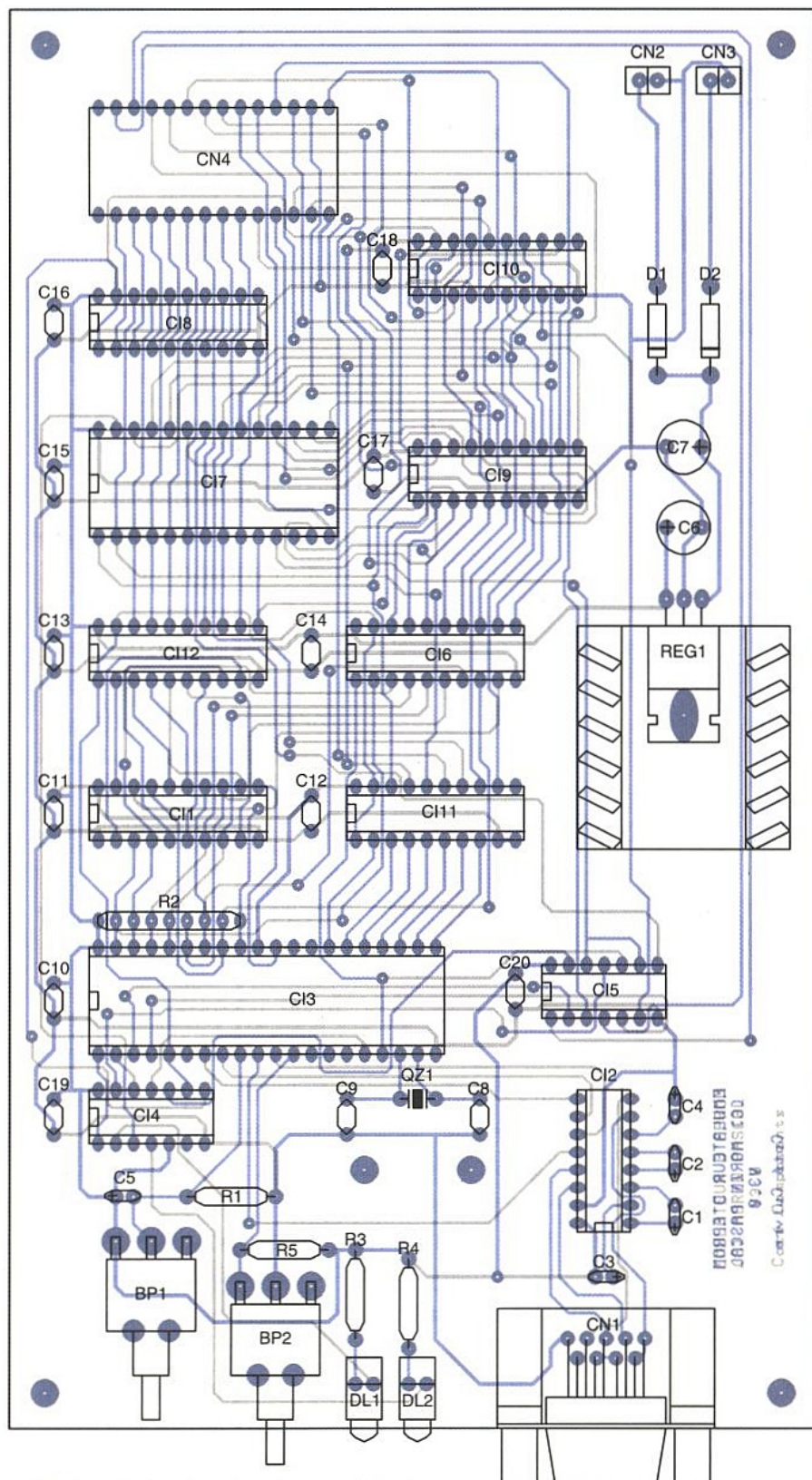
Pour transférer un fichier au format HEXA INTEL dans la mémoire de l'émulateur vous pouvez utiliser la commande COPY du DOS, tout simplement.

Par exemple pour copier le contenu du fichier «ESSAI.HEX» dans la mémoire de l'émulateur relié au port COM1 de votre PC, vous n'aurez qu'à lancer la commande :

COPY ESSAI.HEX COM1
L'émulateur se charge de piloter les lignes DTR et DSR pour assurer le contrôle de flux lors de la communication.

```
:02000000012CD1
:0200030021C317
:01000B0032C2
:0100130032BA
:01001B0032B2
:0100230032AA
:10002B003275813075878075CBFF75CAD875C8342A
:10003B00759850D299D296C297C290D291C294C25F
:10004B0092C293752300C2009002931201AE5187A6
:10005B0075A801D2AF3199B43A0201E1B40D028017
:10006B00F4B40A0280EFB44C0DD294C291C29090BA
:10007B0002C631AE80DFB46C0280EEB4550DC29473
:10008B00D291C2909002D431AE80CAB4750280EE88
:10009B00B454028003B474203199B4300775230033
:1000AB00511D80B1B43107752301511D80A7B432A6
:1000BB0021752302511D809DB4431220940B51874F
:1000CB009002E431AEC290808CD2900160B4630296
:1000DB0080E9517F016030940990038131AED29059
:1000EB00016031724043F8F93187403D8D838C823A
:1000FB00E92D2CF931724031B40002800DB4012985
:10010B003172C290C291D294016029F9B8000221D8
:10011B001331724014F0A329F9D8F6E9F42401F94C
:10012B003172B5010DC290016090033631AED290A1
:10013B00016090035D31AED2900160F5F0C394473E
:10014B005023E5F0C39430401CE5F0C3943A5007BC
:10015B00E5F0C39430C322E5F0C394414007E5F0CA
:10016B00C39437C322D322C00031993146400AC40D
:10017B00F831993146400248C3D000223172400712
:10018B00FD31724002FC2290033631AED322C2976E
:10019B00309807E599C298D297223000F3D2975145
:1001AB001D80EBE493B400028005A331BB80F422E5
:1001BB003099FDC299F59922C000C001C021C0221F
:1001CB0030B2FD793278FA30B2F6D8FBD9F7781E17
:1001DB00511579FA78FA30B20AD8FBD9F7B294B242
:1001EB0091801230B2FD793278FA30B2F6D8FBD961
:1001FB00F70523D200D022D021D001D000C2893202
:10020B00752232D522FDD521F722752164510BD8E9
:10021B00F922C000C001C083C082E523B4020CD216
:10022B0092D293752402900311801CB4010CD292CC
:10023B00C293752401900302800D752300C292C2F4
:10024B00937524039002F4E590F5F07902E5F054F0
:10025B00FCF590780A5115E524429078195115D97F
:10026B00ECE5F0F590C200C29031AED082D083D0D5
:10027B0001D00022D29090032031AE22900000E4F6
:10028B00F0A3A883B880F9220D0A456D756C7072C6
:10029B006F6D2052657620332E303020202028437E
:1002AB0029204D6F72696E2050617363616C203130
:1002BB003939342F313939350D0A000D0A4D6F6438
:1002CB0065204C6F636B0D0A000D0A4D6F64652042
:1002DB00556E6C6F636B0D0A000D0A52414D206316
:1002EB006C65617265640D0A000D0A5479706520A6
:1002FB00323736340D0A000D0A54797065203237C7
:10030B003132380D0A000D0A5479706520323732BC
:10031B0035360D0A000D0A547272657572206465DB
:10032B002073796E746178650D0A000D0A4C61209B
:10033B007472616D65206E2065737420706173201B
:10034B00617520666F726D617420494E54454C0D7A
:10035B000A000D0A4572726575722073757220431F
:10036B004845434B53554D206465206C6120747296
:10037B00616D650D0A000D0A4D6F6465206C6F632E
:10038B006B2041637469662C20696D706F737369A0
:10039B00626C6520646520636861726765722075A5
:0B03AB006E65207472616D650D0A0024
:00000001FF
```

■ Figure 6



■ Figure 5 : implantation. Ne pas oublier les traversées.

● Rappel sur le format Hexa Intel

Le format Hexadécimal INTEL est un format Texte composé de trames. Les trames se composent de 6 champs en hexadécimal à l'exception du 1er qui indique le début de la trame. La trame a la forme représentée ci-dessous. Le premier champ est toujours constitué du caractère ':'. Le deuxième champ est le nombre d'octets de données utile que contient la trame.

Le troisième champ est l'adresse de départ de la trame en hexadécimal sur 16 bits.

Le quatrième champ indique la nature de la trame: 00 pour une trame DATA, 01 pour une trame EOF (fin).

Le cinquième champ contient la succession des octets de données.

Le sixième champ est la somme de contrôle calculée sur 8 bits. Elle tient compte des champs 2, 3 et 4. La somme de contrôle ajoutée aux champs 2 à 4 doit donner le résultat 0,

NOMENCLATURE

Résistances :

R1,R5 : 10kΩ 1/4W
R2 : Réseau résistif 8x10 kΩ en boîtier SIL
R3,R4 : 270 Ω 1/2W

Condensateurs :

C1,C2,C3,C4,C5 : 10μF / 25V sorties radiales
C6 : 470μF / 25V sorties radiales
C7 : 1000μF / 25V sortie radiales
C8,C9 : 33pF
C10 à C20 : 220nF

Semi-conducteurs :

D1,D2 : 1N4001
DL1 : LED rouge, coudée, à souder sur CI
DL2 : LED verte, coudée, à souder sur CI

Circuits intégrés :

REG1 : Régulateur LM7805 + dissipateur thermique 17°C/W (par exemple référence REDPOINT TV1500)
CI1 : 74HCT373
CI2 : MAX232
CI3 : Microcontrôleur 87C52
CI4 : 74HCT04
CI5 : 74HCT08
CI6 : 74LS245
CI7 : RAM 62256-120ns
CI8,CI9,CI10,CI11,CI12 : 74LS541

Divers :

BP1 : Bouton poussoir unipolaire, à souder sur CI, coudé (par exemple C&K référence E112SD1AQE)
BP2 : idem
QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U
CN1 : Connecteur DB 9 femelle, à souder sur CI, coudé (par exemple référence HARTING 09 66 113 7601)
CN2,CN3 : Connecteurs 2 points au pas de 2,54mm (par exemple Molex Mini-KK référence 22-05-7028)
CN4 : 1 support tulipe pour CI 28 broches + 2 connecteurs DIP28 à sertir par exemple référence 3M 3728-4002) + environ 30 cm de câble plat.

sur 8 bits (sans tenir compte des retenues).

Par exemple pour placer en mémoire, à partir de l'adresse 10Hexa, la suite des nombres de 1 à 16 il faudrait envoyer les trames suivantes :

:100010000102030405060708090A0B0C0D0E0F1058
:00000001FF

[:] [xx] [xxxx] [xx] [xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx] [xx]

LE GÉNÉRATEUR DE MIRES VIDÉO PM5418 FLUKE



Depuis la reprise par
FLUKE de la division
test et mesures de
PHILIPS, le constructeur
américain affiche une
volonté marquée de
spécialisation des
produits
d'instrumentation. Il est

vrai qu'aujourd'hui la diversité des secteurs d'activités où l'électronique occupe un rôle majeur ne fait que croître et que dans ces conditions, au vu des normes et des spécifications qu'il faut respecter, il est bien difficile de proposer des appareils à large spectre d'utilisation, même en multimétrie et en oscilloscopie.

En vidéo, de par la disparité des standards existants, il y a longtemps que le problème existe. Aussi, sous la référence générique PM5418, existait-il non pas un appareil mais dix selon les besoins, le domaine d'intervention de l'utilisateur, et le pays. Le modèle de base offre 18 mires d'essai et 4 mires spéciales que l'on peut combiner pour obtenir une centaine de mires différentes répondant à tous les besoins tant en alignement-dépannage qu'en test de production ou encore en étude, que ce soit pour les téléviseurs, les moniteurs, les magnétoscopes ou bien les caméscopes.

Chaque mire de base est accessible indépendamment des autres par le simple appui d'une touche et vouloir sélectionner plusieurs mires simultanément se réalise très simplement par appuis successifs des motifs souhaités. Si une combinaison n'est pas permise

soit parce que techniquement non réalisable soit parce que non autorisée, la mire rajoutée non permise n'est pas validée, tout simplement. Les touches étant à «bascule», la désélection s'opère tout aussi simplement par l'appui sur la touche de la mire à supprimer, son état «on-off» est rappelé par l'allumage d'une LED située en regard. Le pavé de touches central, dévolu à la sélection des mires, sert aussi de pavé numérique pour entrer une fréquence, porteuse vidéo, ou un numéro de canal (2 digits, 0 à 99) et sa fréquence (3 digits). Dans ce cas il faut d'abord appuyer sur la touche «input» située en bord droit de l'appareil à côté de l'affichage canal-fréquence 4 digits. La résolution fréquentielle dépend de la gamme :

- jusqu'à 45MHz, le pas vaut 100kHz
- au-delà, jusqu'à 900MHz, il vaut 250kHz.

De même la précision et la stabilité dépendent du modèle, avec ou sans son numérique - NICAM - (précision 2 ppm sur la porteuse couleur dans ce cas).

On peut aussi faire varier la fréquence directement par pas de 250kHz à l'aide des touches «step inc-dec» situées juste à côté de l'afficheur, ce qui s'avère très pratique pour passer au canal adjacent ou contrôler l'action du CAF d'un tuner.

La mémoire qu'on accède via les touches «sto» (store) et «rcl» (recall) permet d'enregistrer et rappeler dix configurations complètes (0 à 9, digit de gauche) : canal, fréquence image associée, réglages et norme son, format, standard couleur et norme de transmission, mires,...

Les commandes d'amplitude vidéo-composite (0 à 1,5Vcc, blocage sur 1V), d'amplitude chroma (0 à 150 %,

blocage à 100 %) et d'amplitude RF (10µV à 10mV sur 60dB) restent dissociées et s'ajustent via les potentiomètres situés sous l'affichage.

Sous le pavé de sélection de mires, on trouve les commandes de choix de standard couleur (PAL, NTSC, SECAM), de format (4/3, 16/9), et de source de modulation RF (vidéo interne ou externe). Pour les références qui l'autorise, c'est également via ces touches que s'effectue le paramétrage de l'horloge de programmation temps réel, données qu'il est possible d'enregistrer également.

Cela concerne les appareils dotés de la fonction vidéotext (CEEFA, DIDON/ANTIOPE) avec possibilité de programmation du magnétoscope (PDC) et du programme vidéo (VPS) par insertion de données en biphase sur la ligne 16. Enfin le pavé de touches de gauche est entièrement réservé au son pour les versions exploitant le son stéréo : analogique à deux sous-porteuses, NICAM - Near Instantaneous Companding Audio Multiplexed, voir ERP N°562 - et BTSC - Broadcast Television System Committee - utilisé aux USA, au Canada et à Taiwan en NTSC, avec des modulantes de 1 et 3kHz.

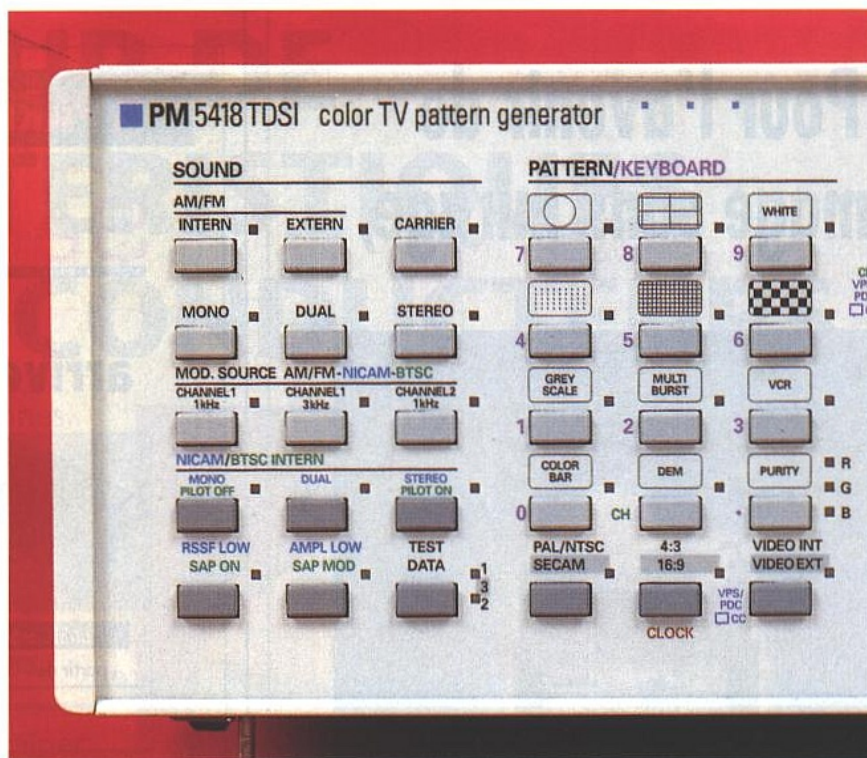
Les versions mono disposent du poussoir M/A et d'une sortie synchro composite (ligne+trame) en lieu et place des touches son stéréo.

Le panneau arrière regroupe toutes les entrées-sorties autres que vidéo in-out et RF out, à savoir pour la version la plus complète (PM5418 TDSI Y/C) :

- les sorties composantes couleur rouge, vert, bleu sur embase BNC
- les sorties synchro et sous-porteuse chroma pour PAL/NTSC (BNC)
- les sorties données et horloge en NICAM
- les sorties Y/C sur embase standard pour le VHS-C
- une entrée DIN pour le son stéréo L, R, masse
- une sortie synchro composite pour les versions son stéréo
- une embase SCART-Péritel audio-vidéo câblée en sortie
- un connecteur GPIB pour les versions télécommandables par programme selon ce standard
- une sortie multiplex son numérique
- et enfin l'embase alimentation secteur.

Deux jeux de roues codeuses viennent compléter cette face arrière déjà bien occupée et servent au choix des standards de transmission en PAL/NTSC et SECAM et fixent donc selon les cas la polarité vidéo, le type de modulation et l'écart porteuse image/sous-porteuse(s) son.

Du point de vue exploitation ce générateur de mires se révèle d'une grande facilité d'emploi. La grande majorité des fonctions et des commandes étant d'accès intuitif. De plus il faut signaler que l'appareil est épaulé par une excellente notice, complète et fort bien conçue, qui rappelle toutes les caractéristiques des normes et la raison d'être de chaque type de mire et de test, de même que la procédure de mesure associée. Cette notice est par ailleurs complétée d'une ou deux feuilles plastifiées rappelant l'essentiel des com-



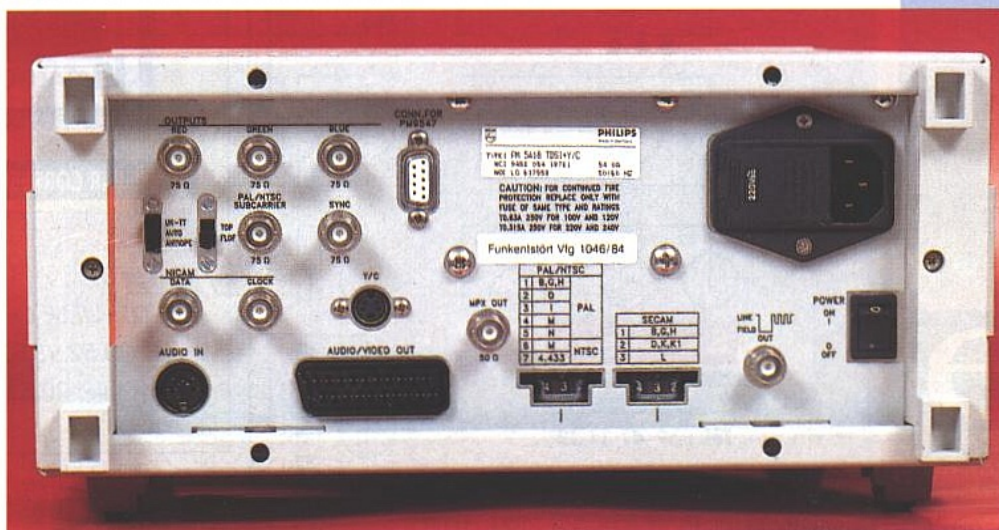
Toutes les touches de fonctions : mires, standard, format, son analogique et NICAM sont à accès direct et «à bascule». Un pavé de commandes certes bien rempli mais fonctionnel.

mandes et des caractéristiques pour un usage courant. La deuxième regroupe les instructions GPIB pour les versions télécommandées. Il s'agit d'une bonne initiative qui se généralise chez tous les constructeurs sérieux et pour des appareils aux fonctionnalités étendues. Sans entrer dans le détail des différentes mires accessibles et des tests son disponibles tant en mono, stéréo et numérique, disons tout net que tout y est, même une mire spéciale pour les téléviseurs 100 Hz. Tous les appareils vidéo actuels peuvent être contrôlés, alignés selon le type et les pays. Selon l'utilisation : maintenance, contrôle en production, étude et développement, il y aura toujours dans cette gamme un appareil parfaitement adapté mais il faut savoir qu'on ne peut pas passer d'une version à une autre par simple adjonction de module, du fait notamment de la remise en

et d'une partie de l'électronique. Il faut donc ne pas se tromper lors du choix. Étudiée et développée par Philips, un des principaux constructeurs mondiaux d'appareillage vidéo, cette gamme de générateurs bénéficie de toute l'expérience et du savoir-faire du géant néerlandais et de l'efficacité et de la qualité fluke ; rien à redire sur les plans techniques et ergonomiques, seul le ticket d'entrée pour la version la plus dépouillée, 22 780 F HT, son mono sans Y/C, nous paraît assez élevé dans le contexte actuel. Ceci amène la version la plus évoluée, TDSI Y/C, à presque 57 000 F ; version qui, rappelons-le, est destinée au contrôle de production, la plus complète des mires que nous ayons pu voir à ce jour. Nous avons affaire à un matériel de grande classe et de haute qualité, alors...

C.D

La face arrière de la version TDSI-Y/C, la plus complète. Tout est possible notamment pour le test en production avec la commande GPIB.



TRACEUR DE CARACTÉRISTIQUES DE SEMICONDUCTEURS

L'appareil décrit dans ces colonnes

est quelque peu ambitieux.

Il prétend en effet pouvoir tester

et caractériser tous les transistors

d'usage courant qui peuvent traîner

çà et là dans les fonds de tiroir, du

plus petit NPN au plus gros thyristor.

Et comme il souhaite se rendre utile

le plus souvent possible, il sait se

transformer en une alimentation de laboratoire des plus performantes.

PRINCIPES GÉNÉRAUX

Les composants actifs discrets (transistors) sont généralement affublés du terme générique de quadripôles. On détermine à partir des grandeurs d'entrée (v_e, i_e) et de sortie (v_s, i_s), des paramètres qui modélisent le comportement réel du composant, et qui permettent de prédire sur le papier les performances d'un montage (voir figure 1).

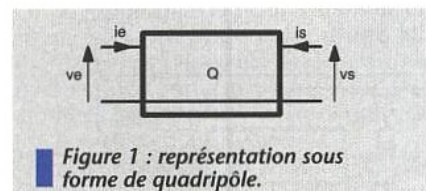


Figure 1 : représentation sous forme de quadripôle.

Dans la pratique, nous savons bien que les quadripôles se réduisent à 99% à des tripôles, une patte étant commune à l'entrée et à la sortie (l'émetteur pour les transistors à injection ou la source pour les FET's).

Le paramètre le plus important à connaître est le facteur de transfert : $i_s = f(v_s, i_e)$ pour les transistors à injection (NPN, PNP), ou $i_s = f(v_s, v_e)$ pour les transistors à effet de champ (FET, MOSFET).

Nous laisserons de côté pour l'instant les thyristors et les triacs. Ces derniers se comportent d'une manière radicalement non linéaire.

Restons pour l'instant sur les amplificateurs. Il faudra donc, pour caractériser un transistor, appliquer en entrée un courant (pour les bipolaires NPN, PNP)

ou une tension (FET, MOSFET) connus, et relever la courbe de réponse : $i_s = f(v_s)$.

On arrive donc aux montages pratiques de la figure 2 qui montre, pour chaque type de transistor, la façon de le polariser convenablement.

Que ce soit pour un FET ou pour un bi-

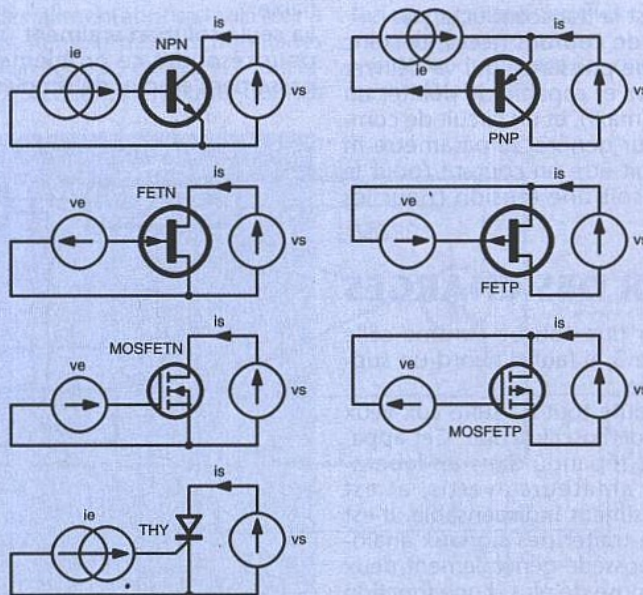
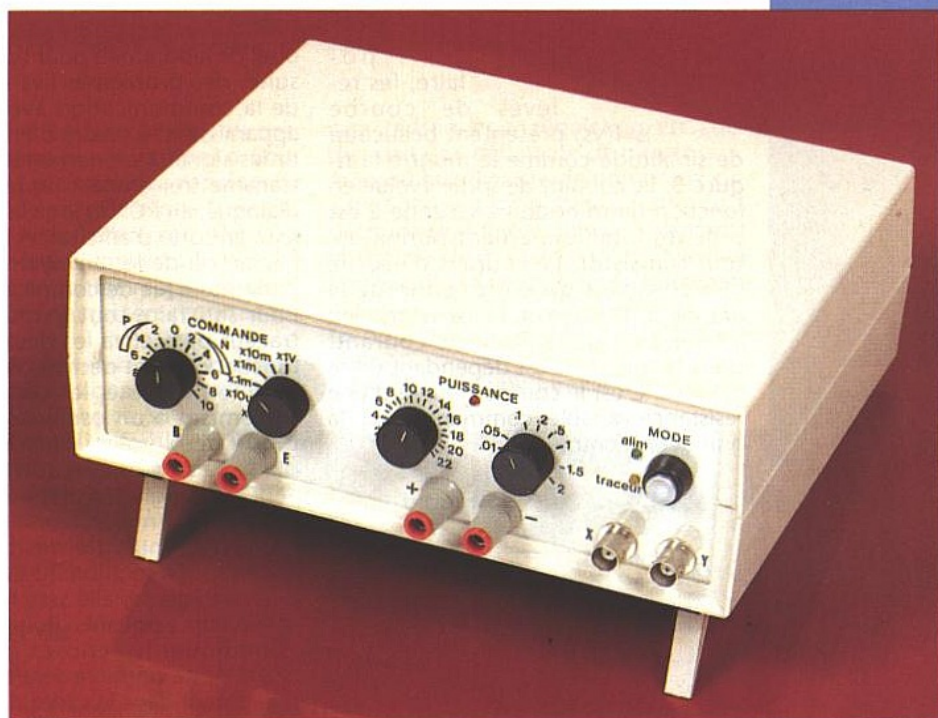
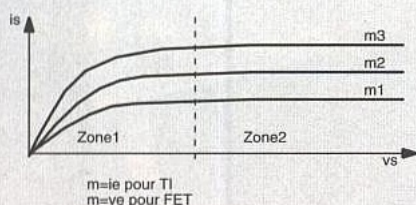


Figure 2 : configurations de mesure selon les dispositifs.





po-
laire, les re-
levés de courbe
 $i_s=f(v_s)$ présentent beaucoup
de similitude comme le montre la fi-
gure 3. Le courant de sortie évolue en
fonction de m et de v_s . La zone 2 est
celle du fonctionnement normal de
tout transistor. Le courant de sortie
n'évolue plus qu'en fonction de la
grandeur d'entrée m . Nous avons bien
à faire à un générateur de courant.
Dans la zone 1, i_s est dépendant de m
et de v_s . C'est le comportement d'une
résistance variable, commandée par la
grandeur d'entrée m .



■ Figure 3 : courbes obtenues $i_s = f(v_s, m)$.

Notre montage a pour vocation de
produire ce genre de courbes des-
quelles on pourra extraire des pa-
ramètres intéressants. D'abord, la ten-
sion v_s au-delà de laquelle i_s ne
dépend quasiment plus que de m . En-
suite la caractéristique d'amplification
du transistor $i_s = f(m)$. Pour un bipolaire,
on l'appelle gain β en courant, pour
un FET, c'est la transconductance.
Le traceur de courbes nécessite donc
un circuit de puissance qui va délivrer
la tension v_s et capable de débiter un
courant i_s (maxi), et un circuit de com-
mande pour générer le paramètre m
qui peut soit être un courant (pour le
bipolaire) soit une tension (pour les
FET's).

CAHIER DES CHARGES

Pour tracer une courbe comme celle
de la figure 3, il faut d'abord un sup-
port matériel.

Celui qui saute tout de suite aux yeux
est l'écran de l'oscilloscope. Cet appa-
reil est très répandu dans les labora-
toires des amateurs avertis, et est
même quasiment indispensable. Il est
capable de traiter des signaux analogi-
ques et possède généralement deux
voies. Il dispose de plus d'une fonction
X-Y tout à fait adaptée à notre besoin.
L'ordinateur est aussi une possibilité,

mais
de nom-
breux handicaps
surgissent. D'abord, ce n'est
pas encore systématiquement un
outil de laboratoire pour l'amateur. En-
suite, des problèmes liés à la gestion
de la communication avec le traceur
apparaissent. Il faudra d'abord conver-
tir les signaux en numérique avant les
transmettre, grâce à un protocole de
dialogue, au PC. Un logiciel devra alors
faire en sorte d'afficher les résultats sur
l'écran ou de les envoyer sur une im-
primante. Que de complications.
Pour satisfaire tout le monde, notre
traceur permettra les deux modes de
fonctionnement décrits. Dans sa confi-
guration de base, les courbes seront
transmises à un oscilloscope analogi-
que deux voies. Certes, ce mode
d'affichage présente quelques incon-
vénients (réglages manuels, mesures
imprécises), mais il est suffisant pour
l'immense majorité des besoins des
amateurs. La solution PC est beaucoup
plus ambitieuse, elle sera réservée aux
utilisateurs exigeants. Pour ne pas trop
complicar les choses immédiatement,
cette dernière sera décrite ulté-
rieurement dans le cadre d'un enregis-
treur de signaux temps réel multi-
voies.

Notre traceur se veut universel, il doit
donc pouvoir tester (presque) tous les
transistors d'usage courant.
Rentrent dans cette catégorie les bipo-
laire, en NPN ou PNP, FET's, thyristors,
triacs et autres opto-coupleurs, etc.
Quand on considère cet éventail de
composants tous différents dans leur
brochage et leur structure, il faut tout
de suite penser à leur liaison au traceur.
Il faut un système simple, efficace et
fiable.
La seule solution vraiment universelle
pour résoudre ce problème épineux
passe par l'emploi de simples grip-fils.

L'alimentation.

Avant de tester un composant, il fau-
dra prendre connaissance de son bro-
chage, et relier manuellement les cir-
cuits de puissance et de commande.
Venons-en maintenant aux spécifica-
tions électriques.

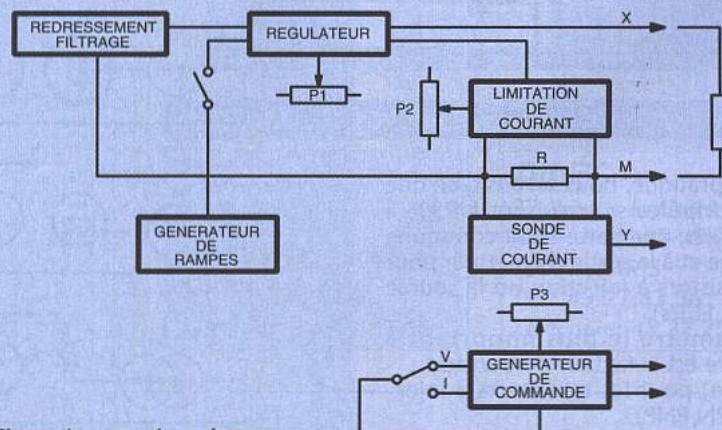
Le circuit de puissance

On fixe a priori à 2 A le courant maxi
débitable dans la jonction C-E ou D-S.
C'est largement suffisant même pour
faire chauffer un 2N3055. Une limita-
tion en courant est indispensable. En
réglant celle-ci à une valeur inférieure à
celle tolérée par le composant à tester,
on évite sa destruction systématique.
L'excursion de la tension en sortie ne
doit atteindre que quelques volts en
pratique, sachant que nous serons tou-
jours, à ce niveau, dans la zone 2 du
transistor (voir figure 3). En se limitant
à 20 volts, on reste dans des valeurs
admissibles par tous les composants clas-
siques.

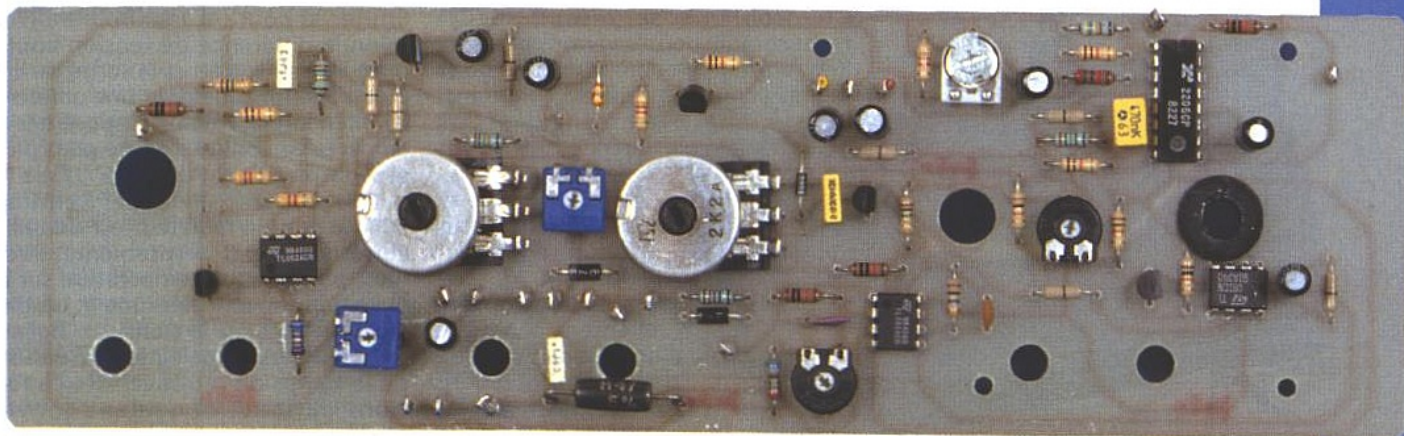
Le circuit de commande

Pour les transistors à injection, le gain
en courant peut descendre à 20. Le gé-
nérateur de courant du traceur doit
donc pouvoir fournir $\pm 100\text{mA}$. Pour
les FET's il semble qu'un VGS de $\pm 10\text{V}$
soit suffisant pour tester même les
plus gros MOSFET's genre BUZ10.
En raison de la différence de structure
entre un composant NPN et PNP, le
branchement du circuit de commande
par rapport au circuit de puissance est
différent, comme le montre la figure 2.
Il s'effectue entre la broche de com-
mande (base ou gate) et une broche
de puissance (émetteur ou source) tan-
tôt reliée au pôle positif ou négatif du
circuit de puissance.

Il faudrait normalement faire appel à
des artifices électroniques plutôt com-
plexes pour résoudre cette difficulté.
Une solution plus élégante consiste à
isoler galvaniquement le circuit de
commande du circuit de puissance. De
cette manière, quel que soit le poten-
tiel de la broche de commande par
rapport au circuit de puissance, le cir-
cuit de commande travaillant en flot-
tant, on est à l'abri des problèmes de
polarisation.



■ Figure 4 : synoptique du traceur.



■ La carte régulateur.

De plus, ce circuit de commande devra pouvoir fonctionner soit en mode courant constant soit en mode tension constante, le passage de l'un à l'autre devant être facile.

Toutes réflexions faites, un traceur de courbes n'est rien de plus qu'une alimentation stabilisée variable, affublée d'un petit générateur auxiliaire pour le circuit de commande. Alors pourquoi ne pas faire d'une pierre deux coups et concevoir un appareil bi-fonctions. Une alimentation stabilisée trouve toujours sa place dans un laboratoire. Si on lui ajoute une autre fonctionnalité intéressante, on rentabilise encore mieux la réalisation.

Ainsi, l'appareil devra avoir toutes les spécifications d'une bonne alimentation stabilisée (0 à 20 Volts, 0 à 2 Am-pères) :

- bonnes performances en régulation,
- protection contre les courts-circuits même permanents,
- protection thermique totale.

S'ajouteront les compétences dans le domaine de la caractérisation des transistors :

- tous transistors (injection ou FET) NPN ou PNP dans les limites électriques spécifiées par la fonction alimentation stabilisée,
- thyristors, triacs,
- opto-coupleurs,
- etc.

SYNOPTIQUE GÉNÉRAL

On se reportera à la **figure 4**. Il s'inspire naturellement de celui d'une alimentation stabilisée classique à laquelle certaines fonctionnalités ont été ajoutées pour assurer les fonctions de traceur de caractéristiques.

On retrouve donc en tête une cellule de redressement-filtrage. Le régulateur proprement dit est du type série. L'ajustage de la tension est réalisé par un potentiomètre P1. Le bloc de limitation de courant mesure aux bornes de R l'intensité consommée par la charge et la compare à une consigne fixée par P2. L'information est transmise au module régulateur. Celui-ci fera en sorte d'abaisser la tension de sortie de manière à ce que le courant consommé reste dans les limites tolérées.

Jusque-là, rien de bien original. Notre alimentation stabilisée va maintenant

se transformer en traceur de courbes. Le bloc générateur de rampes a pour mission de faire varier la tension de sortie entre 0V et la consigne fixée par P1 (axe des X du repère cartésien). La sonde de courant convertit l'intensité consommée en temps réel par la charge en une tension qui sera reportée sur l'axe des Y.

Enfin, le bloc générateur de courant/tension fournit le signal de commande au composant à tester. Sa structure est telle qu'il peut se transformer d'un mode à l'autre par un simple commutateur. La consigne est fixée par un potentiomètre P3.

● Le choix du régulateur

Il conditionne l'ensemble des performances de l'appareil et doit donc être retenu avec soin.

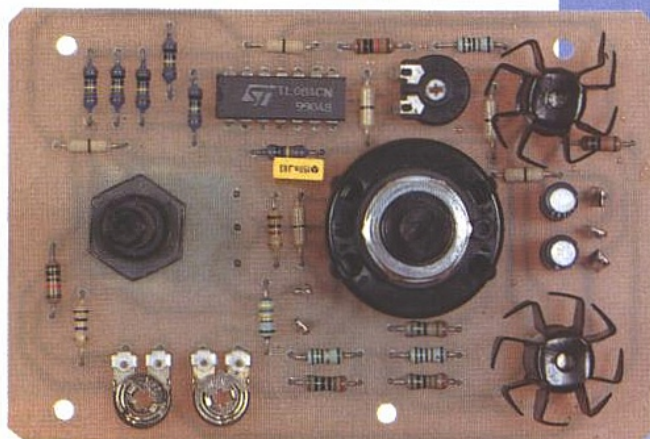
Il y a de nombreux domaines que la micro-électronique a investi pour le plus grand bonheur des concepteurs. Dans le secteur de l'analogique, mis à part l'amplificateur opérationnel qui est la révolution des révolutions, le régulateur intégré tient une bonne place. Les plus anciens se souviennent des temps héroïques des alimentations stabilisées à transistors. Remplir des fonctionnalités de base (protection contre les courts-circuits, protection thermique, bonnes

caractéristiques en régulation, etc.) demandait une débauche de moyens.

Aujourd'hui, il existe de nombreux circuits intégrés régulateurs, série ou à découpage, toujours plus performants et simples de mise en œuvre. Des ultra familiers 78XX aux L200 il y a l'embaras du choix.

Le nôtre s'est porté sur le LM338 de chez NS.

Il fait partie d'une famille nombreuse.

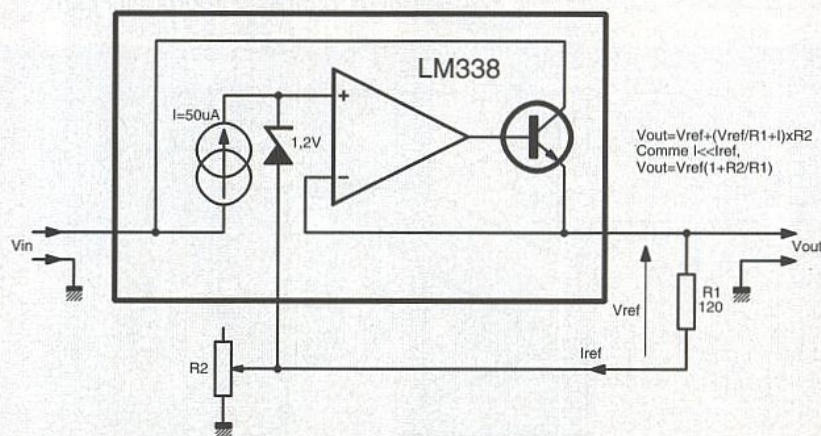


■ La carte «générateur».

D'un côté, le populaire LM317 spécifié à 1 Ampère, de l'autre le LM396 avec ses 10 Ampères.

Quant au LM338, il se limite à 5 A et, comme ses frères, il présente des caractéristiques exceptionnelles :

- régulateur «flottant»,
- protection contre les courts-circuits permanents,



■ Figure 5 : structure du LM338.



■ Le pré-régulateur.

- protection thermique totale,
- excellentes caractéristiques de régulation,
- composant «3 pattes», peu de composants externes.

Tout ceci le rend quasiment indestructible. Il n'y a qu'une chose qu'il ne tolère pas : ce sont les inversions de polarité.

Ce problème se résout facilement comme nous le verrons plus loin. Rentrions un peu dans les détails de sa structure. En **figure 5**, on le met en scène dans son rôle le plus simple. Avec un potentiomètre et une résistance, voici déjà un régulateur performant.

Le LM338 est essentiellement constitué d'un bloc de puissance (ballast et protections associées) piloté par un amplificateur d'erreur. Son rôle est de maintenir une tension constante de 1,2V aux bornes de R1.

Comme le courant de polarisation de la zener de 1,2V est très bas, le courant constant circulant dans R1 va passer par R2. La tension Vout pourra alors s'écrire :

$V_{out} = V_{ref} \times (1 + R2/R1)$. Il est intéressant de noter que le régulateur ne voit que la différence de tension entre l'entrée et la sortie. La tension régulée en sortie peut donc être

limiter le courant maximal délivré selon la différence de tension appliquée entre l'entrée et la sortie du régulateur. Alors que pour une différence inférieure à 10V, on dispose des 5 ampères en continu, on ne peut plus espérer plus de 2 A vers 25V. Cela limite la puissance à dissiper à environ 50 Watts. Si le radiateur est de taille convenable, pas de problème. Si ce n'est pas le cas, la température sur la puce dépasse une consigne et un disjoncteur agit sur le transistor ballast pour réduire encore l'intensité en sortie le temps de retrouver des conditions de fonctionnement convenables.

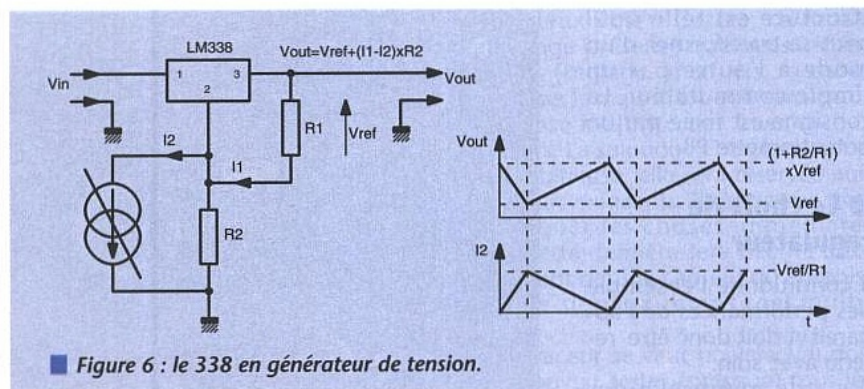
Ce principe assure une montée en température de la puce moins brutale, et donc évite les surchauffes et de fait, la destruction.

Voyons maintenant comment générer une tension variable avec le LM338 et pour cela, reportons-nous à la **figure 6**. On retrouve la configuration classique du régulateur. On sait que le courant dans R2 est constant, quel que soit le potentiel développé à ses bornes. Il est alors facile d'en prélever une partie connue grâce à un générateur de courant. La tension de sortie s'exprime alors par :

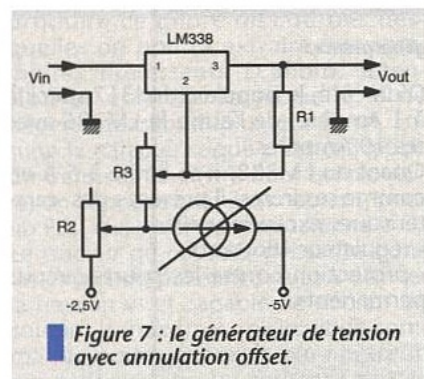
$$V_{out} = R2 \times (V_{ref}/R1 - I2) + V_{ref} \text{ avec } 0 \leq I2 \leq V_{ref}/R1$$

Bien entendu, I2 est un courant variable comme indiqué sur le graphique. Dans ces conditions, Vout varie entre un minimum fixe et un maximum qui ne dépend que de la valeur de R2.

On voit que sur l'équation ci-dessus, Vout ne peut atteindre 0V à cause de Vref qui est constant à 1,2V. Cela est très gênant pour notre application. Pour forcer Vout à descendre à 0V, il suffit d'appliquer à R2 une tension suffisamment négative pour compenser l'effet de Vref, comme indiqué en **figure 7**. Si l'on se fixe une tension d'offset de -2,5V on pourra, en jouant sur R3, ajuster Vout à 0 quand R2=0.



■ Figure 6 : le 338 en générateur de tension.



■ Figure 7 : le générateur de tension avec annulation offset.

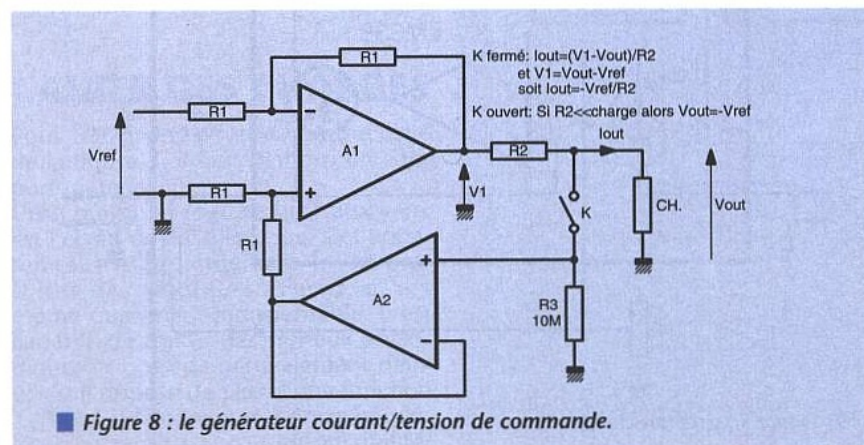
très élevée. Il faut seulement respecter un écart maxi entrée-sortie d'environ 30 Volts. Par exemple, stabiliser à +60V sous 5A n'est pas un problème si l'on respecte une tension amont comprise entre +63V et +90V.

La limitation de courant en sortie n'est malheureusement pas réglable. Il faudra donc concevoir un module extérieur pour cette fonction. On ne dispose, en interne, que d'une protection contre les courts-circuits.

La protection thermique mérite quelques commentaires. Elle agit en deux temps. D'abord, elle consiste à

● Le générateur de commande

Nous l'avons vu, c'est un générateur de courant/tension constant, et son synoptique est donné en **figure 8**. En générateur de courant, on s'applique à maintenir aux bornes de R2 une tension stable qui ne dépend pas de la charge. Pour cela, l'ampli A2 sonde la tension de sortie et l'ajoute à la référence. En générateur de tension, il faut impérativement que R2 soit très inférieure à la résistance de charge, ce qui est le cas puisque celle-ci est une porte de transistor à effet de champ. L'intérêt de ce montage pour notre application réside dans le fait que ce générateur est bi-quadrant, c'est-à-dire que tension et courant de sortie peuvent évoluer dans les deux sens, indifféremment.



■ Figure 8 : le générateur courant/tension de commande.

DESCRIPTION DU TRACEUR

Après ces considérations générales, nous en arrivons à la description de détail.

L'alimentation

Elle est donnée en **figure 9**. Elle est somme toute très classique. Pour la partie puissance, un transformateur de 50VA fournit, grâce à D1, D2, C2, C3, une tension continue d'environ 30V. Un second transformateur de puissance plus modeste délivre toutes les tensions requises par le montage, $\pm 12V$ et $\pm 15V$. Tous les redressements sont de type mono-alternance. Une tension annexe est générée par D7, C11. Elle servira d'alimentation au module interface PC. Notez les résistances de charge sur les sorties. Elles assurent un courant minimum indispensable de 10mA aux régulateurs. En-dessous de cette valeur, ces derniers ne remplissent plus leur fonction. L'auteur a implanté un petit filtre secteur sur le réseau 220V en amont des transformateurs. Cela n'a rien d'indispensable et on pourra tout à fait l'omettre.

Le pré-régulateur

Le LM338 ne supporte pas du tout des tensions d'entrée supérieures à 35V. Or, chacun sait qu'un transformateur délivre une tension secondaire qui varie beaucoup d'un modèle à l'autre et encore plus selon la charge appliquée. Ainsi pour notre maquette, la tension à vide avoisinait les 40V alors qu'à pleine charge elle tombait à 25V. Le pré-régulateur dont le schéma est donné en **figure 10** va donc maintenir un potentiel constant de 24V à l'entrée du LM338. R52, D16 et D17 fixent un potentiel régulé à l'entrée d'un ballast composé des transistors T6 et T7. T6 devra être monté sur un petit radiateur quoique la puissance dissipée soit assez faible, même à pleine charge : D16 et D17 sont des modèles 1W genre BZX85 en raison de la puissance dissipée par chacune qui peut avoisiner les 100mW.

Le régulateur

Comme le montre la **figure 11**, il est bâti autour du LM338. D9 et D10 assurent cette fameuse protection contre les inversions accidentelles de polarité (alimentation par la charge, par exemple). C18 évite l'entrée en oscillation du régulateur. D8, R29 et C18 génèrent une tension ultra-stable de -2,5V référencée au potentiel négatif de la sortie. En cas de difficulté d'approvisionnement pour D8, il est possible d'utiliser une zener classique de 2,4V, avec certes une légère réduction des performances en stabilisation. P4 permet d'ajuster le potentiel de sortie à la valeur souhaitée alors que R31 règle la valeur mini à 0V. Notez la faible valeur de C21, en sortie de régulateur. La raison vient du fait que notre montage peut délivrer des tensions variables à environ 100Hz, une capacité de trop forte valeur aurait alors un effet indésirable de filtrage. C21 est donc un compromis. Voir au chapitre «utilisation» une remarque à ce sujet.

Le dispositif de limitation de courant est bâti autour de C17b. Cet ampli-op

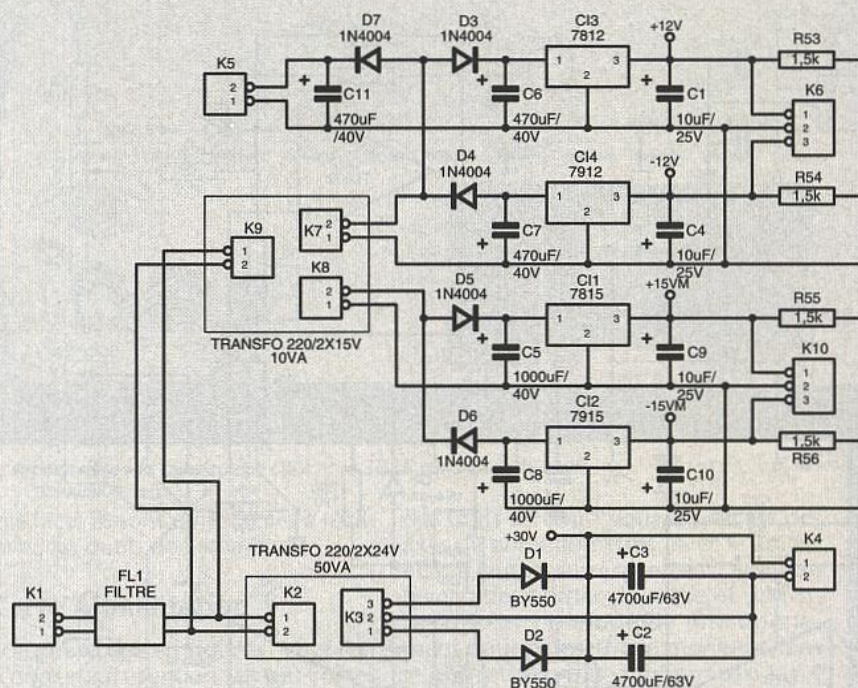


Figure 9 : l'alimentation du traceur.

compare une consigne délivrée par P3 avec la tension développée aux bornes de R25 qui voit passer le courant consommé par la charge. En fait on limite le gain de ce comparateur à 100 par R34 et R35 pour une meilleure stabilité de l'ensemble.

Si la sortie de C17b qui au repos reste vers -12V monte au delà de -2,5V, Q3 va commencer à conduire et va détourner une partie du courant circulant dans P4, ce qui va réduire la tension de sortie, et donc le courant traversant R25. L'ensemble va donc se stabiliser en limitation quand les potentiels sur C17b-5 et C17b-6 seront identiques.

P3 est un modèle logarithmique pour permettre un réglage plus précis sur

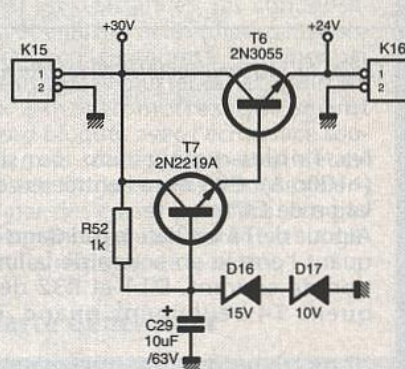
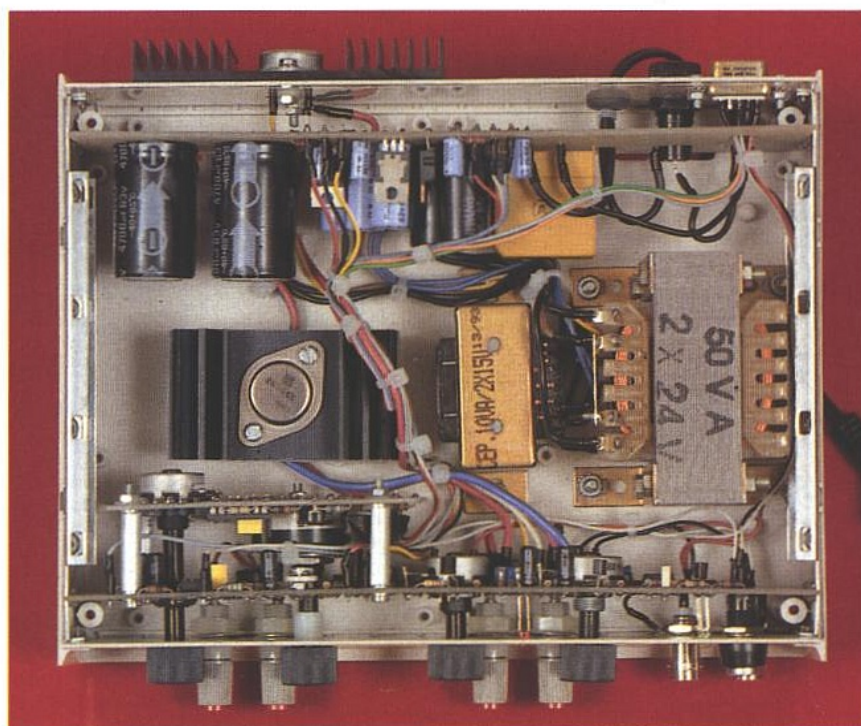
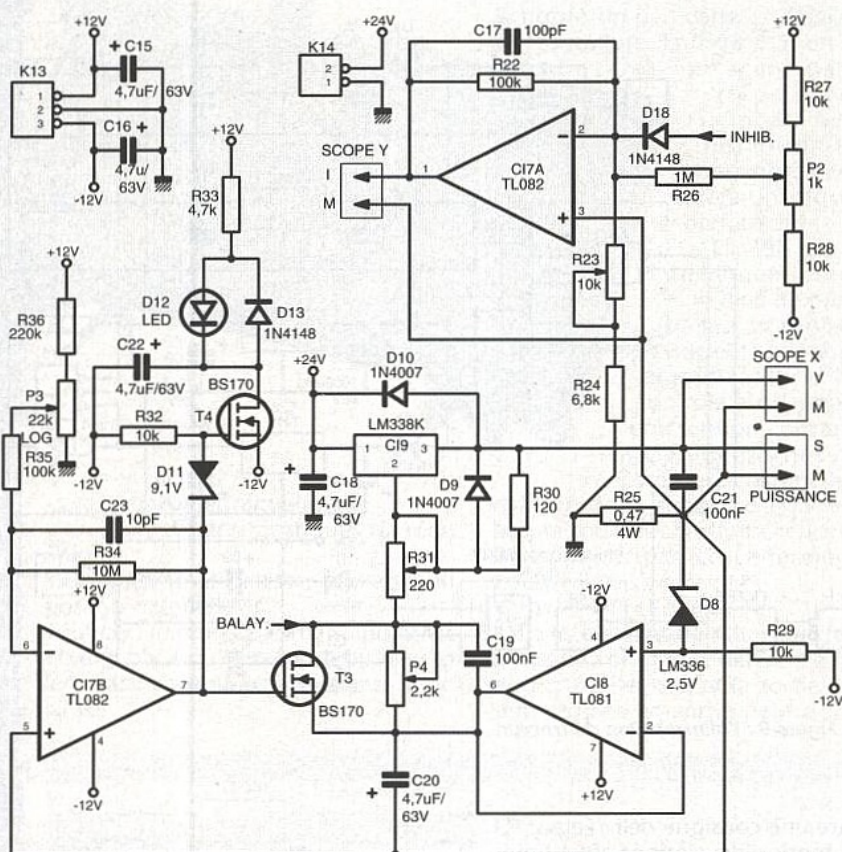


Figure 10 : le circuit de pré-régulation.





■ Figure 11 : schéma complet du régulateur.

les faibles valeurs de consigne (<100mA). C23 évite l'entrée en oscillation de CI7b.

Autour de T4 est bâti le montage indiquant l'entrée en action de la limitation de courant. D11 et R32 débloquent T4 seulement quand T3 a

commencé à conduire. La LED D12 commence alors à s'allumer. C22 mémorise un certain temps l'information alors que D13 le décharge à la coupure de l'alimentation, évitant la destruction immédiate de la LED par une tension inverse trop élevée. La sonde de

courant amplifié par 10 la tension développée aux bornes de R25 grâce à R22, R23 et R24. Avec R25 qui vaut 0,47 Ohms, il faudra ajuster R23 pour obtenir une échelle de 10 Volts pour 2 Ampères. C17 constitue avec R22 un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure se situe vers 15kHz. Le rôle de D18 est particulier et sera décrit plus loin.

Le variateur

Il a pour mission de faire varier la tension de sortie du régulateur entre 0V et la consigne fixée par P4 comme indiqué en figure 6. Son schéma est donné en figure 12. Pour réaliser un tel générateur, rien ne vaut un classique XR2206. Il oscille grâce à C24, R38 et R39 à une fréquence d'environ 150Hz. Le signal en dents de scie est réalisé grâce au rebouclage de la pin 11 sur la pin 9 (mode FSK). Le rapport cyclique est déterminé par R38 et R39.

L'amplitude du signal est fixée à environ 1 Volt par la valeur donnée à R37 et par le contrôle de la polarisation de la pin 1, déterminée par R50 et R51 et par le -5V issu de CI12. Avec P5, on ajuste l'offset du signal de sortie à la pin 2 de telle manière que son niveau mini soit justement -5V.

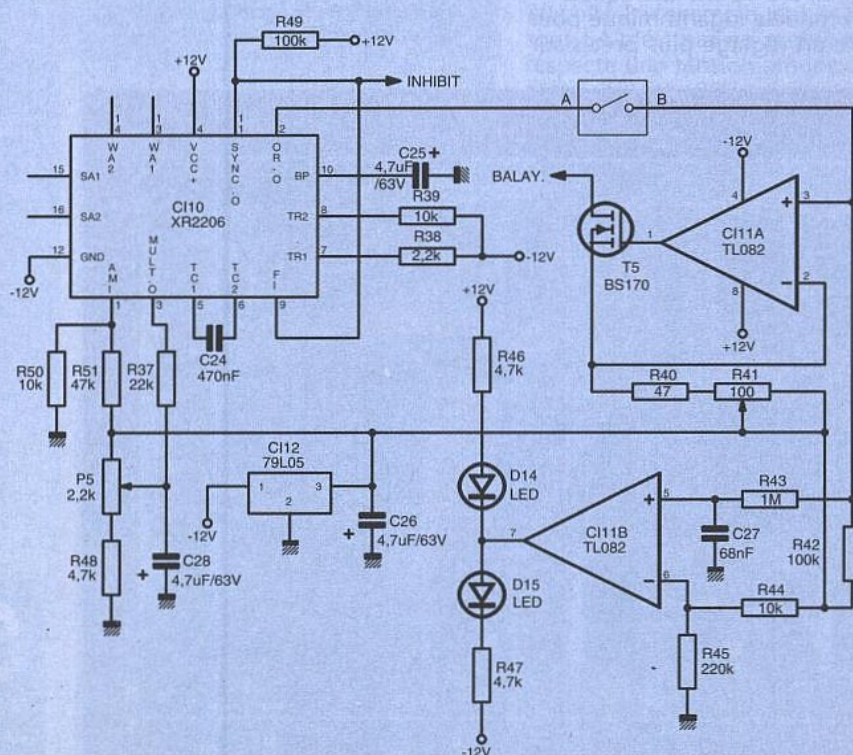
Le convertisseur tension-courant est construit autour de l'ampli opérationnel CI11a et du MOSFET T5. CI11a fait en sorte d'égaliser les potentiels présents sur ses entrées en polarisant convenablement la grille de T5 par rapport à sa source.

On retrouve donc aux bornes de R40-R41 une tension d'amplitude identique à celle présente sur CI11a-3 qui y produit un courant, disponible sur le drain de T5. On parle bien de générateur de courant car le potentiel de drain n'a pas d'influence tant que, bien sûr, T5 est conducteur.

Si l'interrupteur placé entre A et B est ouvert, on retrouve sur CI11a-3 un potentiel de -5V. Dans ces conditions, la tension aux bornes de R40-R41 est nulle et aucun courant ne circule à travers T5. La tension de sortie du régulateur CI9 est alors continue et fixée uniquement par P4.

Si l'interrupteur est fermé, on retrouve en CI11a-3 un signal en dents de scie variant entre -5V et environ -4V. La tension aux bornes de R40-R41 est donc de forme et d'amplitude identiques. P4 n'est donc plus traversé par la totalité du courant issu de CI9. La tension de sortie du régulateur varie alors au rythme de celle générée par CI10.

L'indicateur du mode de fonctionnement est réalisé avec l'ampli opérationnel CI11b monté en comparateur. La pin (-) est polarisée en continu par le diviseur R44-R45. Le potentiel de la pin (+) dépend du mode de fonctionnement. En mode alimentation stabilisée, il est fixé à -5V soit légèrement au-dessous de la pin (-). La sortie est donc négative et la LED D14 s'allume. En mode traceur, R43 et C27 forment un filtre passe bas qui va moyenner le signal en dents de scie. La pin (+) va devenir un peu plus positive que la pin (-) et c'est D15 qui va s'éclairer.



■ Figure 12 : variateur-générateur de rampes.

Le générateur de commande

Se reporter à la **figure 13** en gardant en mémoire le principe de fonctionnement décrit précédemment en figure 8.

P1 génère à partir du potentiel -15V une référence de tension continue variable entre 0 et -2V. R12 permet de rajouter un offset de +1V si bien qu'en CI5d-14, on retrouve un potentiel réglable entre -1V et +1V.

CI5b constitue avec T1 et T2 un 'super' amplificateur opérationnel capable de débiter 100mA. R7 et R8 fixent le gain à -1. On retrouve donc au point commun des émetteurs de T1 et T2 le potentiel inversé présent en CI5d-14. En configuration générateur de courant (S1a sur les positions 1 à 5), la tension aux bornes des résistances R1 à R5 est maintenue constante grâce à la compensation introduite par CI5a.

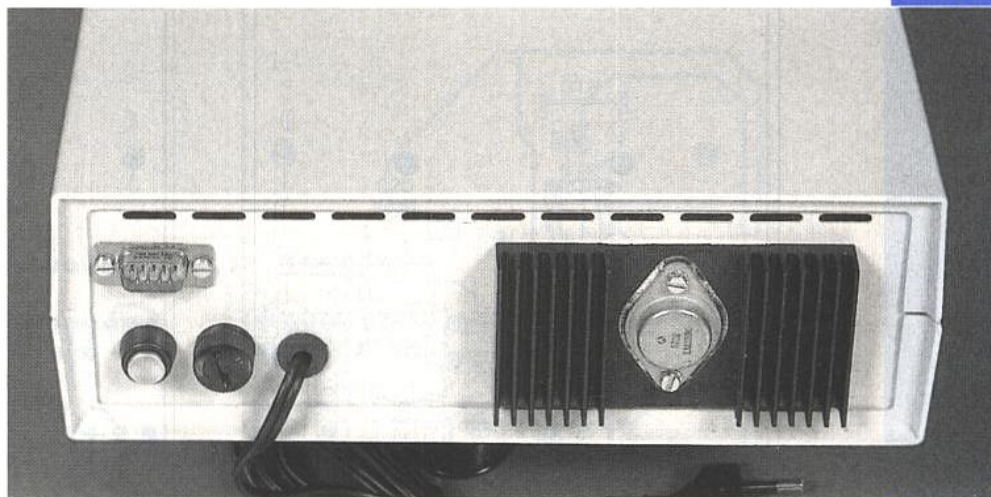
Le commutateur S1 permet de sélectionner une gamme parmi les cinq disponibles dans ce mode de fonctionnement. Les gammes vont de +/-10µA pleine échelle à +/-100mA, par décades.

En configuration générateur de tension (S1a sur la position 6), CI5c étend la dynamique de sortie à +/-10V car il est monté en ampli de gain +10. R6 fixe à 1kΩ l'impédance de sortie du générateur de tension et protège efficacement l'ampli contre les possibles surtensions en sortie.

RÉALISATION

Nous avons retenu un boîtier RETEX RE3. Il donne, au prix de quelques efforts, un résultat compact et élégant. Bien entendu ce choix n'est pas une obligation, et chacun aura toute latitude pour revoir la mise en place des différents modules.

Les circuits imprimés sont tous en



■ La face arrière : le connecteur DB9 et le 3055 sur son radiateur.

simple face, ils sont donc faciles à réaliser avec les outils de l'amateur.

● Carte Alimentation

Elle est présentée en **figures 14 et 15**. Les connecteurs sont en fait des cosses poignard sur lesquelles on viendra souder les fils de liaison. Veiller bien sûr à la polarité des diodes, des condensateurs et des circuits intégrés.

● Carte Pré-régulation

Les documents sont reproduits en **figures 16 et 17**.

Le 3055 devra être pourvu d'un radiateur et sera soudé directement sur le circuit imprimé, en laissant un espace de quelques millimètres pour éviter un contact accidentel avec les queues des composants montés face soudures.

● Carte Régulateur

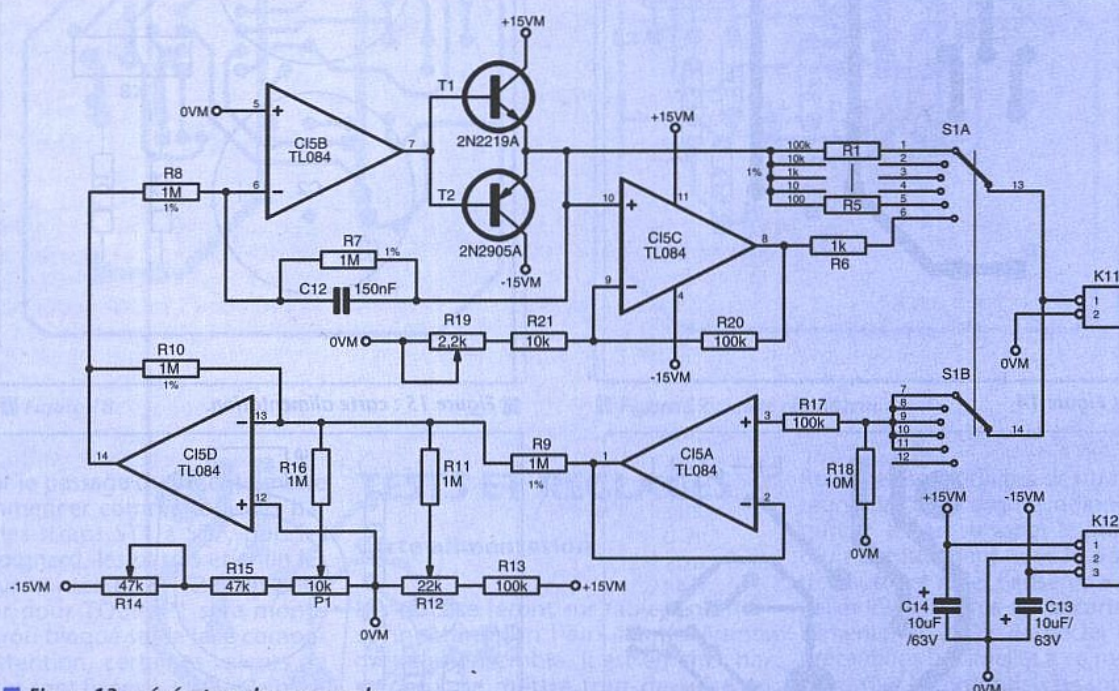
Tracé du circuit imprimé et implantation sont donnés en **figures 18 et 19**. Ne pas oublier avant tout de percer

des trous à 10mm pour le passage des axes de potentiomètres. Avec le boîtier RE3, il faudra aussi repercer à 8mm au niveau des bornes de sortie et de l'interrupteur de mode de fonctionnement pour permettre le montage dans le coffret. Ne pas oublier aussi les 4 trous à 3,2mm pour la fixation du générateur de commande.

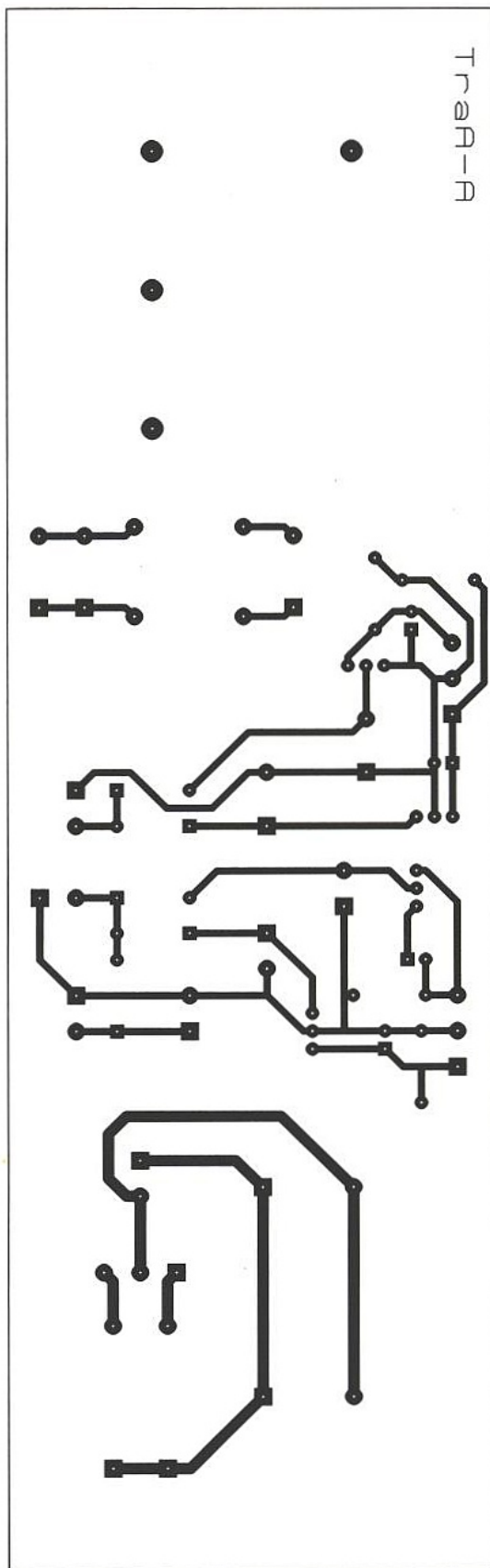
Pour le montage des composants, commencer d'abord par souder les straps ST1 à ST8, puis les cosses poignard, les résistances, les condensateurs, et enfin les actifs (diodes, transistors et circuits intégrés). Terminer par les résistances ajustables et enfin les deux potentiomètres qui seront d'abord bloqués avec l'écrou face soudures, puis soudés. Les pattes n'étant pas assez longues, elles seront prolongées par des cosses poignard. **Ne pas monter D18 pour l'instant**, cela gênerait les réglages de la carte.

● Carte Générateur

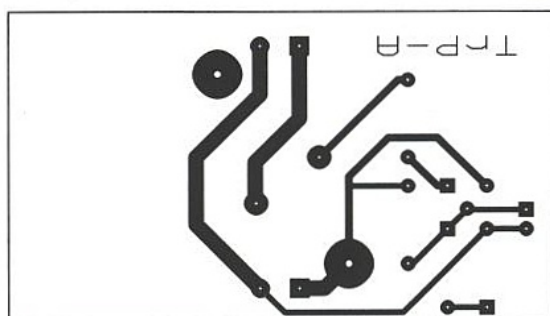
Les documents sont reproduits en **figures 20 et 21**. Repercer à 10mm le



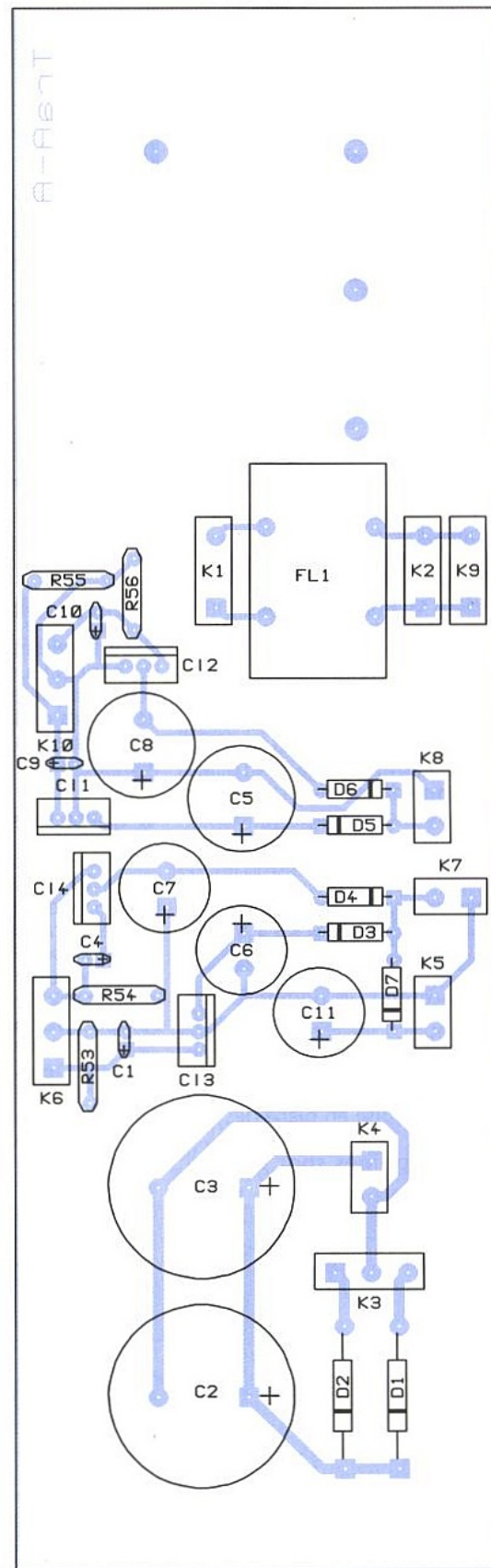
■ Figure 13 : générateur de commande.



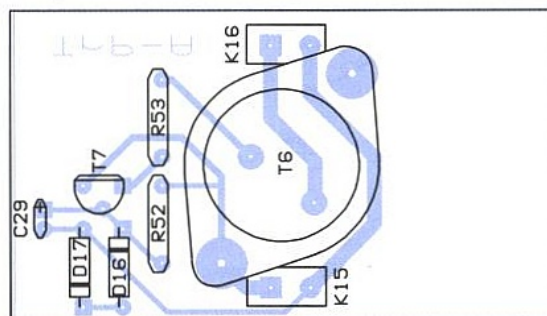
■ Figure 14



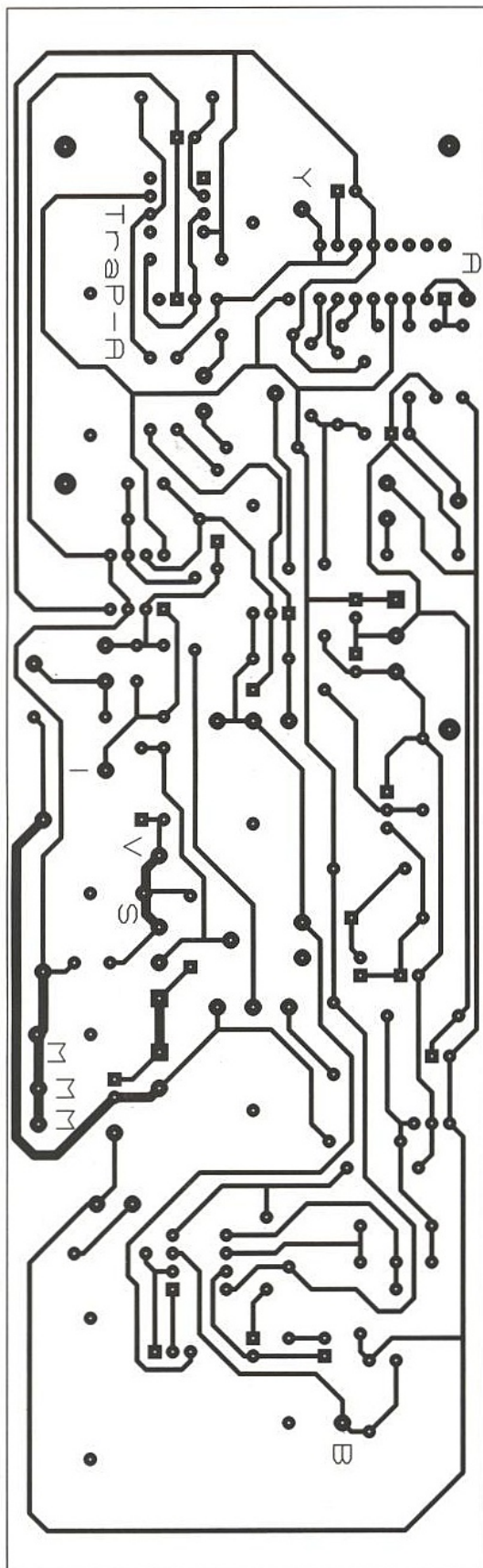
■ Figure 16



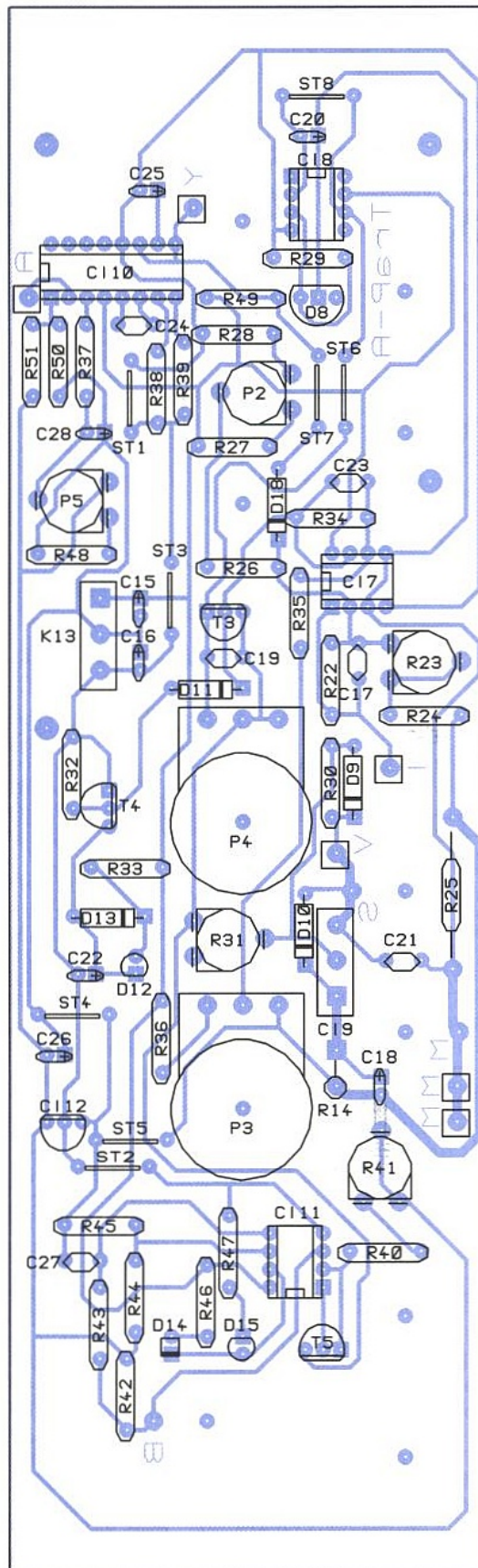
■ Figure 15 : carte alimentation.



■ Figure 17 : carte «prérégulateur».



■ Figure 18



■ Figure 19 : carte régulateur.

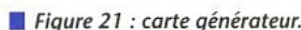
trou pour le passage du potentiomètre P1. Commencer comme toujours par monter les straps ST1 à ST7, puis les cosses poignard, les passifs et enfin les actifs. Surmonter T1 et T2 d'un petit radiateur pour TO39. P1 sera monté avec l'écrou bloqué sur la face composants. Attention, certaines valeurs de résistances sont fixées à $\pm 1\%$. Ce n'est absolument pas indispensable, mais préférable, surtout pour R1 à R5.

TESTS ET RÉGLAGES

Carte alimentation

Les tests se feront sur table, en interconnectant « en l'air » les différents modules ensemble. Il est en effet hasardeux de mettre tout de suite en boîte et d'être obligé de démonter pour réparer.

Relier les secondaires des transformateurs à la carte comme indiqué sur la figure 9. Il faut strapper le point chaud d'un enroulement avec le point froid de l'autre et relier l'ensemble à K3-2. Relier les primaires sur la carte et enfin alimenter en 220V. Respecter toutes les précautions habituelles à ce moment. Contrôler les potentiels de sortie sur les connecteurs K4, K5, K6, K10.
Attention : les condensateurs C2 et



62 / 566

des potentiomètres étant alignés, et uniformément espacés.

Puisque la maquette marche déjà sur table avec un câblage «en l'air», il ne sera pas bien difficile de reproduire la manip lors de la mise en boîte finale. Au niveau de l'entrée secteur, prévoir bien sûr un interrupteur et un fusible. Il n'est pas nécessaire d'amener la terre si les transformateurs sont neufs et de bonne qualité et le boîtier en plastique. Mais on ne prend jamais assez de précautions avec le réseau 220V.

Réalisation de la face avant

Le perçage ne doit pas poser trop de problèmes. Prendre le circuit imprimé de la carte générateur comme gabarit pour les axes de potentiomètres et de LED's. Prévoir les 4 trous pour les bornes de type banane pour les sorties commande et puissance, les 2 trous pour les prises coaxiales et le trou pour l'interrupteur de mode de fonctionnement.

L'auteur a utilisé la technique du transfert direct. C'est un peu délicat mais avec un peu de patience, on obtient de bons résultats. On pourra s'inspirer de la photo du prototype pour les inscriptions. Protéger le tout par au moins trois couches de vernis transparent.

Réalisation de la face arrière

L'interrupteur M/A est situé à côté du porte fusible et du câble d'alimentation. On évite ainsi de promener inutilement le 220V à l'intérieur de l'appareil et on gagne ainsi en sécurité. Le radiateur du LM338 pourra être monté sur la face arrière, qui participera alors à l'évacuation des calories ; il faudra alors cependant assurer une isolation galvanique parfaite.

Ceux qui seraient tentés par la réalisation de l'extension PC doivent monter un connecteur genre DB9 et le câbler comme indiqué en figure 22. Le +15V provient du connecteur K5 de la carte alimentation. V, I et M sont pris sur les bornes de sortie du traceur et INHIBIT sort de CI10-11.

UTILISATION

En mode alimentation stabilisée, rien de particulier à mentionner. Courant et intensité maxi sont réglables sur la face avant par les deux potentiomètres P3 et P4. D12 indique la limitation d'intensité en action. Nous l'avons vu, C21 en sortie de régulateur est de faible valeur. Il est recommandé, pour améliorer les caractéristiques en régulation (qui sont déjà très bonnes), d'ajouter sur les bornes de sortie un condensateur de 100µF/63V, par exemple.

Les branchements selon le dispositif. Relevé des performances.

Les essais ont été effectués à pleine charge ($V_s=10V$, $R_s=5\Omega$) :

Ondulation en sortie : <20mV

Résistance de sortie : <0,1Ω

Stabilité en température : <1%.

En mode traceur (se reporter à la figure 23), il faudra d'abord connecter le scope à l'appareil. Il sera configuré en mode XY (une des entrées Y se substi-

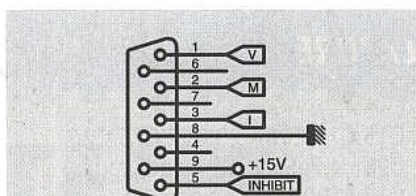


Figure 22 : brochage du connecteur DB9.

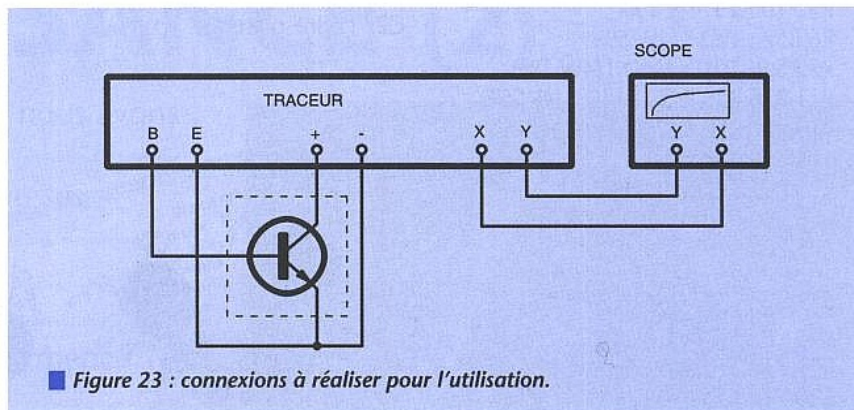


Figure 23 : connexions à réaliser pour l'utilisation.

tue à la base de temps) ; cette fonction existe sur tous les scopes analogiques 2 voies. Positionner le spot immobile en bas à gauche de l'écran ; cela servira d'origine au plan de coordonnées XY. Baisser l'intensité du spot pour ne pas détériorer l'écran lors des périodes de repos.

La sensibilité de la voie X est réglée en rapport avec le réglage de P4. En Y, tenir compte du facteur d'échelle qui est de 10 volts pour 2 ampères. Relier les sorties coaxiales X et Y du traceur aux entrées du scope. Régler la tension maxi à quelques volts par P4, et le courant maxi à une valeur compatible avec le transistor à tester. Courant/tension de commande sera réglé sur 0 (position médiane) par P1. Placer S1 sur la gamme la plus basse (10µA pour les TI, 10 volts pour les FET). Brancher maintenant le transistor à tester selon le tableau de bas de page.

Selon la configuration N ou P du transistor, augmenter le signal de commande en tournant P1 dans le bon sens (à droite pour les NPN, à gauche pour les PNP). Changer de gamme selon le gain du transistor pour voir décoller la courbe de transfert sur l'écran. L'échelle verticale est, rappelons-le, de 10 volts pour 2 ampères.

Il est maintenant possible de mesurer les caractéristiques du transistor (gain en courant, tension de saturation). On peut améliorer la précision de mesure en intercalant un milli-ampèremètre ou un voltmètre ($Z_e > 10M\Omega$) dans le circuit de commande.

Lors de manipulations sur des transis-

tors de puissance, il faudra surveiller leur échauffement. Quelques volts sous 2 ampères, ça fait des Watts, et il ne faudrait pas détruire ce que l'on veut tester. Une bonne astuce consiste à coincer le transistor dans une pince étai servant de radiateur.

Pour les transistors à injection NPN ou PNP, il est possible que le circuit Base-Emetteur tolère mal des tensions in-

verses d'environ 12 volts. C'est justement ce que fournit le générateur de commande en circuit ouvert. Dans ce cas, brancher à ses bornes de sortie une diode 1N4004 tête-bêche avec la jonction du transistor.

● Test des thyristors et triacs

Ces composants ne sont que des interrupteurs de puissance commandés par un courant de gachette. La seule caractéristique intéressante de prime abord est leur courant de déclenchement.

Régler I_{maxi} à une valeur compatible avec le transistor à tester. En montant progressivement le courant de gachette, on obtiendra le fameux critère cité plus haut quand la LED de limitation s'allumera.

● Test des opto-coupleurs

La LED émettrice sera alimentée par le circuit de commande, le transistor de sortie par le circuit de puissance. En augmentant progressivement le courant dans la diode, on verra la courbe de transfert apparaître.

ET LA SUITE

En complément à cette réalisation, il sera proposé ultérieurement un module autonome enregistreur de signaux et un logiciel PC pour saisir et traiter les informations récupérées à partir du traceur. Il sera alors possible d'archiver des courbes sur disquette, ou de les

type transistor	bornes traceur			
	B	E	+	-
TI NPN	base	émetteur	collecteur	émetteur
TI PNP	base	émetteur	émetteur	collecteur
FET N	gate	source	drain	source
FET P	gate	source	source	drain
thyristor	gachette	cathode	anode	cathode
triac	gachette	anode1	anode2	anode1

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 100k Ω 1/4W 1%
R2 : 10k Ω 1/4W 1%
R3 : 1k Ω 1/4W 1%
R4 : 10 Ω 1/4W 1%
R5 : 100 Ω 1/4W 1%
R6, R52 : 1k Ω 1/4W 5%
R7, R8, R9, R10 : 1M Ω 1/4W 1%
R11, R16, R26, R43 : 1M Ω 1/4W 5%
R13, R17, R20, R22, R35, R42, R49 : 100k Ω 1/4W 5%
R15, R51 : 47k Ω 1/4W 5%
R18, R34 : 10M Ω 1/4W 5%
R21, R28, R29, R32, R39, R44, R50 : 10k Ω 1/4W 5%
R24 : 6,8k Ω 1/4W 5%
R25 : 0,47 Ω 4W
R27 : 10k Ω 1/4W 5%
R30 : 120 Ω 1/4 5%
R33, R46, R47, R48 : 4,7k Ω 1/4W 5%
R36, R45 : 220k Ω 1/4W 5%
R37 : 22k Ω 1/4W 5%
R38 : 2,2k Ω 1/4W 5%
R40 : 47 Ω 1/4W 5%
R53, R54, R55, R56 : 1,5k Ω 1/4W 5%
P1 : potentiomètre 10k Ω LIN
P3 : potentiomètre 22k Ω LOG
P4 : potentiomètre 2,2k Ω LIN
P2 : ajustable CI 1k Ω
R12 : ajustable CI 22k Ω
R14 : ajustable CI 47k Ω
R19, P5 : ajustable CI 2,2k Ω
R23 : ajustable CI 10k Ω
R31 : ajustable CI 220 Ω
R41 : ajustable CI 100 Ω

Condensateurs :

C1, C4, C9, C10 : 10 μ F/25V
C2, C3 : 4700 μ F/63V chimique radial
C5, C8 : 1000 μ F/40V chimique radial
C6, C7, C11 : 470 μ F/40V chimique radial
C12 : 150nF plastique
C13, C14, C29 : 10 μ F/63V

C15, C16, C18, C20, C22, C25, C26, C28 : 4,7 μ F/63V chimique radial
C17 : 100pF céramique
C19, C21 : 100nF plastique
C23 : 10pF céramique
C24 : 470nF plastique
C27 : 68nF plastique



Semi-conducteurs :

D1, D2 : BY550 ou équivalent
D3, D4, D5, D6, D7 : 1N4004
D8 : LM336 2,5 V ou BZX55 2,4V
D9, D10 : 1N4007
D11 : BZX55 9,1V
D12, D14, D15 : LED rouge, verte, jaune
D13, D18 : 1N4148
D16 : BZX85c 15V
D17 : BZX85c 10V

Circuits intégrés :

T1, T7 : 2N2219A
T2 : 2N2905A
T3, T4, T5 : BS170
T6 : 2N3055
CI1 : 7815
CI2 : 7915
CI3 : 7812
CI4 : 7912
CI5 : TL084

imprimer sur papier. Cela est déjà une autre histoire.

Mais on peut aussi utiliser un matériel du genre ADC 100 Picotechnology ou Handyscope Tie-Pie.

CONCLUSION

Voilà un appareil qui rendra à ses possesseurs de bien nombreux services. Même si les circuits intégrés ont très largement supplanté les transistors discrets dans les montages modernes, ces derniers ne disparaîtront pas de sitôt. Un traceur de caractéristiques gardera donc encore longtemps une place de choix dans le laboratoire de l'amateur.

Ph. ROBIN

CI7, CI11 : TL082
CI8 : TL081
CI9 : LM338K
CI10 : XR2206
CI12 : 79L05

Divers :

S1 : commutateur rotatif 2x6 positions
1 transformateur 220/2x24V 50VA
1 transformateur 220/2x15V 10VA
4 fiches banane femelle chassis
2 fiches coaxiales chassis
1 fiche DB9 mâle
2 interrupteurs 220V
1 radiateur T03 (pour LM338K)
1 radiateur T03 (pour 2N3055)
2 radiateurs TO39
1 boîtier (RETEX RE3)

ACER SATMETER

Mesureur de champ



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Mesureur de champ satellite 950-2050 MHz
Ecran TV monochrome 5,5 pouces (14 cm)
Plage de mesure : 50 à 90 dB μ V
Echelle de mesure : 50 à 70 dB μ V
Impédance d'entrée : 75 Ω embase F
Accord de la fréquence : par potentiomètre multitours.
Largeur de bande FI : 27 MHz.
Sélection de polarité par inverseur 14 V/arrêt/18 V.
Affichage : a) du spectre dans toute la bande 950-2050 MHz. b) du spectre expansé d'une partie $\pm$ 50 MHz. c) de l'image avec bandeau indicateur de niveau. d) de l'image entière.
Marqueur de fréquence par ligne grise superposée au spectre.
Buzzer commutable de fréquence proportionnelle au niveau du signal.
Atténuateur d'entrée commutable.
Dimensions : 24 x 14 x 27 cm.
Poids : 5,1 kg avec batterie.
Accessoires fournis : chargeur de batterie, housse de protection, câble coaxial, câble allume-cigares.

ACER composants
42, rue de Chabrol
75010 PARIS

Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

REUILLY composants
79, bd Diderot
75012 PARIS

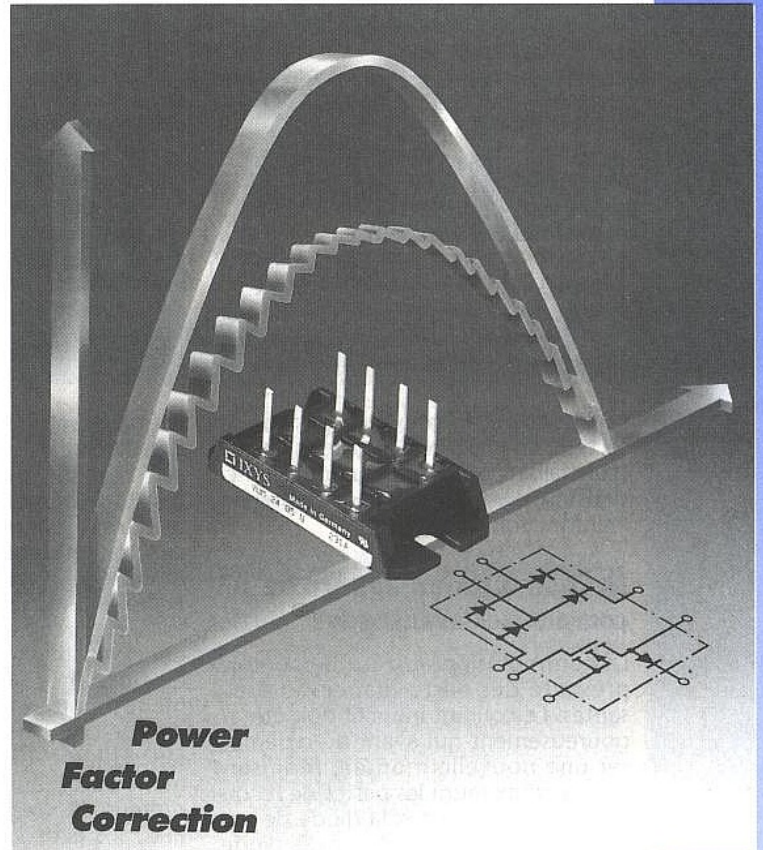
Tél. : 43 72 70 17
Fax : 42 46 86 29

4990^F HT (franco)

LA CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE (2)

Dans notre précédent numéro, nous avons défini le facteur de puissance, vu ses répercussions sur les circuits et la consommation d'énergie et commencé à aborder l'étude des circuits de correction passifs et actifs.

Nous terminons dans ce numéro l'étude de circuits actifs et dressons un petit panorama des appareils de mesures dédiés. Nous aurons l'occasion bientôt, de traiter de quelques circuits d'application.



● Fonctionnement en mode continu

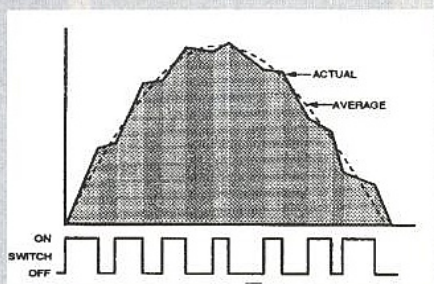
La figure 10b représente la forme d'onde d'un PFC travaillant en mode continu à fréquence fixe. Ce montage réclame, en plus des éléments nécessaires au fonctionnement en mode courant, l'utilisation d'un multiplieur et d'un élévateur au carré. Les importantes variations de rapport cyclique (>50%) nécessitent une compensation de pente sans laquelle la stabilité du circuit ne serait pas assurée (oscillations subharmoniques). Cependant, les récentes techniques utilisant la valeur moyenne du courant circulant dans le MOSFET, plutôt que la valeur crête, conduisent à des montages dénués de ce type de compensation (slope compensation, en anglais). Cette méthode limite cependant les pertes du ferrite (attention, mot masculin au sens du composant magnétique) puisque l'ondulation haute fréquence reste faible, comparée à la composante basse fréquence dont le matériau est également le siège. Les perturbations RFI injectées sur le réseau sont peu élevées. Un autre type de montage pilote le

courant inductif afin qu'il évolue entre deux valeurs extrêmes. La moyenne suit alors la sinusoïde réseau (figure 10 c). Ce type de convertisseur porte le patronyme anglais de Hysteretic Current Mode Control. La bande d'hystérésis caractérisant le courant de self (crête ou vallée, peak or valley) peut, selon la méthode, présenter une valeur fixe ou varier en fonction de la période secteur. La fréquence de découpage s'ajuste alors en permanence afin d'adapter l'ondulation de courant. De fait, l'impossibilité de synchroniser ces convertisseurs peut poser des difficultés selon les applications. Ces deux PFC, qui travaillent en mode moyen (average mode), offrent d'excellentes caractéristiques en matière de DHT (<5% typique).

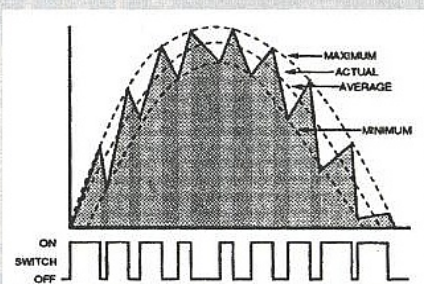
● Le mode discontinu

Le fonctionnement discontinu consiste à laisser chuter à zéro le courant dans l'inductance, puis refermer ensuite l'interrupteur pour la commutation suivante. Une fois encore, la technique autorise deux types de configurations. La première utilise le principe de fréquence fixe mais dont le rapport cy-

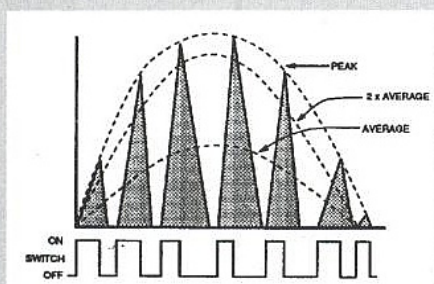
clique se trouve modulé par la sinusoïde d'entrée (figure 10d). Cette solution présente cependant un inconvénient majeur, celui d'insérer un temps mort entre chaque commutation afin de rester en mode discontinu quelle que soit la valeur instantanée de la période réseau. La présence de ce temps mort engendre alors un courant crête élevé puisque la fermeture de l'élément découpeur intervient quelques instants plus tard, à un endroit différent de la sinusoïde d'entrée. Par contre, cette technique permet, éventuellement, de synchroniser le PFC avec le convertisseur situé en aval. La méthode de commutation au zéro de courant (ZCS, Zero Current Switching) lève l'inconvénient précédent en supprimant tout temps mort. En effet, le transistor sera remis en conduction immédiatement après que le courant de self ait effectivement atteint zéro (figure 10e). Le convertisseur travaille alors à la limite entre le mode continu et discontinu. On peut rapprocher cette technique de l'«Hysteretic Current Mode Control» dans lequel la consigne basse serait zéro. Le temps de conduction t_{on} est fixe, mais le temps d'ouverture t_{off} varie



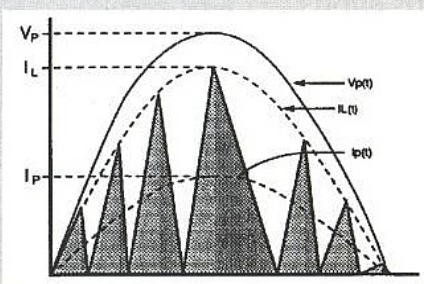
Figures 10b



Figures 10c



Figures 10d



Figures 10e

constamment le long de la période du secteur. La majorité des circuits correcteurs faible coût fonctionnant selon ce principe, nous allons nous pencher sur leur fonctionnement.

● Commutation au zéro de courant, les avantages

La commutation au zéro de courant présente des performances intéressantes. Le courant inductif doit être rigoureusement nul avant de redémarrer une nouvelle montée, réduisant ainsi au maximum les pertes de recouvrement inverse dans la diode de sortie. En effet, le courant dans la diode, avant de s'annuler, chute linéairement selon une pente faible (moins d'un Ampère par μs). La pente est fixée par la bobine et vaut, à la descente : $(V_{réseau} - V_{sortie}) / L$. Cette pente engendre alors un faible recouvrement inverse (I_{rm}) et par conséquent, des pertes au blocage peu élevées. Pour cette raison, seule la chute de tension directe (V_f) devient l'élément important lors de l'évaluation des pertes de ce composant. Autre spécificité, la variation de courant dans la self, di_L , égale l'intensité crête qui la traverse, puisque le cycle de montée part de zéro. Le courant de ce type de PFC se

présente sous la forme d'un triangle dont la surface vaut la moitié du produit base-hauteur. Comme le cycle est constitué d'une suite de formes triangulaires, le courant crête est alors exactement limité à deux fois le courant moyen (voir figures 10d et 10e). Enfin, le temps de conduction fixe associé au circuit détecteur de zéro offre une correction automatique du facteur de puissance. Ceci peut être facilement montré en analysant les formes d'onde circulant au travers de l'inductance (figure 10e). On peut classiquement poser, à la fermeture de l'interrupteur, $di_L = V \cdot dt / L$. Dans le cadre du PFC, V s'écrit $V_{in}(t)$ et vaut $V_p \sin \omega(t)$. Puisque, comme nous l'exposons ci-dessus, di_L égale I_{peak} et, en considérant ton et L constants sur la demi-période, alors $I_{peak}(t) = V_{in}(t) \cdot \text{ton} / L$. Ou encore, $I_{peak} = V_{peak} \sin(\omega t) \cdot \text{ton} / L$. Puisque le rapport ton/L est constant, la valeur instantanée du courant self va épouser la sinusoïde secteur, et offrir un rapport tension d'entrée / courant d'entrée fixe.

● Commutation au zéro de courant, la mise en œuvre

La figure 11 dévoile le contenu d'un circuit PFC exploitant la technique du

mode discontinu articulé autour d'un générateur de dents de scie, selon la méthode Unitrode, avec son UC3852. Le fonctionnement d'un tel circuit se rapproche fortement de celui d'un contrôleur en mode courant tel l'UC3842, avec cependant, l'adjonction d'un détecteur de zéro de courant destiné à déclencher le MOSFET découpeur. L'amplificateur d'erreur contrôle la tension de sortie en comparant une fraction de celle-ci avec une référence interne. La sortie de l'amplificateur d'erreur pilote l'une des entrées du comparateur dont la seconde reçoit des dents de scie. L'ensemble produit alors des impulsions dont le temps « on » s'ajuste afin de garantir une tension de sortie stable. En fait, pour assurer la correction du facteur de puissance, ce paramètre doit rester constant le long de la période secteur. La bande passante de l'amplificateur de compensation est alors volontairement limitée à 20Hz environ, afin de ne pas réagir à l'ondulation résiduelle présente en sortie (100Hz). En conséquence, un PFC offre un temps de réaction plutôt lent à une variation de charge subite.

Au démarrage, puisque l'intensité dans la bobine est nulle, le détecteur de courant impose la conduction du MOSFET durant le ton maxi programmé par l'utilisateur. A la fin de ce temps, le MOSFET s'ouvre, la tension disruptive charge le condensateur et le courant dans l'inductance chute linéairement. Lorsque celui-ci atteint zéro, le circuit ZCS impose la fermeture de l'élément découpeur. Le cycle se reproduit alors, comme l'illustre le diagramme des temps de la figure 12. On remarque que le toff sera maximum au sommet de la sinusoïde (fréquence de découpage minimale) alors qu'il atteindra son point minimal au voisinage du zéro (fréquence maximale). Dans le but de limiter le spectre des parasites réinjectés, l'UC3852 permet, grâce à un élément externe, de dominer l'excursion maximale de la fréquence de commutation. De même, l'utilisateur choisira une fréquence minimale située au-dessus de 20kHz afin de ne pas produire de désagréments audibles. La note d'application citée en bibliographie décrit dans le détail le fonctionnement de ce circuit intégré.

En figure 13a se trouve la solution Motorola articulée autour de son MC34262. Divers circuits assurent la compatibilité avec ce composant, dont SGS-Thomson avec son L6560 en technologie BCD. Bien que le principe diffère légèrement de celui que nous venons d'exposer, les formes d'onde restent identiques. Le constructeur n'utilise pas d'oscillateur interne et rajoute un multiplieur. En fait, en l'absence de modulateur PWM (dent de scie et comparateur), le circuit PFC règle la tension de sortie en modifiant la consigne de courant crête autorisée dans la bobine. Cette consigne provient du produit de la tension d'entrée $V_{in}(t)$ avec la tension délivrée par l'amplificateur d'erreur. Ce procédé force donc la valeur crête du courant inductif à suivre la consigne sinusoïdale, dont l'enveloppe varie en fonction des demandes de la sortie. Au démarrage,

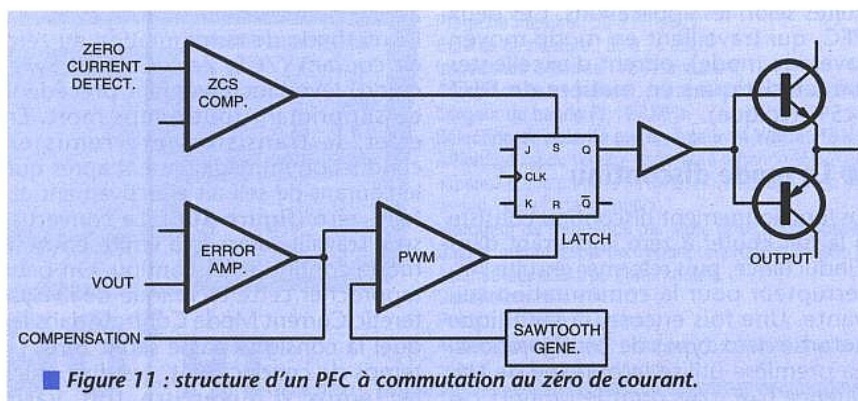


Figure 11 : structure d'un PFC à commutation au zéro de courant.

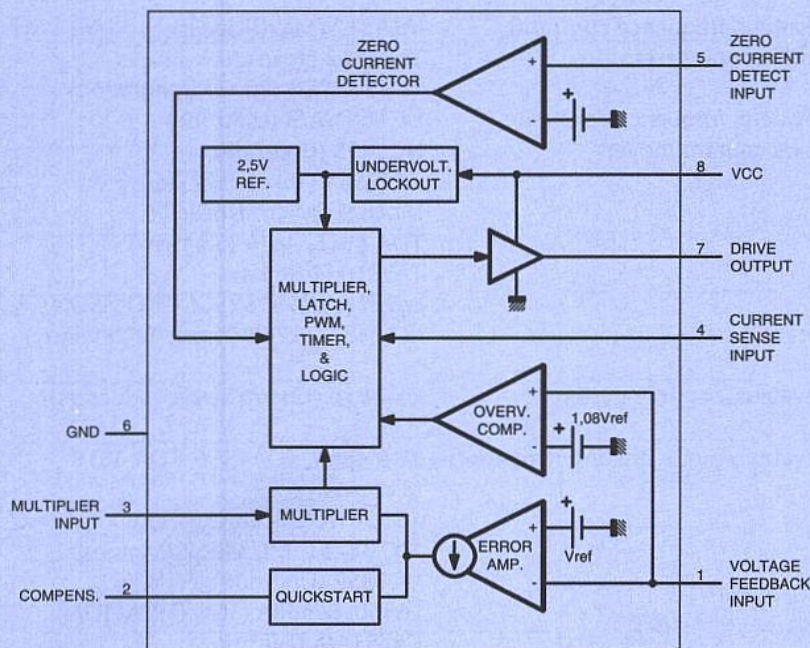


Figure 13a : synoptique du 34262, Motorola.

le temporisateur interne force la bascule RS à piloter le MOSFET de sortie. A cet instant, le courant débute sa croissance linéaire dans la self. Lorsque

celui-ci atteint la consigne imposée par le multiplieur, le comparateur interne envoie un signal de remise à zéro à la bascule et le MOSFET se bloque. Le

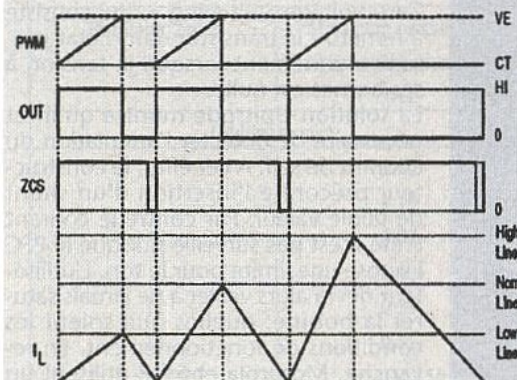


Figure 12 : chronogrammes associés au circuit de la figure 11.

courant dans la bobine décroît et, au voisinage de zéro, le PFC enclenche le transistor découpeur pour le cycle suivant.

La technique ZCS introduit des pertes à la fermeture du transistor, puisque celui-ci supporte la tension d'alimentation à ses bornes. Le calcul met en jeu la capacité de sortie du composant, C_{oss} , pleinement chargée lors de la remise en conduction. La puissance dissipée s'écrit alors :

$$P = 1/2 C_{oss} V_{in}^2 f_{com}.$$

Une autre technique permet de s'af-

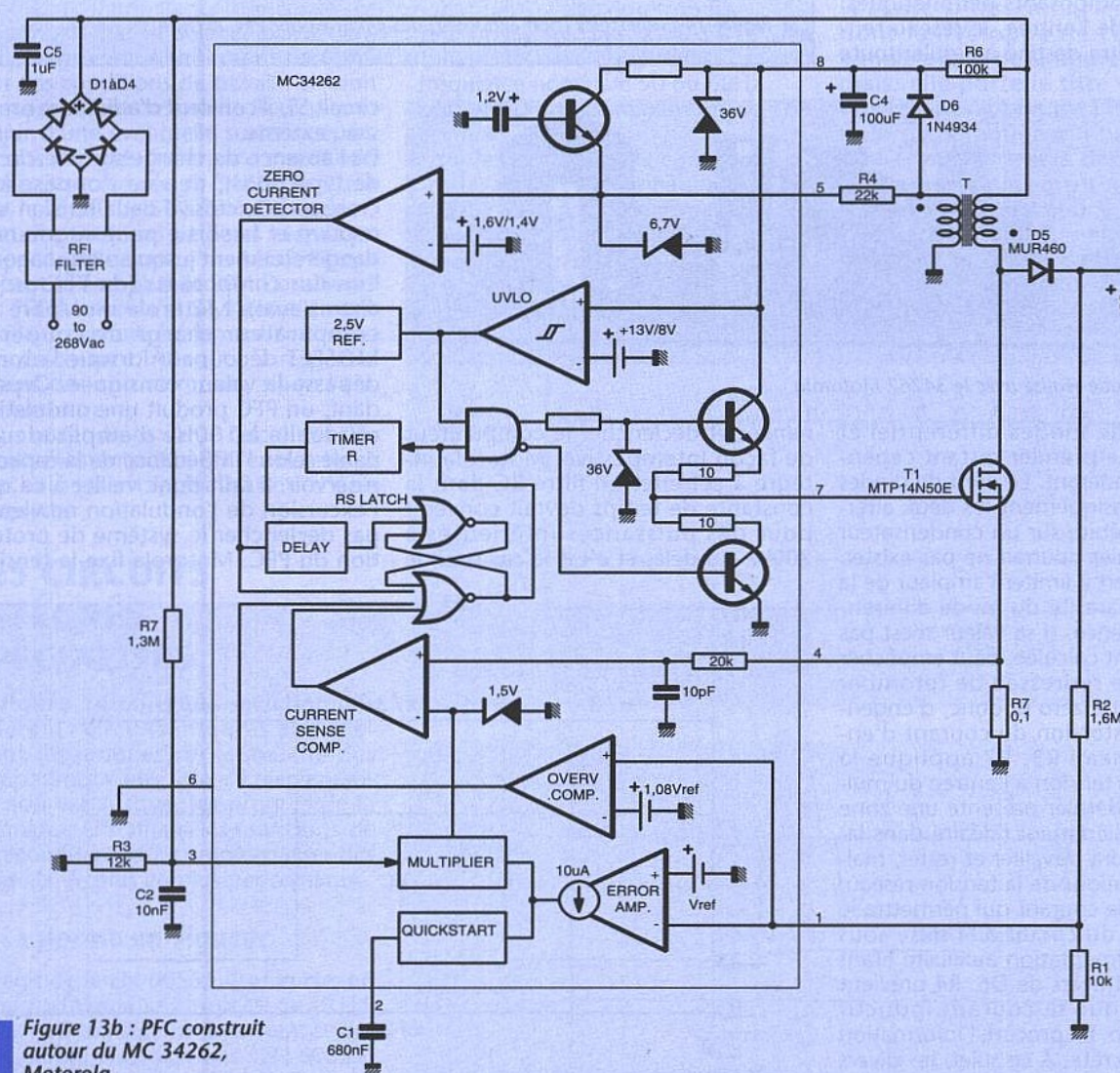


Figure 13b : PFC construit autour du MC 34262, Motorola.

franchir de ce désagrément, la ZVS, « Zero Voltage Switching », qui consiste à remettre le transistor dans l'état passant uniquement lorsque la tension à ses bornes est nulle.

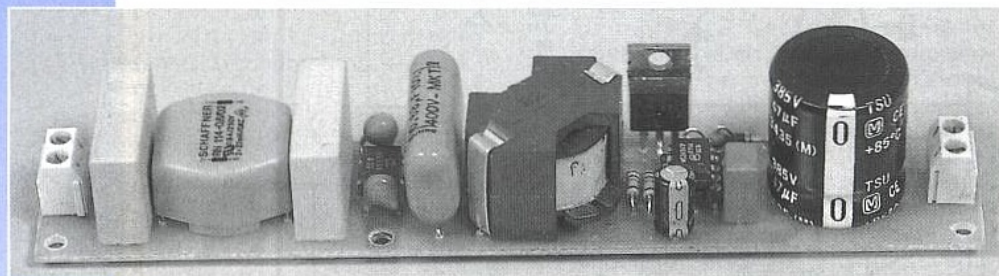
La solution Unitrode montre qu'il est nécessaire de détecter l'annulation du courant de self. A cet effet, le constructeur préconise l'insertion d'un shunt de faible valeur. Par contre le courant crête n'est pas surveillé puisque le PFC impose une limite pour le ton. L'utilisateur devra alors veiller à ne jamais saturer la bobine, quelles que soient les conditions de fonctionnement. En revanche, Motorola et STM utilisent un shunt placé en série avec le transistor MOSFET ce qui permet au PFC de réagir, impulsion par impulsion, aux excursions du courant circulant dans la self. La détection du zéro de courant nécessite l'adjonction d'un enroulement secondaire qui servira également d'alimentation auxiliaire. La plupart de ces circuits présentent un faible courant de démarrage qu'une résistance peu vorace leur procure à la mise sous tension, et assure ensuite leur auto-alimentation après quelques cycles de fonctionnement.

● Le schéma électrique

La figure 13b décrit un correcteur PFC construit autour du MC34262 de Motorola. On remarque immédiatement le peu de composants périphériques. En partant de l'entrée, le réseau ren- contre un filtre destiné à juguler toute

Elévateur, fréquence constante, mode courant crête	ML4812 (Micro-Linear) TK84812 (Toko) TOPSWITCH (Power Integration)
Elévateur, fréquence constante, mode courant moyen	UC1854/A/B (Unitrode) UC1855 (Unitrode) TK3854A (Toko) ML4821 (Micro-Linear) TDA 4815, 4819 (Siemens) TA3810 (Toshiba) L4981A, L4981B (SGS-THOMSON) LT1248, LT1249 (Linear Technology)
Elévateur, contrôle hysteretic	CS-3810 (Cherry Semiconductors)
Elévateur, mode discontinu limite	TDA 4814, TDA4816, TDA 4818 (Siemens) SG3561A (Silicon General) MC 34261, MC34262 (Motorola) UC3852 (Unitrode) L6560, L6560A (SGS-THOMSON) KA7514/A (Samsung)
Elévateur, structure « combo », mode courant moyen	UC1891/2/3/4 (Unitrode)
Elévateur, structure « combo », mode courant crête	ML4819 (Micro-Linear) TK4819 (Toko)
Buck-boost, fréquence constante	ML4813 (Micro Linear)

■ Figure 14 : répertoire (non exhaustif) des circuits pour PFC existants.



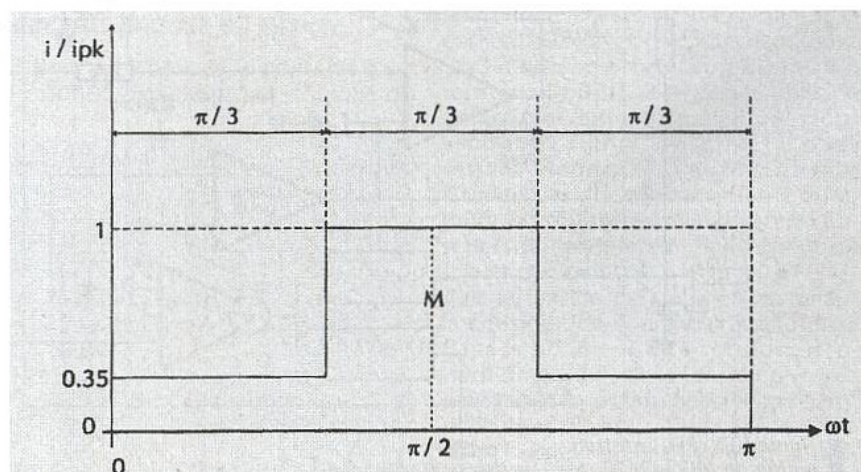
■ Circuit d'étude réalisé avec le 34262 Motorola.

remontée de modes différentiel et commun. Le premier restant cependant prépondérant. Le pont de diodes redresse classiquement les deux alternances et débite sur un condensateur C5. Ce dernier pourrait ne pas exister. En effet, il sert à limiter l'ampleur de la remontée parasite du mode différentiel. Sa présence, si sa valeur n'est pas correctement calculée, peut empêcher la sinusoïde redressée de retomber parfaitement à zéro et donc, d'engendrer une distorsion du courant d'entrée. Le réseau R3, R7 applique la consigne de tension à l'entrée du multiplieur. Ce dernier présente une zone plus particulièrement linéaire dans laquelle il faudra travailler et rester, malgré les évolutions de la tension réseau. R6 procure le courant qui permettra le démarrage du circuit à la mise sous tension, l'alimentation auxiliaire étant délivrée au travers de D6. R4 prévient le PFC lorsque le courant inductif tombe à zéro. R7 procure l'information de courant crête. A ce sujet, les divers éléments parasites liés au routage des pistes, peuvent entraîner des réso-

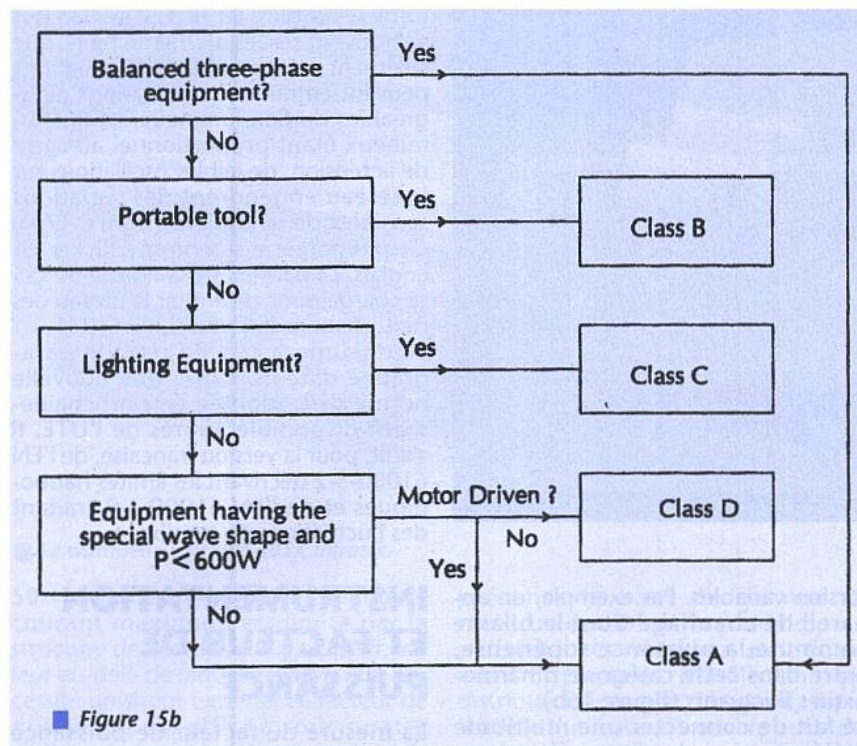
nances et déclencher le comparateur de façon intempestive. Motorola intègre à cet effet un filtre RC dont la constante de temps devrait convenir pour des puissances inférieures à 200W. Au delà, et c'est le cas pour le

circuit ST, il convient d'adjoindre un réseau externe.

En l'absence de charge sur une circuit de type boost, rien ne s'oppose à la croissance excessive de la tension disruptive et la sortie peut augmenter dangereusement jusqu'au claquage de l'un des composants (du PFC ou du circuit aval). Motorola incorpore un comparateur chargé de couper le MOSFET découpeur lorsque la sortie dépasse la valeur consignée. Cependant, un PFC produit une ondulation résiduelle à 100Hz d'amplitude variable selon l'impédance de la capacité réservoir. Il faut donc veiller à ce que l'excursion de l'ondulation ne vienne pas déclencher le système de protection du PFC. Motorola fixe la tension



■ Figure 15a : forme du courant en classe D.



de sortie maximale à la valeur nominale plus 8%. ST propose une variante de cette protection et permet d'en ajuster le déclenchement.

Sur ces PFC's, l'alimentation auxiliaire provient d'un enroulement secondaire bobiné sur l'inductance principale. La tension alternative délivrée par cet enroulement évolue fortement en fonction des conditions de travail : tension réseau, courant de sortie... Pour se prémunir d'une éventuelle surtension, les circuits intégrés incorporent une diode zéner. Par exemple, le 34262 écrête à 36V, le L6560 de ST à 20V. Cependant, il faudra toujours veiller à respecter l'espace grille-source du MOSFET qui ne peut tolérer plus de 20V. Dans le cas des PFC Motorola et ST, l'enroulement auxiliaire procure également l'information de courant. Attention à respecter le sens des enroulements, sinon l'ensemble fume...

Nous reviendrons sur le calcul des différents éléments d'un PFC en décrivant prochainement la réalisation d'une maquette.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS SPÉCIALISÉS

La figure 14 offre une sélection des différents circuits intégrés actuellement disponibles sur le marché des composants. Cette liste est bien entendu non exhaustive, les progrès de la technique entraînant les fabricants de semiconducteurs à commercialiser des produits de plus en plus performants.

● La norme en vigueur

Il s'agit de la EN 60555 disponible, en version française, auprès de l'UTE (Paris La Défense). Ce document se décline en plusieurs versions : EN 60555-1, définitions, EN 60555-2, harmoniques et EN 60555-3, fluctuations de

tension. La partie 2 décrit les prescriptions de performances à l'encontre des équipements pour usages domestiques et analogues, raccordés aux réseaux alternatifs basse tension suivants :

- tensions nominales jusqu'à 240V, en monophasé, à deux ou trois fils
- tensions nominales jusqu'à 415V, en triphasé, à trois ou quatre fils
- fréquence nominale 50 ou 60Hz
- courant d'entrée maximum de 16A par phase.

Parmi les équipements concernés, citons les appareils de chauffage et de cuisson, les appareils à moteur, les outils électroportatifs, les gradateurs de lumière et les récepteurs de télévision. La norme classe ces éléments en quatre catégories, A, B, C et D. La clas-

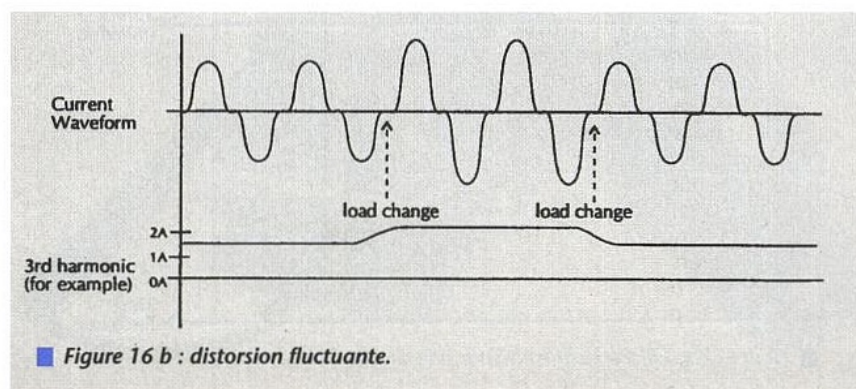
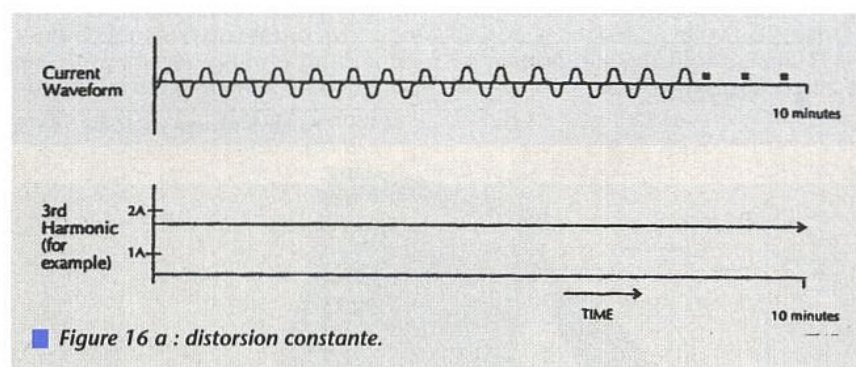
Harmonic order (n)	Maximum permissible harmonic current (A)
Odd harmonics.	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
15 ≤ n ≤ 39	0.15 × 15/n
Even harmonics.	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
8 ≤ n ≤ 40	0.23 × 8/n

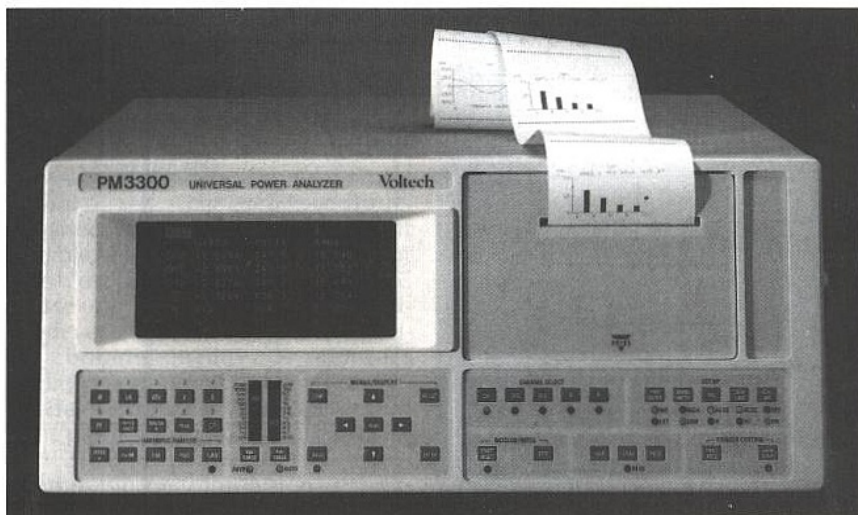
e.g. Harmonic #23

$$\text{Limit} = 0.15 \times \frac{15}{23} = 0.098A$$

Figure 15c : valeurs autorisées pour les harmoniques en classe A.

se A intègre les appareils triphasés et tous les autres produits n'entrant pas dans les regroupements suivants. La classe B associe les produits portables, la classe C les appareils d'éclairage (ballasts, pilotes d'halogène ...). Enfin, la classe D rassemble les dispositifs dont l'enveloppe de courant ressemble à celle de la figure 15a. En anglais, elle porte le titre de «special wave shape». La figure 15b représente un organigramme qui permettra de trouver rapidement la classe à laquelle appartient l'équipement sous test. Chaque classe définit une limite haute pour les harmoniques engendrés par l'appareil en étude. La figure 15c représente les valeurs autorisées en classe A.

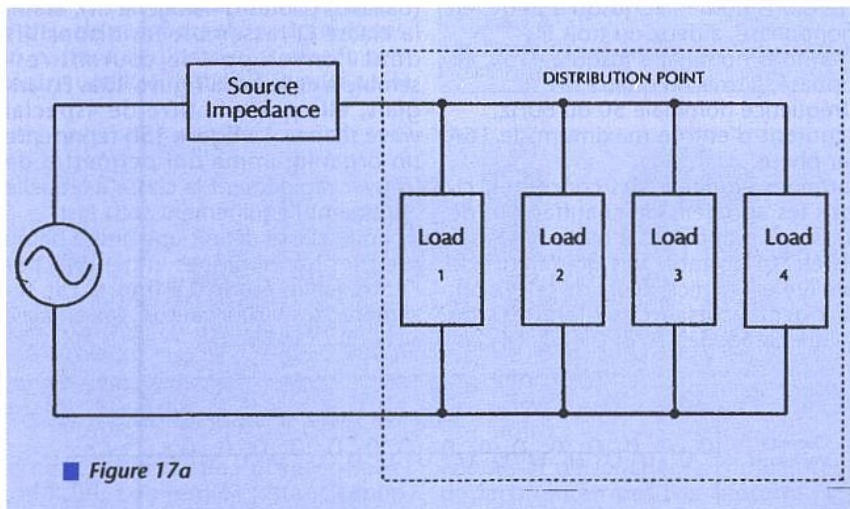




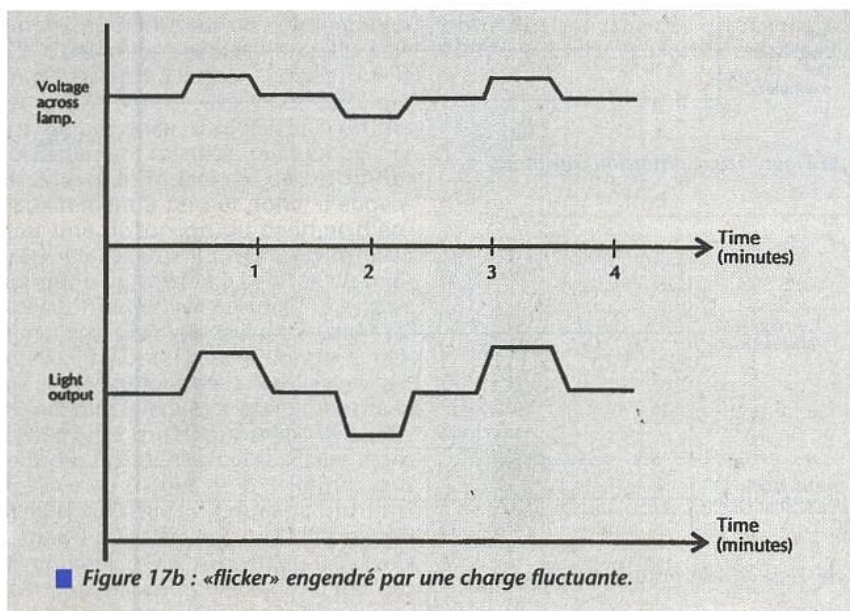
■ L'analyseur de puissance PM3300 Voltech.

Il est possible de séparer les harmoniques en deux sous-ensembles : les harmoniques d'amplitude fixe et ceux dont l'amplitude fluctue selon les conditions de fonctionnement. La première catégorie, «steady state harmonics», décrit la distorsion de courant produite par un équipement. Cette distorsion reste constante pendant que cet équipement travaille (figure 16a). Inversement, certains produits peuvent présenter une charge et une dis-

torsion variables. Par exemple, un appareil de chauffage dont le bilame commute la puissance supérieure, entre dans cette catégorie d'harmoniques fluctuants (figure 16b). Le fait de connecter une multitude d'éléments sur le réseau électrique contribue à abaisser la tension disponible en bout de ligne (figure 17a). Lorsque qu'une charge fluctuante se trouve au point de distribution, elle entraîne des variations de tension et per-



■ Figure 17a



■ Figure 17b : «flicker» engendré par une charge fluctuante.

turbe ses voisins. En effet, si des lampes se trouvent reliées au même point que l'élément perturbateur, les fluctuations peuvent entraîner des variations désagréables du flux lumineux. Le flux lumineux étant proportionnel au carré de la tension, de faibles oscillations sur le réseau engendrent des variations sensibles de la lumière (figure 17b). Ce phénomène se nomme flicker en anglais. La partie 3 de la norme 60555 se charge donc de limiter le niveau des perturbations autorisées.

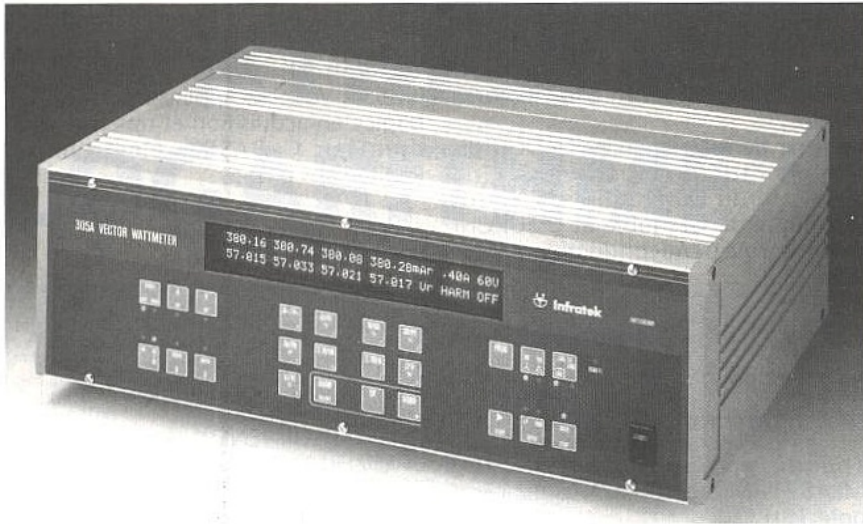
Le document cité en tête de paragraphe date de 1987. Une nouvelle norme déjà adoptée sera prochainement disponible auprès de l'UTE. Il s'agit, pour la version française, de l'EN 61000-3-2 décrivant les limites harmoniques et de l'EN 61000-3-3 traitant des fluctuations de tension.

INSTRUMENTATION ET FACTEUR DE PUISSANCE

La mesure du facteur de puissance peut s'effectuer de différentes manières, selon le budget de chacun. La plus évidente consiste à utiliser un Wattmètre large bande, tels ceux décrits dans les lignes suivantes. Dans tous les cas, le plus difficile consiste à mesurer la puissance réelle consommée par la charge en test. La méthode habituellement mise en œuvre revient à capturer les informations courant-tension d'entrée et effectuer le produit temporel des signaux. L'intégration du résultat sur une période conduira à la puissance réelle. Une fois les signaux capturés, il est aisé d'obtenir les valeurs RMS correspondantes et donc, d'évaluer la puissance apparente S . Sur PC, des cartes d'acquisition rapides permettent la saisie, en respectant l'information de phase, de deux signaux variables dans le temps. Il faut cependant veiller à ce que l'échantillonnage du système puisse traiter jusqu'à l'harmonique 40, soit 2kHz en 50Hz. Ensuite, un oscilloscope logiciel du type IntuScope (voir bibliographie) suffit pour manipuler les courbes et obtenir le PF. Une autre solution fonctionnelle exploite un analyseur basse fréquence de type Hewlett-Packard 35665A configuré en analyseur de réseau. En considérant le secteur sinusoïdal, il suffit d'injecter le courant sur une entrée de l'analyseur et de calculer le taux de distorsion harmonique D , en limitant la mesure à l'harmonique 40. Ensuite, l'équipement délivre l'information de phase 1 caractérisant le fondamental du courant avec la tension. L'application de la formule : $PF = \cos(\phi_1) / \sqrt{1 + D^2}$ conduit au résultat recherché.

● L'analyseur de puissance VOLTECH

Le PM1200 fabriqué par VOLTECH, société anglaise, permet à l'utilisateur de vérifier les nombreux points de la norme IEC 555-2 auxquels les équipements en test doivent se conformer. La bande passante s'étale de 5Hz à



■ Le wattmètre vectoriel 305A Infratek.

50kHz, tout en mesurant le continu. Le courant maximum est limité par la structure de l'équipement à 20Aeff, valeur au-delà de laquelle le PM1200 nécessite un shunt externe. Le facteur de puissance est affiché sous quatre chiffres et demi et s'étend de -1 à +1. L'utilisateur peut également demander le taux de distorsion harmonique totale ou bien explorer un à un les harmoniques tension courant jusqu'au cinquantième. Une autre caractéristique du PM1200 lui permet de quantifier l'impulsion de courant liée à la mise sous tension de l'appareil (peak inrush current). Enfin, l'instrument incorpore les interfaces IEEE-488, RS232 et parallèle pour attaquer directement une imprimante.

Le PM3300, quant à lui, autorise le test de la partie 2 de la norme IEC555, mais également la section 3, consacrée aux fluctuations de tension (voltage flickers). Son afficheur lui permet de délivrer simultanément de nombreux paramètres. Son imprimante interne lui confère une autonomie de fonctionnement appréciable lors de relevés sur sites. Sa bande passante s'étend jusqu'à 1MHz et descend à 0.1Hz. Pour le test en série, le constructeur livre en standard un logiciel spécialement écrit à l'intention du test de conformité avec la norme IEC-555 (fonction pass-fail). VOLTECH est distribué par KONTRON.

■ Le Wattmètre vectoriel INFRATEK

INFRATEK, société Suisse, commercialise le 305A, capable de mesurer jusqu'à 144 variables électriques. Sa bande passante comprend le continu et couvre de 8Hz à 800kHz en offrant un taux de réjection en mode commun de 90dB à 100 kHz. Le 305 travaille indépendamment en monophasé ou triphasé, quelle que soit la configuration de câblage retenue. En standard, le constructeur ne fournit que l'interface Centronics, les ports IEEE-488 et RS232 restant disponibles sur option. Le 305A offre également la possibilité d'évaluer les impédances complexes en sélectionnant l'harmonique désiré. JOD Instrumentation se charge de la distribution de cet instrument qui re-

présente le haut de gamme du constructeur. D'autres modèles, aux performances moindres, sont également disponibles. MB Electronique distribue la marque Yokogawa, parmi laquelle l'utilisateur trouvera aussi des wattmètres.

■ L'analyseur d'harmoniques FLUKE

FLUKE a récemment introduit ses Energimètres FL40 et FL41 qui combinent les fonctions de mesureur d'harmoniques, wattmètre et multimètre numérique. Ces équipements autorisent la détection d'événements en tension, sous-tension, surtension, défaillance secteur et niveaux entre terre et neutre. Les Fluke 40 et 41 mesurent non seulement la tension, le courant, la fréquence, mais également la puissance et délivrent les informations essentielles pour évaluer un système électrique : facteur de puissance, puissance réactive et taux de distorsion harmonique.

Les deux modèles exécutent des mesures en fonction du temps, avec enregistrement des valeurs minimales, maximales et moyennes. En outre, l'aff-

■ Le CA 8210, Chauvin-Arno.



fichage des modèles 40 et 41 est rafraîchi trois fois par seconde, offrant ainsi une réponse en temps réel au problème des circuits instables. La série FL se caractérise par la possibilité d'afficher la forme des signaux tel un oscilloscope ou encore un bargraph comme en témoigne la photographie. La bande passante s'étend de 5Hz à 2,1kHz. Enfin, l'affichage rétroéclairé associé au fonctionnement sur piles destinent les FL40 et 41 à évoluer dans les domaines de maintenance ou de mesure embarquée.

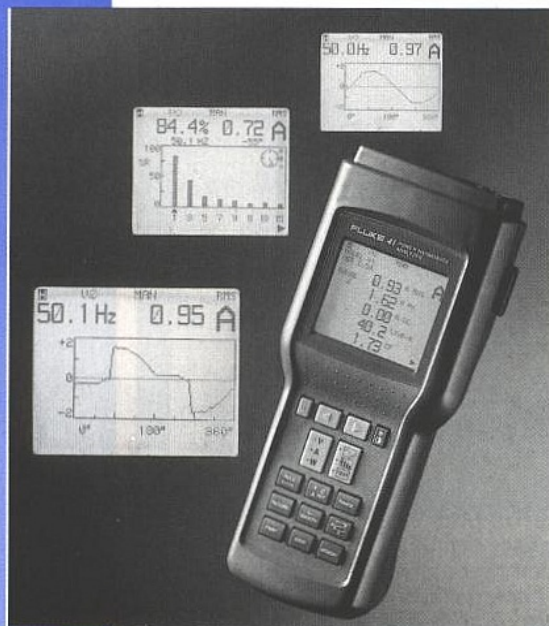
■ Le mesureur de puissance CHAUVIN ARNOUX

Avec le mesureur de puissance C.A 8210, pour réseau monophasé ou triphasé équilibré, CHAUVIN ARNOUX commercialise un appareil portable, d'une grande simplicité d'utilisation. Son grand afficheur à cristaux liquides permet de visualiser sept des fonctions de mesure, réparties sur deux pages. La première affiche quatre grandeurs, tension, courant, puissance active, facteur de puissance alors que la seconde propose en plus la puissance apparente associée à la fréquence du signal d'entrée. La bande passante s'étend de 30Hz à 1kHz. L'équipement autorise des mesures de puissance active jusqu'à 300kW (avec pince Y13) et monte à 600kW à l'aide de la pince C34A. Enfin, son autonomie atteint 50 heures en utilisation sur piles LR6.

De plus, Chauvin-Arnoix vient d'introduire une pince harmonique, le modèle F25 qui autorise la mesure des courants harmoniques jusqu'au 25^e rang. Affichage des valeurs crêtes, du facteur de distorsion, du facteur de crête, etc.

■ Conseil et formation

Les entreprises confrontées aux problèmes de la correction du PF trouveront auprès de la société ELFI S.A, en Suisse, le conseil et, éventuellement, la formation qui leur font défaut. ELFI a présenté de nombreux papiers lors de



■ L'analyseur d'harmoniques Fluke FL 41.

conférences internationales et notamment deux « tutorials » consacrés aux techniques de correction passive.

CONCLUSION

Cet article a introduit les principes fondamentaux de la correction du facteur de puissance, actuellement utilisée par nombre de fabricants d'alimentation à découpage. Le survol de cette technique assez récente permettra aux lecteurs désireux de développer ses propres produits, d'exploiter plus faci-

lement les notes d'applications spécialisées. Nous devrions prochainement proposer une carte d'évaluation construite autour d'un PFC du commerce.

L'auteur tient à remercier C. DUCHÉMIN de l'IUT de Montpellier, J.-P. FERRIEUX du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et J. TURCHI de Motorola Semiconductors à Toulouse.

Christophe BASSO

Bibliographie

Theorie and application of the ML4821, Micro-Linear, Application note 16

Flyback power-factor controller, Micro-Linear, data sheet du ML4813

Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance

J.-P. FERRIEUX F. FOREST, MASSON Low-cost line harmonics reduction techniques, Tutorial course, ELFI SA

Power Factor Correction. Why and How ?, ELFI SA

Controlled on-time Power Factor correction technique, Unitrode, SEM-800 Sept. 91

Power Factor Correction using the UC3852, Unitrode, U-132

UC3854 Controlled Power Factor correction Circuit Design, Unitrode, U-134

L'alimentation corrige son facteur de puissance, ELECTRONIQUE N°33

Turbo switch in a PFC boost converter, SGS-Thomson, AN603/0394

Understanding Power Factor, SGS-Thomson, AN523/0194

The Voltech handbook, Testing to IEC555, Voltech, Application note 104

IsSpice en acquisition et traitement de données, C. BASSO, Electronique Radio-Plans n°555.

JOD Instrumentation

106, rue des frères Farman
78533 BUC Cedex
Tél. : (1) 39 56 00 95
Fax : (1) 39 56 01 00

ELFI SA

Derrey-la-Cabuche
CH-1756 ONNENS
SWITZERLAND

Tél. : (41) 37 30 24 83
Fax : (41) 37 30 23 79

KONTRON Elektronik

6, rue des Frères Caudron
BP 99

78143 VELIZY Cedex
Tél. : (1) 30 70 27 27

Fax : (1) 30 70 27 00

FLUKE France

37, rue Voltaire
93700 DRANCY

Tél. : (1) 48 96 63 63

Fax : (1) 48 96 63 60

Union Technique de l'Electricité

Cedex 64
92052 PARIS LA DEFENSE

Tél. : (1) 46 91 12 20

Fax : (1) 47 89 47 75

CHAUVIN-ARNOUX

190, rue Championnet

75876 PARIS Cedex 18

Tél. : (1) 44 85 44 85

Fax : (1) 46 27 73 89

EURO-COMPOSANTS

4, Route Nationale - BP 13 - 08110 BLAGNY

Tél. : 24.27.93.42 Fax : 24.27.93.50

Magasin ouvert du lundi au vendredi de 9h à 12h et de 14h à 18h.
Le samedi de 9h à 12h



CATALOGUE 1994/95

CATALOGUE 1994/95

6000 références
1300 photos ou schémas !

Nouveautés : Livres, kits ELV, composants japonais, haut-parleurs, jeux de lumière, alarmes, etc.

Je désire recevoir le catalogue général Euro-composants 1994/95 au prix de 35 F (50 F pour les DOM-TOM et l'étranger).
Ci-joint mon règlement en chèque ou timbres.

NOM : Prénom :
Adresse :
Code postal : Ville :

SYSTEMES DE PROTECTION

CENTRALE 6 ZONES entièrement programmable + 7x24h/24h, composée d'un clavier de commande déporté très esthétique (pavé numérique lumineux + leds + 3 touches paniques) et d'un boîtier métallique centralisateur pouvant être installé hors vue, horloge avec mise en service automatique, 12 codes d'accès possibles dont un se "détruit" après première utilisation, fonction carillon, test détection et sirène, confirmation possible de la mise en / hors service par "bip" sirène, saisie simplifiée du code à la mise en service (2 touches), blocage clavier ... **1795 F**

Et pour ceux qui préfèrent le KIT ...

QUATRO-PLUS 1 pré-alarme + 1 retardée + 1 instant. + 24h/24h, décrite dans EP N° 159 **390 F**
Boîtier tôle percé + clef **240 F**

LYNX-5 1 retardée + 3 instant. + 24h/24h, technologie RISC, paramétrage temps entrée, sortie et alarme, afficheur LCD, fonction test, mise en service totale / partielle, led multifonction **598 F**
Boîtier tôle + 2 clefs **265 F**

SENTINEL Centrale domotique 8 zones + 24h/24h, entièrement programmable de A à Z, 8051, afficheur LCD et bus I2C contribuent à ses époustouflantes capacités **1880 F**
Interface vocale **990 F**
Boîtier tôle + 4 clefs **450 F**
Voir "Elector" de Décembre 94

Toutes nos centrales (kit ou montage) sont livrées avec chargeur, mais sans batterie

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE
Type professionnel agréé PTT, afficheur LCD, clavier codé, 2 messages à synthèse vocale déclenchés par 2 entrées, 8 numéros d'appel, DTMF / impulsion., contrôle de la ligne (présence, libre, occupée), horloge et horodatage (date, heure, numéros tél. ayant répondu) **1895 F**
Idem avec télécommande et écoute à distance manuelle ou automatique **2100 F**

MODULES DIVERS

CARTE D'EVALUATION "OM5027"
La carte complète, montée avec sa notice d'utilisation **2360 F**
Special BUS I2C
PCF8582: **52 F** PCF8583: **85 F**
PCF8574: **42 F** PCF8591: **70 F**

MODULES HYBRIDES EMISSION RECEPTION "MIPOT"

Développez des applications en vue d'agrément sans étudier la partie "HF". Remises quantitatives.

Emetteur AM 433,92 MHz (fréquence Européenne) à onde de surface, qualité PRO, dim.: 50 x 17 x 5 mm. Alim.: 12 V **195 F**
Idem avec sortie antenne 50 Ω **290 F**

Récepteur super réaction (circuit intégré gamme industrielle), résistances ajustées au laser sans dérèglement possible, dimensions: 38 x 12 x 6 mm. Sortie BF / TTL / 2400 Bauds. Alimentation: 5 V **119 F**

Transfons "HF" TOKO™: 2K782, 2K159, 2K509, 2K241, 2K1420, 2K256, 2K758, 10735A, 10736A, 10737A. Pièce **8 F**
Remises quantitative, consultez-nous

Résonateur à onde de surface 224,5 MHz: **39 F**
Filtre à quartz "10,7 MHz" **55 F**

Télécommande mono., (224,5 MHz). Portée: 80 m. Agrément N°: 4481 PPL (sans licence) **690 F**
Décodeur pour canal suppl. (jusqu'à 3) sortie relais (M/A ou impul.) **195 F**

MEMO-VOX Enregistre un message de 16 s à synthèse vocale en EEPROM (restitution continue ou impulsionnelle). Alim.: 12 V. Le kit (sans HP) **300 F**

Comment ? vous n'avez pas encore notre catalogue général de 178 pages ! Commandez le en nous envoyant un chèque de 37 F (remboursé lors de votre premier achat supérieur à 300 F à préciser lors de la commande)

SYNTHÈSE DU LOGARITHME SUR μC

```
; Calcule le ln de R4:R5:R6:R7. R4:R5 est la partie entière, R6:R7 la partie
; fractionnaire. La valeur 1.0 par ex est codée 00010000H, la valeur 3.0 est
; codée 00030000H, la valeur 3.5 00038000H, etc. La valeur maximum est
; 65535,9999847 codée FFFFFFFFH. La valeur maximum est 1/65536 et codée 1H.
; Le résultat est signé et est renvoyé dans R4:R5:R6:R7 avec R4:R5 partie
; entière et R6:R7 partie fractionnaire. L'erreur due à l'approximation est
; de l'ordre de 1/10000.
LN2 EQU 45426 ; ln(2) X 10000H = 0.69314718056 X 65536

_in: ; exprime x sous forme 2^n * r
; ou 0.5 <= r < 1
R0,#0 ; n = 0
; à priori n > 0 (x > 1)
MOV CLR F0
MOV A,R4
ORL A,R5
JNZ supal ; si R4:R5 <= 0, valeur >= 1
infer: MOV A,R6
J8 ACC.7,infal ; si dernier bit a 1, 0.5 <= x < 1
CALL _mul2 ; sinon, multiplie par deux
INC R0 ; n = n+1 (valeur negative)
SETB F0 ; et marque négatif (si n = 0, F0 = 0)
supal: AJMP infer ; jusqu'à cadrer la valeur entre 0.5 et 1
CALL _div2 ; divise par deux
INC R0 ; n = n+1
MOV A,R4
ORL A,R5 ; teste si >= 1
JNZ supal ; oui, divise encore
infal: MOV A,R0
PUSH ACC ; sauve n
CALL _ln05a1 ; calcule -ln(r) (r entre 0.5 et 1)
POP ACC
MOV R4,#0 ; récupère n
MOV R5,A
MOV R6,#HIGH LN2 ; partie haute de ln(2)
MOV R7,#LOW LN2 ; partie basse de ln(2)
CALL _mul16 ; résultat dans R4:R5:R6:R7
JNB F0,pos ; n négatif, inverse le résultat
pos: CALL CLR C
MOV A,R7
SUBB A,R3 ; soustrait -ln(r) pour avoir
MOV R7,A ; ln(x) = ln(r) + ln(2) X n
MOV A,R6 ; si x = r X 2^n
SUBB A,R2
MOV R6,A
MOV A,R5
SUBB A,#0
MOV R5,A ; le msb (R4) n'est pas affecté (00 ou FF)
RET ; retour avec ln(x) = R4:R5:R6:R7
```

Listing 2

Le logarithme est une fonction

très utilisée dès lors que l'on

traite des données physiques.

Qu'il s'agisse de mesure

d'intensité sonore, lumineuse,

ou de calcul de temps

d'intégration dans une

capacité, on utilisera les

fonctions $\ln(x)$ (logarithme

népérien) ou $\text{Log}(x)$

(logarithme décimal) pour

mener à bien les calculs.

Nous l'avons vu lors des précédents articles sur le calcul des sinus et des arctangentes, les développements limités sont une bonne approche pour calculer certaines fonctions. Dans le cas du logarithme, le développement limité le plus connu est le développement (1) qui permet de calculer le logarithme népérien de $1+x$. En

faisant un changement de variable, on obtient le développement (2) qui permet de calculer directement le logarithme népérien de x . Hélas comme dans le cas de la fonction arctangente, ces développements convergent très lentement, aussi comme dans le cas précédent, on cherchera d'autres types de développements.

Ordre	1	3	5	7	9	11
Intervalle 0,5 à 1	2,6e-2	8,4e-4	2,6e-5	7,6e-7	2,3e-8	7e-10
Intervalle 0,707 à 1	3,4e-3	2,7e-5	2,1e-7	1,8e-9	0	

Tableau 2

Ordre	1	3	5
Constantes pour 0,5 à 1	a=2,0592326826	a=1,9992286236 b=0,3465082807	a=2,0000081491 b=0,2810013053 c=0,6140568850
Erreur de 0,5 à 1	0,0067	5,3e-5	4,0e-7
Constantes pour 0,707 à 1	a=2,0149618989	a=1,9999503980 b=0,3366590157	a=2,0000001333 b=0,2702649321 c=0,6035805051
Erreur de 0,707 à 1	0,00086	1,7e-6	3,3e-9

Tableau 3

$$(1) \ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots$$

$$(2) \ln(x) = 2 \left(z + \frac{z^3}{3} + \frac{z^5}{5} + \frac{z^7}{7} + \dots \right) \text{ avec } z = \frac{x-1}{x+1}$$

$$(3) \ln(x) = \frac{2z}{1 - \frac{z^2}{3} + \frac{z^4}{5} - \frac{z^6}{7} + \frac{z^8}{9} - \frac{z^{10}}{11} + \dots}$$

$$(4) \text{Log}_a(x) = \frac{\ln(x)}{\ln(a)}$$

$$(5) \ln(x) = (\ln(2) * n) + \ln(r) \text{ avec } x = 2^n * r$$

$$\text{Ordre 1 : } \ln(x) = 2z$$

$$\text{Ordre 3 : } \ln(x) = \frac{6z}{3-z^2} = \frac{az}{1-bz^2} = \frac{x^2-1}{x^2 \left(\frac{1-b}{a} \right) + 2x \left(\frac{1+b}{a} \right) + \left(\frac{1-b}{a} \right)}$$

$$\text{Ordre 5 : } \ln(x) = \frac{2z(15-4z^2)}{15-9z^2} = \frac{az(1-bz^2)}{1-cz^2}$$

$$\text{Ordre 7 : } \ln(x) = \frac{2z(105-55z^2)}{105-90z^2+9z^4}$$

$$\text{Ordre 9 : } \ln(x) = \frac{2z(945-735z^2+64z^4)}{945-1050z^2+225z^4}$$

$$\text{Ordre 11 : } \ln(x) = \frac{2z(1155-1190z^2+231z^4)}{1155-1575z^2+525z^4-25z^6}$$

Tableau 1

L'équation (3) exprime le logarithme népérien sous forme de fraction continue. Comme c'est souvent le cas quand les développements limités convergent lentement, le développement correspondant en fraction continue converge rapidement. En arrêtant le calcul à l'ordre 1 on obtiendra une approximation simple de $\ln(x)$ qui sera simplement égal à $2(x-1)/(x+1)$. En s'arrêtant à un ordre plus élevé, on pourra simplifier l'équation obtenue de manière à obtenir une fonction qui sera un rapport de polynômes. On trouvera dans le **tableau 1** le résultat des calculs pour les ordres de 1 à 11. On remarquera que ces développements sont optimaux pour des valeurs de z proches de zéro, ce qui correspond à des valeurs de x proches de 1. Comme toujours dans des cas semblables, la précision sera d'autant meilleure que l'on sera proche de 0. Si on exprime x sous la forme r^{2^n} , l'équation (5) nous permettra de réduire l'intervalle du calcul du logarithme. Au lieu de calculer le logarithme de x pour toutes les valeurs positives, il faut maintenant calculer le logarithme de r pour des valeurs de 0,5 à 1.

On pourra réduire encore l'intervalle avec l'égalité suivante :

$$x = r^{2^{(n/2)}}$$

Si n est pair, il n'y a pas de changement par rapport au calcul précédent, si n est impair il faudra simplement multiplier par racine de 2, en réduisant l'intervalle de calcul du logarithme de 0,70711... à 1.

Le **tableau 2** indique les erreurs obtenues suivant les ordres choisis et l'intervalle d'entrée choisi. On peut améliorer la précision de manière importante en modifiant légèrement les constantes utilisées dans les calculs.

Le **tableau 3** indique les précisions obtenues pour les ordres 1, 3, et 5 pour les deux intervalles d'entrée 0,5 à 1 et 0,707 à 1 ainsi que les constantes «améliorées».

Le **listing 1** réalise le calcul du logarithme népérien pour des valeurs variant de 0,5 à 1 en utilisant une approximation d'ordre 3. Le **listing 2** utilise la fonction précédente pour calculer le logarithme pour une valeur variant de 65535 à 1/65536. La valeur d'entrée est simplement décalée (dans un sens ou dans l'autre) n fois pour faire cadrer la valeur dans l'intervalle 0,5 à 1. Une fois cadrée, le logarithme de la valeur est calculé puis additionné à n fois $\ln(2)$ ainsi qu'indiqué dans l'équation (5). La valeur de $\ln(x)$ renvoyée dans R4:R5:R6:R7 est une valeur signée. La partie entière est dans R4:R5, la partie fractionnaire dans R6:R7. Les lecteurs qui désirent effectuer les calculs en flottant pourront bénéficier de la représentation interne des nombres flottants dans laquelle la mantisse est déjà cadrée dans un intervalle de 0,5 à 1 et l'exposant disponible pour le calcul sans nécessiter de décalages.

Les fonctions `_mul16` et `_div32` ont été décrites dans le numéro 556 d'Electronique Radio Plan et sont disponibles ainsi que les fonctions présentes sur le serveur ERP.

```
K1 EQU 21422 ; 65536 X (1-b)/a
K2 EQU 44139 ; 65536 X (1+b)/a
;K3 EQU 1403904251 ; 65536 X K1 (non arrondi)
```

```
; _negACCU calcule - ACCU32.
```

```
; ici la valeur 1 - ACCU32 est codée de la même manière que -ACCU32
```

```
_negACCU:
    CLR C
    CLR A
    SUBB A,ACCU32+3
    MOV ACCU32+3,A
    CLR A
    SUBB A,ACCU32+2
    MOV ACCU32+2,A
    CLR A
    SUBB A,ACCU32+1
    MOV ACCU32+1,A
    CLR A
    SUBB A,ACCU32+0
    MOV ACCU32+0,A
    RET
```

```
; inverse R4:R5:R6:R7
```

```
_neg:
    CLR C
    CLR A
    SUBB A,R7
    MOV R7,A
    CLR A
    SUBB A,R6
    MOV R6,A
    CLR A
    SUBB A,R5
    MOV R5,A
    CLR A
    SUBB A,R4
    MOV R4,A
    RET
```

```
; divise la valeur 32 bits R4:R5:R6:R7 par deux
```

```
_div2: CLR C
    MOV A,R4
    RRC A
    MOV R4,A
    MOV A,R5
    RRC A
    MOV R5,A
    MOV A,R6
    RRC A
    MOV R6,A
    MOV A,R7
    RRC A
    MOV R7,A
    RET
```

```
; multiplie R6:R7 par deux
```

```
_mul2: MOV A,R7 ; plus rapide qu'un décalage (pas de CLR C)
    ADD A,R7
    MOV R7,A
    MOV A,R6
    ADDC A,R6
    MOV R6,A
    RET
```

```
; calcule l'opposé du logarithme népérien de R6:R7 pour une valeur variant de
```

```
; 0.5 à 1 (1 exclu). La valeur 0.5 est codée 8000H la valeur 1 codée 10000H.
```

```
; Le résultat de l'opération se trouve dans R2:R3
```

```
; Par exemple pour calculer  $\ln(0.7)$  on mettra dans R6:R7 la valeur :
```

```
; 0,7 X 65536 = 45875 (0B333H) : R6 = B3, R7 = 33.
```

```
; le résultat de  $-\ln(0.7)$  est 0,35667494 la valeur retournée dans R2:R3 sera
```

```
; 0,35667494 X 65536 soit 23375 soit 5B4F (la valeur réelle retournée est 5B4E)
```

```
;  $\ln(x)$  est approché par  $(x^2 - 1)/((x^2(1-b)/a) + (x(1+b)/a) + (1-b)/a)$ 
```

```
; avec  $a = 1.9992286236$  et  $b = 0.3465082807$ . Les calculs sont effectués
```

```
; de manière à minimiser les effets des troncatures dus aux calculs entiers.
```

```
_ln05a1:
    MOV A,R6 ; sauve R6:R7 dans R2:R3
    MOV R4,A ; et dans R4:R5 (pour calculer le carré)
```

```
    MOV R2,A
    MOV A,R7
    MOV R5,A
    MOV R3,A
    CALL _mul16 ; calcule le carré de R6:R7
    MOV ACCU32+0,R4 ; sauve le résultat (32 bits) dans ACCU32
    MOV ACCU32+1,R5
    MOV ACCU32+2,R6
    MOV ACCU32+3,R7
```

```
    MOV R6,#HIGH K1 ; R6:R7 = K1
    MOV R7,#LOW K1 ; calcule  $x^2 \times (1-b)/a$ 
    CALL _mul16 ; puis additionne  $(1-b)/a$ 
    MOV A,#0FBH ; 1403904251 = 53ADE0FBH
    ADD R7,A
```

```
    MOV R7,A
    MOV A,R6
    ADDC A,R6
    MOV R6,A
    MOV A,R5
    ADDC A,R5
    MOV R5,A
    MOV A,R4
    ADDC A,R4
    MOV R4,A
```

```
    CALL _div2 ; divise par deux
    MOV A,R2 ; récupère x
    XCH A,R4 ; en sauveant le résultat précédent
    MOV DPH,A
    MOV A,R3
    XCH A,R5
```

```
    MOV DPL,A ; partie haute du résultat sauvee dans DPTR
    MOV A,R6 ; et partie basse dans R2:R3
    MOV R2,A
    MOV A,R7
    MOV R3,A
```

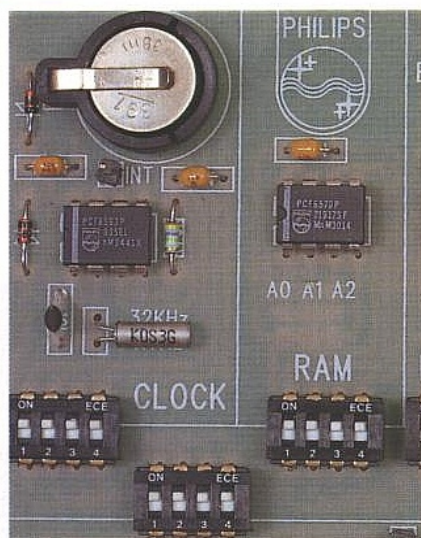
```
    MOV R6,#HIGH K2 ; R6:R7 = K2
    MOV R7,#LOW K2
    CALL _mul16 ; calcule  $x \times (1+b)/a$  dans R4:R5:R6:R7
    MOV A,R7 ; et additionne au résultat précédent
    ADD A,R3 ; (contenu dans DPH:DPL:R2:R3)
    MOV A,R6 ; propage la retenue des LSB
    ADDC A,R2
    MOV A,R5
```

```
    ADDC A,DPL ; et garde que les 16 (ou 17) bits forts
    MOV R7,A ; (en fait divise le résultat par 10000H)
    MOV A,R4
    ADDC A,R4
    MOV R4,A
```

```
    MOV A,#0 ; si retenue, 17 ième bit
    MOV R5,A ; calcule  $1-x^2$  ( $x^2$  dans ACCU32)
    CALL _negACCU ; puis calcule le quotient des deux polynômes
    CALL _div32
```

```
    MOV A,ACCU32+1
    RRC A
    MOV A,ACCU32+2
    RRC A
    MOV R2,A
    MOV A,ACCU32+3
    RRC A
    MOV R3,A
    RET
```


566 / 75



- PCD 3312 DTMF et générateur de mélodie, son ampli TDA 7050T et son buzzer,
- PCF 8574 interface I2C/entrées sorties parallèles
- PCF 8574 monté en gestionnaire de clavier
- PCF 8591 convertisseurs A/D, D/A, et enfin pour «papoter», une interface RS232 assurant la liaison série avec votre PC.

Le schéma bloc synoptique de la carte est donné figure 1a et celui de la topologie de la carte par la figure 1b. La photo d'ouverture présente l'ensemble et les figures 2 à 14 donnent les schémas électriques des différents modules de la carte dont la conception générale est d'une simplicité enfantine du fait du principe du bus I2C lui-même : circuit imprimé simple face, faible encombrement des composants, bref, que du standard dans le monde I2C.

LA DÉMO RÉSIDENTE

Du point de vue démonstratif, cette carte est autonome et présente l'essentiel des performances des composants disposés à bord.

Les diverses fonctions sont commandées au travers du clavier présent sur le circuit imprimé. Grâce à cela il est possible de :

- visualiser et ajuster toutes les fonctions de l'horloge temps réel (alarme, ...)

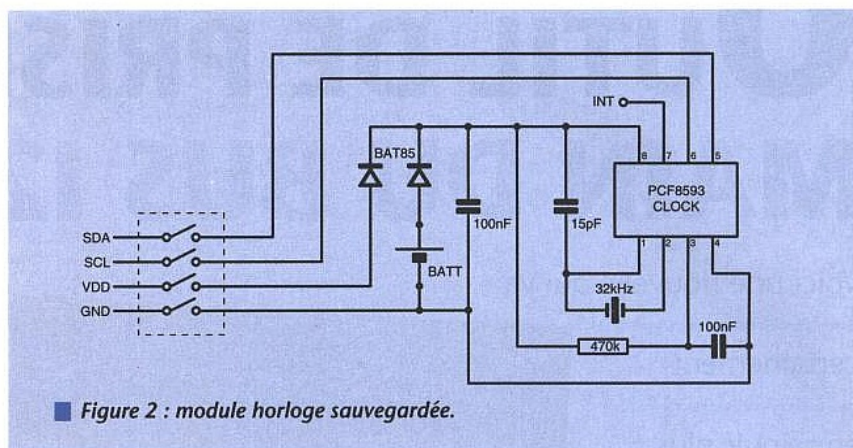


Figure 2 : module horloge sauvegardée.

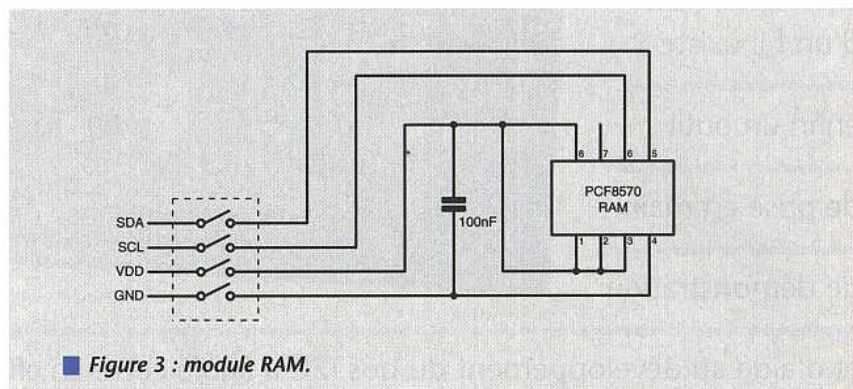


Figure 3 : module RAM.

- mesurer et afficher la température
- mesurer et afficher la tension d'alimentation
- régler le contraste des LCD en fonction de la tension d'alimentation
- convertir (A/D et D/A) ; production de carillons, mélodies et d'alarmes par l'ensemble circuit DTMF / buzzerpiezo
- afficher les données présentes sur la prise RS232
- passer en mode «idle» (wait selon les langages) du microcontrôleur.

LE LOGICIEL DE DÉMO

Comme nous vous l'avons déjà indiqué plus haut, cette carte est fournie avec une disquette sur laquelle se trouve l'intégralité du logiciel de démonstration contenue dans la mémoire code (EPROM) associée au microcontrôleur.

Ce logiciel se présente sous forme de modules très détaillés et bien commentés (in English - la leçon d'anglais est gracieusement offerte ! -) afin que chaque utilisateur puisse se resservir à ses propres fins des routines spécifiques et puisse les adapter aux besoins de ses propres applications.

A vous donc de tirer sur imprimante la(les) routine(s) qui vous intéresseront et leur faire subir les sorts appropriés à vos problèmes.

En ce qui concerne l'alimentation de l'ensemble, celle-ci n'est (malheureusement) pas fournie et il sera nécessaire de vous munir d'un bloc transformateur (ou d'une alimentation séparée) pour disposer d'une tension continue de 7 à 12 V continu (le plus au centre) pour alimenter la carte. Pour narguer Sir Murphy et faire plaisir aux étourdis, une diode série a aussi été disposée de façon à éviter les

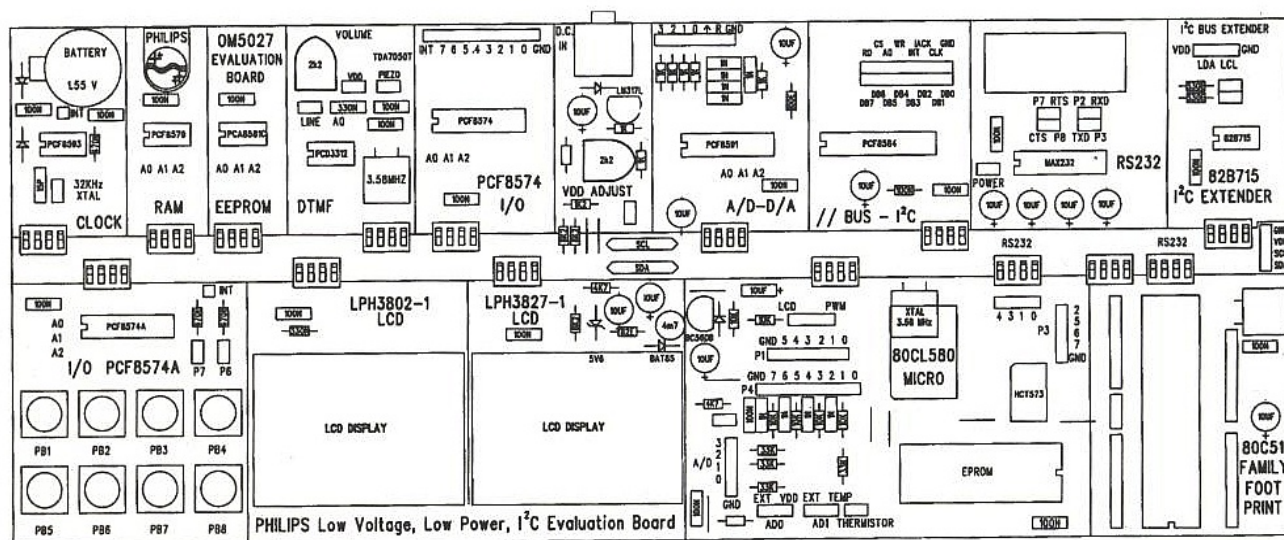


Figure 1b : implantation de la carte OM 5027 (CI simple face). Le microcontrôleur implanté (CMS) est au verso.

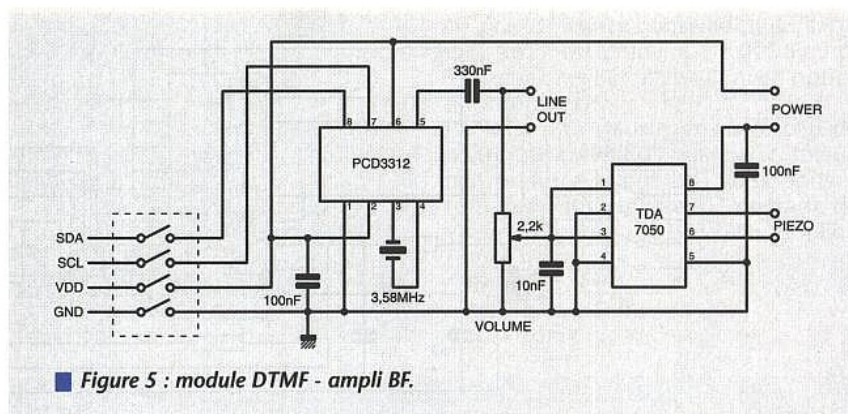
A noter que le régulateur de tension présent sur la carte est volontairement ajustable pour que chacun puisse faire ses propres expériences en 5V et basse tension (3.3 V).

QUE PEUT-ON FAIRE DE PLUS AVEC CETTE CARTE

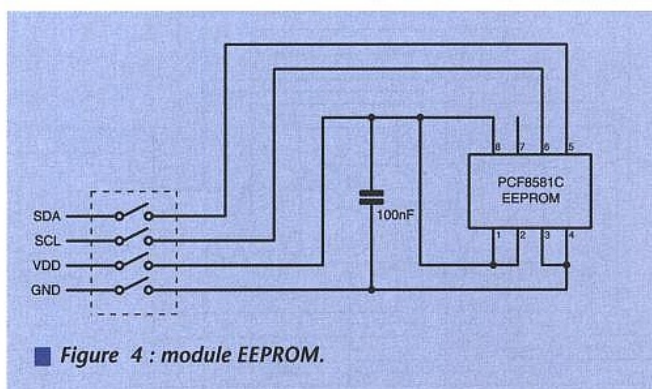
Tout d'abord comprendre et visualiser comment fonctionne le bus I2C et son protocole de ses propres yeux et non plus de façon livresque.

Ensuite «manipuler» avec les composants I2C pour en comprendre les subtilités cachées.

Puis, à l'aide des microswitches présents sur les circuits imprimés, déconnecter tous les éléments jugés encombrants sur le bus pour ne se servir que



■ **Figure 5 : module DTMF - ampli BF.**



■ **Figure 4 : module EEPROM.**

de ceux jugés désirables et composer ainsi sa propre pré-maquette ou application.

L'intérêt réside bien sûr en une validation rapide du bien fondé ou non d'une réalisation future.

Tout cela étant piloté à l'aide du microcontrôleur résidant sur la carte (monté en CMS du côté «cuivre»).

Au point où vous en êtes, si le cœur vous en dit, vous pouvez aussi déconnecter le microcontrôleur et le remplacer soit par un 87C xxx ou encore par un émulateur et sa sonde (en lieu et

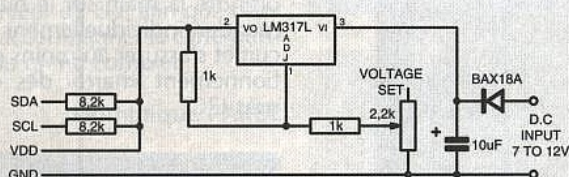
place du support pour un 80C51/52/652/CL782) ou encore simplement changer l'EPROM et son contenu pour créer une nouvelle application spécifique.

A remarquer que le microcontrôleur, du type 80 CL xxx implanté (CL comme basse tension et faible consommation) est capable de fonctionner directement de 2,5 V à 6 V sans qu'il soit nécessaire de lui adjoindre un régulateur supplémentaire et onéreux.

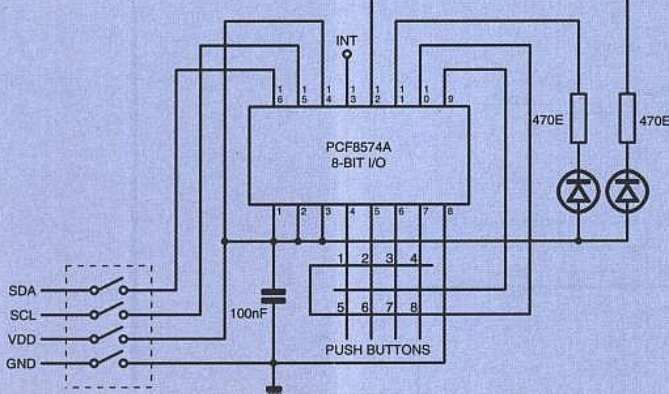
LE CADEAU SURPRISE

Vous voici en possession d'un ensemble pédagogique simple et performant, d'un outil d'aide au développement rapide d'une idée autour de l'I2C.

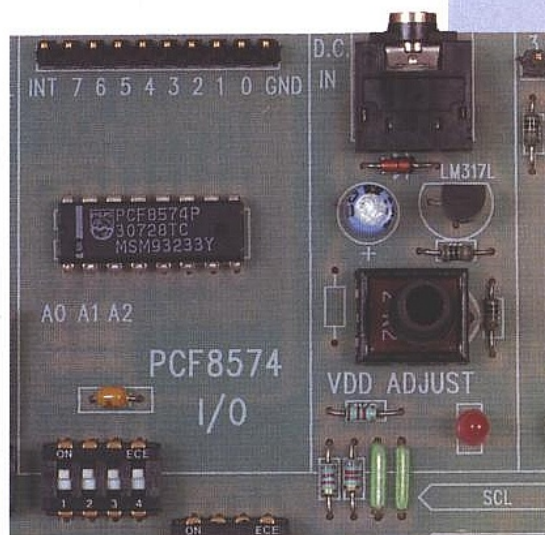
Tout cela serait presque parfait si vous pouviez, à l'aide d'un PC, piloter au moins l'un des composants I2C résidant sur la carte et lui faire subir les pires outrages ou au moins le pousser

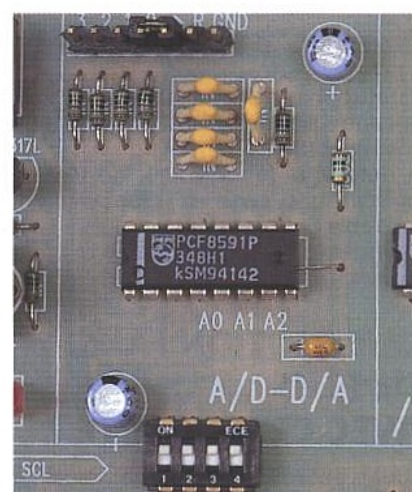
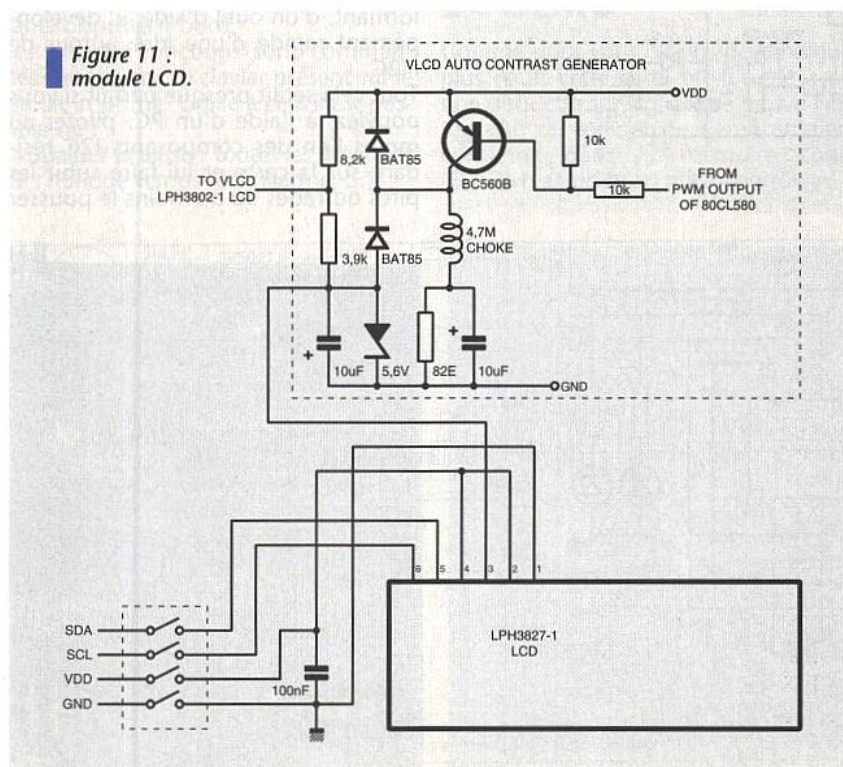
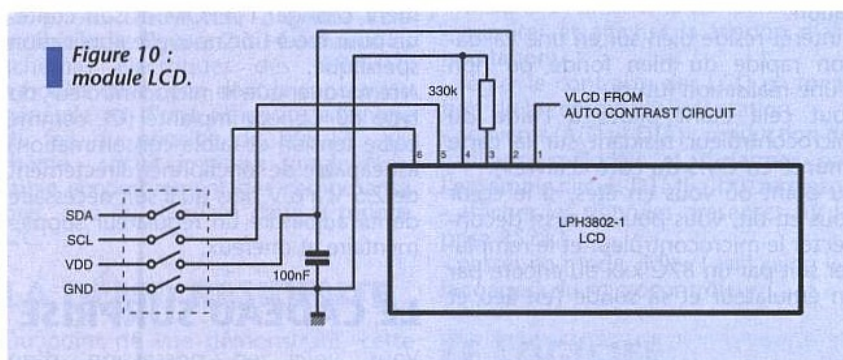
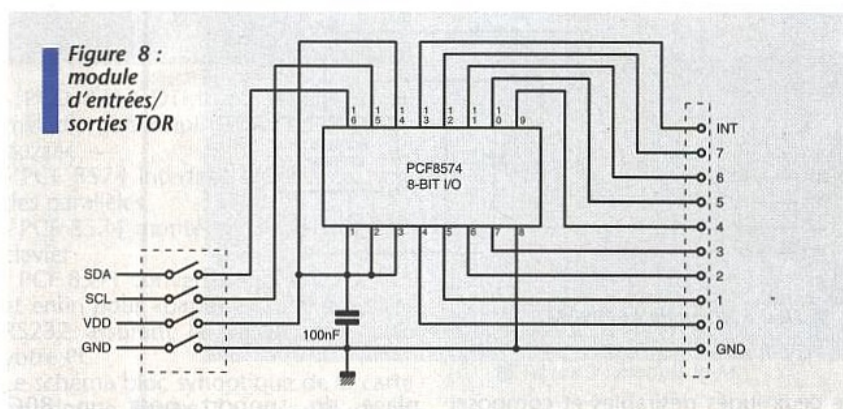
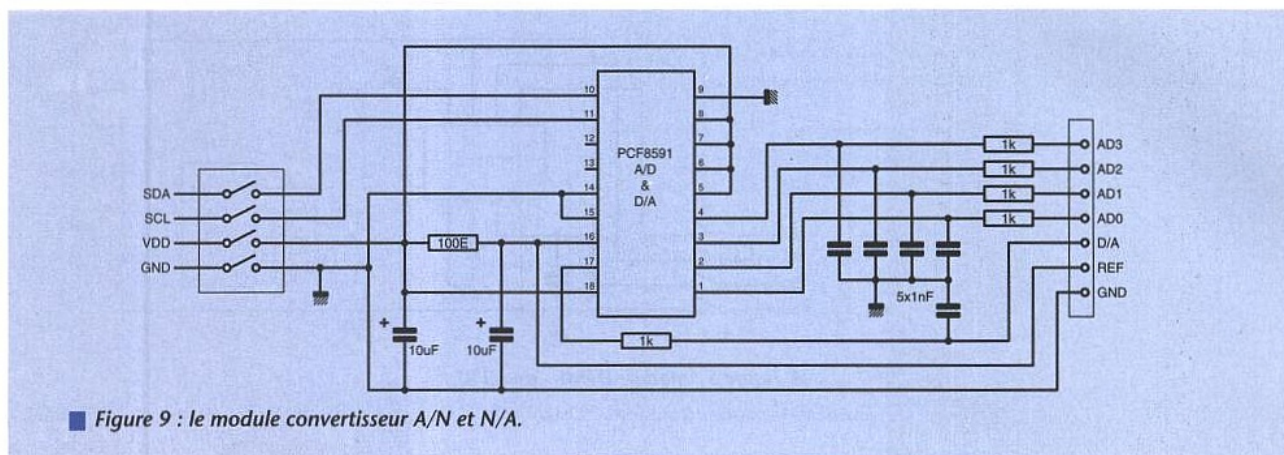


■ **Figure 6 : alimentation.**



■ **Figure 7 : module E/S clavier.**

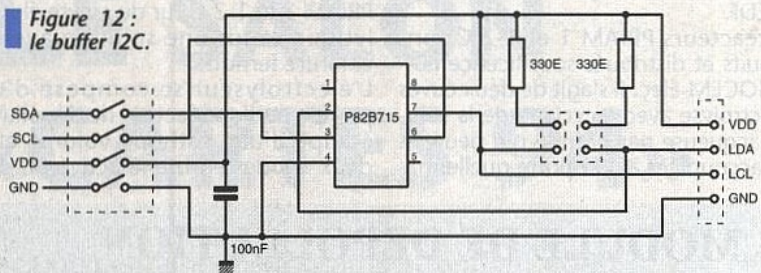




dans ses derniers retranchements. Evidemment il existe sur le marché différentes cartes ADD On pour PC permettant d'effectuer des choses magnifiques (des sociétés ALGADE, DIALECTICA, SOCAVEL-SELECTRONIC, ... pour citer les plus connues et celles publiées par ERP et autres revues) mais souvent un petit logiciel simple permet de communiquer et prendre la main sur le bus pour commander individuellement chaque circuit et s'assurer au moins du bon fonctionnement «hard» des circuits intégrés I2C.



Figure 12 :
le buffer I2C.

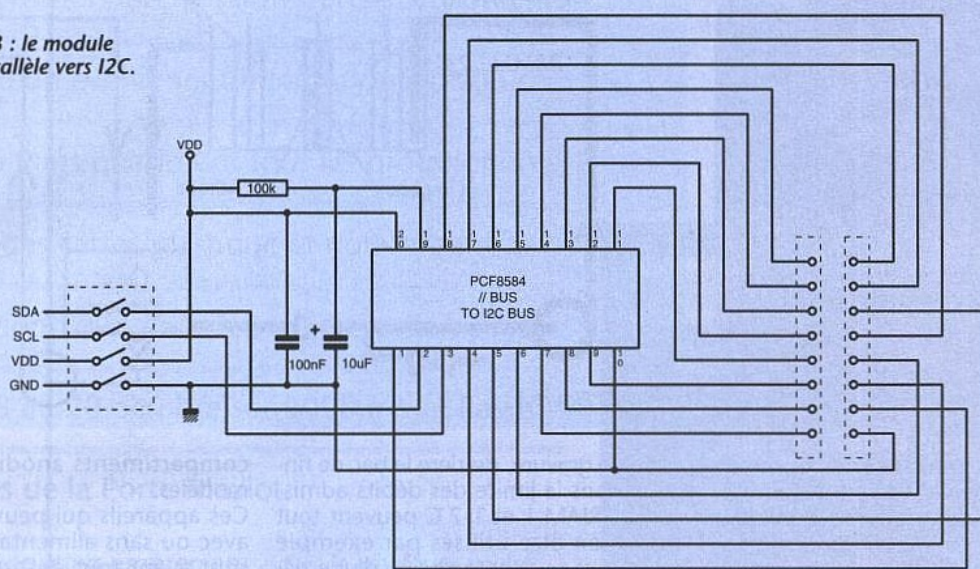


Le prix de vente conseillé de la carte OM 5027 est d'environ 2 000 Francs TTC chez les détaillants* (avec notice en français !).

Par quantité s'adresser au réseau de distribution Philips. Et pour mieux comprendre le bus I2C vous pouvez toujours vous reporter à l'ouvrage de votre serviteur : «Le bus I2C» aux Editions Dunod.

* Chip Service
Electronique Diffusion
et Lextronic

Figure 13 : le module
8 bits parallèle vers I2C.



Ce logiciel existe depuis longtemps chez Philips Semiconductors et est offert gracieusement à ses clients pour les aider à concevoir leurs études autour du bus I2C.

Pour favoriser la promotion de cette carte et, sachant que les amateurs et scolaires ne sont souvent pas très fortunés, nous avons réussi à ce que ce logiciel puisse être mis aussi à votre disposition sur le serveur de ERP afin que ceux qui souhaitent accompagner la carte puissent le faire au grand complet.

Dominique PARET

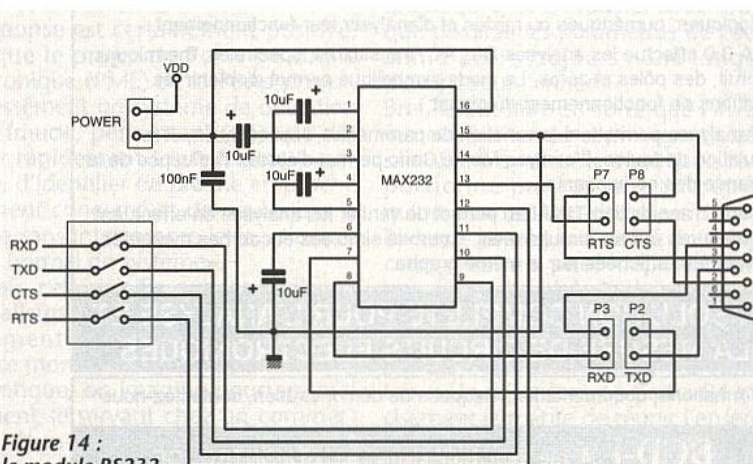
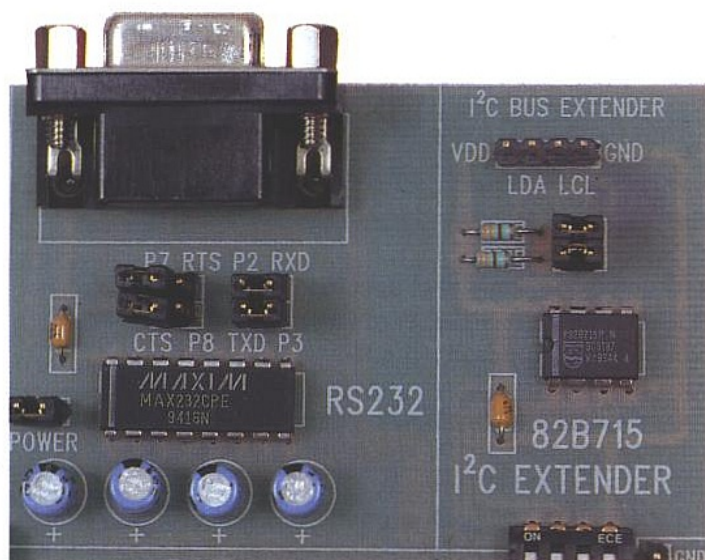


Figure 14 :
le module RS232.

LE SALON «CARTES 94»

Avec une centaine d'exposants attendant 4000 visiteurs professionnels, le salon Cartes constitue depuis 1986 un événement international majeur réunissant à Paris quasiment tous les protagonistes du marché des cartes plastique et notamment à puce. L'édition 1994 de cette manifestation s'est tenue du 18 au 20 octobre sur 3000 m² au Palais des Congrès de la Porte Maillot.

Outre l'exposition proprement dite, ces 9^{ème} Rencontres Internationales des Professionnels de la Carte accueillent un important programme de conférences et, comme d'habitude, toute une série d'ateliers pratiques offerts par les principaux exposants.

A l'heure où le premier collégien venu peut lire et écrire, en tout bien tout honneur, dans quasiment n'importe quelle carte à puce (et nous y sommes assurément pour quelque chose...), il est frappant de constater que plus personne ou presque ne craint d'appeler un chat un chat.

A l'heure où le premier collégien venu peut lire et écrire, en tout bien tout honneur, dans quasiment n'importe quelle carte à puce (et nous y sommes assurément pour quelque chose...), il est frappant de constater que plus personne ou presque ne craint d'appeler un chat un chat.

A l'heure où le premier collégien venu peut lire et écrire, en tout bien tout honneur, dans quasiment n'importe quelle carte à puce (et nous y sommes assurément pour quelque chose...), il est frappant de constater que plus personne ou presque ne craint d'appeler un chat un chat.

A l'heure où le premier collégien venu peut lire et écrire, en tout bien tout honneur, dans quasiment n'importe quelle carte à puce (et nous y sommes assurément pour quelque chose...), il est frappant de constater que plus personne ou presque ne craint d'appeler un chat un chat.

A l'heure où le premier collégien venu peut lire et écrire, en tout bien tout honneur, dans quasiment n'importe quelle carte à puce (et nous y sommes assurément pour quelque chose...), il est frappant de constater que plus personne ou presque ne craint d'appeler un chat un chat.

avec le «masque» voulu. Pour ce faire, une description du masque doit être écrite en langage C, compilée, liée avec des routines spéciales et transmise à la PSM par une liaison série avec un PC.

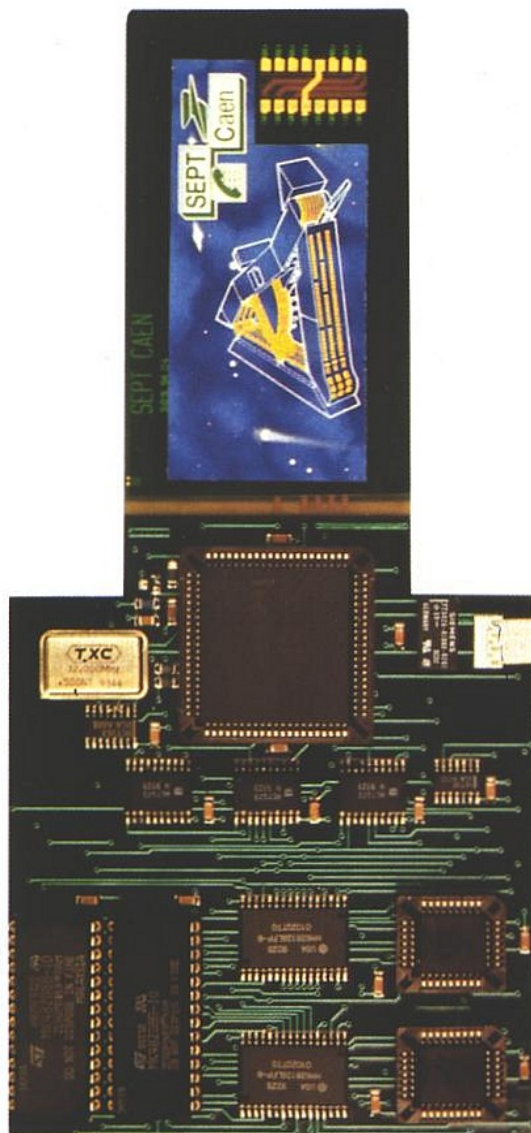
Il reste alors à télécharger les paramètres de protocole et éventuellement la zone de données pour transformer, au moins fonctionnellement, la PSM en une véritable carte utilisable soit de façon autonome, soit reliée à un PC qui enregistrera la trace de tous les échanges et permettra d'intervenir en mémoire.

Jusqu'à présent, les masques B0, B0' et TE9 ont été développés et testés sur la PSM, ainsi que l'algorithme cryptographique RSA. La PSM peut ainsi d'ores et déjà émuler notamment la carte bancaire. La question se pose donc forcément de savoir si un outil de ce genre ne pourrait pas d'aventure servir de base à des manœuvres frauduleuses !

La réponse est certainement positive, puisque le projet de Porte-Monnaie Electronique (PME) de la Poste prévoit expressément un système de détection de la fraude, permettant (sic) «de détecter rapidement toute fraude éventuelle, d'identifier de proche en proche l'élément concerné et de neutraliser la fraude sans interrompre le fonctionnement normal du système».

En clair, cela signifie que les meilleurs spécialistes de la question n'écarteront nullement le risque de création de «fausse monnaie électronique»...

En pratique, on imagine pourtant mal un client se servant chez un commerçant d'un circuit imprimé grand comme une carte postale à la place de sa carte PME !



Tous les automates équipés d'un «avaleur» de carte motorisé sont également à l'abri de ce genre de tentative, et on nous affirme que même les publicitaires (qui acceptent dorénavant la carte bancaire) sont munis de détecteurs de métaux tout autour de leur connecteur de carte, pour dépister les «prolongateurs».

A vrai dire, le risque le plus sérieux pourrait bien se situer au niveau des applications «carte» à domicile : TV à péage, évidemment, mais aussi télépaiement par minitel.

La parade consiste alors à perfectionner de plus en plus les algorithmes cryptographiques, et à modifier aussi souvent que possible les paramètres de codage afin d'avoir toujours «une longueur d'avance sur l'ennemi».

Bref, il faut faire en sorte que l'investissement (en temps et en argent), nécessaire à une éventuelle fraude soit disproportionné par rapport au bénéfice qu'on pourrait tirer de celle-ci.

Plus que jamais, la sécurité d'une application «carte à puce» repose donc sur une approche globale du système, depuis les cartes jusqu'aux logiciels d'exploitation en passant par des éléments parfois aussi simples que les connecteurs. Un salon comme Cartes 94 a précisément le mérite de réunir l'ensemble du savoir-faire nécessaire à une telle démarche.

Patrick GUEULLE

Carte DSP

32 bits

faible

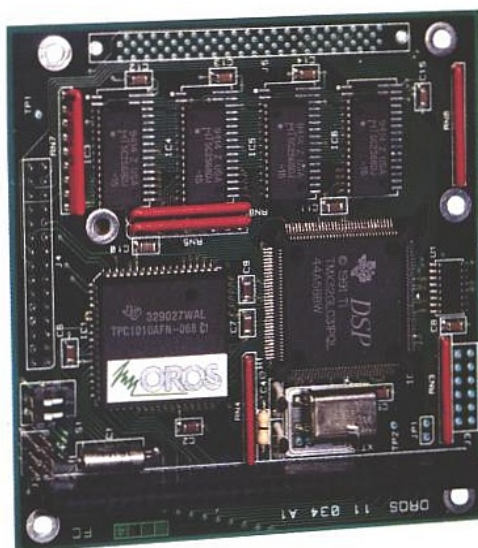
consommation

OROS au

format PC104

OROS annonce la commercialisation de sa nouvelle carte DSP, la carte OROS-SP104.

Cette carte au format PC104 est la première, dans le catalogue des cartes PC104, à proposer un processeur de traitement de signal 32 bits, le TMS 320C31. Rappelons que le format PC104 est dérivé du format PC dont il conserve le processeur, le bus, l'architecture matérielle et logicielle générale mais avec un format et une connectique beaucoup plus compacts et plus adaptés aux réalisations industrielles.



Une des caractéristiques déterminantes de la carte OROS-SP104 est sa faible consommation qui la rend particulièrement attractive pour les applications portables et autonomes. La carte OROS-SP104 s'adresse aux intégrateurs et OEM pour des réalisations demandant une grande puissance de

calcul, un faible volume et une faible consommation dans les domaines d'application du traitement du signal temps réel : traitement de la parole, acoustique, télécom, contrôle industriel, commande de machines, médical. Elle est proposée avec les outils pour la programmation en C : compilateur-optimiseur, debugger, librairie d'accès et de traitement du signal.

Pour le développement, OROS propose une carte support qui permet d'installer la carte OROS-SP104 dans un PC de bureau.

Principales caractéristiques :

- DSP : TMS 320LC31 - 32 bits à virgule flottante, 32 MFlops
- Format PC104 : 90 x 95 mm
- Mémoire SRAM : 128 Ko, extensible à 1 Mo
- Connecteurs : bus PC104 (compatible PC XT), bus DSP, bus série, bus pour carte analogique
- Consommation : 120 mA à 32 MFlops, 20 mA au repos.

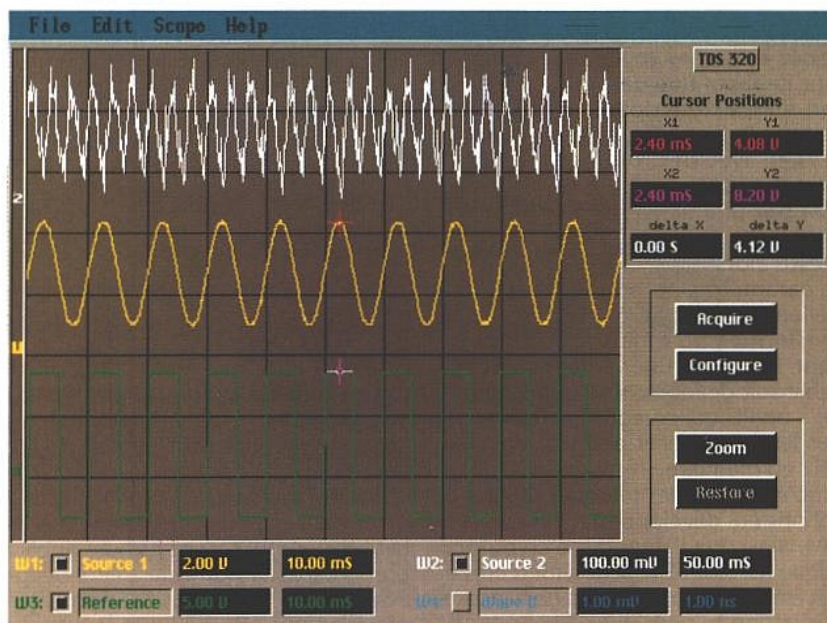
La carte OROS-SP104 est proposée au prix de 3 500 F HT/100 pièces.

OROS

Zirst 4403

38944 Meylan Cedex

Tél. : (33) 76 90 62 36



Logiciel d'acquisition

de courbes à partir

d'oscilloscopes Tektronix

DocuWave est un logiciel interactif, exécutable sous DOS, qui acquiert des signaux issus des oscilloscopes Tektronix et les exporte vers d'autres applications. Il s'appuie sur LabWindows et une interface GPIB pour remplacer une caméra d'oscilloscope par un terminal PC. DocuWave peut acquérir quatre courbes simultanément, exporter les données vers un tableur, générer des images graphiques des courbes, les imprimer directement sur imprimante graphique ou sur traceur, ou encore laisser à l'utilisateur la possibilité de

zoomer, d'ajuster et de documenter les graphiques à l'écran. Pour plus d'information, contacter

TEKTRONIX
Zone Industrielle de Courtabœuf n°5
6, rue de la Terre du Feu
BP 13
91941 Les Ulis Cedex

Catalogue 1995

de la mesure sur
ordinateur N.I.

Gratuit, ce catalogue de 584 pages en couleur est destiné aux ingénieurs et scientifiques qui souhaitent développer

leur système de mesure et de contrôle/commande sur ordinateur (PC/XT/AT, PS/2, Macintosh, et stations Sun, HP, DEC, etc.). Les matériels et logiciels décrits peuvent être utilisés dans les applications nécessitant la mesure et/ou le contrôle de tout type de phénomène physique. Le lecteur trouvera notamment le détail des évolutions des logiciels LabVIEW, LabWindows/CVI et HiQ. Le catalogue inclut également des exemples d'applications et des informations détaillées pour ne rien ignorer des principes de l'acquisition de données, du conditionnement du signal, du traitement DSP et des standards IEEE 488.2, SCPI, VXI et MXI).

NATIONAL INSTRUMENTS
Centre d'Affaires Paris-Nord
BP 217

«Le Continental»
93153 Le Blanc-Mesnil Cedex
Tél. : (1) 48 14 24 24
Fax : (1) 48 14 24 14



LAB SONDE : ASSISTANT POUR LABORATOIRE PHOTO NOIR ET BLANC

La réalisation que nous offrons ici permettra de

gérer une grande partie des tâches délicates

inhérentes à l'exploitation d'un labo photo noir

et blanc. Elle se compose de deux volets, dont le

premier que voici propose d'analyser le temps

idéal d'insolation

d'un film ou

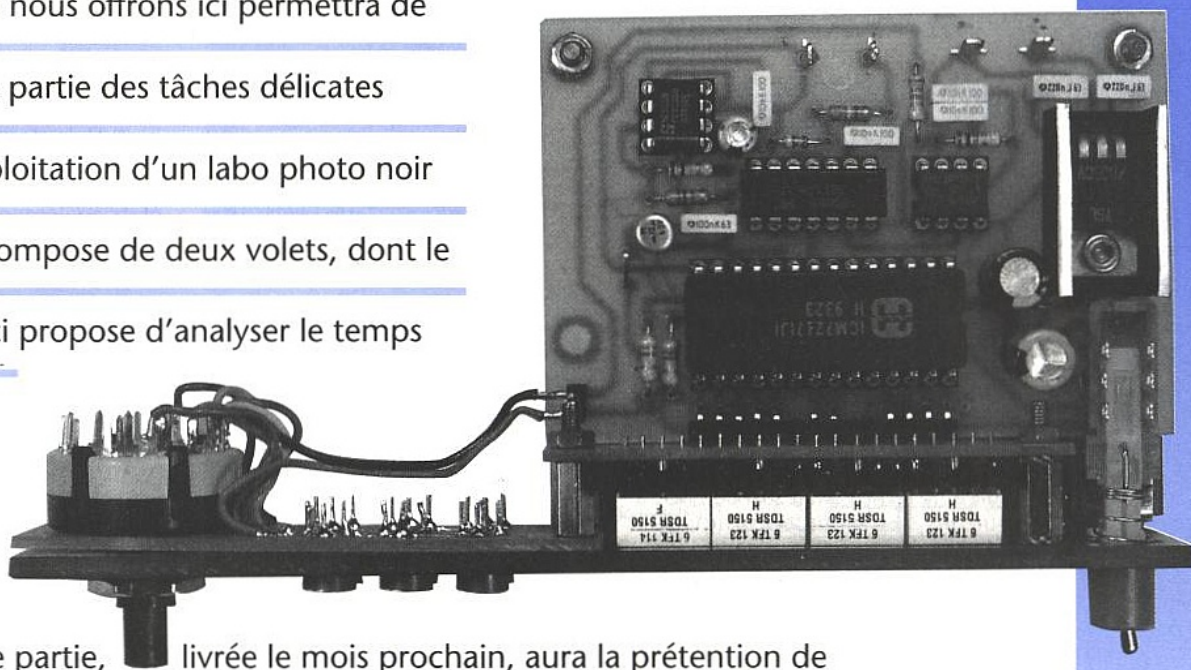
papier noir et

blanc. La seconde partie, livrée le mois prochain, aura la prétention de

commander les fonctions principales d'un labo mais pourra être exploitée à

bien d'autres fins. L'essentiel des implantations (en simple face) sera réutilisable

pour toute mise en œuvre des ICM7217 J1/IJP et BIJ1.



S'il est un loisir abordable et «rentable», le labo d'amateur N&B se place actuellement en tête de liste.

En effet, les laboratoires rechignent actuellement à traiter correctement ces films : une pellicule N&B passe souvent dans la moulinette des machines «couleur» et les prix exorbitants conjoints à un service de bien piètre qualité suffisent (ou devraient suffire), à faire oublier ce procédé qui pourtant revient à la mode, même dans les photos de charme !

Le hasard a voulu que votre serviteur s'aventure l'été dernier à «refaire du N&B» et constate avec horreur les 114 F demandés pour 36 7 x 10 incorrectement tirés malgré huit jours d'attente.

De ce scandale il a parlé à quelques amis et il s'est avéré qu'un bon nombre d'entre eux avaient la nostalgie du tirage

N&B amoureuxment traité, cadré, etc. Si la quasi totalité du matériel indispensable (locaux compris) était facile à réunir encore fallait-il s'assurer que les consommables étaient toujours disponibles et à des prix raisonnables.

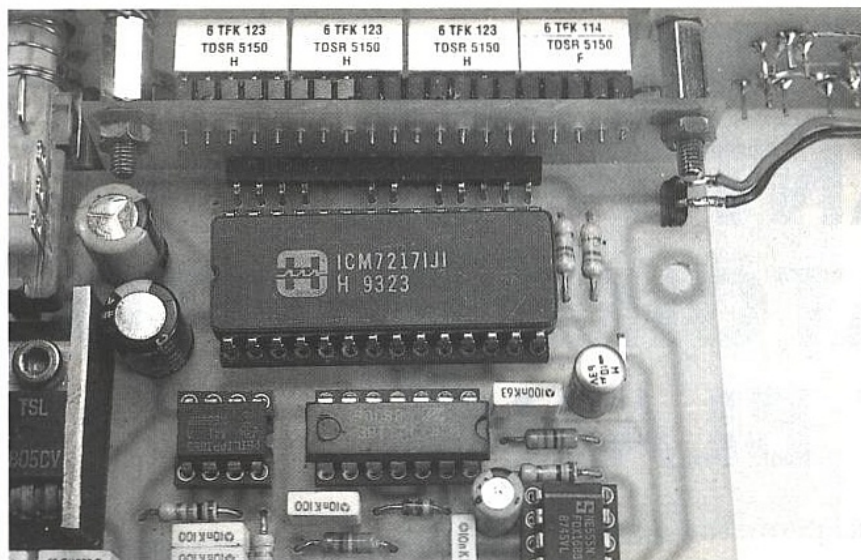
Renseignements pris, ce sont les machines de traitement N&B qui peu à peu tombent en panne et qu'il n'est pas envisageable de réparer, étant donné la trop faible demande.

Par contre les consommables courants restent accessibles à l'amateur. Pour le papier en rouleau de 1 m x 10 m et les bobines 35 mm ce sera un peu plus délicat, mais l'auteur achète bien ses ekas tungstène par correspondance à 900 kms de son domicile. Dans les années 80 il s'était construit une centrale un peu folle (mais rapidement amortie) dont voici une «copie» remise à jour. Des 49 ICs TTL de l'original il ne reste plus grand

chose, comme nous allons le voir (sans toutefois faire appel à un quelconque microprocesseur).

Avant d'entrer dans la circuiterie proprement dite, une remarque importante: au bout de 10 ans environ notre première maquette a commencé à présenter des signes de faiblesse et nous avons constaté une oxydation des pattes des ICs, allant jusqu'à les couper net ! Certaines précautions seront donc à prendre car l'environnement acide d'un labo ne semble pas à négliger.

Le cahier des charges que nous nous sommes imposé est directement lié à l'expérience et aux exigences d'un labo: analyse du temps d'exposition idéal (objet de ces pages), mais aussi asservissement des commandes telles qu'agrandisseur, lampes de labo etc., reproductibilité des tirages, et surtout totale liberté de «l'artiste».



ICM7217 X...

Un des éléments fondamentaux de ces réalisations indépendantes est le ICM7217, compteur-décompteur prépositionnable multiplexant un affichage sur 4 digits. Il nous a semblé indispensable de reprendre (ou prendre) contact avec ce dernier.

La **figure 1** dévoile dans un premier temps les boîtiers et options au catalogue INTERSIL (HARRIS). A vouloir trop bien faire, ce fabricant c'est dispersé en proposant n formules de ce produit et le temps a fait son oeuvre : à ce jour des distributeurs comme RADIOSPARES (voir annonceurs) ne tiennent en stock qu'un seul modèle sur les quatre annoncés. Nous oublierons le 7227 (très proche) et ses 4 versions également introuvables !

Il ne faut donc pas rêver sur ses data books et rester lucide : seul le ICM7217 JI (ou IJP) est disponible facilement. C'est une décade 9999 pour afficheurs à anodes communes. La version TIMER 5959 nous aurait été agréable mais elle restera «projet papier» comme les deux versions pour cathodes communes (même si nos premiers essais ont été faits à partir du 7217 AIPI considéré comme obsolète, ou plus simplement dé-approvisionné).

On remarquera toutefois que la version 5959 aurait posé quelques problèmes notamment pour les roues codeuses : nous n'avons jamais pu trouver de roues qui se bloquent mécaniquement à 5.

La figure 1 offre néanmoins le brochage des quatre versions. On notera que pour anodes et cathodes communes les broches 1 à 14 restent semblables, par contre tout est changé de 15 à 28. On constate alors que si la «compatibilité» est exclue entre les modèles à anodes et cathodes communes, il n'en reste pas moins qu'une grande part de la gestion des commandes est identique, ce qui nous a permis d'évaluer dans un premier temps cette réalisation avec des AIPI et de la transcrire ensuite pour IJP.

Ce compteur-décompteur 4 digits dispose de trois sorties principales :

Pin 1 : Carry/ Borrow (report, retenue), basculant automatiquement suivant le mode adopté sur la broche Up/Down, soit comptage ou décomptage.

Pin 2 : ZERO (barre). Cette broche passera à 0 quand le compteur sera à 0.

Attention, cette broche d'égalité avec 0000 ne veut pas dire que le compteur ou décompteur s'arrêtera sans commande particulière à 0 : il tournera en boucle sans fin. Nous constaterons le mois prochain qu'il est nécessaire de prendre quelques précautions quant à son usage.

Pin 3 : EQUAL (barre), qui détecte l'égalité entre l'état du compteur et un registre préalablement chargé par l'utilisateur.

Six autres broches régissent le fonctionnement :

Pin 9: STORE (barre) ou latch des sorties,

Pin 10 : UP/DOWN (barre), choix du mode comptage ou décomptage,

Pin 14 : RESET (barre) du compteur, Pin 12 : LOAD COUNTER (LC), entrée à trois états.

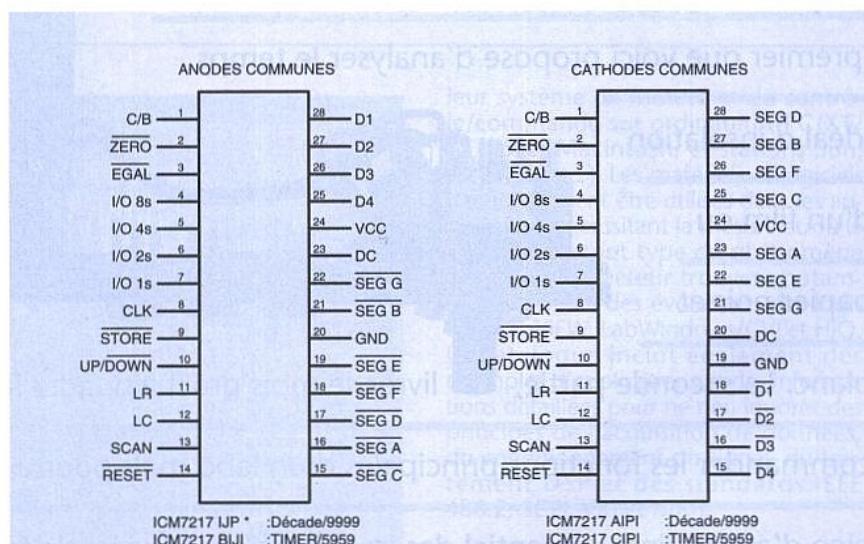
a : non connectée (1/2 VCC) = mode normal

b : + VCC, le compteur se charge des données BCD (4 à 7)

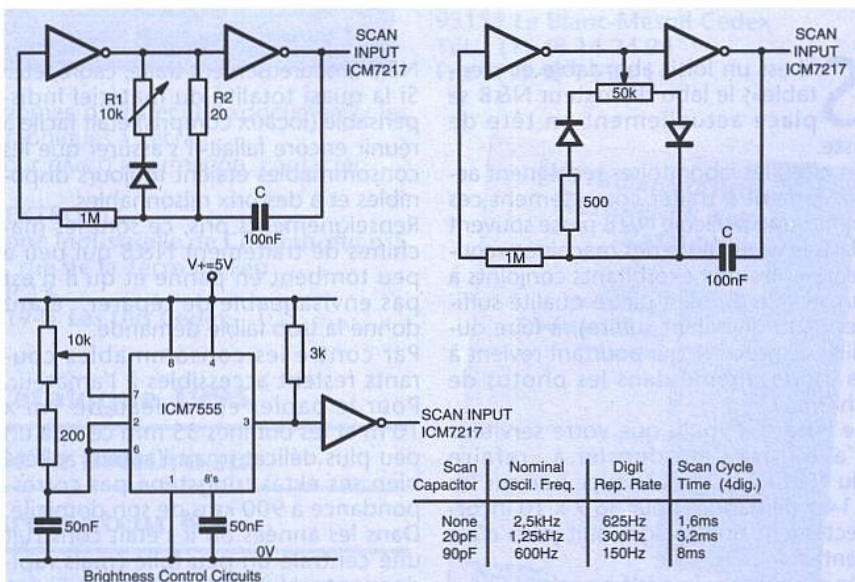
c : 0 V, le port BCD est mis en haute impédance.

Pin 11: LOAD REGISTER (LR), à trois états également.

a : non connectée = mode normal



■ Figure 1 : brochage des quatre versions de 7217.



■ Figure 2 : différentes méthodes pour attaquer l'entrée «scan».

b : + VCC, le registre est chargé des données BCD

c : 0 V, l'affichage est déconnecté, le port BCD mis en haute impédance et l'oscillateur de multiplexage désactivé.

Pin 23 (anodes communes) : Display Control (DC)

a : non connectée = mode normal (pas de «zéro» inutiles)

b : + VCC = extinction de l'affichage

c : 0 V = affichage des «zéro» inutiles.

Force est de constater que les possibilités sont nombreuses et qu'un minimum de mise en œuvre permet d'accéder à toutes les commandes utiles à un ensemble de comptage/décomptage sur 4 Digits : prépositionnement de départ, marquage d'un point de passage (EQUAL), latch de l'affichage, etc.. Mais ce n'est pas tout !

Pin 13 : cette entrée SCAN peut intervenir sur l'horloge de multiplexage (voir figure 2), soit par ajout d'un condensateur entre cette broche et la masse, soit par un montage externe modifiant le rapport cyclique (par défaut de 25:1) donc la luminosité des afficheurs.

Le chargement des données compteur

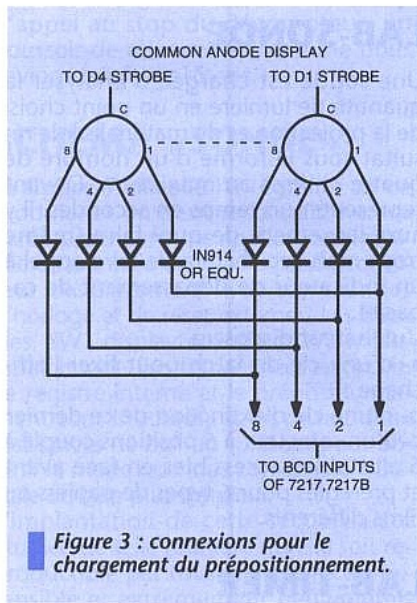


Figure 3 : connexions pour le chargement du prépositionnement.

et registre est prévu par roues codeuses. Ces dernières seront insérées entre D4 à D1 (pins 25 à 28) et les entrées 1.2.4.8 (broches 4 à 7). Les connexions doivent se faire par diodes suivant le mode indiqué figure 3 pour les modèles à anodes communes (reverser les diodes dans l'autre cas !). Les autres broches commandent les segments des afficheurs, la masse étant en 20, + VCC en 24 et l'entrée clock en 8.

Avant d'analyser notre premier montage, nous avons sélectionné quelques suggestions proposées par le constructeur.

Figure 4 on peut voir comment interfacer le ICM7217IJI avec un affichage LCD au moyen d'un autre circuit INTERSIL : le ICM7211, et figure 5 la méthode à adopter pour coupler deux 7217 afin d'obtenir un affichage sur 8 digits.

Deux applications intéressantes sont visibles figure 6 :

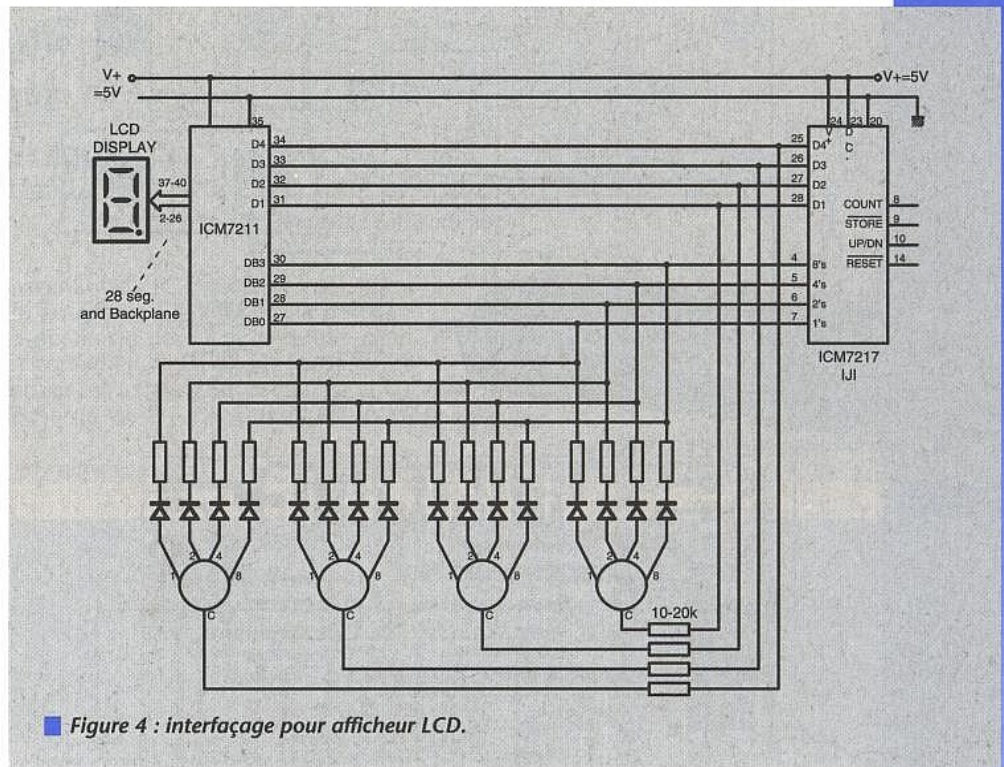


Figure 4 : interfacement pour afficheur LCD.

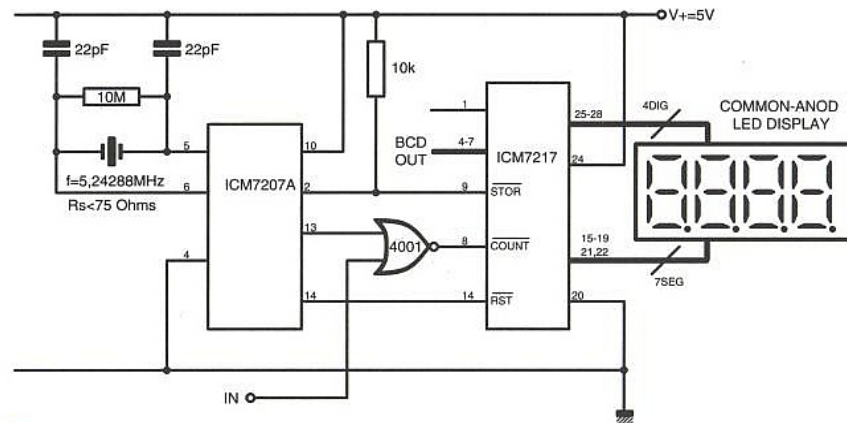


Figure 6a : fréquencesmètre 1 MHz.

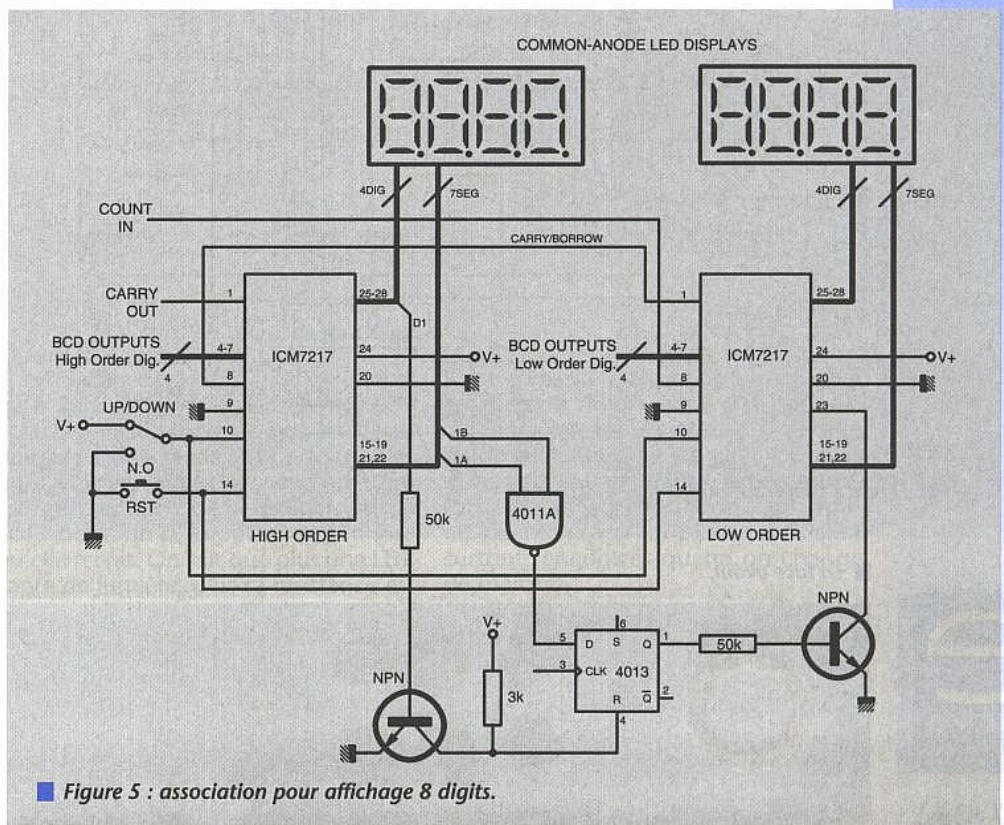


Figure 5 : association pour affichage 8 digits.

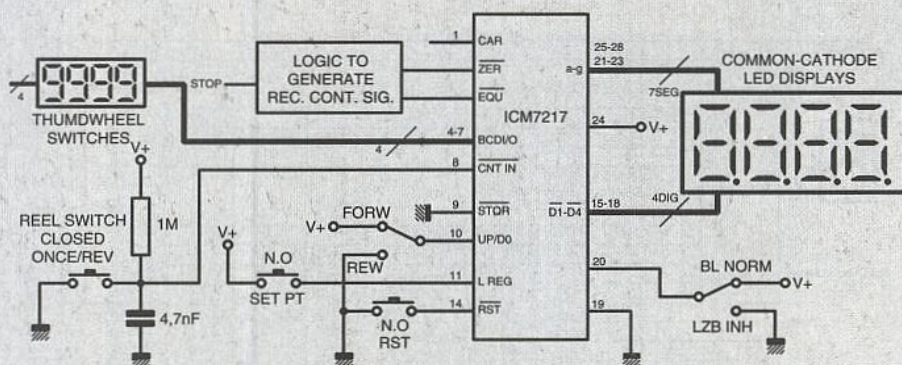


Figure 6b : exploitation en compteur.

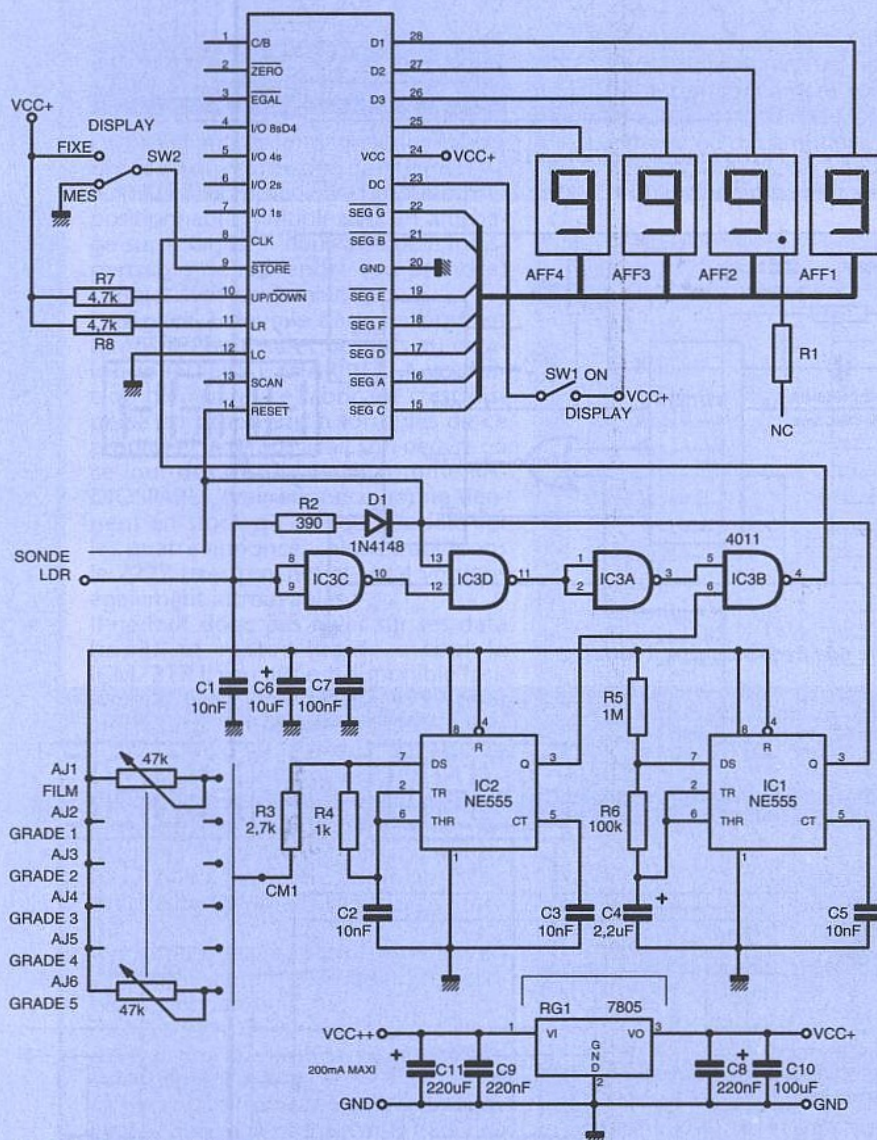
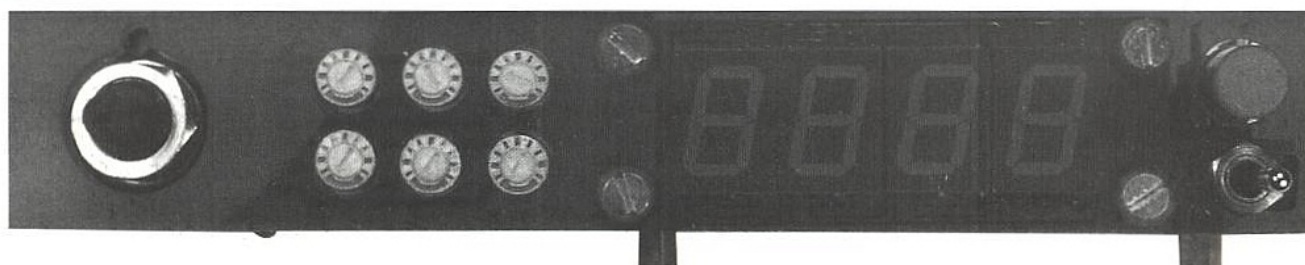


Figure 7 : schéma sonde.

La face avant.



a) construction d'un fréquencesmètre de précision (1 MHz maxi) au moyen d'une base de temps ICM7207A.
b) une idée d'exploitation comme compteur de magnétophone. Le projet est ici un peu simpliste à notre avis, mais il n'en reste pas moins que la «base» est intéressante et qu'au prix d'un traitement externe approprié (analyse des fonctions, des vitesses, de la rotation des deux plateaux, prise en compte de l'inertie de freinage - au besoin recalage lent -) on pourrait obtenir un montage performant et peu volumineux.
Voilà pour l'essentiel du 7217. Nous l'utiliserons de manière différente dans les deux cartes appartenant à notre système.

CAHIER DES CHARGES GLOBAL

Des photographies présentant l'appareil complet, examinons rapidement les fonctions des deux blocs.

LAB-SONDE

Une sonde est chargée d'analyser la quantité de lumière en un point choisi de la projection et de matérialiser le résultat sous la forme d'un nombre de quatre chiffres au maximum. Devant représenter un temps en secondes, il y aura largement de quoi faire (même trop) mais ceci évitera de faire appel à un indicateur de dépassement de capacité.

L'utilisateur disposera :

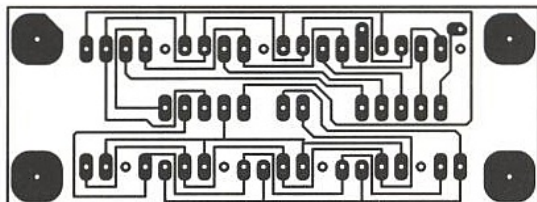
- a- d'une clé de latch pour fixer l'affichage
- b- d'une clé d'extinction de ce dernier
- c- d'un rotacteur à 6 positions couplé à 6 ajustables accessibles en face avant et préréglés pour 6 types de papiers ou films différents.

LAB-TIMER

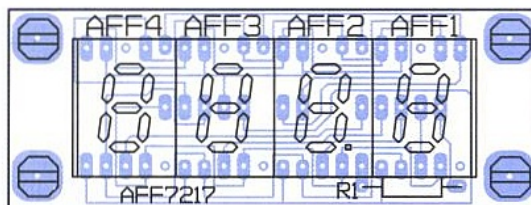
Le second module est construit autour d'un décompteur prépositionnable par roues codeuses. Le principe consistera à reporter sur ce système la valeur retenue pour la sonde, puis à lancer le cycle d'insolation.

L'utilisateur - outre les roues codeuses - disposera des clés suivantes :

- a- MESURE : l'éclairage rouge du labo est éteint et l'agrandisseur allumé.
- b- STOP : le labo est allumé et l'agrandisseur éteint.
- c- START : le cycle d'insolation est séquencé ainsi ;
- extinction totale (labo et agrandisseur)



■ Figure 8a



■ Figure 8b : carte affichage.

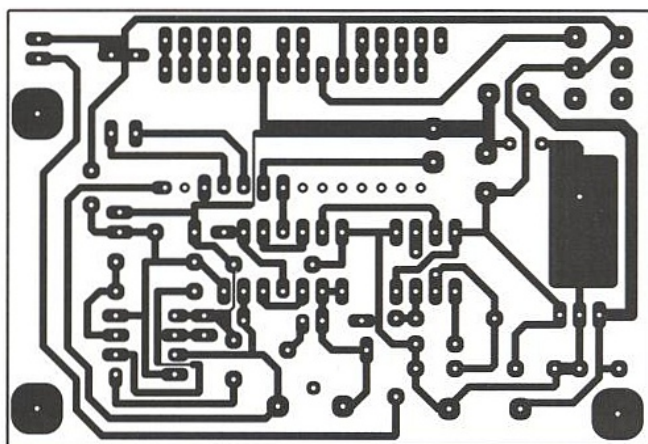
- émission de trois bips pour attirer l'attention
- allumage de l'agrandisseur pendant le temps affiché sur les roues codeuses
- en fin de décompte, extinction de l'agrandisseur et allumage du labo. Voici pour le principe général. On pourra constater la totale indépendance des deux modules, contrairement à notre précédent système qui ne comportait pas de roues codeuses et disposait d'une clé de transfert de la valeur sonde vers le timer.

Cette méthode est beaucoup plus souple (et plus simple à construire) car elle permet à chacun de ne fabriquer que ce qui lui manque, mais aussi d'insérer un ou plusieurs masques pendant une exposition sans faire appel à un montage compliqué avec programmation des arrêts, leurs détections, un bip d'appel au stop du décompteur, un poussoir de relance etc., comme nous l'avions fait il y a 15 ans.

provenant de IC2, réglables par AJ1 à AJ6 au gré de CM1. Le cycle de charge-décharge de C1 ainsi que le reset est confié à IC1. Quand la sortie de ce dernier est à 0, le reset est activé et C1 déchargé via D1-R2. Quand elle est à



■ La sonde



■ Figure 9a

SCHÉMA «SONDE»

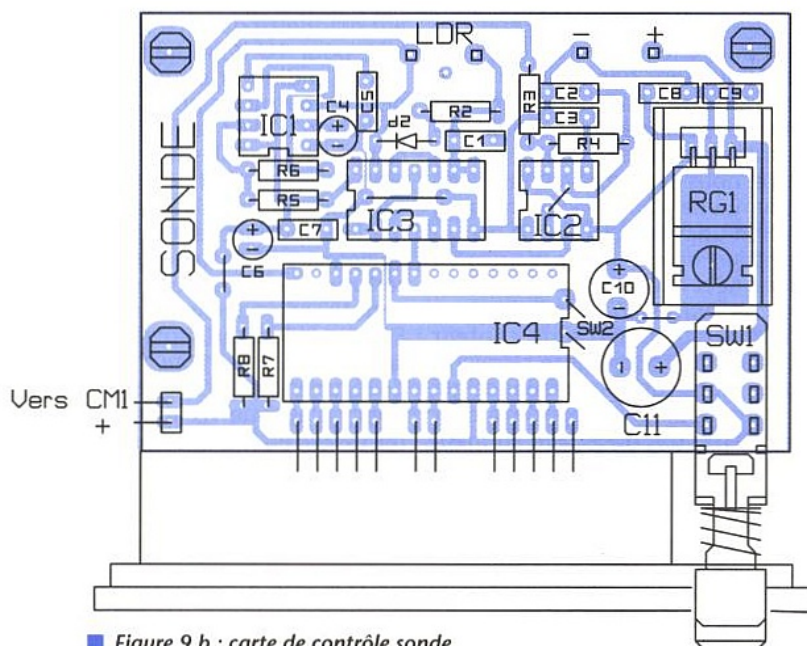
La figure 7 dévoile l'intégralité de ce module, et on peut reconnaître en sa partie supérieure une application simplifiée à l'extrême du 7217 : mode compteur exclusivement avec commandes d'horloge et de reset externes. Les deux clés, SW1 display on/off et SW2 mesure/latch sont directement liées au circuit. Le registre interne et le prépositionnement sont inutilisés, et de ce fait deux résistances de pull-up suffisent pour obtenir le mode qui nous convient ici ! Difficile de faire plus simple...

L'implantation de cette section a été étudiée de telle manière qu'elle soit reproductible par tous (simple face), extensible et extrêmement peu volumineuse. Il en sera de même le mois prochain pour la seconde section avec roues codeuses.

Cette «universalité» nous a conduit à prévoir l'affichage d'un point décimal (dont nous n'avons pas ici l'utilité) : une résistance R1 sera implantable sur la carte des afficheurs pour commander le dp de AFF2. Le constructeur propose 39 Ohms mais dans la pratique 150 suffisent à notre goût. Chacun fera à son gré, et une liaison au 0V mettra en action cette fonction.

Le système de commande est quant à lui inspiré d'un très ancien article de notre confrère Monsieur WALLAERT, et adapté pour l'occasion puisqu'ayant donné entière satisfaction pendant plus de 10 ans. Pourquoi changer ce qui fonctionne parfaitement ?

Le principe en est très simple : une LDR servant de sonde charge périodiquement un condensateur (C1). Quand ce dernier dépasse 2,55V il fait changer d'état IC3c et fermer alors la porte IC3b, laquelle recevait des impulsions



■ Figure 9b : carte de contrôle sonde.

1, la résistance de la LDR charge C1 jusqu'à 2,55V et pendant ce temps IC2 «crache» des impulsions vers le compteur. Les 2,55V passés, la porte est bloquée et la valeur obtenue au compteur est représentative de la résistance de la LDR, donc de la quantité de lumière qu'elle reçoit. On sait que plus une LDR capte de lumière, plus sa résistance est faible donc plus le temps de charge de C1 sera court et moins on laissera passer d'impulsions vers le compteur. A charge à l'utilisateur de procéder pour divers types de papiers aux réglages de AJ1 à AJ6 afin que le nombre affiché corresponde, en secondes, au temps idéal d'insolation et ne le rende plus «arbitraire».

Il est conseillé de vérifier le réglage à chaque fois qu'on ouvre une nouvelle boîte de papier ou film, même si le grade est identique. De petites dispersions peuvent apparaître, jamais toutefois dans des proportions considérables. Les écarts les plus grands sont surtout rencontrés quand on change de marque.

Ce petit montage est très performant malgré ses «défauts», et il permettra d'éviter un gaspillage à la fois d'argent et de temps. En effet, il est très difficile de transposer un temps d'insolation idéal pour un 13/18 vers un 50/60 ou 100/120 sans faire parfois des erreurs grossières. Si la sonde indique (après réglage !) 30 minutes d'insolation alors

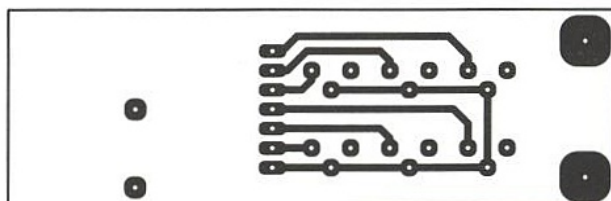


Figure 10a

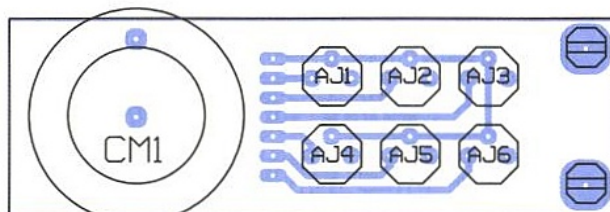


Figure 10b : carte rotacteur + ajustables.

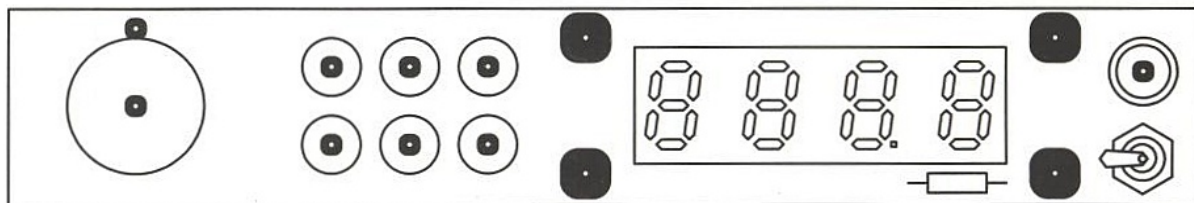


Figure 11 : répartition des éléments sur la face avant.

que 10 semblaient bons, il faudra «écouter» la sonde. C'est comme en vol de nuit : suivre les instruments et se méfier de ses intuitions ! Bien entendu il faudra placer la sonde dans la même zone que pour la première mesure (en général un gris moyen).

Nous avons parlé de défauts, en voici la nature. L'essentiel est lié à l'inertie d'une LDR. Il faudra attendre qu'elle se soit stabilisée avant de prendre pour argent comptant le temps proposé.

Ceci peut imposer plusieurs secondes et mérite d'être respecté. Tenant compte de ce fait, nous avons commandé IC1 de telle sorte qu'il calme le jeu et ne lance pas des séries de mesures intermédiaires sans intérêt qui auraient pour effet de déstabiliser l'affichage. N'oublions pas qu'il n'y a pas de latch et que chaque mesure fait l'objet d'une remise à zéro. Afin de verrouiller une valeur considérée représentative, nous avons prévu une clé de latch manuelle, mais encore fallait-il qu'elle soit utilisable : latcher le compteur en cours de comptage n'a rien de passionnant et rajouter une synchro de fin de comptage quasi inutile si on tient compte de l'inertie du capteur (LDR). Ainsi notre système rafraîchit toutes les 1,5 secondes environ, ce qui laisse le temps à l'utilisateur de latcher mais n'interdit pas de le faire au mauvais moment (en cours de comptage) ! Si on bascule la clé latch à 32 et qu'on verrouille à 17, il faudra recommencer. Tout ceci est plus technique que contraignant sur le terrain : la fréquence de rafraîchissement est facilement décelable en cours de mesures et il faudra vraiment mettre de la mauvaise volonté pour latcher «à côté».

On prendra soin d'éviter de saturer de lumière la sonde, et de la ranger dans un coin plutôt sombre. Par ailleurs, il est impératif de couper l'éclairage du labo pendant la mesure si on veut que cette dernière soit correcte. Enfin, on n'oubliera pas de couper tout le système quand on chargera des pellicules sensibles à développer.

RÉALISATION

Elle fait appel à trois petits circuits imprimés en simple face. Le premier, **figure 8**, sera utile également le mois prochain. Il porte les afficheurs ainsi que la

résistance R1. Attention toutefois : le côté cuivre est situé côté composants ! Ceci est uniquement lié au fait que mécaniquement parlant le connecteur coudé doit être soudé «normalement» pour éviter tout arrachage. Il faudra donc souder les barrettes supports d'afficheurs côté cuivre, mais rien n'interdira aux plus ambitieux de réaliser ce petit circuit en double face, sans rien changer au dessin.

La seconde carte est visible **figure 9**. Elle fait appel à 4 straps et regroupe la quasi totalité du schéma, régulateur compris. Il est bon de noter que ce montage a été prévu pour se satisfaire de 1U de hauteur bien qu'il n'ait pas été maquetté dans ce format. Toutefois, pour 1U il faudrait réduire de 2 mm le radiateur de RG1 comme on peut le voir sur les photographies. La liaison à SW2 se fera par fils, côté cuivre : des pastilles sont prévues à cet effet en tête de IC4.

La **figure 10** complète le tout élégamment en portant les 6 ajustables mais également CM1 (à câbler par fils), et sert de cale d'épaisseur pour les deux entretoises à gauche de AFF4. Soucieux de la présentation (même si la maquette a été faite dans un coffret de récupération), l'auteur s'est arrangé pour qu'aucune vis apparente ne soit nécessaire en face avant : la fixation du bloc est possible et suffisante par CM1 traversant le plexi rouge de 4 mm et SW2 plaquant à son tour le plexi et le module. Bien évidemment une compensation de 16/10 mm sera nécessaire par rondelles sur les entretoises à droite de AFF1 pour équilibrer la carte **figure 13**.

La **figure 11** place les éléments en face avant et pourra servir de plan de perçage à la fois pour le plexi et pour la tôle de façade.

Chacun sera libre de construire la sonde proprement dite comme bon lui semblera. Pour notre part nous avons repris celle construite il y a 15 ans et qui avait été faite à partir d'un cache micro de Fender Stratocaster comblé de résine.

Cette forme allongée est très pratique à l'usage car on aura compris qu'il faut absolument éviter de masquer (ou de faire une ombre avec la main) sur la LDR pendant la mesure. La liaison se fera par fil blindé, la tresse étant à relier à la broche marquée d'un pointillé sur le schéma.

CONCLUSION

Nous voici au terme de cette première section. Le mois prochain nous verrons le TIMER qui exploitera une grande partie des éléments indiqués ici.

Si vous voulez prendre un peu d'avance, stockez 2 ICM71217 et gravez, voire implantez, deux cartes afficheurs (**figure 8**). A suivre.

Jean ALARY

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 150 Ω
R2 : 390 Ω
R3 : 2,7 k Ω
R4 : 1 k Ω
R5 : 1 M Ω
R6 : 100 k Ω
R7, R8 : 4,7 k Ω

Condensateurs :

C1 à C3, C5 : 10 nF Milfeuil
C4 : 2,2 μ F 25V
C6 : 10 μ F 25V
C7 : 100 nF Milfeuil
C8, C9 : 220 nF Milfeuil
C10 : 100 μ F 25V
C11 : 220 μ F 25V

Ajustables :

AJ1 à AJ6 : 47 k Ω T7YA Sfernice

Semiconducteurs :

IC1, IC2 : NE555
IC3 : 4011
IC4 : ICM7217 IJP
D1 : 1N4148
RG1 : 7805 + radiateur
AFF1 à AFF4 : Afficheurs anodes communes (HDSP 5301 ou équiv.)

Divers :

CM1 : LORLIN 2c 6p
SW1 : SCHADOW 2 inv + FG
SW2 : Inverseur miniature
Supports ICs, barrettes sécables, barrette coudée, visserie, cosses.

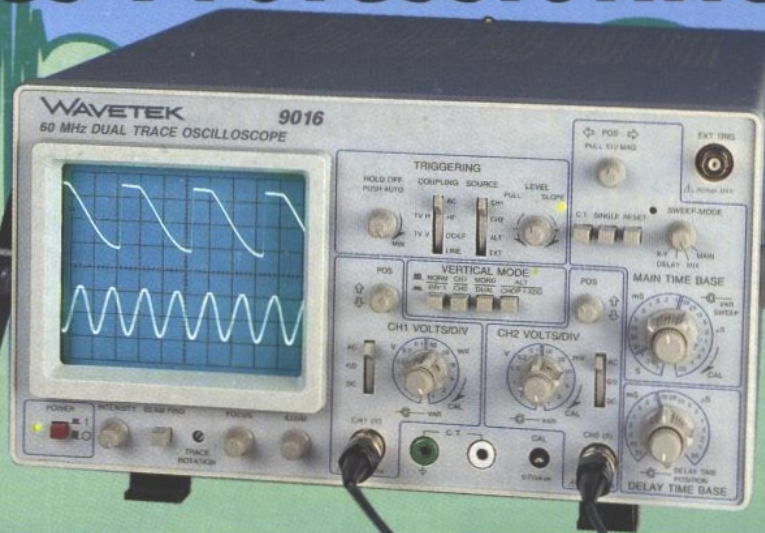
Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;

Analogiques

Digitaux

Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10



9012E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3795 F TTC

9020E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

3 990 F TTC

9016E

- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

7990 F TTC

9302E

- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7550 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distorsion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.

FG2AE

1950 F TTC

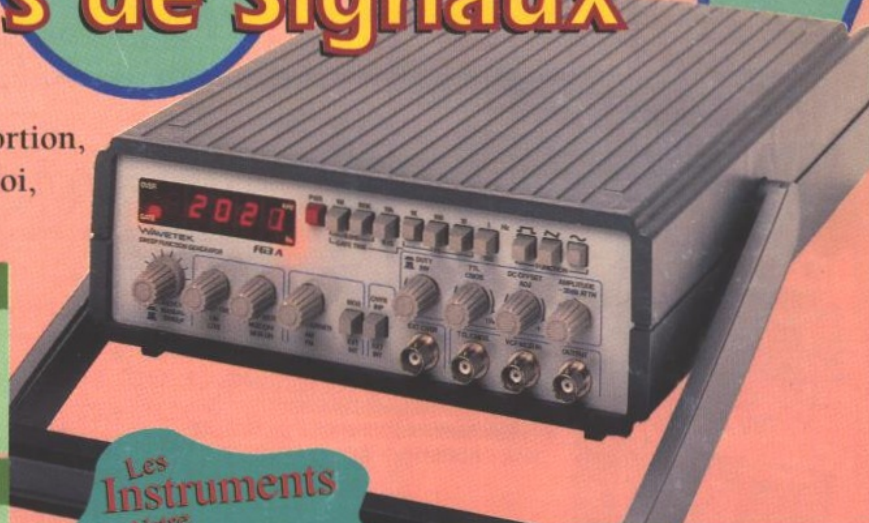
- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE

2995 F TTC

Toutes les fonctions du FG2AE, plus:

- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique



Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK

Electronique - Diffusion

59100
59000
59500
59300
59140
62000
69008
34400
92240

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON
LUNEL
MALAKOFF

15, rue de Rome
234, rue des Postes
16, rue de la Croix-d'Or
39, avenue de Saint-Amand
19, rue du Dr Lemaire
50, avenue Lobbedez
45, rue Maryse-Bastie
155, boulevard Louis-Blanc
43, rue Victor Hugo

Tél. : 20 70 23 42
Tél. : 20 30 97 96
Tél. : 27 87 70 71
Tél. : 27 30 97 71
Tél. : 28 66 60 90
Tél. : 21 71 18 81
Tél. : 78 76 90 91
Tél. : 67 83 26 90
Tél. : (1) 46 57 68 33

Fax : 20 70 38 46
Fax : 20 30 97 96
Fax : 27 87 70 71
Fax : 27 30 97 71
Fax : 28 59 27 63
Fax : 21 71 18 81
Fax : 78 00 37 99
Fax : 67 71 62 33
Fax : (1) 46 57 27 40