

ELEKTOR

l'électronique créative

**générateur de
fonctions à DSP**

*l'universalité du PSN:
signaux numériques
en tous genres*

TÉLÉSWITCH

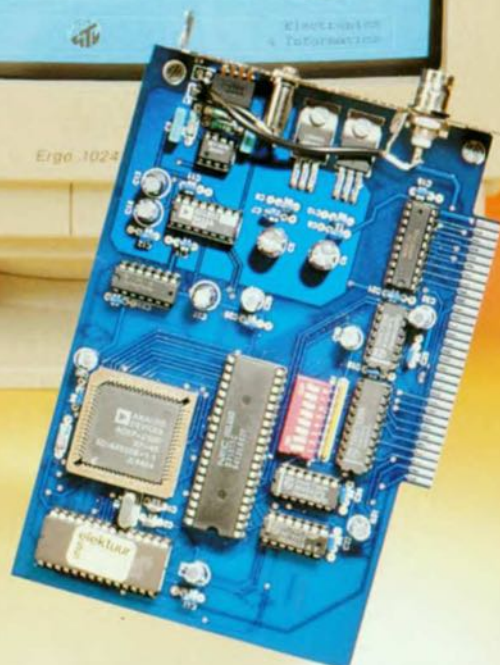
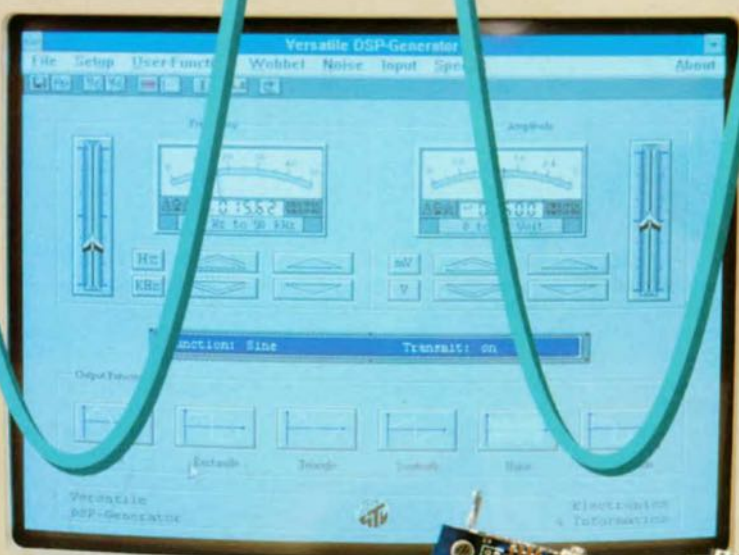
**antenne-
cadre active**
de 100 kHz à 50 MHz

**loupe pour
 μ -contrôleur**

amplificateur auto
30 W sans ondulateur

**en point de mire:
les standards des DN
CD-ROM, CD-I, etc ...**

HEWLETT
PACKARD



SOMMAIRE



n° 201
mars 1995

On a beau ne pas vouloir suivre le gros de la troupe, il faut se faire une raison. La micro-informatique a ouvert l'accès à l'ordinateur d'un certain nombre de domaines qui lui étaient, jusqu'à présent, totalement fermés. Le monde des Processeurs de Signal Numériques est extrêmement fascinant. Nous vous proposons, avec le générateur de fonctions numérique, de passer le seul... Ce numéro décrit bien évidemment, comme le montre ce sommaire, bien d'autres réalisations à la portée de l'amateur d'électronique, telles que TELESWITCH, une antenne-cadre active, un ampli auto de classe H...

INFORMATIONS

Intérêt général

- 31 Disque Numérique: les standards
- 39 Logiciels: B2Spice™ & B2Logic®
- 56 inverseurs à MOSFET G. Kleine
- 65 les PSN, spécialistes des calculs
- 67 BP59, le courrier des lecteurs

RÉALISATIONS

Mesure & test

- 17 générateur de fonctions numérique
carte pour PC avec DSP projet: P. Hackl et ...
- 26 testeur de télécommande IR
marche-t-elle ? oui ou non

Applikator

- 24 la série TLC247X
mini-amplificateur à un unique circuit intégré
- 36 TÉLÉSWITCH
télé2-commutateur à base de PIC projet: H. Kiprowsky

HF & radio

- 42 antenne-cadre active
pour les fréquences allant de 100 kHz à 50 MHz

Loisirs & bricolage

- 46 régulateur de régime pour
moteurs asynchrones
de la progressivité avant tout

Audio & voiture

- 52 étage de puissance « auto »
30 W sous 12 V et cela sans convertisseur

Micro-informatique

- 58 loupe pour microcontrôleur
entrez au coeur du 8051 projet: M. Ohsmann

ELEKTOR infocarte 263	
ADSP-2105 micro-ordinateur à PSN	Circuits intégrés numériques 15
<p>Description générale :</p> <p>Le ADSP-2105 est un micro-ordinateur à puce unique optimisé pour le traitement numérique de signaux ou autres applications nécessitant une vitesse de traitement numérique élevée. Son jeu d'instructions est complètement compatible avec le jeu d'instructions du ADSP-2100. Le ADSP-2105 combine l'architecture complète du ADSP-2100 (trois unités de calcul, générateurs d'adresse de données et séquenceur de programme) avec un port sériel, un temporisateur programmable, des possibilités d'interruption exhaustives et des mémoires RAM de programme et de données intégrées. Le ADSP-2105 possède une mémoire RAM de données (à 16 bits) de 512 mots et une mémoire RAM de programme (à 24 bits) de 1024 mots.</p> <p>Fabriquée en technique CMOS à double couche métallique ultra-rapide, le ADSP-2105 fonctionne avec une durée de cycle de 100 ns. Chaque instruction sera exécutée en un seul cycle. La fabrication en technologie CMOS se traduit également par une consommation très faible. Peu importe les conditions, la dissipation du ADSP-2105 restera inférieure à 1 W (voire même inférieure à 80 mW à l'état de veille).</p> <p>L'architecture flexible du ADSP-2105 et son jeu d'instructions compréhensibles permettent un degré élevé de fonctionnement parallèle. En un seul cycle le ADSP-2105 est capable de :</p> <ul style="list-style-type: none"> ◊ générer l'adresse de programme suivante, ◊ chercher l'instruction suivante, ◊ exécuter un ou deux déplacements de données, ◊ réactualiser un ou deux pointeurs d'adresse de données, ◊ exécuter une opération de calcul et ◊ recevoir ou transmettre des données via le port sériel. 	
<p>Caractéristiques spécifiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> ◊ micro-ordinateur à processeur de signal numérique complet, ◊ durée de cycle d'instruction de 100 ns avec un quartz de 10 MHz, ◊ compatible avec le ADSP-2100 en ce qui concerne instructions et fonctions, ◊ compatible broche-à-broche avec le ADSP-2101, ◊ mémoire de programme RAM intégrée à 1024 mots, ◊ mémoire de données RAM intégrée à 512 mots, ◊ mémoire de programme bionctionnelle pour stockage et de données et d'instructions, ◊ bus de programme et de données distincts intégrés, ◊ trois unités de calcul : <ul style="list-style-type: none"> — unité mathématique logique (ALU, Arithmetic Logic Unit), — unité de multiplication/accumulation (MAC, Multiplier/Accumulator), — unité de décalage cylindrique (Barrel Shifter), ◊ deux générateurs d'adresse de données indépendants, ◊ séquenceur de programme puissant <ul style="list-style-type: none"> — bouclage sans bits — exécution conditionnelle d'instruction arithmétique, ◊ port sériel à double tampon avec électronique de compression/expansion et tampon automatique de données, ◊ temporisateur programmable à 16 bits avec prédiviseur, ◊ générateur de durée d'attente programmable, ◊ démarrage automatique de la mémoire de programme interne à partir d'une mémoire externe à octets (telle qu'une EPROM), ◊ prévu pour calculs à multi-précision et logique de saturation. 	

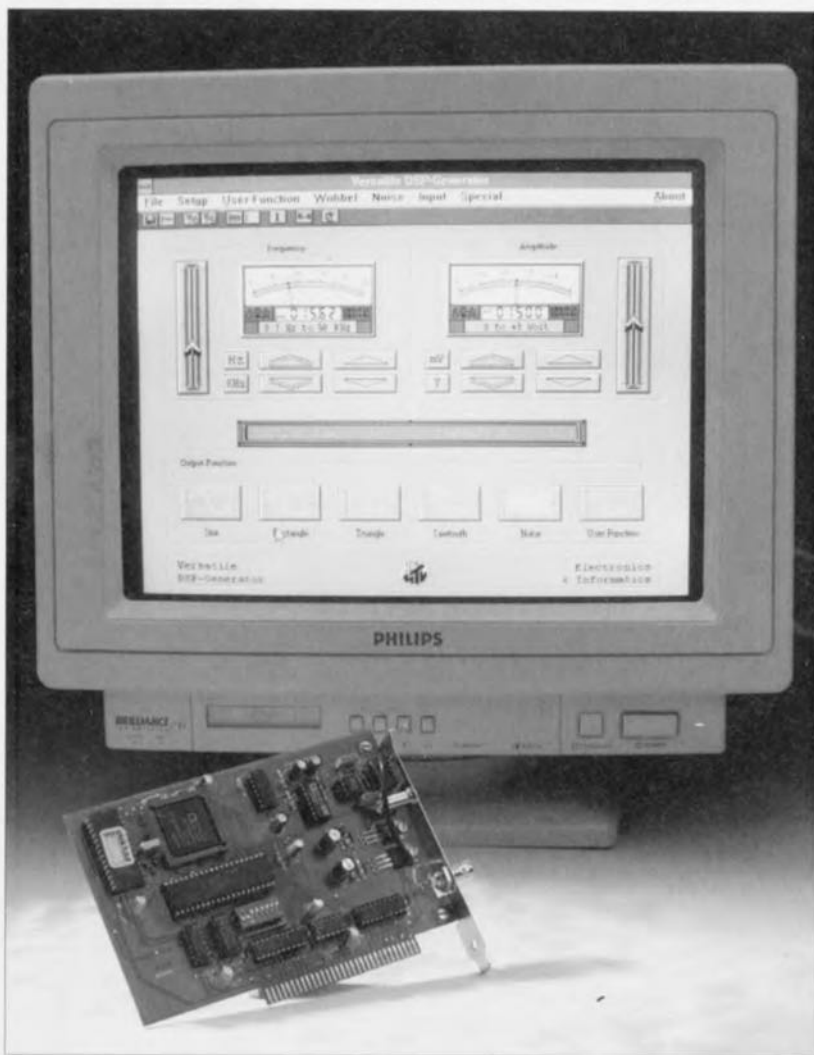
ELEKTOR – infocartes

ELEKTOR infocarte 264	
AD1851 audio-DAC à modulation par impulsions codées (MIC)	Circuits intégrés linéaires 29
<p>Applications :</p> <ul style="list-style-type: none"> ◊ lecteurs de D.A.N. du haut de la gamme, ◊ amplificateurs audio numériques, ◊ magnétophones D.A.T. (Digital Audio Tape, bande audio numérique), ◊ synthétiseurs et claviers. 	
<p>Caractéristiques techniques :</p> <ul style="list-style-type: none"> ◊ rapport signal/bruit de 110 dB, ◊ stabilisation rapide permettant un suréchantillonnage de 16 fois, ◊ signal de sortie de ± 3 V, ◊ ajustage optionnel permettant un fonctionnement ultra-linéaire, ◊ tension d'alimentation de ± 5 V, ◊ disponible en boîtiers DIP plastique et SOIC à 16 broches, ◊ compatible broche à broche avec les audio-DAC AD1865 et AD1860. 	
<p>Description générale :</p> <p>Le AD1851 est un convertisseur audio numérique-analogique à 16 bits. Il comporte un amplificateur de tension de sortie, un convertisseur audio numérique-analogique, un registre sériel vers parallèle et une référence de tension. La partie numérique du AD1851 a été réalisée avec des éléments CMOS en technologie 2 μm ABCMOS de Analog Devices. La partie analogique est fabriquée avec des composants bipolaires et MOS ainsi que des résistances à film mince.</p> <p>Cette combinaison d'éléments électroniques associée à une conception bien réfléchie résulte en d'excellentes performances de reproduction audio. La distorsion harmonique totale faible est obtenue par l'ajustage au laser des erreurs de linéarité. Le composant comporte de plus une broche d'ajustage optionnel permettant d'éliminer l'erreur de linéarité différentielle à mi-échelle ce qui se traduit par une reproduction des signaux à faible amplitude avec une faible distorsion. L'amplificateur de sortie du AD1851 se caractérise par une stabilisation rapide associée à un taux de montée élevé, tout en fournissant un signal complet de ± 3 V sous un courant de charge de jusqu'à 8 mA. L'amplificateur de sortie est protégé contre des court-circuits et résiste à une mise à la masse pour une durée indéfinie.</p> <p>L'interface d'entrée sérielle consiste en une horloge avec des broches de validation de données et de verrou. Synchronisée par une horloge externe le mot de données au complément à 2 est appliqué, en commençant par le bit de poids fort, au DAC. Le signal de validation de verrou transmet le mot d'entrée du registre d'entrée sérielle interne vers le registre d'entrée de DAC parallèle. L'horloge d'entrée du AD1851 fonctionne à des fréquences jusqu'à 12,5 MHz. Ce port d'entrée sériel est compatible avec la seconde génération de circuits intégrés à filtre numérique utilisés dans des appareils audio grand-public. Ce genre de filtres fonctionne avec des taux de suréchantillonnage de 2, 4, 8 ou 16 fois la fréquence d'échantillonnage. Le AD1851b fonctionne sous une tension d'alimentation de ± 5 V, option qui convient en particulier pour une utilisation dans des produits grand-public tels que de nombreux appareils audio. Sa dissipation se caractérise par une valeur typique de 100 mW.</p>	

générateur de fonctions numériques

carte pour PC avec DSP

projet : P. Hackl, M. Haidinger, R. Leeb, F. Reithuber



Un générateur de fonctions est un instrument de mesure indispensable à tout amateur d'électronique. On ne saurait imaginer un laboratoire d'électronique digne de ce nom dont il serait absent. Nous vous proposons cette fois une variante différente du classique générateur de fonctions dont il existe un nombre inconnu d'exemplaires, basés pour la plupart sur un XR2206. Notre générateur de fonctions est en effet une carte venant s'enficher dans l'un des connecteurs d'extension libres d'un PC. Le DSP (*Digital Signal Processor* = *Processeur de Signal Numérique*) d'Analog Devices implanté sur la dite carte permet la génération de toutes sortes de signaux audio. La commande de la carte peut se faire soit sous DOS soit sous Windows; il est même possible à l'utilisateur de définir ses propres formes de signal.

De plus en plus souvent, dès lors que l'on se trouve sur le plan de recouplement de systèmes à la fois analogiques et numériques, on fait appel à un (ou plusieurs) PSN, les fameux processeurs de signal numérique (DSP = *Digital Signal Processor* en anglais). Un PSN est en fait un microprocesseur spécialement conçu pour, – bien qu'il soit uniquement actif dans le numérique – être en mesure de traiter des signaux analogiques sans introduire de retard lors du transfert du signal. Un PSN est ainsi en mesure, à l'aide d'instructions du type de celles que connaît un microprocesseur, de multiplier, amplifier, atténuer ou filtrer des signaux analogiques (numérisés). Un PSN peut, par exemple, très facilement ajouter de l'écho à un signal musical par retardement, à l'aide d'un banc de mémoire, du signal audio numérisé suivi de la sommation du signal ainsi obtenu au signal principal.

Si l'on envisageait de réaliser cette fonction à l'aide de composants analogiques le retardement du signal implique l'utilisation, par exemple, d'une mémoire à transfert de charge (BBD = *Bucket Brigade Device* en anglais) avec tous les inconvénients qui caractérisent cette approche, bruit, distorsion, etc... L'avantage majeur d'une approche numérique est que le traitement n'a pas d'influence sur la qualité du signal analogique numérisé. Avec de l'électronique analogique, les caractéristiques de « non-idéalité » des sous-ensembles concernés, se traduiraient par l'adjonction d'une certaine distorsion et une diminution du rapport signal/bruit.

Il va sans dire qu'un PSN connaît lui aussi un certain nombre de limitations. Le processeur étant caractérisé par une fréquence d'horloge donnée, la fréquence maximale du signal analogique se trouve elle aussi automatiquement confrontée à une certaine limite. Il s'avère dans la pratique que les PSN conviennent plus spécialement au traitement de signaux basse fréquence (BF, audio) alors que l'on reste contraint, pour la haute fréquence (HF, signaux radio), à des solutions discrètes.

Le détail de l'électronique

Nous avons fait l'économie d'un synoptique sachant qu'il ne nous aurait guère appris plus que ce que nous montre le schéma de la figure 1. Notre générateur de fonctions encartable est relié directement au bus du PC dans lequel il est enfiché, par



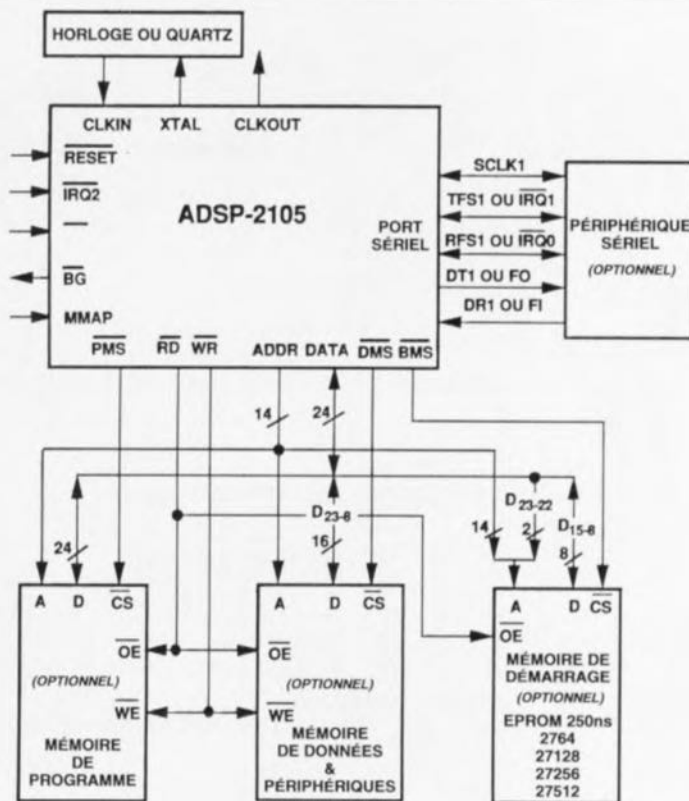
ELEKTOR 201

l'intermédiaire de l'un des connecteurs d'extension de ce dernier. De ce fait, l'ensemble du processus de commande de ce montage est l'affaire du logiciel. Le 8255, IC6, un PPI (*Programmable Peripheral Interface* = interface périphérique programmable) constitue un maillon très important entre le système PSN et le PC tournant sous (MS-)DOS. Outre ce circuit, on en trouve d'autres, à commencer par le PSN, IC1, un ADSP-2105, un convertisseur N/A du type AD1851, IC2, sans oublier une EPROM de démarrage (*boot*) de bonne capacité, vu qu'il s'agit d'une 27C512, IC3. Le reste des composants sert en fait uniquement à l'intercommunication des dits circuits intégrés. Un examen critique du schéma montre que l'EPROM est connectée uniquement au PSN.

Cette EPROM contient le code nécessaire à la mise au travail du processeur. Le fait que les 8 sorties de données de l'EPROM soient reliées aux lignes de données D8 à D15 n'est pas une erreur. Il en va de même pour la non utilisation des lignes de données D0 à D7 du PSN. À l'intérieur de ce composant on procède à chaque fois à une conversion de 3 octets (de 8 bits de large) en un mot de 24 bits de large cette fois. Ce mot est ensuite stocké dans la mémoire de programme.

Le synoptique de la **figure 2** montre la structure d'un système à base de PSN, d'un ADSP-2105 en particulier. L'examen des lignes d'interconnexion permet de constater que l'EPROM de démarrage a une largeur de 8 bits, que la mémoire de données et les périphériques ont une largeur de 16 bits, alors que la mémoire de programme a elle une largeur de 24 bits.

Le bus d'adresses externe du PSN est réservé pour la commande de l'EPROM. Revenons au schéma de la figure 1. Le signal véhiculé par la ligne d'adresse A13 et le signal d'écriture \overline{WR} (\overline{WRite}) servent à la génération, par le biais de 4 portes NON-ET (NAND) remplissant une fonction de bascule, d'un signal d'acquiescement (*Aknowledge*). Le processeur génère ce signal pour indiquer qu'il a « compris » une commande ou une instruction. L'ordinateur est en mesure, via le PPI 8255, de lire les signaux d'acquiescement CSETA et CSETB. De son côté l'ordinateur utilise le signal CFF pour la génération d'un signal de remise à zéro (*Reset*) nécessaire pour la remise en position (initialisation) de la bascule générant les signaux d'acquiescement. Comme la seule fonction de l'EPROM est d'assurer le démarrage



NOTE: LES 2 MSB DE L'ADRESSE DE L'EPROM DE DÉMARRAGE (BOOT EPROM) SONT ÉGALEMENT LES 2 MSB DU BUS DE DONNÉES. CECI N'EST NÉCESSAIRE QUE POUR LES 27526 ET 27512.

950014 - 12

Figure 2. Un examen critique de ce synoptique permet de constater que le PSN connaît différentes largeurs de bus en fonction du type de mémoire concerné.

du PSN, il n'existe pas la moindre connexion entre elle et l'ordinateur. Le dit processus de démarrage se résume en fait à la saisie du code programmé dans l'EPROM et à son stockage dans la mémoire de programme interne du PSN. Le bus d'adresses complet, les lignes de sélection de circuit (\overline{CS} = *Chip Select*) et le bus de données de l'EPROM sont uniquement reliées au PSN.

Une fois le lancement terminé, le PSN n'a plus que faire du code grillé dans l'EPROM. Cette dernière ne retrouvera son utilité que lors d'un redémarrage du système.

Le signal de sortie du PSN est un signal de donnée sériel (DT1, broche 52), un signal d'horloge (CLKOUT, broche 43) et un indica-

teur (TFS1, broche 53). Le signal d'horloge sériel est non seulement appliqué au convertisseur N/A mais également au PSN qui relit ce signal par l'intermédiaire de sa broche 56, l'entrée SCLK1 (*Serial CLoCK1*). La conversion proprement dite est assurée par l'AD1851, un convertisseur N/A PCM audio produit lui aussi de « l'écurie » Analog Devices.

Il n'y a pas grand-chose à raconter au sujet de ce convertisseur, à ceci près qu'il possède une résolution de 16 bits. Il offre une possibilité de triple suréchantillonnage (*3x oversampling*) – option dont il n'est pas fait usage dans la présente réalisation – et possède un rapport signal/bruit de 96 dB. Le domaine d'utilisation spécifique de ce conver-

Caractéristiques techniques :

- Plage de fréquences : 0,1 Hz à 20 kHz (sinus, triangle et dents de scie)
..... 0,1 Hz à 50 kHz (signaux carrés)
- Tension de sortie : 6 V_{cc}
- Formes d'onde : sinus, triangle, rectangle, dents de scie, bruit
- Résolution : 16 bits
- Logiciel : DOS/Windows
- Type de connecteur : 8 bits XT
- Type de DSP utilisé : ADSP-2105
- Embase de sortie : BNC
- 3,5 mm stéréo
- Impédance de sortie : 47 Ω

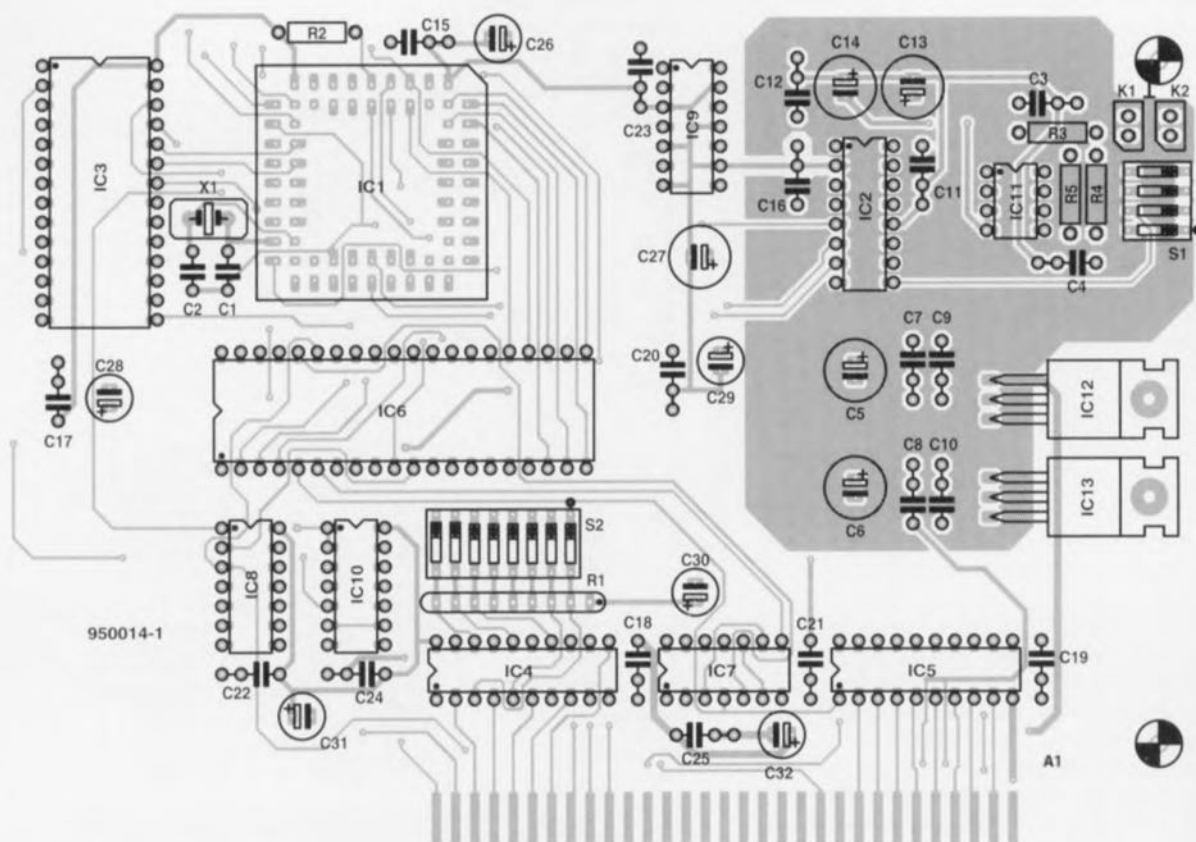


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine double face à trous métallisés dessinée à l'intention de cette réalisation.

Liste des composants

Résistances:

R1 = réseau de 8 x 10k Ω
 R2, R4 = 220 Ω
 R3 = 330 Ω
 R5 = 47 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 22pF
 C3 = 1nF
 C4 = 10nF
 C5, C6, C13, C14, C27 = 100 μ F/16V radial

C7 à C12, C15 à C25 = 100nF
 C26, C28 à C32 = 1 μ F/40V radial

Semi-conducteurs:

IC1 = ADSP-2105KP-40 (Analog Devices)
 IC2 = AD1851N (Analog Devices)
 IC3 = 27C512 (programmée EPS 956501-1)
 IC4 = 74HCT688
 IC5 = 74HCT245
 IC6 = 82C55
 IC7, IC10 = 74HCT00
 IC8 = 74HCT02
 IC9 = 74HCT04

IC11 = LF351
 IC12 = 7805
 IC13 = 7905

Divers:

K1 = embase BNC pour montage châssis
 K2 = embase 3,5mm stéréo pour casque d'écoute pour montage châssis
 S1 = quadruple interrupteur DIP
 S2 = octuple interrupteur DIP
 X1 = quartz 10MHz
 1 plaquette de guidage telle que, par exemple, Vero 427-59702K

tisseur est celui des lecteurs de DAN (Compact Disc) haut de gamme, des amplificateurs audio numériques, des magnétophones CAN (DAT) ainsi que celui des synthétiseurs et autres claviers générateurs de signaux musicaux. La fréquence d'horloge maximale à laquelle puisse se faire la prise en compte des données sérielles est de 12,5 MHz. La fréquence utilisée ici est de 10 MHz. Le signal de sortie du convertisseur peut arriver au tampon IC11 par le biais de 3 trajets différents. Le quadruple interrupteur DIP S1 permet à l'utilisateur d'opter pour l'établissement d'une connexion directe sans filtrage ou la prise en circuit d'un filtre passe-bas passif. Si l'on opte pour la section de filtrage basée sur la résistance R3

associée au condensateur C3, le point de coupure du filtre se situe à 320 kHz. Si au contraire on met en circuit la paire R4/C4, le point de coupure se trouve à 72 kHz. Il peut être judicieux de mettre le filtrage hors-service lorsqu'il faut générer du bruit ou des ondes rectangulaires.

Si l'on opte pour un filtrage avec point de coupure à 320 kHz, la forme d'onde obtenue présente les caractéristiques optimales. Il est vrai que les ondes rectangulaires subissent un léger arrondissement. Le choix d'un point de coupure de 72 kHz convient idéalement pour l'obtention d'une tension sinusoïdale sur l'ensemble du domaine audio. Dans ce mode, les formes d'ondes non sinusoïdales

subissent cependant, aux fréquences élevées, des modifications sensibles. Ce mode ne convient donc pas pour la reproduction de bruit blanc.

Après tamponnage par le LF351 (IC11), le signal est disponible, à une impédance de sortie de 47 Ω , à 2 sorties, K1 et K2.

L'alimentation du circuit fait appel à une paire de régulateurs intégrés. IC12 se charge de fournir la tension de +5 V, IC13 fournit la tension négative de 5 V (-5 V).

La dernière partie de l'électronique dont il nous faille parler est, d'une part, le décodeur d'adresses et de l'autre l'interconnexion entre le PC

et 8255. Le décodeur d'adresses compare le patron de bits défini par l'octuple interrupteur DIL S2 avec le patron formé par les lignes d'adresses A2 à A9. En cas de concordance de ces 2 patrons et, simultanément activation de la lignes AEN, la sortie 1P=Q devient active produisant, par l'intermédiaire des portes intégrées dans IC7, un signal de validation. Remarquons que ce dernier signal n'est transmis que si, simultanément, la ligne IOR (Input/-Output Read, lecture des Entrées/-Sorties) ou la ligne IOW (Input/Output Write, écriture des Entrées/Sorties) est active. À l'instant de l'activation du signal de sélection, IC6 se réveille, ses entrées de bus de données prenant les niveaux du bus de données du PC. De concert avec les lignes d'adresses de poids faible, A0 et A1, et des signaux de commande RES (Reset), IOW (\overline{WR}) et IOR (\overline{RD}) le signal de sélection permet l'échange de données entre le PC et le circuit intégré d'E/S. Pour ce faire, le 8255 a besoin de 4 emplacements de mémoire.

La réalisation

Comme nous le disions en début d'article, cette réalisation prend la forme d'une carte enfichable dans l'un des connecteurs d'extension libres d'un PC. La figure 3 vous propose la sériographie de l'implantation des composants de cette platine double face à trous métallisés. La mise en place des différents composants sur la platine est

une affaire de routine ne devant guère poser de problème. On utilisera, pour les circuits intégrés, exception faite des régulateurs, des supports de bonne qualité. Cette solution permet, si tant est que le besoin s'en fasse un jour sentir, de remplacer l'un ou l'autre circuit intégré défaillant. Tous les condensateurs utilisés sont du type radial (2 connexions côte à côte). On veillera, lors de l'implantation de ces derniers composants, au respect de la polarité. Cette remarque vaut bien évidemment également pour les circuits intégrés.

Les embases châssis K1 et K2 viennent se monter sur la plaquette de guidage qui ultérieurement sera fixée à la carte. Il faudra, avant de passer à cette dernière opération, percer les 2 orifices requis pour la mise en place de l'embase BNC d'une part et de l'embase « jack » de l'autre. Il est fort probable qu'il soit nécessaire de découper un petit morceau du circuit imprimé ($\pm 13 \times 4$ mm) au niveau de l'embase BNC pour laisser libre-jeu à l'écrou servant à fixer cette dernière. Il faudra en outre percer un orifice rectangulaire de $\pm 10 \times 8$ mm au-dessus du quadruple interrupteur DIL, de manière à en permettre l'accès même après implantation de la carte dans l'ordinateur. Ceci fait on pourra monter le rail de guidage sur la platine à l'aide des 2 ergots prévus à cette intention.

Il restera, avant d'implanter la carte dans l'ordinateur, à définir l'adresse correcte à laquelle se placée la carte. L'adresse standard pour une carte

« expérimentale » quelconque est 300_{HEX}. Ceci signifie qu'il faudra mettre les contacts 3 à 8 de l'octuple interrupteur DIL en position « ON », les contacts 1 et 2 restant en position « OFF ». En ce qui concerne le filtrage, on commencera par un signal non filtré, ce que l'on obtiendra par mise de tous les contacts de l'interrupteur DIL S1 en position « OFF ». Il est temps maintenant de nous intéresser à l'aspect interactif de cette réalisation, le...

Logiciel

En micro-informatique, le matériel a beau être le meilleur, il ne prend vie que sous la baguette magique du logiciel. Ce projet est accompagné d'un certain nombre de programmes permettant un pilotage de cette carte tant depuis DOS qu'à partir de l'interface Windows. La version de ce logiciel tournant sous Windows est notablement plus élaborée que son homologue travaillant sous DOS, offrant à l'utilisateur un certain nombre de possibilités additionnelles telles que la définition d'une forme d'onde quelconque, un test de l'ouïe et une fonction de wobulation.

Le logiciel sous DOS donne à cette carte à PSN les fonctions d'un générateur de fonctions classique, capable de produire des signaux du domaine audio. Le programme DOS, COMGEN fait appel à une ligne d'instruction, offrant à l'utilisateur un certain nombre d'options à définir après l'instruction de lancement du programme proprement dite, ceci en vue de déterminer les paramètres corrects. Si l'on fait suivre l'instruction COMGEN d'un ? ou d'un Help on aura apparition à l'écran de toutes les options disponibles.

Instruction :

**COMGEN P:XXX A:YYY F:ZZZ
type:AAA**

Les XXX placés après le P de Port servent à indiquer l'adresse de port sous forme hexadécimale, 308_{HEX} par exemple. L'adresse par défaut est 30_{HEX}.

Les YYY suivant le A de Amplitude servent à indiquer l'amplitude exprimée en millivolts.

Les ZZZ suivant le F de Fréquence servent à donner la fréquence du signal exprimée en hertz.

Les AAA terminant la ligne d'instruction et placés après type servent à indiquer le type de signal demandé.

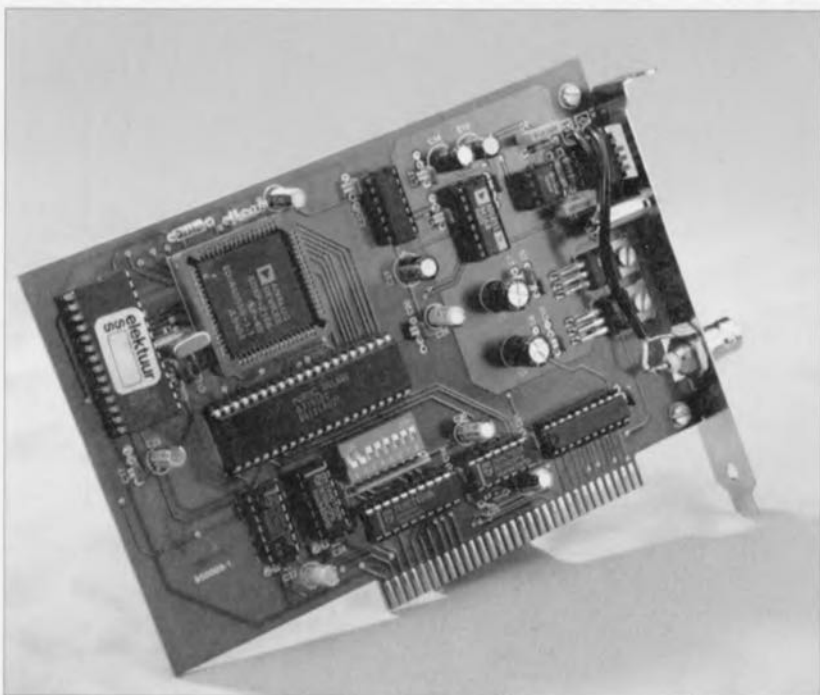


Figure 4. Photo d'un exemplaire terminé du générateur de fonctions à PSN. L'ouverture pratiquée dans la plaquette de fixation de la carte donne accès aux inverseurs du quadruple interrupteur DIL S1.

Un circuit intégré très spécial

L'ADSP-2105 d'Analog Devices est un microprocesseur monopuce dont on a optimisé l'architecture pour le traitement numérique de signaux et autres processus numériques rapides. Le set d'instructions du processeur est compatible avec le set de l'ADSP-2100. En fait, le dit processeur combine l'architecture complète de l'ADSP-2100 (3 fonctions de calcul, un générateur d'adresses de mémoire de données/de programme et un séquenceur de programme) avec un port sériel, un compteur programmable, des capacités d'interruption évoluées et une mémoire de programme et de données intégrée. Le synoptique illustre la structure interne du processeur et montre les sous-ensembles faisant partie de l'architecture de base. Le processeur dispose d'une RAM interne de 512 mots (16 bits) et d'une mémoire de programme de 24 bits de large d'une taille de 1 K(mot). Actuellement, l'ADSP-2105 est, parmi tous les PSN disponibles sur le marché, l'un de ceux présentant le rapport prix/performances le meilleur. Ce processeur

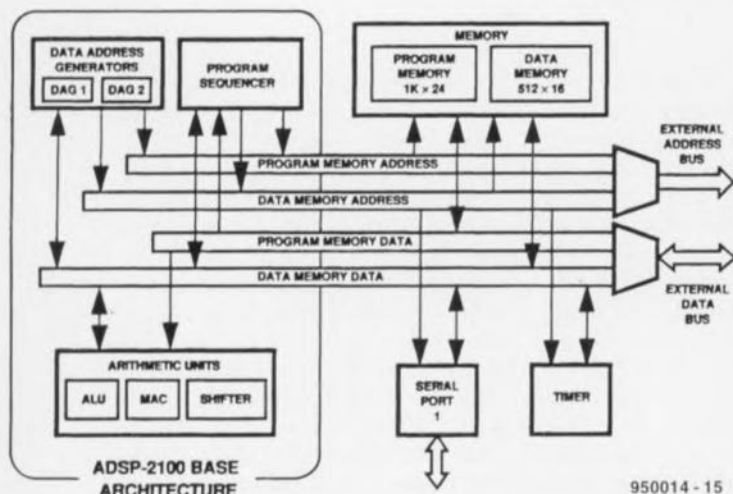
présente l'avantage additionnel de permettre un passage direct à la variante plus évoluée telle que l'ADSP-2101 ou l'ADSP-2111. Ces 2 dernières versions de PSN offrent des possibilités additionnelles et se caractérisent par un niveau de performances encore plus élevé. Les concepteurs ajouteront que cette approche présente l'intérêt incontestable de permettre de tirer parti, lors d'une migration vers un membre plus puissant de la famille des ADSP-2100, de tous les investissements effectués pour le développement d'applications basées sur un ADSP-2105. Comme nous le remarquons plus haut, l'ADSP-2105 est compatible à 100%, des points de vue des fonctions et du set d'instructions avec l'ADSP-2101. Les différences se limitent en fait à des caractéristiques que l'on pourrait qualifier de techniques : capacité de la mémoire embarquée – le 2105 ne possède que la moitié de la mémoire dont dispose un 2101 – nombre de ports sériels (1 au lieu de 2) et vitesse d'horloge. Le port sériel du 2105 (SPORT) est identique au SPORT1 du 2101.

Le processeur fait appel, dans une certaine mesure, à un traitement parallèle des données. Il peut donc simultanément charger l'adresse de programme suivante, lire l'instruction suivante, procéder à un ou 2 déplacement(s) de donnée, mettre à jour 1 ou 2 pointeur(s) d'adresse, effectuer une instruction de calcul et de recevoir ou de transmettre des données par le biais du port sériel. De par la technologie CMOS de fabrication utilisée, dite de métal double couche (*double-layer métal*), l'ADSP-2105 peut travailler avec une durée de cycle d'exécution d'instruction de 100 ns. Toutes les instructions sont exécutées en un unique cycle d'instruction. De par la mise en oeuvre de la technologie CMOS, la consommation de l'ADSP-2105 est très faible, inférieure à 1 W. En mode de veille (*standby*) la consommation tombe à 80 mW seulement.

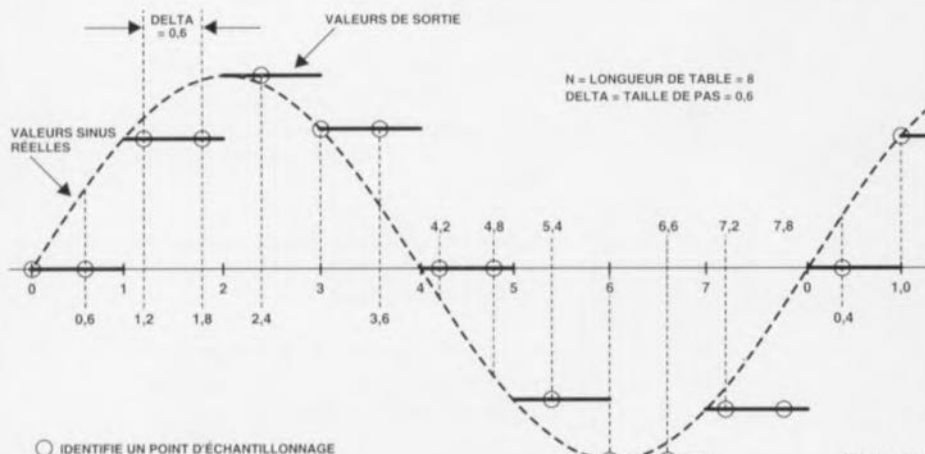
La génération numérique de signaux analogiques

Les PSN sont des processeurs numériques pouvant servir au traitement ou à la génération de signaux analogiques. Dans le cas de signaux périodiques on a stockage en mémoire d'échantillons recouvrant une période complète, les valeurs successives ainsi obtenues étant ensuite transmises une à une vers la sortie du PSN. Il est possible de jouer sur la fréquence du signal de sortie par modification de la taille de pas à laquelle se fait la scrutation de la matrice de valeurs. La famille de l'ADSP-2100 facilite très notablement cette approche grâce aux générateurs d'adresse que possèdent ses membres : on peut en effet définir, dans un registre réservé à chacune de ces fonctions, l'adresse de début de la matrice, la taille de pas et la longueur de la matrice. Après extrac-

tion d'une valeur de la matrice, on a incrémentation automatique de l'adresse de la taille de pas requise; si au cours de ce processus on sort de l'enveloppe de la matrice de valeurs, le pointeur d'adresses revient automatiquement à l'adresse convenable en début de matrice. On réalise de cette façon très aisément une matrice/tampon circulaire. La mémoire doit comporter une matrice distincte pour chaque forme de signal. Il ne reste plus ensuite qu'à faire appel à un convertisseur N/A adéquat pour faire, par conversion, des données de sortie numériques, le signal analogique requis. On a pris en aval du convertisseur un filtre passe-bas chargé d'éliminer les marches d'escalier que présenterait le signal. La seconde figure montre la structure d'un sinus numérique.



950014 - 15



950014 - 16

Le logiciel connaît les 6 abréviations suivantes :

SIN	pour des tensions sinusoïdales
REC	pour des tensions rectangulaires
TRI	pour des tensions triangulaires
SAW	pour des tensions en dents de scie
WHI	pour du bruit blanc (<i>White noise</i>)
PIN	pour du bruit rose (<i>Pink noise</i>).

Il faudra, lors de la première exécution de l'instruction COMGEN après une remise à zéro du système, utiliser l'instruction secondaire LOAD. Cette instruction remet la carte à PSN à zéro et démarre le programme de génération de signal.

Exemple :

COMGEN LOAD A:1000 WHI

Le résultat de cette instruction sommaire est la génération, par la carte à PSN – se trouvant à l'adresse par défaut à savoir 300_{HEX}, d'un bruit blanc présentant une amplitude de 1 000 mV.

Certains préfèrent... Windows

Nous proposons aux amateurs de Windows, une interface à l'aspect fort attrayant. Ce programme est « auto-explicite » de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'ouvrir de manuel d'utilisation pour pouvoir se servir de la carte à PSN. Comparé à certains de ses homologues tournant sous Windows, notre programme ne pose que de très humbles exigences : un PC utilisant Windows 3.1 ou mieux, 2 Moctets de place sur le disque dur et une carte graphique VGA.

L'installation du programme se fait à partir de Windows à l'aide du classique INSTALL. En fin de procédure d'installation on dispose d'une fenêtre Versatile DSP Generator comportant 2 icônes. Si l'on dispose d'une carte SVGA travaillant en 1024 x 768, il faudra l'indiquer lors de l'installation du programme. La première étape consiste à procéder à un Setup, en définissant la résolution de l'écran, l'adresse de la carte. Ceci fait, on pourra enfin lancer le programme; on voit alors apparaître un écran de présentation suivi, après un OK, du tableau de commande au centre duquel trônent une paire de cadrans comportant un affichage tant analogique que numérique. Le cadran gauche visualise la fréquence de signal définie par l'utilisateur, le cadran droit son amplitude. Six « boutons-poussoirs » associés à un « potentiomètre à glissière » permettent un réglage précis de chacun de ces 2 éléments. Une barre de menu donne accès à un certain nombre de fonctions spécifiques au compte des-

quelles se trouvent un woblateur (*Wobbel*), un générateur de bruit (*Noise*, rose (*Pink*) ou blanc (*White*), selon le choix effectué à cet endroit) et un test d'audiométrie qui ne manquera pas d'intéresser tous les médecins généralistes que compte notre lectorat se camouflant sous le point de menu « Special ». La barre de menu supérieure offre un certain nombre de possibilités de choix additionnelles que nous vous laissons le plaisir de découvrir. Notons pour terminer ce chapitre, la présence d'une fonction « User-Function » qui ouvre une porte sur des possibilités de

sition. Nous ne disposons pas ici de la place nécessaire pour entrer dans tous les détails de ce logiciel, les recopies d'écrans illustrant cet article vous permettront de vous faire une bonne idée de cette interface. Nous ne doutons pas cependant que vous en aurez rapidement compris le fonctionnement tant les fonctions des différents organes de commande sont évidentes. Notons pour finir qu'il existe un petit manuel (en anglais) décrivant les différentes fonctions que connaît ce logiciel. On le retrouve sous la mention de Paperware (logiciel sur papier) dans la rubrique habituelle. ■

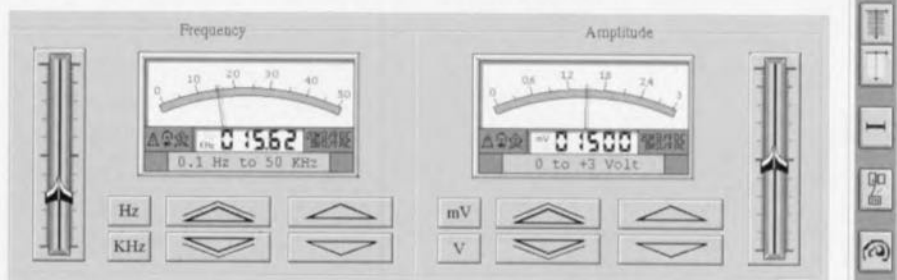
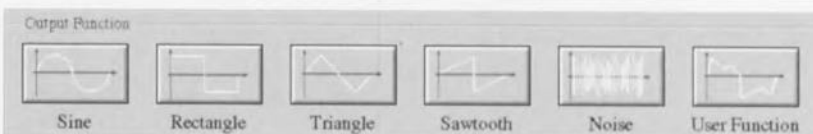
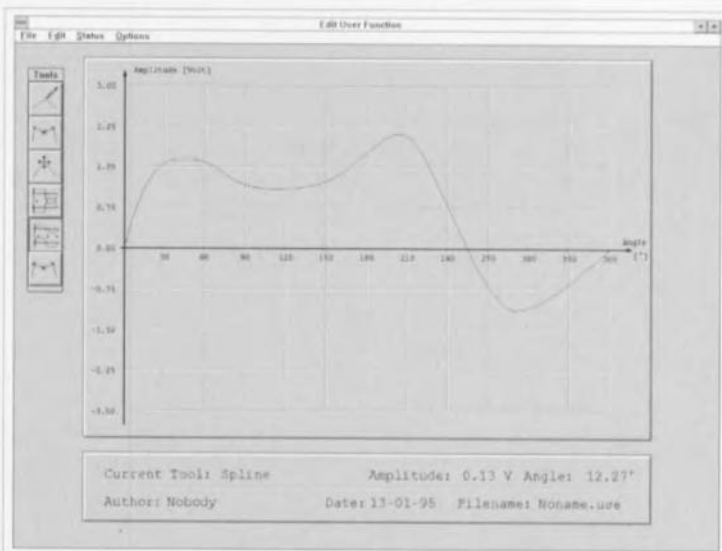
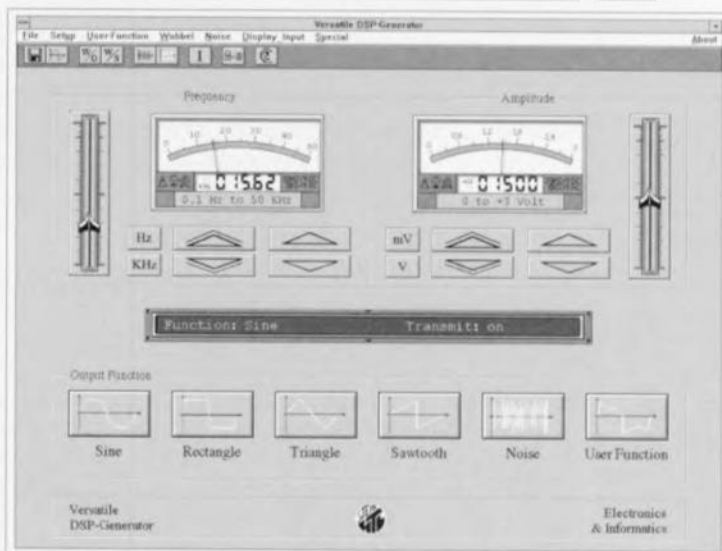


Figure 5. Recopie de l'écran principal du logiciel de commande de la carte du générateur de fonctions à PSN tournant sous Windows.

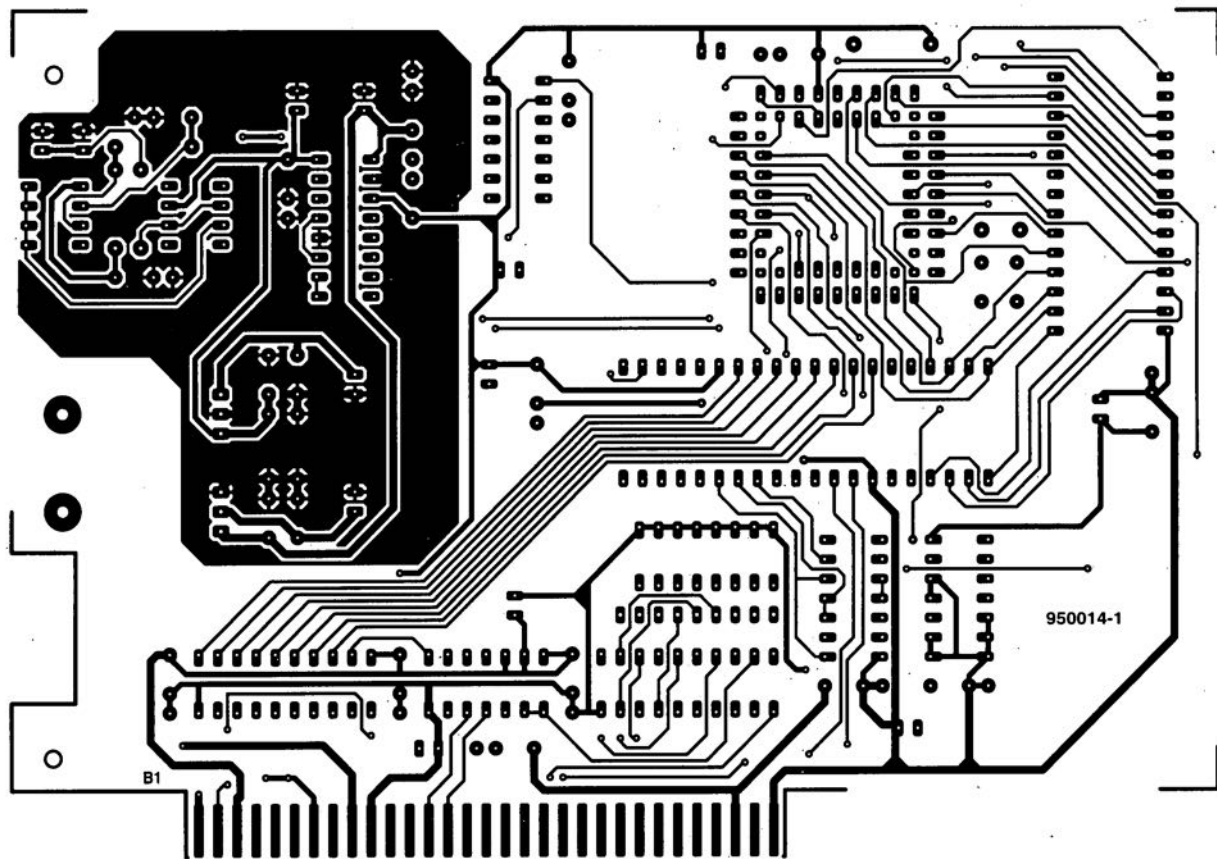
définition très performantes.

Par le biais d'un éditeur plein-écran l'utilisateur peut définir lui-même la forme d'onde du signal en question. Les 6 touches placées dans la moitié inférieure de l'écran permettent une sélection de la forme d'onde requise. Le choix de la fonction « utilisateur » ouvre un écran d'édition par l'intermédiaire duquel l'utilisateur peut définir son propre signal à l'aide des différents outils mis à sa dispo-

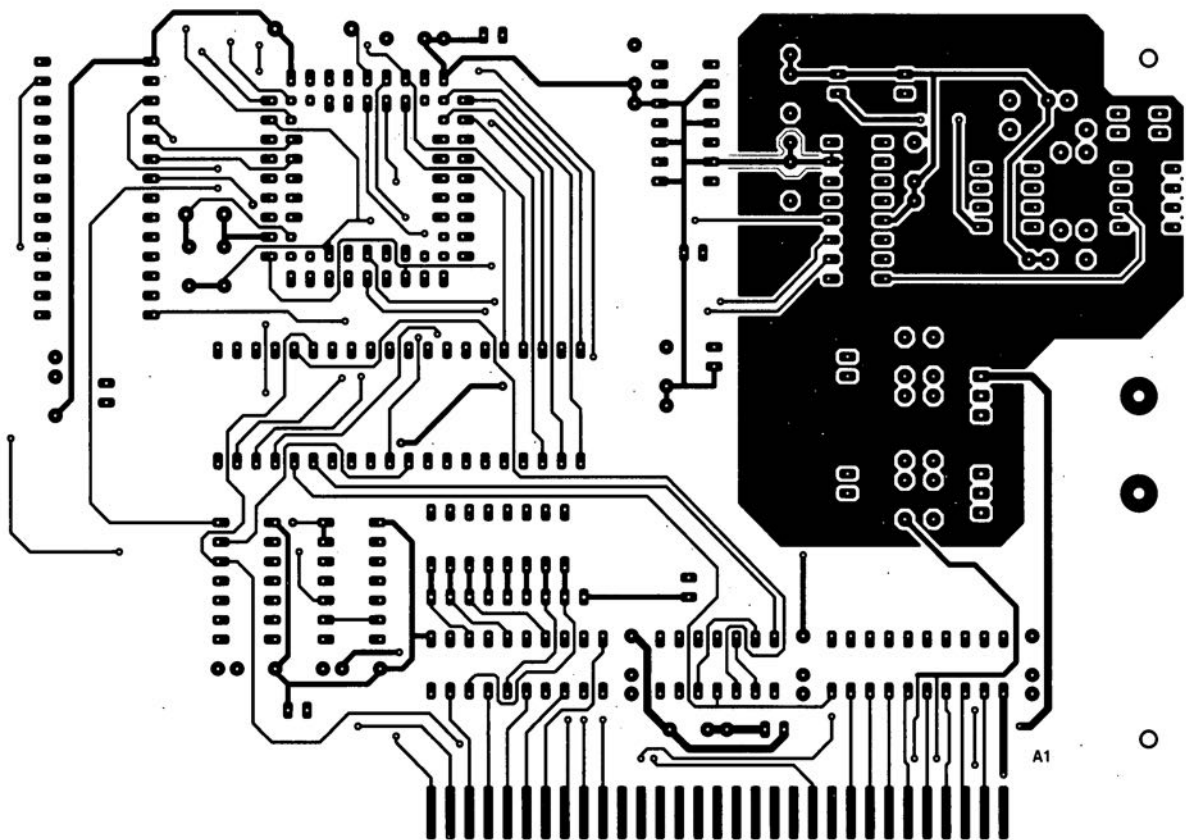
Figure 6. Recopie de l'écran d'édition de la forme d'onde « Utilisateur ». Une fois terminée la définition de la forme de ce signal, le PSN le générera à intervalle régulier.



1



1 générateur de fonctions numérique (côté pistes)



la série TLC247X

mini-amplificateur à un unique circuit intégré



fournir une puissance de crête de 0,5 W. Il suffit, en plus du circuit intégré lui-même, d'un tout petit nombre de composants passifs tout ce qu'il y a de plus courant.

Cette famille de circuits intégrés comporte 4 membres : le TLC2470I, TLC2471I, TLC2472I et TLC2473I. Il s'agit à chaque fois de mini-amplificateurs audio à filtres passe-bas intégrés, capables d'attaquer directement un haut-parleur miniature. On trouve, sur la puce du circuit intégré, des tampons d'entrée, des filtres, des étages de puissance et de l'électronique de commande. Les seuls composants externes nécessaires sont tout simplement un condensateur et un potentiomètre. La possibilité d'appliquer tant des signaux audio que des signaux modulés en largeur d'impulsion aux entrées de ce type de circuit les désignent pratiquement pour les applications de synthèse de parole. Cette approche permet, dans bien des cas, de se passer de convertisseur N/A distinct, ce qui se traduit par une économie importante tant du côté des composants que de celui de la taille du circuit imprimé.

Le circuit intégré comporte, pour les signaux MLI, un réglage de volume. Autre caractéristique intéressante : le circuit intégré connaît un mode de veille (*standby*) dans lequel il entre automatiquement en l'absence de signal d'entrée, ce qui réduit très sensiblement la consommation de courant, aspect important dans le cas d'une alimentation par piles.

La famille TLC247X de Texas Instruments est une série de circuits intégrés qui simplifient très sensiblement l'attaque d'un haut-parleur à l'aide d'un signal analogique ou d'un signal MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion (*PWM* = *Pulse Width Modulation* en anglais)). En pratique, le dit circuit intégré intègre tous les sous-ensembles nécessaires ; à une tension d'alimentation de 5 V ce type de circuits est capable, avec un mini-haut-parleur de 8 Ω , de

Le synoptique

La figure 1 vous propose le schéma synoptique du TLC247X. La section d'entrée se compose d'un amplificateur d'installation à entrées symétriques modifié. Ceci permet l'application de 4 types de signaux d'entrée différents. Les entrées sont dotées de réseaux de résistances de sorte qu'une entrée inutilisée est mise automatiquement à la moitié de la tension d'alimentation.

Texas Instruments recommande, de façon à réduire la distorsion à sa valeur la plus faible possible, de mettre à la masse une entrée inutilisée à l'aide d'un condensateur de 0,22 μ F. Si donc on utilise un signal analogique asymétrique l'entrée IN- reste ouverte (condensateur de 0,22 μ F), le signal audio étant appliqué à l'entrée IN+ (par le biais d'un condensateur, soit sinon ramené à $V_{DD}/2$). La tension d'entrée maximale atteint, pour une pleine modulation, 1 Vc pour les 2470 et 2471 ; dans le cas des 2472 et 2473 il faut 2 Vc. Dans le cas de signaux symétriques ces valeurs sont celles des tensions différentielles entre les entrées. Il y a, dans le cas de signaux MLI, 3 modes de fonctionnement possibles : • mode push-pull à 2 entrées. Les 2 entrées reçoivent,

au repos, un niveau « un » logique. Par la mise à zéro de l'une des 2 entrées on a modulation de la tension aux bornes du haut-parleur entre des limites correspondant respectivement au niveau de la tension d'alimentation positive ou négative.

- une entrée reste en l'air (IN-), l'autre se voit appliquer un signal MLI (un rapport cyclique de 50% se traduit par une tension de sortie de zéro volt).
- une entrée restant en l'air (IN-), on applique à l'autre, IN+, une tension de $V_{DD}/2$.

Des impulsions positives se traduisent alors par une tension de sortie positive, des impulsions négatives par une tension de sortie négative.

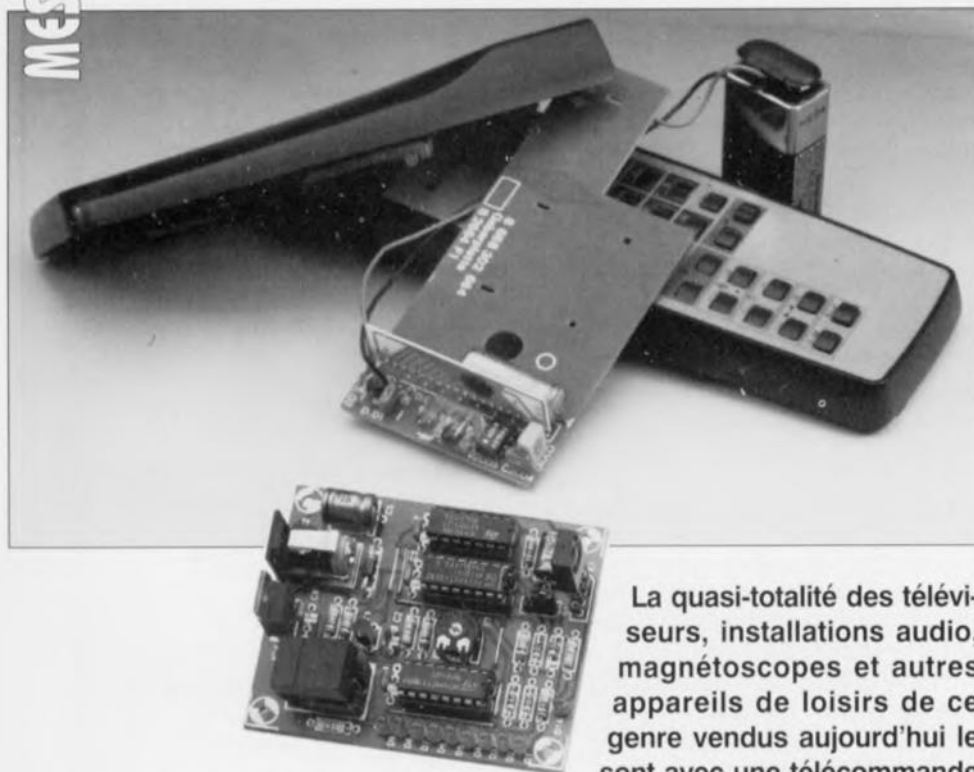
L'ensemble de l'étage d'entrée introduit une atténuation de 2 fois. Le tampon pris en aval de cette entrée écrête le signal à une valeur de $V_{DD}/2 \pm 1$ V. On a, dans ces conditions, limitation, dans le cas de signaux MLI, de l'excursion de la tension de l'amplificateur de sortie, alors que les signaux analogiques d'amplitude inférieure à 1 V passent sans encombre.

On trouve ensuite un filtre anti-repliement (*anti-aliasing*) chargé d'éviter des interférences entre le signal MLI d'entrée et le signal d'horloge du filtre (à commutation) monté en aval. Le signal passe ensuite par un filtre passe-bas du troisième ordre réalisé à l'aide d'un réseau à condensateurs commutés. Ce filtre débarrasse le signal MLI de toutes les composantes indésirables qu'il pourrait comporter. Le point de coupure de ce réseau dépend du type de circuit intégré utilisé, se situant, selon le cas, entre 3,5 et 5 kHz (cf. figure 2). Il va sans dire que le circuit intègre aussi l'oscillateur et la chaîne de diviseur nécessaires. Le signal ainsi filtré attaque 2 tampons de puissance, l'un d'entre ces derniers se voyant appliquer le dit signal par le biais d'un inverseur. On dispose ainsi d'une sortie push-pull pour le haut-parleur, de sorte que l'on peut se passer de condensateur électrochimique de sortie et que l'on dispose d'une puissance « respectable » à une tension d'alimentation faible.

Il est possible, en présence de signaux MLI, d'ajuster, par le biais de la broche 2 (VOLCNTL) le volume sur la totalité de la plage (0 au maximum) en faisant varier la tension appliquée à cet endroit entre 0 et 2/3 de la tension d'alimentation. Si la tension appliquée dépasse cette valeur ou que la broche 2 est laissée en l'air, le gain du circuit intégré est à son maximum.

testeur de télécommande IR

marche-t-elle ? oui on non



La quasi-totalité des téléviseurs, installations audio, magnétoscopes et autres appareils de loisirs de ce genre vendus aujourd'hui le sont avec une télécommande

IR. Inévitablement, un jour ou l'autre, l'une d'entre elles donnera des signes de défaillance, devenant incapable de commander l'appareil concerné. Il faudra alors rechercher l'origine de la panne. Le testeur de télécommande IR décrit dans cet article détectera le moindre signe de vie que pourrait encore donner une télécommande expirante.

Les télécommandes sans fil modernes font dans leur quasi-totalité, appel à de la lumière infrarouge invisible pour la transmission de leurs instructions vers les appareils à commander. De ce fait, l'émetteur comporte une diode IR pour l'émission, le récepteur comportant pour sa part la photodiode correspondante. Comme la lumière infrarouge se trouve dans une partie invisible pour l'œil humain du spectre lumineux, il est impossible, sans moyen additionnel, à l'œil nu donc, de savoir si un émetteur génère bien les dits signaux. Le testeur de télécommande IR décrit ici permet la détection de ces signaux et donne une indication globale de leur puissance et de leur qualité.

Le principe

Il nous faut, avant de nous intéresser au montage proprement dit, voir de quelle façon se fait l'émission des

commandes par une télécommande quelconque. Les graphiques de la figure 1 illustrent les principes sur lesquels repose le code RC5 avec lequel travaillent les appareils Philips, ce code universellement utilisé constitue l'un des standards dans ce domaine. D'autres fabricants utilisent souvent une technique de codage différente, mais ceci n'a pas de conséquence dramatique sur le montage décrit ici, vu que les principes d'émission sont comparables. Ceci explique que nous ayons opté pour le code RC5 en tant qu'exemple de fonctionnement de cette réalisation.

Une impulsion lumineuse relativement courte de 25 ms comporte un mot de code de 25 ms. Chaque impulsion (*burst*) est suivie d'une période de repos, de 90 ms environ dans l'exemple choisi. C'est la situation illustrée par le graphique (a) de la figure 1. Le croquis (b) de cette

même figure représente les 14 bits constituant une unique instruction RC5. Le graphique (c) de la figure 1 montre, pour finir, que l'on procède à la modulation de chaque bit à l'aide d'une porteuse de 36 kHz. La dite porteuse n'est pas symétrique, mais comporte une durée de « zéro » 3 fois plus longue que la durée de « un ».

Le testeur de télécommande comporte un décodeur intégré qui capte la lumière infrarouge pour la convertir en un train de bits numérique au format semblable à celui représenté en figure 1b. Il est possible, à partir de ce train de bits, de donner une indication globale sur la qualité des signaux lumineux. L'idée à la base de cette réalisation est que le récepteur IR aura de gros problèmes de traitement de signaux (fortement) affaiblis. La capture du signal et sa synchronisation coûte plus de temps. Par conséquent, la longueur du premier bit présentera des variations en fonction de la puissance du signal. C'est de cette variation que l'on servira pour qualifier la qualité du signal infrarouge.

La détection

Le synoptique représenté en figure 2 est celui de notre testeur de télécommande IR. Le décodeur IR représenté sur la partie gauche de ce schéma est un récepteur complet capable d'extraire, de la quantité de lumière infrarouge qu'il capte, par un processus de filtrage, les signaux ayant affaire aux télécommandes IR. Toutes les télécommandes travaillent en effet avec une porteuse auxiliaire présentant une fréquence relativement élevée. On procède au filtrage des signaux infrarouge statiques ainsi que des signaux présentant une fréquence faible fixe (le 50 Hz par exemple), de sorte que les dits signaux disparaissent du signal de sortie. On dispose à la sortie du récepteur d'un signal TTL qui signale la réception ou non de signaux HF. Le niveau de la sortie varie donc au rythme auquel les vagues de signaux HF frappent la photodiode. La présence d'un niveau haut traduit l'absence de signal HF, un niveau bas l'inverse, c'est-à-dire la présence d'un tel signal.

Le principe de mesure choisi n'est utilisable qu'à condition de toujours retenir, pour le mesure, la même impulsion. C'est là que l'on se trouve confronté au fait que le train d'impulsions dépend de la touche de la télécommande actionnée. Dans le cas du code RC5 il s'ajoute en outre le problème qu'à chaque fois le code diffère et ce même en cas d'action sur la même touche. Par chance le début

(l'en-tête) de chaque instruction est toujours le même. C'est pour cette raison que notre montage fait appel à cette en-tête. Cette approche présente cependant un petit inconvénient. Avec certains protocoles le premier bit est relativement long de façon à permettre au récepteur et à l'émetteur de se synchroniser l'un sur l'autre. Dans ces conditions la variation de longueur, en cas de mauvaise liaison est relativement minime, de sorte qu'avec un circuit aussi simple que celui de notre testeur de télécommande il est délicat d'exprimer une opinion fondée sur le fonctionnement du dit accessoire. C'est la raison pour laquelle nous avons prévu, par le biais d'un inverseur, une possibilité de choix entre le premier et le second bit.

Le principe de mesure choisi ne présente pas la moindre sophistication. À l'instant de l'arrivée de l'impulsion devant servir à la mesure le montage démarre un oscillateur. Le nombre d'impulsions prises en compte au cours de la durée du premier (ou second) bit est ensuite visualisée à l'aide d'une échelle de LED. Outre les sous-ensembles décrits jusqu'à présent, le synoptique présente encore un inverseur offrant le choix entre la première ou la seconde impulsion. On y trouve également une LED-témoin signalant la détection d'une impulsion. Cette LED sert simultanément d'indicateur de sous-dépassement de capacité (*underflow*). On dispose en outre d'une LED de dépassement de capacité (*overflow*). Ces 2 LED tombent à pic pour le réglage de l'oscillateur. Il reste, pour finir, à mentionner le circuit de remise à zéro, une action sur le bouton-poussoir qu'il comporte initialisant le testeur pour une mesure.

L'approche pratique

Nous nous sommes, jusqu'à présent, limités à l'aspect théorique de la chose. La **figure 3** nous permet de nous faire une petite idée de l'électronique nécessaire pour remplir les fonctions évoquées dans le paragraphe précédent. IC1 peut indiscutablement être qualifié de cœur du montage. Ce 4060 intègre en effet et l'oscillateur et le compteur, 2 sous-ensembles au rôle prépondérant lors de la mesure de la durée d'impulsion. L'embase K1 se voit connecter le récepteur infrarouge intégré, circuit se chargeant de faire apparaître à la broche 1 de ce connecteur le code numérique généré par la télécommande. La présence d'un niveau haut sur cette entrée se traduit par la mise en conduction, par le biais de la diode D2 et du diviseur de tension

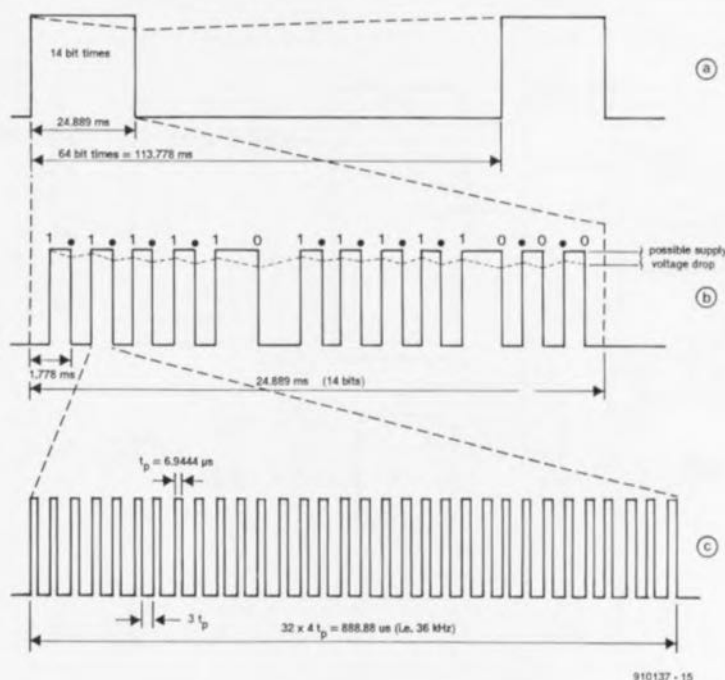


Figure 1. Ces 3 chronodiagrammes illustrent la forme d'une instruction modulée selon le code RC5.

que constituent les résistances R2 et R3, du transistor T1. Ce changement d'état se traduit par la mise au potentiel de la masse de l'entrée P1 de l'oscillateur, la broche 11 de IC1. Dans ces conditions l'oscillateur ne se met à fonctionner que lors de la détection des signaux infrarouge et que la diode D11 n'est pas en conduction.

Nous n'avons pas encore, jusqu'à présent, fait mention de IC3. Les 2 bascules bistables (*flip-flop*) qu'il intègre sont utilisées pour la sélection de l'impulsion servant à la mesure. Après une impulsion de remise à zéro (*Reset*) la sortie Q (broche 1) de IC3a se trouve au niveau bas, celle de IC3b (broche 13) au niveau haut. Le flanc

montant présenté par le signal d'entrée numérique constitue pour chacune de ces bascules une impulsion d'horloge. À l'instant déterminé par le flanc de l'horloge on a prise en compte du niveau présent sur l'entrée D et son transfert vers la sortie Q. Après la première impulsion d'horloge la sortie Q de IC3a se trouve au niveau haut de par la connexion de son entrée D à la ligne +5 V. La LED D14 s'illumine, signalant la réception de la première impulsion de donnée. La sortie Q de IC3b passe au niveau bas, en raison du fait que son entrée D est forcée, à l'instant de l'arrivée de l'impulsion d'horloge, au niveau bas par la sortie Q de IC3a. Après le second flanc la sortie Q de IC3b se trouve elle aussi au niveau

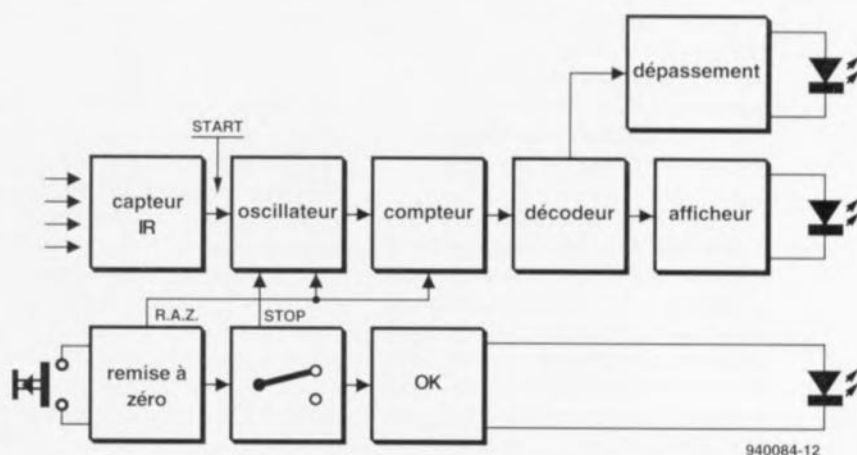


Figure 2. Synoptique du testeur de télécommande IR.

dessinée à l'intention de cette réalisation, qui ne devrait pas vous poser le moindre problème. La première étape de cette opération consiste à la mise en place des 5 ponts de câblage. On poursuivra par l'implantation des composants de petite taille, résistances, condensateurs et diodes. Attention lors de la mise en place des condensateurs électrolytiques à leur polarité. Nous avons prévu, pour le bouton-poussoir S2, l'utilisation d'une touche digitast ou dataswitch, composants dont le prix légèrement plus élevé est aisément compensé par un confort d'utilisation et une facilité mise en place notablement supérieurs. Si l'on en est réduit à faire des économies de bouts de chandelles on pourra utiliser pour S2 un bouton-poussoir standard. Une fois les transistors et les LED mis en place sur la platine, on pourra procéder à l'implantation des circuits intégrés.

Attention à leur polarité, une erreur est si vite commise. Le détecteur IR vient se connecter à l'embase K1. Le coin raboté du symbole identifie la broche 1 de ce type de composants. L'examen des brochages donnés en figure 3 permet aisément de retrouver la broche 1 de chacun de ces types de détecteur IR. Il est à noter cependant que le IS1U60 est en fait tourné dans le mauvais sens. Il faudra donc légèrement le maltraiter (en douceur) pour lui faire regarder dans la bonne direction. On peut également envisager, si l'on n'aime pas maltraiter ses composants, de le monter côté « pistes » de la platine et le tour est joué.

Après en avoir terminé avec la mise en place des composants il est temps de connecter le module d'alimentation secteur (9 V/250 mA) pour procéder au réglage. La résistance ajustable P1 est mise à sa valeur de résistance maximale forçant l'oscillateur à travailler à sa fréquence la plus faible. Le cavalier de court-circuit sera mis en position A. On devrait observer, après action sur le bouton de remise à zéro, une extinction de toutes les LED. On actionne ensuite l'une des touches d'une télécommande; on devrait, après cette action, constater l'illumination de l'une des LED au minimum, D14. Il faudra, si tel n'était pas le cas, vérifier l'alimentation et s'assurer de la position de S1. Si tout va bien, on devrait voir s'illuminer, outre D14, l'une des autres LED, D1 à D9. L'illumination de la LED D9 ou son clignotement brève, signale un dépassement de capacité. On mettra alors S1 en position B, réinitialisera le montage (Reset) et on appuie à nou-

Liste des composants

Résistances :

R1, R8 = 100 Ω
 R2 à R4 = 100 k Ω
 R5 = 4 k Ω
 R6 = 10 k Ω
 R7 = 470 Ω
 R9 = 330 Ω
 P1 = ajustable 100 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/10 V
 C2 = 47 pF
 C3, C4, C6, C7 = 100 nF
 C5 = 100 μ F/25 V

Semi-conducteurs :

D1 à D9, D14 = LED 3 mm rouge
 D10 à D13 = 1N4148
 D15 = 1N4002
 T1 = BC547B
 IC1 = 74HCT4060
 IC2 = 74HCT138
 IC3 = 4013
 IC4 = 7805

Divers :

K1 = embase autosécable femelle à 4 contacts pour, détecteur IR tel que SFH506-36, IS1U60 ou SFH505

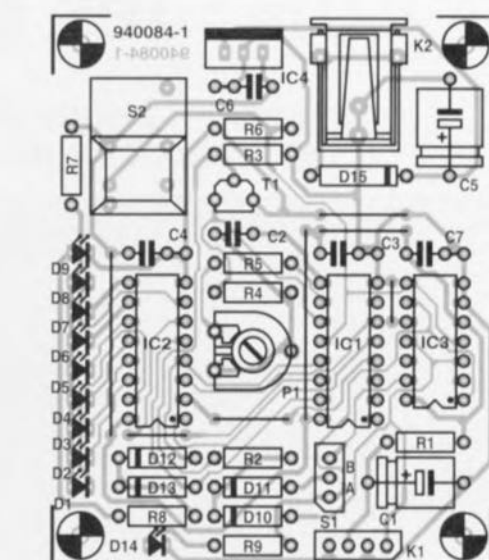


Figure 4. Représentation de la sérégraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le testeur de télécommandes IR.

K2 = embase jack d'alimentation mâle
 S1 = cavalier de court-circuit
 S2 = bouton-poussoir Dataswitch

veau sur l'une des touches de la télécommande. Si cette nouvelle approche ne permet pas d'obtenir l'extinction de la LED D14, on rebascule S1 en position A et on augmentera la valeur de C2 à 470 pF. Si tout ceci ne permet pas au montage de fonctionner correctement, il y a fort probablement une erreur de réalisation quelque part. Il vous faudra reprendre votre courage à 2 mains et le temps de vérifier la platine.

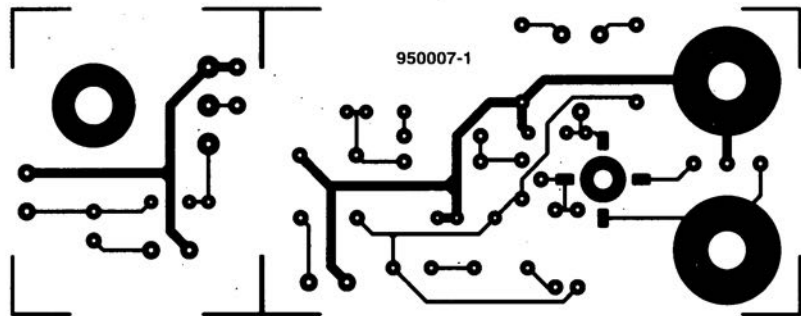
Confortés par des années de réalisations « élektoriennes » nous supposons que le montage fonctionne comme il le doit. On ajuste alors la position de P1 de manière à avoir l'illumination de la LED D7 ou D8. Il est préférable, pour ce processus de réglage, d'avoir doté la télécommande servant de générateur-cobaye de piles neuves et de la positionner à proximité immédiate du testeur de télécommande. Il ne faudra pas oublier d'actionner la touche de remise à zéro avant chaque mesure. Si, au cours de plusieurs mesures successives, on positionne à chaque fois la télécommande à une distance plus importante du testeur, on devrait constater, à chaque fois, l'illumination d'une autre LED. Ceci signifie que le testeur fonctionne comme il le doit. Si l'appareil donne à chaque fois des résultats incohérents, on mettra le cavalier de court-

circuit en position B. L'appareil est prêt à remplir sa fonction, vérifier le fonctionnement de télécommandes IR en tous genres.



Figure 5. Photographie d'un exemplaire terminé du testeur de télécommande IR disposé à côté d'une télécommande RC5. Il suffit d'une action sur l'une des touches de cet accessoire pour s'assurer de son fonctionnement.

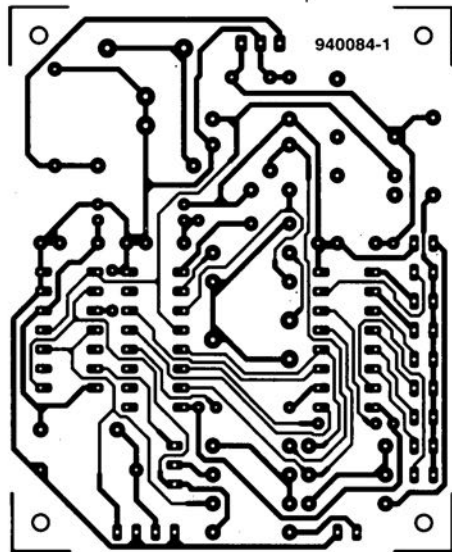
6



8



7



DN : les standards

le médium Disque Numérique connaît des applications de plus en plus diversifiées



Il a coulé bien de l'eau sous les ponts depuis l'introduction, en 1982, du DAN (le Disque Audio Numérique, peut-être mieux connu sous son abréviation anglo-saxonne de CD, pour Compact Disc, que l'on a, trop facilement peut-être, repris sous la forme adaptée de Disque Compact en français), la première application du Disque Numérique. Le D.N. ne sert plus uniquement, aujourd'hui, à la reproduction de musique, mais également à bien d'autres applications telles que le stockage de données numériques pour la micro-informatique et la vidéo. L'objectif que s'est fixé cet article est de s'intéresser aux différents standards D.N. nés au cours des près de 3 lustres s'étant écoulés depuis. Nous allons passer successivement en revue les 5 «ouvrages de couleur» suivants: le Red Book, le Yellow Book, le Green Book, l'Orange Book et le White Book.

Le berceau du D.N. se trouve, quoique l'on veuille, à Eindhoven, la ville lumière des Pays-Bas. C'est là qu'au cours des années 70 fut mis au point le concept d'un enregistrement optique d'informations numériques. Lorsque, en 1980, Philips N.V. et Sony Corporation s'attelèrent à la promotion du Disque Numérique en tant que support conçu à l'intention de l'audio numérique, ces sociétés ne pouvaient guère, même dans leurs perspectives les plus folles, imaginer l'essor que prendrait leur petit disque argenté et surtout que tout irait aussi vite. Il ne fallut pas plus de 5 ans pour voir 30 millions de lecteurs de DAN devenir opérationnels dans le monde et voir se vendre près d'un demi-milliard, oui 450 millions, de DAN. La table de lecture, invention de l'américain Edison, qui avait, 80 années

durant, dominé la scène du support audio, se vit mise au rancard en un temps record. L'envolée victorieuse, car il ne saurait être question de parler de percée, du disque numérique semble depuis lors irrésistible. Le mini-disque d'argent apparaît, comme un diable jaillit hors de sa boîte, en différents endroits quasi-simultanément.

C'est ainsi que le « livre blanc » (*White Book*) concernant le DN-Vidéo (*Video CD*) publié en 1994 par Philips et JVC (*Japan Victor Company*) décrit une variété de DN destinée à concurrencer la bande vidéo préenregistrée. Tout au long de 1995 nous verrons apparaître, tant du côté de la branche de la micro-informatique que de celle de l'électronique grand public (*consumer electronics*) un certain nombre de

systèmes supportant la vidéo numérique à base de DN-Vidéo. Ce faisant, le DN-Vidéo a de bonnes chances d'être aussi rapidement populaire que le CD-DA (DN audio). Il existe aujourd'hui tant et tant de standards qu'il est devenu très difficile de trier le grain de l'ivraie. Raison de plus de nous intéresser d'un peu plus près aux différents standards.

Le Red Book, le CD-DA

Le standard du D.A.N., le CD-DA (DA pour *Digital Audio*), est décrit dans le (petit) livre rouge, presque aussi célèbre que celui de Mao-Tsetung, le Red Book. Cet ouvrage donne toutes les spécifications quant à l'enregistrement et la correction d'erreur concernant le dit DN. Il va de soi, que s'agissant de la première variété de DN, cet ouvrage constitue également la base des autres standards de Disques Numériques. L'information « enregistrée » sur le DN sous la forme d'une série de « puits » prenant la forme d'un « sillon » en spirale dans un support transparent en polycarbonate en forme de disque. On recouvre l'une des faces de ce disque d'une couche d'aluminium réfléchissante par-dessus laquelle est coulée une couche de protection. L'espace séparant 2 puits est appelé îlot.

En résumé, notre spirale se compose d'une série de puits et d'îlots. Un rayon laser « lit » cette spirale en partant du centre du disque. Le capteur qui comporte la tête de lecture à laser est en mesure de détecter la différence entre la lumière réfléchie par un puits et celle produite par la réflexion du faisceau sur un îlot, de sorte qu'il est possible de relire l'information enregistrée sur le DN. Les variations de la quantité de lumière réfléchie servent, par le biais d'un servo-système complexe, à la focalisation du laser. La spirale présente sur le DN est subdivisée en 3 sections: l'en-tête (*lead-in*), le programme (les données) et la clôture (*lead-out*). La lecture de la spirale se fait à vitesse linéaire constante de manière à utiliser au mieux l'espace disponible sur le DN. De ce fait, la vitesse de rotation du DN dépend de la position latérale du laser par rapport au centre.

Dans la partie réservée au programme la vitesse de rotation peut ainsi varier entre 197 et 539 tours/mn. Vu qu'il n'est pas possible d'obtenir un flux de données parfaitement constant à l'aide d'une régulation mécanique seule, le lecteur dispose d'une mémoire-tampon qui doit être en permanence remplie à 50% de données. Une utilisation inférieure à 50% de cette mémoire se traduit par une augmentation de la vitesse; inversement, si l'occupation mémoire est

supérieure à 50% la vitesse de rotation est diminuée. La lecture des données par le laser se fait au rythme de la fréquence d'horloge générée par un oscillateur à quartz. Cette approche garantit une parfaite cohérence du flux de données. Voici, très grossièrement résumé, le principe de fonctionnement d'un lecteur-laser de DN.

Les données enregistrées sur un disque audio numérique comportent toutes les informations concernant des signaux sonores échantillonnés à une fréquence de 44,1 kHz. On procède à une numérisation linéaire du signal de chaque canal et ce à une résolution de 16 bits. Le résultat de tout ceci est un flux de données de 1,4112 Mbits/s.

Le Yellow Book, le CD-ROM

Le second standard à avoir fait son entrée sur le marché fut celui décrit par le « livre jaune », le Yellow Book, à nouveau un produit concocté par Philips et Sony. Dès l'instant où l'on se rendit compte que le DN était le support idéal pour le stockage d'une quantité énorme de données, et ce à un coût extrêmement abordable, l'idée du CD-ROM était née et avec elle le CD-ROM lui-même. Le CD-ROM fut lancé sur le marché en tant que remplaçant de supports magnétiques tels que disquettes et disques durs. Le CD-ROM présente un certain nombre d'avantages, mais également quelques inconvénients.

Commençons par les premiers : un coût très faible, une capacité de stockage difficilement imaginable, un caractère d'ineffaçabilité et une longue pérennité. L'inconvénient majeur du CD-ROM est qu'il ne peut être que lu. De façon à garder une bonne compatibilité avec le CD-DA, le CD-ROM reprend lui aussi la technique de la spirale. Cette approche se différencie de celle qui caractérise l'industrie micro-informatique. En effet on y préfère les pistes parallèles, les fameux *tracks*. Pour le CD-ROM on a adopté le principe de la lecture à vitesse linéaire constante. De ce fait, il faut (relativement) longtemps pour accéder à une information donnée lorsque l'on travaille en accès aléatoire (*random*). Il faut, à chaque fois que l'on cherche un fichier, ajuster la vitesse de rotation du moteur jusqu'à l'obtention de la vitesse de lecture correcte. Cette correction de vitesse prend un certain temps, ce qui explique que le temps d'accès soit, dans le cas d'un CD-ROM, – relativement, comparée à un disque dur par exemple – importante.

La seconde conséquence est une vitesse de transfert, à vitesse de lecture standard, relativement faible, à savoir



Figure 1. Le DN audio (CD-DA) fut le premier Disque Numérique auquel le grand public ait eu affaire. Ce lecteur de Philips a conquis le marché au début de années 80.

150 Koctets/s. La technique ne fait, heureusement, pas de surplace de sorte que l'on trouve aujourd'hui des lecteurs double, triple, voire quadruple vitesse. Il est loin d'être exclu que dans les prochaines années les choses évoluent encore énormément. L'information véhiculée par le Yellow Book ne dépasse guère le cadre de la description de l'idée de mettre de l'information micro-informatique dans le bloc de donnée. Il y est également indiqué les types de mécanismes de correction d'erreur dont on pourrait doter le système.

C'est en vain que l'on y recherchera une description d'une structure à base de fichiers et de répertoires du type de celle utilisée sur tous les ordinateurs du monde. Il y manque aussi une des-

cription de la manière de stocker une information audio-visuelle (*multimedia*). Ceci explique la définition à une date ultérieure des standards ISO-9660 et CD-ROM-AX.

Le standard ISO-9660 a été défini, au départ, par un conglomérat baptisé High Sierra Group, pour être, au milieu de 1988, repris par ISO. Le standard ISO-9660 décrit une structure de fichiers utilisée par les ordinateurs compatibles IBM; il a ultérieurement servi de base à la définition des standards à venir. Les utilisateurs d'UNIX ont opté pour un protocole compatible ISO-9660, le RRIP (**R**ock **R**idge **I**nterchange **P**rotocol), les amateurs de Macintosh connaissant eux le HFS (**H**ierarchical **F**ile **S**ystem) pour leurs CD-ROM.



Figure 2. Le lecteur de CD-ROM est devenu bien d'équipement courant aujourd'hui dans le monde des micro-ordinateurs.



Figure 3. Le lecteur de CD-i permet au consommateur de lire de nombreux formats de DN à l'aide d'un seul et unique lecteur.

Le Green Book, le CD-i

En 1986, un an à peine après l'introduction du CD-ROM, on vit apparaître le DN-i Disque Numérique interactif (plus connu sous sa dénomination anglo-saxonne de CD-i = *Compact Disc Interactive*), un système multimédia destiné au grand public. C'est dans le « livre vert » (*Green Book*) que l'on trouvera la description complète du système. Les systèmes multimédia faisant appel à de l'information audiovisuelle sont l'une des applications les plus intéressantes du CD-ROM.

Nous avons noté, lors de la description du CD-DA, que le stockage d'une information audio nécessitait un flux de données de 1,4112 Mbits/s. Sachant que l'information vidéo est notablement plus complexe que l'information audio, la quantité de données nécessaire sera, en principe, beaucoup plus volumineuse pour le premier que pour le second type d'information. Tant pour l'audio que pour la vidéo, il y a une certaine interchangeabilité entre le flux de données nécessaire et la qualité du signal codé. Les spécifications du CD-i décrivent différents procédés techniques de stockage de l'information multimédia, à savoir les sons, la vidéo figée, c'est-à-dire image par image, les animations et la vidéo. On procède en outre à un stockage interlacé de l'information, ceci signifie que les blocs

audio et vidéo sont stockés sous la forme de blocs imbriqués. Cette approche permet la lecture (quasi-) simultanée, par le lecteur de CD-i, de plusieurs sortes d'informations. La différence essentielle entre le CD-i et le CD-ROM est que le document définissant les spécifications du CD-i donne également une description complète du matériel (*hardware*) nécessaire pour l'utilisation du logiciel CD-i.

Le Green Book donne également des informations quant à la structure du disque CD-i, ce qui constitue une différence essentielle avec le contenu du Yellow Book qui ne souffle mot sur la structure du stockage des données. Le chapitre 9 du Green Book décrit comment il est possible d'ajouter au CD-i, en conformité avec ISO 11172, de la vidéo plein écran codée selon le processus MPEG1. Ce système dénommé vidéo numérique sur CD-i (*digital video on CD-i*) est ajouté sous forme d'option au système CD-i.

Le CD-ROM XA

On a défini, de façon à rendre le CD-ROM plus utilisable encore pour les applications multimédia, une extension des spécifications du CD-ROM. Cette extension a été baptisée CD-ROM XA, le suffixe XA signifiant *eXtended Architecture*. On peut dire, en résumant sommairement, que l'extension XA rend le CD-ROM compatible avec un cer-

tain nombre de formats audio et vidéo typiquement CD-i. On y vit également apparaître la possibilité de plusieurs répertoires de démarrage (*start directory*). Ceci permet d'utiliser un CD-ROM avec plusieurs systèmes d'exploitation différents. Notons pour finir que le standard CD-ROM XA est, tout comme le CD-i, compatible, en ce qui concerne sa structure, à la description du standard ISO-9660. Cette approche permet l'utilisation du CD-ROM XA sur de nombreux systèmes micro-informatiques. Les lecteurs de CD-i ne peuvent rien faire de ce type de CD-ROM pour la simple et bonne raison qu'il manque bien souvent au lecteur de CD-i le logiciel adéquat. Bien que le standard XA existe depuis un certain temps, il n'y a que très peu de logiciels à l'utiliser.

La disposition des secteurs

Il est défini, dans le Yellow Book, la structure à respecter de façon à permettre l'accès par un ordinateur aux données stockées sur un DN utilisé en CD-ROM. Les secteurs, d'une longueur de 2 352 octets chacun, sont divisés en champs. Un patron de synchronisation de 12 octets marque le début de chaque secteur. On trouve ensuite une en-tête de 4 octets donnant l'adresse absolue en minutes, secondes et secteurs. On a de plus, dans ce bloc, réservé un octet pour le numéro de mode. On dispose donc, à la suite de l'en-tête, de 2 336 octets par secteur pour le stockage de données. Tous les secteurs présents sur une piste utilisent un même mode. Les secteurs écrits sur un CD-ROM peuvent avoir l'un des 3 modes suivants : en mode 0 les 2 336 octets sont vides, de sorte qu'ils se trouvent donc à « 0 ». Les secteurs en mode 1 – ceux que l'on rencontre sur un CD-ROM standard – comprennent 2 048 octets de données. Cet ensemble de données est doté d'une correction d'erreur additionnelle à EDC (*Error Detecting Code*) et ECC (*Error Correcting Code*). Ces systèmes de détection et de correction d'erreur sont ajoutés au système de correction d'erreur que comportent déjà un DN à l'origine. Il est vrai que la correction d'erreur standard dépend de l'application, mais elle n'est pas suffisamment puissante pour des applications micro-informatiques.

Cela est dû au fait que, pour les applications audio, la présence de petites erreurs dans les données, ne pose pas, dans la pratique, de problème, alors qu'au contraire, elles sont totalement inacceptables dans le cas d'un programme micro-informatique. En mode 2, le format utilisé par les CD-ROM ordinaires ne nécessitant pas de correction d'erreur additionnelle

(l'audio/vidéo numérique par exemple), les 2 336 octets restants dans chacun des secteurs peuvent être tous utilisés pour le stockage de données. La structure des secteurs en mode 2 est explicitée dans le Green Book de façon à permettre une compatibilité avec la norme ISO-9660. L'extension de mode 2 est utilisée avec le CD-i et le CD-ROM XA. On y stocke les données en secteur par attribution d'une sous-en-tête (*subheader*) par secteur.

Cette sous-en-tête comporte une indication de numéro de fichier et de canal, une information du type de données présent dans le secteur ainsi qu'un octet de sous-mode. Le numéro de fichier sert à faire la distinction entre 2 secteurs de fichiers interlacés sur le DN. L'utilité d'un numéro de canal est due au fait qu'il peut se faire qu'un fichier soit distribué sur plusieurs canaux. L'octet de sous-mode com-

prend les bits marquant une fin de fichier (EOF = *End Of File*) ou fin d'enregistrement (EOR = *End Of Record*). On y trouve également un bit de déclenchement d'interruption destiné à permettre une synchronisation. Un bit de temps réel particulier (*real-time-bit*) indique que le fichier est utilisé en mode en temps réel. Il reste, pour terminer, 3 bits dont le codage indique le type de donnée (vidéo, audio, micro, etc) présent dans le secteur. Dans le cas de cette extension on parle de mode 2/forme 1 et de mode 2/forme 2. Le bit de forme supplémentaire signale l'utilisation ou non de la correction d'erreur additionnelle caractéristique des secteurs de mode 1. Les secteurs en mode 2/forme 1 utilisent bien cette correction d'erreur additionnelle (EDC et ECC), alors que les secteurs en mode 2/forme 2 ne connaissent qu'un bloc EDC. L'absence de correction d'erreur additionnelle est parfaitement

justifiée dès lors que le DN concerné sert au stockage d'information audio ou vidéo. Dans le cas des dits fichiers le caractère de temps réel est plus important que l'existence de petites erreurs.

La suppression de cette correction d'erreur additionnelle se traduit par la mise à disposition de 280 octets supplémentaires pour le stockage de données. Il faut, dans le cas d'un fichier stocké en temps réel dans un secteur mode 2/forme 1, les détection et correction d'erreur doivent également avoir lieu en temps réel, ce qui ne manque pas de poser des exigences sévères au matériel utilisé. Les 8 octets d'espace normalement à 0 dans un secteur en mode 1 sont utilisés, dans le cas d'un secteur en mode 2, par l'en-tête. De ce fait, les positions des données et du champ EDC sont décalés de 8 octets. Un secteur en mode 2/forme 2 se termine par un simple champ EDC

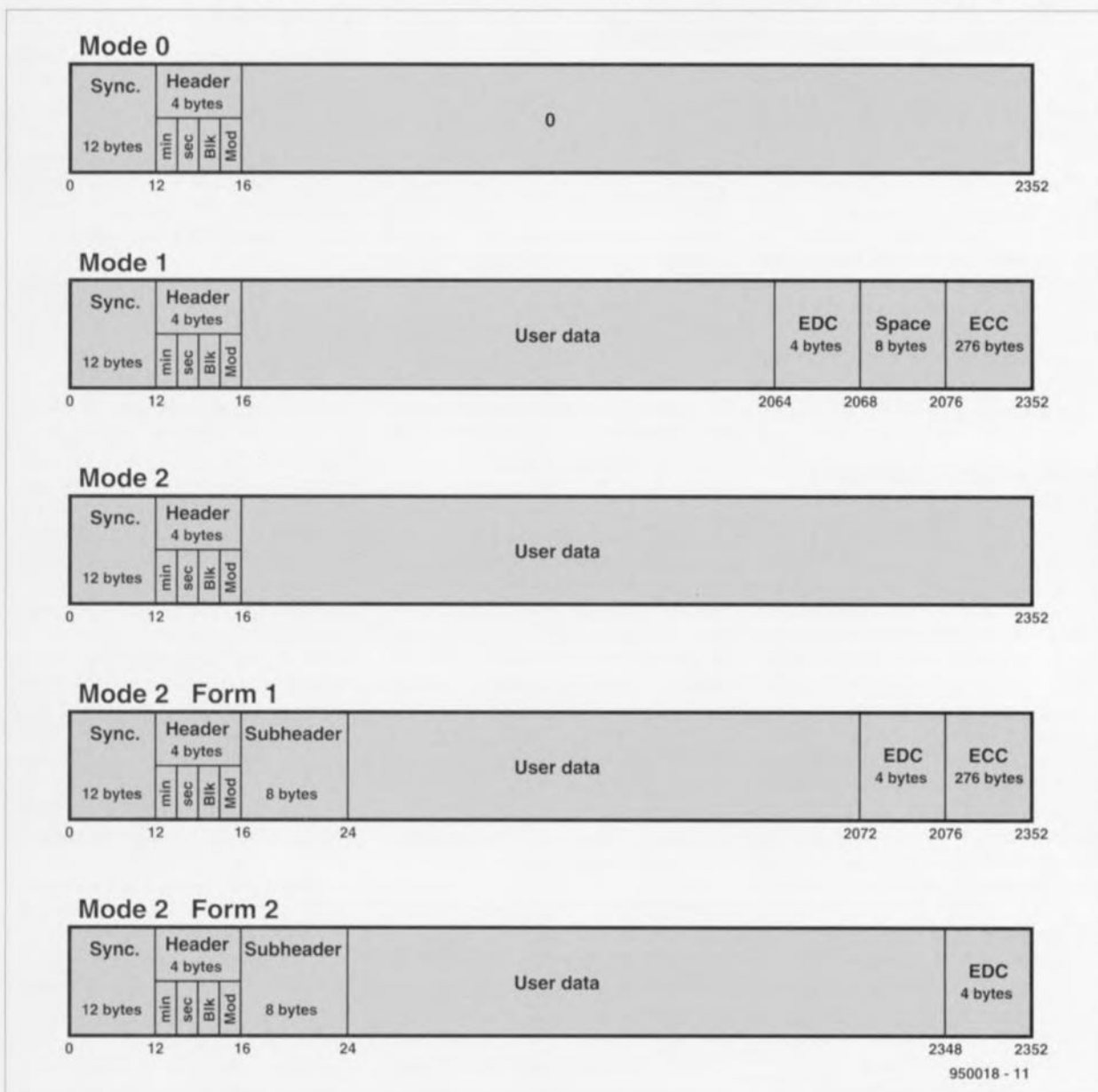


Figure 4. La structure de données des CD-ROM dépend pour une grande part de l'application envisagée. Ce graphique représente la structure de secteur d'un CD-ROM, d'un CD-ROM XA et d'un CD-i.

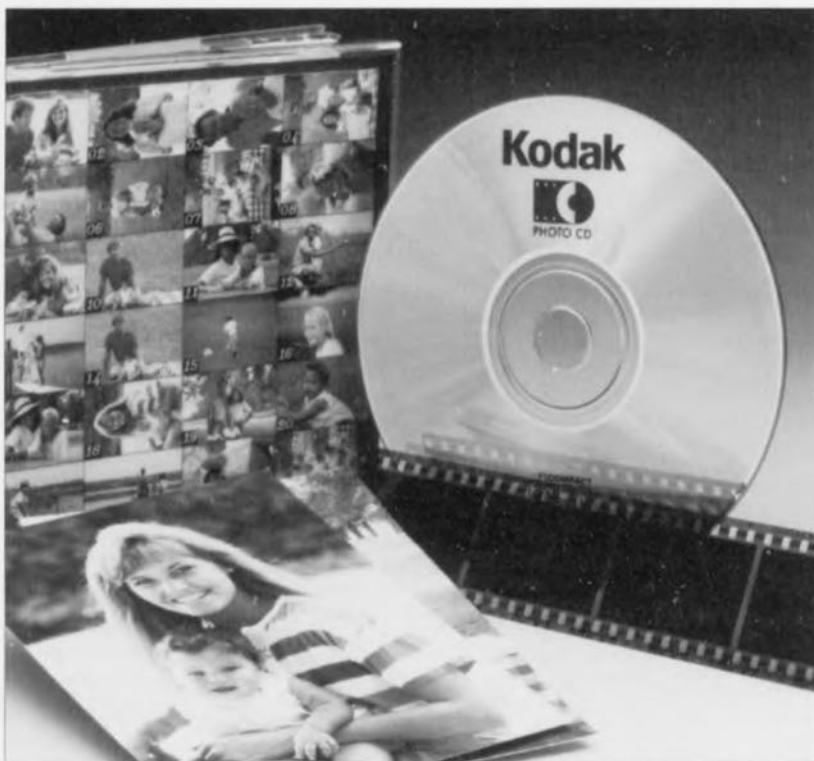


Figure 5. Philips a développé le DN-Photo en association avec Kodak. Ce système permet le stockage de plus de 100 photographies 35 mm sur un seul DN et ce sans la moindre perte de qualité.

4 octets. Il est possible de placer dans ce champ des bits de parité de façon à permettre un contrôle de qualité lors de la production. Il se peut également que l'on attribue à ces octets une valeur nulle. Il est recommandé, en cas d'utilisation de ces octets, d'opter pour la même technique de détection d'erreur (EDC) que celle des secteurs en mode 2/forme 1.

Orange Book, CD-MO et CD-WO

Le « livre orange », Orange Book, spécifie les caractéristiques des DN-MO (Disque Numérique Magnéto-Optique = *Compact Disc Magneto Optical*) et des CD-WO (*Compact Disc Write Once*, Disque Numérique non-réinscriptible). Grâce à cette extension du CD standard, le domaine des applications des Disques Numériques s'est encore étendu. Il est devenu possible ainsi, par exemple, d'enregistrer des petites séries de DN à l'aide d'un enregistreur de DN (CD-recorder). Il est possible, dans le cas d'un DN-MO, de procéder à la réécriture de l'information qu'il stocke. Il en va tout autrement dans le cas du CD-WO, où une fois écrite, l'information ne peut plus être modifiée.

Le CD-MO comporte une couche magnéto-optique dans laquelle se fait le stockage de l'information selon un principe totalement différent de celui utilisé dans le cas d'un DN standard. Le sous-ensemble de lecture du laser reconnaît, sur ce type de DN, un chan-

gement du sens de polarisation de la lumière produite par le laser. Ceci explique qu'il faille, pour la lecture et l'écriture de ce type de DN, un lecteur d'un type particulier. Le CD-WO, que l'on connaît également sous l'abréviation de CD-R (*CD Recordable* = DN enregistrable) connaît 3 états distincts. À sa sortie de la fabrique ce type de DN est vierge; l'étape suivante est un DN partiellement utilisé et l'objectif ultime un DN totalement « écrit ».

Comme cela est le cas avec le CD-MO, le CD-WO comporte une piste prévue spécialement à cet effet dans laquelle est écrite l'information nécessaire au suivi des fichiers et au respect de la chronologie. Le CD-WO possède une couche photosensible dont les caractéristiques physiques de réflexion changent lors de l'écriture de données à l'aide d'un laser spécial. Un enregistreur de CD-WO permet la fabrication de DN compatibles avec les livres rouge, jaune et vert. Ils peuvent être lus à l'aide d'un lecteur de DN conventionnel ou d'un lecteur de CD-ROM.

Le standard du CD-WO permet l'utilisation de plusieurs partitions (multi-session) sur un DN physique. Un DN écrit de cette façon comporte plusieurs sessions (séances d'enregistrement) dotées chacune de leurs propres sections d'en-tête et de clôture. Chacune des sessions est à son tour compatible avec les standards des livres rouge, jaune ou vert. La lecture d'un DN multi-session implique l'utilisation d'un lecteur

spécial, dit capable de multi-session. Un lecteur de DN standard n'étant pas doté de la capacité de lire les DN multi-session ne pourra en lire que la première session, séance d'enregistrement.

CD-Bridge

Lorsqu'il est apparu qu'il pouvait être intéressant d'établir un pont entre les standards du CD-i et du CD-ROM XA, on a développé le format CD-Bridge. Il s'agit d'un standard très ouvert laissant de la place pour la définition des diverses spécifications de systèmes. Un DN CD-Bridge est un DN CD-ROM XA comportant également un programme CD-i. Suite à cette approche, le dit DN peut être utilisé tant dans un lecteur de CD-i que dans un lecteur CD-ROM XA. Les exemples actuels de DN CD-Bridge sont le DN Photo (Photo-CD) et le DN vidéo (Video-CD).

Le DN-Photo

Le DN-Photo (Photo-CD) est un disque CD-Bridge dont le standard a été défini par Kodak et Philips, encore eux. La fonction première du dit disque est le stockage de photographies numérisées à haute résolution. Ces photographies peuvent être visualisées sur l'écran d'un ordinateur ou d'une télévision.

Le traitement par PC et l'impression de ces images sur une imprimante font également partie des options envisageables.

Un DN-Photo peut être un DN ordinaire, fabriqué à l'aide de techniques de production conventionnelles soit encore un CD-WO. Dans ce dernier cas il est possible d'ajouter, par séances successives, de nouvelles photographies. Il se peut également qu'un DN-Photo de production classique comporte plusieurs séances d'enregistrement. Il n'en reste pas moins qu'un fabricant de DN-Photo grand public préférera l'option séance unique, cette approche garantissant une possibilité de lecture de la totalité du DN par tous les types de lecteurs. La version standard du DN-Photo fait appel à des photos faites sur film de 35 mm numérisées à une résolution de 3 782 x 2 048 points (pixel).

Le fichier ainsi obtenu est enregistré sous la forme de 5 fichiers partiels : Base/16, Base/4, Base, 4xBase et 16xBase. De par l'utilisation d'une technique de compression on arrive à mettre plus d'une centaine de photographies 35 mm numérisées. Il est possible aujourd'hui de faire mettre d'autres formats de photos sur DN-Photo; vu son prix, cette opération reste, en pratique, réservée aux professionnels.

Le White Book, Video-CD

Le DN-Vidéo, à ne pas confondre avec le Video-CD, est un format de DN utilisé à une époque donnée pour enregistrer de 5 à 6 minutes de vidéo analogique sur un DN. Ce format a été intégré, sous la forme d'une extension, dans le « livre rouge ». Il reste, sur le dit DN, outre l'information vidéo en question, suffisamment de place pour le stockage de 20 minutes d'audio numérique. A la suite d'un lancement très hésitant, ce format a pratiquement disparu. Le CD-BGM (**CD Background Music**) a été spécialement développé pour les systèmes servant à la production de musique d'ambiance. Ce système a été conçu sur la base de technologies dérivées du standard CD-i. L'utilisation du codage ADPCM permet le stockage de quelque 20 heures de musique de qualité acceptable sur une unique DN. CD+MIDI et CD+G sont eux aussi des développements ayant pour base le DAN. Ces variétés de DN peuvent recevoir une combinaison de graphiques et de données MIDI et d'audio numérique sur un même DN.

La dernière variété dont il nous faille parler est le CD-I Ready. Il s'agit de DN audio doté en arrière-plan d'une part de logiciel CD-i. En cas de lecture du dit DN sur un lecteur de DAN l'utilisateur ne remarque rien des possibilités additionnelles; si au contraire on le lit sur un lecteur de CD-i, le logiciel CD-i prend vie donnant de nouvelles possibilités au DN. Ces fonctions supplémentaires sont : texte de chansons, photos, discographie, etc. Pour éviter que la reproduction de la partie musicale ne soit perturbée par le déroulement de la fonction CD-i, on commence par lire l'information correspondante avant de la stocker en mémoire. Ce n'est qu'ensuite que l'on passe à la lecture de la piste audio correspondante.

La lecture de cet article vous a permis de vous mettre au courant de tout ce qui existe aujourd'hui au niveau des standards de DN. Il est fort probable que la diversité vous ait surpris. Si donc vous envisagez, comme des centaines de milliers, voire des millions de possesseurs d'ordinateurs ou d'amateurs d'audio de par le monde, d'acquiescer un lecteur de CD-ROM, il n'est pas inintéressant de commencer par vous demander ce que vous envisagez de faire avec le dit appareil. Faites la liste des standards qu'il doit pouvoir accepter et assurez-vous que l'appareil en question en soit capable. Vous ne manquerez pas de constater qu'il existe encore un certain nombre de contradictions dans ce domaine encore relativement nébuleux.

STOP THE PRESS

Juste avant que nous ne partions chez l'imprimeur nous fûmes témoins des premières escarmouches entre ce qui semble devenir un nouveau standard pour le DVD (**Digital Video Disc**), le DN-Vidéo. Comme nous le disions tout au début de cet article, l'ouvrage le plus récent dans la définition des standards des diverses variétés de DN existant, est le livre blanc. Il y a quelques jours à peine, Philips et Sony ont finalement fourni à la presse les éléments techniques concernant ce nouveau DN haute densité capable de stocker plus de 2 heures de son et d'image de haute qualité sur un disque numérique de taille classique (5" = 12 cm). L'utili-

contre-proposition. Ce second groupe a choisi d'utiliser un DN double face, ce qui ne manquera bien évidemment pas de poser l'un ou l'autre problème technique, pour concentrer 4,8 Goctets de données sur un disque numérique de la taille standard. Cela permettrait une durée de vidéo/audio de niveau numérique plus grande, soit encore de qualité meilleure encore... En conséquence de quoi certains des majors de l'industrie cinématographique semblent avoir opté pour le camp de Toshiba/Pioneer, car le but de cette nouvelle avancée technologique est de vendre des appareils et des logiciels (films etc) et cela à un nombre aussi grand que possible d'acheteurs... La survie exige de vendre et non pas uniquement d'innover...

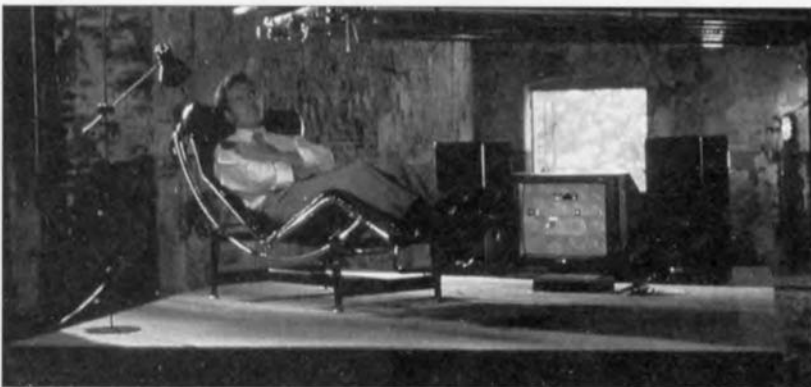


Figure 6. Il n'est pas exclu que dans les prochains mois le DN-Vidéo grignote très conséquemment la part de marché des bandes vidéo préenregistrées. Les possesseurs de micro-ordinateurs pourront également utiliser ce format de DN après avoir équipé leur machine d'une carte MPEG et à condition que leur lecteur de CD-ROM soit d'une génération récente.

sation d'un laser à longueur d'onde plus courte, Philips et Sony espèrent mettre quelque 3,7 Goctets (ou 3 700 Moctets) de données sur un petit disque argenté. Grâce à l'utilisation de la compression de données MPEG-2, oui en est déjà au mode2, on pense concentrer quelque 135 mn, 2 h 1/4 d'audio et de vidéo numérique d'une qualité identique à celle que permet(tait) le Laser-Disc. Il semblerait que la nouvelle génération d'appareils devant voir le jour serait capable de lire non seulement les DVD (**Digital Video Disc**) mais également les DN-A, les DN-P, sans oublier le cas échéant les anciens Laser-Disc (???) Tout cela reste à confirmer.

Philips espère que les premiers appareils commercialisés les seraient en 1996 et qu'ils devraient être en mesure de reproduire les DN-Vidéo respectant le standard du White Book...

Il n'a pas fallu longtemps après cette annonce publique à un second groupe industriel au poids commercial indiscutable puisque constitué de Toshiba, Pioneer, Time-Warner, plus d'autres sachant que le nombre d'adeptes devrait aller croissant... pour faire une

Il va sans dire que Philips et Sony ne pensent pas en rester là et envisagent de doubler la capacité disponible en utilisant une technique de multi-couche active, IBM ne travaille-t-il pas à un DN à 4, voire 5, voire 6 couches, où s'arrêtera-t-on?

Et bien évidemment, ces 2 systèmes sont parfaitement incompatibles... Allons-nous, une nouvelle fois, revivre la guerre fratricide entre Philips (+Sony) et le reste des japonais... comme cela avait été le cas à l'époque du Video2000 et du Betamax, qui se virent supplantés par le VHS. Il est étonnant d'ailleurs de constater qu'à nouveau la définition des standards soit une affaire purement euro-nipponne...

Il n'en reste pas moins que l'existence de 2 standards ne manquera pas de se traduire par un ralentissement certain de l'acceptation de cette nouvelle technologie aux conséquences imprévisibles pour le moment, d'autant plus qu'il ne s'agira pas, dans les premiers mois surtout de petites sommes... ■

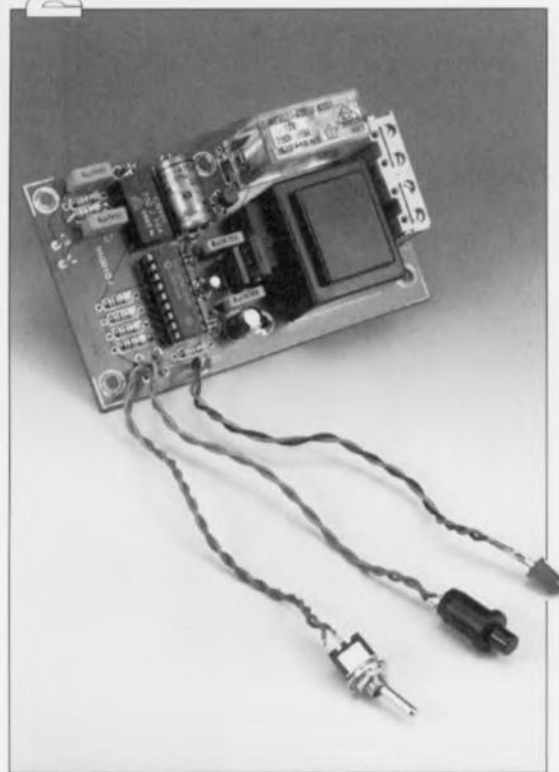
Bibliographie :

Compact Disc Standards, an introductory overview, J. Korst et V. Pronk, Philips Research Lab Eindhoven

TÉLÉSWITCH

télé²-commutateur à base de PIC

projet : H. Kiprowsky



« **TÉLÉSWITCH** » est un télé-commutateur « intelligent » – puisque doté d'un processeur PIC, un microcontrôleur à architecture quasi-RISC – faisant appel, pour son activation, à un réseau téléphonique. La petite platine dessinée pour ce montage en permet la mise en place dans un boîtier plastique pratique avec fiche et prise 220 V intégrées. On aura dès lors la possibilité de commander, via un téléphone quelconque, n'importe quel appareil alimenté en 220 V, de la chaudière du chauffage central à la cafetière en passant par l'une ou l'autre lampe d'ambiance servant de dispositif anti-cambrioleur.

« **TÉLÉSWITCH** » est également très pratique pour tous ceux d'entre nos lecteurs qui possèdent deux ordinateurs, placés à des endroits différents. On pourra faire appel à un modem pour activer l'ordinateur « lointain » pour lire ou transférer des données ... concernant l'état de l'installation d'alarme domestique, les données actuelles de la station de météo, ou autre commande du chauffage central, par exemple.

Même sans ordinateur, le domaine des applications pratiques de « **TÉLÉSWITCH** » reste très vaste : activation de la cafetière domestique le soir, juste avant de quitter son bureau, et autre mise en fonction du chauffage central à partir du lieu de ses vacances pour être sûr de retrouver un appartement bien douillet.

« **TÉLÉSWITCH** » se charge de la commutation automatique – après appel téléphonique s'entend – de la tension secteur, possède une protection efficace contre toute influence extérieure et, admettant même une manipulation manuelle, peut rester branché en permanence. Une caractéristique fort intéressante de l'appareil

est sans doute le fait qu'il fonctionne sans le moindre coût : il ne fait qu'évaluer la sonnerie d'appel. Ce n'est donc (pour le moment encore) que dans des cas très rares qu'il vous faudra payer pour le simple fait de composer un numéro de téléphone !

Le composant central de « **TÉLÉSWITCH** » est le PIC16C54-LPOT, un microprocesseur CMOS-RISC de Microchip. L'intéressante famille des PIC a déjà fait l'objet de l'un ou l'autre article publié dans *Elektor* de sorte que nous nous limiterons ici à la description des fonctions les plus importantes. Le processeur possède 12 lignes d'Entrées/Sorties programmables séparément, un oscillateur d'horloge intégré – ne demandant, comme seuls composants externes, qu'un quartz et deux condensateurs –, des registres internes programmables (pouvant faire office de cellules de mémoire RAM) ainsi qu'une mémoire ROM de 512 octets (espace suffisant pour un programme compact).

Le suffixe « OTP » est l'abréviation anglaise de « *One Time Programmable* » ce qui signifie que ce com-

posant ne peut être programmé qu'une seule fois. Le contenu de sa mémoire de programmation ne peut donc pas être effacé pour une nouvelle programmation. Un tel PIC est sensiblement moins cher que ses homologues dotés d'une petite fenêtre et permettant des programmations multiples. Le qualificatif « LP » (*Low Power*) indique que sa consommation est très faible.

La variété de PIC utilisée dans notre montage fonctionne avec un signal d'horloge de 0 (!) à 400 kHz. Du fait que nous avons l'intention de n'évaluer que le signal d'appel téléphonique avec une fréquence basse, un quartz bon marché de 32,768 kHz (tel ceux que l'on utilise dans des montres à quartz) suffit comme source de fréquence d'horloge.

L'électronique

de « **TÉLÉSWITCH** » (figure 1) se compose des blocs fonctionnels suivants : alimentation, interface téléphonique, processeur PIC et étage de commutation. Ce dernier se charge, via le transistor T1, de la commande du relais Re1. L'interface téléphonique est connectée aux bornes a et b de la ligne téléphonique. Les condensateurs C7 et C8 bloquent la tension continue présente sur cette ligne. Seule la tension alternative d'appel (de l'ordre de 60 V_{CC} en général) pourra traverser ces condensateurs. La résistance R6 et la diode D2 se chargent ensuite du redressement mono-alternance de cette tension alternative et la limitent en même temps à une valeur comprise entre -0,7 et +4,7 V. R5 fait office de résistance de limitation pour la LED dans l'opto-coupleur IC3. Cet opto-coupleur introduit la séparation galvanique requise entre l'électronique du circuit et le réseau téléphonique auquel on la connecte. En présence d'un signal d'appel, une tension rectangulaire impulsionnelle de 5 V_{CC} se manifestera au collecteur du photo-transistor de l'opto-coupleur et donc à l'entrée RB3 (broche 9) du PIC.

Le fonctionnement du PIC fera l'objet de quelques explications dans l'un des paragraphes à venir.

L'interrupteur S2 permet une commutation entre un mode de fonctionnement automatique et un mode manuel. Si le PIC est activé – soit par un signal d'appel, soit manuellement – on aura basculement du niveau présent sur la sortie RB0 (broche 6). Cette sortie commande, via la résistance R7, le transistor de

commutation T1. En fonction du niveau présent sur la sortie RB0 le relais ouvre (RB0 au niveau bas ou à impédance élevée) ou ferme (RB0 au niveau haut) ses contacts et coupe (ou, selon le cas, connecte) donc la tension du secteur au bornier K2. Dans le cas d'une panne de courant (absence de la tension secteur) les contacts du relais restent – ou seront – ouverts et l'on aura donc absence de la tension secteur sur les contacts du bornier K2.

Le PIC ne demande qu'un minimum absolu de composants externes. Si les contacts de la touche S1 et de l'interrupteur S2 sont ouverts, les résistances R1 et R2 forcent les entrées RB1 et RB2 du PIC au niveau haut. Le quartz X1 fournit la fréquence d'horloge interne de 32,768 kHz. La LED D3, connectée à la sortie RB7, fait office de témoin de fonctionnement.

L'électronique centrée sur l'optocoupleur et sur le PIC est alimentée à l'aide d'un sous-ensemble d'alimentation tout ce qu'il y a de plus classique constitué d'un transformateur (encartable) Tr1, d'un pont de redressement B1, d'un régulateur de tension IC2 ainsi que de quelques condensateurs de tamponnage et de lissage, C1 à C4. Cet ensemble fournit donc une tension stable de +5 V.

La tension de commutation pour le relais, dérivée directement en aval du pont de redressement, n'est pas stabilisée et aura une valeur de quelque 14 V. Les contacts du relais utilisés sont en mesure de commuter un courant de crête (ohmique) de 5 A environ. La puissance continue pouvant être appliquée aux contacts du relais se limite à 1 200 VA environ.

La programmation

Le programme mis dans le PIC garantit une utilisation aisée et confortable de « TÉLÉSWITCH ». Après son démarrage, dès que l'on connecte l'appareil au secteur donc, le programme vérifie d'abord si l'interrupteur S2 est ou non fermé. Si les contacts de S2 sont ouverts, l'entrée RB1 du PIC se trouve au niveau haut et l'on aura opté donc pour une utilisation manuelle. Le programme demeure dans cet état jusqu'à une action (fermeture et relâchement des contacts) sur la touche S1. Dans ces conditions la sortie RB0 change de niveau, basculant d'un niveau haut vers un niveau bas ou inversement.

Pour avoir un fonctionnement automatique (mode « télécommande » donc), les contacts de l'interrupteur

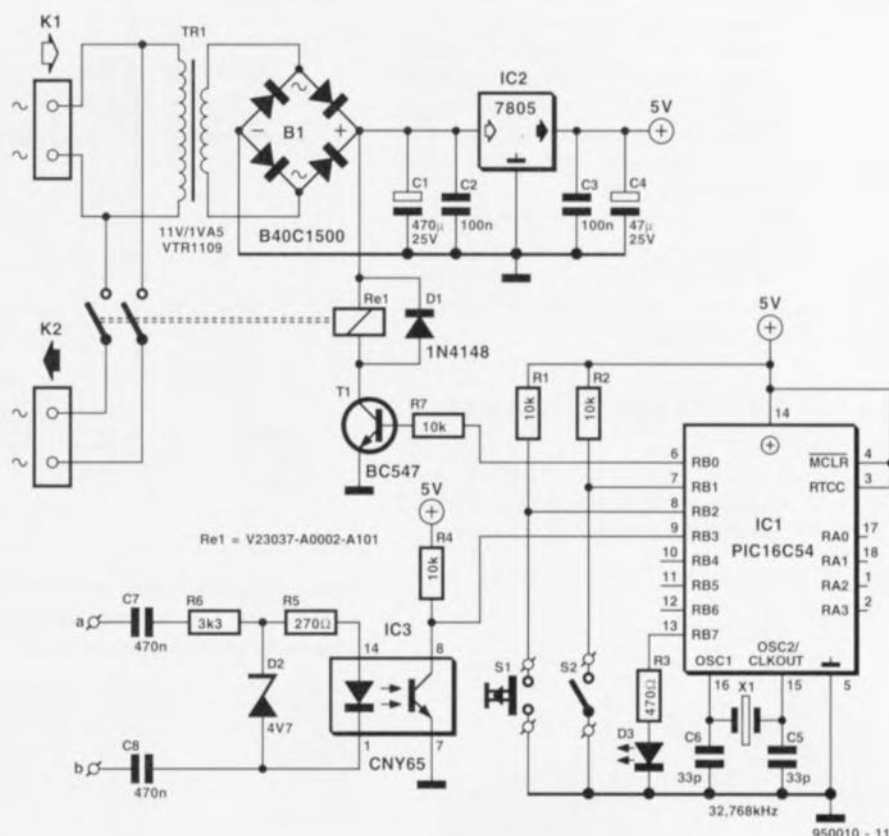


Figure 1. L'électronique de « TÉLÉSWITCH » se résume à un processeur RISC associé à une alimentation et une interface téléphonique.

S2 doivent être fermés, de façon à ce que l'entrée RB1 présente un niveau bas. Maintenant le programme passe en mode automatique – en ignorant chaque action sur la touche S1 – et surveille l'entrée RB3 pour détecter la présence d'un signal d'appel valide. Le programme considère qu'un signal d'appel est valide s'il n'arrive qu'un seul signal de sonnerie. Pour activer « TÉLÉSWITCH » il faudra donc composer le numéro du téléphone en question et raccrocher immédiatement après la première sonnerie que l'on entend dans le combiné.

Le programme attend alors pendant 7 secondes, durée pendant laquelle il ne doit plus arriver de signal de sonnerie. La sortie RB7 devient alors active et la LED s'allume pour indiquer la détection d'un signal valide. Un second compteur interne démarre alors une boucle d'attente de 50 secondes. Au cours de cet intervalle il faudra répéter le processus : composer le numéro, attendre la première sonnerie et raccrocher. Si lors de ces 50 s « TÉLÉSWITCH » détecte donc une sonnerie suivie d'une pause (absence de signal) de 7 s il considère ce signal comme valide et l'on aura commutation de la sortie RB0. La LED D3 s'éteint alors et « TÉLÉSWITCH » se trouve de nouveau en mode de surveillance.

Un signal d'appel n'est pas valide si « TÉLÉSWITCH » détecte deux (voire plus) sonneries espacées de plus de 2 secondes et de moins de 7 secondes. La pause admissible de 2 secondes fait que « TÉLÉSWITCH » ne prend pas en compte la première sonnerie initiale très brève générée par la quasi-totalité des centrales téléphoniques. Si le programme détecte un signal d'appel non-valide, il ne le prend pas en compte et passe, indépendamment de son état actuel, en mode d'attente initial. Il en va de même si la pause entre le premier signal d'appel valide et l'arrivée du second dépasse les 50 s de la boucle d'attente. On notera que l'ouverture des contacts de l'interrupteur S2 se traduit invariablement par un passage en mode manuel de « TÉLÉSWITCH ».

Si l'on utilise « TÉLÉSWITCH » pour démarrer un ordinateur, on pourra obtenir une confirmation du bon fonctionnement de l'appareil en programmant l'ordinateur en question de façon à ce qu'il rappelle automatiquement à l'aide d'un modem. Une autre technique de signalisation de fonctionnement correct de « TÉLÉSWITCH » consiste à utiliser un répondeur téléphonique permettant d'écouter (à partir d'un autre téléphone bien entendu) ce qui se passe. Dans ces conditions il faudra

modifier « TÉLÉSWITCH » de façon à ce qu'il produise un signal sonore en cas de fonctionnement correct. Plus simple encore serait de faire appel à un vieux répondeur qui se mettra en fonction simultanément avec l'appareil commandé par « TÉLÉSWITCH ».

Dans ces conditions il suffirait, pour contrôler le bon fonctionnement de « TÉLÉSWITCH », de recomposer le numéro et de vérifier si le répondeur est actif.

Réalisation et mise en boîtier

La mise en place des différents composants sur la platine dont la figure 2 montre la sérigraphie de l'implanta-

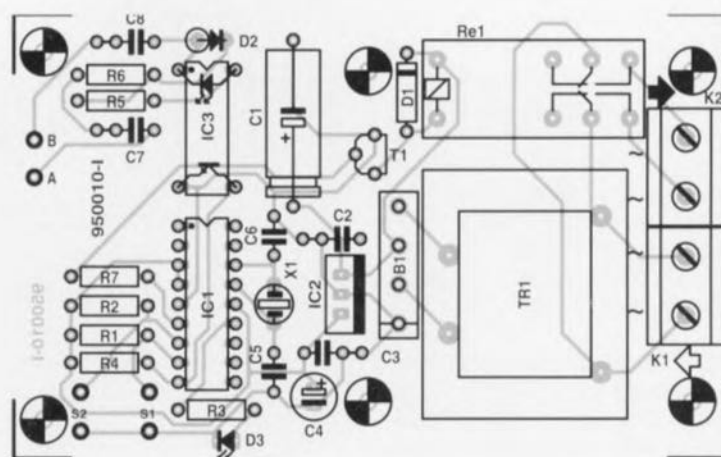


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de « TÉLÉSWITCH » sur la platine spécialement dessinée pour une intégration dans le boîtier proposé dans la liste des composants.

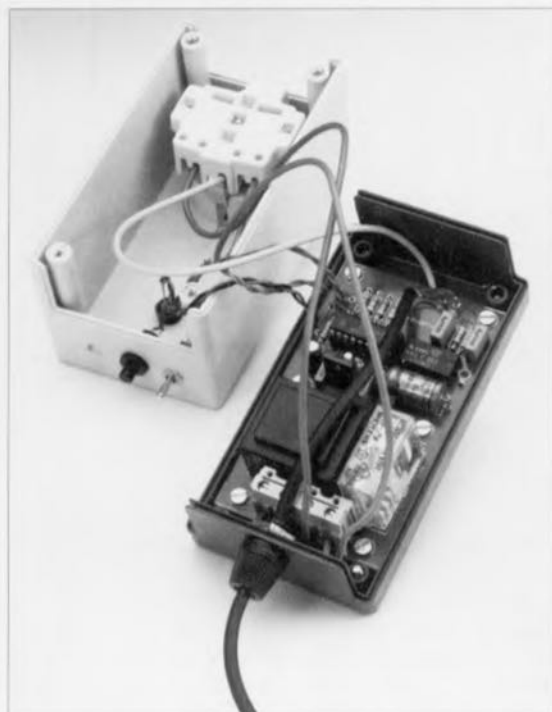


Figure 3. Photo de notre prototype de « TÉLÉSWITCH ».

tion des composants ne posera sans doute pas le moindre problème. Il suffit de bien respecter les références indiquées dans la liste des compo-

Liste des composants

Résistances :

R1, R2, R4, R7 = 10 k Ω
R3 = 470 Ω
R5 = 270 Ω
R6 = 3k Ω 23

Condensateurs :

C1 = 470 μ F/25 V
C2, C3 = 100 nF
C4 = 47 μ F/25 V radial
C5, C6 = 33 pF
C7, C8 = 470 nF

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 = diode zener 4V7/500 mW
D3 = LED rouge 5 mm
B1 = pont de redressement B80C1500

T1 = BC547

IC1 = PIC16C54LPOTP programmé
(ESS 946642-1)

IC2 = 7805

IC3 = CNY65 (Telefunken)

Divers :

K1, K2 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 7,5 mm

S1 = touche unipolaire, contact travail

S2 = interrupteur simple

X1 = quartz 32,768 kHz

Re1 = relais 12 V, double contact travail/repos 250 V/5 A (tel que, par exemple, Siemens V23037-A2-A101)

Tr1 = transformateur encartable 9V/1VA5 (tel que, par exemple, Monacor VTR1109, Block VR1109 ou Velleman 1090018)

1 boîtier avec fiche et prise secteur intégrées (tel que, par exemple, Bopla SE435DE)

sants. On pourra utiliser, pour le PIC (IC1) et l'opto-coupleur (IC3) des supports pour circuit intégré. Il est important de veiller à découper proprement les broches des composants qui, après leur soudure, dépasseraient encore. Ces petites pointes sont susceptibles de perforer, à la longue, l'isolation de certains câbles véhiculant la tension secteur. Il serait idéal de protéger ces câbles à l'aide d'une petite plaquette isolante (plastique par exemple) que l'on dispose entre la platine et les bornes de connexion de la tension secteur.

La platine, dotée de tous ces composants, trouve parfaitement place dans le boîtier mentionné dans la liste des composants. Ce boîtier comporte une fiche et une prise secteur. Les deux câbles de la fiche secteur seront connectés au bornier K1 sur le circuit imprimé, les deux câbles de la prise

au bornier K2. Il ne faudra pas oublier d'interconnecter, à l'aide d'un morceau de fil de câblage souple, les contacts de protection (terre) de la fiche et de la prise intégrées dans le boîtier.

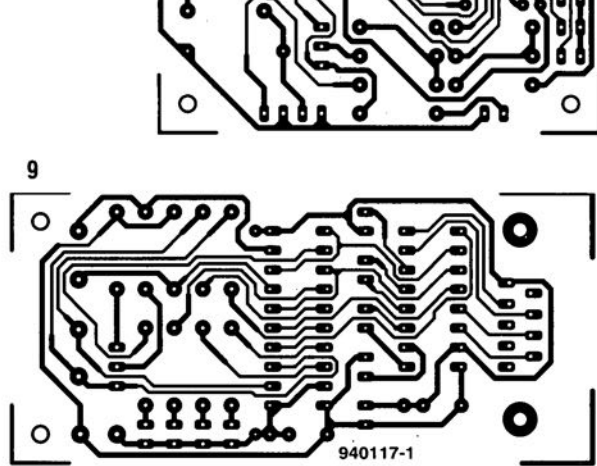
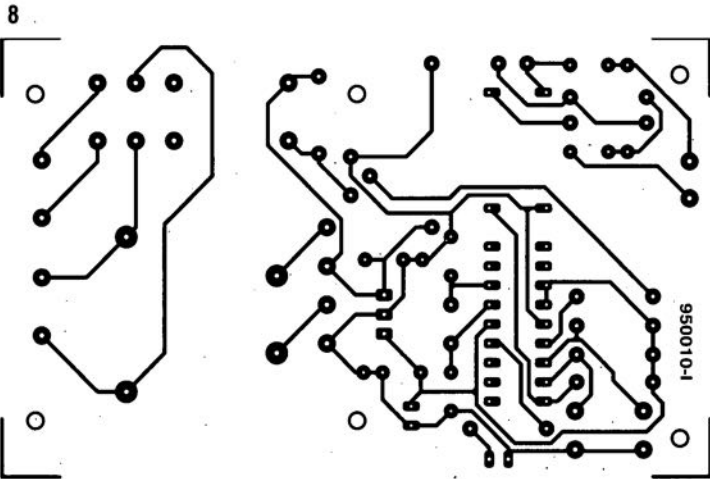
La connexion de « TÉLÉSWITCH » à la ligne téléphonique (domestique) se fait à l'aide d'un morceau de câble bifilaire dont on connecte deux extrémités aux picots de soudure A et B sur la platine et les autres aux contacts A et B de la ligne téléphonique en question.

On notera qu'il faudra doter le câble téléphonique (souvent très long) d'une bride anti-arrachement. Il suffit ensuite de percer, dans le couvercle du boîtier, un orifice pour la LED D3 et de fermer l'ensemble.

La photo de la figure 3 montre à quoi ressemble un exemplaire de « TÉLÉSWITCH » monté, prêt à l'emploi.

NOTE :

Comme « TÉLÉSWITCH » n'a pas fait l'objet d'une agrégation auprès des services des P&T, il ne saurait être question de le connecter au réseau téléphonique public. Son utilisation devra donc se limiter impérativement aux réseaux privés.



B²Spice 1.1™ for Windows

Logiciel de dessins et de simulation de circuits analogiques



Il pourrait sembler, au premier abord quelque peu bizarre de parler, dans cette rubrique LOGICIELS, de 2 logiciels. Cette approche est, à notre sens, justifiée par plusieurs raisons. La première étant qu'il s'agit de programmes situés dans la même sphère d'influence, la seconde est qu'ils viennent de la même maison, et une troisième qu'il nous arrive de plus en plus de logiciels qui nous paraissent intéressants pour nos lecteurs et que partant, il nous faut mettre les bouchées doubles. Trêves de parolottes, revenons à nos moutons, B² Logic et B² Spice. La première question qui vient à l'esprit est celle que nous nous sommes aussi posée: OK pour Logic, moins pour Spice, mais pourquoi B². Cela tient tout simplement au nom de la société: Beige Bag, le sac en papier beige... les enveloppes dans lesquelles arrivent les logiciels sont elles aussi de cette couleur... Passons aux choses sérieuses.

Comme le laisse supposer leur nom, il s'agit de 2 programmes de dessin et de simulation de circuits, l'un numériques l'autre analogiques tournant tous 2, et il s'agit là d'une caractéristique importante, sous Windows. Ceci a bien évidemment un certain nombre de conséquences ressenties, selon les moyens dont dispose l'utilisateur de ces programmes, comme avantageuses ou pénibles. L'avantage de travailler sous Windows est que l'on dispose d'une interface graphique que l'on connaît et dont les qualités sont universellement reconnues. En fonction de la carte graphique dont on dispose on aura le choix entre un mode VGA (640 x 480) ou SVGA (800 x 600, 1024 x 768, voire plus), ces dernières résolutions étant un indiscutable plaisir pour l'oeil. L'inconvénient, si tant est que l'on puisse parler d'inconvénient est que Windows est une interface graphique gourmande en mémoire et en puissance processeur. Mais ces remarques ne concernent pas spécifiquement les programmes discutés ici, mais tous ceux tournant sous Windows. Le confort se paie... Ces 2 pro-

B²Logic® v2.2 for Windows

programme de dessin et de simulation de circuits numériques



NdlR: seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

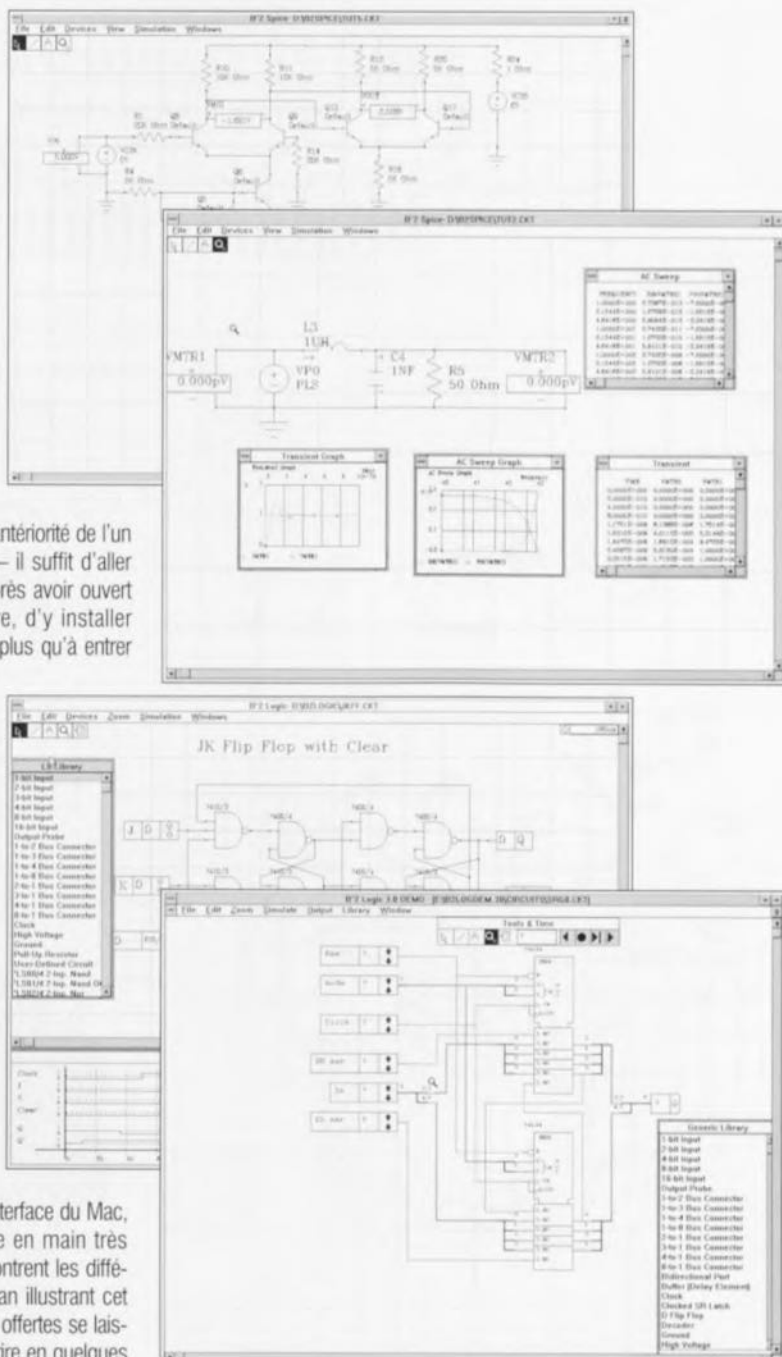
grammes nous ont été fournis gracieusement par Télindél.

B² Logic v2.2

Ce programme de dessin et de simulation de circuits numériques arrive sur une disquette 3"1/2 de 720 Koctets; il est accompagné d'un manuel de 80 pages à la couverture... beige clair comme on pouvait s'y attendre.

Contrairement à ce que l'on pense, s'agissant d'un programme sous Windows, on le installe pas à l'aide du traditionnel Setup, mais depuis DOS... Ceci semble étonnant, surtout lorsque l'on sait que les disquettes de démonstration s'installent bien ainsi elles. Une fois les manipulations nécessaires effectuées, transfert du fichier commd1g.dll — avec risque d'écrasement du fichier d'origine si celui existait déjà, il vous faudra vérifier l'antériorité de l'un par rapport à l'autre — il suffit d'aller dans Windows et, après avoir ouvert une nouvelle fenêtre, d'y installer B² Logic. Il ne reste plus qu'à entrer dans la fenêtre et, pour démarrer le programme, d'effectuer un double clic sur l'icône. Et voici que s'ouvrent toutes grandes devant nous les portes d'une nouvelle aventure. Rien de tel qu'un tour dans les fichiers d'exemple, Tutorial, pour voir un peu à quoi cela ressemble. Windows présente les avantages

caractéristiques de l'interface du Mac, permettant une prise en main très rapide. Comme le montrent les différentes recopies d'écran illustrant cet article, les possibilités offertes se laissent difficilement décrire en quelques lignes.



Suite en page 51

CeBIT '95

la communication en point de mire



Ce mois-ci, du 8 au 15 mars, s'ouvriront les portes du salon le plus important au niveau de la bureautique et de la télécommunication, nous voulons parler de CeBIT. Il est vrai qu'il ne se passe pas en France, mais cela ne l'empêche pas d'avoir une importance mondiale. Ce n'est pas pour rien, que cette année encore le visiteur pourra « lecher les vitrines » de pas moins de 6 000 exposants venant de 57 pays. D'une année à l'autre, CeBIT permet au visiteur perspicace et patient, de découvrir les nouvelles tendances. Il nous est difficile de parler dès à présent de ce qui sera exposé à CeBIT, mais les différents contacts que nous avons eu nous permettent de dégager un certain nombre d'axes d'intérêt.

Il est plus que certain que la communication, qu'il s'agisse de la télécommunication sans fil ou de celle se faisant par le biais de réseaux tels que ISDN, soit l'un des points forts de ce Salon. Au cours du Salon '95 on exposera divers systèmes numériques et périphériques et démontrera comment intégrer ISDN dans les réseaux industriels. Nombreuses seront les sociétés à passer de leurs connexions X.25 à ISDN en raison de sa capacité qui le rend plus abordable. D'autres thèmes importants sont la communication inter-ordinateurs par le biais de réseaux ISDN large bande et l'on assistera à la présentation d'un certain nombre de nouvelles cartes ISDN pour le PC. Nous ne serions pas étonnés d'entendre parler de communication multimédia sous quelques-uns des toits des halls de CeBIT. Il est également certain que les systèmes de communication pour le PC soient eux aussi l'un des thèmes favoris de CeBIT. Internet est « In » pourrait-on dire. Les points forts de cette palette très complète de matériels présents sur le marché seront sans doute les périphériques et les stations de base avec possibilité de transfert de données.



La communication en point de mire, telle est le leitmotiv de CeBIT '95. Ceci n'a pas empêché la location de 4 des halls par quelque 2 400 producteurs de logiciels.

La croissance rapide du nombre d'utilisateurs de services faisant appel à un dispositif de visualisation par écran ouvre de nouvelles perspectives pour un renversement de tendance pour l'utilisation par le particulier de services bancaires à domicile.

LES SALONS

MARCHÉ

LOGICIELS

OMNIPRO II

programmeur universel

Multipower commercialise un programmeur dit universel, appelé, comme de bien entendu, OMNIPRO II et fabriqué par la société anglaise DATAMAN. Omnipro-II est capable de programmer aussi bien tous les types d'EPROM standards (y compris les 8 Mo) que les nouveaux composants comme par exemple les microcontrôleurs, des mémoires Flash, et des PAL/GAL et PEELs. La liste actuelle comporte plus de 1 300 composants, et elle continue de s'allonger au fur et à mesure de l'arrivée sur le marché de nouveaux composants.

Le Omnipro-II, au prix HT inférieur à 6 000 FF, se présente sous la forme

d'une demi-carte à mettre dans un PC, avec un logiciel permettant de piloter le programmeur de façon très conviviale à partir du clavier. La vitesse de transfert des données est extrêmement rapide, et comme la carte possède sa propre horloge, le fonctionnement du programmeur est indépendant de la vitesse d'horloge du PC-hôte, ce qui permet de travailler sur des machines 8086, '286, '386 et '486.

Le Omnipro-II accepte des fichiers aux

normes INTEL, HEX, INTEL EXTENDED HEX, MOTOROLA S, TEK HEX, HP64000ABS et Binaire.



Suite de la page 39

Sachez cependant que pendant que nous testions B² Logic V2.2, nous vîmes arriver une disquette de démonstration de version B² Logic V3.0, version d'ailleurs évoquée en page 3 de la couverture du manuel. Renseignements pris auprès du distributeur en France, c'est, lorsque vous lirez ces lignes, également la version 3.0 que vous aurez affaire.

Spice? N'en ai jamais entendu parler!

B² Spice est, tout comme B² Logic, un logiciel de dessin et de simulation de circuits, mais si B² Logic était destiné au numérique, B² Spice est destiné aux circuits analogiques. Mais il n'est pas exclu que le terme de Spice ne vous dise pas grand-chose. Spice est un programme de simulation de circuit dont les termes ont été définis il y

bien une quinzaine d'années. De nombreux fabricants, tels que Texas Instruments, Analog Devices pour ne citer qu'eux, fournissent des modèles Spice de leurs composants, ce qui permet de se faire une bonne idée de leur comportement dans la réalité.

Comme nous le disions plus haut, l'installation de B² Spice se fait à partir de DOS. Une fois le programme installé, on dispose d'une limite de 8000 composants (!!!) par circuit.

Le manuel, en anglais, de 80 pages, donne les informations les nécessaires et suffisantes pour se faire la main. Une fois que l'on sait comment les choses s'agencent, on pourra devenir plus entreprenant. Par leur prix (relativement) abordable de 1900FF, chacun de ces 2 programmes devrait rapidement faire partie de l'arsenal de

tout concepteur de circuits électroniques, l'investissement étant rapidement amorti.

En résumé, 2 programmes dont il deviendra de plus en plus difficile, dans l'avenir, de se passer, vu la complexité croissante des composants produits par l'industrie. Rien ne vous interdit, avant d'acquiescer la version complète du programme, de vous faire la main sur la disquette de démonstration, nous ne doutons pas un instant que, si la matière vous passionne, vous soyez fasciné et conquis par la qualité de ces produits.

On devrait pratiquement rendre obligatoire, dans les établissements techniques pour lesquels l'électronique est importante, la prise en main, de ces 2 logiciels, voire d'autres couvrant la même matière, le cas échéant par leur version de démonstration de façon à se faire une petite idée de ce que sont les logiciels de simulation B² Spice et B² Logic.

antenne-cadre active

pour les fréquences allant de 100 kHz à 50 MHz

projet : J. Barendrecht



La grande majorité des radio-amateurs et autres passionnés de l'écoute des ondes courtes a une relation amour-haine avec tout ce qui concerne les antennes. Sachant que, presque inévitablement, le cahier des charges d'une antenne comporte certaines contradictions, un tel accessoire n'est partant jamais idéal, c'est le moins que l'on puisse dire. Si, de plus, on veut une antenne de faible encombrement, la situation devient cornéliennement complexe. L'antenne décrite dans cet article constitue un compromis parfaitement acceptable et fort utilisable en pratique. Il s'agit d'une antenne active large bande couvrant le domaine des ondes courtes, longues et moyennes tout à la fois, simple et de dimensions relativement compactes, ce qui ne lui interdit pas de donner des résultats très satisfaisants.

En règle générale, l'espoir que l'on met dans les performances d'une antenne est déçu. Il manque tout simplement, à un nombre important d'amateurs de l'écoute des ondes courtes, l'espace nécessaire à la mise en place d'une grande antenne accordée. On fait donc appel à une antenne plus petite qui, par définition, ne peut être qu'active. On espère (voire exige !) alors de cette (pauvre) antenne minuscule un niveau de bruit faible, un bon comportement vis à vis de signaux de forte puissance, une bande large, un rendement de signal réparti de façon équilibrée sur l'ensemble de la plage et – pour finir – une bonne efficacité dans des environnements connaissant un niveau de distorsion élevé (en ville quoi !). Il suffit de quelques

instants de réflexion pour se rendre compte que l'on en demande tout simplement de trop ! On notera qu'il est déjà extrêmement difficile de combiner un niveau de bruit faible à une bande de réception étendue. Le dernier point du cahier des charges en particulier – l'insensibilité aux distorsions – constitue un problème très difficile à résoudre dans le cas d'une antenne active.

Si cette exigence est d'une importance capitale, un impératif absolu – ce qui est le cas dès lors que l'on n'habite pas dans une cabane perdue au milieu de la lande – il ne reste pas d'autre possibilité que d'opter pour une antenne-cadre ou à « boucle ». Une telle antenne ne réagit qu'à la composante magnétique du champ électromagnétique émis par l'émet-

teur et élimine donc une part importante de la distorsion (électrique) gênante.

Le simple fait de choisir une antenne-cadre ne constitue malheureusement pas la solution à tous nos problèmes, bien au contraire ! Il est en fait extrêmement difficile de combiner une bande large avec une répartition égale du rendement sur toute cette plage (étendue). En principe, la tension induite dans le cadre diminue aux fréquences inférieures à celle à laquelle s'est faite la syntonisation (l'accord) du cadre. Même aux fréquences élevées on se heurte à un certain nombre de problèmes. Du fait que la tension « captée » se trouve mise en série avec la self-induction du cadre, il se crée, en association avec la capacité d'entrée de l'élément actif, une fonction passe-bas dont la fréquence de coupure pourrait bien se trouver à un niveau désagréablement bas.

Il est impératif, dans le cas d'une antenne-cadre, de veiller à une adaptation adéquate entre les éléments passif et actif de l'antenne. Et même dans ces conditions l'ensemble ne restera toujours qu'un compromis. Si cependant la partie active est bien conçue, le dit compromis est tout à fait utilisable.

Un amplificateur MOSFET

Nous savons maintenant un peu de quoi il retourne. Il nous faut un élément actif combinant un comportement correct face aux signaux de forte puissance à un comportement, bon lui aussi bien entendu, face au bruit, associé de plus à une capacité d'entrée faible.

Le schéma de la **figure 1** illustre notre choix. Dans la partie gauche du schéma nous découvrons le cadre de forme circulaire (auquel nous reviendrons un peu plus loin), dans la partie droite la régulation de sortie avec l'alimentation (fantôme) et au centre la partie « électronique » de l'antenne. Le circuit ne comporte que deux semi-conducteurs. Le transistor T2 sert uniquement à l'obtention d'une adaptation correcte du montage à l'impédance du câble coaxial; T1 se charge du gain.

Il peut vous sembler bizarre que nous ayons opté ici pour un transistor du type BF981, conçu spécialement pour des applications VHF. On peut déduire cependant, de sa fiche technique, que ce transistor MOSFET à double grille, se caractérise, même aux fréquences basses, par un

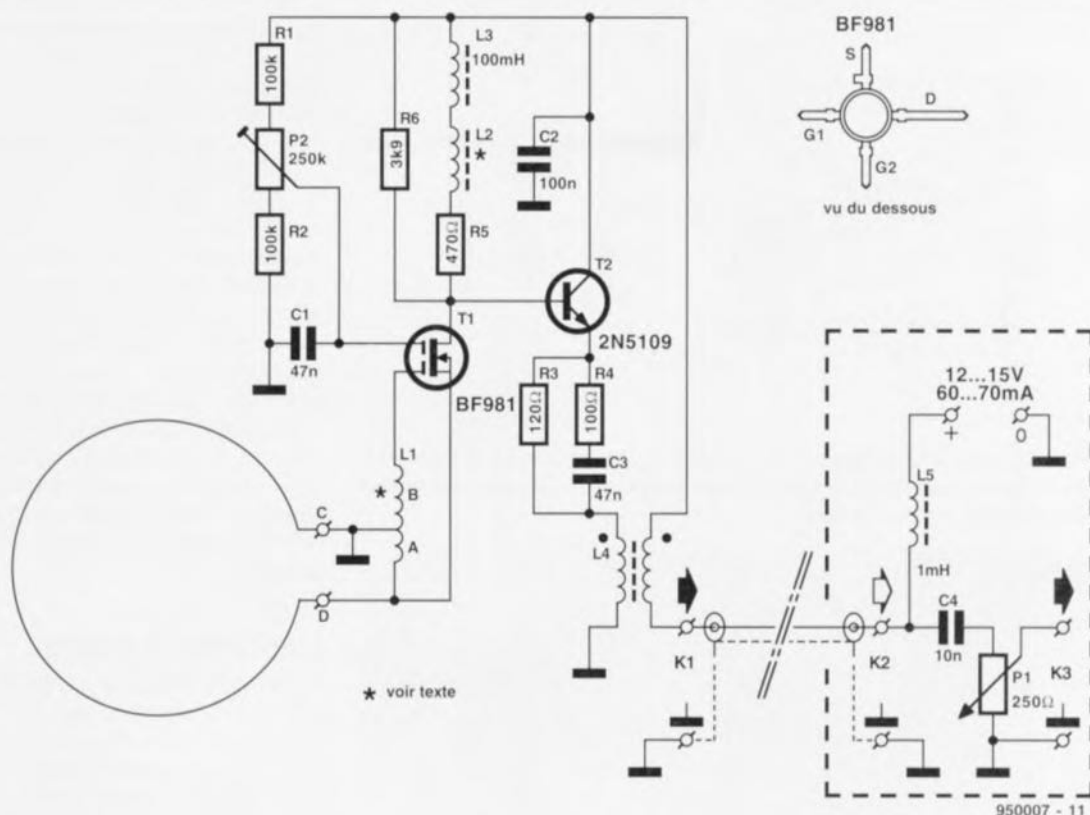


Figure 1. Le coeur de l'antenne à cadre active est le transistor MOSFET T1. L'antenne proprement dite prend la forme physique d'un cadre circulaire d'un diamètre de 1 m.

bon comportement par rapport au bruit, ... à condition cependant de réaliser une adaptation correcte (à haute impédance).

La réalisation d'une telle adaptation n'a rien de bien sorcier dans le cas des fréquences basses. L'antenne-cadre (d'un diamètre de 1 m) utilisée ici possède une impédance faible aux fréquences basses, caractéristiques que l'on peut rehausser de façon classique. En présence de hautes fréquences tout devient sensiblement plus complexe. Dans ces conditions, la self-induction du cadre ($5 \mu\text{H}$ environ) se trouvera elle aussi rehaussée et commencera, progressivement, à tout perturber. Le BF981 possède en effet une capacité d'entrée de 2 pF et la capacité d'un transformateur d'entrée standard a elle une valeur comprise entre $0,5$ et $1 \mu\text{F}$.

Pour éviter l'apparition de crêtes de résonance indésirables, il faudra faire appel donc à l'une ou l'autre technique d'atténuation. On pourra faire appel à une simple résistance. Sachant que le signal capté est déjà relativement « petit », cette approche est loin d'être optimale dans le cas de notre antenne. Il nous faut donc opter pour une technique d'atténuation qui soit moins agressive par rapport au niveau du signal.

En soi, ce problème n'est pas nouveau. À l'époque des tubes déjà, on

rencontrait ces mêmes problèmes lors de la conception d'amplificateurs HF utilisés dans des récepteurs FM par exemple. Une triode se caractérisait par un taux de bruit plus faible qu'une pentode, mais il fallait faire appel au neutrodynage. Si l'on voulait éviter cette approche, on pouvait utiliser un circuit faisant appel à une grille mise à la masse. Cette technique avait cependant un effet néfaste tant sur le gain que sur le bruit. Pour résoudre ce problème on a inventé le circuit à « fausse grille » ou « fausse base » que l'on peut considérer comme une sorte de circuit en pont. Cette technique éliminait la nécessité du neutrodynage sans avoir cependant la moindre influence néfaste sur le taux de bruit.

Dans l'étage d'amplification de notre circuit nous avons opté également pour un tel circuit à « fausse base » (ou faut-il dire « fausse grille » ?). Ceci est reconnaissable au fait que ce n'est pas le côté inférieur du transformateur L1 qui se trouve à la masse, mais la prise intermédiaire. Le circuit est donc un compromis entre une configuration à « grille mise à la masse » et une configuration à « source mise à la masse ».

Notre choix de faire appel à un circuit à « fausse base » n'a rien à faire avec une tentative d'évitement du neutro-

dynage (comme cela était le cas dans le temps). Nous avons opté pour cette approche pour des raisons d'adaptation et d'atténuation. Dans le cas de fréquences basses tout va bien, nous l'avons déjà dit plus haut. Dans ces conditions l'impédance d'entrée de T1 (100Ω environ) ne joue aucun rôle et la tension grille/source est quelque 6 fois plus grande que la tension induite dans le cadre. À partir d'une fréquence de $3,4 \text{ MHz}$ environ l'entrée de source introduit une atténuation de plus en plus importante. Cette atténuation élimine d'éventuelles résonances et entraîne un élargissement de la bande du transformateur L1 – très exactement donc ce que nous envisagions.

Il va sans dire que cette atténuation a un effet négatif sur le niveau du signal. Comme le signal capté par le cadre est, par définition, faible, il est requis que T1 fournisse un gain important, et ce aux fréquences élevées également. L'obtention de ce gain important est assurée ici par la mise en place, entre le drain du MOSFET et la self obligatoire L3, du réseau R5/L2. Ce réseau de correction force L3 à se comporter de façon capacitive aux fréquences élevées, constituant, même dans ces conditions, une impédance de drain élevée. La résistance R6 sert à limiter le gain total introduit par le transistor T1.

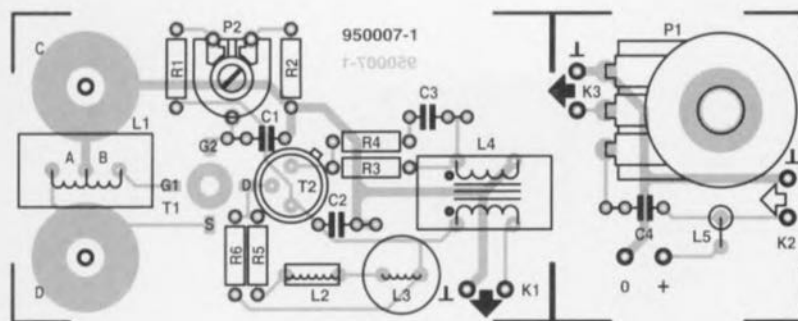


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'antenne à cadre active. La platine comporte deux parties : le circuit imprimé de l'amplificateur en haut et celui de la régulation de sortie en bas.

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 100 k Ω

R3 = 120 Ω

R4 = 100 Ω

R5 = 470 Ω

R6 = 3k Ω

P1 = potentiomètre 250 Ω

P2 = ajustable 250 k Ω

Semi-conducteurs :

T1 = 8F981

T2 = 2N5109 (SGS-Thomson)

Condensateurs :

C1, C3 = 47 nF sibatif

C2 = 100 nF sibatif

C4 = 10 nF sibatif

Selfs :

L1 = 24 spires de fil de cuivre émaillé, \varnothing 0,4 mm, sur noyau torique G2-3FT16

(A = 4, B = 20 spires)

L2 = self à air, \varnothing 6 mm, comportant 20 spires de fil de cuivre émaillé, \varnothing 0,4 mm

L3 = 100 mH (TOKO 10RB-181LY-104)

L4 = 4 + 4 spires de fil de cuivre émaillé, \varnothing 0,3 mm, sur noyau torique G2-3FT16

L5 = 1 mH (TOKO)

Divers :

K1 à K3 = embase BNC

1 antenne à cadre circulaire (voir texte)

Le découplage du signal amplifié est l'affaire de l'émetteur-suiveur T2 et du transformateur de sortie à enroulement bifilaire L4. Partant du transformateur, le signal arrive, via un câble coaxial, au récepteur. Entre l'extrémité du câble coaxial et le récepteur il se

trouve encore un petit circuit passif que l'on devrait mettre dans, ou à proximité directe du récepteur. Le composant principal de ce sous-ensemble est le potentiomètre P1. Ce dispositif de régulation sert à l'atténuation du signal au cas où le récepteur

démontre, face aux signaux de forte puissance, un comportement peu satisfaisant. Le condensateur de découplage CC, C4, et la self de choc HF, L5, permettent de doter l'amplificateur d'une alimentation « fantôme », c'est-à-dire faisant appel au câble coaxial comme ligne de transfert de la tension d'alimentation. Le condensateur évite que la tension d'alimentation n'apparaisse sur l'entrée du récepteur. La self L5 élimine tout court-circuit du signal HF par l'alimentation. On pourra dériver la tension requise (12 à 15 V) de l'intérieur du récepteur. Si cela est impossible, il suffit du plus petit module d'alimentation-secteur fournissant la tension (stabilisée) requise. La consommation du circuit se limite à une valeur comprise entre 60 et 70 mA.

L'antenne à cadre

L'antenne « physique » doit prendre la forme d'un cadre circulaire d'un diamètre de 1 m. Il serait idéal de faire appel ici à un tube métallique – la nature du métal en question ne présente pas la moindre importance – d'une section de 20 mm. Si la courbure de ce tube pose trop de problèmes on utilisera une bande métallique voire même un profil rectangulaire de la même largeur (20 mm donc). Il est hors-question de faire appel à du fil de cuivre ordinaire : ce matériau est en effet sensiblement trop fin !

Nos lecteurs habitant hors d'Europe pourront augmenter le diamètre du cadre. La force du signal capté augmente alors et le rapport signal/bruit s'améliore. En Europe un diamètre de 1 m constitue le maximum absolu. Notre continent est en effet le point de mire principal de la quasi-totalité des émetteurs travaillant sur les ondes courtes et les forces de champ dans nos régions sont donc extrêmement élevées. Un agrandissement du cadre de l'antenne sera de ce fait inévitablement associé à des problèmes de surmodulation. Il va sans dire qu'un cadre plus petit ne posera pas de problèmes ... si ce n'est que le rendement de l'antenne sera plus faible.

La réalisation

La figure 2 montre la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'antenne-cadre active. Elle comporte deux parties distinctes – l'amplificateur actif d'une part et la régulation d'entrée de l'autre – sous-ensembles qu'il faudra séparer avant de commencer la mise en place des composants. Il est important de plus que le cadre soit

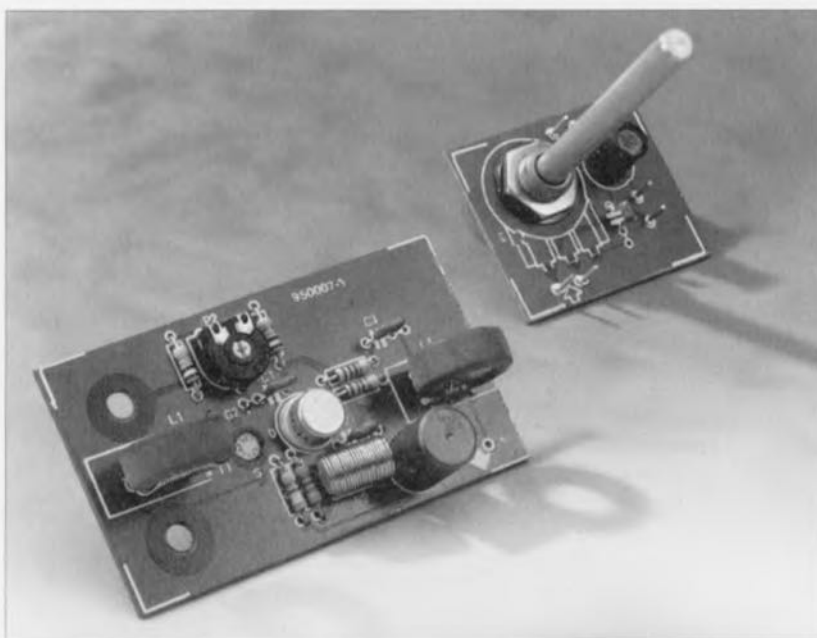


Figure 3. Bien que la fabrication des selfs semble un peu compliquée, la réalisation pratique de ce montage est loin d'être sorcière.

fixé directement aux points de connexion C et D sur la platine. Il est recommandé donc de visser les extrémités du cadre contre ces points.

Les éventuels problèmes lors de réalisation pratique du montage se limitent en fait à la soudure correcte du transistor T1 et à la fabrication des différents selfs et transformateurs. Le transistor MOSFET, T1, doit être mis en place « côté pistes » du circuit imprimé. On veillera à ce que la sérigraphie sur son boîtier soit visible du côté des composants et on se rappellera que sa broche la plus longue est le drain – la figure 1 comporte un croquis du brochage de ce transistor. Du fait que les selfs constituent toujours des composants « bizarres » pour un nombre important d'électroniciens, nous allons regarder de plus près la fabrication des différents exemplaires utilisés dans notre montage.

Les selfs L3 et L5 sont des exemplaires standard disponibles tout faits dans le commerce.

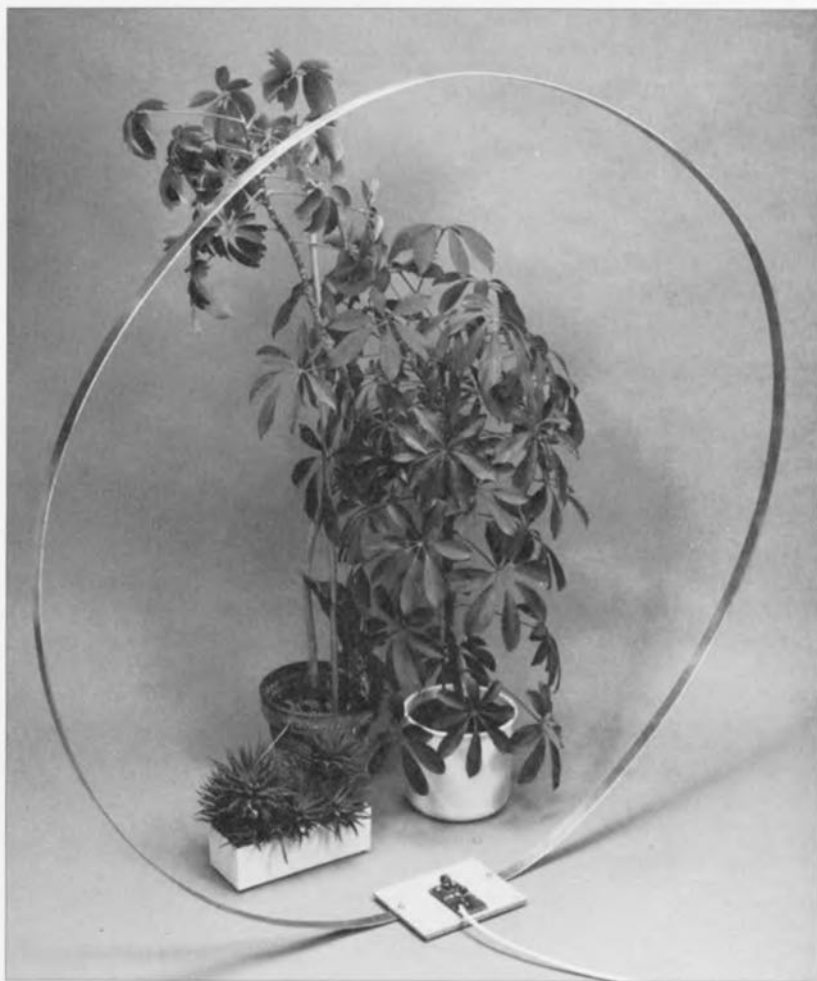
L2 est une self très simple qui comporte 20 spires de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm de diamètre réalisée sur un corps de bobine sans noyau d'un diamètre de 6 mm. On pourra faire appel, comme gabarit de bobinage, à une entretoise en plastique par exemple.

L1 et L4 seront bobinées chacune sur un noyau torique du type G2-3FT16. L1 comporte 24 spires de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm avec une prise intermédiaire au niveau de la quatrième spire : L1A comporte de ce fait 4 spires, et L1B 20.

Pour la réalisation de L4 il faudra faire appel à du fil de cuivre émaillé plus fin (0,3 mm) avec lequel on fera deux enroulements **bifilaires** de 4 spires chacun. Cela semble plus complexe que cela ne l'est en réalité. Il s'agit tout simplement de faire les enroulements avec deux fils simultanément : les deux enroulements sont donc automatiquement imbriqués. Dans le cas de L1, L2 et L4 les spires seront mises serrées l'une contre l'autre, sans le moindre espacement donc.

La photo de la **figure 3** montre l'un de nos prototypes sur lequel on distingue nettement les différents selfs.

Si l'on envisage de mettre le circuit de l'amplificateur dans un boîtier il faudra choisir impérativement un coffret en plastique (étanche si l'on prévoit de mettre l'antenne à l'extérieur). Il est recommandé de plus de faire appel, pour K1 à K3, à des embases BNC de bonne qualité.



Le réglage

Il n'est pas nécessaire, pour procéder au réglage de l'antenne-cadre active, de disposer de toutes sortes d'instruments de mesure sophistiqués : il suffit d'un récepteur à ondes courtes, d'un multimètre et de bonnes oreilles !

On commencera le réglage par l'ajustable P2. Il faudra jouer sur son curseur jusqu'à ce que la tension présente sur le drain de T1 soit supérieure de 1 V à la moitié de la tension d'alimentation U_B (donc 7 V si $U_B = 12$ V ou 8,5 V si $U_B = 15$ V). On vérifie ensuite, vers 9 heures du soir, que les signaux audibles dans les bandes des 41, 31 et 25 mètres sont suffisamment puissants. On devrait déjà, si on compare la réception à celle obtenue à l'aide d'une antenne fouet simple, constater une amélioration sensible. Si cela n'est pas le cas il faudra (re)vérifier méticuleusement l'ensemble du circuit.

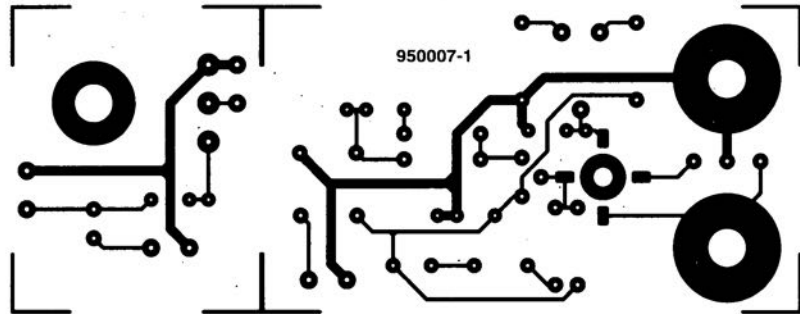
Si tout semble fonctionner correctement, il faudra accorder le récepteur à une fréquence comprise entre 21 et 21,5 MHz (dans la bande des 13 m) et bien écouter si l'on a présence, sur la bande, de signaux « chaotiques ». Par des signaux « chaotiques » nous entendons des produits d'intermodulation et des harmo-

niques. Si cela est le cas, il faudra diminuer le signal de sortie en tournant P1 dans le sens anti-horaire. Ceci permettra de voir si les dits produits indésirables sont, peut-être, dus à une surmodulation du récepteur. On pourra, dans ce cas, se débarrasser des signaux « chaotiques » en poursuivant quelque peu la rotation de P1 dans le sens anti-horaire.

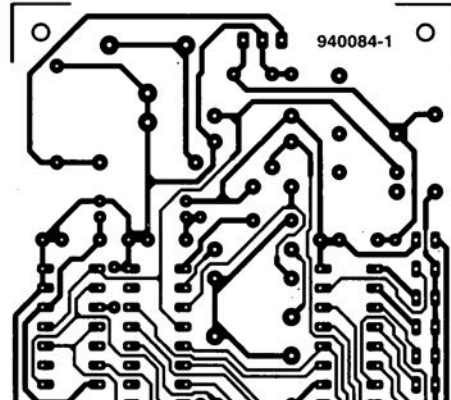
Il faudra, si tant est que le récepteur n'est pas le coupable, jouer sur l'ajustable P2 pour trouver, espérons-le, une position dans laquelle les signaux parasites sont réduits à leur minimum. On vérifie ensuite, par syntonisation du récepteur sur une station de faible puissance émettant dans la bande des 13 m, que le nouveau réglage ne se traduit pas par une détérioration du rapport signal/bruit. Une petite correction de la position du curseur de P1 pourra, le cas échéant, peut-être améliorer la situation.

Une dernière remarque en guise de conclusion à cet article. L'heure, mentionnée plus haut, à laquelle il est recommandé de procéder au réglage de l'antenne n'est valable que pendant les mois d'hiver et du printemps et ce jusqu'au mois d'avril. En été, il faudra attendre aux environs de minuit avant de s'atteler au réglage décrit plus haut. ■

6

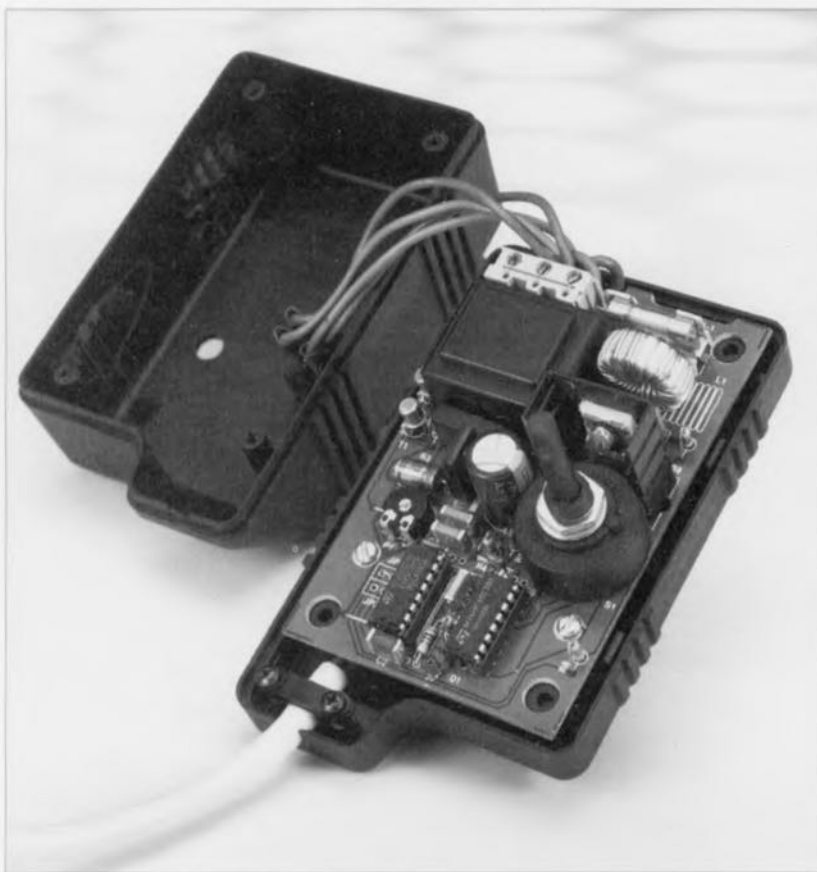


7



régulateur de régime pour moteurs asynchrones

de la progressivité avant tout



Les moteurs asynchrones se caractérisent, tout à l'image de leurs homologues synchrones, par un régime fortement dépendant de la fréquence du secteur. Le régulateur que nous allons décrire dans cet article permet d'abaisser, pas par pas, le régime d'un moteur asynchrone.

Il existe, vu sous l'angle de leur principe, deux types de moteurs électriques : les moteurs à courant alternatif et les moteurs à courant continu. Les moteurs à courant alternatif sont à la fois bon marché et solides. La version asynchrone de ce

type de moteurs se caractérise en outre par une construction robuste et, par conséquent, un entretien négligeable pour ne pas dire absent. Il n'est pas étonnant de ce fait que l'on retrouve un moteur asynchrone dans un nombre important d'appareils électro-ménagers tels que machines à laver, ventilateurs et autres pompes.

On notera cependant que les moteurs à courant alternatif connaissent également certains inconvénients. La régulation du régime d'un tel moteur est loin d'être simple. De par sa construction, le rotor d'un moteur synchrone suit très précisé-

ment le champ généré dans le stator. Si l'on suppose que le stator ne comporte qu'une unique paire de pôles, le rotor d'un tel moteur, alimenté à l'aide d'une tension alternative de 50 Hz, tournera très exactement à 3 000 tours par minute. Plus le nombre de paires de pôles dans le stator est élevé, plus le régime du moteur diminuera.

Dans le cas d'un moteur asynchrone (également connu sous le nom de moteur à induit à court-circuit) le rotor suit le champ du stator avec un certain dérapage. Il s'agit là donc de la différence entre la vitesse de synchronisme et la vitesse de rotation effective du rotor. Grâce à ce glissement on aura, dans le rotor, induction d'une tension électrique. Du fait que le rotor est un enroulement à court-circuit, il y naît un courant de court-circuit et le rotor se comportera comme un électro-aimant.

Si la charge est faible, le glissement sera faible, lui aussi. À charge croissante, le glissement ne cessera d'augmenter lui aussi. À l'aide de la courbe représentant la réponse couple/régime on peut déterminer le rapport existant entre la charge et le glissement. Un point important de cette courbe est celui de la cessation de glissement.

Il s'agit en l'occurrence de la valeur de glissement à laquelle est atteint le couple maximal du moteur. Si le glissement continue d'augmenter au-delà de ce point, la réponse couple/régime s'effondre. Ce point de coupure dépend largement du type de moteur utilisé et varie entre 5 et 25%. Cette valeur est plus faible pour des moteurs de forte puissance. Dans des conditions normales, le glissement d'un moteur tournant à son régime nominal sera du 1/5^{ème} de la valeur du point de coupure, ce qui correspond à une valeur comprise entre 1 à 5%.

Exprimons tout cela sous la forme de formules :

Régime, n , d'un moteur synchrone :

$$n = (50 \times 60) / p$$

Régime, n , d'un moteur asynchrone :

$$n = ((50 \times 60) / p) \times (100 - s) / 100$$

Dans ces deux formules, n représente le régime du moteur, p le nombre de paires de pôles du stator et s le facteur de glissement en %.

Caractéristiques techniques :

Type de moteur :	asynchrone
Puissance maximale :	200 W
Fréquence secteur :	50 Hz
Tension de sortie :	220 V
Plage de régulation (n'/n) :	1/2, 1/3, 1/5, 1/7, 1/9
Témoin de fonctionnement :	optique, pour le réglage uniquement.

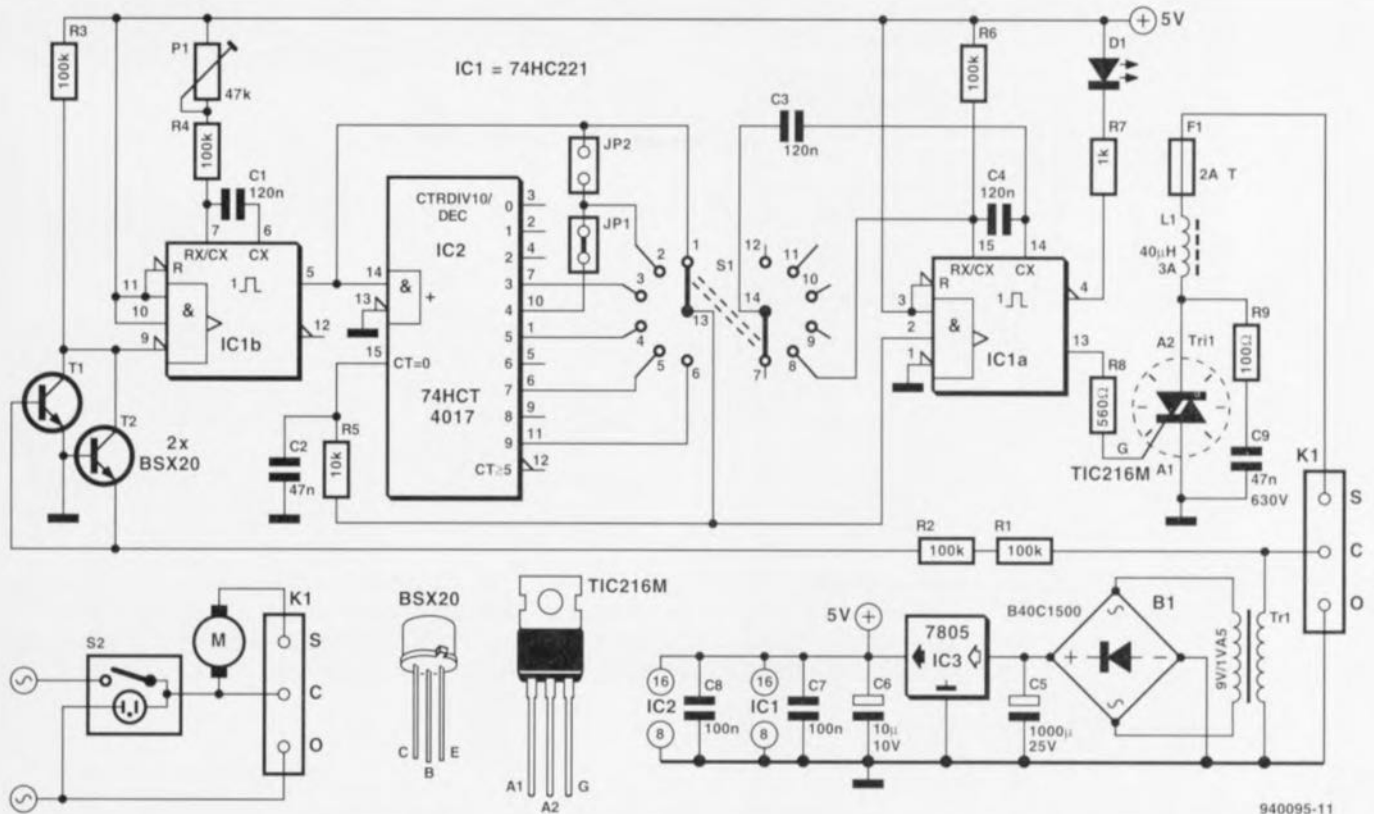


Figure 1. Le schéma complet du régulateur. Le circuit se compose d'un nombre relativement réduit de composants à faible coût disponibles partout.

Si l'on tient compte des formules données tout juste, un moteur synchrone comportant une paire de pôles dans le stator tournera donc à un régime de 3 000 tours/mn très exactement. Dans le cas d'un moteur asynchrone disposant lui aussi d'une paire de pôles dans le stator et tournant sous une charge nominale le régime sera de 2 850 tours/mn environ.

Régulation du régime

Dès l'instant où le régime d'un moteur dépend pour une large part de la fréquence de la tension-secteur, il est logique, si l'on veut pouvoir disposer d'une régulation de ce régime, d'envisager d'adapter de la dite fréquence. Sachant cependant que la fréquence de la tension du secteur est, sur le plan international, fixée à une valeur de 50 Hz, cette approche est loin d'être aussi simple qu'il y paraît au premier abord. Dans le passé on a développé des techniques très complexes (tel que le circuit Ward-Leonard pour les moteurs asynchrones triphasés par exemple) pour pouvoir régler le régime d'un moteur à courant alternatif. Pour le régulateur de régime, objet de notre article, nous avons imaginé une solution relativement simple.

La technique adoptée consiste en une régulation par pas de la fréquence du secteur et ceci sur une certaine plage.

Le circuit permet d'abaisser, au choix, la fréquence d'un facteur 1/2, 1/3, 1/5, 1/7 ou 1/9. Vu que le régime varie déjà en fonction de la charge à laquelle il est confronté, il n'est pas nécessaire d'opter pour une précision plus importante. On notera en outre qu'il faudra prendre certaines précautions en cas d'utilisation du facteur 1/2. Nos expériences pratiques nous ont appris qu'un certain nombre de moteurs est loin d'apprécier, en fait n'apprécie pas du tout, ce facteur de réduction de la fréquence.

La figure 1 montre le schéma électronique de notre régulateur. On notera que nous ne faisons appel qu'à des composants « standards » au prix très abordable. Sa simplicité est l'un des avantages caractéristiques de ce circuit.

Dans la partie inférieure gauche du schéma on distingue le bornier assurant la connexion du circuit et au secteur et au moteur. La broche « O » est le neutre du réseau-secteur. Partant de la broche « C » (commun) de ce bornier, la tension-secteur arrive, diminuée de par la présence des résistances R1 et R2 prises en série, sur les transistors T1 et T2. Lors de la demie-période positive T1 conduit; T2 est passant pendant la demie-période négative. L'instant d'entrée en conduction des transistors détermine la largeur de l'impulsion appli-

quée à la broche 9 de IC1b. Cet instant de commutation des transistors T1 et T2 dépend largement de la valeur des résistances R1 et R2. Nous avons opté ici pour des valeurs de résistance relativement faibles et des transistors de commutation rapides. Le résultat de cette approche est une impulsion positive brève avec des flancs raides se situant exactement aux passages par zéro de la tension.

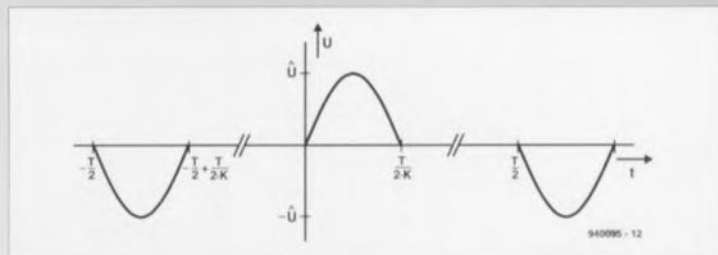
Les impulsions ainsi générées sont donc en synchronisation parfaite avec la tension-secteur et déclenchent la bascule monostable réalisée avec IC1b. Cette bascule monostable n'est pas redéclenchable et sa pseudo-période a été réglée à une durée légèrement inférieure à 10 ms. L'ajustable P1 permet de régler très exactement cette durée. Ce « filtrage » garantit le blocage d'éventuelles impulsions de distortion avant qu'elles n'arrivent dans le circuit. En fait, ce n'est que pendant le bref intervalle de l'inactivité de la bascule monostable qu'une impulsion parasite peut poser des problèmes. Sachant cependant qu'à ce moment la tension-secteur se trouve à son passage par zéro on ne devrait pas, dans la pratique, avoir le moindre problème.

L'utilisation d'un filtre R/C pour l'élimination des impulsions parasites ne constitue pas, dans notre circuit, de solution pratique : un tel filtre

Le spectre du signal à fréquence affaiblie

Il est possible, en faisant appel à une analyse de Fourier, de décomposer n'importe quel signal périodique en une série de tensions sinusoïdales. L'exemple ci-contre montre la tension de sortie du régulateur de régime après choix d'un facteur de réduction K qui, dans cet exemple, peut avoir une valeur de 3, 5, 7 ou 9.

La description du signal selon l'analyse de Fourier est :



$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left(a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot n \cdot t\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot n \cdot t\right) \right) \text{ ou } u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left(a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{T} \cdot n \cdot t\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{T} \cdot n \cdot t\right) \right)$$

Dans cette formule $f = f_0/k$ et $T = k \cdot T_0$.

Puisque le signal ne possède qu'une symétrie de décalage ($u(t) = -u(t - T/2)$), il se compose de tensions sinusoïdales impaires et de tensions cosinusoidales impaires. Grâce à cette symétrie le calcul des différentes composantes se laisse faire sensiblement plus facilement : il suffit maintenant de faire l'intégration d'une demie-période seulement. Du fait que les aires positives et négatives (par rapport à l'axe X) du signal lors d'une période entière sont identiques, la composante en tension continue est nulle !

Dans ces conditions les composantes a_n et b_n sont :

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2-k} U \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot k \cdot t\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot n \cdot t\right) dt \quad b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2-k} U \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot k \cdot t\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot n \cdot t\right) dt$$

Après un certain nombre de calculs on obtient donc le spectre du signal à fréquence affaiblie.

La valeur absolue de l'amplitude c_n est :

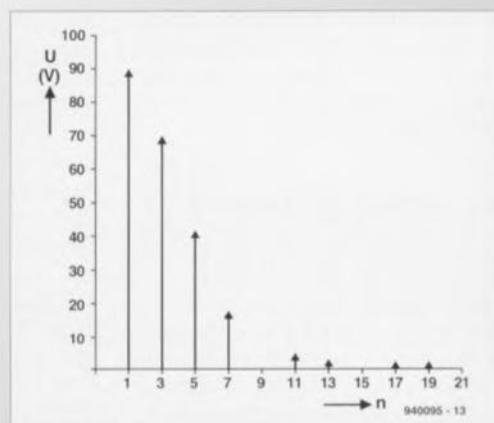
$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

D'où l'on déduit :

$$\text{Si } n < k \text{ et que } n \text{ est impair : } c_n = \left| 4 \cdot \frac{U}{\pi} \cdot \frac{k}{k^2 - n^2} \cdot \cos\left(\frac{n}{2 \cdot k} \cdot \pi\right) \right|$$

$$\text{Si } n = k \text{ (et que } n \text{ est impair) : } c_n = \frac{U}{K}$$

$$\text{Spectre de phase (n est impair) : } \Phi_n = \arctan\left(\cotan\left(\frac{n}{2 \cdot k} \cdot \pi\right)\right)$$



Pour tous ceux d'entre nos lecteurs qui n'aiment pas trop les calculs, nous avons déterminé les composantes en fréquence pour un facteur de réduction de 3. Le graphique ci-contre montre les amplitudes pour les fréquences ainsi obtenues.

entraîne des déphasages, susceptibles d'être, pour finir, la cause de l'un ou l'autre problème. On dispose donc, sur la sortie Q (broche 5) de IC1b, d'une série d'impulsions de déclenchement bien nettes présentant une fréquence de 100 Hz.

Nous faisons appel, pour pouvoir varier la fréquence de la tension d'alimentation du moteur, à une astuce. En respectant un certain schéma on

supprime, à intervalles réguliers, des périodes entières de la tension-sec-teur. Si cette opération est effectuée correctement, on obtient alors une vraie tension alternative avec une fréquence différente ... plus faible.

On pourra, à l'aide d'une transformation de Fourier, démontrer mathématiquement que la tension alternative ainsi générée comporte en fait une composante sinusoïdale avec la fré-

quence plus faible souhaitée. (Dans le cadre accompagnant cet article nous avons dérivé la composition du signal pour tous les facteurs de réduction, exception faite du facteur 1/2.)

Le **tableau 1** montre comment les périodes sinusoïdales sont supprimées. Un « + » indique que la moitié positive de la période sinusoïdale est appliquée au moteur. Dans le cas d'un « - » c'est la moitié négative

que l'on applique au moteur. Un « 0 » indique que le moteur n'est pas connecté au secteur.

Tableau 1. Ce tableau montre comment les demi-périodes sinusoïdales sont appliquées au moteur en fonction du facteur de réduction choisi.

t/n	1	(1/2)	1/3	1/5	1/7	1/9
0	+	+	+	+	+	+
1	-	-	0	0	0	0
2	+	0	0	0	0	0
3	-	0	-	0	0	0
4	+	+	0	0	0	0
5	-	-	0	-	0	0
6	+	0	+	0	0	0
7	-	0	0	0	-	0
8	+	+	0	0	0	0
9	-	-	-	0	0	-
0	+	0	0	+	0	0
1	-	0	0	0	0	0
2	+	+	+	0	0	0
3	-	-	0	0	0	0
4	+	0	0	0	+	0
5	-	0	-	-	0	0
6	+	+	0	0	0	0
7	-	-	0	0	0	0
8	+	0	+	0	0	+
9	-	0	0	0	0	0

IC2 joue, dans la mise en pratique de cette technique de commutation, un rôle crucial. Ce circuit intégré compte les impulsions d'horloge arrivant: après une remise à zéro la sortie Q0 est active, après une impulsion c'est la sortie Q1, etc.

Supposons que le rotacteur S1 se trouve en position 1. Chaque fois qu'une impulsion de déclenchement apparaît, elle sera appliquée, via S1a, sur l'entrée B de IC1a. De par la présence du réseau RC, R5/C2, cette impulsion arrivera, avec un certain retard (qui garantit l'application du signal à la bascule monostable pendant une durée minimale au moins identique à t_{maintenance}) sur l'entrée de remise à zéro de IC2. Ceci entraîne, un peu plus tard, la remise à zéro de ce circuit. Cette technique n'a d'importance que lorsque le rotacteur se trouve dans l'une des positions 2 à 6.

Au moment de l'apparition sur l'entrée B de IC1a d'une impulsion, cette bascule monostable est déclenchée. Pendant 8 ms environ sa sortie Q passe alors au niveau haut et

le triac Tr1 devient conducteur. Simultanément la LED D1 s'allume fournissant une indication visuelle de cette situation. Grâce à cette impulsion d'amorçage le moteur sera relié au secteur lors de la demi-période actuelle. Une fois le triac amorcé, il restera passant tant que le courant qui le traverse ne tombera pas en-dessous du niveau de son courant de maintien. Dans la pratique ceci signifie que, en raison de l'effet de retard du courant, le triac restera passant pendant une brève durée après le passage par zéro de la tension-secteur. Avec le rotacteur S1 en position 1 toutes les impulsions de déclenchement seront transmises et le moteur tournera à son régime maximal.

On notera que l'électronique centrée sur le triac Tr1 comporte un réseau, réalisé à l'aide de L1, C9 et R9, éliminant des impulsions parasites, évitant ainsi que le triac ne puisse passer spontanément en mode conducteur. Avec le rotacteur en position 3, 4, 5 ou 6 le nombre d'impulsions d'horloge (ce qui revient au nombre de demi-périodes) à recevoir avant que le triac ne devienne conducteur est de 2, 4, 6 ou 8 respectivement.

La position 2 du rotacteur est très particulière. Ce n'est que dans cette position que le second circuit du rotacteur aura une fonction à remplir. Dans cette position, on a pris en parallèle du condensateur C3 sur le condensateur C4. Le résultat de cette opération est une prolongation de l'impulsion de sortie qui en fait passer la durée de 8 à quelque 16 ms.

Dans la pratique cela se traduit par l'application au moteur d'une période entière suivie par une pause d'une durée égale à période entière elle aussi. Sachant que nous avons appris, par le test pratique de ce montage sur différents moteurs, qu'il en existe certains n'appréciant pas une telle régulation, nous avons prévu les cavaliers de codage JP1 et JP2 pour une mise hors-fonction cette option. Si l'on court-circuite les contacts du cavalier JP2, que l'on ouvre JP1 et que l'on supprime le condensateur C3, les positions 1 et 2 du rotacteur remplissent très exactement la même fonction: mise du moteur à son régime maximal.

L'ensemble du transformateur Tr1, du pont de redressement B1 et du régulateur IC3 se charge de fournir la tension d'alimentation de +5V à l'électronique du régulateur de régime. Attention: la masse du circuit de la tension d'alimentation – et donc l'ensemble de notre circuit – est connectée directement au secteur.

Il va sans dire que, dans ces conditions, il faudra respecter toutes les règles de sécurité et prendre les précautions requises lors des manipulations du circuit!

La réalisation pratique

du circuit ne devrait pas poser de problème. La figure 2 montre la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du régulateur de régime. Tous les composants seront mis en place sur le circuit imprimé selon la méthode classique. Le triac Tr1 sera monté sur un radiateur en faisant appel à un ensemble d'isolation céramique doté d'un rien de pâte thermoconductrice.

Sachant que la totalité du circuit est reliée directement au secteur il est absolument requis de faire appel à un boîtier plastique parfaitement fermé. Pour éviter que l'on ne puisse connecter le régulateur à n'importe quelle charge il est recommandé, à titre de précaution additionnelle, d'y connecter en permanence les extrémités du cordon-secteur du moteur. Pour la quasi-totalité des applications pratiques (telle que la régulation d'un ventilateur par exemple) cette approche est logique. La photo en début d'article montre les techniques d'implantation du prototype du régulateur dans son coffret plastique et de câblage adoptée pour relier l'électronique à la charge.

La tension-secteur est appliquée aux contacts « 0 » et « C » du bornier K1, la charge (le moteur quoi) l'est aux contacts « C » et « S ». Pour pouvoir mettre en et hors-fonction le moteur il faudra doter l'ensemble d'un interrupteur secteur (à témoin de fonctionnement de préférence).

Réglage du régulateur

Il faudra, avant de connecter une charge au circuit, commencer d'abord par procéder à son réglage. On court le risque, en cas d'un réglage erroné, d'avoir circulation d'un courant continu à travers le moteur (ce qu'il n'appréciera pas du tout!).

De par la présence, sur la platine, de la LED D1, le réglage du circuit est relativement simple. On notera ici qu'il est absolument requis que cette LED reste sur la platine. Il ne saurait être question de la monter dans la face-avant du boîtier. La LED est reliée directement à la tension-secteur et son corps – bien qu'en matière synthétique – n'est pas prévu pour isoler (de façon adéquate du moins) une telle tension.

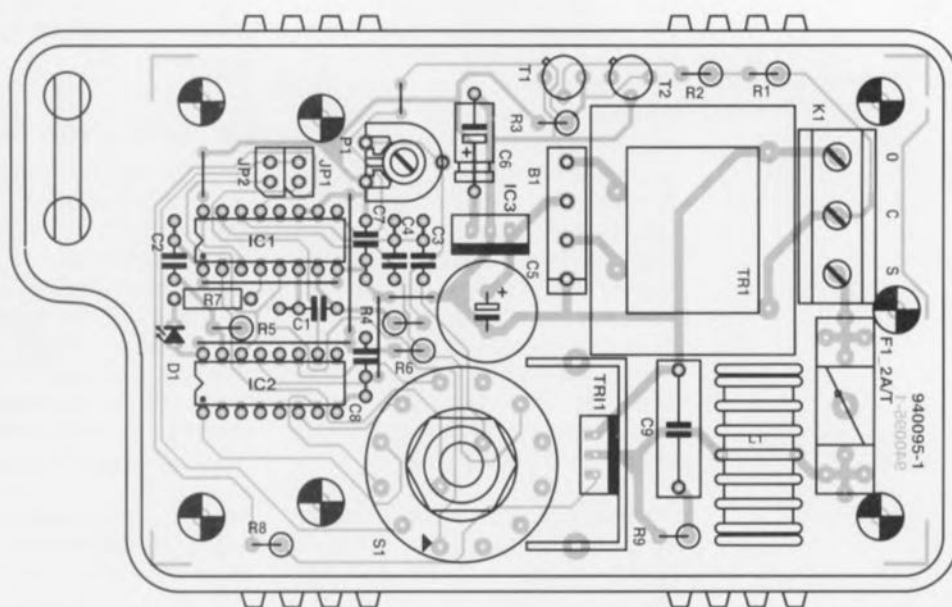


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du régulateur de régime pour moteurs asynchrones.

Liste des composants

Résistances :

$$R1 \text{ à } R4, R6 = 100 \text{ k}\Omega$$
 $R5 = 10\text{ k}\Omega$ $R7 = 1\text{ k}\Omega$ $R_8 = 560\ \Omega$ $R_9 = 100 \, \Omega$

P1 = adjustable 47 k Ω

Condensateurs :

 $C1, C3, C4 = 120 \text{ nF}$

C2 = 47 nF

C5 = 1 000 μ F/25 V radial

C6 = 10 μ F/10 V axial

$$C7, C8 = 100 \text{ nF}$$

C9 = 47 nF/630 V

Semi-conducteurs :

D1 = LED haut rendement

B1 = pont de redressement B40C1500

T1.T2 = BSX20

Trn1 = TIC216M

IC1 = 74HC221

IC2 = 74HC4017

IC3 = 7805

Divers :

L1 = self de choc 40 μ H/3 A

JP1,JP2 = barrette de contact mâle 2 points avec

cavalier de codage

K1 = bornier encartable 3 contacts au pas de 7,5 mm

S1 = rotacteur 2 circuits/6 positions

Tr1 = transformateur encartable 9 V/1VA5 (tel que Monacor VTR-1109, Velleman 1090018M ou Block VR 1109 par exemple)

F1 = support pour fusible encartable avec fusible
2 A à action temporisée

K1 = radiateur (tel que Fischer FK222/220/SA par exemple)

1 boîtier plastique de 75 x 126 x 53 mm environ
(tel que Conrad 52 13 10-55 par exemple)

S2 = interrupteur secteur avec témoin lumineux
(* voir texte)

La première étape du réglage consistera à mettre le rotacteur S1 en position 1. Il faudra ensuite jouer sur le curseur de l'ajustable P1 en balayant toute sa plage de régulation du minimum vers maximum. La fréquence de clignotement de la LED change maintenant d'un clignotement visible vers une illumination constante. Il faudra arrêter de déplacer le curseur de P1 à l'instant précis où la LED se met à briller en permanence. On poursuivra, en vue d'obtenir une stabilité en température plus grande encore, légèrement la rotation du curseur de P1 au-delà de la dite position. Cette petite opération aura pour résultat un parfait réglage de la « minuterie à serrure » de IC1b. Si l'on met le rotacteur en position 2 à 6 la LED clignotera très visiblement. On notera cependant que la durée de pause entre les impulsions lumineuses est différente pour chaque position du rotacteur. Voilà ! On

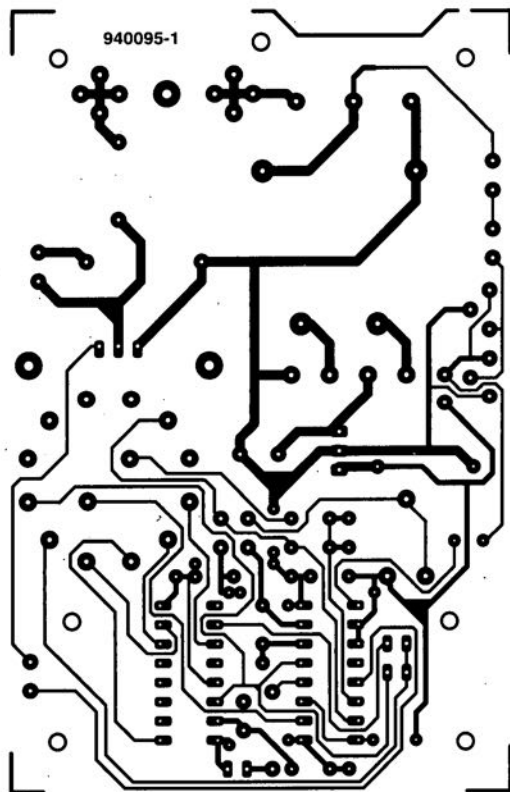
pourra, maintenant, connecter la charge au régulateur, fermer le boîtier et procéder à une première utilisation de ce montage au demeurant fort pratique.

NB. S'il devait s'avérer que le moteur connecté au régulateur s'échauffe excessivement, c'est que son dimensionnement manque de volume. Son noyau passe en saturation et les courants prennent des intensités trop fortes. On ne pourra pas, dans de telles conditions, faire appel à notre montage pour régler le régime du moteur en question. Il est absolument impossible de déterminer, au préalable, si un moteur donné peut s'accommoder d'une régulation par ce montage. Cependant, sachant qu'il est peu probable que cela soit le cas, et vu la simplicité et le faible coût de notre petit circuit, vous ne risquez, dans la pratique, pas grand chose.

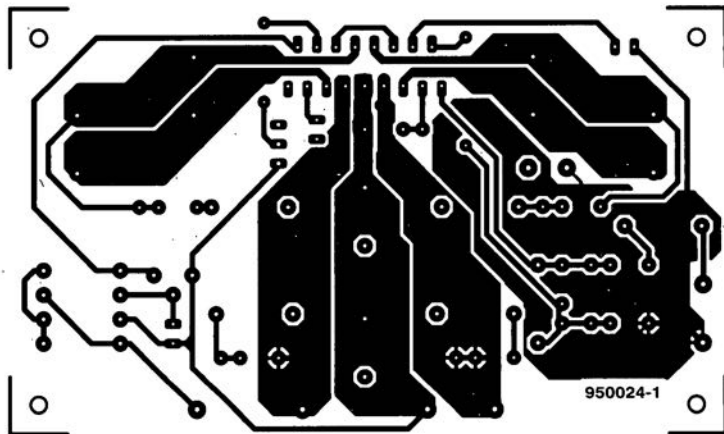
**Pour vous adresser
à la rédaction
d'Elektor sur le
Minitel faites :**



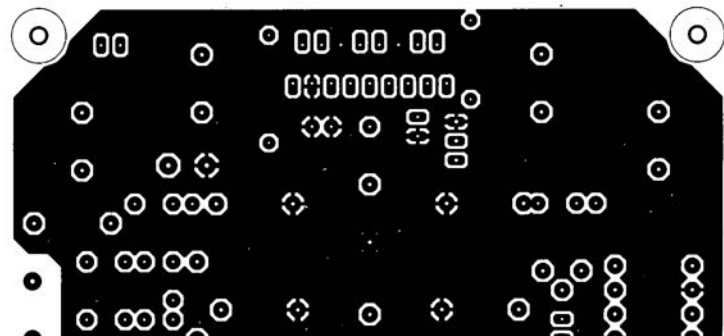
(99 ct/mn)



3

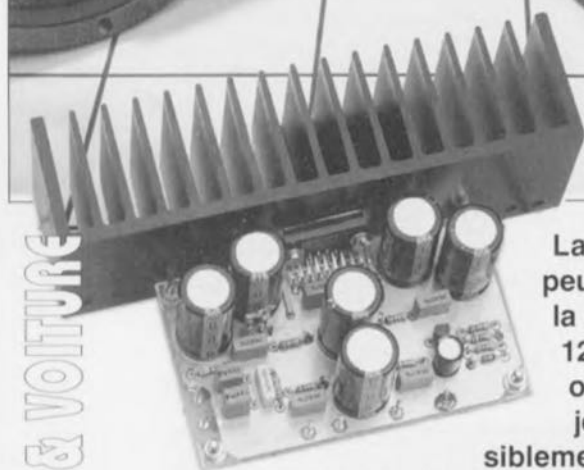


4



étage de puissance « auto »

30 W sous 12 V et cela sans convertisseur !



AUDIO & VOITURE

La puissance audio que l'on peut espérer obtenir à partir de la tension de bord standard de 12 V d'une voiture se limite à 5 ou 6 W seulement. De nos jours, une telle valeur est sensiblement trop faible pour peu que

l'on envisage une reproduction Hi-Fi digne de ce nom. La solution de faire appel à un convertisseur permet la mise en oeuvre d'étages de sortie d'une puissance « renversante ». Une telle approche reste toujours très onéreuse et donc, dans la plupart des cas, irréaliste parce qu'irréalisable. Un nouveau circuit intégré de l'écurie de Philips Semiconductors permet, dès à présent, de « générer », à partir de la tension de bord de 12 V, une puissance audio de quelque 30 W dans 8 Ω . Ce nouveau composant fait appel au principe de la classe H.

Cela fait déjà bien longtemps qu'un nombre important des lecteurs d'Elektor se promenait qui dans sa « deux-chevaux », sa « R4 », sa « R8 » ou autre « Coccinelle ». À l'époque nous étions très fiers de posséder un tel symbole de prestige, surtout lorsque la dite « bagnole » était équipée d'un auto-radio d'une puissance de sortie (mono) de 1 à 2 W. Il y avait de quoi devenir sourd ! De nos

jours il nous faut un (tout) petit peu plus de luxe : stéréo pour le moins et cela avec une puissance de quelques dizaines de watts par canal S.V.P. On notera que les prix des installations audio-automobiles ont augmenté plus vite encore que la croissance de la puissance fournie.

Il existe sans doute, parmi nos lecteurs, nombre de personnes qui

aimeraient bien disposer, dans leur véhicule d'un son de qualité, sans pour autant avoir à dépenser des sommes d'argent monstrueuses. Aujourd'hui, l'autoradio « standard » fournit une puissance efficace de 5 à 6 W par canal et ceci dans une charge de 4 Ω . Pourquoi cette valeur aussi faible. Pour la simple et bonne raison qu'il est impossible d'obtenir une puissance plus élevée à l'aide d'un étage de sortie travaillant en classe B alimenté sous une tension asymétrique (simple) de 12 à 14 V. La quasi-totalité des auto-radios modernes fait donc appel à des amplificateurs en pont, permettant d'obtenir une puissance de sortie de 12 à 16 W. Souvent, un tel appareil comporte quatre étages de sortie de façon à ce que les paires d'enceintes avant et arrière soient commandées chacune par une paire d'amplificateurs distincts.

Sa seule solution pour l'obtention d'une puissance plus importante implique de faire appel à un convertisseur/onduleur générant, à partir de la tension de bord simple de 12 V, une tension d'alimentation (symétrique) sensiblement plus élevée. L'utilisation d'un convertisseur/onduleur rend l'affaire sensiblement plus complexe et, partant, ... bien plus coûteuse ! Il existe même des fabricants de voitures qui déconseillent fortement la mise en oeuvre d'un tel appareil ceci en vue d'éliminer tout risque de perturbation de l'électronique de commande dont est dotée leur automobile. La production de chaleur caractérisant les amplificateurs audio de puissance constitue autre problème dont il ne faut pas sous-estimer l'importance : dans bien des cas il est requis de faire appel à un refroidissement forcé (ventilateurs) des radiateurs.

classe H

De façon à trouver une solution simple aux problèmes mentionnés plus haut, les ingénieurs de Philips ont recherché des techniques permettant d'obtenir une puissance de sortie élevée sans cependant faire appel à un convertisseur/onduleur.

Caractéristiques techniques :

- tension de sortie élevée sans convertisseur/onduleur,
- configuration en classe H,
- dissipation faible dans le cas de signaux audio,
- Circuiterie de protection élaborée,

Tension d'alimentation : 12 à 18 V (14,4 V typique),
 Courant de repos : 100 mA,
 Puissance de sortie : 30 W_{eff} dans 8 Ω (1 kHz, THD* 0,5%),
 Puissance musique : 40 W dans 8 Ω ,

THD* + bruit à 1 W/8 Ω :

< 0,01% (1 kHz),
 < 0,05% (20 Hz à 20 kHz),

THD* + bruit à 20 W/8 Ω :

< 0,06% (1 kHz),
 < 0,2% (20 Hz à 20 kHz),

Bande passante de puissance :

5 Hz à 100 kHz (-3 dB),

Circuiterie de protection intégrée :

court-circuit,
 courant de sortie,
 température et
 impédance de charge.

* THD = Total Harmonic Distorsion, distorsion harmonique totale.

On connaît, dans le cas des amplificateurs de puissance (étages de sortie) un certain nombre de configurations possibles, dont les vrais audiophiles ne connaissent en fait que les classes A et B. Il existe une autre configuration permettant de générer des puissances de sortie importantes et ce avec une dissipation relativement faible : la classe G. On fait appel dans ce cas-là à deux tensions d'alimentation : une tension faible continuellement présente et une tension plus élevée qui n'entre en jeu que si la tension faible n'est plus en mesure d'assurer la réponse en tension de l'étage de sortie.

Vu que, dans une voiture, on ne dispose que d'une unique tension d'alimentation, on a développé, dans le cas du circuit intégré d'étage de sortie TDA 1560Q, une approche ressemblant à la technique mise en œuvre dans la classe G en faisant appel à quelques condensateurs électrolytiques chargés à partir de la tension de la batterie. En présence de crêtes brèves dans le signal de sortie, quelques semi-conducteurs assurent la mise en série de ces condensateurs avec la tension d'alimentation de 12 V. Cette technique permet alors de doubler brièvement la tension d'alimentation de l'amplificateur. Comme il s'agissait en l'occurrence d'un développement de la technique de la classe G, on ne s'est pas cassé la tête et, logiquement, on l'a tout simplement baptisé « classe H ».

Ce redoublement de la tension de batterie permet, théoriquement, d'obtenir une puissance de 80 W dans 4 Ω ou de 40 W dans 8 Ω .

Le croquis de la **figure 1** montre le schéma de principe d'un amplificateur en classe H. L'idée de base du circuit est une paire d'amplificateurs classe B standard pris en pont (paires de transistors T1/T2 et T3/T4). La charge, R1, est prise entre les sorties des amplificateurs. Le reste de l'électronique (à savoir les paires de transistors T5/T7, T6/T8, les circuits de commande associés et les condensateurs électrolytiques C1 et C2) sert au rehaussement momentané de la tension d'alimentation. Les condensateurs C1 et C2 sont en fait les seuls composants externes, tout le reste des composants est intégré dans le circuit intégré en question.

Comme les crêtes que comporte un signal audio (ou « musique » si l'on veut) ne sont en règle générale que de courte durée, la puissance moyenne dissipée ne sera que légèrement plus élevée que dans le cas d'un amplificateur ne connaissant pas le rehausse-

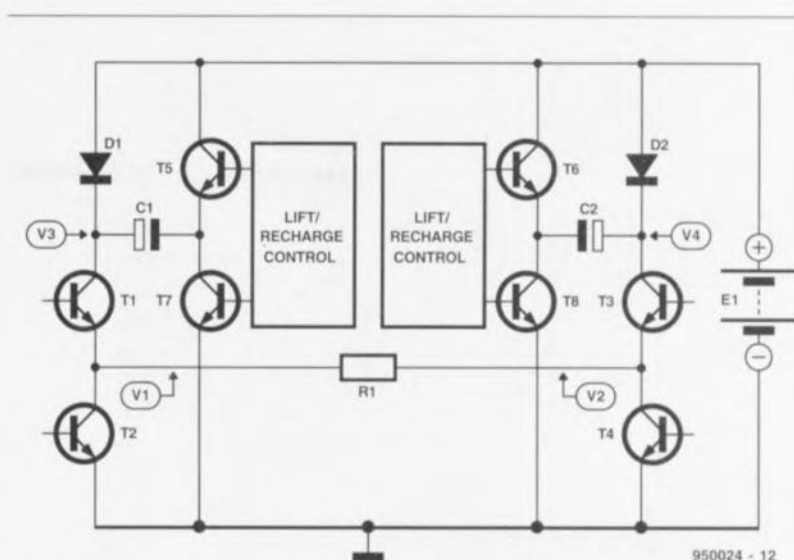


Figure 1. Ce schéma simplifié montre la technique adoptée dans un amplificateur en classe H. Un amplificateur en pont, constitué de deux amplificateurs en classe B, est complété de deux circuits de commande rehaussant passagèrement la tension d'alimentation en s'aidant de deux gros condensateurs électrolytiques.

ment de tension et ceci en dépit du fait que la puissance de sortie de crête est sensiblement plus importante. Dans la situation de départ les transistors T7 et T8 conduisent de sorte que les condensateurs C1 et C2 sont chargés, via les diodes D1 et D2, jusqu'à une tension dont le niveau est quasiment identique à celui de la tension d'alimentation. Si, lors de l'utilisation de l'amplificateur, la tension V1 ou V2 grimpe à un niveau tel que le transistor T1 ou T3 devient pratiquement conducteur, le circuit de commande de rehaussement/recharge (LIFT/RECHARGE CONTROL) détecte cette situation. Il s'en suit un blocage des transistors T7 et T8 et une entrée en conduction des transistors T5 et T6. Dans ces conditions les condensateurs C1 et C2 seront pris en série sur la tension d'alimentation. Les diodes D1 et D2 évitent que ces condensateurs ne réinjectent leur énergie dans la source de tension. Cette technique provoque donc un rehaussement de la tension d'alimentation jusqu'à, pratiquement, le double de sa valeur. Si la tension V1 ou V2 devient à nouveau inférieure à une valeur donnée les circuits de commande reconnectent les condensateurs à la masse pour permettre leur recharge.

La structure interne du circuit intégré

La **figure 2** montre, sous forme synoptique, la structure interne du TDA 1560Q. Les broches 1 et 2 constituent les entrées d'un ampli-

cateur différentiel d'entrée. Cette approche résulte en une bonne réjection du mode commun*. L'impédance d'entrée de l'amplificateur est relativement élevée : 300 k Ω . Les condensateurs d'entrée requis se contentent de ce fait d'une valeur relativement faible. Les circuits d'entrée et de réinjection comportent également l'électronique de commande des blocs d'alimentation et de sortie. Cette électronique évalue le signal d'entrée et anticipe sur la modulation (commande) des tran-

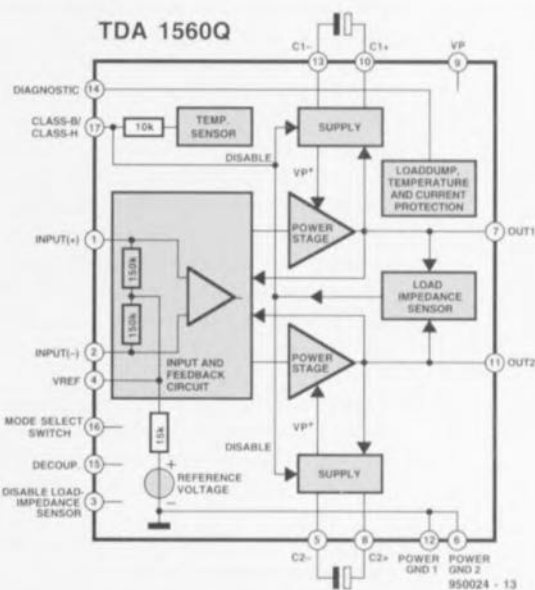


Figure 2. Structure interne du TDA 1560Q. Outre les étages de sortie et l'électronique de commande le circuit comporte plusieurs dispositifs de protection.

***Réjection du mode commun (Common Mode Rejection)** est l'aptitude d'un amplificateur différentiel à ne pas fournir de tension à sa sortie lorsque ses deux entrées sont attaquées en mode commun. Cette aptitude n'est jamais totale parce que les deux branches de l'amplificateur ne sont jamais rigoureusement identiques, ce qui entraîne l'apparition d'une tension de sortie en mode commun. Plus elle est faible, meilleur est l'amplificateur.

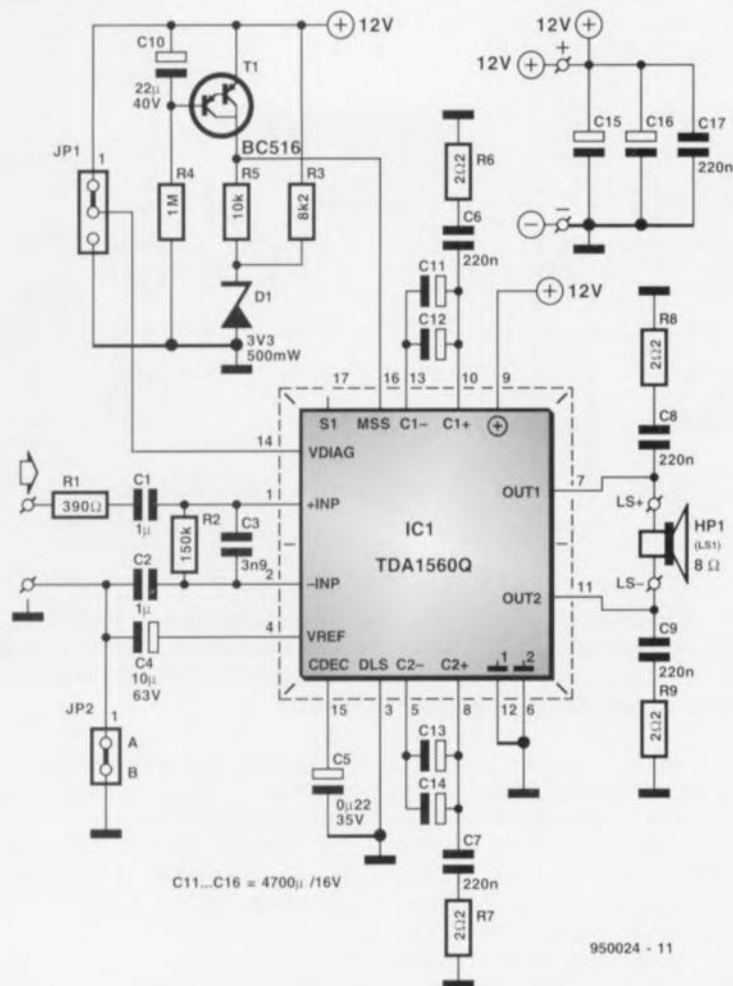


Figure 3. L'électronique complète de l'étage de puissance centrée sur un TDA-1560Q. Le circuit se contente d'un petit nombre de composants externes dont les condensateurs d'alimentation constituent la majorité.

sistors de sortie. Dès que le circuit pressent que les transistors vont atteindre leur point de saturation, la tension d'alimentation sera rehaussée par la mise en série des condensateurs externes, pris entre les broches 10 et 13 et 8 et 5. De façon à limiter la dissipation au strict minimum, on forcera la tension d'alimentation à reprendre sa valeur « normale » immédiatement après une crête de tension. Ceci garantit que l'étage de sortie reste tout juste en-deçà de son niveau d'écrtage.

Outre les étages de sortie et l'électronique de commande associée, le circuit intégré comporte également un certain nombre de dispositifs de protection.

Un circuit de limitation de courant protège les étages de sortie contre un court-circuit de leur sortie vers la masse ou vers la ligne de la tension d'alimentation. La sortie sera mise hors-fonction également si l'intensité du courant dissipé devient supérieure à 5,5 A. L'activation de ce dispositif de protection se traduit tout simplement par une mise hors-

fonction des étages de sortie. Une fois activée, la protection contre des court-circuits vérifie, à intervalles réguliers, si le court-circuit persiste. Dans le cas contraire, le court-circuit a donc disparu, les étages de sortie seront remis en fonction. Cette tactique limite donc au strict minimum la dissipation dans les étages de sortie en cas de court-circuit.

Le circuit intégré comporte une double protection thermique. Le premier de ces dispositifs mettra les doubleurs de tension hors-fonction si la température de boîtier du TDA 1560Q atteint une valeur de 120°C. Dans ces conditions l'amplificateur ne fonctionnera qu'en classe B. Le second dispositif de protection thermique fait appel à des capteurs disposés à proximité immédiate des transistors de commutation et de sortie. S'ils détectent une température dépassant les 165°C, l'intensité du courant de base du transistor en question sera réduite.

Un autre circuit de protection entre en fonction si la tension d'alimenta-

tion devient supérieure à 18 V. Le TDA 1560Q dispose également d'un circuit surveillant l'impédance de la charge connectée. Après la mise en fonction de l'amplificateur, ce sous-ensemble détermine la résistance en courant continu des haut-parleurs connectés en y faisant circuler un courant pour ensuite mesurer la chute de tension qui se produit. Compte tenu du courant maximal admissible pour les étages de sortie, la partie de l'électronique responsable pour le fonctionnement de la classe H sera mise hors-fonction si ce circuit détecte la présence d'un haut-parleur de 4 Ω. Dans ces conditions le circuit intégré fonctionnera comme un amplificateur classe B standard. Si par malheur l'impédance de la charge connectée est inférieure à 0,5 Ω, le circuit interprétera cette condition comme un court-circuit et la totalité du circuit intégré sera mise hors-fonction. On notera que ce capteur d'impédance est très sensible à des impulsions parasites (fermeture d'une portière lors de la mise en fonction de l'amplificateur : les haut-parleurs fonctionnent alors comme « microphone »). On pourra mettre hors-fonction ce capteur en reliant la broche 3 du TDA 1560Q à la masse.

L'électronique pratique

La figure 3 montre le schéma complet de l'étage de sortie réalisé à l'aide du TDA 1560Q. En amont de l'étage d'entrée (broches 1 et 2) on voit deux condensateurs de couplage. Bien que d'un côté du condensateur C2 le pont de câblage A-B relie l'entrée « - » de l'amplificateur de nouveau à la masse, cette technique permet d'obtenir une bonne réjection du mode commun malgré la présence d'une entrée asymétrique. On notera qu'il suffit d'ouvrir le pont câblage A-B pour obtenir une entrée symétrique véritable.

La résistance R1 et le condensateur C3 constituent un filtre passe-bas chargé d'éliminer les distorsions HF se manifestant à l'entrée. La résistance R2 détermine, pour une grande part, l'impédance d'entrée. Le circuit centré sur les transistors Darlington T1 introduit la temporisation de mise en fonction qui supprime tout bruit d'activation. La présence de ce circuit est d'une importance capitale ici puisque le capteur d'impédance de charge (assurant normalement cette fonction) est mis hors-fonction dans notre circuit (la broche 3 du TDA 1560Q étant reliée à la masse). Dès la présence de la tension d'alimenta-

mentation on aura application, via la résistance R3 et la diode zener D1, d'une tension de 3 V sur la broche 16 de IC1 et le circuit intégré passe donc en mode silencieux (*mute*). Le condensateur C10 étant encore vide (état non-chargé) le transistor T1 bloque. Via la résistance R4, ce condensateur se charge progressivement. Au bout de quelques secondes la tension aux bornes du condensateur aura pris une valeur telle que le transistor T1 devient conducteur. Ce n'est qu'à ce moment que l'on aura application d'une tension de 12 V sur la broche 16 du TDA 1560Q et que les étages de sortie pourront entrer en fonction.

La broche 14 (VDIAG) de IC1 offre, à l'utilisateur, toute une gamme de possibilités. On pourra faire appel au signal présent sur cette broche pour détecter par exemple si l'une des protections internes est entrée en fonction. Sur cette broche on a présence, en général, d'un signal de niveau quasiment identique à la tension d'alimentation. Le fait que cette tension descende à la moitié de la tension d'alimentation, indique l'activation de l'un des dispositifs de protection.

Si l'on connecte, par la mise en place d'un cavalier de codage sur JP1, cette broche à la masse, la totalité de l'amplificateur entre dans une sorte de mode de silencieux. Si, par contre, on fait appel à la mise en place d'un cavalier de codage sur JP1 pour relier cette broche à la tension d'alimentation de +12 V, tous les dispositifs de protection internes seront mis hors-fonction. Dans le cas d'une utilisation standard, on devrait opter pour l'absence d'un cavalier de codage sur JP1.

Le circuit comporte de plus – et bien évidemment – toute une série de condensateurs électrolytiques d'alimentation. C15 et C16 font office de tampon pour la tension de batterie de 12 V. Les paires C11/C12 et C13/C14 sont les condensateurs de stockage responsables pour le rehaussement passager de la tension d'alimentation. Nous avons opté ici pour une prise en parallèle de deux condensateurs électrolytiques de 4 700 μ F chacun. Cette approche prend moins de place sur la platine qu'un seul exemplaire de 10 000 μ F. Associés aux condensateurs on trouve encore quelques réseaux d'antiparasitage (R6/C6 et R7/C7). Des deux côtés du haut-parleur on trouve un réseau de Boucherot (R8/C8 et R9/C9 respectivement) chargé d'assurer une charge minimale de l'étage de sortie en présence de fréquences élevées (condition au cours

de laquelle l'impédance du haut-parleur grimpe rapidement en raison de son comportement inductif).

La réalisation

Que pourrions-nous encore ajouter en ce qui concerne la réalisation pratique de cet amplificateur « automobile » ? Si l'on dispose du circuit imprimé double face (figure 4) et de tous les composants requis il suffit de peu d'expérience de soudure pour mener cette réalisation à bonne fin. Il faudra veiller, lors de la mise en place du circuit intégré, à ce que le dos métallique de ce composant se trouve tout juste hors des limites de la platine. Il sera plus facile alors, ultérieurement de le fixer, après l'avoir doté d'une plaquette isolante et d'une bonne dose de pâte thermoconductrice, contre son radiateur. Du fait que le boîtier du TDA 1560Q se caractérise par des dimensions « hors-gabarit » il vous faudra découper cette plaquette d'isolation vous-même. On pourra faire appel, par exemple, à une plaquette isolante TO-3 en mica ou en film silicone.

Il va sans dire que pour une installation audio-automobile stéréo, il faudra réaliser deux modules que l'on

pourra mettre en place dans un seul coffret. Les plus avides de puissance audio d'entre nos lecteurs pourront réaliser quatre exemplaires de cet étage de sortie permettant de commander, de façon distincte, chacun des haut-parleurs des paires avant et arrière installés dans leur voiture. Il est également possible de réaliser un système actif à deux voies. Peu importe l'approche choisie, on disposera de suffisamment de puissance pour faire cracher des haut-parleurs de bonne puissance et à haut rendement.

Attention lors du montage des haut-parleurs et de leurs câbles de connexion ! Un amplificateur en pont n'apprécie pas du tout que l'un des contacts du haut-parleur (ou de son câble connexion) soit relié à la masse (le châssis) de la voiture. Bien que le circuit dispose d'un nombre élevé de dispositifs de protection il serait quelque peu dommage d'être obligé, dès le départ, de se mettre à la recherche de l'erreur technique ayant entraîné l'entrée en fonction de l'une ou l'autre protection.

Bibliographie :

- [1] Philips Data Sheet TDA1560Q,
- [2] Philips Application Note TDA1560Q, Power Lifting Amplifier.

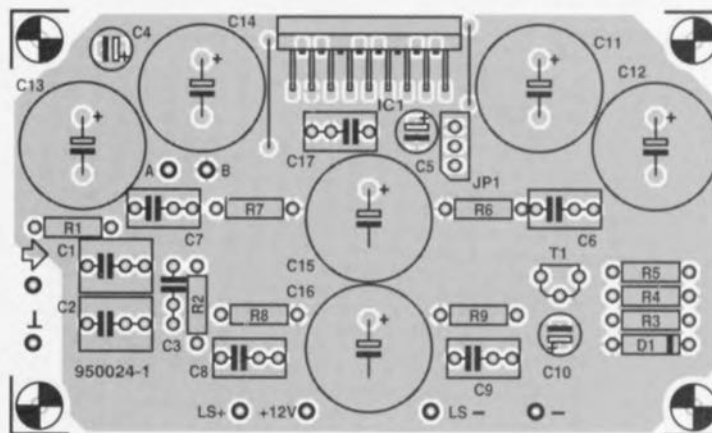


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'étage de sortie « auto ». On devrait être capable, armé de quelques-uns de ces amplificateurs, de produire, dans sa voiture, un « niveau sonore Hi-Fi » plus que satisfaisant.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 390 Ω
 R2 = 150 k Ω
 R3 = 8 k Ω
 R4 = 1 M Ω
 R5 = 10 k Ω
 R6 à R9 = 2 k Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 1 μ F au pas de 5 mm
 C3 = 3 nF

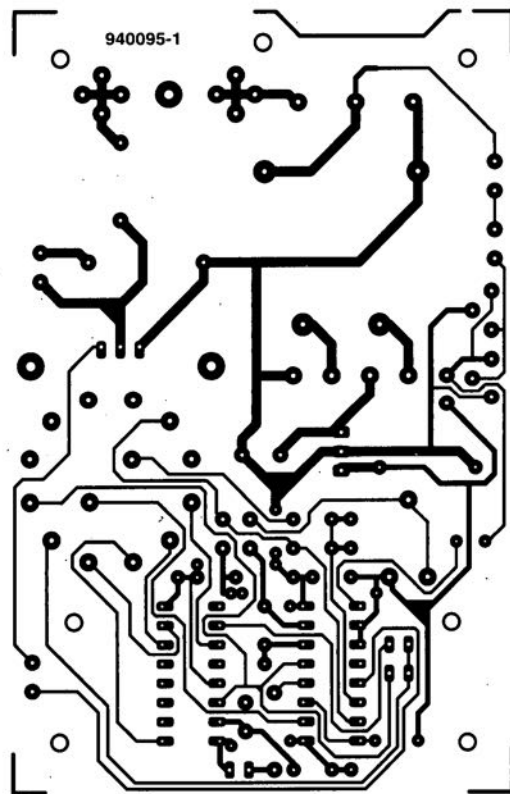
C4 = 10 μ F/63 V radial
 C5 = 220 nF/35 V tantale
 C6 à C9, C17 = 220 nF
 C10 = 22 μ F/40 V radial
 C11 à C16 = 4 700 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

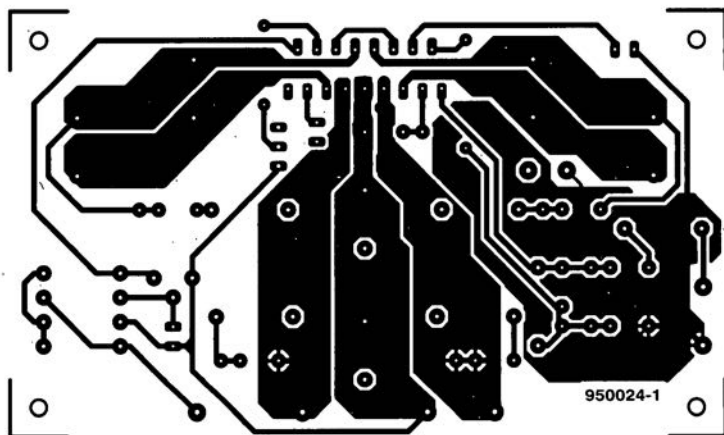
D1 = diode zener 3V3/0,5 W
 T1 = BC516
 IC1 = TDA 1560Q

Divers :

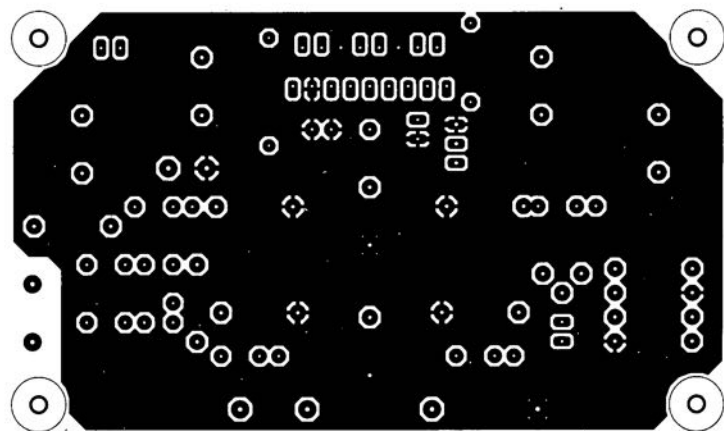
1 radiateur pour IC1 ($R_{th} < 2,5$ K/W)



3



4



inverseurs à MOSFET

la vitesse de la simplicité

G. Kleine

Il arrive souvent, lors de la conception de circuits numériques, que l'on ait besoin d'un seul et unique inverseur. On pourrait, dans ces conditions, faire appel à un circuit intégré. Les dites « puces noires » qui comportent en général six à huit inverseurs constituent en effet la solution la plus évidente. Cependant, n'utiliser qu'une seule porte, sans faire appel aux autres serait du gaspillage tant d'un point de vue économique que de celui de la place nécessaire. Il est alors plus économique d'utiliser l'inverseur à un seul transistor décrit ci-après.

En cette époque où une intégration poussée à l'extrême ne constitue plus rien d'extraordinaire, on a tendance à oublier que les semi-conducteurs, pris à la pièce, peuvent être des composants fort pratiques. Plus incroyable encore : actuellement on fait appel, pour remplir l'une ou l'autre fonction, automatiquement et sans bien réfléchir, à un circuit intégré. En regardant de plus près on

découvre souvent que cette fonction ne demande rien de plus qu'un unique transistor associé, le cas échéant, à une résistance.

Suiveurs de tension, tampons d'entrée et de sortie et les sous-ensembles auxquels est consacré cet article, les inverseurs, sont d'excellents exemples de fonctions ne demandant qu'un seul semi-conducteur.

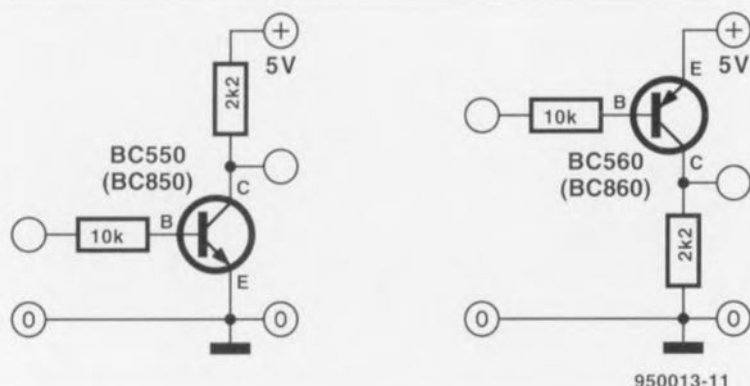


Figure 1. Deux inverseurs discrets, réalisés à l'aide de transistors.

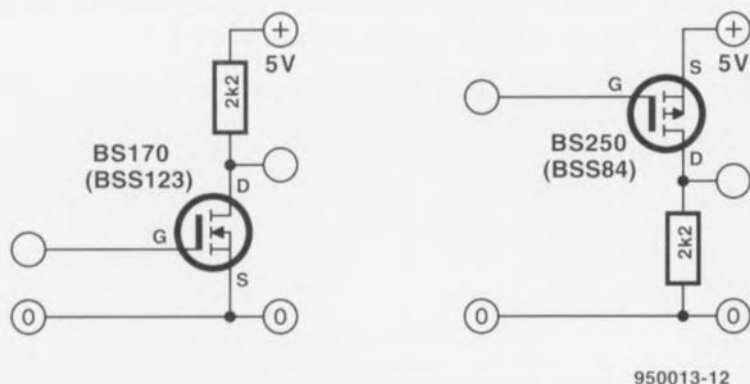


Figure 2. Si l'on utilise un transistor MOSFET, on pourra même se passer de résistance de limitation de courant.

Avecun transistor bipolaire

La figure 1 montre deux étages à transistor remplissant une fonction d'inverseur : un exemplaire à base de transistor NPN, l'autre utilisant un transistor PNP. Comme on le voit : faire un inverseur est une affaire de trois fois rien ! La ligne de base du transistor bipolaire comporte une résistance de valeur relativement élevée (10 kΩ dans nos exemples) chargée de limiter le courant de base. À la sortie on voit une résistance de forçage d'une valeur sensiblement moins grande (2kΩ) prise, sous forme de charge, dans la ligne du collecteur. Aux bornes de cette résistance on aura présence de la tension de sortie. Il suffit donc de trois composants seulement pour réaliser un inverseur discret à l'aide d'un transistor bipolaire.

Avecun transistor MOSFET

Par le simple remplacement du transistor bipolaire par un exemplaire MOSFET le circuit à inverseur en devient encore plus simple. Du fait qu'un transistor MOSFET peut être commandé quasiment sans courant, la résistance de limitation du courant, prise dans la ligne de base, devient superflue. L'inverseur ne comporte donc plus que deux composants.

La figure 2 montre les schémas de deux inverseurs MOSFET : à gauche un exemplaire à canal-N, à droite la variante à canal-P. On peut comparer le premier avec la version NPN de la figure 1, le second avec la version PNP de cette même figure. Il s'agit ici de transistors MOSFET auto-bloquants, également connus sous le nom de « transistor à déplétion », « transistor à appauvrissement » ou « transistor à enrichissement ». Le schéma de la figure 2 comporte les noms de quelques types classiques de ce genre de transistor.

On peut considérer un transistor MOSFET comme une résistance commutable qui, en présence d'une tension grille/source, U_{GS} , de 0 V prendra une impédance très élevée. Si la tension U_{GS} monte, la résistance commutable deviendra, à partir d'une certaine valeur, rapidement et, ce brutalement, plus faible. Dans ces conditions la jonction drain/source du MOSFET prendra une impédance faible. La tension à laquelle ceci se produit s'appelle tension de pincement (*pinch-off*), U_p .

La figure 3 visualise cet effet. Cette figure comporte deux petits graphiques montrant, sous forme de courbe, l'évolution du courant de drain en fonction de la tension grille/source pour un transistor MOSFET à canal-N et canal-P res-

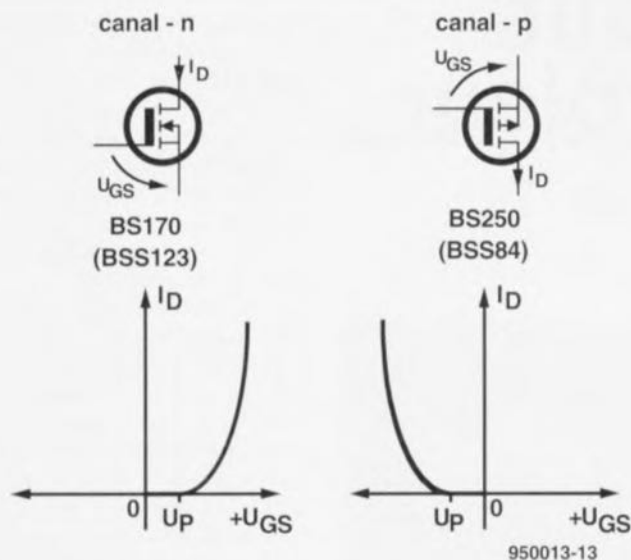


Figure 3. On voit sur ce graphique le courant de drain en fonction de la tension grille/source d'un transistor MOSFET à canal-N et à canal-P respectivement.

pectivement. On voit donc qu'en présence d'une tension U_{GS} croissante il ne se passe pas grande chose initialement. Si cette tension atteint cependant le point U_P on aura brusquement circulation d'un courant de drain qui, de plus,

grimpe rapidement, simultanément avec l'augmentation de la tension U_{GS} .

Pour la réalisation d'un inverseur MOSFET, on utilise, en général, des transistors à faible signal en boîtier TO92

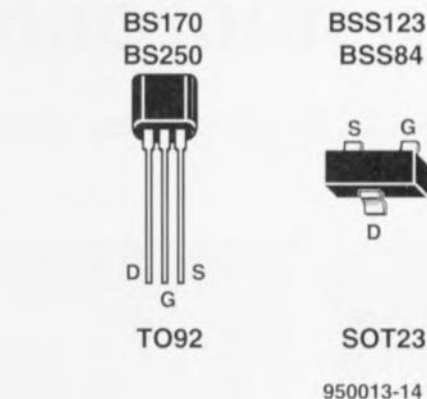


Figure 4. Boîtiers et brochages de quelques transistors MOSFET standard.

(figure 4) bon marché et disponibles partout, tels que le BS170 (canal-N) ou le BS250 (canal-P). Si l'on préfère travailler avec des composants CMS, on pourra faire appel aux types classiques BSS123 (canal-N) ou BSS84 (canal-P) en boîtier SOT23 (figure 4).

Deux caractéristiques MOSFET

Un transistor MOSFET est une toute autre entité qu'un transistor « standard ». Il faudra, lors de la manipulation de transistors MOSFET, être bien conscient du fait que la couche isolante entre la grille et la jonction drain/source est extrêmement fine et donc très sensible aux (dé)charges électrostatiques. Bien que cette caractéristique constitue un inconvénient par rapport aux transistors bipolaires, le comportement des transistors MOSFET compense amplement ce petit désavantage (comme l'illustrent les courbes de la figure 5). Ces courbes montrent nettement que le comportement des MOSFET est supérieur dès qu'il s'agit de suivre des impulsions rapides. Les deux oscillogrammes montrent le signal d'entrée (courbe supérieure) et le signal de sortie inversé (courbe inférieure). La réaction du BS550 (figure 5a) montre un retard sensible par rapport au signal d'entrée, et plus spécifique par rapport aux flancs descendants (négatifs) du signal d'entrée rectangulaire. Les impulsions de sortie inversées sont donc très courtes et possèdent des flancs de qualité moindre. Le MOSFET BS170 (figure 5b) présente un comportement sensiblement meilleur. La réaction aux flancs négatifs du signal d'entrée est beaucoup plus rapide et les flancs du signal de sortie sont relativement raides. ◀

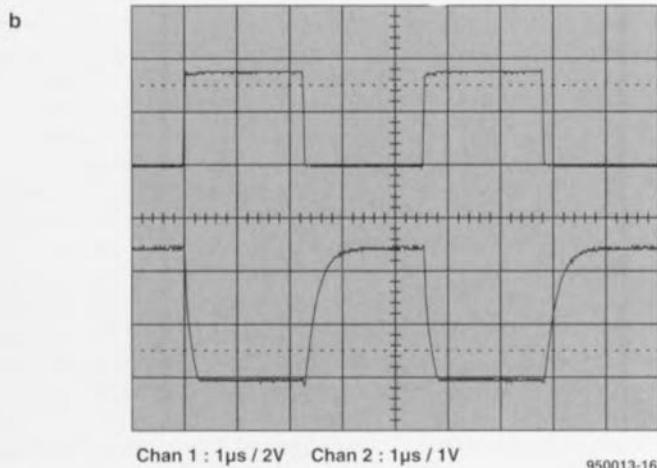
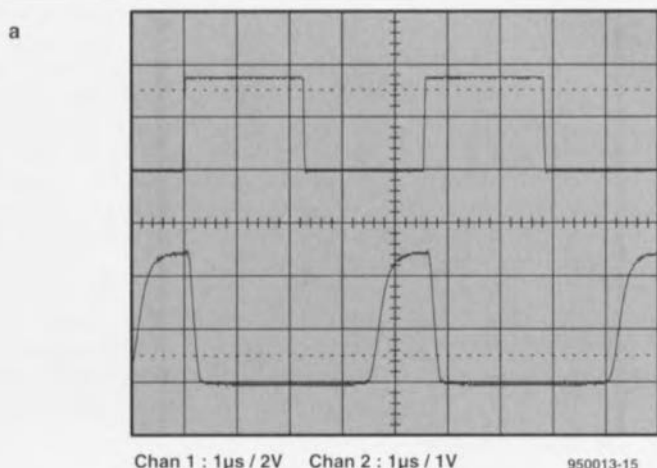
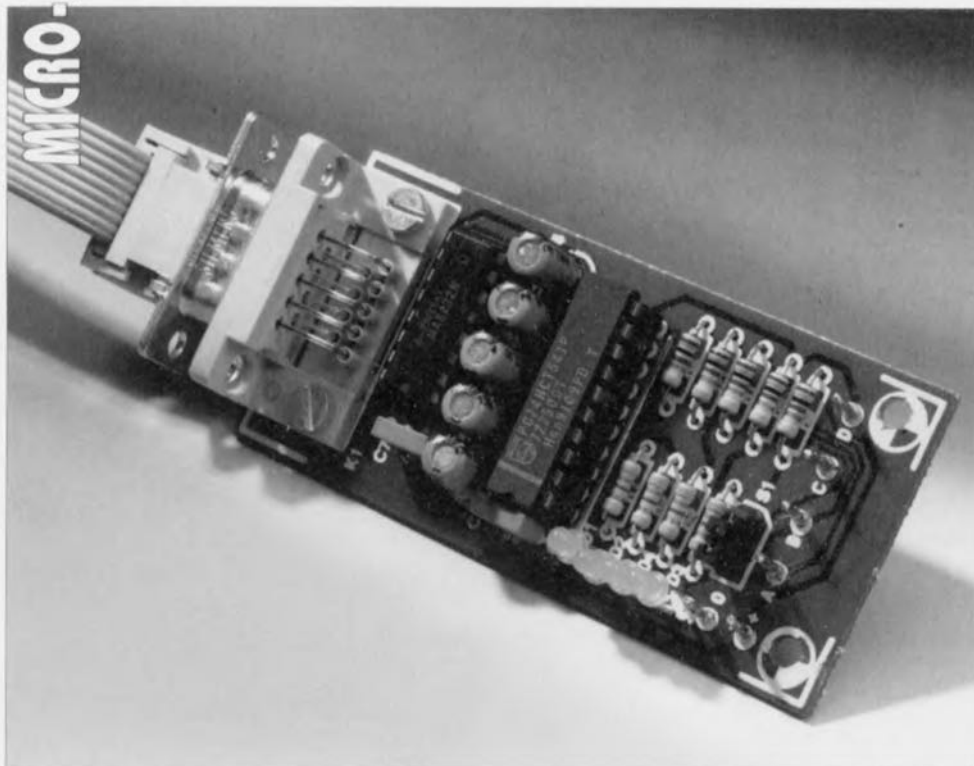


Figure 5. Si on le compare à celui d'un transistor bipolaire (5a), le signal de sortie d'un inverseur à transistor MOSFET (5b) est d'une qualité nettement meilleure.

loupe pour microcontrôleur

entrez au coeur du 8051

projet : M Ohsmann



La mise en route d'un système à microcontrôleur n'est pas, même pour un concepteur aux tempes grisonnantes, une sinécure. Il suffit que le plus petit détail ne « colle » pas pour que « rien n'aille plus ». Comme un malheur ne va pas sans un autre, effectuer des mesures sur ce type de montage implique l'utilisation d'instruments spéciaux si tant est que l'on tienne à y comprendre quelque chose. La combinaison matériel+logiciel décrite ici permet, à l'aide d'un ordinateur du type IBM-PC, un examen en profondeur de différents systèmes à microcontrôleur. On pourra enfin se passer de l'aide ô combien précieuse, mais aussi ô combien coûteuse, d'oscilloscopes à mémoire ou autres analyseurs logiques.

L'adaptateur de mesure décrit dans cet article devrait, en pratique, vous coûter moins d'une cinquantaine de francs; associé à un rien de logiciel, il se targue, dans bien des cas, de remplacer un oscilloscope à mémoire ou un analyseur logique. Ce circuit permet un suivi très critique des différents signaux rencontrés sur un système à micro – qu'il soit processeur ou contrôleur – d'autant plus qu'il enregistre même la relation de phase. La mesure démarre lors d'une remise à zéro du système et s'arrête au bout d'un certain nombre de cycles

d'horloge, déterminé à l'avance. Cette loupe permet aussi l'examen d'autres systèmes numériques synchrones. Il reste à mentionner qu'il est également possible d'enregistrer les différents signaux dans un fichier, approche fort intéressante lorsqu'il s'agit de documenter l'évolution d'un signal. Comme vous n'êtes sans doute pas sans le savoir, puisque le sujet vous intéresse, sinon vous n'en seriez pas arrivé aussi loin dans la lecture de cet article, un système à microcontrôleur se compose, résumé très grossièrement, d'un processeur et d'une

mémoire de programme (EPROM). Prenons l'exemple de SIMCAD décrit dans le numéro de septembre 1991 d'Elektor. Il est possible, sur le dit montage, de s'assurer, à l'aide du programme EMON52, le bon fonctionnement du matériel et du logiciel. Si, après sa mise sous tension, SIMCAD ne donne pas le moindre signe de vie, son propriétaire de trouve dans de mauvais draps.

Les choses se compliquent encore plus lorsque l'on ne sait pas même si le programme grillé en EPROM est bon, surtout si, en même temps le matériel se trouve encore à l'état de prototype. L'expérience nous a appris que la moindre erreur de câblage dans le cas d'un système à microcontrôleur peut avoir les conséquences les plus étonnantes. Il est très souvent difficile alors de découvrir la moindre logique dans son comportement.

La meilleure approche, lors d'une tentative de dépannage, consiste à procéder à un suivi attentif des activités du processeur immédiatement après une remise à zéro. Ceci est cependant bien souvent notablement plus délicat qu'il n'y paraît à première vue. L'impulsion de remise à zéro (Reset) possède bien souvent une durée relativement importante (quelques centaines de millisecondes), présentant, si tant qu'elle soit produite par un réseau RC, une certaine « élasticité ». Une fois que le processeur est lancé, tout va très vite. Un processeur du type 8051 travaillant à une fréquence d'horloge de 12 MHz exécute, dans les premières 10 millisecondes suivant une remise à zéro, pas moins de 5 instructions. Si l'on veut suivre le déroulement de ces instructions, il faut impérativement disposer d'une instrumentation coûteuse.

Heureusement, un rien d'imagination peut également faire des miracles. Le gros problème est, en fait l'énorme vitesse du processeur; pourquoi ne l'obligerions nous pas à travailler un peu plus lentement ? Avec notre circuit, c'est le PC qui fournit les signaux de remise à zéro et d'horloge destinés au processeur. La vitesse choisie permet à l'ordinateur de suivre sans le moindre problème le déroulement des événements. Ce faisant, le PC recueille tous les signaux, remplissant en même temps une fonction de moniteur. Le logiciel est en mesure de tester parallèlement un maximum de 17 signaux qu'il fait apparaître sur l'écran de l'ordinateur. Il est possible dans ces conditions, de suivre, par exemple, directement les signaux véhiculés par les bus d'adresses et de données. Pour peu

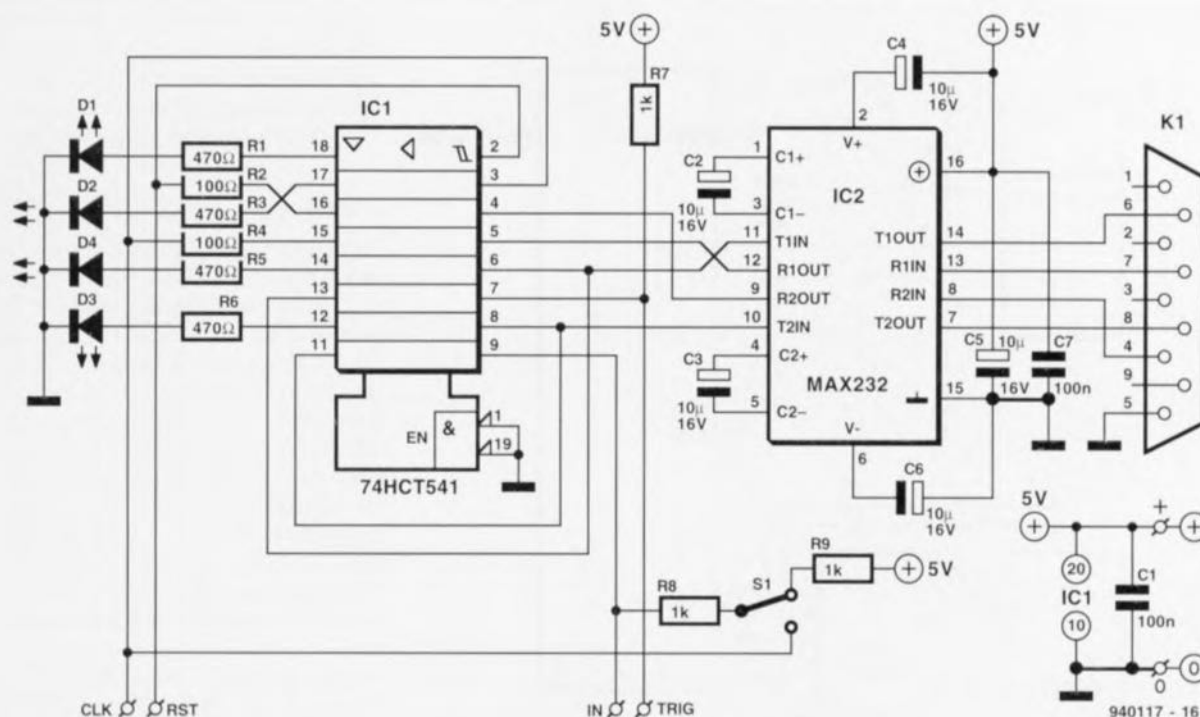


Figure 1. Ce simple circuit, épaulé par un (puissant !!!) PC, permet de suivre parfaitement le fonctionnement d'un système à microcontrôleur.

que l'ordinateur soit capable de produire l'impulsion de déclenchement (*trigger*) au bon moment, il est fort probable que l'on voit la lumière au bout du tunnel.

Seuls les processeurs statiques peuvent être forcés à travailler à une fréquence d'horloge plus faible. L'auteur de ce projet a eu l'idée de cette approche en raison de l'apparition très récemment sur le marché d'une version statique du 80C51, l'AT85C51 d'Atmel. Cet AT85C51 a non seulement la caractéristique d'être statique mais il est de plus doté d'une EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Memory* = mémoire programmable effaçable électriquement). Il s'agit donc, à juste titre, d'une option intéressante. Il nous faut reconnaître en toute honnêteté que le concept de notre loupe ne fonctionne qu'avec ce processeur, sachant que les processeurs standards exigent, en pratique, un signal d'horloge de 3,5 MHz au minimum. Il n'en reste pas moins vrai qu'un certain nombre d'expériences nous ont appris que d'autres processeurs travaillent eux aussi fort civilement avec notre loupe et ceci en dépit du fait que le fonctionnement se fasse hors-spécifications. Voici les quelques processeurs sur lesquels nous avons essayé avec succès notre loupe :

ATMEL AT85C51 (statique),
AMD P80C31BH,
MHS P-80C32,

Signetics SC87C51CCN40,
Philips 80C51BH-3,
Siemens 80C535.

L'utilisation de ce montage n'est pas limité aux membres de la famille du 8051. On pourra ausculter le fonctionnement d'autres processeurs statiques ou circuits d'électronique logique synchrone. L'essentiel est dans ce cas-là que le circuit démarre après une impulsion de remise à zéro et qu'il soit possible de constater le fonctionnement correct dans la première série de cycles d'horloge (quelques centaines au maximum). Le logiciel accompagnant ce montage est écrit en Turbo-Pascal 5.0. Le code source de ce programme est fourni sur la disquette correspondante, de sorte que l'on pourra procéder soi-même aux (petites) modifications requises.

L'adaptateur

Le schéma de l'adaptateur vous est proposé en **figure 1**. La liaison du montage vers le PC fait appel à l'interface série (RS-232) de ce dernier. Le montage génère, aux ordres du PC, l'impulsion de remise à zéro et le signal d'horloge. Ces 2 signaux doivent donc être reliés au système à microcontrôleur en cours de test. On utilise, pour les dits signaux, les lignes RTS et DTR de l'interface RS-232. De son côté, l'ordinateur lit, par le biais des lignes CTS et DSR, les signaux en provenance du système à microcontrôleur. La conversion des niveaux RS-232 en

niveaux TTL est un processus classique dont se charge avec brio un circuit intégré peu coûteux disponible partout, un MAX232, IC2. Le second circuit intégré présent dans le circuit, IC1, un 74HCT541, fait office à la fois de tampon et de circuit de commande de LED.

Les dites LED permettent de garder à l'oeil le niveau de chacun des 4 signaux en question. La liaison entre le système à microcontrôleur et l'adaptateur se fera de préférence à l'aide d'un câble doté de quelques pinces crocodile miniatures (grippefil). On pourra, de par l'amplitude adoptée, dans la plupart des cas, connecter les signaux produits par IC1 parallèlement aux signaux existants du système à tester. La tension d'alimentation nécessaire au circuit sera dérivée du SIMCAD à tester. Notons qu'il faudra établir les connexions de l'alimentation avant la mise sous tension du système. Il est déconseillé d'opter pour 2 alimentations distinctes pour d'une par le SIMCAD et de l'autre la loupe pour microcontrôleur, en raison du risque de parasites pouvant naître d'une mise sous tension non synchronisée des 2 alimentations.

Revenons au SIMCAD

Nous allons, pour voir comment connecter ce circuit de mesure à un ordinateur mono-carte, prendre comme exemple le SIMCAD à 8032 évoqué plus haut. Cela nous per-

se à zéro. L'utilisateur a le choix du niveau, haut ou bas, devant correspondre à l'activation du dit signal. Dans notre exemple, rappelez-vous que nous nous exerçons sur un SIM-CAD, il nous faut un signal actif au niveau bas. Le PC attend ensuite pendant une durée ajustable (paramètre RESET ON en millisecondes) pour avoir la certitude que le condensateur du réseau RC de remise à zéro présent sur la platine soit totalement déchargé. Le PC génère ensuite les impulsions d'horloge nécessaires à de nombreux processeurs – cela est également le cas du 8051 – pour le déroulement de la routine de remise à zéro. L'instruction RESET-CYCLES permet d'ajuster le nombre d'impulsions d'horloge à fournir.

On dispose, notons-le en passant, du choix de la caractéristique physique, c'est-à-dire basculement HIGH-LOW ou LOW-HIGH, des dites impulsions d'horloge. Nous voici arrivés au seuil du processus de mesure proprement dit. Le début de ce processus est marqué par un PRE-TRIGGER. À partir de cet instant le PC se met à générer les impulsions d'horloge. Après chacune de ces impulsions le PC attend un court instant de façon à lire le niveau présenté par les lignes TRIGGER et INPUT. Les niveaux ainsi pris en compte sont stockés dans la mémoire du PC.

Dès que la ligne de déclenchement a pris le niveau de déclenchement défini dans les paramètres, la phase PRE-TRIGGER est terminée. Le processeur peut alors se mettre au travail. Les niveaux de signal pris en compte sont, nous le disions il y a quelques lignes, stockés dans la mémoire de l'ordinateur de façon à pouvoir être, ultérieurement, visualisés à l'écran. Si, au bout d'un certain temps, le signal de déclenchement n'a pas été activé, on a génération d'un TRIGGER-TIMEOUT, qui signale à qui de droit le dépassement du temps imparti à un processus donné, le déclenchement en l'occurrence. Dans ce cas aussi, l'ordinateur clôture la phase PRE-TRIGGER.

Si le déclenchement a bien eu lieu, on entre dans la phase RUN, l'ordinateur tourne; il génère les impulsions d'horloge – le nombre maximal d'impulsions à produire est défini à l'aide du paramètre STORAGE-DEPTH –, les entrées TRI et IN enregistrant les niveaux de signal. Le nombre maximal d'impulsions d'horloge que l'on puisse produire à l'intérieur de ce cycle a été fixé à

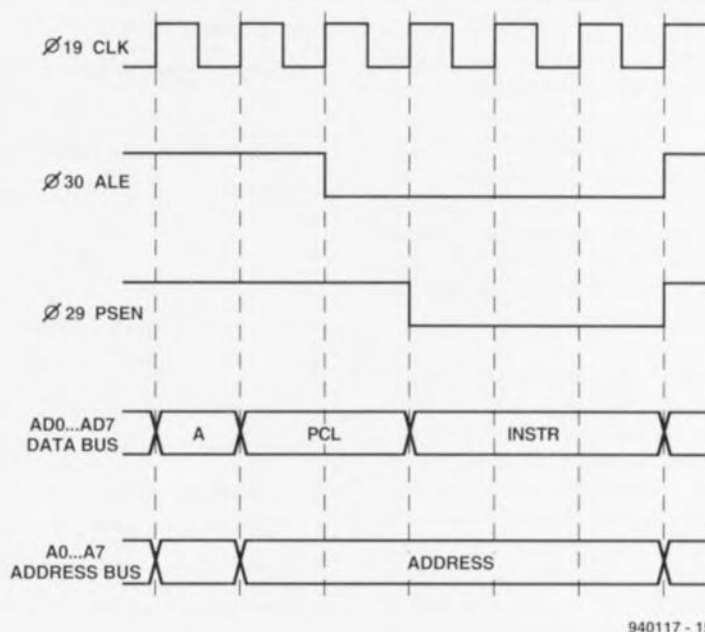


Figure 3. Ce chronodiagramme illustre le processus de la prise en compte par le processeur de données se trouvant en EPROM.

3 000. Une fois que toutes les impulsions requises ont été produites, le système passe en phase visualisation des résultats. Simultanément, on a redémarrage d'un nouveau cycle de mesure complet. Les niveaux des lignes CLK (C), TRIG (T) et IN (I) pris en compte au cours du dernier cycle de mesure apparaissent sur les 3 lignes supérieures de l'écran. Sur les lignes inférieures on aura visualisation de l'évolution des signaux stockés, identifiés par les caractères alphanumériques 0 à 7 et A à H.

Si l'on voulait, en cours de mesure, mémoriser à l'emplacement de mémoire 6 le niveau pris à un instant donné par la ligne INPUT, il suffit d'appuyer sur la touche 6 du clavier du PC. Pour procéder à l'analyse des 8 lignes de données, on commence par relier la ligne IN avec la ligne 0 du bus de données. Si, ceci fait, on appuie sur la touche « 0 » du clavier, on aura stockage de cette information à l'emplacement de mémoire 0. On connecte ensuite la ligne IN à la ligne 1 du bus de données et l'on attend que le PC visualise un déroulement de signal stable. Une action sur la touche 1 du clavier entraîne le stockage de l'information correspondante à l'emplacement de mémoire 1. On passera ainsi successivement toutes les 8 lignes de données en revue. Ce processus répétitif ne pose pas de problème sachant que les cycles de remise à zéro et de démarrage se répètent incessamment. Dès que le PC a produit le nombre maximal d'impulsions d'horloge prévues, on a émission d'un Reset et lancement d'un nouveau cycle.

Le logiciel dispose d'une fonction « curseur » de façon à pouvoir examiner aisément les différents signaux en un point donné. Le niveau de la ligne concernée est visualisée à l'écran par le chiffre « 0 » ou « 1 ». Notons que l'on trouve, en outre, sur la ligne inférieure de l'écran les niveaux des signaux 7 à 0 et H à A, exprimés sous forme hexadécimale. Cette approche en facilite très notablement la lecture. On peut, à l'aide des touches du curseur, déplacer l'ensemble de l'écran (de son contenu bien sûr), vers la gauche ou vers la droite. Ceci permet de suivre l'évolution du signal sur une période plus longue que celle qui correspond à un écran.

Le test de haute impédance

Sur de nombreux systèmes à microprocesseur le bus se trouve, pendant une certaine période, à l'état de haute impédance. Il faut disposer, pour la détection de cet état, une technique de mesure très élaborée, que la loupe décrite ici n'est malheureusement pas en état de fournir. Ce qui ne nous empêche pas de connaître une astuce permettant de remédier à cette situation. Avec le 8051, et bien d'autres processeurs d'ailleurs, une ligne ne change de niveau que pendant la durée d'une impulsion d'horloge; l'état de la ligne reste stable dans l'intervalle séparant 2 impulsions d'horloge. Si l'on met l'inverseur S1 en position AUTO-Z et que l'on a, simultanément, connecté l'entrée de mesure à une ligne se trouvant à haute impédance, on verra

la ligne changer de niveau au milieu de la période. Le logiciel reconnaît cette situation lorsque l'on a validé l'option AUTO-Z-DETECT. Le logiciel fait alors apparaître un « z » à l'écran. De la même façon les entrées ouvertes sont rapidement démasquées. Il faut, condition impérative lors d'une telle mesure, que l'on ait opté pour le flanc correct du cycle d'horloge (LOW-HIGH ou HIGH-LOW selon le cas).

Cette astuce permet une analyse très critique du fonctionnement des lignes de bus. Remarquons en passant que les sorties de port d'un 8051 véhiculant un niveau logique haut présentent elles aussi, dans le cas d'une mesure du type de celle mentionnée plus haut, un comportement à haute impédance. Cela est dû au fait de la présence de résistances de forçage au niveau haut (*pull-up*) internes que comportent les dites sorties.

Un exemple

Prenons le temps maintenant, en nous penchant sur notre SIMCAD-cobaye, de procéder à une véritable analyse. Définissons le décor : nous utilisons EMON52 et trouvons un AMD 80C31 sur la platine. Les premières instructions exécutées sont :

adresse	contenu	instruction
0000	02 02 03	LJMP 203H
0203	75 D0 00	MOV PSW.#0

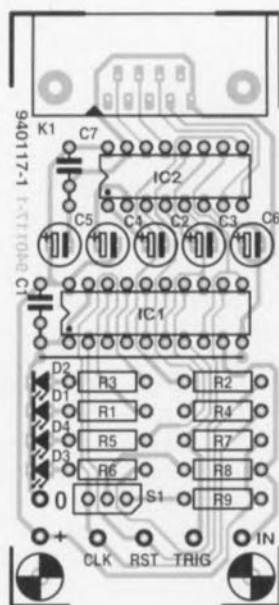


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de la loupe pour microcontrôleur.

Liste des composants

Résistances :

R1,R3,R5,R6 = 470 Ω

R2,R4 = 100 Ω

R7 à R9 = 1 K Ω

Condensateurs :

100 nF

C2 à C6 = 10 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D4 = LED 3 mm

IC1 = 74HCT541

IC2 = MAX232

Divers :

K1 = embase sub D encartable femelle en équerre à 9 broches

S1 = inverseur miniature encartable

Start INC P1
S JMP Start

Si l'on veut obtenir une opération d'écriture à l'adresse 2345_{HEX} de la mémoire de données on pourra faire appel au programme donné ci-dessous :

Start MOV DPTR,#2345H
MOV A,#0A5H
MOVX DPTR,A
S JMP Start

Il s'avère souvent nécessaire de pouvoir visualiser à l'écran simultanément plusieurs cycles. Le programme d'analyse permet d'examiner simultanément plusieurs instructions. Le 80C535 de la mono-carte à 80C535 évoquée plus haut peut lui aussi être mis à l'épreuve de la manière décrite tout juste. On utilisera alors le flanc LOW-HIGH comme impulsion d'horloge et l'on appliquera le signal d'horloge à la broche 39 du 80C535.

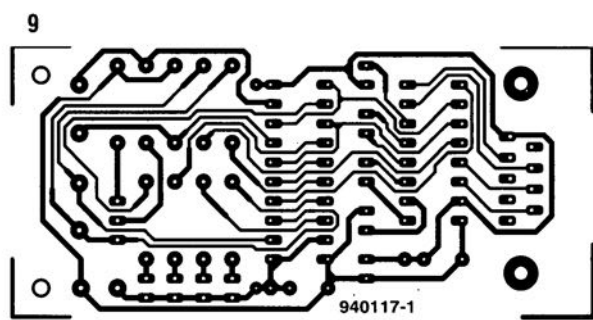
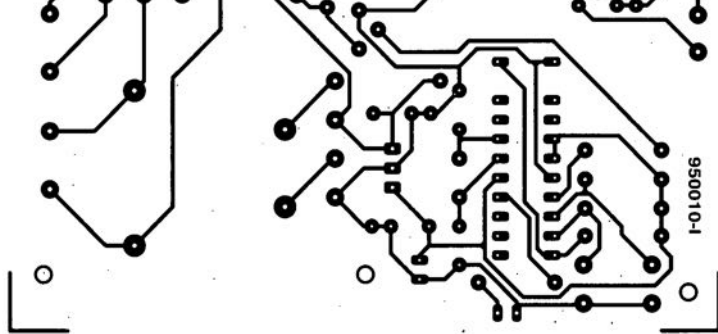
Comme nous le disions plus haut, il est également envisageable d'utiliser le programme d'analyse et la loupe pour microcontrôleur avec d'autres montages numériques synchrones, à la seule condition que le dit montage puisse recevoir un signal d'horloge externe. Il peut nécessaire alors de devoir interrompre une piste de cuivre pour pouvoir appliquer le dit signal d'horloge à l'endroit prévu. Le système de débogage mixte, matériel + logiciel, décrit ici permet alors de vérifier le fonctionnement correct de compteur, GAL et autres PAL.

Il n'en reste pas moins, que l'utilisateur doit être conscient du fait que la localisation rapide de n'importe quelle erreur sur un système à microcontrôleur complexe est loin d'être garantie à tous coups. Il reste heureusement possible de localiser de nombreux petits problèmes tels que

les micro-interruptions de pistes. Dans ce dernier cas, un signal présent en un certain point ne le sera plus en aval du dit point, au-delà de la micro-coupe de piste, alors que théoriquement les 2 dits points sont interconnectés. L'analyseur constitue en outre un bon auxiliaire pour la détection d'un court-circuit entre 2 signaux. Il est donc parfaitement justifié de dire que le montage que nous venons de décrire est un auxiliaire de débogage très efficace.

Et si l'on passait aux soudures

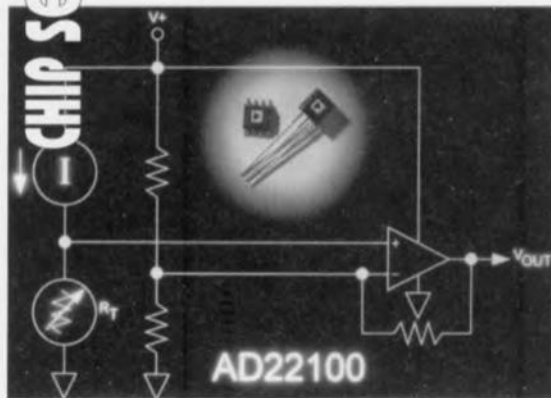
Nous n'avons pas encore parlé de la réalisation de ce montage. Nous vous en proposons en figure 6 la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Étant donnée la complexité de ce montage, le risque de problème de réalisation devrait être minime. Une fois les composants mis en place on pourra implanter la platine dans un petit boîtier en plastique. L'un des côtés du boîtier sera doté d'un connecteur sub-D servant à établir la connexion avec le PC. De l'autre côté ce sont 6 fils dotés de grappe-fils qui sortent du boîtier. Deux de ces conducteurs servent à l'alimentation, deux autres à la transmission des signaux de commande, les deux derniers à la capture des signaux à mesurer. La loupe est maintenant prête à démontrer son utilité. Il ne reste plus qu'à installer le logiciel avant de pouvoir démarrer le programme. Une fois établie l'interconnexion de l'adaptateur avec le PC, nous pouvons enfin passer aux mesures. Il ne reste qu'à espérer que vous n'ayez besoin de ce montage que le plus rarement possible, car il reste préférable, même si l'on dispose des meilleurs outils de débogage du monde, qu'un montage fonctionne du premier coup, n'est-ce pas?



mars 1995

AD22100

détecteur de température monotension



À la différence des autres détecteurs de température qui exigent une température négative pour effectuer des mesures au-dessous de 0°C, l'AD22100 d'Analog Devices peut mesurer toute la gamme de températures comprises entre -50 et 150°C tout en fonctionnant sur monotension 4-6 V. L'AD22100 est un circuit intégré de détection de température ratiométrique dont la tension de sortie est proportionnelle à la température et à la tension d'alimentation. L'AD22100 est idéal pour les systèmes MP/MCU alimentés par pile qui, en majeure partie, utilisent le rail d'alimentation positif comme référence système pour un encombrement minimum du système. Comme la sortie de l'AD22100 est ratiométrique à l'entrée de

référence, les circuits utilisant l'alimentation positive comme référence système ne sont pas affectés par la perte progressive de tension d'alimentation au fur et à mesure que les piles se vident.

Au coeur du détecteur se trouve une résistance intégrée qui dépend de la température et qui est similaire à un RTD. D'un point de vue fonctionnel, le produit est équivalent à une résistance de détection de température combinée à des résistances de mise à l'échelle et à une fonction de conditionnement de signaux pour fournir une sortie tension indiquant la température. L'AD22100 est disponible sous forme de boîtier plastique TO-92 3 broches ou SOIC 8 broches.

Si vous avez l'habitude de lire des magazines consacrés à l'électronique, l'apparition de plus en plus fréquente des termes « processeur de signal numérique » n'a sans doute pas dû vous échapper. Pour la première fois dans le numéro de ce mois-ci d'Elektor il quitte le domaine du descriptif pour venir se nicher au cœur d'un projet décrit dans votre magazine d'électronique préféré. Il n'y a encore que fort peu de temps, les PSN étaient réservés aux concepteurs à la bourse bien garnie : en effet, non seulement le matériel, c'est-à-dire le circuit intégré proprement dit, coûtait cher, mais de plus les outils de développement étaient loin d'être abordables. Les choses ont cependant, ces derniers mois, évolué très favorablement de sorte que le PSN et tout ce qui l'entoure est devenu un domaine accessible à l'électronicien amateur. Le fait que la concurrence soit devenue un peu plus grande dans le domaine des PSN y est sans doute pour quelque chose.

Contrairement à ce que pourrait donner à penser la présence du qualificatif « numérique » dans leur dénomination, ces processeurs sont principalement destinés au traitement de signaux analogiques. Les PSN eux-mêmes sont bien numériques, de sorte qu'il faudra commencer par faire subir au signal analogique une conversion A/N (Analogique/Numérique), avant que le PSN ne puisse en faire quoi que ce soit, sachant qu'en fin de traitement il faudra, pour de nombreuses applications, procéder à une reconversion, N/A cette fois. Dans la majorité des cas ce n'est pas le PSN qui se charge de ces conversions, ces opérations étant le domaine de convertisseurs externes ou encore de codecs (codeur/décodeur). Ceci dit, où donc se trouve la différence entre un PSN et les micro-processeurs ou contrôleurs « ordinaires » bien plus connus ? Il nous faut, avant que nous ne soyons en mesure de répondre à cette question, faire un petit détour par le traitement numérique de signaux.

Plusieurs actions simultanément

Pour peu que le sujet vous ait jamais intrigué, vous n'êtes pas sans savoir que lors d'une opération de numérisation de signaux analogiques, on procède, à intervalle régulier, à la conversion de leur amplitude en un nombre (binaire), processus appelé échantillonnage. Une fois cette série de nombres obtenue, on peut en envisager de très nombreux traitements, les plus courants étant cependant le filtrage numérique et la détermination du spectre de fréquences à l'aide d'une opération de D/FFT (*Discrete/Fast Fourier Transform*,

les PSN

les spécialistes des calculs

Cet article n'a pas la prétention de donner au lecteur attentif tous les tenants et aboutissants du traitement numérique de signaux. Il se targue de lui permettre d'avoir, à la fin de sa lecture, une idée d'ensemble sur les caractéristiques spécifiques des PSN (Processeur de Signal Numérique, connus en anglais sous l'abréviation DSP ou Digital Signal Processor) et de lui avoir appris ce qui différencie ces circuits spécialisés des processeurs numériques « ordinaires » et des microcontrôleurs. Nous utiliserons ici comme exemple la famille de l'ADSP2100, famille dont fait également partie le PSN utilisé au cœur du générateur de fonctions numérique décrit ailleurs dans ce numéro.

transformation de Fourier rapide/discrete). Entrer ici dans le détail de la théorie sur laquelle repose ce traitement nous ferait sortir du cadre de cet article, l'important étant ici de savoir que, dans la pratique, l'ensemble de ce processus se résume au calcul de la somme d'une série de produits. Énumérons les différentes étapes d'un tel traitement « simple » :

1. Extraction de 2 nombres de la mémoire;
2. Multiplication;
3. Accumulation;
4. Stockage du résultat dans la mémoire.

Compte non tenu du fait que de très nombreux processeurs ordinaires ne possèdent pas même de fonction de

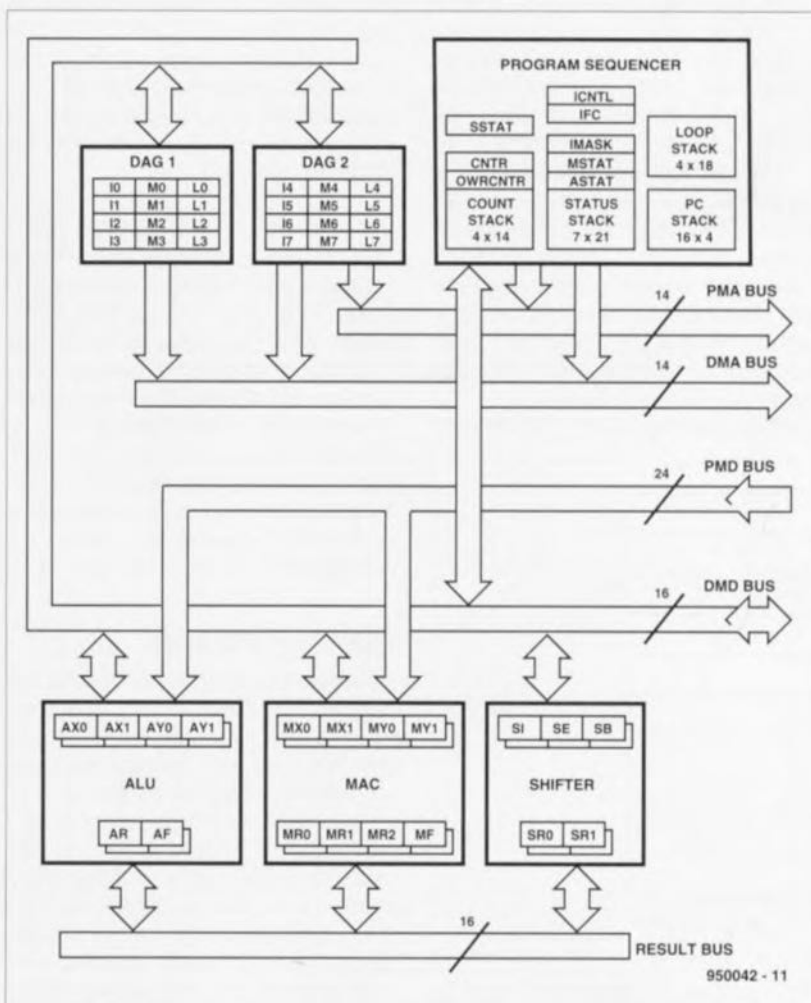


Figure 1. Synoptique de la structure interne d'un PSN, un ADSP2100 d'Analog Devices en l'occurrence.

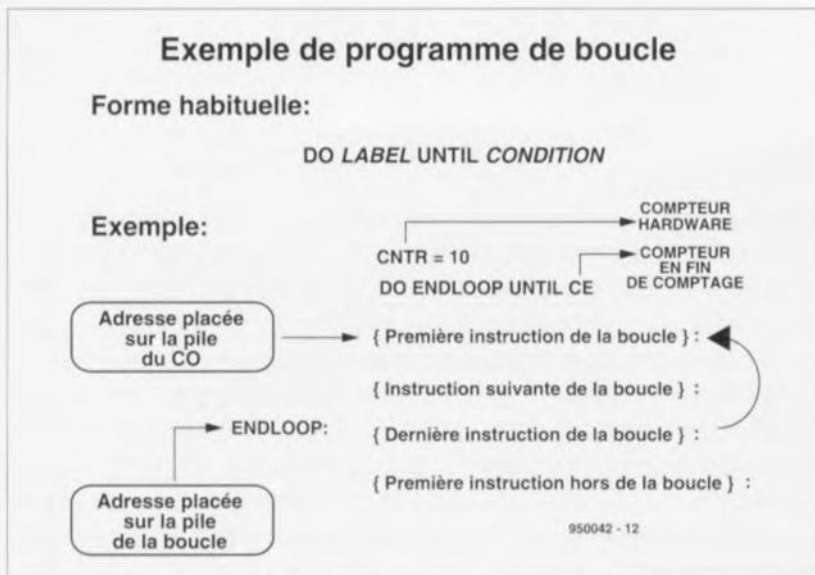


Figure 2. Exemple d'une boucle DO...UNTIL avec un PSN. Le processeur dispose à cet effet d'un compteur de boucle distinct.

multiplication, il faudra un nombre de cycles-machine conséquent avant que ne soit effectué le traitement correspondant. Un PSN est en mesure, au cours d'un même cycle-machine, de procéder à plusieurs actions en parallèle sachant qu'il a même été conçu spécialement pour effectuer ce type de calculs en temps réel. Dans le cas de la famille du ADSP-2100 d'Analog Devices, chaque instruction est exécutée au cours d'un unique cycle-machine, même (entre autres) la fameuse instruction MAC (*Multiply And Accumulate*, Multiplication et Accumulation). Il a été pris, pour d'autres opérations caractéristiques du traitement numérique de signaux, telles que l'adressage de bit inversé (*bit reversed addressing*), une aide précieuse lors de calculs de transformées rapides de Fourier (FFT), des dispositions spécifiques permettant une vitesse de traitement élevée.

La structure interne des PSN est telle

que plusieurs de leurs blocs fonctionnels peuvent travailler en parallèle. D'autre part, de nombreuses fonctions normalement remplies par du logiciel, telles que compteurs de boucles, pointeurs de données, etc., sont intégrées sur la puce du PSN. Cette approche a l'avantage majeur de réduire très sensiblement la corpulence du logiciel de suivi du traitement. Une seule petite ligne indiquant, par exemple, que le contenu d'un compteur est « 0 » est exécutée bien plus rapidement que ne le serait une comparaison logicielle de l'état d'un compteur.

Nous verrons, un peu plus loin, combien précieuse est cette disposition à laquelle il est fait appel à de très nombreuses reprises dans un PSN. Nous allons, pour essayer d'y voir un peu plus clair, nous pencher quelques instants sur l'architecture des membres de la famille ADSP-2100 d'Analog Devices. Nous ne nous attarderons pas aux Entrées/Sorties (I/O) ni aux éventuelles mémoires externes qui pourraient être présentes, ce qui nous intéresse ici est le fonctionnement de l'unité centrale.

Exemple matériel

Le schéma synoptique de la structure interne du ADSP-2100 représenté en figure 1 permet de dégager 3 sous-ensembles majeurs : le séquenceur de programme, 2 générateurs d'adresse et un bloc de calcul/traitement, sous-ensembles interconnectés par pas moins de 5 bus. L'ADSP-2100 possède 2 bus d'adresses internes, le PMA (*Program Memory Address*) et le DMA (*Data Memory Address*), 2 bus de données, les PMD (*Program Memory Data*) et DMD (*Data Memory Data*) ainsi que, pour finir, à l'intérieur de l'unité de calcul un bus de résultat interne (R) per-

mettant l'échange de résultats. On aura compris qu'une telle structure permet plusieurs transferts de données simultanés, ce qui ne peut qu'avoir des conséquences bénéfiques sur la vitesse de traitement. Le séquenceur de programme possède divers registres d'état (*status register*), le compteur ordinal (*program counter*), des registres d'interruption et des piles (*stack*) pré-cablées (*hardware*).

Il ne s'agit en fait ni plus ni moins que de la salle de contrôle centrale de l'ADSP-2100, où l'on retrouve toutes les informations concernant l'évolution du programme et l'état instantané du processeur. Il n'existe en fait que peu de différences par rapport à un processeur ordinaire, si ce n'est que l'on a prévu des piles distinctes pour les bits d'état, le compteur ordinal, sans oublier un compteur de boucle spécial. Ce compteur de boucle est utilisé pour des boucles DO...LOOP (cf. figure 2); il n'y a donc pas de variable à faire contrôler par le programme mais un registre incrémenté automatiquement qui de plus signale de lui-même lorsqu'il a atteint une condition finale (CNTR=0).

Les 2 générateurs d'adresses génèrent des pointeurs pour les tableaux (matrice). Chaque générateur est capable d'administrer 4 tableaux, chacun de ces tableaux disposant de son propre registre de pointeur (I), de modification (M) et de longueur (L). Après chaque opération d'extraction (*fetch*) le pointeur est automatiquement incrémenté du contenu du registre M. Si, en fin de tableau, on en sortirait, on a déplacement, modulo L, du pointeur depuis le début du tableau (cf. figure 3). Il n'est pas très difficile, de cette façon, de créer un tampon circulaire, option dont il est fait usage dans le cas du générateur de fonctions pour la SND (*Synthèse Numérique Directe*, DDS = *Direct Digital Synthesis* en anglais). Il est possible, de par la présence de 2 générateurs d'adresses, de proposer simultanément une adresse tant pour la mémoire de donnée que pour la mémoire de programme, ce qui permet la prise en compte de 2 opérandes au cours du même cycle-machine.

Le traitement numérique proprement dit, c'est-à-dire les calculs sont l'affaire de l'unité mathématique (ALU = *Arithmetic Logic Unit*), le MAC (*Multiply and Accumulate*) et le décaleur (*shifter*). L'ALU remplit une fonction similaire à celle des sous-ensembles de même dénomination présents dans les autres processeurs numériques. C'est elle qui se charge des traitements numériques et logiques standards. Le MAC, ou devrait-on plutôt dire la MAC, est le sous-ensemble le plus caractéristique

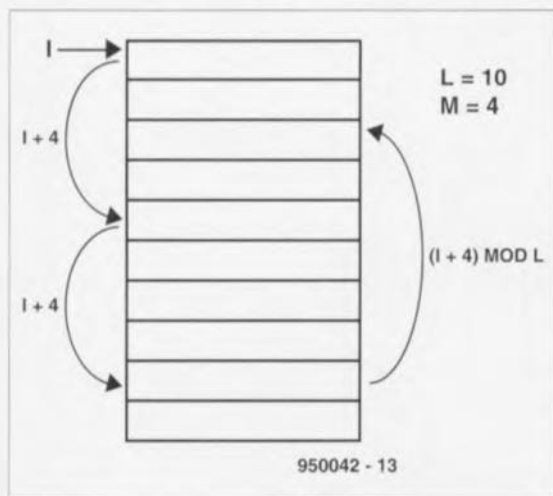


Figure 3. Lors de défilement dans un tableau, le pointeur de registre est, en cas de dépassement vers le « bas », replacé en début de tableau et ce modulo L.

d'un PSN : cette unité calcule, le produit de 2 nombres, le résultat de cette opération est ajouté au résultat d'une opération effectuée auparavant, et le tout se faisant en un cycle-machine; simultanément, on peut charger 2 nouveaux nombres par le biais des bus d'adresses et de données. Nous avons dit, au début de cet article, que ce type de traitement est très fréquent dans les applications faisant appel à un PSN.


Il reste à parler du décaleur, utilisé, comme le laisse sous-entendre sa dénomination, pour des « décalages » logiques et numériques. Il s'agit là encore d'opération très fréquentes dans la pratique. Il nous faut nous contenter, dans le cadre étroit de cet article, d'effleurer ce sujet; il est cependant important de signaler que le dit sous-ensemble peut décaler un mot de plusieurs positions au cours d'un cycle. Rien n'empêche, en principe, le PSN de procéder à des opérations simultanées sur les 3 blocs mentionnés, cette

capacité dépendant bien évidemment de la disponibilité des divers bus. Cette capacité de traitement parallèle est l'un des points forts des PSN.

En guise de conclusion

De par la présence de ces divers dispositifs, un PSN est capable d'effectuer des calculs bien plus rapidement que n'importe quel autre processeur classique, à un point tel d'ailleurs que de nombreux traitements de signaux de faible fréquence peuvent se faire, le fabricant le garantit, en traitement en temps réel (*real time processing*). Les PSN se caractérisent, outre l'unité de traitement centrale, par la présence de dispositifs spéciaux tournés vers la périphérie, tels que ports spéciaux permettant à plusieurs PSN d'échanger des données; il est possible ainsi de faire travailler plusieurs PSN en parallèle, ce qui ne peut avoir qu'un effet bénéfique sur la vitesse de traitement.

Vu cette accumulation d'éloges, on est

en droit de se demander si le droit à l'existence des microcontrôleurs et autres microprocesseur n'est pas remis en question. Cette question est sans doute trop brutale : les PSN doivent leur existence au besoin d'effectuer un traitement rapide de signaux analogiques et il leur manque de ce fait un certain nombre de dispositifs, les ports d'Entrées/Sorties en particulier, de sorte qu'ils conviennent moins bien aux applications de commande numérique. Il n'en reste pas moins vrai, qu'au cours de leur existence, les PSN ont pris de la graine du côté de leurs grands frères numériques, l'inverse étant également vrai. On se rappellera les coprocesseurs mathématiques montés en parallèle sur les processeurs de la famille 80(X)86 (8086, 80286, 80386) qui, de nos jours, sont intégrés dans le processeur lui-même, 486, Pentium etc... Il ne faudra donc être surpris si, dans le futur proche, la frontière entre les différentes sortes de processeurs devenait plus floue. 

B.P. 59

Des questions
ou des
remarques?

Elector service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

Le dimensionnement de radiateurs

Electrotechnicien de mon état, je pense en savoir suffisamment en ce qui concerne le dimensionnement des radiateurs. Il n'en reste pas moins que j'ai lu et relu avec intérêt votre article du numéro 191, mai 1994 qui leur était consacré. J'ai cependant buté, il n'y a pas très longtemps, sur un problème auquel votre article n'apporte pas de solution. Il s'agissait de commuter 10 éléments de chauffage d'une puissance comprise entre 1 et 3 kW, à l'aide des relais à semi-conducteur. Ces relais doivent être refroidis. Un problème simple à première vue me paraît-il. De façon à simplifier le montage j'ai envisagé de monter tous les relais sur un radiateur de bonnes dimensions. Je disposais des caractéristiques thermiques des relais et de divers radiateurs, mais après

quelques calculs je dûs me rendre à l'évidence que ce problème était plus difficile à résoudre que je ne le pensais. La littérature dont je disposais ne m'a pas permis de trouver une réponse. Lors du dimensionnement d'un radiateur on suppose toujours la présence d'un seul semi-conducteur monté sur le dit radiateur. Mais que se passe-t-il si la chaleur transmise au radiateur l'est par plusieurs semi-conducteurs ? Vous devriez en savoir quelque chose puisque vous utilisez régulièrement cette solution.

M. Proft

Il nous faut reconnaître que l'article dont vous parlez n'aborde pas l'aspect du montage de plusieurs semi-conducteurs sur un radiateur. Les calculs ne sont pas, dans ce cas-là, notablement plus difficiles, à condition de savoir comment s'y prendre. Fischer, l'un des plus grands fabricants de radiateurs donne, dans son catalogue, un certain nombre d'exemples de calculs applicables dans une pareille situation. Nous allons reprendre ici ces calculs sans trop entrer dans le détail. La résistance thermique d'un radiateur répond à la formule suivante :

$$R_{th\ h-a} = \frac{T_{j\ max} - T_{a\ max}}{P} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h}) \quad [1]$$

formule dans laquelle $T_{j\ max}$ est la température de jonction maximale, $T_{a\ max}$ la tempéra-

ture ambiante maximale, P la puissance maximale à dissiper (cet élément doit toujours être inférieur à la puissance annoncée par le fabricant du semi-conducteur), $R_{th\ j-mb}$ la résistance de transfert du matériau d'isolement (du boîtier métallique du semi-conducteur vers le radiateur), $R_{th\ h-a}$ la résistance thermique du radiateur. La résistance de transfert totale de la jonction vers le radiateur s'exprime de ce fait ainsi : $R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} = R_{th\ j-h}$. Le montage de plusieurs semi-conducteurs sur un même radiateur entraîne une variation de $R_{th\ j-h}$. La puissance P de notre première formule représente la puissance totale de tous les semi-conducteurs pris ensemble. La nouvelle $R_{th\ j-h}$ répond de ce fait à la formule suivante :

$$\frac{1}{R_{th\ j-h}} = \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} + \dots + \frac{1}{R_{th2\ j-mb} + R_{th2\ mb-h}} \quad [2]$$

Cette formule présente de fortes similitudes avec celle qui traduit la mise en parallèle de plusieurs résistances. On constate que la résistance de transfert totale diminue, de sorte que l'on peut utiliser un radiateur de dimensions plus faibles que dans la situation d'un unique semi-conducteur. Prenons, en guise de conclusion, l'un des exemples du catalogue de Fischer :

Supposons qu'il nous faille dissiper 60 W. Dans le cas de notre transistor en boîtier TO3, nous avons une $T_{j\ max}$ de 160 K, pour l'environnement une $T_{a\ max}$ de 40°C. $R_{th\ j-mb}$ est de 0,6 K/W, la plaquette d'isolement possède elle une $R_{th\ mb-h}$ de 0,4 K/W. Dans ces conditions la résistance thermique du radiateur doit être de :

$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - (0,6+0,4) = 1\text{ K/W} \quad [3]$$

Si, maintenant, nous utilisons 3 transistors pour dissiper la même puissance, $R_{th\ j-h}$ répond à la formule suivante :

$$\frac{1}{R_{th\ j-h}} = \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} = \frac{3}{1}$$

$$R_{th\ j-h} = 0,33\text{ K/W} \quad [4]$$

Il apparaît ainsi, lorsque nous introduisons cette valeur dans la première équation, que nous pouvons nous satisfaire d'un radiateur ayant une $R_{th\ h-a}$ de :

$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - 0,33 = 1,67\text{ K/W} \quad [5]$$

[Nous espérons ainsi avoir contribué à la solution de votre problème. (La rédaction)]

Éliminateur de copybit

...sachant qu'en tant que amateur de CAN (de DAT pour les outre-Manchais) j'ai toujours rêvé d'un tel montage. Je possède malheureusement un enregistreur de CAN (AIWA XDS1100) dont l'article ne fait pas mention. (...) J'apprécierai énormément, qu'en complément de votre article, vous me fassiez parvenir une description concernant le susdit type de lecteur/enregistreur. A. Cornelson

L'auteur de cet article a testé l'éliminateur de copybit sur les lecteurs/enregistreurs CAN mentionnés dans le tableau. Vous comprendrez sans doute qu'il ne lui est pas possible, ni à nous d'ailleurs, d'obtenir la documentation technique de tous les types de (important) sur le marché. S'il devait vous être impossible de mettre la main sur la documentation technique de votre type de lecteur, il vous reste cependant la possibilité de mettre en oeuvre l'éliminateur de copybit associé au jitter-killer et à une mini-platine additionnelle que nous décrirons dans le numéro hors-gabarit du mois prochain, cette combinaison permettant une élimination du copybit quel que soit le type de lecteur/enregistreur CAN.

(La rédaction)

Plus de logiciels pour 68HC11

Ne faisant pas partie des DOSeurs, je me suis mis à la recherche d'un système de développement croisé et suis tombé sur la perle rare.

Il s'appelle ADev11, comporte C-Compiler, Assembler, Linker, Librarian et Downloader, ces différents programmes étant du domaine public; on peut les trouver sur divers serveursFTP reliés à Internet tels que coli.uni-sb.de voire demander simplement Archie.

On y trouve également 2 librairies comportant des programmes intéressants pour 68HC11, la première mettant à disposition des routines mathématiques (aussi de la TRF), dans l'autre de la documentation et du code-source pour un système fonctionnant en temps réel! Internet met ainsi des librairies intéressantes aux non-utilisateurs d'Amiga.

F. Stolpe

Pour information

(La rédaction)