

L'ÉLECTRONIQUE CRÉATIVE

N° 232
OCTOBRE 1997

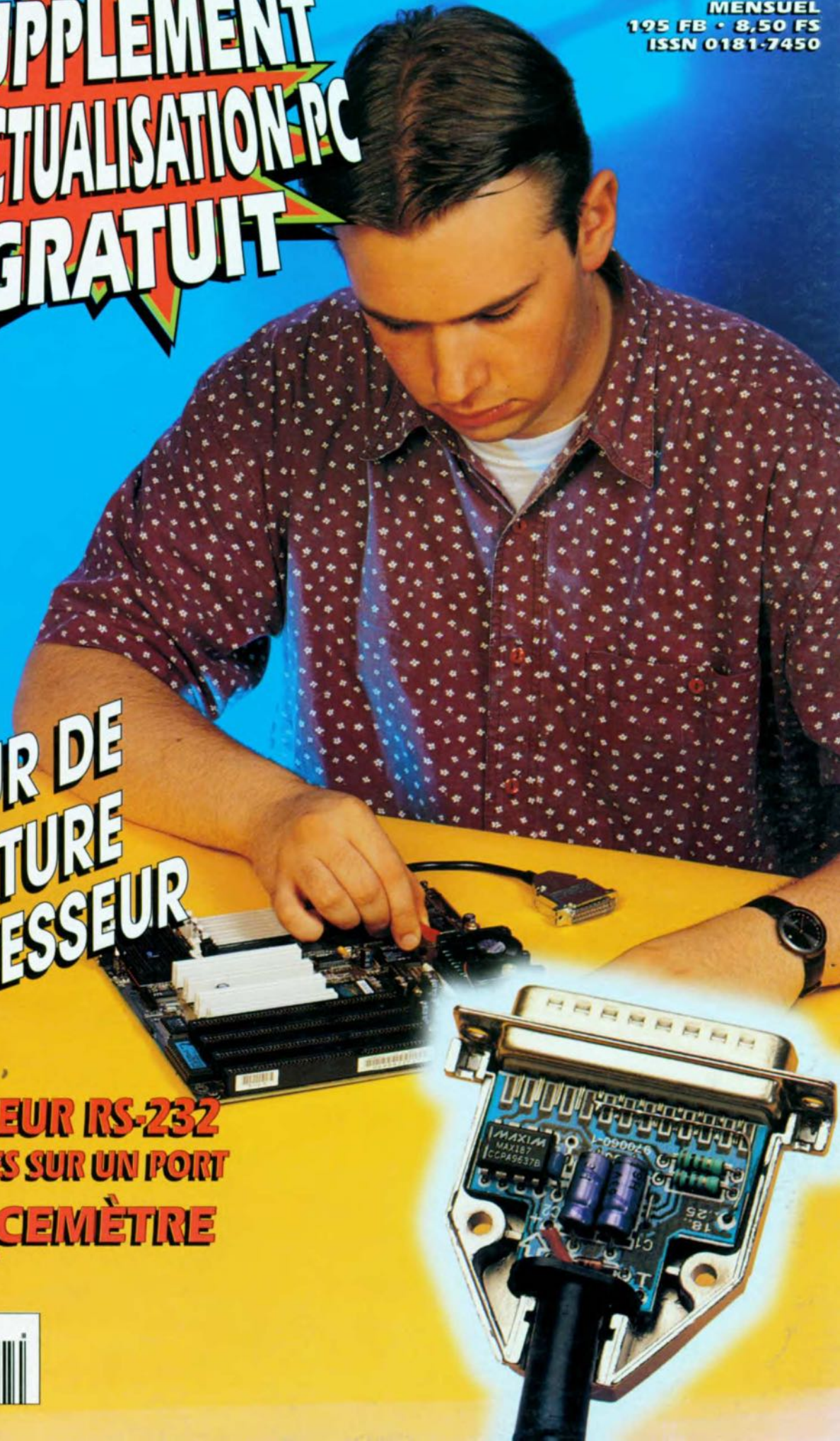
MENSUEL
195 FB • 8,50 FS
ISSN 0181-7450

**SUPPLÉMENT
REACTUALISATION PC
GRATUIT**

**MONITEUR DE
TEMPÉRATURE
DE PROCESSEUR**

**COMMUTATEUR RS-232
4 PÉRIPHÉRIQUES SUR UN PORT
FRÉQUENCEMÈTRE
COMPACT**

M 1531 - 232 - 27,00 F



Supplément Elektor EXTRA
réactualisation PC
au centre du magazine

RÉALISATIONS

- 12 **module fréquencemètre/**
☆☆ **compteur d'événements**
vitesse & précision
- 16 **commutateur d'éclairage**
☆☆ **main-libre**
de la lumière au doigt et à l'oeil
- 20 **microphone directionnel**
☆ **et... sans... parabole**
- 24 **radiateur actif**
☆☆ **application alternative**
pour ventilateur de CPU
- 26 **décaleur de tension continue**
☆☆ **de précision**
réglage d'offset électronique
pour oscillo
- 31 **commutateur de port sériel**
☆☆ **4 ports RS-232 à partir d'un seul**
- 34 **fuzz**
☆☆ **ravivez le timbre de votre guitare**
- 53 **convertisseur A/N**
☆☆ **pour Centronics**
mesures analogiques
par le port d'imprimante
- 58 **commande de volume**
☆☆ **silencieuse pilotée par IR**
potentiomètre électronique
stéréophonique à télécommande

INFORMATIONS

- 56 **applikator:**
thermostat à double sortie LM56
- 62 **logique programmable:**
les nouvelles tendances
- 65 **infocartes:** CPLD PZ5032
- 67 **électronique en ligne**

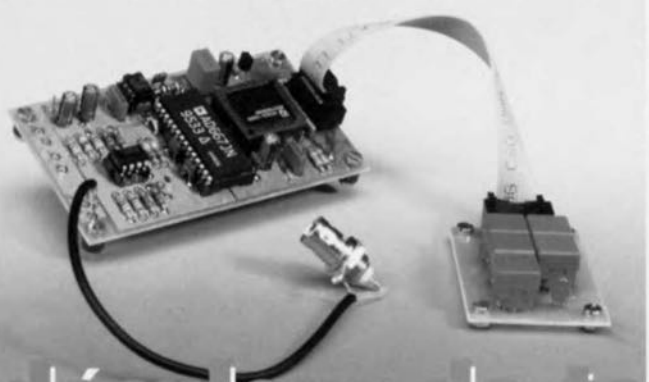
RUBRIQUES

- 64 **élékubrations...**
- 68 **le coin du lecteur**
- 69 **actualités électroniques**
- 71 **marché**
- 72 **l'électronique et votre sécurité**
- 73 **logiciels**
- 77 **la réglementation CEM**
- 79 **petites annonces gratuites &**
répertoire des annonceurs
- 80 **Publitronic Service**
- 84 **avant-première**



31

**commutateur
de port sériel**



26

**décaleur de tension
continue de précision**



12

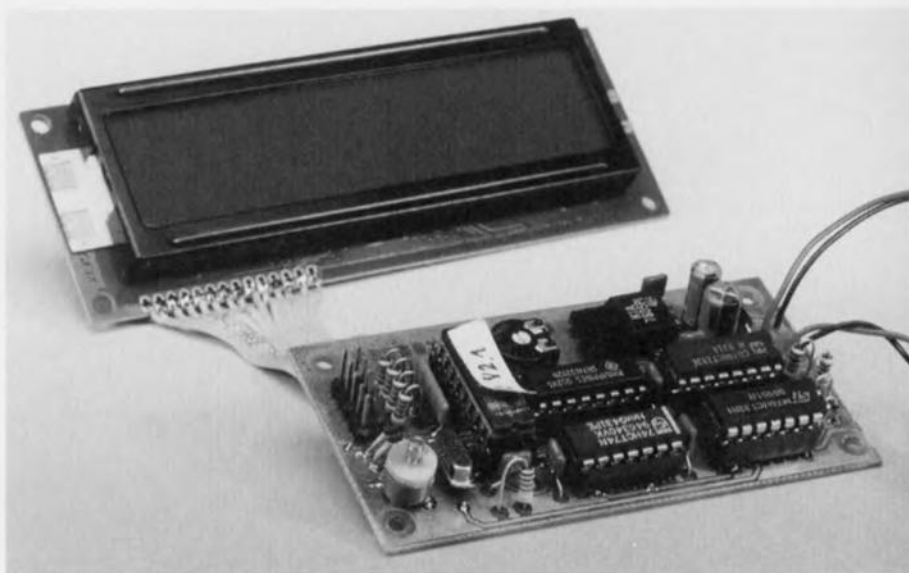
**module
fréquencemètre/
compteur
d'événements**



module fréquencemètre/ compteur d'événements

vitesse & précision par mesure de durée de période

Sa forme est celle des affichages modulaires à LCD, modules de mesure de température ou autres compteurs d'événements trouvés dans les magasins de composants électroniques. Et pourtant c'est en vain que l'on cherche, dans les catalogues de VPC courants, un module fréquencemètre/compteur d'événements d'aspect similaire. Un processus de mesure astucieux combiné à un micro-contrôleur RISC garantit, des résultats de mesure précis sur une plage de fréquences étendue, et ce avec un minimum d'électronique.



Caractéristiques techniques

- Mesure de la fréquence, de la durée de période ou comptage d'événements
- Entrée à trigger de Schmitt
- Compacité par utilisation de 5 circuits intégrés seulement
- Les faibles dimensions de la platine (84 x 44 mm) en permettent l'implantation dans un générateur de fonctions
- Affichage LCD à 2 lignes de 16 caractères
- Alimentation par adaptateur secteur
- Consommation de courant très faible

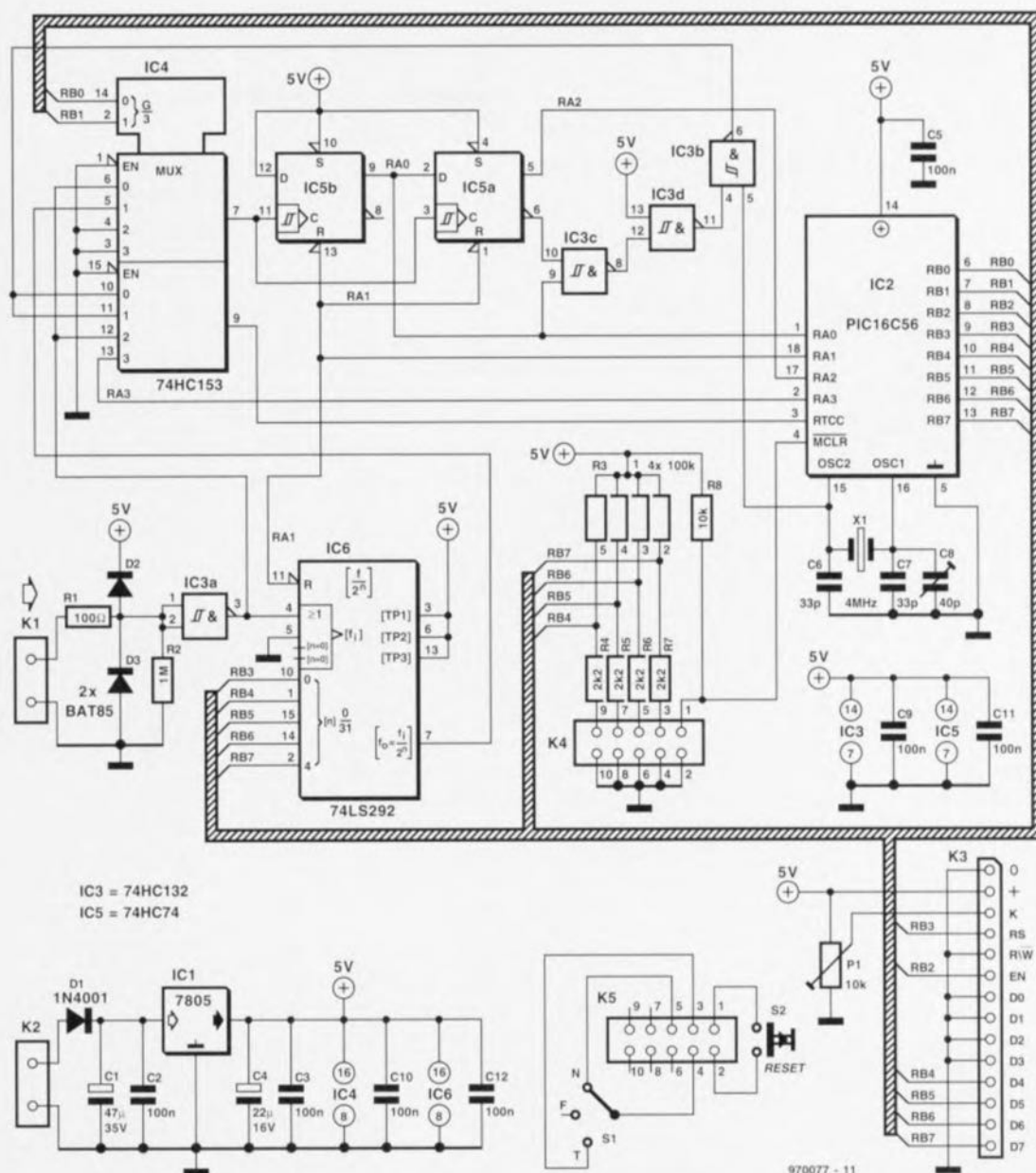
Mesure de fréquence et de durée de période

- Principe de comptage de fréquence réciproque avec compteur et prédiviseur programmable
- Affichage simultané de la fréquence (5 chiffres) et de la durée de période.
- Présentation de l'unité sous forme alphanumérique
- Erreur ± 1 inférieure à 5,1 ppm
- Périodicité de mesure de 1,4 Hz à $f > 3$ Hz, sinon égale à $f/2$
- Calibres 0,1 Hz à 50 MHz, 10 s à 20 ns
- Affichage de la fréquence sur 5 chiffres
- Élimination des zéros non significatifs
- Choix de calibre automatique (9 calibres) avec hystérésis

Compteur d'événements

- Comptage d'événements de 0 000 001 à 9 999 999
- Fréquence maximale de comptage : 40 kHz environ
- Déclenchement sur flanc montant
- Périodicité d'affichage 5 Hz

projet: H. Kutzer



Le module fréquencemètre/compteur d'événements pourra, soit constituer le cœur d'un laboratoire en gestation, soit devenir une extension pour un appareil de mesure existant, un générateur de fréquence par exemple. Il possède une plage de fréquences très étendue, allant de 0,1 Hz à 50 MHz, affichant instantanément le résultat de la mesure sur un affichage LCD où apparaissent simultanément la fréquence et la durée de période, et ce avec une erreur maximale de 5 ppm (*part per million*). Ce module est également capable de compter des événements sans limite de temps.

DIVIDE AND IMPERA

L'électronique du fréquencemètre, dont on retrouve le schéma en figure 1, est en fait très simple, cela grâce à un microcontrôleur du type PIC16C56 qui pilote la quasi-totalité des fonctions. Le signal d'entrée arrive, par le biais du réseau de protection R1,

D2/D3, R2 servant de résistance de forçage au niveau bas (*pull down*), à la porte NAND à trigger de Schmitt IC3a chargé de fournir des flancs de signaux raides et des niveaux parfaitement différenciés. Le signal attaque, en aval, l'entrée d'horloge d'un 74LS292, un diviseur de fréquence programmable dont le rapport de division est fixé entre 2^2 et 2^{31} par le biais des entrées A à E. Par l'application d'un niveau bas sur l'entrée Clear du processeur remet, par le biais de la ligne RA1, le compteur (et le reste de l'électronique) à zéro (Reset).

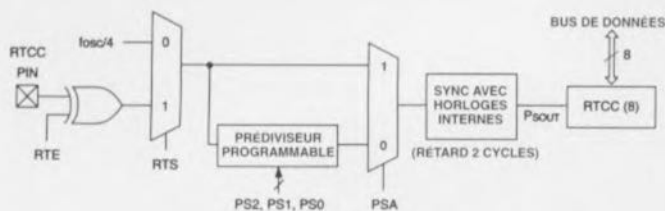
Le multiplexeur IC4 transmet, en mode mesure de fréquence, soit le signal de mesure divisé disponible en broche 5, soit le signal d'origine disponible en broche 6. Cette étape est nécessaire, vu qu'il est impossible de programmer le diviseur IC6 pour des

Figure 1. L'électronique du fréquencemètre se résume à 5 circuits intégrés, au nombre desquels on trouve un microcontrôleur RISC du type PIC16C56.

rapports de division de 1:1 et 1:2. Le microcontrôleur est bien évidemment, puisqu'il lui faut piloter le multiplexeur et le diviseur, informé du facteur de division en cours et

ayant servi à la génération du signal de mesure présent à la broche 7 du multiplexeur. On trouve ensuite une paire de bascules faisant office de registre à décalage à 2 bits capables d'extraire (filtrer) du signal de mesure une période très exactement du signal de mesure. Pour ce faire le microcontrôleur commence par mettre l'entrée de RAZ au niveau haut. Le premier flanc montant à l'entrée d'horloge démarre, via IC5b, le processus de mesure (ligne de port RA0), le second positionne la seconde bascule et limite la fenêtre de mesure (RA2). La porte IC3b est, pendant la durée de période, validée de sorte que les impulsions

2



Notes: 1. Les bits RTE, RTS, PS2, PS1, PS0 se trouvent dans le registre option
2. Le prédiviseur est partagé avec le Watchdog Timer

970077-12

Figure 2. Le « département » Real Time Clock/Counter du contrôleur travaille en registre de comptage à 4 bits.

d'horloge de la broche 15 du PIC (OSC2) arrivent, par le biais du second multiplexeur, IC4, à l'entrée de comptage RTCC du PIC.

Le compteur/horloge temps réel RTCC (= *Real Time Clock/Counter*) représenté en **figure 2**, un compteur à 8 bits, comporte un prédiviseur à 8 bits programmable et stocke le résultat dans 2 registres logiciels de sorte que l'on dispose d'un registre de comptage à 4 bits incrémenté toutes les 250 ns et capable, théoriquement, de mesurer des durées allant jusqu'à 1 703 s. Dans le cas présent, la plage de mesure a été limitée à 10 s. Les bits de commande RTE (flanc montant/descendant), RTS (signal de comptage interne ou

Figure 3. Cette platine double face permet une réalisation compacte du fréquence-mètre/compteur d'événements sous forme de module.

externe), PS0 à PS2 (rapport de prédivi-
sion 2^n avec $n = 1$ à 8) ainsi que PSA
(avec ou sans prédiviseur) sont posi-
tionnés dans le registre Option.

Comme le prédiviseur à 8 bits ne se laisse pas lire, mais que la connaissance de l'état du prédiviseur est une nécessité pour le calcul de la fréquence, le RTCC continue de recevoir le signal d'horloge même après la fin du processus de mesure. Ceci se fait par l'intermédiaire de RA3 et d'un multiplexeur (broche 13 vers broche 9 de C4). Le contrôleur compte ces impulsions jusqu'à ce que le prédiviseur arrive en dépassement, ce qui se traduit par l'incréméntation du registre RTCC. Cette information permet de recalculer l'état du prédiviseur : si l'incréméntation de la mémoire RTCC se fait après x impulsions d'horloge, l'état du prédiviseur $n0$ répond à la formule $n0 = 256 - x$.

L'ensemble de ce processus ne vaut que pour le mode fréquencesmètre. En mode **comptage d'événements**, les bascules, portes et oscillateur (en tant que source de fréquence de référence) ne comptent plus; la sortie du multiplexeur (broche 7) se trouve au niveau de la masse. Le signal d'entrée arrive ainsi sans détour au port RTCC. En mode comptage d'événements non limité dans le temps le registre PSA est

actif et le prédisiseur ponté. Un dépassement du compteur se traduit par l'incrémentation du registre logiciel à 2 bits de sorte que la plage de mesure

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 Ω
R2 = 1 M Ω
R3 = réseau de 4 résistances de 100 k Ω
R4 à R7 = 2k Ω 2
R8 = 10 k Ω
P1 = ajustable 10 k Ω

Condensateurs :

C1 = 47 μ F/35 V vertical
C2,C3,C5,C9 à C12 = 100 nF
C4 = 22 μ F/16 V vertical
C6,C7 = 33 pF
C8 = ajustable 40 pF

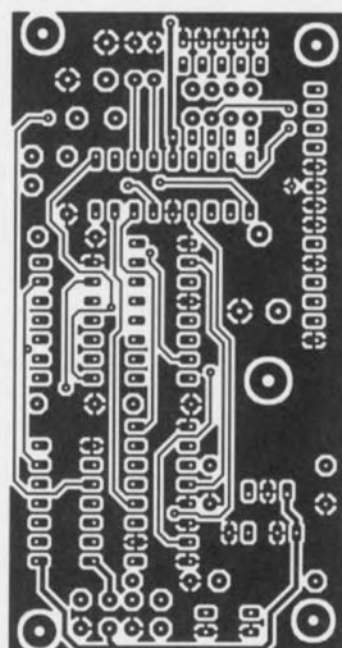
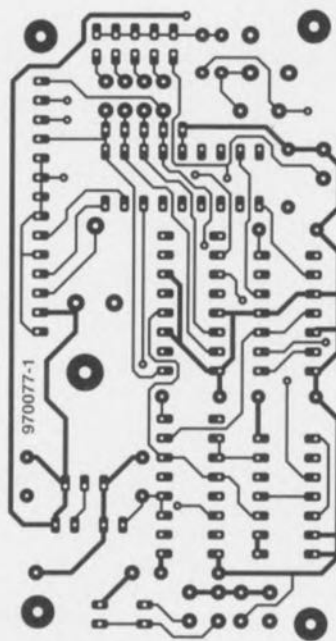
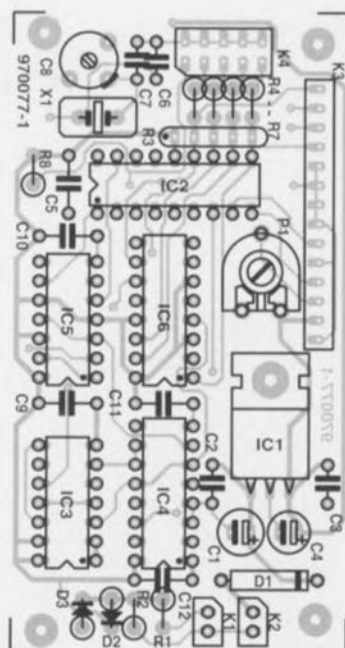
Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001
D2,D3 = BAT85
IC1 = 7805
IC2 = PIC16C56-XTP (programmé
EPS 976505-1)
IC3 = 74HC132
IC4 = 74HC153
IC5 = 74HC74
IC6 = 74HC292 (74LS292 plus aisé-
ment disponible)

Divers :

K1, K2 = 4 picots
K3 = embase à 1 rangée de 14 contacts
K4 = embase à 2 rangées de 5 contacts
X1 = quartz 4 MHz
S1 = inverseur On-Off-On (Miyama MS500C)
S2 = bouton-poussoir miniature unipolaire
module LCD à 2 lignes de 16 caractères (Hitachi LM016L) ou Supertwist avec rétro-éclairage (Hitachi LM093XMLN)

3



s'étend jusqu'à 9 999 999. La réactualisation de l'état du compteur se fait toutes les 200 ms, la fréquence de comptage maximale atteint – sachant qu'elle dépend principalement de la routine d'affichage et du traitement du dépassement) 40 kHz.

Nous avons dessiné une platine double face à trous métallisés pour cette réalisation (figure 3), au prix de revient sans doute supérieur à celui d'une platine simple face mais permettant une réalisation très compacte. Pour peu que l'on dote tous les circuits intégrés d'un support, la réalisation du module fréquencemètre/compteur d'événements ne doit pas poser de problème. On s'assurera que le boîtier du quartz ne produit pas de court-circuit entre les pistes sous-jacentes (intercaler une faible épaisseur de matériau isolant !). Le dessin de la platine permet un montage en gigogne tant mécanique qu'électrique de l'affichage LCD. P1 sert à ajuster le contraste de l'affichage. IC6 est, en principe, un HC292, type de composant pouvant être difficile à trouver. On pourra le remplacer si nécessaire par un LS292 dont la consommation est légèrement plus importante mais qui se tire mieux d'affaire avec la fréquence-limite de 50 MHz. Dans le cas d'une combinaison HC/LS le module consomme de l'ordre de 50 mA de sorte qu'il sera préférable d'envisager une alimentation à base d'adaptateur secteur (non régulé) fournissant une tension continue comprise entre 8 et 15 V. Le seul point de réglage que comporte cette réalisation est l'ajustable C8. Son positionnement précis n'a de sens que si l'on dispose d'un fréquencemètre précis. On pourra relever la fréquence du quartz sur la broche 15 (OSC2) du PIC.

ESSAYER ET COMPTER

Le programme commence, après action sur la touche de remise à zéro générale, S2, par initialiser l'affichage et prendre connaissance du mode choisi par le biais de K4. On découvre à ce niveau une électronique sortant de l'ordinaire mais fort astucieuse : les lignes de port RB4 à RB7 sont dotées et de résistances de forçage au niveau haut (*pull up*) de 100 k Ω et de résistances de protection (2k Ω), ces dernières pouvant être mises la masse par le biais de l'inverseur S1. En position N de cet organe de commande l'instrument travaille en compteur d'événements, en position médiane F et en position T il fonctionne en fréquencemètre. En position F la fréquence est affichée sur la première ligne de l'afficheur, la durée de période l'étant sur la seconde; en position T c'est exactement l'inverse. Si, lors de l'initialisation, on met la ligne RB5 à la masse, l'affichage indique, quelle que soit la position de

S1, le numéro de version du logiciel et sa « date de naissance ».

En début de mesure de fréquence on procède à des mesures d'essais en vue de déterminer, par approximation successive, le calibre adéquat. Le logiciel ne cesse d'augmenter le facteur de division du prédiviseur IC6. Prenons 2 exemples : On désire mesurer une fréquence de 10 Hz avec une précision de 5 chiffres (10.000 Hz à l'affichage). La durée de porte vaut (comme à chaque fois) une période, soit 0,1 s. IC6 se trouve hors-fonction et le signal de mesure arrive, dans son état original, à l'entrée RTCC. Pendant la durée d'une période du signal de mesure l'oscillateur 4 MHz interne produit $100\text{ ms}/250\text{ ns} = 400\,000$ impulsions que l'on peut aisément et avec la précision requise convertir en une fréquence.

Dans notre second exemple nous voulons afficher une fréquence de 1 MHz sur ces mêmes 5 chiffres. Si l'on utilise la même technique que dans le premier exemple nous aurons $1\text{ }\mu\text{s}/250\text{ ns} = 4$ impulsions. Cette mesure est relativement imprécise sachant qu'en raison de l'erreur d'arrondi (erreur de ± 1) cela aurait tout aussi bien pu être 3 ou 5 impulsions, ce qui nous donnerait une fréquence de 750 kHz, 1 MHz ou 1,25 MHz. Il est partant nécessaire

d'abaisser le signal d'entrée de 1 MHz à l'aide du prédiviseur IC6 d'un facteur de 2^{16} ($1\text{ MHz}/2^{16} \approx 15\text{ Hz}$) par exemple de sorte qu'une durée de période de 65 ms ouvre la fenêtre de mesure à l'intérieur de laquelle 262 144 impulsions seront prises en compte. L'erreur ± 1 devient négligeable.

En résumé : on a besoin d'un temps de mesure minimum permettant à un nombre suffisant d'impulsions de « passer » par la fenêtre de mesure. Le logiciel détermine, expérimentalement, le facteur de division convenable. La première mesure d'évaluation se fait sans prédiviseur. Si l'on n'atteint pas le contenu compteur de $40000_{\text{HEX}} = 262\,144_{10}$ (le temps de mesure est inférieur à 65,5 ms) on augmente aussi longtemps que nécessaire le facteur de division jusqu'à ce que la valeur de référence soit atteinte voire dépassée. Le logiciel utilise un truc pour trouver rapidement le facteur de division correct : si la valeur de comptage est trop faible non seulement on augmente le facteur de division i , mais en outre on réduit la valeur de référence de moitié. En pratique il ne faut pas plus de 4 mesures d'évaluation utilisant les facteurs de division 0, 2, 9 et 16.

... suite à la page 30

Le principe de la mesure de durée de période

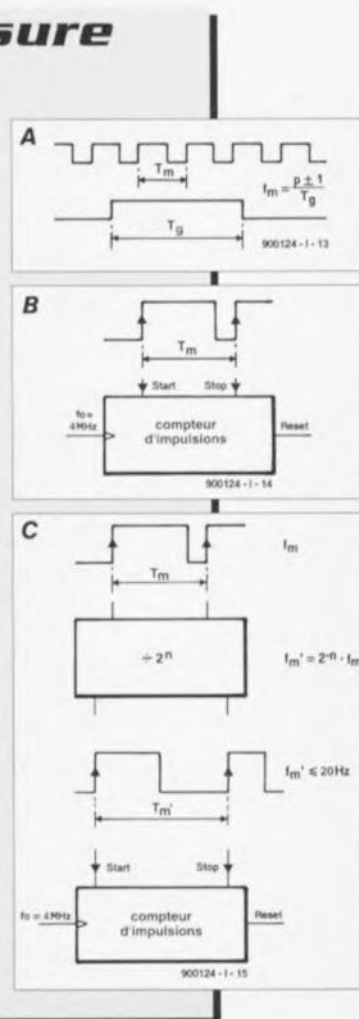
Dans le cas de la méthode de durée de porte le résultat de mesure est déterminé par le nombre de périodes du signal à mesurer prises en compte au cours de la durée de porte choisie (figure A). Le résultat répond à la formule indiquée, le facteur ± 1 correspondant à l'erreur de mesure. Plus la durée de période T_m (m de mesure) est grande par rapport à la durée de porte T_g (g de gate) plus l'erreur ± 1 , l'influence de la dernière période, devient importante. On se verrait forcé, pour garantir une précision acceptable même aux valeurs de fréquence faibles, de faire passer la durée de porte à des valeurs impraticables.

La technique de mesure de durée de période (figure B) permet une mesure sensiblement plus efficace de fréquences faibles. Il faut pour cela, un oscillateur de référence stable travaillant à une fréquence élevée et dont les impulsions sont comptées par un compteur. Le signal de mesure démarre et arrête le compteur de sorte que l'état du compteur peut servir d'étalon pour la fréquence du signal de mesure. L'erreur ± 1 de cette mesure (contrairement à ce qui est le cas avec la mesure par durée de porte) augmente avec la fréquence du signal de mesure. Le module du fréquencemètre travaille avec un affichage à 5 chiffres. Pour respecter une erreur ± 1 de 5 ppm la fréquence à mesurer doit être de $f_m < 5 \cdot 10^{-6} \cdot f_0$

formule dans laquelle f_0 représente la fréquence de référence (4 MHz) dans le cas présent. La fréquence de mesure maximale ne doit donc pas dépasser 20 Hz. Des fréquences de mesure plus élevées doivent donc commencer par passer (figure C) par un prédiviseur programmable (entre 2^2 et 2^{31}). L'exposant n doit répondre à la condition

$$n > \log(f_m/20) / \log 2$$

pour que la précision requise soit atteinte. Il faut, malheureusement, que la fréquence de mesure soit approximativement connue en vue de paramétrer l'exposant du prédiviseur. Ce problème se laisse résoudre sans trop de difficulté par approximation successive.



C'est ensuite qu'à lieu la mesure réelle basée sur le facteur de division déterminé au cours du processus d'évaluation. Le résultat n'est bien évidemment pas de 262 144 impulsions exactement, une marge pouvant aller jusqu'à - 25% (tous les résultats dépassant donc 196 608 impulsions) est acceptable. La précision de mesure du logiciel atteint de ce fait $1/196\,608 = 5,1$ ppm. Le logiciel détecte une variation brutale de la fréquence de mesure, affichant dans ce cas-là un message d'erreur. Le logiciel attend alors l'écoulement d'une durée de 500 ms après le début de la mesure et se lance ensuite dans le calcul. On obtient ainsi, indépendamment du nombre de pas d'évaluation et de la durée de la mesure, une périodicité d'affichage constante. Des routines de multiplication et de division à base de nombres entiers détermine, à partir de la valeur du compteur et du facteur de division, la fréquence. Après arrondi, la valeur est convertie en une chaîne, placée dans l'un des 9 calibres disponibles, dotée d'un point décimal et de son unité, débarrassée de ses zéros non significatifs (la précédant) avant, enfin, d'être affichée. Une hystérésis de 0,5% évite, dans le cas d'une fréquence à variation faible se situant en limite de calibre, un changement constant de calibre.

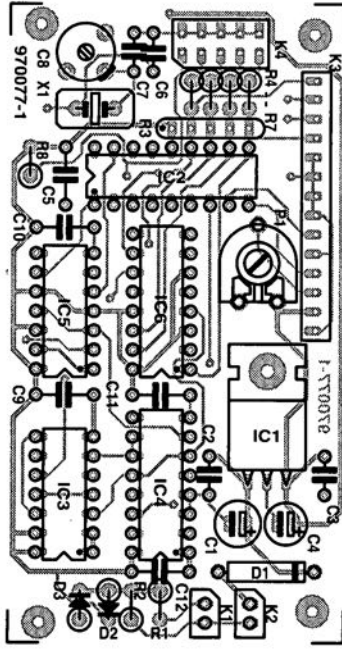
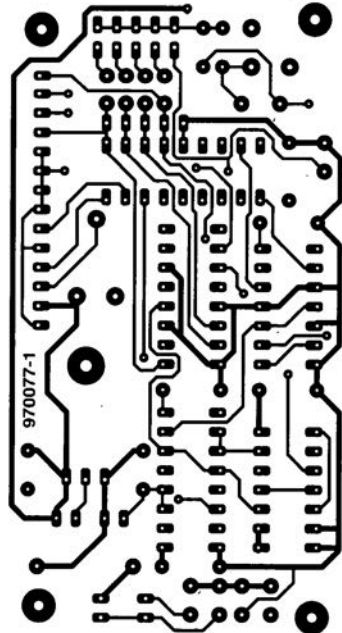
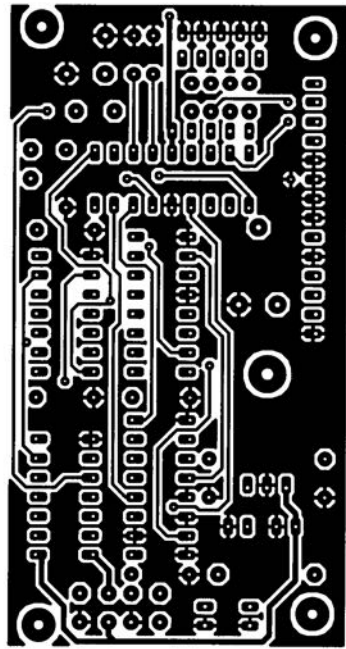
Le calcul et l'affichage de la durée de période se fait selon une technique similaire. Pendant quelque 200 ms on voit apparaître sur l'affichage un astérisque signalant une mesure valide. Il s'écoule, du début de la mesure au début du calcul, 500 ms, l'affichage de l'astérisque durant lui 200 ms. Si l'on ne tient pas compte du temps de calcul la périodicité d'affichage est de 1,4 Hz.

970077-1

Concours Elektor du Réveillon

Tenez bien le numéro de novembre à l'oeil, car c'est dans ce numéro-là que nous lancerons un concours passionnant qui non seulement vous permettra de remplir agréablement les heures creuses des longues nuits d'hiver avant et après le Réveillon, mais encore vous offrira la possibilité, et c'est sans doute là, n'est-ce-pas, l'une des caractéristiques les plus intéressantes d'un concours, de mettre la main sur l'un des nombreux prix dont il est doté. Chacun des 4 numéros à venir (jusqu'au numéro de février 1998 donc) mettra à l'épreuve vos qualités de Sherlock Holmes en herbe. Pour quoi faire, vous l'apprenerez dans le prochain numéro d'Elektor.





3



commutateur d'éclairage main-libre

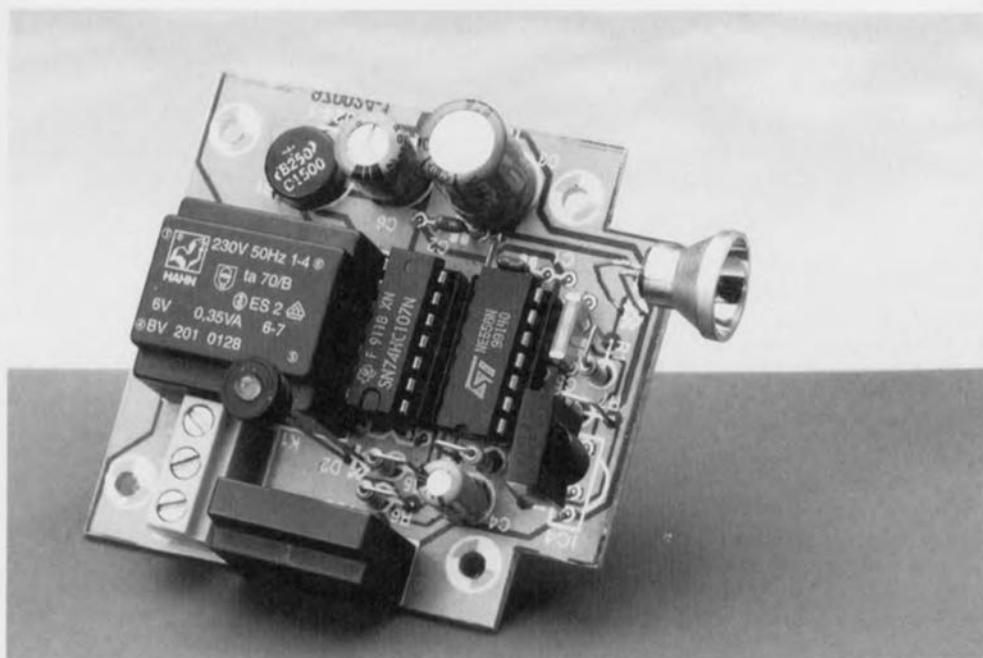
De la lumière au doigt et à l'oeil!

Le présent article décrit un commutateur d'éclairage activé par un simple mouvement de la

main. Le but est atteint en détectant un faisceau infrarouge réfléchi par votre main vers un module de réception.

Accessoirement, vous pouvez utiliser une télécommande infrarouge existante pour allumer et éteindre la lumière.

Basé sur un relais « tout transistors », le commutateur lui-même ne comporte aucun contact.



Pousser ou tourner un commutateur pour allumer ou éteindre la lumière est tellement usuel ! Ce circuit présente une alternative intéressante : vous n'avez en effet plus à toucher physiquement le commutateur – tout ce que vous avez à faire, c'est agiter la main devant lui ! Les avantages ? Plus de traces ni de salissures sur le commutateur de la cave ou du garage et surtout plus aucun danger de chocs électriques lors de l'utilisation d'un commutateur dans la salle de bain ou tout autre environnement « humide ».

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe (simple) de fonctionnement du commutateur main-libre est illustré à la **figure 1**. Le faisceau infrarouge émis par une LED IR spéciale (*InfraRed Emitting Diode*) n'est en temps normal pas détecté par le récepteur parce que ces deux dispositifs « regardent » pratiquement dans la même direction. Toutefois, si le faisceau émis rencontre un objet, une petite partie du rayonnement infrarouge est réfléchi vers le récepteur. Le changement résultant au niveau du rayonnement

IR incident est évalué par un circuit spécial, lequel répond en activant un relais à semi-conducteurs. Si vous n'êtes pas convaincu du fait

Figure 1. Principe de fonctionnement. La main réfléchit suffisamment la lumière infrarouge que pour pouvoir déclencher un circuit de commutation électronique.

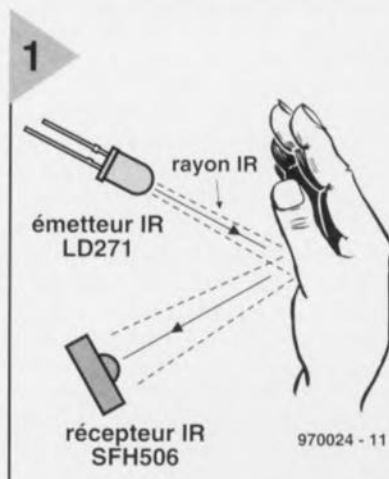


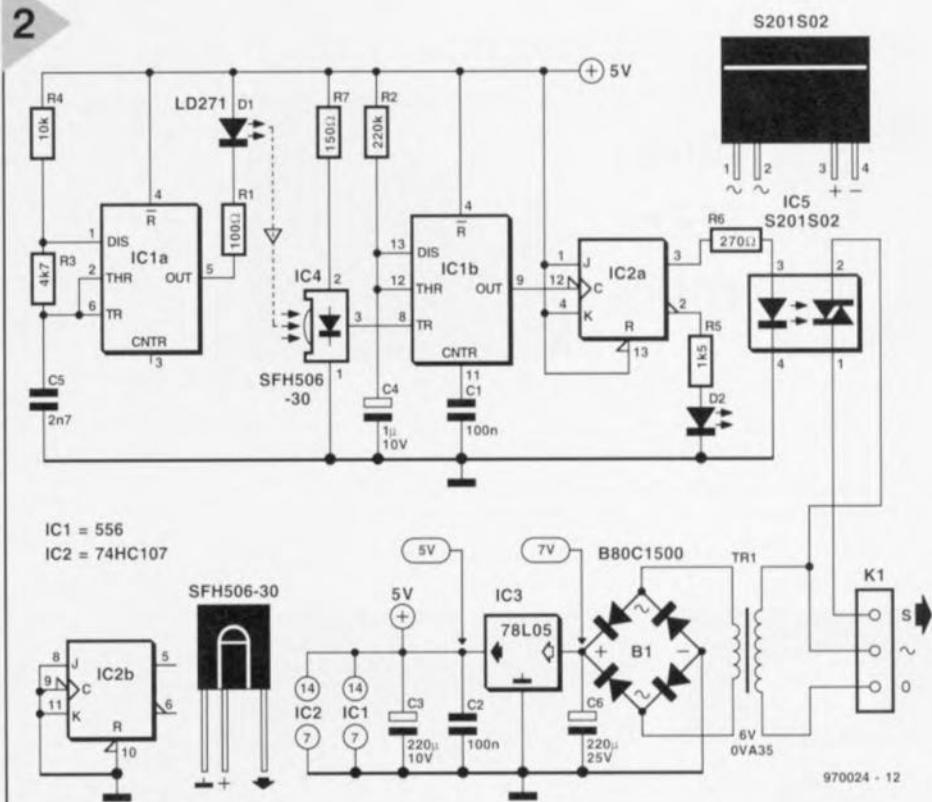
Figure 2. Diagramme du circuit du commutateur d'éclairage main-libre. Une moitié du double circuit temporisateur 556 est utilisée pour l'émetteur, l'autre pour le récepteur. Notez l'utilisation d'un relais à semi-conducteurs (SSR) pour la commutation sans contacts, silencieuse et exempte de toute usure d'une charge secteur.

que votre main réfléchisse la lumière infrarouge, faites l'expérience suivante : placez la télécommande de votre téléviseur au-dessus ou à côté de celui-ci et pointez-la vers le centre de la pièce. Enfoncez quelques commandes et orientez la télécommande de façon à ce que le téléviseur ne réponde plus à aucune commande. Placez ensuite votre autre main de façon à former un double réflecteur (pliez les doigts en direction du récepteur TV) et essayez à nouveau. Bien que seule une petite partie de la lumière (invisible) soit effectivement réfléchi (la plus grande partie en est absorbée par votre main), le récepteur IR du téléviseur sera toutefois en mesure de détecter le signal (affaibli). Vous pourriez cependant devoir faire cette petite expérience à une distance relativement courte de la fenêtre de réception infrarouge située en face avant de votre téléviseur. Notez que le circuit n'utilise pas une porteuse IR permanente comme cela est le cas dans l'exemple précédent. Afin d'obtenir une meilleure immunité au bruit (et aussi pour réduire la consommation en courant), le faisceau infrarouge est modulé par de courtes impulsions. Cela ne change toutefois en rien le principe de fonctionnement.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

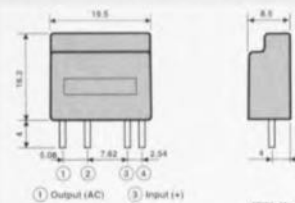
La partie alimentation est on ne peut plus traditionnelle : un petit transformateur (0,35 VA), Tr1, un pont redresseur, B1, un régulateur de tension tri-pode, IC3, et une paire de capacités de découplage pour la suppression des hautes et des basses fréquences, C2 et C3. La tension non régulée au niveau de l'entrée d'IC3 est de l'ordre de 7 V. Le circuit consomme environ 16 mA au repos et à peu près 10 mA de plus quand le relais à semi-conducteur (SSR = Solid State Relay) est activé. La charge à commuter (habituellement une ampoule) est connectée aux points 0 (neutre) et S (Switched Live = phase commutée) de K1. L'émetteur est construit autour d'IC1a,

2

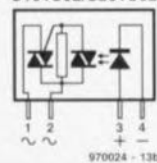


Relais à semi-conducteur

Le relais à semi-conducteur S201S02 du type SIP de Sharp comporte un détecteur de passage par zéro embarqué, ce qui minimise la dissipation et les bruits induits sur le réseau. Selon Sharp, le champ d'application des SSR s'étend aux téléviseurs, aux systèmes d'air conditionné et aux contrôleurs programmables. Un extrait de la page des caractéristiques principales des composants S201S01/S02 est donnée ci-dessous. Notez que les versions S01 et S02 ne comportent pas de résistance de limitation pour la LED interne, alors que les versions S01 et S03 ne possèdent pas de détecteur interne de passage par zéro. La version S04 possède à la fois la résistance pour la LED et le détecteur de passage par zéro.



S101S02/S201S02



S201S01/S201S02 Caractéristiques électriques

Paramètre	Symbole	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'entrée directe	V_F	$I_F = 20 \text{ mA}$	-	1,2	1,4	V
Tension d'entrée inverse	I_R	$V_R = 3 \text{ V}$	-	-	10^{-4}	A
Tension du signal d'entrée	V_{IN}	$T_a = T_{opr}$	4	5	6	V
Résistance d'entrée	R_{IN}		117	130	143	Ω
Tension de pick-up	V_{pu}	$V_D = 6 \text{ V}, R_M = 30 \Omega$	-	-	4	V
Tension de drop-out	V_{do}	$V_D = 200 \text{ V}$	1	-	-	V
Courant de sortie à l'état peak-off répétitif	I_{DRM}	$V_D = V_{DRM}$	-	-	10^{-4}	A
Tension de sortie à l'état passant	V_T	$I_T = 1,5 A_{rms}, R \text{ load}$	-	-	1,5	V_{rms}
Courant de maintien	I_H		-	-	50	mA
Tension de sortie au passage par zéro	V_{ox}	$I_F = 15 \text{ mA}$	-	-	35	V
Résistance d'isolation	R_{iso}	DC500V, $R_H = 40-60\%$	10^{10}	-	-	Ω
Temps de mise en conduction	t_{on}	AC 50Hz	-	-	10	ms
Temps avant blocage	t_{off}	AC 50Hz	-	-	10	ms

une moitié de 556 câblée en mode AMV (*Astable Multi-Vibrator* = multi-vibrateur astable). D1 représente la LED IR, ici une très classique LD271. Celle-ci possède une résistance-série interne de 100 ohms garantissant que la consommation de courant moyenne de l'émetteur restera dans les normes. Notez bien que la sortie du 556 est capable de fournir (et d'absorber) jusqu'à 200 mA, de sorte qu'un étage pilote supplémentaire ne sera pas nécessaire.

Les durées des états haut et bas des impulsions (« t_{on} » et « t_{off} ») sont déterminées par les composants R3, R4 et C5 de la manière suivante :

$$t_{on} = 0,639 \cdot R3 \cdot C5 = 8,1 \mu s$$

$$t_{off} = 0,639 \cdot (R3 + R4) \cdot C5 = 25,4 \mu s$$

La période de 33,5 μs résultante (8,1 + 25,4) correspond à une fréquence de commutation de 19,9 kHz. Ceci « accorde » l'émetteur au détecteur infrarouge du type SFH506-30 utilisé au niveau du récepteur (le suffixe |-30 indique, en kHz, la fréquence de sensibilité optimum).

Comme évoqué précédemment, la faible durée de l'état haut (« ton ») permet de garder la consommation en courant du circuit dans des limites raisonnables.

La LED IR doit être munie d'un manchon réflecteur de façon à limiter la dispersion latérale du rayonnement.

Le cœur du **récepteur** est constitué d'IC4, un récepteur/démodulateur infrarouge SFH506-30. Si une courte salve d'impulsions infrarouges est détectée (parce que vous avez agité la main devant le commutateur), les impulsions démodulées arrivent à la seconde moitié du 556, IC1b, qui réagit en faisant brièvement passer sa sortie à l'état bas, ce qui provoque à son tour le basculement du bistable IC2a. Si la lumière était éteinte (sortie Q à l'état logique bas), elle est alors allumée par l'intermédiaire du SSR IC5. Inversement, si elle était allumée, la salve d'impulsions provoque son extinction. Une LED, D2, permet de visualiser l'état de sortie du montage. Comme cette LED est contrôlée par la sortie Q d'IC2a, elle sera allumée quand l'éclairage contrôlé par le SSR n'est pas activé. De la sorte, cette LED vous permet en outre de localiser le commutateur dans le noir.

Comme son nom l'indique, le relais à semi-conducteurs (SSR) est le substitut « tout-électronique » du bon vieux relais mécanique. Le SSR est compact, facile à mettre en oeuvre, économique en ce qui concerne la consommation en courant et ne connaît aucun problème d'usure. Un résumé des caractéristiques du Sharp S201S02 utilisé ici figure en encart.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 Ω
R2 = 220 k Ω
R3 = 4k Ω 7
R4 = 10 k Ω
R5 = 1k Ω 5
R6 = 270 Ω
R7 = 150 Ω

Condensateurs

C1, C2 = 100 nF
C3 = 220 μ F/10 V radial
C4 = 1 μ F/10 V radial
C5 = 2nF7
C6 = 220 μ F/25V radial

Semi-conducteurs :

B1 = B80C1500
D1 = LD271 (LED IR, 950 nm) avec collerette réfléchissante
D2 = LED à haut rendement
IC1 = 556
IC2 = 74HC107
IC3 = 78L05
IC4 = SFH506-30 (Siemens)
IC5 = S201S02 (Sharp)

Divers :

K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
TR1 = transformateur secteur 6 V/0,35 VA tel que, par exemple, Hahn type BV.201.0128
boîtier tel que, par exemple, SE-432 (Bopla)

La fréquence centrale de 30 kHz du SFH506-30 n'est pas une limitation absolue. En fait, ce composant réagira également très bien à un signal à 36 kHz en provenance d'une commande à distance (compatible) RC5 comme on en utilise avec les téléviseurs et équipements audio Philips. Que cette propriété doive être considérée comme un avantage ou un inconvénient est difficile à dire car cela dépendra essentiellement de l'utilisation que vous aurez choisie de faire du montage. Pour des raisons évidentes, il conviendra de ne pas installer le commutateur dans la même pièce que le téléviseur familial !

CONSTRUCTION

Un circuit imprimé très compact a été dessiné afin d'en permettre le montage dans le boîtier compact Bopla mentionné dans la liste des composants. Accessoirement, le montage peut être installé directement dans un boîtier de commande d'éclairage ou dans un boîtier de raccordement.

Comme cela a déjà été précisé, la LED IR D1 doit être munie d'un manchon réflecteur et montée en retrait de la face avant du boîtier. La face antérieure arrondie du SFH506-30 doit également disposer d'un certain champ de vision à travers la face avant du boîtier. Pour terminer, la LED de contrôle doit être montée dans une collerette afin de

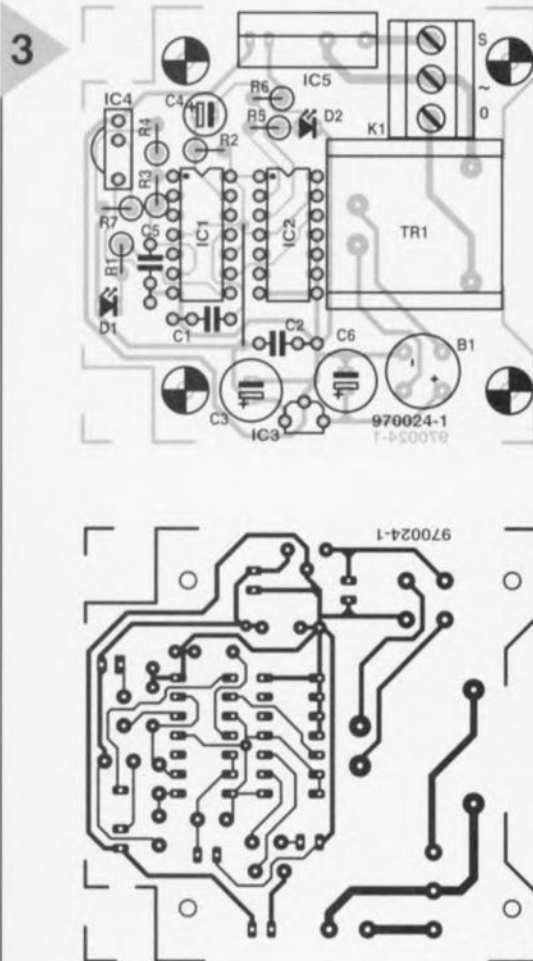


Figure 3. Dessin des pistes et plan de montage des composants pour le circuit simple face dessiné spécialement pour le commutateur (platine non disponible toute faite).

la laisser légèrement dépasser de la surface du boîtier.

Au niveau des raccordements aux bornes 0 (neutre), ~ (phase) et S (phase commutée), n'utilisez que des câbles de bonne taille et prévus pour la connexion au réseau électrique. Le boîtier Bopla SE-432 simplifie notablement le raccordement au réseau car il comporte une fiche réseau moulée, ainsi qu'une prise sur sa face supérieure (s'assurer que le modèle utilisé convient aux prises françaises). Il permet de connecter au circuit les lampes devant être commutées à l'aide d'une fiche réseau tout à fait ordinaire.

Comme ce circuit ne comporte aucun réglage, il est immédiatement prêt à être employé. De façon à prévenir les réflexions indésirables du faisceau infrarouge, le montage doit être installé de telle manière qu'il ne fasse pas face à un mur situé à proximité.

970024-1

$$t_{on} = 0,639 \cdot R3 \cdot C5 = 8,1 \mu s$$

$$t_{off} = 0,639 \cdot (R3 + R4) \cdot C5 = 25,4 \mu s$$

La période de $33,5 \mu s$ résultante ($8,1 + 25,4$) correspond à une fréquence de commutation de 19,9 kHz. Ceci « accorde » l'émetteur au détecteur infrarouge du type SFH506-30 utilisé au niveau du récepteur (le suffixe -30 indique, en kHz, la fréquence de sensibilité optimum).

Comme évoqué précédemment, la faible durée de l'état haut (« ton ») permet de garder la consommation en courant du circuit dans des limites raisonnables.

B1 = B80C1500

D1 = LD271 (LED IR, 950 nm) avec collerette réfléchissante

D2 = LED à haut rendement

IC1 = 556

IC2 = 74HC107

IC3 = 78L05

IC4 = SFH506-30 (Siemens)

IC5 = S201S02 (Sharp)

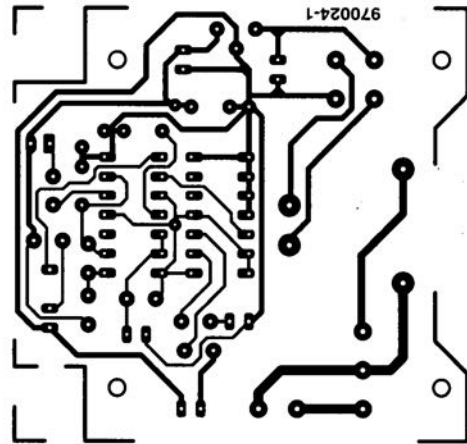
Divers :

K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm

TR1 = transformateur secteur

6 V/0,35 VA tel que, par exemple, Hahn type BV.201.0128

boîtier tel que, par exemple, SE-432 (Bopla)





microphone directionnel

et... sans... parabole



Les micros directionnels qu'utilisent, entre autres, les chasseurs de sons et autres ornithophiles, comportent quasiment tous un réflecteur parabolique très impressionnant. Il est possible, comme l'illustre le présent montage, d'obtenir un effet similaire par d'autres moyens.

projet: G. Baars

Il existe, pour la construction d'un microphone à sensibilité directionnelle élevée, sorte de « télé-microphone », différentes approches possibles. La technique la plus courante consiste à doter le micro d'un accessoire mécanique fonctionnant comme une sorte de « lentille acoustique » faisant subir un gain sélectif important à la faible partie du domaine de travail dans l'axe longitudinal du micro. On utilise en règle générale un réflecteur de forme parabolique. On peut également envisager une autre technique consistant à fermer l'angle d'ouverture d'un micro. L'approche est alors totalement inverse : on n'amplifie plus alors sélectivement un domaine donné, mais on atténue (voire élimine) les sons sortant dudit domaine. Certains penseront peut-être que l'on coupe des cheveux en quatre puisque, tous comptes faits, cela est du pareil au même. Si c'est bien le cas, il n'en reste pas moins vrai que l'angle d'approche est différent. L'histoire du verre demi-vidé ou à moitié plein...

MICRO DOUBLE

L'angle d'approche pour lequel nous venons d'opter nous a ouvert de nouvelles perspectives de conception d'un micro directionnel. Il s'agit en l'occurrence du positionnement quant à la phase des signaux à capter. Des signaux de parole de même fréquence arrivent en effet, en fonction de l'endroit où ils ont été émis, avec une phase différente au micro. On peut mettre ce phénomène à profit pour sélectionner, au milieu de la grande « bouillie » de signaux, un ou plusieurs d'entre eux. On a vite fait de constater qu'un seul et unique micro permet difficilement de convertir des déphasages en information de directivité – avec 2 micros plus le moindre problème. Contrairement à ce que l'on pourrait penser au premier abord, les micros ne sont pas juxtaposés mais placés l'un **derrière** l'autre à une distance bien définie, dans le prolongement l'un de l'autre donc. Cette disposition présente certains avantages. Intéressons-nous à la **figure 1**.

Si nous plaçons, comme l'illustre cette figure, les 2 micros à une demie longueur d'onde l'un de l'autre, un signal de parole émis dans l'axe longitudinal arrivera en anti-phase sur les 2 micros. Le micro avant a en effet affaire avec le flanc descendant alors que le micro arrière est attaqué par le flanc montant. Si, ensuite, nous soustrayons les signaux captés et les **soustrayons** l'un de l'autre par le biais d'un amplificateur différentiel, le signal en question sera très sensiblement présent à la sortie. Tout cela est bien beau, mais nous aurions pu arriver au même résultat avec un seul micro.

Bien plus important est le fait que les signaux latéraux arrivent **en phase** sur les 2 micros et, partant, travailleront l'un contre l'autre au cœur de l'amplificateur différentiel. Ces signaux seront de ce fait fortement atténués d'où l'effet directionnel de ce « double micro ». Avantage additionnel de cette approche : les signaux gênants de fréquence faible (bruit de la circulation ou bruissement du vent), peu importe leur provenance spatiale exacte, arriveront pratiquement toujours en phase

aux micros et, partant, seront atténués. Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur l'importance cruciale, pour un fonctionnement efficace du micro directionnel, de la distance entre les micros. Nous avons, après de multiples essais, opté pour 20 cm, écart qui correspond à une demie longueur d'onde d'un signal de 850 Hz, fréquence se situant quasiment au milieu de la bande des signaux de parole de 200 Hz à 3 kHz. L'électronique a donc été développée de manière à effectuer l'amplification sélective sur la dite plage de fréquences.

LE SCHÉMA

Comme le prouve un coup d'oeil au schéma de la **figure 2**, l'électronique de notre micro directionnel n'est pas bien compliquée. Par rapport au synoptique de la figure 1, seuls ont été ajoutés quelques composants passifs et un petit amplificateur pour casque d'écoute.

Les 2 micros, MIC1 et MIC2, des capsules électret, sont alimentés par le biais des résistances R1 et R2. Comme il existe des tolérances relativement grandes d'un exemplaire à l'autre, surtout pour les modèles bon marché, nous avons prévu l'ajustable P1 pour une adaptation de la sensibilité de l'un des micros par rapport à l'autre.

L'amplification des signaux de micro est l'affaire de IC1b et IC1c. Les réseaux RC dont sont dotés ces amplificateurs servent à la limitation de la bande passante entre les fréquences de coupure de 200 Hz et 3 kHz respectivement. R6/C6, R7/C7, R1/P1/C1 et R2/C2 remplissent la fonction passe-bas, C3/R3, C4/R4 et C5/R5 assurant la fonction passe-haut. Les signaux amplifiés sont ensuite soustraits l'un de l'autre dans l'amplificateur différentiel IC1d. On dispose à ce niveau également d'une possibilité de limitation de la bande passante, sous la forme des combinaisons C8/R8/R9 et C9/R11. Le potentiomètre P2 monté en aval de IC1d permet de jouer sur le niveau du signal de sortie de cet amplificateur différentiel qui est ensuite appliqué à l'entrée d'un amplificateur pour casque d'écoute sans prétention constitué de l'amplificateur opérationnel IC1a et des transistors T1/T2. Les paires C11/R13 et C10/R12 apportent une dernière contribution à l'obtention de la courbe de filtrage requise. La résistance R15 maintient le courant de sortie de ce mini-amplificateur de puissance à l'intérieur de limites sûres pour éviter que la pile ne soit trop chargée par des niveaux d'impédance de sortie faibles. N'oublions pas que la mise en parallèle des coquilles d'un casque d'écoute pour baladeur se traduit par une impédance de 16 Ω seulement !

Le type d'amplificateur opérationnel utilisé pour IC1, un OP413, a, outre un

niveau de bruit propre faible, la caractéristique de se contenter d'une tension d'alimentation très faible, de sorte que le montage se laisse parfaitement alimenter à l'aide d'une pile compacte de 9 V. La consommation de courant de l'ensemble du circuit est, elle aussi, avec ses quelque 7,5 mA, parfaitement dans les cordes d'une telle alimentation. Le diviseur de tension R16/R17 force l'alimentation des étages d'amplification à la moitié de la tension d'alimentation. Un découplage efficace de l'alimentation, C13 à C16, garantit une mise à l'abri du montage contre toute réaction en provenance de la ligne d'alimentation – précaution indispensable surtout lorsque la pile arrive en fin de vie et partant voit sa résistance interne croître fortement. L'alimentation des capsules électret dispose de son propre découpage sous la forme de R18/C17.

DÉTAILS PRATIQUES

De par l'existence d'une platine dont on retrouve le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 3**, la réalisation de ce montage est une affaire rondement menée. La compacité de la platine en permet la mise en place, accompagnée de sa pile, dans un petit boîtier très pratique. Les micros sont reliés à la platine par le biais de morceaux de câble blindé.

La disposition respective de la platine et des micros dépend de l'habileté manuelle du réalisateur et des matériaux dont il disposera. L'important est

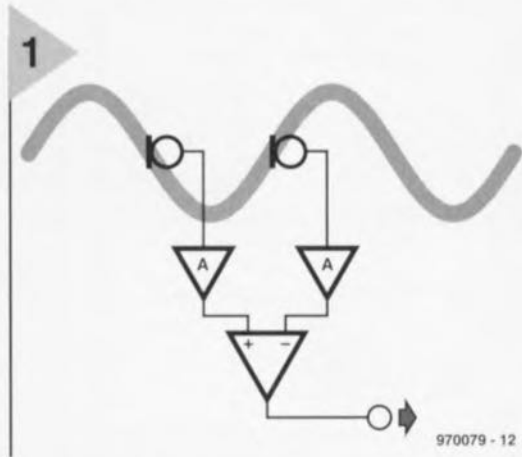
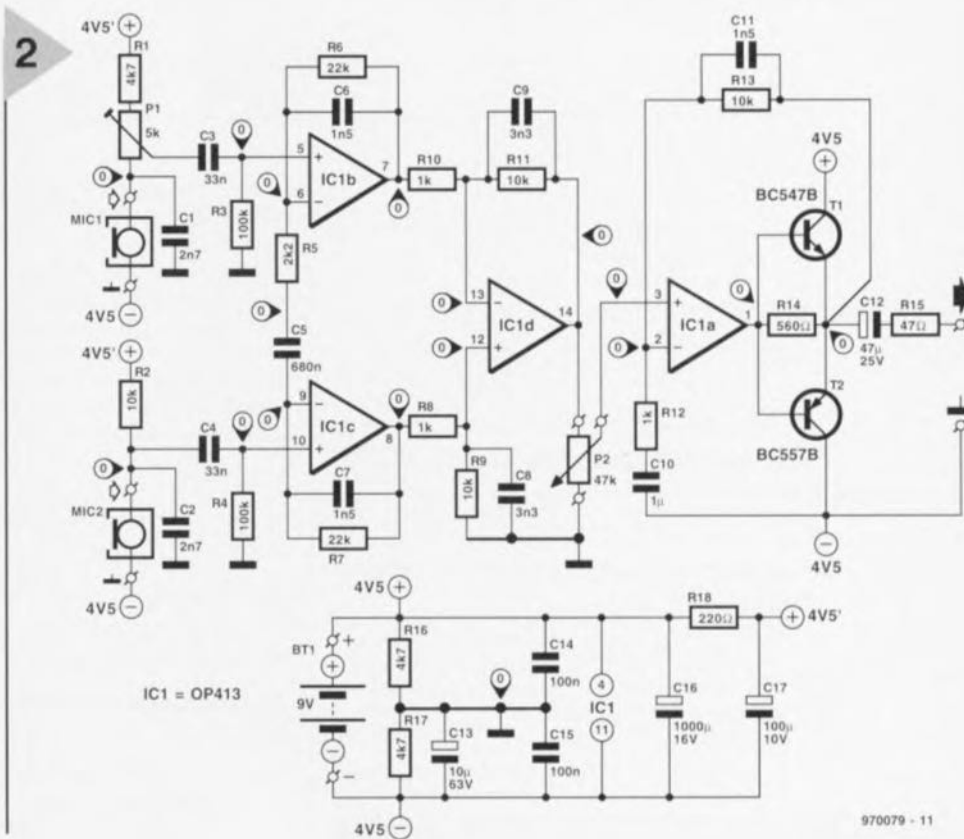


Figure 1. Le principe de notre micro directionnel. Seuls, au milieu des signaux captés par les 2 micros, ceux se trouvant en anti-phase l'un par rapport à l'autre, sont transmis à la sortie.



3

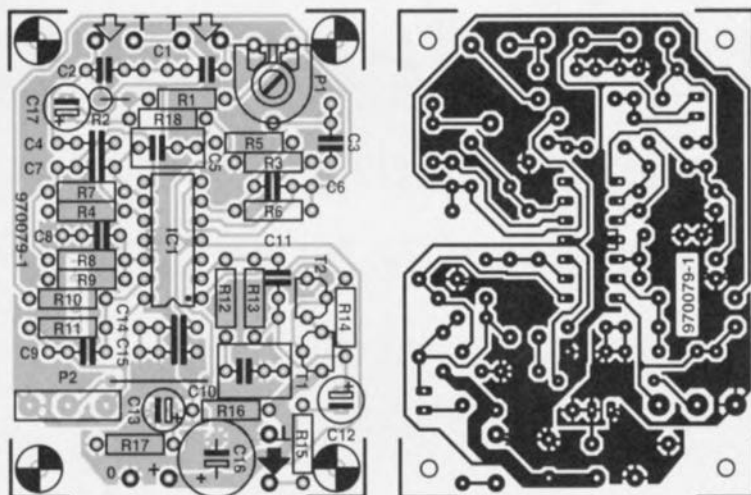
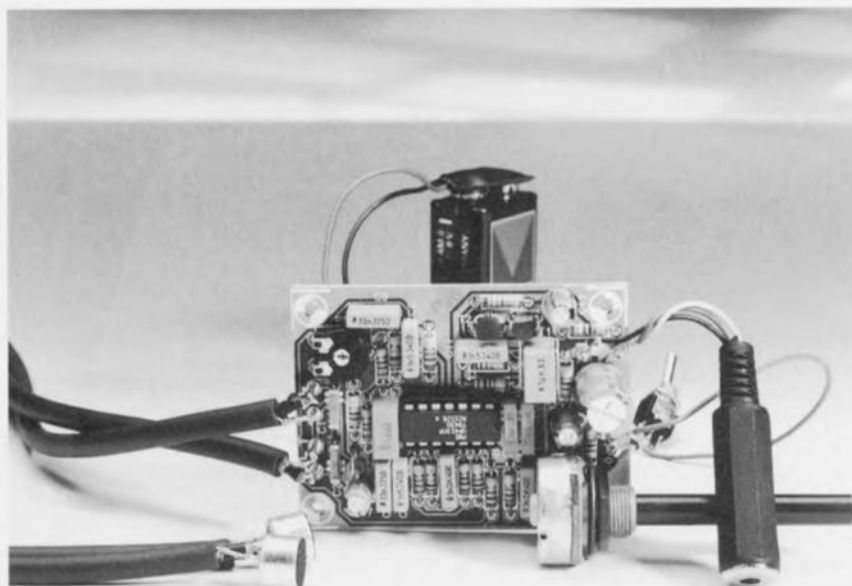


Figure 3. Avec cette platine compacte, la construction du montage n'a rien de sorcier.



de monter les micros à 20 cm l'un de l'autre. On pourra les fixer, à l'aide d'équerres, sur une latte ou autre support. On pourra également doter le support d'une sorte de crosse, encore que cette solution puisse amener un spectateur non averti à se poser des questions.

Quelques remarques techniques pour les fines bouches. La figure 4 vous propose la courbe de réponse du mon-

Figure 4. La courbe de réponse en fréquence de ce montage est orientée sur la bande de fréquences correspondant aux signaux de parole.

Liste des composants

Résistances :

R1,R16,R17 = 4k Ω 7
R2,R9,R11,R13 = 10 k Ω
R3,R4 = 100 k Ω
R5 = 2k Ω 2
R6,R7 = 22 k Ω
R8,R10,R12 = 1 k Ω
R14 = 560 Ω
R15 = 47 Ω
R18 = 220 Ω
P1 = 5 k Ω ajustable
P2 = 47 k Ω log.

Condensateurs :

C1,C2 = 2nF7
C3,C4 = 33 nF
C5 = 680 nF
C6,C7,C11 = 1nF5
C8,C9 = 3nF3
C10 = 1 μ F MKT au pas de 5/7,5 mm
C12 = 47 μ F/25 V radial
C13 = 10 μ F/63 V radial
C14,C15 = 100 nF
C16 = 1 000 μ F/16 V radial
C17 = 100 μ F/10 V radial

Semi-conducteurs :

T1 = BC547B
T2 = BC557B
IC1 = OP413FP (Analog Devices)

Divers :

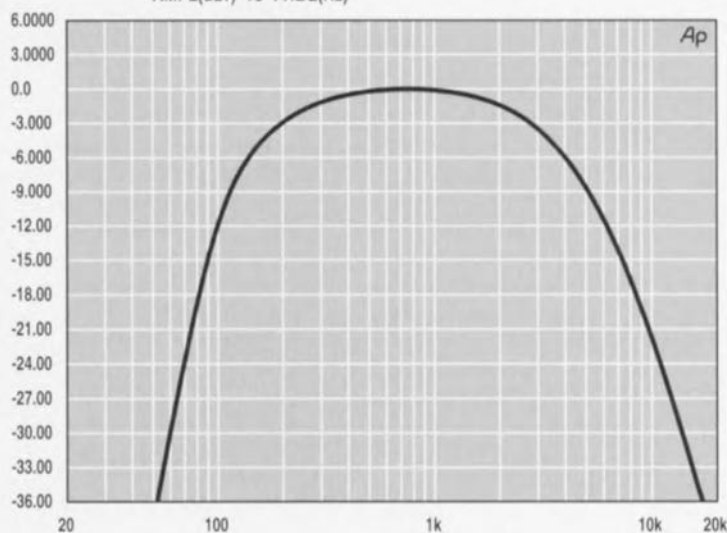
MIC1,MIC2 = capsule électret
BT1 = pile compacte 9 V + connecteur à pression

tage. On y voit que l'un des point de coupure se trouve très exactement à 200 Hz, l'autre juste en-deçà de 3 kHz. La fréquence de 850 Hz évoquée plus haut pourra servir de fréquence centrale. Le gain en tension total du circuit est de quelque 1 800. À une fréquence de 750 Hz et une impédance de charge de 600 Ω nous avons relevé une distorsion harmonique inférieure à 0,1%, chiffre plus qu'honorable pour un circuit aussi simple.

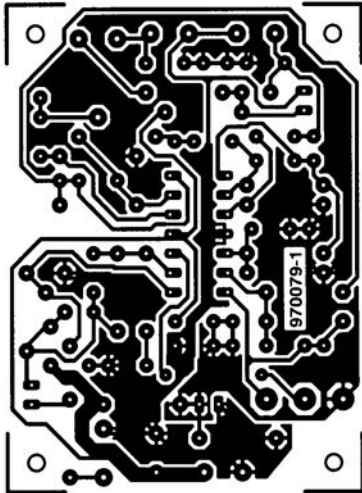
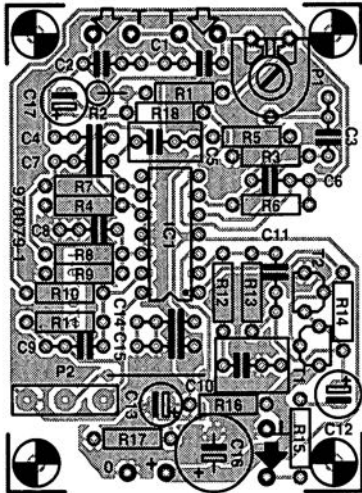
970079-1

4

AMPL(dBr) vs FREQ(Hz)



970079 - 13



Liste des composants

Résistances :

R1, R16, R17 = 4k Ω 7

R2, R9, R11, R13 = 10 k Ω

R3, R4 = 100 k Ω

R5 = 2k Ω 2

R6, R7 = 22 k Ω

R8, R10, R12 = 1 k Ω

R14 = 560 Ω

R15 = 47 Ω

R18 = 220 Ω

P1 = 5 k Ω ajustable

P2 = 47 k Ω log.

Condensateurs :

C1, C2 = 2nF7

C3, C4 = 33 nF

C5 = 680 nF

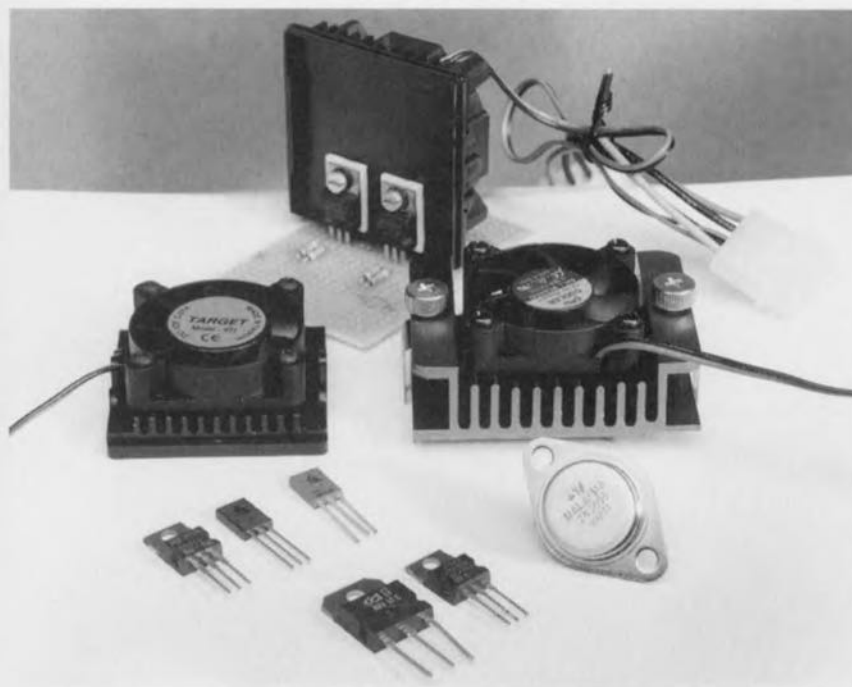


radiateur actif

application alternative pour ventilateur de CPU

Nous mettons à contribution, sur la plupart des projets décrits dans Elektor et nécessitant l'un ou l'autre radiateur, la convection naturelle. Sur les micro-ordinateurs modernes le processeur est doté d'un radiateur refroidi le cas échéant par convection active. L'adjonction d'un mini-ventilateur fait chuter très sensiblement la résistance thermique (relativement à sa taille) du radiateur pour processeur. Nous nous proposons, dans le présent article, d'utiliser un tel ventilateur pour CPU pour d'autres applications et de montrer comment établir, expérimentalement, la résistance thermique.

Les fabricants de radiateurs font de leur mieux pour en abaisser le plus possible la résistance thermique. Ceci explique qu'on leur donne une forme assurant une circulation optimale de l'air environnant de manière à évacuer le plus efficacement et rapidement possible la chaleur excédentaire. On utilise, dans la plupart des cas, la convection naturelle. Ce principe consiste à utiliser le courant d'air né de la chaleur dissipée par le radiateur



pour évacuer l'énergie excédentaire. Il faut pour cela donner au radiateur la forme assurant le meilleur contact avec l'air ambiant. Cela se traduit, dans la pratique, par des radiateurs d'un certain embonpoint. On pourra, dans les espaces encombrés, à l'intérieur du coffret d'un ordinateur ou d'un amplificateur par exemple, établir une circulation forcée du flux d'air par la mise en place d'un ventilateur. Les inconvénients de cette approche, consommation de courant additionnelle, prise de place et risque sensible d'augmentation du niveau de bruit, sont largement compensés par une augmentation impressionnante de l'efficacité. On a conçu à l'intention des processeurs actuels (486, Pentium, etc.) des refroidisseurs actifs pour CPU (appelés à tort et par facilité ventilateurs dans les catalogues de VPC de PC). Ce type de refroidisseur est constitué d'un radiateur compact sur (ou dans) lequel est monté un ventilateur. Les dimensions du radiateur sont celles de la CPU. Il est possible, avec un rien d'imagination, d'utiliser un tel refroidisseur actif pour le refroidissement de transistors, d'alimentations et autres composants électroniques générateurs de chaleur. Le fabricant n'indiquant pas la résistance thermique d'un refroidisseur de CPU, il faudra la déterminer, à l'aide d'un système de mesure.

DISPOSITION DE MESURE SIMPLE

Il existe différents types de refroidisseurs de CPU adaptés chacun à un (ou plusieurs) type de CPU donné (486, Pentium, K6 ou 686 par exemple) dont les caractéristiques tant électriques que thermiques ou mécaniques diffèrent très sensiblement. Le fabricant indique en règle générale à quel processeur (marque et type) son refroidisseur convient. Embargo total d'infos quant à la résistance thermique. Il n'est, heureusement, pas très difficile de mesurer cette grandeur physique. La figure 1 propose une disposition de mesure permettant de déterminer la résistance thermique d'un radiateur actif pour CPU. On fait appel à un petit volume isolé à l'aide, par exemple, de polystyrène expansé et doté d'une ouverture dont les dimensions sont très précisément celles du refroidisseur de CPU. On montera contre le radiateur une résistance de puissance de, disons, 15 Ω /10 W et ce de manière à ce que la résistance se trouve bien à l'intérieur du volume isolé une fois le radiateur posé en couvercle. Ainsi, la quasi-totalité de la chaleur produite par la résistance est transmise au radiateur. Les câbles électriques traversent l'enclos en polystyrène. On met le ventilateur en route, applique une tension de 12 V à la résistance et mesure le cou-

rant traversant cette dernière. On calcule ensuite l'énergie consommée qui est partant transformée en chaleur par la résistance. Cette valeur de 10 W est un bon point de départ. On donne suffisamment de temps à la résistance pour dissiper (30 mn au minimum) de manière à se trouver dans une situation parfaitement stable. On mesure ensuite, à l'aide d'un thermomètre, la température ambiante et la température du radiateur. Celui-ci ne doit pas, au cours de ces essais, dépasser quelque 50 à 60 °C. Si la température dépasse cette valeur on diminuera la tension pour faire décroître la puissance dissipée. La résistance thermique du radiateur correspond à la différence de température entre le radiateur et l'air ambiant divisée par la puissance électrique dissipée.

Exemple pratique :

Tension : 12 V
Résistance : 15 Ω
Courant : 800 mA
Puissance : 9,6 W

Température Air : 24 °C
Radiateur : 47 °C

Résistance thermique R_{th}
 $R_{th} = (47-24)/9,6 = 2,4 \text{ K/W}$

UNE AUTRE APPROCHE

Si l'on connaît le type du refroidisseur (souvent indiqué sur l'emballage) on pourra essayer de retrouver, via Internet, son fabricant. Nombreux sont-ils à disposer d'un site Web sur lequel ils « étalent » leur catalogue. Les caractéristiques techniques des refroidisseurs pour CPU, résistance thermique y comprise, sont souvent indiquées. On trouvera, par exemple, à l'adresse Internet <http://www.tennmax.com/> les paramètres des refroidisseurs de Tenn-Max Inc, ceux de chez Design & Technology se trouvant sur le site de ce fabricant à l'adresse <http://www.destechinc.com/>.

LA MISE EN OEUVRE PRATIQUE

Si l'on utilise un refroidisseur de CPU pour une application imprévue on enlèvera les clips spéciaux servant à le fixer sur le support. On pourra également supprimer le connecteur d'alimentation spécial dont il est doté. Les 2 câbles d'alimentation du ventilateur seront reliés à l'alimentation de 12 V du montage auquel le radiateur doit être placé. Un ventilateur peut fonctionner à une tension moindre, 8 V par exemple, mais cela à des répercussions sur la résistance thermique. Si l'on tient compte, dans la disposition de mesure évoquée plus haut, de cette diminution de tension d'alimentation, on

Figure 1. Cette disposition de mesure permet de déterminer facilement la résistance thermique d'un refroidisseur de CPU.

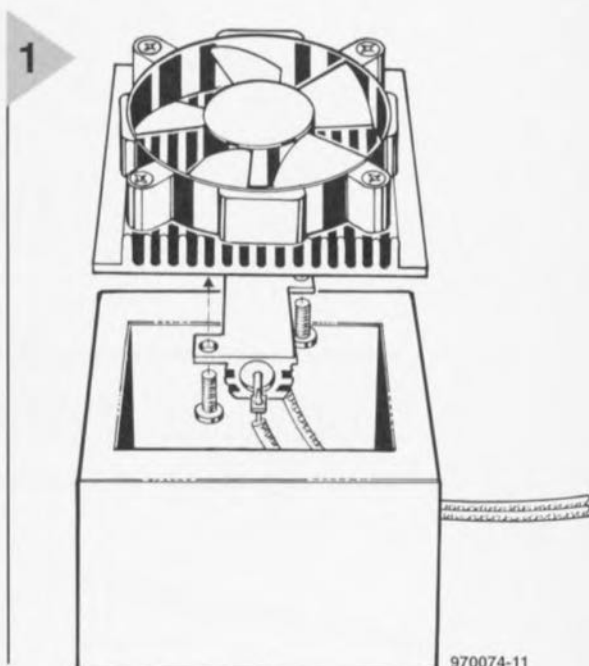
pourra déterminer la nouvelle résistance thermique. La photographie de la figure 2 montre comment monter des transistors ou des régulateurs de tension sur le radiateur. L'utilisation de pâte thermoconductrice améliore le résultat. On veillera à une fixation mécanique correcte, ce qui évitera, entre autres, la rupture des pattes du composant suite à des vibrations intempestives. Un exemple pratique pour clore. Supposons que nous voulions réaliser une alimentation linéaire fournissant des tensions de sortie de +12, -12 et +5 V. Toutes les sorties

Figure 2. Après suppression du matériel de fixation on se trouve en présence d'un radiateur plat doté sur l'un de ses côtés d'un ventilateur. La résistance thermique d'un tel refroidisseur est très faible, normalement, en pratique, inférieure à 2 K/W.

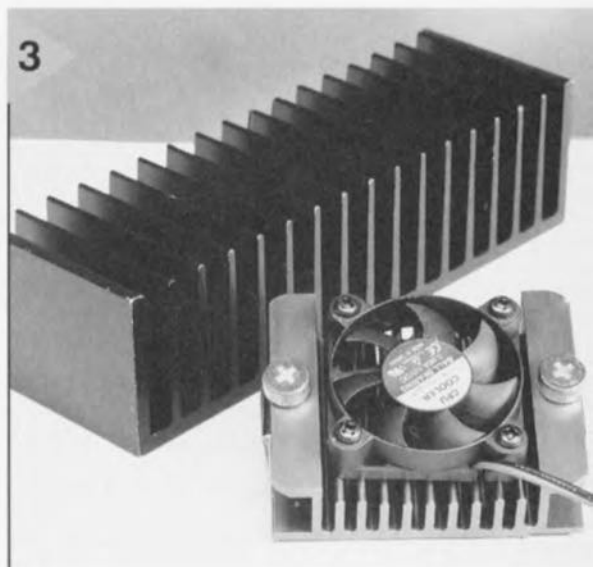
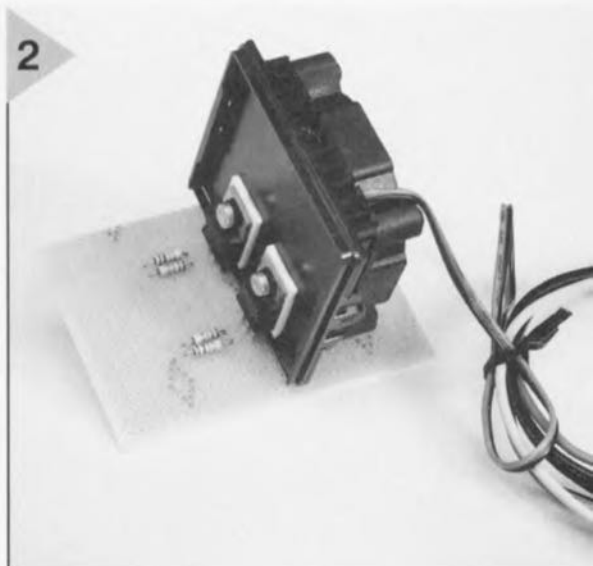
doivent pouvoir fournir un courant de 1 A et l'on utilise un 7812, 7912 et 7805 respectivement. Les régulateurs de 12 V sont attaqués à l'aide d'une tension non régulée de 20 V et dissipent

Figure 3. On voit clairement la différence. Le radiateur passif présente une résistance thermique de quelque 1,7 K/W, alors qu'elle est, avec ce refroidisseur actif, de l'ordre de 1,3 K/W.

chacun 8 W au maximum. Le 7805 se voit appliquer une tension de 15 V dissipant ainsi un maximum de 10 W. À charge maximale, ces 3 circuits intégrés dissipent donc 26 W. Si l'on dispose d'un radiateur actif ayant une résistance thermique de 1,5 K/W, cette dissipation se traduit par une augmentation de température de 39°C. S'il fallait évacuer la même puissance à l'aide d'un radiateur passif il nous faudrait, par exemple, un profil SK133 (Fischer) de 150 x 40 x 50 mm ($R_{th} = 1,7 \text{ K/W}$). Le dit radiateur présente des dimensions et un poids sensiblement plus



970074-11



importants. L'utilisation d'un refroidisseur pour CPU modifié permet de réaliser une alimentation beaucoup plus compacte que ne l'aurait été une solution purement passive.

970074-1

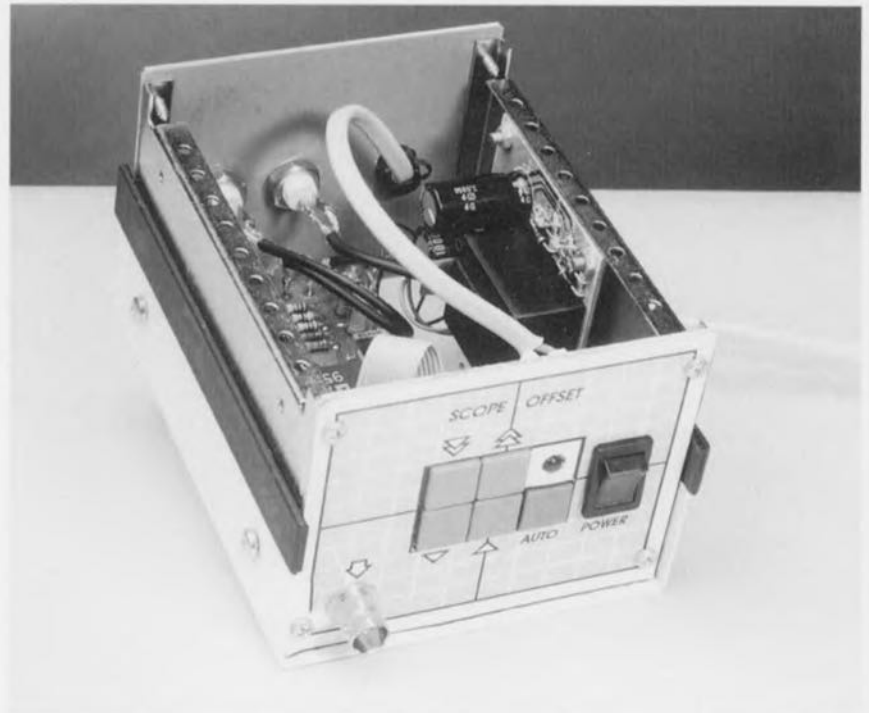


décaleur de tension continue de précision

réglage d'offset électronique pour oscillo

Caractéristiques techniques:	
• Impédance d'entrée :	1 M Ω
• Gain :	1 x
• Plage d'offset :	-10 à +10 V
avec sonde 1:10 :	-100 à +100 V
• Auto-offset :	<100 ms
• Touche > :	pas +4,88 mV (+1)
• Touche < :	pas -4,88 mV (-1)
• Touche >> :	pas +156 mV (+32)
• Touche << :	pas -156 mV (-32)

Lorsque l'on envisage d'examiner à l'oscilloscope des signaux de fréquence très basse superposés sur une tension continue relativement importante, cette opération risque d'être, en position AC de l'instrument, pour le moins délicate. Le seul remède efficace consiste à, d'une manière ou d'une autre, soustraire la composante de tension continue gênante du signal d'entrée. C'est très précisément ce que permet, avec grande précision, le petit montage intercalaire proposé ici.



Il apparaît, dans la pratique, qu'il est extrêmement ennuyeux, dans certains cas, que des tensions alternatives (de faible fréquence) soient couplées à des niveaux de tension continue. C'est par exemple le cas des tensions de sortie de différents types de capteurs et lors de mesures de dérive. On rencontre le même genre de problème lorsque l'on veut examiner d'un oeil critique une éventuelle tension de ronflement d'une alimentation de réalisation personnelle ou non, la dite tension étant par définition superposée à une tension continue.

La seule façon d'éliminer cette tension continue gênante du signal reproduit sur l'écran de l'oscilloscope consiste à générer, en externe, un niveau CC d'une taille égale à celle-ci et de le soustraire, en amont, du signal d'entrée de l'oscilloscope. Un circuit remplissant cette fonction comportera en gros à chaque fois les 3 sous-ensembles suivants : une référence de tension stable, un atténuateur ajustable avec précision et un circuit additionneur adéquat qui ajoute la tension en ques-

tion, à la polarité correcte, au signal d'entrée.

Il existe bien évidemment différentes approches pour réaliser un pareil montage. La technique qui tombe immédiatement sous le sens consiste à réaliser une source de tension de référence discrète et de la doter en aval de, par exemple, 3 atténuateurs décadiques. Il est possible ainsi, de produire une tension d'offset ajustable relativement précise. Et très précisément parce que cette solution tombe sous le sens elle n'ouvre guère la porte sur des solutions originales. Ce qui explique que nous ayons opté pour un principe totalement différent.

CONVERTISSEUR N/A PROGRAMMABLE

Dans le présent montage la tension d'offset requise est générée à l'aide d'un convertisseur N/A (Numérique/Analogique) à 12 bits. Son excursion de tension va de -10 à +10 V, de sorte que le pas d'offset le plus petit vaut $20 \times 2^{-12} = 4,88 \text{ mV}$. La commande du convertisseur se fait à l'aide d'un rien de

logique programmable qui prend la forme d'un CPLD (Complex Programmable Logic Device), acronyme explicite s'il en est, cette solution permettant la réalisation d'une électronique relativement simple.

Intéressons-nous à la **figure 1** où l'on trouve le schéma (complet) de ce montage; vous ne manquerez pas de noter le petit nombre de composants nécessaires. L'électronique se réduit, si l'on fait abstraction de l'alimentation, à 4 circuits intégrés et un nombre ridicule de résistances et condensateurs.

Le signal d'entrée à visualiser par l'oscilloscope est appliqué à l'embase K3; il commence par être tamponné par IC4a avant d'être envoyé à un amplificateur différentiel IC4b où il est débarrassé de l'offset qu'il présente. La tension nécessaire à cet effet est fournie par la sortie (Vout) du convertisseur N/A IC2. Ce dernier se « trouve aux ordres » du CPLD IC1 qui lui-même « obéit » aux instructions en provenance du mini-clavier connecté à l'embase K2. Les boutons-poussoirs S1 à S4 permettent un réglage précis de la tension d'offset par pas grossiers et fins; S5 permet même un réglage automatique de cette correction – aspect auquel nous reviendrons.

Le comparateur IC3 examine le signal de sortie pour voir s'il présente un offset positif ou négatif générant un « bit de polarité » à un compteur/décompteur à 12 bits (intégré dans IC1). Le signal à l'offset compensé est disponible sur l'embase K4. Le signal d'offset est lui aussi amené à l'extérieur, par une embase BNC, K5, ceci en vue de permettre une mesure aisée de cette tension voire éventuellement la corriger. L'alimentation fait appel, comment en serait-il autrement, à quelques régulateurs de tension tri-podes. IC6 et IC7 fournissent, à partir de la tension en provenance du transformateur TR1 redressée par le pont de diodes monté en aval de ce dernier, la tension symétrique de + et - 15 V. La tension asymétrique de +5 V nécessaire à IC1 est fournie par le régulateur IC5 qui utilise la tension régulée de +15 V disponible en amont. Les selfs L1 et L2 améliorent l'anti-parasitage en vue d'obtenir le signal d'oscilloscope le plus propre possible.

CPLD

Le pilotage du convertisseur N/A prend, dans le présent montage, une place primordiale. Le schéma de la figure 1 ne nous apprenant que fort peu sur le mode de fonctionnement de

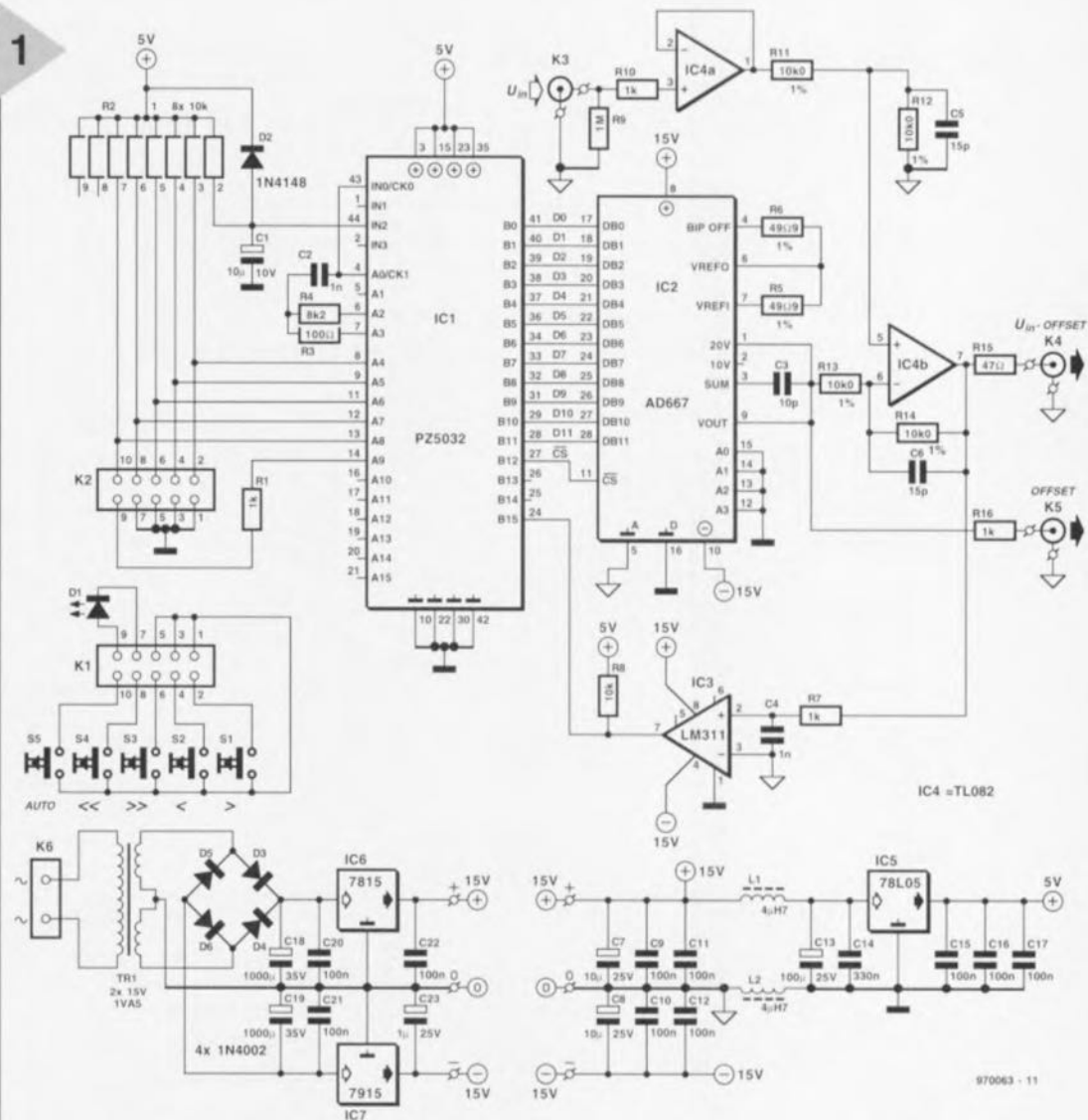
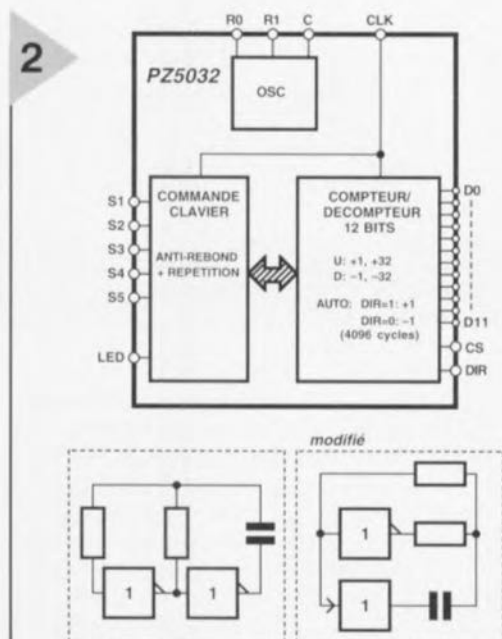


Figure 1. Le schéma de l'offset électronique pour oscilloscope ne comporte que peu de composants.

IC1, nous vous proposons, en **figure 2**, la structure interne du CPLD. On y voit que IC1 comporte 3 sous-ensembles, un oscillateur, un système de commande doté d'une fonction anti-rebond (ANTI-REBOND) et d'une fonction de répétition (RÉPÉTITION) ainsi que d'un compteur/décompteur à 12 bits. Commençons par l'oscillateur. Il travaille à une fréquence de l'ordre de 68 kHz. On trouve, dans le bas de la figure 2, 2 schémas d'oscillateur. Le

Figure 2. Structure interne du CPLD PZ5032. L'oscillateur à 2 inverseurs conventionnel a été modifié pour éviter des problèmes de temps de propagation.

schéma de gauche est celui d'un oscillateur conventionnel basé sur la mise en série de 2 inverseurs. Cette version présente l'inconvénient que le temps de transfert des inverseurs montés en cascade ralentit trop la réaction par le



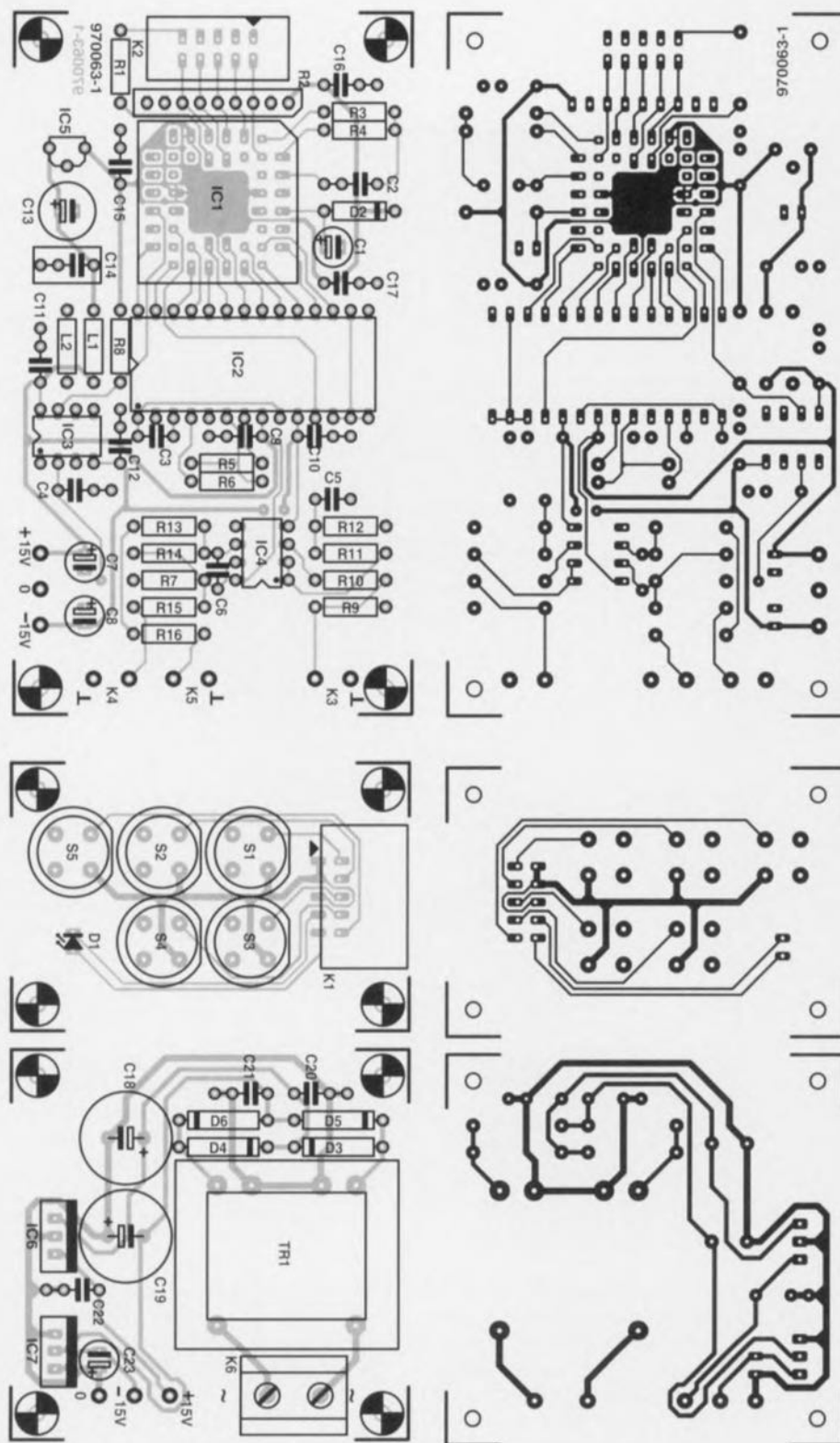


Figure 3. La platine comporte 3 parties, la platine principale, le clavier et l'alimentation.

biais du condensateur. Cela se traduit par l'apparition, à proximité du point de commutation, d'impulsions multiples. Ce phénomène étant extrêmement gênant, nous avons modifié le schéma de l'oscillateur selon le schéma de droite. Dans le CPLD mis en oeuvre ici un inverseur introduit le même retard qu'un tampon. Il est possible, en se servant d'un tampon et d'un inver-

seur, de contourner les problèmes de retard évoqués plus haut. Avantage additionnel de la version modifiée, les 2 portes commutent au même instant. Le CLPD dispose, en tant que dispositif anti-rebonds des touches de commande connectées au dit bloc (COMMANDE CLAVIER), d'un compteur synchrone à 14 bits. Lors d'une action sur une touche ce compteur démarre

à 0. À l'atteinte de la valeur « 1 000 » (ce qui arrive au bout de $1\,000 \times 1/68\text{ kHz}$ soit 15 ms), la touche est considérée comme valide. Cette technique élimine efficacement tout risque de rebond des touches.

S'agissant d'un compteur à 14 bits, une action prolongée sur une touche se traduira par, 2^{14} impulsions d'horloge plus tard, (c'est-à-dire après $2^{14} /$

Liste des composants

Résistances :

R1, R7, R10, R16 = 1 k Ω
 R2 = réseau SIL de 8 résistances de 10 k Ω
 R3 = 100 Ω
 R4 = 8k Ω 22
 R5, R6 = 49 Ω 9 1%
 R8 = 10 k Ω
 R9 = 1 M Ω
 R11 à R14 = 10k Ω 1%
 R15 = 47 Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/10 V radial
 C2, C4 = 1 nF MKT
 C3 = 10 pF céramique
 C5, C6 = 15 pF céramique
 C7, C8 = 10 μ F/25 V radial
 C9 à C12, C15 à C17, C20 à C22 = 100 nF Sibatit
 C13 = 100 μ F/25 V radial
 C14 = 330 nF MKT
 C18, C19 = 1 000 μ F/35 V radial
 C23 = 1 μ F/25 V radial

Selfs :

L1, L2 = 4 μ H7

Semi-conducteurs :

D1 = LED haut rendement
 D2 = 1N4148
 D3 à D6 = 1N4002
 IC1 = PZ5032 (Phillips programmé EPS 976513-1)
 IC2 = AD667JN (Analog Devices)
 IC3 = LM311N (National Semiconductor)
 IC4 = TL082CP (Texas Instruments)
 IC5 = 78L05
 IC6 = 7815
 IC7 = 7915

Divers :

S1 à S5 = touche D6-R-RD à capuchon D6Q-RD-CAP (ITT)
 K1 = embase HE-10 en équerre à 2 rangées de 5 contacts
 K2 = embase HE-10 droite à 2 rangées de 5 contacts
 K3 à K5 = embase BNC
 K6 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 TR1 = transformateur secteur 15 V/1,5 VA au secondaire (tel que, par exemple, Monacor VTR-1215, Block VV1215, Velleman 2150018M)
 support PLCC à 44 contacts pour IC1
 10 cm de câble plat à 10 conducteurs
 2 connecteurs à sertir pour câble plat à 10 conducteurs
 20 cm de câble blindé
 boîtier : Telet LC730 par exemple

68 kHz soit 240 ms) le compteur repasse par ce nombre « 1 000 ». Une fois l'action sur une touche terminée le compteur revient à zéro. Notons au passage que le compteur a été conçu en PHDL (*Philips Hardware Description Language*).

Les touches S1 à S4 servent à commander le compteur/décompteur; on a le choix entre une incrémentation ou une décrémentation par pas de 1 ou de 32. Comme nous le disions plus haut, la touche « Auto » (S5) permet une détermination automatique de l'offset.

En cas de choix de la fonction « Auto » le compteur/décompteur incrémentera ou décrémentera en fonction de l'état de sortie du comparateur IC3. Ce processus dure 4 096 cycles de manière à garantir l'indication, par le convertisseur N/A IC2, de la tension correcte.

le programme pour le CPLD

Les CPLD de la famille CoolRunner de Philips utilisent une architecture XPLA où différents blocs logiques sont interconnectés par le biais d'une matrice dite ZIA (*Zero-power Interconnect Array*). Il n'est pas très difficile, si l'on dispose du programme XPLA (fourni sur CD-ROM, cf la page Internet <http://www.semiconductors.philips.com>) de réaliser dans un CPLD les fonctions requises. Le programme de l'application présentée ici comporte principalement 2 blocs dont nous vous proposons, ci-après, le listing. Rem : il est important, lors de l'examen de ces listings, de se réaliser que les processus définis se déroulent parallèlement, ce qui n'est pas le cas avec un programme pour μP (déroulement séquentiel). La première partie pour la commande des touches prend la forme suivante :

"KEY CONTROL"

```
ct=[ct13..ct0];
ct.c=clk;
auto.c=clk;
when
  (sw u==0)#(sw d==0)#(sw fu==0)#(sw fd==0)#(sw auto==0)#(auto=
  =1) then
  {
    ct.d=ct.q+1;
    when (ct==1000) then
    {
      key=1;
      auto.d=!sw auto;
    }
  }
else
  {
    key=0;
    when (ct==5096) then auto.d=0;
    else auto.d=auto.q;
  }
}
else {
  ct.d=0;
}
```

S1: sw u= switch up S3: sw fu=switch fast up
S2: sw d= switch down S4: sw fd=switch fast down
S5: sw auto=swich auto offset

key= indicateur de touche: est positionné au cours d'un cycle d'horloge lorsque la touche activée est tenue pour valide.

auto= indicateur auto : est positionné dès que la touche auto est validée. Cet indicateur (drapeau) reste actif pendant la totalité d'un cycle de conversion A/N (4 096 cycles) de sorte que l'on a, même en cas d'une action brève sur une touche, exécution d'un cycle A/N complet.

ct.q : sorties q d'un compteur comportant 14 registres. db.q adopte sur le flanc de l'horloge l'état de ct.d (entrée de donnée de la bascule bistable D).

On définit sur la première ligne le nombre de bascules D que doit comporter le compteur. En ligne 4 on interroge le clavier pour voir si une touche a été actionnée (l'entrée correspondante présente alors un niveau bas). Si tel n'est pas le cas, le compteur est forcé à 0. Dès que la condition est remplie on a, à chaque flanc descendant de l'horloge, incrémentation du compteur. Ceci se fait en ligne ct.d=ct.q+1. Lorsque le compteur atteint 1 000, l'indicateur « key » présentera un niveau haut le temps d'un cycle d'horloge.

Cet indicateur est nécessaire pour obtenir, dans l'unité « DAC CONTROL », une incrémentation synchrone du compteur dès activation d'une touche. En cas d'action sur la touche sw_auto, le compteur/décompteur sera actif pendant 2¹² impulsions d'horloge quelle que soit la durée d'action sur la touche, pour que le convertisseur N/A fournisse la tension correcte. Si la touche sw_auto se trouve au niveau bas pendant 1 000 cycles d'horloge on aura, sur le flanc montant de l'horloge, remise à zéro du registre auto.q. De ce fait, le compteur reste actif jusqu'à ce que ct ait atteint la valeur de 5 096 même après cessation de l'action sur la touche sw_auto.

La seconde partie assure le pilotage du CNA :

"DAC CONTROL"

```
db=db[11..0];
db.c=clk;
when (auto==0) then
  {
    when (key==1) then
    {
      cs=key;
      when (sw u==0) then db.d=db.q+1;
      else
      {
        when (sw d==0) then db.d=db.q-1;
        else
        {
          when (sw fu==0) then db.d=db.q+32;
          else
          {
            when (sw fd==0) then db.d=db.q-32;
            else db.d=db.q;
          }
        }
      }
    }
  }
else
  {
    db.d=db.q;
    cs=0;
  }
}
else
  {
    cs=clk;
    when (dir==1) then db.d=db.q+1;
    else db.d=db.q-1;
  }
}
```

cs : Chip Select du convertisseur N/A

La première chose dont on s'assure dans l'unité « DAC CONTROL » est le positionnement ou non du registre auto. Si ce dernier n'est pas positionné, c'est que l'on se trouve en mode d'activation manuel des touches S1 à S4. Si key=1, si donc le compteur précédent se trouve à 1 000, c'est que l'on a activation de la scrutation des touches S1 à S4. Ce processus se déroule parallèlement au processus « KEY CONTROL ». On attribue, par le biais d'une construction when-else des priorités différentes aux boutons-poussoirs. En fonction de la touche actionnée, le compteur db sera, sur le flanc montant de l'horloge, incrémenté ou décrémenté et cela à un pas soit de 1 soit de 32.

En cas de positionnement du registre auto, on aura, en fonction du bit de direction « dir » incrémentation ou décrémentation du compteur db, processus prenant place sur le flanc montant de l'horloge tant que auto==1 (c'est-à-dire 4 096 fois).

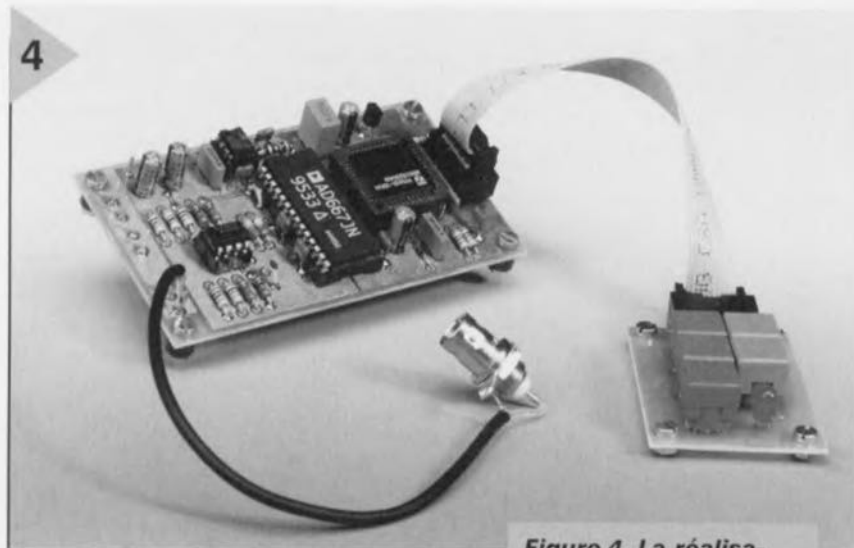


Figure 4. La réalisation du montage n'a pas de quoi effrayer un lecteur d'Elektor.

LE(S) CIRCUIT(S) IMPRIMÉ(S)

La platine représentée en figure 3 se subdivise en 3 parties. On commencera par procéder à une séparation physique de ces 3 sous-platines avant de se lancer dans l'implantation des composants. La platine que nous baptiserons « principale » reçoit l'ensemble de l'électronique basée sur les circuits intégrés IC1 à IC4; le régulateur de tension +5 V, IC5, prend également place sur ce circuit imprimé. La sous-platine centrale est celle du mini-clavier. Celle-ci devant bien évidemment se monter sur l'avant du coffret nous l'avons également dotée de la LED de signalisation de fonctionnement, D1. Cette LED se mettra à clignoter rapidement lors

d'une action sur une touche.

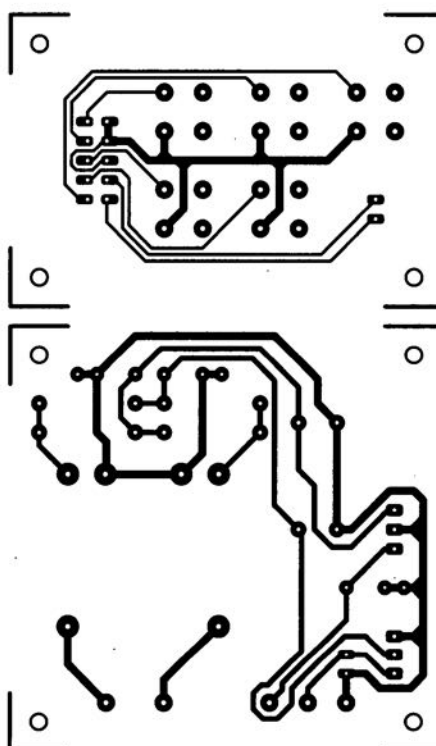
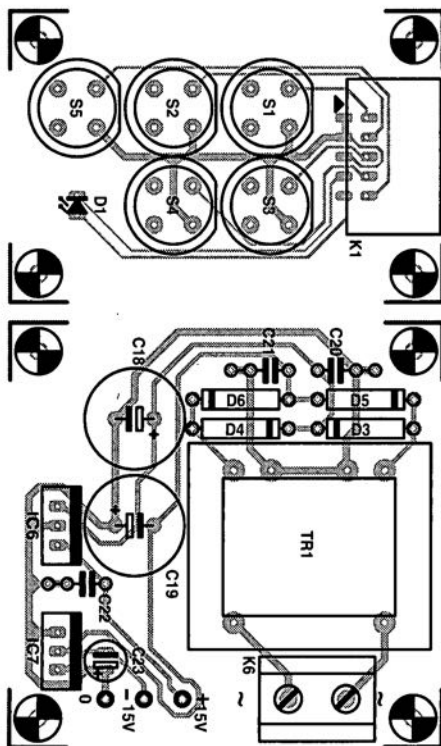
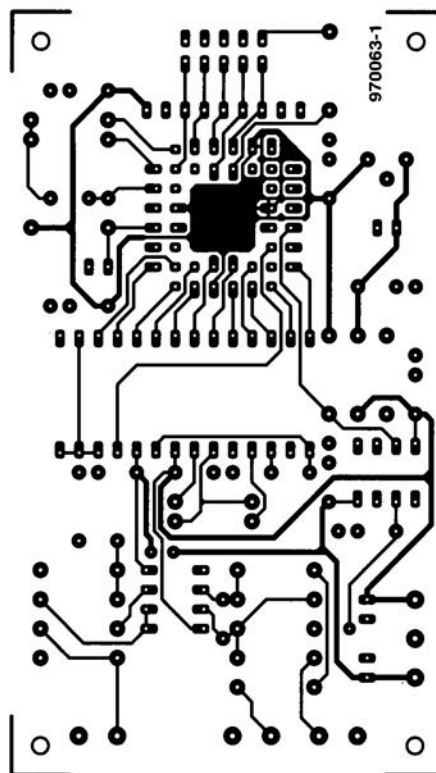
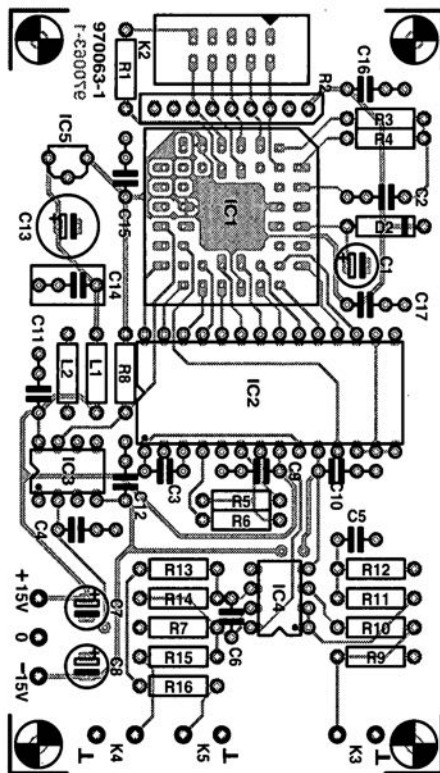
La dernière platine est celle de l'alimentation ± 15 V. Même le transformateur TR1 (2×15 V/1,5 A) y trouvera place. La consommation de courant du montage ne dépassant pas quelques dizaines de milliampères, il n'est pas nécessaire de doter les régulateurs IC6 et IC7 d'un radiateur.

Un mot en ce qui concerne les composants. IC1 à IC4 sont à monter dans un support, et le support 44 contacts destiné à IC1 mérite d'être de qualité irréprochable. Le CPLD PZ5032 programmé (ESS 976513-1) est disponible

auprès des adresses habituelles. Inutile de se faire du souci quant à la fabrication des selfs L1 et L2, il s'agit de selfs de choc miniatures disponibles toutes faites. Notons qu'il existe une disquette avec le code-source (ESS 976016-1) du PZ5032 pour cette réalisation.

La figure 4 vous montre un exemplaire terminé de la platine. L'interconnexion des différentes platines n'a rien de bien compliqué. Les bornes +15V, 0 et -15V de la platine de l'alimentation sont reliées aux points correspondants de la platine principale à l'aide de morceaux de conducteur souple. L'interconnexion vers le mini-clavier se fait à l'aide d'un morceau de câble plat à 10 conducteurs doté à ses extrémités d'un connecteur à sertir venant s'enficher dans l'embase présente sur les 2 platines concernées. L'entrée et la sortie, K3 et K4, prennent la forme d'embase BNC reliées à la platine par le biais de courtes longueurs de fil blindé – cette remarque valant au demeurant également pour l'embase de sortie d'offset, K5.

Vu les faibles dimensions des platines, vous ne devriez pas avoir de problème à trouver un boîtier adéquat. Il est important de fixer les platines sur les côtés du boîtier en prévoyant des entretoises en nylon et que l'entrée secteur (avec interrupteur secteur le cas échéant) réponde à toutes les normes de sécurité requises. La liaison entre elle et le bornier K6 prendra la forme de 2 conducteurs parfaitement isolés.



Liste des composants

Résistances :

R1,R7,R10,R16 = 1 kΩ
R2 = réseau SIL de 8 résistances de 10 kΩ
R3 = 100 Ω
R4 = 8kΩ2
R5,R6 = 49Ω9 1%
R8 = 10 kΩ
R9 = 1 MΩ
R11 à R14 = 10kΩ0 1%
R15 = 47 Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/10 V radial
C2,C4 = 1 nF MKT
C3 = 10 pF céramique
C5,C6 = 15 pF céramique
C7,C8 = 10 μ F/25 V radial
C9 à C12,C15 à C17,C20 à C22 =
100 nF Sibattit
C13 = 100 μ F/25 V radial
C14 = 330 nF MKT
C18,C19 = 1 000 μ F/35 V radial
C23 = 1 μ F/25 V radial

Selfs :

$$L1, L2 = 4\mu H$$

Semi-conducteurs :

D1 = LED haut rendement
D2 = 1N4148
D3 à D6 = 1N4002
IC1 = PZ5032 (Philips programme
EPS 976513-1)
IC2 = AD667JN (Analog Devices)
IC3 = LM311N
(National Semiconductor)
IC4 = TL082CP (Texas Instruments)
IC5 = 78L05
IC6 = 7815
IC7 = 7915

Divers :

S1 à S5 = touche D6-R-RD à
capuchon D6Q-RD-CAP (ITT)
K1 = embase HE-10 en équerre à
2 rangées de 5 contacts
K2 = embase HE-10 droite à
2 rangées de 5 contacts
K3 à K5 = embase BNC
K6 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 7,5 mm
TR1 = transformateur secteur
15 V/1,5 VA au secondaire (tel que,
par exemple, Monacor VTR-1215,
Block VV1215, Velleman
2150018M)
support PLCC à 44 contacts pour
IC1
10 cm de câble plat à
10 conducteurs



commutateur de port série

4 ports RS-232 à partir d'un seul



Bien qu'un PC puisse, en principe, être doté de 4 ports sériels, la grande majorité d'entre eux n'en possède que 2, au maximum. Il en existe d'autres, les portables en particulier, qui n'en ont qu'un seul. Vu le nombre sans cesse croissant de périphériques pouvant se brancher au(x) port(s) série(s) cela pose, tôt ou tard, un problème. Le présent montage permet le branchement d'un maximum de 4 périphériques sur 1 port série.

Le port série d'un ordinateur est, de plus en plus souvent, mis à contribution. Outre les modems et les souris, les organisateurs, les tablettes graphiques, les lecteurs de cartes à puce,

les imprimantes pour étiquettes et bien évidemment, chez le passionné d'électronique, de nombreuses réalisations expérimentales se pressent pour accéder au port série. Dans la pratique, cela se traduit souvent par une déconnexion/reconnexion de câble lorsque l'on veut changer de périphérique (dans le sens large). Des problèmes en perspective, surtout si l'arrière de l'ordinateur est difficilement accessible.

Un accessoire pratique que ce commutateur de port série. Il peut se voir connecter un maximum de 4 périphériques, étant lui-même relié au PC par le biais d'un câble série standard doté de connecteurs à 9 contacts. Une action sur le bouton-poussoir, il n'en faut pas plus pour permettre à un autre périphérique d'accéder au port série. Sur la face avant, une LED montre clairement l'entrée série active.

4 FOIS 9 FONT 9 (?)

Si, dans le temps, on utilisait, pour le port série, une embase à 25 contacts, de nos jours on préfère la liaison à 9 contacts. Nous nous sommes, en raison de la simplicité de ce montage, pliés sans déplaisir à cet usage. Si l'on se trouve forcé de le connecter à une embase à 25 contacts on pourra utiliser un adaptateur 9 <-> 25 broches. Une fois déduites la ligne de masse

commune et la ligne de sonnerie (*ring indicator*), il nous reste 7 signaux, TxD, RxD, CTS, RTS, DSR et DTR, à suivre. Dans la pratique on peut utiliser communément les signaux RTS et DTR (signaux de l'ordinateur vers le périphérique) et partant nous les transférons. Les appareils branchés au système, qui, en non activité, reçoivent ces signaux ne devraient pas en être incommodés. Le synoptique de la figure 1 montre la technique de commutation des différents signaux. Outre les commutateurs électroniques, le circuit comporte un compteur en anneau à 4 positions, un certain nombre de convertisseurs de niveau, une alimentation 5 V rustique et 4 LED indicatrices.

LE MATÉRIEL

Une fois que l'on connaît le concept du circuit, il est aisé de saisir le schéma donné en figure 2. L'alimentation repose sur un régulateur de tension intégré, IC1, un 7805, épaulé par les condensateurs C4 à C6. La diode D2 sert de protection contre une inversion malencontreuse de polarité de la tension d'alimentation, D1 servant elle à court-circuiter radicalement une surtension à la sortie de IC1.

IC6 constitue le coeur du compteur en anneau qui connaît 4 positions successives. Chaque action sur S1 se traduit par une incrémentation du compteur de IC6. Dès que Q4 passe au niveau haut, l'entrée de RAZ (*Reset*) passe au niveau haut ce qui se traduit par une réactivation de Q0. La paire C20/R24 produit une remise à zéro à la mise sous tension de sorte qu'après l'application de la tension d'alimentation Q0 est activée.

La commutation de la ligne RI (*Ring Indicator*) se fait sans ménagement, rares étant en effet les appareils à utiliser ce signal. Un cavalier, JP1 à JP4, permet de définir l'appareil pouvant utiliser le signal de sonnerie. Si aucun des appareils connectés au système n'utilise ce signal on n'implantera aucun des cavaliers l'entrée restant ainsi ouverte.

Le signal TxD (± 12 V normalement) se

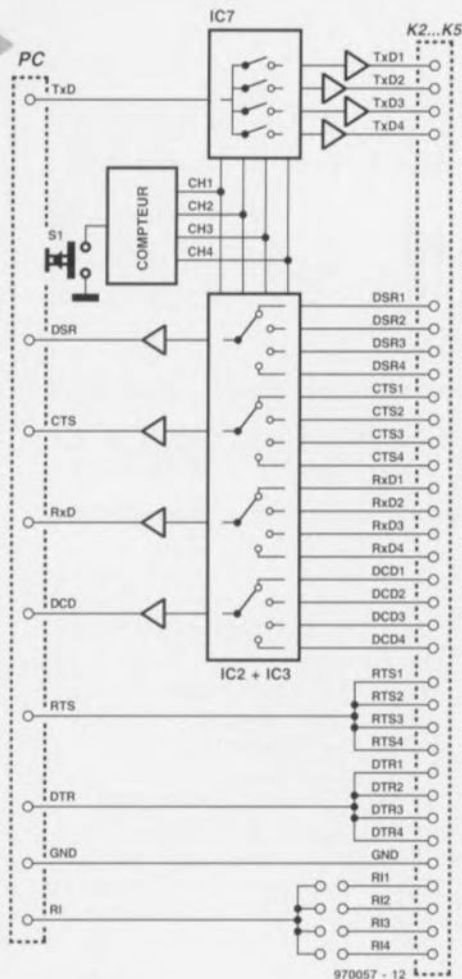


Figure 1. Synoptique du commutateur sériel. Un port sériel peut recevoir 4 périphériques.

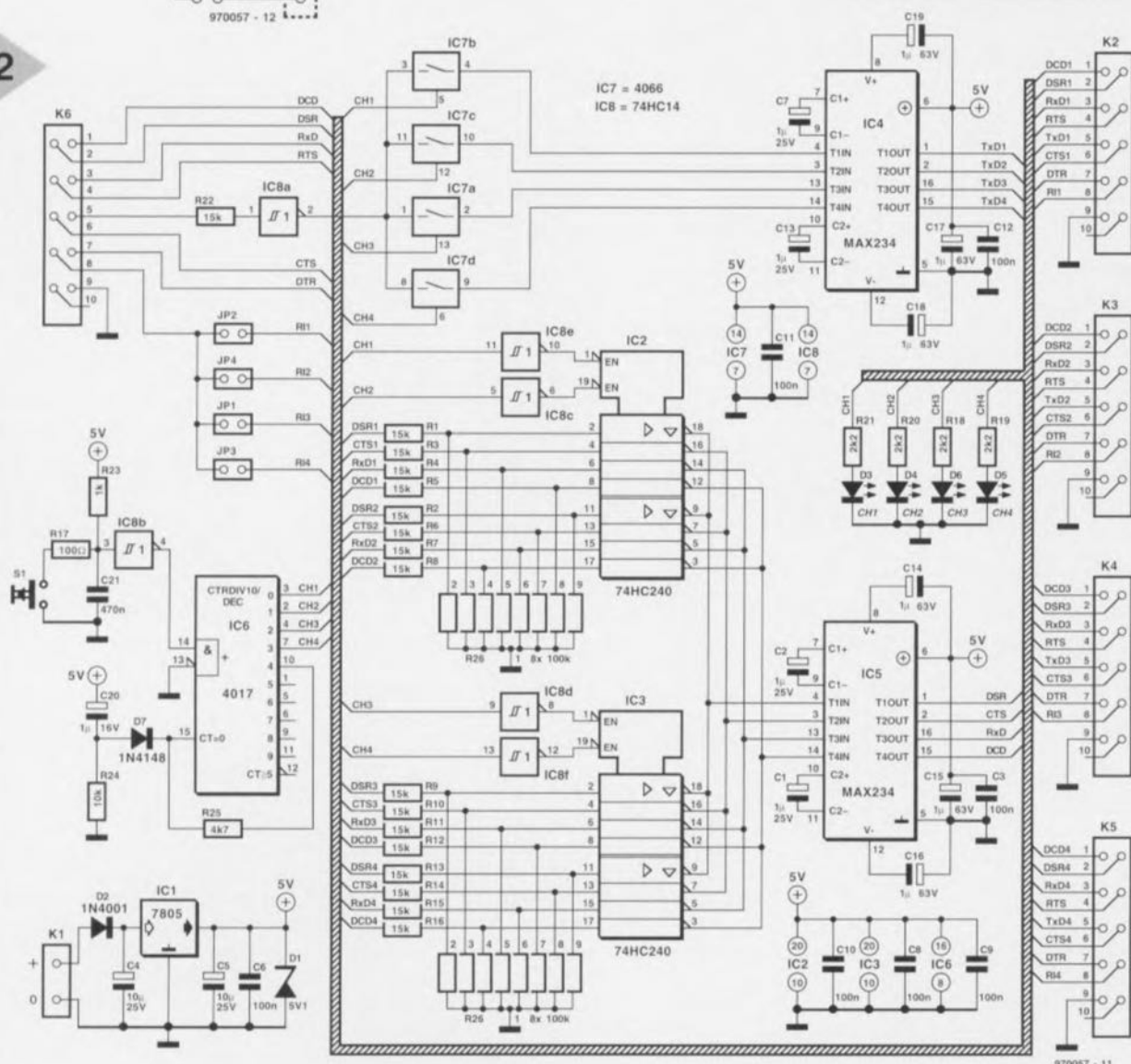
trouve sur la broche 5 de K6; il est amené, par le biais de R22 et de l'inverseur IC8A, à niveau TTL. On utilise à cet effet les diodes de protection internes du port; R22 sert à la limitation de courant. La commutation électronique du signal TxD utilise une technique différente de celle adoptée pour DSR, CTS, RxD et DCD. Via 4 commutateurs électroniques analogiques on sélectionne le signal TxD avant de l'appliquer à l'une des entrées du convertisseur de niveau. C'est l'état du compteur IC6 qui détermine le commutateur qui sera fermé. Le signal de sortie des commutateurs est amené, par le biais de IC4, un MAX234CPE de Maxim, d'un niveau TTL à de vrais niveaux RS-232. Le dit composant intègre à cet effet une pompe de charge qui, aidée par C7 et C13, convertit la tension continue de 5 V en une tension symétrique de ± 12 V. La commutation des signaux restants, DSR, CTS, RxD et DSR, se fait à l'aide de IC2 et IC3. Chacun de ces démulti-

plexeurs intègre 2 convertisseurs 4-vers-1 numériques. Les sorties d'ordre identique des 4 convertisseurs sont interconnectées 4 à 4. Le signal commuté apparaît alors à l'entrée d'un second MAX234CPE, IC5. À nouveau, le signal TTL est converti en signal RS-232. Les signaux vont ensuite vers K6 d'où ils sont transmis au PC. En 2 (?) mots : Le PC se trouve relié par le biais de K6, à K2 (CH1), K3 (CH2), K4 (CH3) ou K5 (CH4), en fonction de l'état du compteur IC6.

UNE RÉALISATION VITE FAIT (BIEN FAIT!)

Une après-midi pluvieuse suffira à la réalisation. L'absence de composants

Figure 2. L'électronique dans le détail. Elle ne comporte en fait guère plus que 5 commutateurs pluri-positions, un certain nombre d'adaptateurs de niveau et un compteur.



Liste des composants

Résistances :

R1 à R16, R22 = 15 k Ω
 R17 = 100 Ω
 R18 à R21 = 2k Ω
 R23 = 1 k Ω
 R24 = 10 k Ω
 R25 = 4k Ω
 R26, R27 = réseau de 8 résistances
 de 100 k Ω

Condensateurs :

C1, C2, C7, C13 à C20 = 1 μ F/25 V
 C3, C6, C8 à C12 = 100 nF
 C4, C5 = 4 μ F/25 V radial
 C21 = 470 nF

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 5V1/400 mW
 D2 = 1N4001
 D3 à D6 = LED
 D7 = 1N4148
 IC1 = 7805
 IC2, IC3 = 74HC240
 IC4, IC5 = MAX234CPE (Maxim)
 IC6 = 4017
 IC7 = 4016
 IC8 = 74HC14

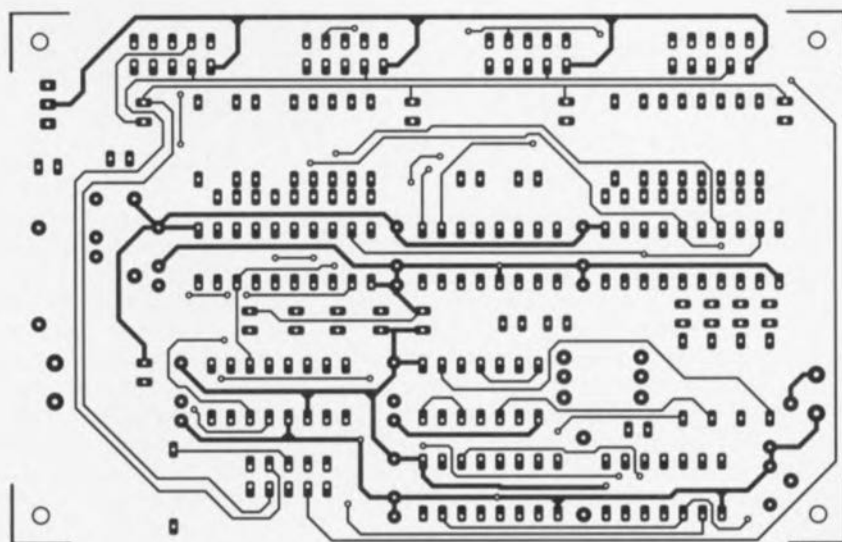
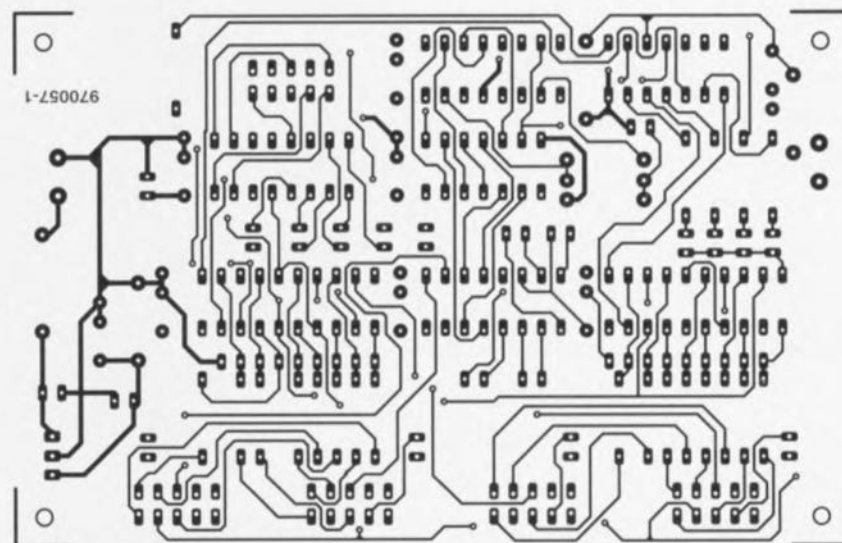
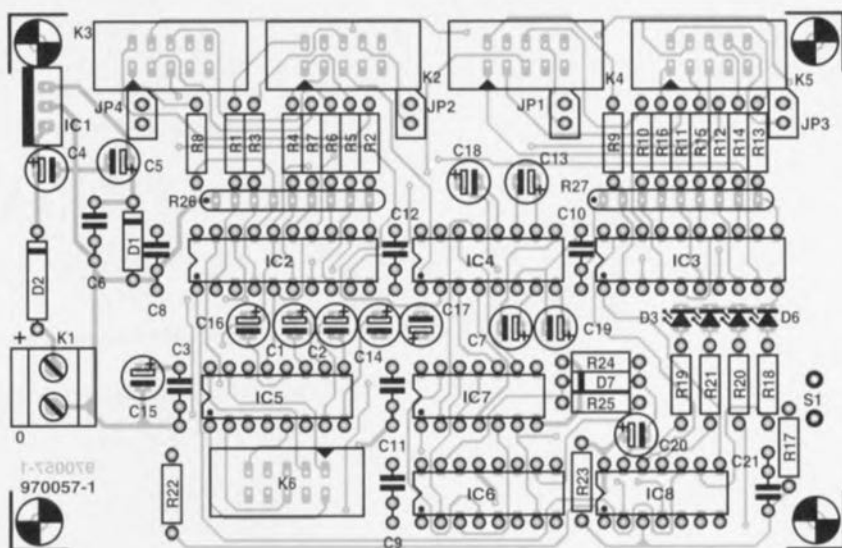
Divers :

JP1 à JP4 = cavalier
 K1 = bornier encartable à 2 contacts
 au pas de 5 mm
 K2 à K6 = embase encartable HE10
 à 2 rangées de 5 contacts
 S1 = bouton-poussoir unipolaire
 5 connecteurs à sertir à 2 rangées
 de 5 contacts femelles
 4 connecteurs sub D à sertir à
 9 contacts mâle
 1 connecteurs sub D à sertir à
 9 contacts femelle
 adaptateur secteur 9 V/25 mA

Figure 3. Dessin des pistes et implantation des composants. Il s'agit d'un double face à trous métallisés, une réalisation personnelle est partant plus délicate.

exotiques et (partant ???) chers, et l'existence d'une platine toute faite dont nous vous proposons en figure 3 le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants, font de cette opération une occupation agréable. La sérigraphie montre que K1 est un bornier, le reste des interconnexions se faisant à l'aide d'embase à 2 rangées de 5 contacts. La liaison entre lesdites embases et l'embase sub D à 9 contacts se fera à l'aide d'un petit morceau de câble plat. L'utilisation d'une version à sertir pour ces 2 types d'embase simplifie très sensiblement la réalisation des câbles d'interconnexion. Cette souplesse facilite la mise en coffret. Le cavalier servant au transfert du signal RI est disposé à proximité immédiate de chacune des embases. On voit ainsi instantanément quel est l'appareil qui pourra utiliser

3



ledit signal.

Le bouton-poussoir et les LED seront positionnées sur la face avant du coffret, l'alimentation pourra prendre la forme d'un adaptateur secteur modulaire (9 V/25 mA).

POUR COMMUTER, APPUYEZ SUR UN BOUTON

Mode d'emploi enfantin. On connecte l'ordinateur à K6, les périphériques

venant se brancher sur les embases K2 à K5. Une fois l'appareil mis sous tension on a illumination de la LED D3, indication de l'interconnexion de K6 et de K2. Le périphérique branché sur K2 peut donc communiquer avec le PC. Une action sur le bouton-poussoir fait passer à l'appareil suivant. Au bout de 4 actions sur le bouton-poussoir on se retrouve dans la position de départ. Peut-on faire plus simple ?

970057-1

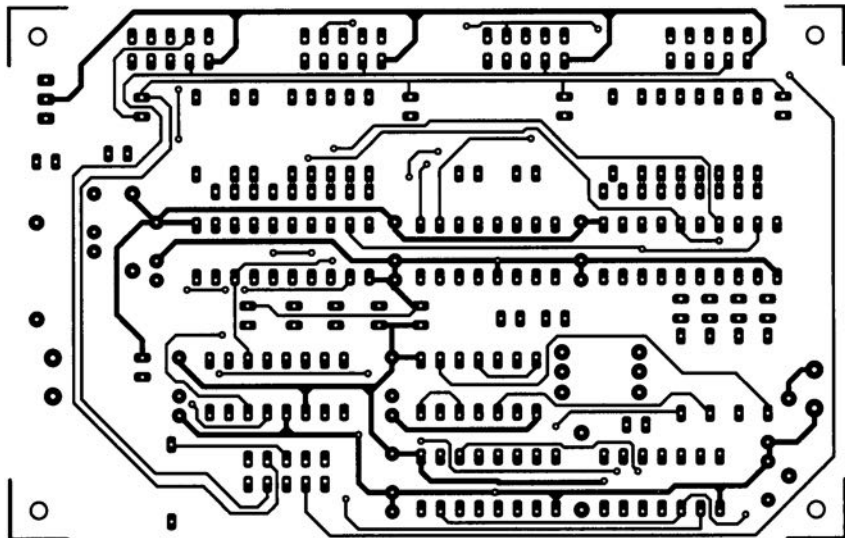
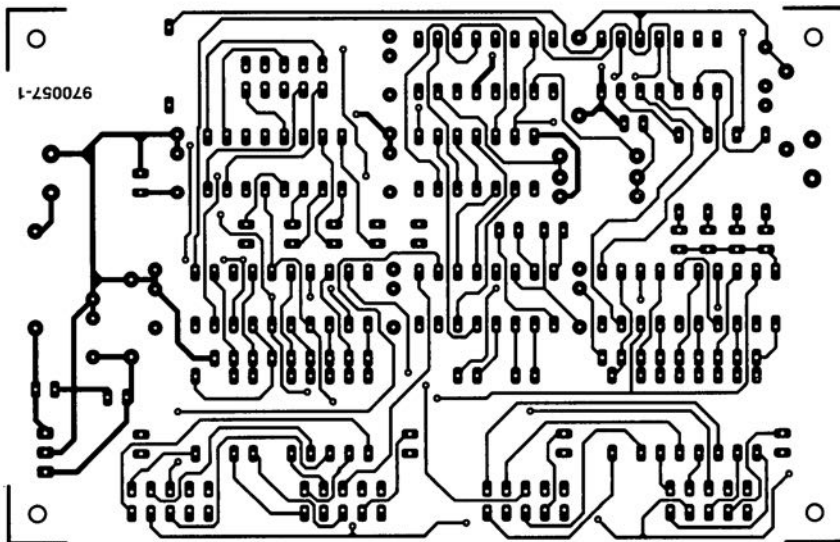
D7 = 1N4148
 IC1 = 7805
 IC2, IC3 = 74HC240
 IC4, IC5 = MAX234CPE (Maxim)
 IC6 = 4017
 IC7 = 4016
 IC8 = 74HC14

Divers :

JP1 à JP4 = cavalier
 K1 = bornier encartable à 2 contacts
 au pas de 5 mm
 K2 à K6 = embase-encartable HE10
 à 2 rangées de 5 contacts
 S1 = bouton-poussoir unipolaire
 5 connecteurs à sertir à 2 rangées
 de 5 contacts femelles
 4 connecteurs sub D à sertir à
 9 contacts mâle
 1 connecteurs sub D à sertir à
 9 contacts femelle
 adaptateur secteur 9 V/25 mA

**Figure 3. Dessin des
 pistes et implantation
 des composants. Il
 s'agit d'un double face
 à trous métallisés,
 une réalisation per-
 sonnelle est partant
 plus délicate.**

exotiques et (partant ???) chers, et
 l'existence d'une platine toute faite
 dont nous vous proposons en figure 3
 le dessin des pistes et la sérigraphie de
 l'implantation des composants, font de
 cette opération une occupation
 agréable. La sérigraphie montre que
 K1 est un bornier, le reste des inter-
 connexions se faisant à l'aide d'em-



LE TORT D'ELEKTOR

système d'alarme compact, Elektor n° 226, page 28 et suivantes

Il semblerait, d'après les informations que nous ont fournies certains lecteurs, que C2 ait, dans certains cas, une valeur trop faible. On peut alors, sans risque, prendre pour C2 un condensateur de 33 μ F. À quoi s'en aperçoit-on ? À l'instant où l'alarme devrait se déclencher la LED D7 se met à clignoter rapidement, signal servant normalement à indiquer un problème au niveau de la tension alternative. Une adaptation de la valeur de C2 doit résoudre ce problème. (970022)

commutateur de port sériel, Elektor n° 232, page 31 et suivantes

La liste des composants comporte une petite erreur. Elle attribue à tort une valeur de 4 μ F/25 V aux condensateurs C4 et C5. La valeur de ces der-

niers est bien, comme dans 99% des cas d'erreur à ce niveau dans Elektor, de 10 μ F/25 V comme l'indique le schéma. Comme l'on dit aux P&T, le cachet du schéma fait foi. (970057)

« Handyman » Elektor n° 234, page 28 et suivantes

Il ne s'agit pas, dans le cas présent, à proprement parler d'un tort d'Elektor. L'auteur de ce projet tient à ce que nous procédions à une rectification: L'architecture RISC pour les microprocesseurs est née de la constatation que les programmes d'application n'utilisent, en règle générale, à une répétition fréquente qu'un nombre réduit d'instructions (d'où le R de RISC pour Reduced). Ceci est particulièrement vrai dans le cas des applications écrites en C ou en Pascal. À partir de cette constatation il fut logique que l'on pense à limiter le set d'instructions aux instructions importantes et indispensables. Cela permettait de

simplifier le codage des instructions et partant d'en accélérer l'exécution. Les instructions complexes ainsi disparues se voient remplacées par une série d'instructions simples. L'inconvénient dû à cette approche est largement compensé par les avantages de la technologie RISC.

La technologie RISC n'a pas d'influence ni sur le nombre d'entrée ou de sortie, ni sur le nombre de broches du boîtier ou sur la consommation du circuit. Voici nos montres remises à l'heure.

chargeur d'entretien, Elektor n° 234, page 20 et suivantes

Dans le schéma, la résistance R9 est dotée d'un astérisque (*) ce qui indique qu'elle fera l'objet d'une mention spéciale. Le texte n'en parle pas, mais on en retrouve mention dans l'encadré Batteries 6V où l'on dit que l'on peut supprimer cette résistance.

Il manque, dans la liste des composants, la mention de R10,

une résistance de, comme le dit le schéma, de 10 k Ω /1%. On pourra, au cas où la LED D2 ne voudrait pas s'allumer, augmenter la résistance de bobine. On pourra donc augmenter la valeur de R12 jusqu'à ce que la LED s'allume nettement.

générateur de fonctions universel, Elektor n° 204, page 42 et suivantes

On pourra, au cas où le point décimal et le double point ne s'afficheraient pas correctement, remplacer IC2 du sous-ensemble d'affichage par un 74HC7266. Le 74HC266 est, en principe, du type à drain ouvert. Le 74HC266 de Texas Instruments utilisé sur notre prototype s'avéra, après mesures, disposer d'une sortie en totem-pole, ce que n'indique pas la fiche de caractéristiques. Ceci explique que nous n'ayons pas identifié ce problème plus tôt. Le 74HC7266 remplit la même fonction que le 74HC266, seule sa sortie diffère.



fuzz

ravivez le timbre de votre guitare

Certains parlent de déformation de l'onde, d'autres d'enrichissement ; permettez-nous de ne pas prendre position dans le débat. Il s'agit ici avant tout d'un petit accessoire électronique capable d'adapter la sonorité de la guitare au goût de chacun et au caractère de la musique qu'il interprète. L'écrêtage en douceur que procure un préamplificateur à tubes, si cher à de nombreux musiciens, peut vous donner un avant-goût du résultat à l'audition.



En théorie comme en pratique, un bon amplificateur se doit de renforcer linéairement le signal audio sans rien lui enlever, mais sans le doter non plus d'appendices indésirables. Voilà une assertion qui priverait la création musicale de beaucoup de sa variété, voire de sa consistance. Une exception à la règle, mais elle est de taille. S'il n'existe aucune définition du son que doit produire une guitare électrique, tous les interprètes seront d'accord pour dire qu'une transmission linéaire de la vibration n'est pas précisément l'effet qu'ils recherchent !

Aussi, tous les virtuoses qui en pincent pour la corde ont-ils expérimenté depuis longtemps diverses chambres d'écho ou de résonance, l'écrêtage, la distorsion et autres boîtes à effets. Le tempérament de l'amplificateur lui-même a son rôle à jouer dans la quête du timbre recherché. Beaucoup de gui-

taristes, plus qu'on ne le soupçonne généralement, sont d'avis que l'amplificateur à transistors délivre un son froid, cliniquement stérile, alors que les tubes procurent une acoustique chaude et musicale. L'explication est facile à trouver dans le comportement radicalement différent entre les deux, dès qu'on entre dans le domaine de saturation. Le montage d'effet proposé ici s'ingénie donc à donner toute satisfaction aux amateurs de « chaleur musicale ». Notre fuzz s'intercale entre la guitare et l'amplificateur ; il a été conçu de manière à imiter au mieux la sonorité particulière d'un amplificateur à tubes, mais il présente en outre une large plage d'adaptation dynamique qui conserve harmonieusement les aigus, sans introduire de parasites : une limitation quelque peu estompée, comme le laisse présager le nom anglais. Il permet ainsi d'employer son amplificateur compact à transistors pour lui faire reproduire la sonorité des tubes, pour autant qu'il ne soit pas saturé lui-même.

JOUER LE SON DES TUBES SUR DES CI

Reproduire les caractéristiques des tubes sans en utiliser un seul demande quelque ingéniosité électronique, mais il eut été impossible d'obtenir le même résultat dans si peu de place et à si faible coût avec des tubes, ne fût-ce que la partie alimentation. Un coup d'oeil à la **figure 1** vous indique qu'on n'a pas lésiné sur les moyens, pourtant, malgré ses trois circuits intégrés et ses quatre potentiomètres, entre autres, la platine reste étonnamment compacte. Mais commençons par le commencement. L'amplificateur opérationnel IC1a travaille en adaptateur d'impédance et amplificateur. Avec ses 700 k Ω d'impédance d'entrée, tous les modèles de guitares peuvent s'y brancher sans difficulté et les basses seront ainsi préservées. Le gain dépend du rapport entre R6+R4 et R5, ce qui nous amène ici à un facteur 4. Derrière l'étage d'entrée, on trouve un filtre passif qui se compose de R7 à R13 et C4 à C7. Il favorise le médium, l'effet de présence

projet: M. Radler

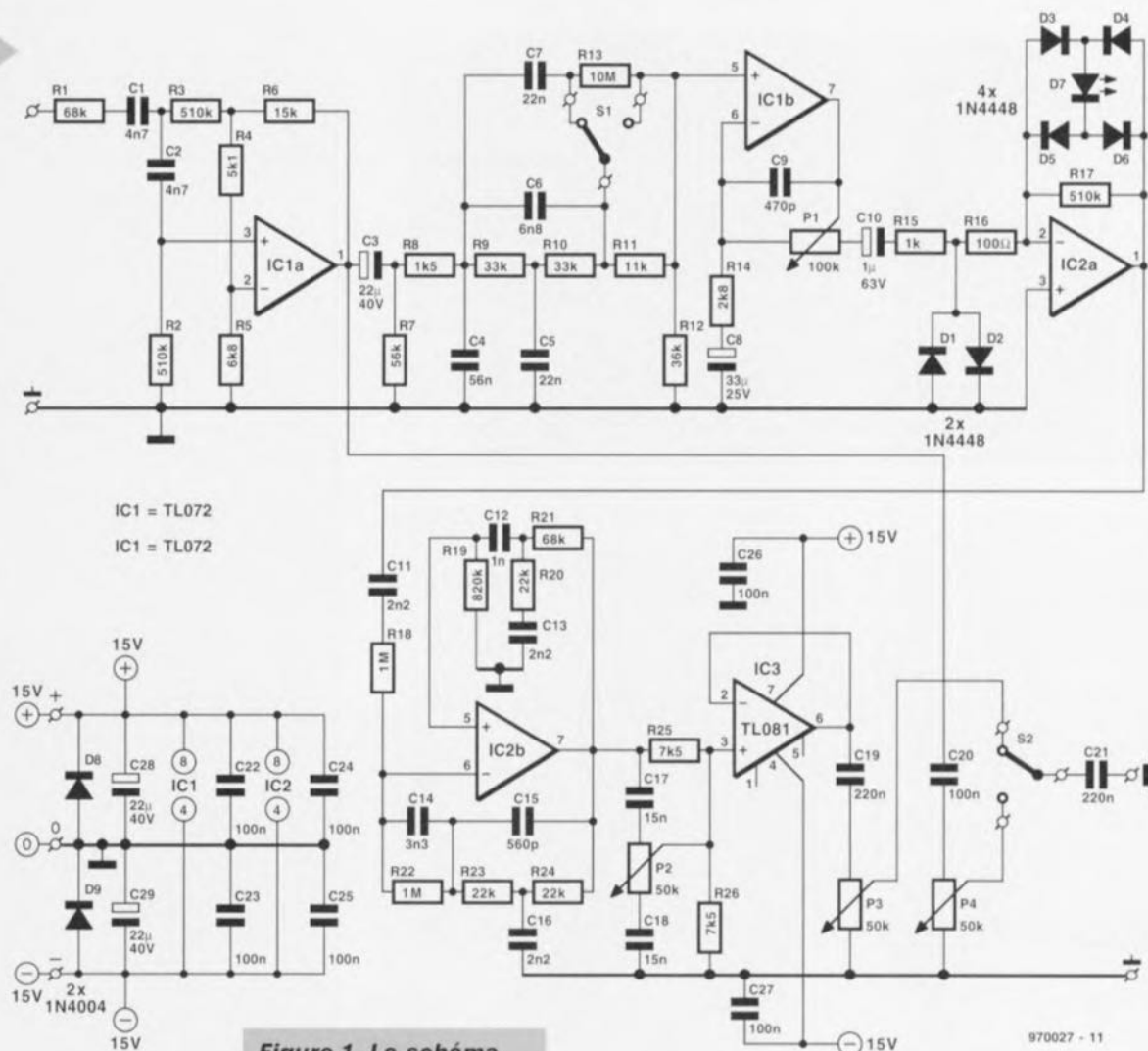


Figure 1. Le schéma se compose d'un amplificateur d'entrée, un étage qui intensifie les fréquences moyennes, un écrêteur réglable, un filtre passe-bande assez complexe et un tampon de sortie.

donc, avec une pointe visible autour de 1 kHz. Le commutateur S1 offre encore une possibilité supplémentaire : lorsque le sélecteur relie C6 à l'entrée 5 de IC1, il entraîne une atténuation supplémentaire de quelque 6 dB aux alentours des 400 Hz.

L'amplificateur opérationnel IC1b rehausse encore le signal et son gain est variable grâce à P1. Il ne s'agit pas ici de régler le volume à proprement parler, mais bien de dimensionner le signal qui va attaquer l'étage suivant, l'écrêteur.

Précisément, parlons-en. Il se compose de deux parties. La première est l'habituel limiteur à deux diodes tête-bêche, D1 et D2. La deuxième, qui met en jeu IC2a et les diodes D3 à D7 prises dans sa boucle de contre-réaction, est celle qui confère à l'ensemble les caractéristiques propres aux tubes. Voici un écrêteur à effet adouci construit à partir de ce qu'on pourrait de prime abord considérer comme un redresseur double alternance, mais c'est un peu plus compliqué que cela. Par l'entremise du pont redresseur, la LED se voit appliquer les deux alter-

nances du signal et en façonne l'amplitude en parfaite symétrie. Il y a de ce fait production d'un grand nombre d'harmoniques pairs dont on peut, selon ses goûts, choisir la proportion en agissant sur le filtrage préalable et, grâce à P1, le point précis où l'effet fuzzy doit commencer à se faire sentir.

proportion en agissant sur le filtrage préalable et, grâce à P1, le point précis où l'effet fuzzy doit commencer à se faire sentir.

FILTRONS ENCORE

Après filtrage préalable et écrêtage, le signal mérite un bon coup de peigne, c'est ce dont va s'occuper le circuit construit autour de IC2b : un filtre passe-bas à pente raide dont le pôle se situe à 5,5 kHz, combiné à une suramplification des bandes centrées sur 100 Hz et 500 Hz. Suit encore un réglage des aigus (P2) pour positionner au mieux le registre supérieur par rapport au médium.

Enfin, le tampon de sortie a pour mission d'attaquer, sans pertes ni problèmes d'adaptation, un câble de raccordement de longueur quelconque. Pour résumer les commandes, disons que S1 permet de renforcer sensible-

ment le médium (*mid-boost*), P1 choisit le niveau d'écrêtage et P2 ajuste l'aigu. Il reste à voir P3, qui règle le niveau de sortie du signal travaillé, tandis que P4 dimensionne le signal linéaire, l'inverseur S2 permettant de basculer instantanément de l'un sur l'autre.

CONSTRUCTION

La figure 2 représente la platine sur laquelle tous les composants prennent place pour assurer un montage aisé. Comme les potentiomètres se soudent directement au circuit imprimé, vous voilà dispensés de la plus grosse part des problèmes de câblage en fil blindé. Les inverseurs S1 et S2 ne demandent que du fil ordinaire. Seules entrée et sortie réclament un bout de câble faradisé pour les relier aux jacks de 6,3 mm. Pour une telle platine, le choix du coffret n'est pas bien délicat, un modèle en plastique convient bien, mais un boîtier métallique confèrera à l'ensemble un aspect et une solidité plus professionnelles. Tenez compte du mode d'alimentation que vous adopterez. Bien que le schéma renseigne ± 15 V symétriques, le montage s'accommode de tensions bien plus basses. On peut utiliser de petits régulateurs 7815 et 7915 pour stabiliser une

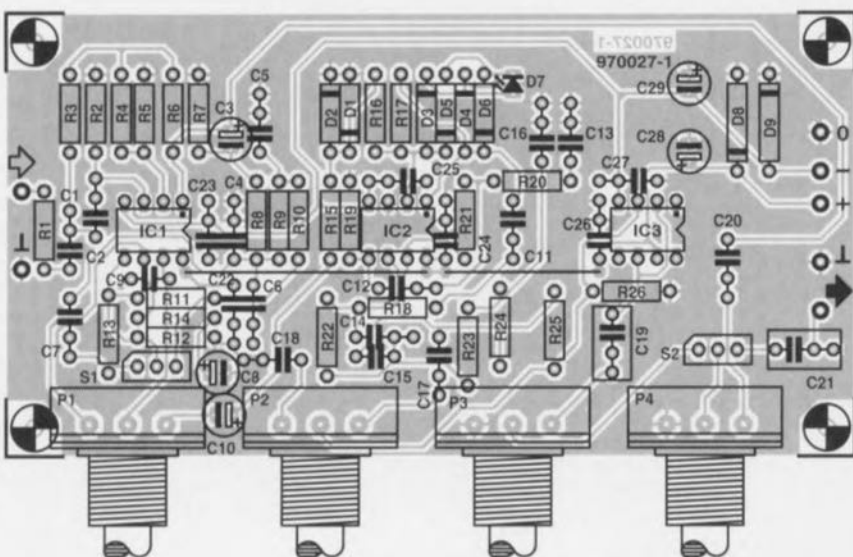
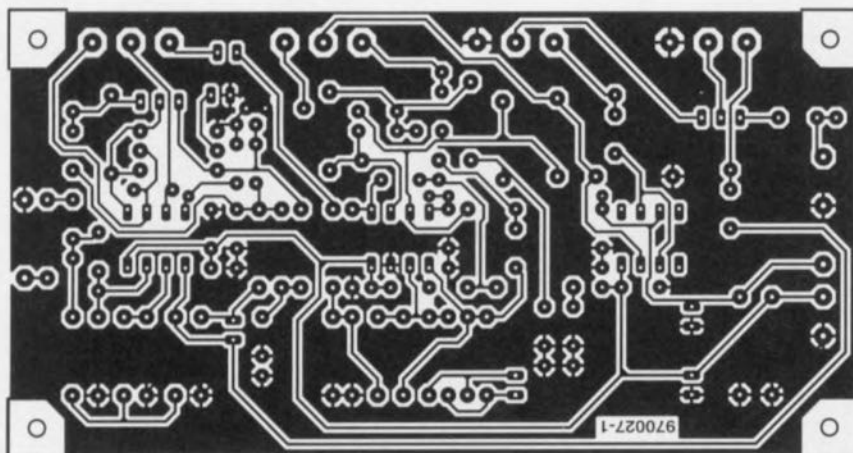


Figure 2. Une platine clairement dessinée pour une plus grande facilité d'assemblage.

Figure 3. Les caractéristiques de ce graphe vous permettent d'imaginer l'effet du fuzz. Les deux courbes correspondent à chaque position de S1.

alimentation secteur, mais deux petites piles de 9 V conviennent fort bien. Avec une consommation voisine de 10 mA, elles durent plus de 25 heures, largement assez pour le concert, les rappels et autres bis !

COURBE CARACTÉRISTIQUE

Un montage d'effet comme celui-ci, on y branche une guitare et on l'essaie. Les chiffres et les caractéristiques ne disent pas tout. Cependant, nos lecteurs ont forcément une certaine expérience de l'électronique et désirent à coup sûr en savoir plus sur l'efficacité du dispositif avant de se lancer dans sa construction. À leur intention, nous avons reproduit à la **figure 3** la forme de la bande passante obtenue lorsque P1 et P2 sont en position médiane. La branche supérieure s'obtient avec la correction « mid-boost » enclenchée, l'autre sans, une différence audible, on le devine.

970027-1

Liste des composants

Résistances :

R1, R21 = 68 k Ω
 R2, R3, R17 = 510 k Ω
 R4 = 5 k Ω
 R5 = 6 k Ω
 R6 = 15 k Ω
 R7 = 56 k Ω
 R8 = 1 k Ω
 R9, R10 = 33 k Ω
 R11 = 11 k Ω
 R12 = 36 k Ω
 R13 = 10 M Ω
 R14 = 2 k Ω
 R15 = 1 k Ω
 R16 = 100 Ω
 R18, R22 = 1 M Ω
 R19 = 820 k Ω
 R20, R23, R24 = 22 k Ω
 R25, R26 = 7 k Ω
 P1 = 100 k Ω log.
 P2 = 50 k Ω lin.
 P3, P4 = 50 k Ω log.

Condensateurs :

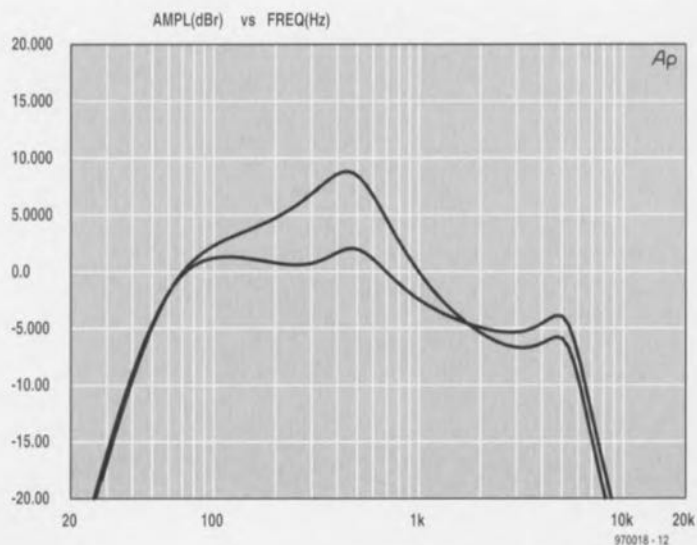
C1, C2 = 4 nF
 C3, C28, C29 = 22 μ F/40 V radial
 C4 = 56 nF
 C5, C7 = 22 nF
 C6 = 6 nF
 C8 = 33 μ F/25 V radial
 C9 = 470 pF
 C10 = 1 μ F/63 V radial
 C11, C13, C16 = 2 nF
 C12 = 1 nF
 C14 = 3 nF
 C15 = 560 pF
 C17, C18 = 15 nF
 C19, C21 = 220 nF
 C20, C22 à C27 = 100 nF

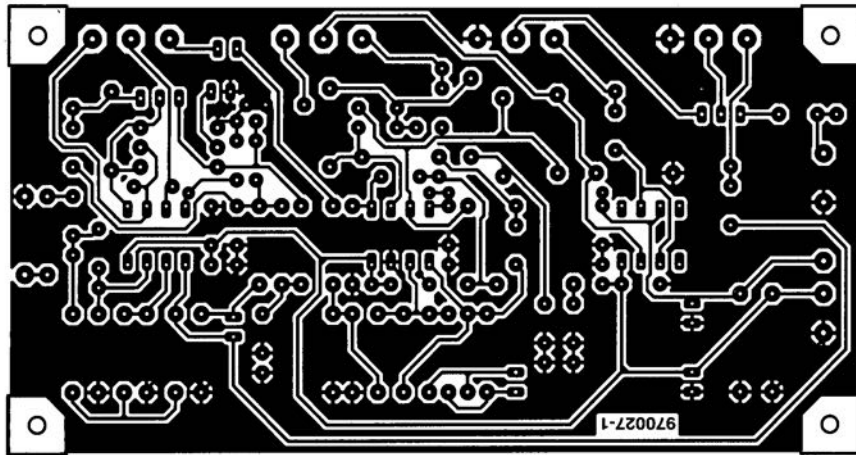
Semi-conducteurs :

D1 à D6 = 1N4448
 D7 = LED rouge
 D8, D9 = 1N4001
 IC1, IC2 = TL072CP (Texas Instruments)
 IC3 = TL081CP (Texas Instruments)

Divers :

S1, S2 = inverseur unipolaire
 jack 6,3 mm
 alimentation : adaptateur secteur \pm 9 à 15 V ou 2 piles compactes de 9 V





Liste des composants

Résistances :

R1, R21 = 68 k Ω

R2, R3, R17 = 510 k Ω

R4 = 5k Ω 1

R5 = 6k Ω 8

R6 = 15 k Ω

R7 = 56 k Ω

R8 = 1k Ω 5

R9, R10 = 33 k Ω

R11 = 11 k Ω

R12 = 36 k Ω

R13 = 10 M Ω

R14 = 2k Ω 8

R15 = 1 k Ω

R16 = 100 Ω

R18, R22 = 1 M Ω

R19 = 820 k Ω



convertisseur A/N pour Centronics

mesures analogiques par le port imprimante

On peut, à l'aide d'un convertisseur A/N de chez Maxim, que l'on peut qualifier de compact puisqu'il ne possède que 8 broches, doter tout PC d'une entrée analogique permettant la mesure de tensions analogiques et ce à une précision maximale de 12 bits. Comme il fait appel au port parallèle pour imprimante ce montage pourra être connecté à tout PC, même à un portable. Le logiciel tournant sous Windows accompagnant cette réalisation simplifie très sensiblement l'utilisation de cette interface.



Les techniques modernes permettent de doter un circuit intégré de fonctions multiples sans pour autant qu'il n'en devienne pour autant un monstre à mille pattes. Au coeur du présent montage bat un MAX187, un convertisseur A/N à 12 bits travaillant à une tension d'alimentation de 5 V, disposant d'une plage de mesure allant de 0 à 5 V et possédant une tension de référence interne de 4,096 V. Cette valeur n'est pas prise au hasard, vu qu'elle correspond, à une résolution de 12 bits, à un pas de 1 mV très exactement. Le convertisseur ayant besoin de 8,5 μ s pour une conversion complète, on peut le qualifier de relativement rapide; la fréquence d'échantillonnage maximale est de ce fait de

75 kHz. Il est doté, pour pouvoir communiquer avec d'autres composants, d'une interface série trilaire pouvant être pilotée par un signal d'horloge externe de 5 MHz au maximum.

Ce composant comporte en outre un circuit d'horloge interne. Dernière caractéristique à relever, une consommation étonnamment faible, puisque le MAX187 se contente de 2 mA. Nous verrons, tout à l'heure, combien cette caractéristique est importante pour la présente application.

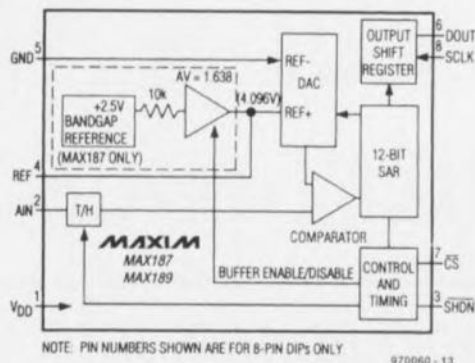
SOUS-ENSEMBLES ET FONCTIONS

Le synoptique de la figure 1 nous donne la structure interne du convertisseur. Dans la pratique, ce convertisseur constitue le composant idéal pour une utilisation, entre autres, avec des centrales de saisie de données (*datalogger*) portables et autres pilotages de processus exigeant une bonne précision. Il n'y a pas grand chose à dire au sujet des signaux d'entrée et de sortie du MAX187. La broche 1 reçoit la tension d'alimentation de 5 V, l'application du signal à mesurer se faisant sur la broche 2 d'où il attaque directement un circuit d'échantillonnage et de maintien (*sample & hold*). Le pilotage du circuit se fait par le biais de sa broche 3. L'ap-

Caractéristiques électriques

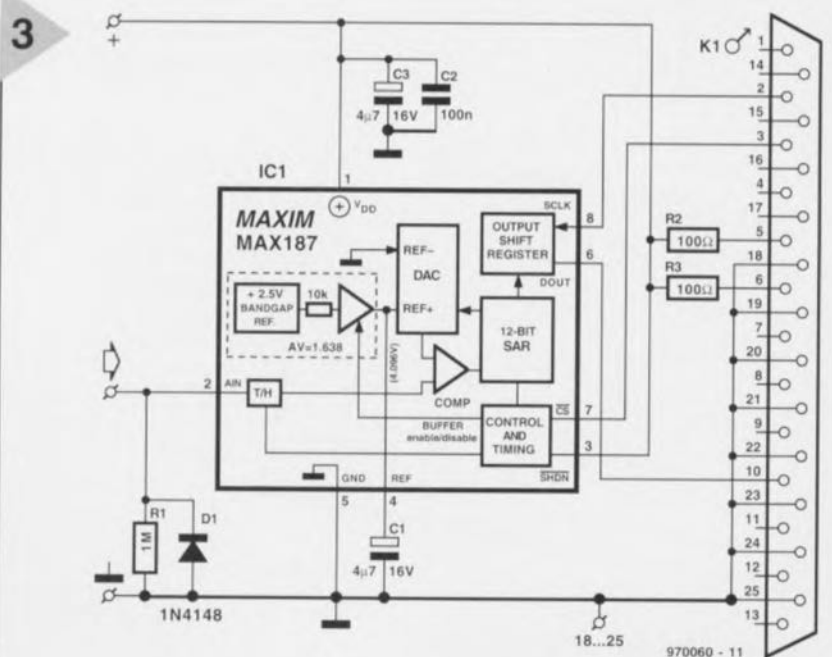
Plage d'entrée : 0 à 5 V
Résolution : 12 bits (4 096 pas)
Taille de pas : 1 mV
(Plage de mesure 0 à 4,096 V)
Interface : port imprimante
Logiciel : Windows 3.1 et 95
Consommation : 2 mA
Alimentation : par le port imprimante
Alimentation par capteur externes : 2 mA max.

projet: J. Schröder



plication d'une tension de niveau faible force le composant en mode économique dans lequel la consommation tombe à $10\text{ }\mu\text{A}$ au maximum. Si l'on force cette broche au niveau haut ou qu'on la laisse en l'air, le circuit prend vie. La différence entre un niveau haut ou une absence de connexion de la broche 3 est, dans le second cas, une déconnexion de la référence interne de sorte que l'on pourra utiliser une source de référence externe. On dispose, en cas de validation de la référence interne, d'une tension de $4,096\text{ V}$ sur la broche 4. En cas de déconnexion de la référence interne on peut appliquer à cette broche une tension comprise entre $2,5$ et $5,0\text{ V}$. La broche 5 sert de masse tant analogique que numérique. Le signal de sortie numérique est disponible sur la broche 6; son transfert se fait au rythme de la fréquence d'horloge (5 MHz au maximum) appliqué à la broche 8. La dernière broche à mentionner est la broche 7. Par sa mise au niveau bas on démarre une conversion sur flanc descendant. Sa mise au niveau haut produit une déconnexion de la sortie numérique qui prend alors un état de haute impédance. Le chronodiagramme de la **figure 2** montre l'interdépendance des différents signaux. Il faudra, lors du développement de logiciels, bien garder cette chronologie en mémoire.

sert à la génération d'un signal d'horloge utilisé pour le transfert des données, D3 active le signal CS et partant la conversion. L'entrée \overline{ACK} sert, enfin, à la prise en compte (lecture) des données numériques.



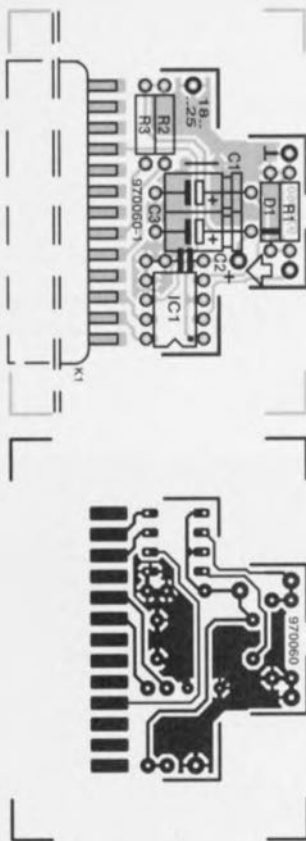


Figure 4. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation. La platine pourra prendre place dans un capot de connecteur sub D.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 M Ω
R2, R3 = 100 Ω

Condensateurs :

C1, C3 = 4 μ F/16 V axial
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
IC1 = MAX187BCPA (Maxim)

Divers :

K1 = connecteur sub D 25 contacts mâle dans capot (métallique) tel que, par exemple, Winslow HM25M2 ou FCI-Souriau 8655MH-25-11

à 25 contacts. Si tout « tombe au poil » on soudera la platine, pistes sur le dessus, au connecteur. On remarquera que les contacts 1 à 13 sont soudés aux îlots côté « pistes » de la platine. On connecte ensuite, à l'aide d'un petit morceau de conducteur isolé, les contacts 18 à 25 (situés sur le dessous de la platine) au point « 18...25 » présent sur la platine. On implantera ensuite le reste des composants. Le signal d'entrée analogique sera appliqué aux 2 îlots situés de part et d'autre de R1. On pourrait imaginer de coincer une embase convenable, une Cinch par exemple, dans l'orifice destiné au passage du câble. Rien de plus pratique pour une application aisée du signal de mesure.

LES SIGNAUX À L'ÉCRAN

Nous n'avons, jusqu'à présent, parlé que de l'interface. Il serait intéressant

de penser à une application pratique. Ceci explique que nous ayons développé un programme de démonstration tournant sous Windows. Ce programme, écrit en Delphi, visualise dans une fenêtre la tension d'entrée appliquée au circuit.

Dans le fascicule EXTRA de ce mois-ci il est expliqué, dans l'article consacré au surcadénage, comment, avec rien de plus qu'un capteur, mesurer, à l'aide de cette interface, la température du processeur. Le programme correspondant, TEMPMON.EXE, présent sur cette même disquette (ESS976011-1), fait apparaître à l'écran (sous Windows 3.1/95 seulement) la température de la CPU.

LE CODE

Le principe de fonctionnement de l'interface est simple. On commence par sélectionner l'interface par la mise au niveau haut des broches 3, 5 et 6 du port imprimante choisi. Le montage est alors alimenté et le circuit intégré activé. On met ensuite la broche 3, CS, au niveau bas pour démarrer une conversion. Une fois la conversion terminée le convertisseur fait passer la broche 10 (ACK) au niveau haut. Le signal d'horloge passe ensuite successivement au niveau haut puis au niveau bas. Sur le flanc descendant de ce signal le bit de départ (start bit) sera remplacé par le premier bit de donnée (MSB = *Most Significant Bit*, le bit de poids fort). 12 fois encore le signal d'horloge est mis au niveau haut, un nouveau bit de donnée étant pris en compte à chacun des flancs descendants. Une fois les 12 bits lus, le logiciel peut convertir la valeur de mesure en une valeur numérique et la visualiser à l'écran. Il faudra, si l'on envisage d'écrire son propre logiciel, tenir compte de la chronologie des signaux données en figure 2.

970060-1

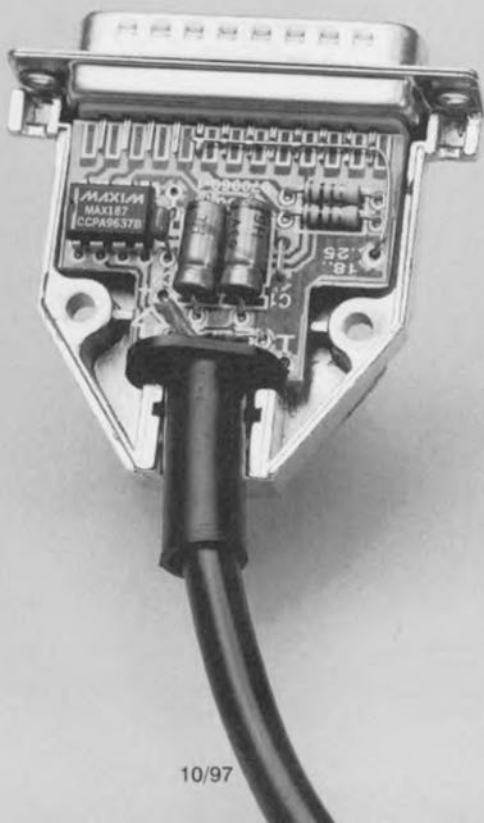
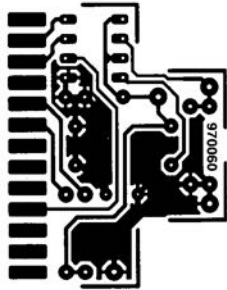


Tableau 1. Les signaux sur le port imprimante et leur interprétation par le MAX187.

Broche du port imprimante	Fonction sur le port imprimante	Fonction sur le MAX187
broche 2	D1	Clock
broche 3	D2	CS
broche 5	D4	VCC
broche 6	D5	VCC
broche 10	ACK	DATA



male dans capot (métallique) tel que, par exemple, Winslow HM25M2 ou FCI-Souriau 8655MH-25-11.

à 25 contacts. Si tout « tombe au poil » on soudera la platine, pistes sur le dessus, au connecteur. On remarquera que les contacts 1 à 13 sont soudés aux îlots côté « pistes » de la platine. On connecte ensuite, à l'aide d'un petit morceau de conducteur isolé, les contacts 18 à 25 (situés sur le dessous de la platine) au point « 18....25 » présent sur la platine. On plantera

dans, TEMPMON.EXE, présent sur cette même disquette (ESS976011-1), fait apparaître à l'écran (sous Windows 3.1/95 seulement) la température de la CPU.

LE CODE

Le principe de fonctionnement de l'interface est simple. On commence par sélectionner l'interface par la mise au niveau haut des broches 3, 5 et 6 du port imprimante choisi. Le montage est alors alimenté et le circuit intégré activé. On met ensuite la broche 3, CS, au niveau bas pour démarrer une

thermostat à double sortie

idéal pour la surveillance de la température de semi-conducteurs de puissance

Avec le LM56 National Semiconductor complète sa palette de capteurs de température de précision intelligents. Outre le capteur proprement dit, le LM56 intègre une référence de tension et 2 comparateurs à sortie de commutation et hystérésis fixe de 5 °C.



Le LM56 est un thermostat de précision à faible consommation. Un diviseur de tension constitué de 3 ou 4 résistances externes sert à la définition de 2 valeurs de seuil de température stables, V_{T1} et V_{T2} ; ce diviseur de tension se base sur une tension à barrière de potentiel (*bandgap*) interne de 1,250 V. Le LM56 dispose de 2 sorties

de commutation numériques (compatibles TTL) présentant une impédance de 1,5 k Ω . Les 2 comparateurs travaillent indépendamment l'un de l'autre, mais peuvent également être câblés en comparateur à fenêtre. OUT1 passe au niveau bas lorsque la température dépasse le seuil T1 et au niveau haut lorsque celle-ci tombe en-deçà du seuil $T2 - T_{HYST}$. Le comportement de

la sortie OUT2 est similaire : la sortie bascule au niveau BAS en cas de dépassement du seuil T2, et au niveau HAUT lorsque la température tombe en-dessous de $T2 - T_{HYST}$. T_{HYST} est fixée, nous le disions, à une valeur de quelque 5 °C. Les valeurs de seuil sont, à l'intérieur d'une plage de température dite militaire de -40 à +125 °C, respectées avec une tolérance de ± 2 à 4 °C (selon la version du composant). Le comportement de commutation du LM56 est facile à dériver du schéma de la figure 1.

Le LM56 dispose, outre des sorties de commutation, d'une sortie capteur indépendante dont la tension de sortie répond linéairement à l'équation

$$V_{TEMP} = (+6,20 \text{ mV/}^{\circ}\text{C} \cdot T) + 395 \text{ mV.}$$

La plage des tensions d'alimentation du LM56 s'étend de 2,7 à 10 V; vu sa

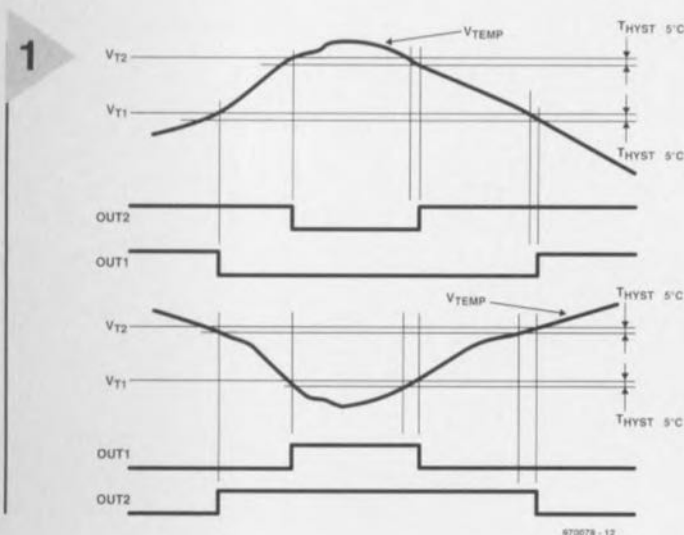


Figure 1. Comportement du LM56 lors de dépassement, dans un sens et l'autre, de la valeur de seuil de température.



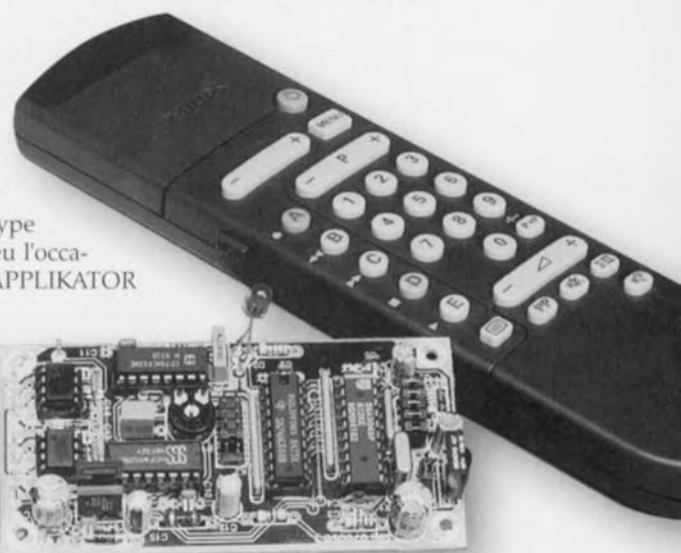
commande de volume silencieuse pilotée par IR

potentiomètre électronique stéréophonique à télécommande

Le montage présenté ici est destiné à ceux d'entre nos lecteurs qui savent apprécier non seulement la qualité mais également un certain confort. En effet, la combinaison de 2 potentiomètres électroniques intégrés et d'une télécommande IR permet de réaliser un potentiomètre stéréophonique électronique utilisable pour de nombreuses applications qui non seulement est parfaitement silencieux et inusable, mais de plus peut être télécommandé par n'importe quelle télécommande à code RC5. L'ensemble prend place sur une platine compacte que l'on pourra aisément implanter, par exemple, dans un amplificateur existant.

La fonction de potentiomètre fait appel à une paire de circuits intégrés du type DS1669. Nous avons eu l'occasion, dans un article APPLIKATOR du numéro 223 de janvier 1997 d'Elektor, de vous le présenter, raison pour laquelle nous nous limiterons à une description sommaire.

Comme le montre la structure interne de la figure 1, on trouve, au cœur d'un DS1669, une résistance dotée de 64 prises intermédiaires. Un multiplexeur intégré (MUX 64:1) détermine laquelle des prises intermédiaires est transmise à la sortie. La sélection effectuée est ensuite stockée dans une EEPROM de sorte qu'elle reste conservée même en cas de coupure de la tension d'alimentation. Les extrémités de la piste résistive du



potentiomètre sont reliées aux broches RH et RL du circuit intégré. Le curseur est lui connecté à la broche RW. Le pilotage du potentiomètre se fait par le biais d'impulsions, ce processus connaissant 3 variantes. L'entrée numérique D est prévue pour un circuit de commande externe tel qu'un microprocesseur par exemple. La commande manuelle peut se faire par le biais d'1 ou de 2 boutons. Dans le premier cas le bouton est pris entre la broche UC et la masse, l'entrée DC étant elle forcée au plus de l'alimentation. En cas d'action sur le bouton le curseur commencera par se déplacer vers l'une des extrémités, avant de repartir dans l'autre sens jusqu'à l'autre extrémité. La variante à 2 boutons apporte un confort d'utilisation indiscutable. Les boutons-poussoirs viennent se brancher entre l'entrée DC et la masse d'une part et l'entrée UC et la masse de l'autre. En cas d'action sur le premier (*down*) le curseur va vers RL, en cas d'action sur la touche up il ira vers RH. Pour éviter d'être gêné par des rebonds des contacts le circuit intégré ne réagit pas instantanément à une action sur

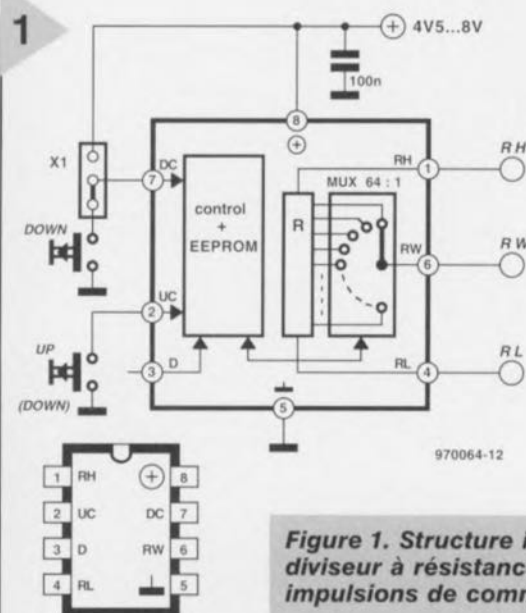


Figure 1. Structure interne du DS1669. L'état du diviseur à résistance à 64 pas change au gré des impulsions de commande.

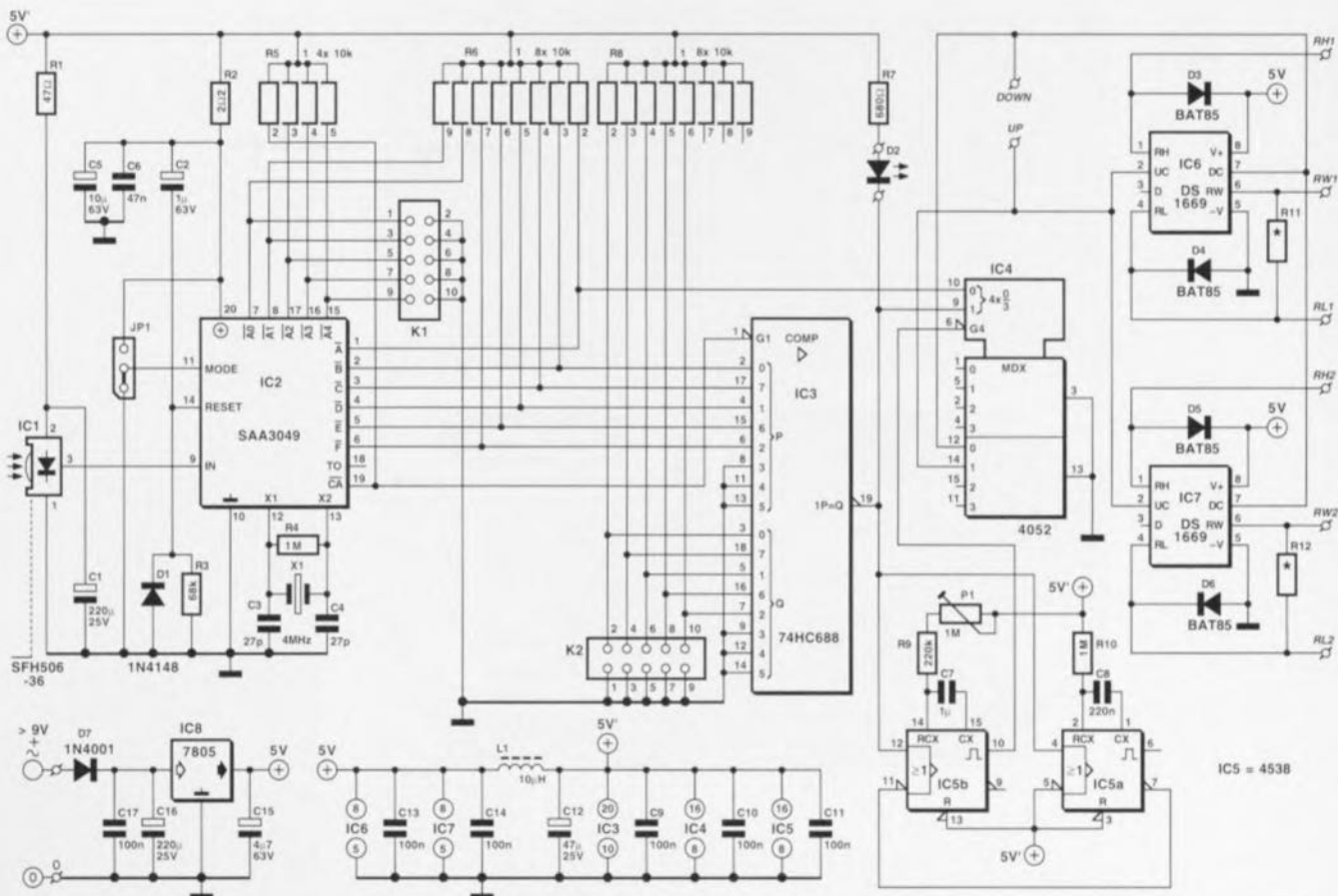


Figure 2. Le schéma :
IC6 et IC7 sont les potentiomètres, IC4 et IC5 servent à leur commande, IC1 à IC3 servent à la réception et au décodage des signaux produits par la télécommande.

une touche, mais attend 1 ms. Une action sur une touche d'une durée inférieure à 1 s est considérée comme une unique action. Si l'on maintient l'action pendant une durée plus longue le curseur avance, par la présence d'une fonction d'auto-répétition (*auto-repeat*) d'un pas toutes les 100 ms. Une excursion du curseur sur l'ensemble de la plage, de RH à RL ou inversement dure de ce fait quelque 7 s. Une dernière remarque en ce qui concerne le DS1669 : il existe 3 modèles de ce composant qui se différencient par la valeur de la résistance : 10, 50 et 100 k Ω .

PILOTAGE IR

La figure 2 vous propose le schéma complet de notre potentiomètre électronique. Les DS1669 se trouvent sur la droite. IC4 se charge de la commutation des entrées UC et DC de IC6 et IC7. L'électronique centrée sur IC5a et IC5b remplit dans ce cadre une fonction spéciale à laquelle nous reviendrons ultérieurement. La partie basée sur IC1 à IC3 assure la réception et le décodage du signal de commande – aspect que nous allons examiner d'un peu plus près. IC1 capte le signal IR codé RC5 émis par la télécommande. Ce composant intègre, outre une photodiode infra-

rouge (IR), un récepteur complet. Le signal traité et démodulé par IC1 quitte sa broche 3 pour attaquer le décodeur IC2, un SAA3049. La fonction de ce circuit intégré est de convertir les données qu'il reçoit en un signal binaire. Le signal RC5 contient 2 données importantes, à savoir l'adresse-système et l'instruction proprement dite. D'après les conventions du code RC5, l'adresse-système d'un préamplificateur est « 16 ». On pourra bien entendu, s'il devait se faire que l'adresse « 16 » soit déjà occupée ou que l'on envisage d'installer le potentiomètre électronique dans un autre appareil (qu'un préamplificateur), opter pour une adresse différente. Le paramétrage de l'adresse se fait par le biais des entrées A0 à A4. On définit l'adresse « 16 » par la mise au niveau bas des entrées A0 à A3 – ce que l'on obtient par la mise en place d'un cavalier sur chacun des points 1/2, 3/4, 5/6 et 7/8 de l'embase K1 – et par la mise de la ligne A4 au niveau haut – on laisse « ouverte » la paire de contacts 9/10. L'adresse « 0 » réservée aux téléviseurs est obtenue par mise en place d'un cavalier sur les 5 paires de contacts de K1.

Dans le signal RC5 l'adresse-système est suivie par l'instruction. Le SAA3049 la décode et la présente sous la forme de niveaux logiques aux sorties A à F.

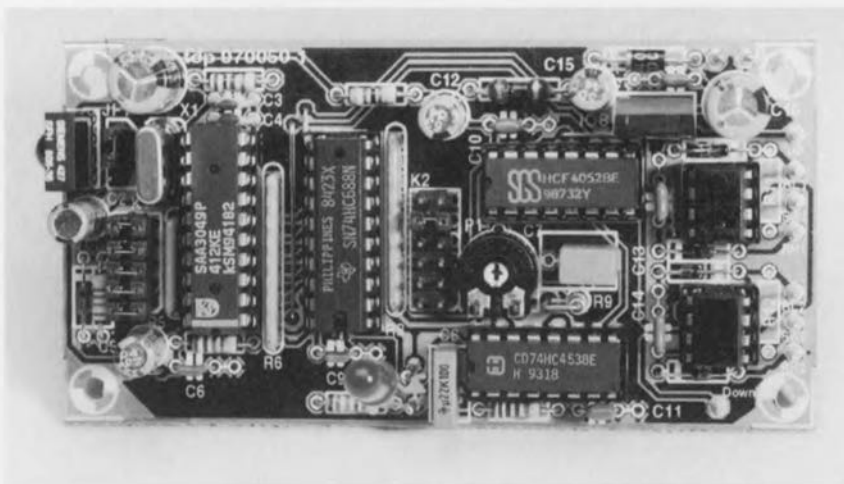
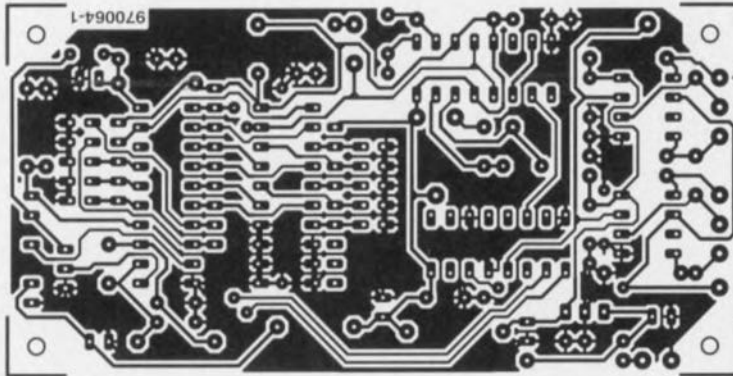
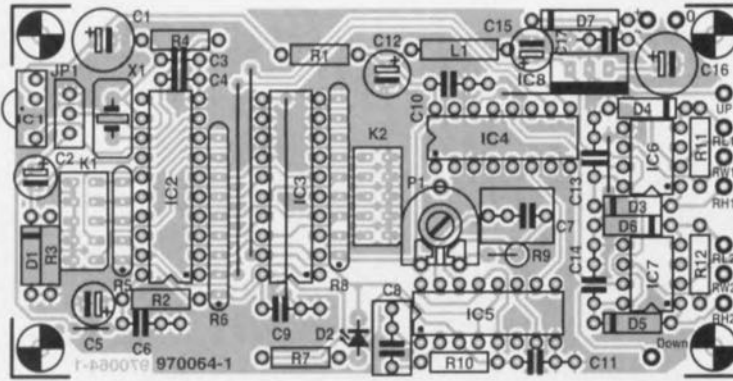
Dans le cas présent, seuls 2 instructions entrent en jeu :

Adresse :	F	E	D	C	B	A	instruction
16	0	1	0	0	0	0	plus fort
17	0	1	0	0	0	1	moins fort

Comme le montre le schéma, les sorties B à F de IC2 sont reliées à 5 entrées P du comparateur numérique IC3 ; les 3 entrées P restantes sont forcées à la masse. La sortie de ce comparateur (sa broche 19) se trouve au niveau bas lorsque le mot de donnée présent sur les entrées P est identique au mot de donnée défini sur les entrées Q par le biais de l'embase K2. Si tel est le cas, le LED D2 va s'allumer. Il est donc possible, à l'aide des cavaliers implantés sur K2, de choisir les touches de la télécommande à utiliser. C'est à dessein que la sortie A de IC2 n'a pas été reliée à l'une des entrées du comparateur vu que l'état de ce bit (le bit de poids faible) n'est pas le même pour la commande « plus fort » et « moins fort », ce qui pourrait nuire au bon fonctionnement du comparateur.

IC1 à IC3 sont entourés d'un certain nombre de composants dont nous n'avons pas encore parlé. Passons-les en revue. R1 et C1 constituent le réseau de découplage de IC1, la combinaison R2/C5/C6 remplit une fonction identique pour IC2. Le réseau C2/R3 assure une fonction d'initialisation à la mise sous tension (*power on reset*) pour IC2. Le cavalier JP1 situé à

3



proximité de IC2 permet d'opter entre le code RECS80 et le code RC5; normalement ce sera le code RC5 de sorte qu'il faudra placer le cavalier entre la broche 11 et la masse. De concert avec C3, C4 et R4, le quartz X1 fournit la fréquence d'horloge correcte qu'attend IC2. Les réseaux de résistances R5, R6 et R8 sont des résistances de forçage au niveau haut (*pull up*) pour différentes entrées et sorties.

COMMANDE SYNCHRONES

Comme nous le disions plus haut, les circuits intégrés du potentiomètre sont pilotés par la mise à la masse des entrées UC et DC, commutation dont est chargé l'un des 2 multiplexeurs analogiques intégrés dans IC4, un 4052. La mise en oeuvre d'un multiplexeur à l'avantage de permettre, le cas échéant, l'adjonction de 2 boutons-poussoirs en vue d'une utilisation manuelle. Les picots « down » et « up »

sont réservées à cette intention. Autre avantage du 4052, il ne nécessite pas de logique additionnelle pour un décodage correct du sens de « rotation ». L'adressage du multiplexeur se fait par le biais du décodage du bit de poids faible (sortie A de IC2) et de la sortie du comparateur IC3.

Le pilotage de IC6 et IC7 nous a confronté à un petit problème. Nous savons qu'une activation d'une durée supérieure à 1 s de l'entrée UC ou DC du DS1669 se traduit par une incrémentation (ou décrémentation) automatique d'un pas toutes les 100 ms. Dans le cas d'une commande parallèle de 2 DS1669 comme dans le cas présent, les curseurs ne se déplacent pas toujours parfaitement de manière synchrone. Ceci explique que nous ayons choisi de ne pas utiliser la fonction d'auto-repeat et que nous appliquions à IC6 et IC7 un train d'impulsions de commutation distinctes. L'utilisation de la sortie CA du décodeur

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 Ω
 R2 = 2 Ω
 R3 = 68 k Ω
 R4, R10 = 1 M Ω
 R5 = réseau de 4 résistances de 10 k Ω
 R6, R8 = réseau de 8 résistances de 10 k Ω
 R7 = 680 Ω
 R9 = 220 k Ω
 R11, R12 = cf. texte
 P1 = 1 M Ω ajustable

Condensateurs :

C1, C16 = 220 μ F/25 V radial
 C2 = 1 μ F/63 V radial
 C3, C4 = 27 pF
 C5 = 10 μ F/63 V radial
 C6 = 47 nF céramique
 C7 = 1 μ F MKT au pas de 5/7,5 mm
 C8 = 220 nF
 C9 à C11, C13, C14, C17 = 100 nF céramique
 C12 = 47 μ F/25 V radial
 C15 = 4 μ F/63 V radial

Bobines :

L1 = 10 μ H

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
 D2 = LED à haut rendement
 D3 à D6 = BAT85
 D7 = 1N4001
 IC1 = SFH506-36 (Siemens)
 IC2 = SAA3049P (Philips)
 IC3 = 74HC688
 IC4 = 4052
 IC5 = 4538
 IC6, IC7 = DS1669-10 (-50...100) (Dallas Semiconductor)
 IC8 = 7805

Divers :

JP1 = embase autosécable mâle à 1 rangée de 3 contacts avec cavalier
 K1, K2 = embase autosécable mâle à 2 rangées de 5 contacts avec cavalier
 X1 = quartz 4 MHz

Figure 3. La compacité de cette platine en facilite l'intégration dans un appareil existant. IC1 doit pouvoir « voir » la télécommande.

IC2 nous a permis de résoudre élégamment et simplement ce problème. En cas de signal RC5 continu on a apparition, sur la sortie CA, d'une impulsion d'une durée de 15 ms toutes les 120 ms. La longueur et la fréquence de récurrence de ces impulsions conviennent à merveille pour une activation à répétition des DS1669, cette approche garantissant un parfait synchronisme des 2 circuits intégrés de potentiomètre.

TEMPS MORT

La sortie du comparateur IC3 restera bien entendu au niveau bas tant que la sortie CA de IC2 reste active. Ceci complique la tâche des multiplexeurs intégrés dans IC4 chargés de déplacer fiablement d'une position définie, et pas plus, les curseurs de IC6 et IC7. D'où la création, à l'aide de IC5, d'un temps mort dont on pourra, par le biais de P1, définir la durée sur une plage comprise entre 0,22 et 1,22 s. Le concept est tel que sur instruction de l'impulsion de sortie du comparateur IC3 on a mouvement immédiat du curseur processus suivi du temps mort et de la fonction d'auto-repeat. L'activation du temps mort se fait par le déclenchement du monostable IC5b sur le flanc montant à la fin de la première impulsion de sortie de IC3. La sortie Q de IC5b bascule alors au niveau haut et bloque, par le biais de l'entrée INH (INHibit) de C4, tout risque de mouvement additionnel du curseur. Les 4538 étant, par naissance, redéclenchables nous avons ajouté IC5a de manière à éviter une prolongation non prévue du temps mort. IC5a est déclenché en même temps que IC5b et bloque ensuite immédiatement l'entrée de déclenchement de IC5b par la mise de la broche 11 au niveau bas. La pseudo-période de IC5a étant

supérieure à la durée de répétition de IC3, des impulsions de sortie à répétition de IC3 restent sans effet. On déterminera expérimentalement la longueur du temps mort; en règle générale, la mise de P1 à Mi-course convient fort bien.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

La platine dont on retrouve en figure 3 le dessin des pistes et la sérigraphie permet une réalisation sans sueur de ce montage. Nous avons choisi l'approche compacte sachant qu'il est peu probable que ce montage soit utilisé de façon autonome, son utilisation courante étant d'être implanté à l'intérieur d'un appareil existant pour y remplacer les potentiomètres classiques d'origine. On interrompt alors les connexions allant auxdits potentiomètres et on relie les contacts devant aller au potentiomètre aux points RH, RW et RL. Permettez-nous quelques remarques en vrac quant à l'utilisation de ce montage. La tension de signal appliquée au montage ne doit pas se situer hors de la plage définie par la tension d'alimentation de IC6 et IC7. Les diodes D3 à D6 protègent les circuits intégrés à l'encontre de niveaux de tension d'entrée trop importants. On veillera donc à ce que la tension d'entrée ne dépasse

pas 1,5 Veff. On pourra, si l'on préfère donner à la courbe linéaire des circuits intégrés du potentiomètre un caractère quelque peu « logarithmique », obtenir cette fonction par implantation entre les contacts RW et RL les résistances parallèles R11 et R12. La valeur de base de ces résistances sera comprise entre 1/4 et 1/16ème de la résistance du potentiomètre. Attention à ne pas endommager les circuits intégrés de commande, sachant que courant maximal pouvant circuler par le curseur est de 1 mA. Cette modification n'offre toutes les garanties de sécurité que dans le cas de la version 100 kΩ du potentiomètre.

Il n'est sans doute pas nécessaire de signaler que le montage sur (ou à l'intérieur de) l'appareil devra se faire de façon à ce que le récepteur IR IC1 ait une vue libre sur le monde qui l'entoure. On pourra, si nécessaire, doter IC1 des liaisons (courtes) de prolongation requises.

Le montage comportant ses propres régulation de courant (IC8) et diode de redressement (D7), on pourra mettre à profit, pour l'alimentation, toute tension alternative ou continue de 9 V ou plus. On pourra se rabattre sur un module d'alimentation secteur, mais il est fort probable que l'on puisse dériver la tension requise de l'appareil modifié.

970064-1

AIDES À LA RÉALISATION

Elektor ne fait pas la vente de composants. Ceux-ci sont normalement à trouver chez un revendeur de composants. Il nous a cependant semblé nécessaire, suite à de nombreuses lettres, de résumer sur cette demi-page les informations cruciales pour la lecture et la compréhension des articles publiés dans Elektor. Nous utilisons, pour l'indication des valeurs de composants, les préfixes (classiques) suivants :

E (exa) = 10^{18}	a (atto) = 10^{-18}
P (peta) = 10^{15}	f (fermi) = 10^{-15}
T (tera) = 10^{12}	p (pico) = 10^{-12}
G (giga) = 10^9	n (nano) = 10^{-9}
M (mega) = 10^6	μ (micro) = 10^{-6}
k (kilo) = 10^3	m (milli) = 10^{-3}
h (hecto) = 10^2	c (centi) = 10^{-2}
da (deca) = 10^1	d (deci) = 10^{-1}

Dans certains schémas et dans la liste des composants nous préférons utiliser, contrairement aux recommandations IEC et BS, le préfixe + symbole comme caractère délimiteur en remplacement de la virgule. 2 exemples :

3kΩ9 = 3,9 kΩ

4μF7 = 4,7 μF

Sauf mention contraire, la tolérance des résistances est $\pm 5\%$ et leur wattage 1/3 à 1/2 watt. La tension de service des condensateurs est de ≥ 50 V.

Lors de la mise en place des composants on commencera en règle générale par l'implantation des composants passifs de la taille la plus faible, c'est-à-dire les ponts de câblage, les résistances et les petits condensateurs; on passera ensuite aux supports pour circuits intégrés, aux relais, aux condensateurs de forte capacité tels que les électrolytiques et aux connecteurs et autres embases. Les semi-conducteurs vulnérable et les circuits intégrés fragiles seront montés en dernier.

Le soudage. On utilisera un fer à souder d'une puissance de 15 à 30 W doté d'une pointe fine et de la soudure à âme de résine (60/40). On enfiche les connexions du composant concerné dans les orifices prévus à cette intention, on les replie légèrement, on les coupe à la bonne longueur et on procède à leur soudure; on attend de 1 à 2 secondes jusqu'à ce que l'alliage étain/plomb devienne liquide et vienne souder relier la connexion au métal de l'orifice. On peut alors enlever le fer à souder. Attention à éviter de surchauffer le composant en particulier les circuits intégrés et les semi-conducteurs. S'il faut dessouder un composant on utilisera de préférence un fer à dessouder à pompe aspirante ou un appareil spécialement prévu à cet effet.

Le dépannage. Si le circuit ne fonctionne pas correctement, il faudra comparer soigneusement les composants mis en place sur la platine avec la sérigraphie de l'im-

plantation des composants et vérifier leurs caractéristiques à l'aide de la liste des composants. Tous les composants se trouvent-ils à leur place (celle prévue sur la sérigraphie)? Les polarités des composants en ayant une a-t-elle bien été respectée. N'avez-vous pas fait d'erreur dans le branchement des lignes d'alimentation? Toutes les soudures faites sont-elles « saines »? N'avez-vous pas oublié de pont de câblage? Si le schéma de la réalisation en cause comporte des valeurs de mesure, les éléments mesurés sur le circuit imprimé correspondent-ils à ces valeurs – on peut accepter une dérive de $\pm 10\%$ des dites valeurs.

La valeur d'une résistance est indiquée à l'aide d'un code de couleurs qui définit comme suit :



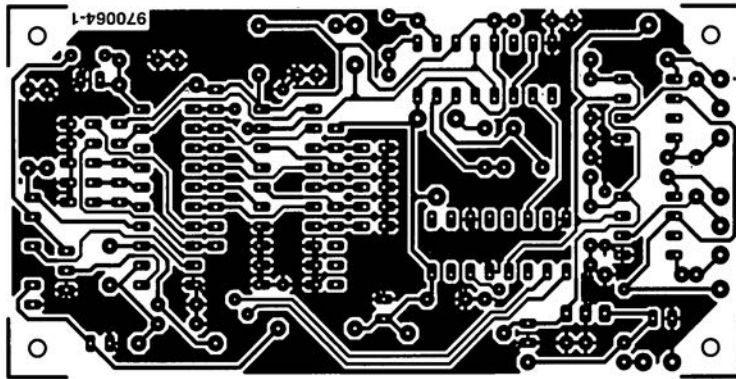
couleur	1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} chiffre	facteur multiplicateur	tolérance
noir	--	0	--	--
marron	1	1	$\times 10^1$	$\pm 1\%$
rouge	2	2	$\times 10^2$	$\pm 2\%$
orange	3	3	$\times 10^3$	--
jaune	4	4	$\times 10^4$	--
vert	5	5	$\times 10^5$	$\pm 0,5\%$
bleu	6	6	$\times 10^6$	--
violet	7	7	--	--
gris	8	8	--	--
blanc	9	9	--	--
or	--	--	$\times 10^{-1}$	$\pm 5\%$
argent	--	--	$\times 10^{-2}$	$\pm 10\%$
rien	--	--	--	$\pm 20\%$

Exemples :

marron-rouge-marron-or = 120 Ω, $\pm 5\%$

jaune-violet-orange-marron = 47 kΩ, $\pm 1\%$

Il arrive que nous ayons à publier des corrections éventuelles concernant l'une ou l'autre réalisation, ce que nous faisons dans les plus brefs délais dans l'un des magazines publiés ultérieurement. On notera que la rubrique « le coin du lecteur » contient de temps à autre des commentaires ou/et des informations additionnelles concernant des montages publiés dans un numéro précédent.



Condensateurs :

C1, C16 = 220 μ F/25 V radial

C2 = 1 μ F/63 V radial

C3, C4 = 27 pF

C5 = 10 μ F/63 V radial

C6 = 47 nF céramique

C7 = 1 μ F MKT au pas de 5/7,5 mm

C8 = 220 nF

C9 à C11, C13, C14, C17 = 100 nF
céramique

C12 = 47 μ F/25 V radial

C15 = 4 μ F7/63 V radial

Bobines :

L1 = 10 μ H

Logique programmable : les nouvelles tendances

VHDL ou In-situ ?

Il y a peu de temps de cela, les circuits TTL de la série 74xx étaient encore la panacée pour implanter différentes fonctions logiques simples telles que multiplexeurs, décodeurs, machines d'états ou autres registres.

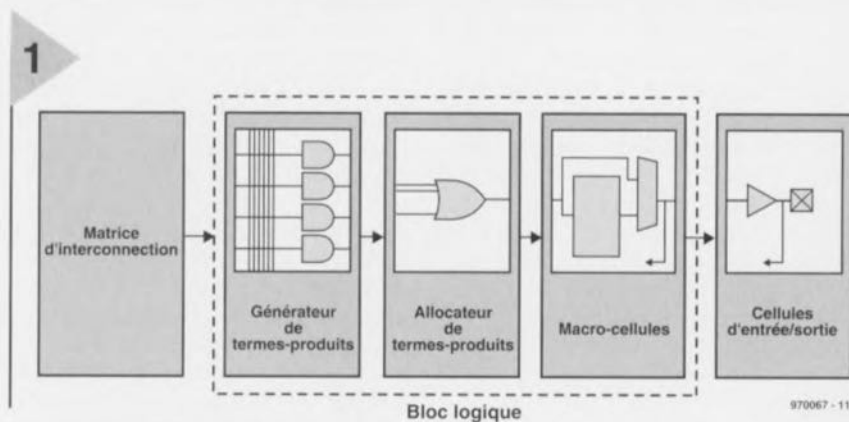


Figure 1. Structure interne d'un CPLD.

Aujourd'hui, tout le monde est convaincu des avantages de la logique programmable sous toutes ses formes : PALs, PLDs, CPLDs et FPGAs. En effet, un simple PAL 22V10 remplace déjà à lui seul une demi-douzaine de boîtiers TTL et permet de réduire d'autant la surface et la consommation totale de la carte. Les nouvelles familles de PLDs et CPLDs programmables in-situ permettent, quant à elles, la réalisation d'applications jusque-là réservées aux laboratoires bien équipés, à cause du

coût prohibitif des outils de développement ou des programmeurs nécessaires. Désormais, grâce à la programmation in-situ et à l'apparition des logiciels de conception en VHDL de circuits programmables sur PC, chaque utilisateur va enfin pouvoir réaliser de bout en bout sa propre application.

DES CPLDS PAS SI COMPLEXES

Le CPLD, *Complex Programmable Logic Device*, étend le concept de PAL ou PLD à un plus haut niveau d'intégration. Au lieu de rajouter des entrées/sorties, de créer des termes-

2

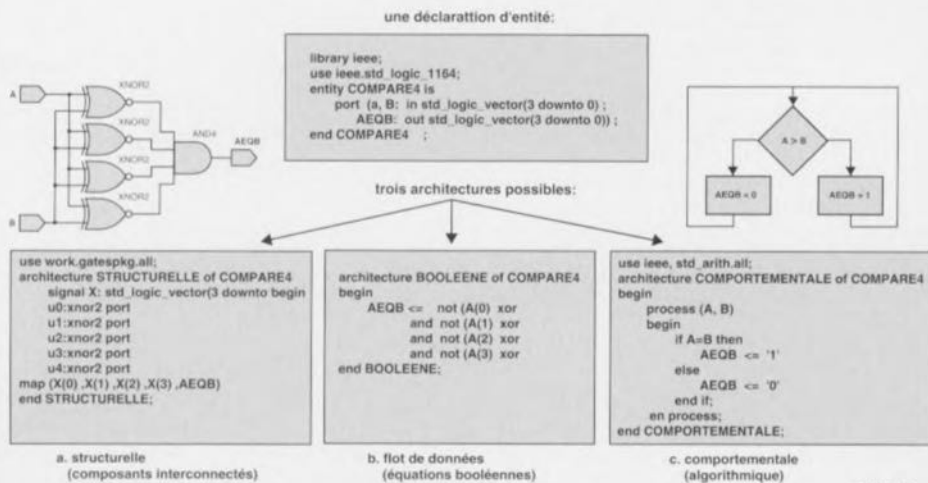


Figure 2. Différents styles de description VHDL.

produits avec plus d'éléments (l'expression logique 'A et B et C' est un terme-produit à 3 éléments : A, B et C), un CPLD est un ensemble de blocs logiques reliés entre eux par une matrice d'interconnexion. Comme l'indique la **figure 1**, chaque bloc logique, équivalent à un PLD, est constitué d'un générateur de termes-produits suivi d'un allocateur qui route chacun de ces termes-produits vers un ou plusieurs OU logiques. L'expression ainsi obtenue est acheminée vers une macrocellule constituée d'une bascule, de multiplexeurs et d'une sortie trois-état précédant une broche d'entrée/sortie. En cascade des blocs logiques, il est possible d'élaborer des expressions logiques encore plus complexes que celles créées par un simple passage dans la structure ET-OU. Les CPLDs ne se distinguent entre eux que par l'allocateur de termes-produits et le nombre d'entrées des OU qui précèdent les macrocellules. L'architecture interne des CPLDs doit permettre de préserver autant que possible le brochage choisi pour l'implantation même si la logique à planter a été modifiée ou augmentée à plusieurs reprises évi-

conception électronique. Même s'il paraît surdimensionné pour concevoir de simples PALs, son utilisation permet de s'affranchir de nombreux problèmes réels. Son principal avantage est d'abord d'être un standard surveillé par le puissant comité de normalisation IEEE. Cela implique que la survie de ce langage ou des outils qui l'exploitent ne dépend pas d'un ou de plusieurs fabricants. Ensuite, ce langage est l'assemblage des différents points de vue et besoins de ses concepteurs. Le compromis résultant permet de décrire une même fonction à l'aide du point de vue qu'on préfère. L'essentiel bien sûr reste que le composant fasse effectivement ce qu'on attend de lui.

À CHACUN SON STYLE

En matière de conception de logique programmable, on peut dire qu'il existe trois écoles. La première école privilégie l'approche orientée schéma où la fonction est décrite à l'aide d'un ensemble d'éléments interconnectés, principalement des portes élémentaires (OR, NAND, XOR) et des bascules (flip-flop, latch). Cette approche, appelée structurelle, a l'avantage de

exemple, un front montant d'horloge). Le processus, une fois réveillé déroule une séquence d'instructions proches de celles utilisées dans les langages de programmation classique. On trouve pêle-mêle des structures conditionnelles : IF-THEN-ELSE, CASE-WHEN, itératives : FOR-LOOP ou répétitives : WHILE-LOOP. Cette approche a l'avantage important de favoriser la compréhension globale de la fonction. En revanche, étant plus éloignée de l'implantation finale, il est important que l'outil qui synthétise la description, c'est-à-dire qui la compile puis l'implante, donne d'aussi bons résultats. VHDL et ses concepteurs ont donc finalement tenté et réussi à concilier ces approches. Mieux, il est possible d'utiliser ces différentes approches au sein d'un même projet. Typiquement, une machine à états se décrit mieux avec un algorithme. Les sorties de la machines d'états s'expriment, quant à elles, plus facilement à l'aide d'équations booléennes.

La **figure 2** illustre, au travers de trois exemples, chacune de ces approches. Chaque description VHDL est constituée de deux parties. La première, appelée déclaration d'entité sert à définir les entrées/sorties de la fonction, sans se préoccuper des détails de l'implémentation. C'est la seconde partie, l'architecture, qui indique comment remplir cette fonction : composants interconnectés, équations booléennes ou algorithmes.

LE PLUS DUR EST FAIT

Le dernier obstacle lié à la programmation des composants a été levé. Grâce aux nouvelles technologies effaçables électriquement comme la Flash et l'EEPROM, les fabricants ont pu mettre au point des composants programmables ou reprogrammables in-situ, c'est-à-dire sur la carte elle-même. Ainsi il devient possible pour ces composants de se passer de programmeur et de ses coûteux adaptateurs. Un simple câble connecté au port parallèle d'un PC permet de télécharger le fichier de programmation vers le composant. Les broches d'entrées/sorties qui véhiculent les signaux de programmation, généralement au nombre de 4 ou 5 ont une double fonction et peuvent donc être réutilisées lorsque le composant repasse en mode normal. En final, la carte est peu modifiée par rapport à une version sans programmation in-situ : il suffit simplement de rajouter un connecteur simple (10 points suffisent) et de prévoir le passage des quelques fils de programmation supplémentaire. Bien sûr, il est également possible de créer une simple carte dédiée uniquement à la programmation du composant : on dispose ainsi de son propre programmeur très faible coût.

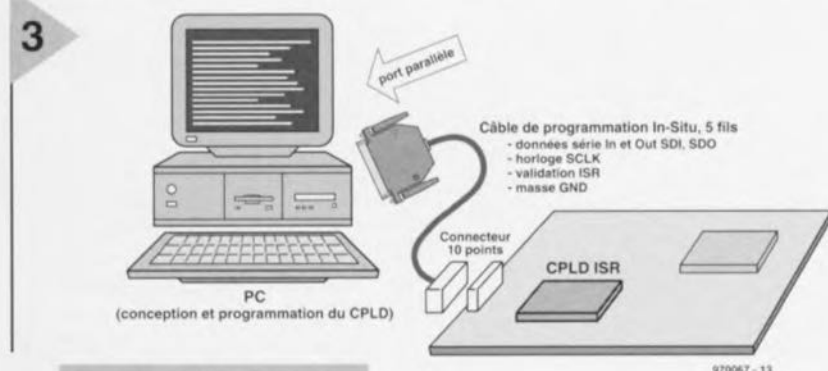


Figure 3. Programmation directe du composant sur la carte grâce à l'ISR (In-Situ Reprogramming).

tant ainsi toute reprise de cuivre inutile. Compte tenu du nombre de broches proposées, les boîtiers les plus courants sont des PLCC 44, 68 et 84 broches et peuvent être utilisés montés sur support.

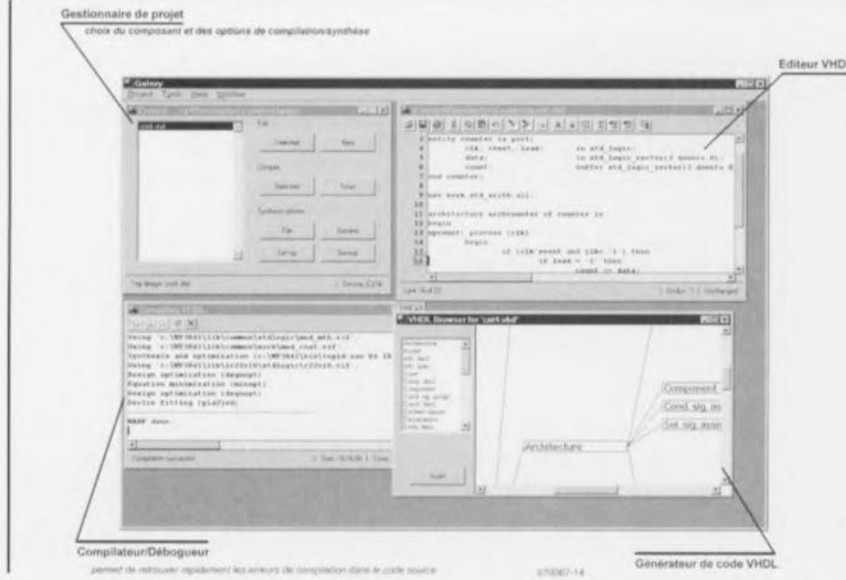
LA TOUR DE BABEL

Les progrès en matière d'intégration, de densité ou de souplesse d'utilisation de ces composants seraient bien inutiles s'il n'existait pas de langage de description matériel capable d'en exploiter toutes les ressources. Aujourd'hui, incontestablement, le langage VHDL s'impose. Développé à l'origine pour que les électroniciens de l'armée américaine et ses fournisseurs puissent communiquer leur projet entre eux sans ambiguïté, VHDL a peu à peu conquis toutes les sphères de la

bien mettre en évidence la quantité de ressources à mettre en oeuvre pour remplir cette fonction et d'exploiter au mieux les possibilités du composant. En contre partie, la description est liée à la technologie finale et un changement de composant pourrait donner de moins bons résultats. La seconde approche fait appel à des équations booléennes. Chaque sortie est exprimée à l'aide d'une équation où interviennent les entrées et des noeuds internes au composant. C'est l'approche la plus naturelle pour les utilisateurs d'autres langages de conception de logique programmable. Avec quelques efforts de réécriture du code depuis Palasm ou Abel vers VHDL, il devient ainsi possible de recycler d'anciens programmes faits pour des composants devenus obsolètes. La dernière école favorise une approche algorithmique. Les descriptions dites comportementales font intervenir différents processus qui s'exécutent à l'apparition de certains événements (comme, par

4

Figure 4. Environnement de conception VHDL (Warp2 v4.2 CYPRESS).



La figure 3 présente les aspects principaux de l'ISR (*In-Situ Reprogramming*). Si nécessaire, deux ou plusieurs composants peuvent être chaînés et programmés en série, en parallèle ou chacun individuellement. En effet, la programmation in-situ repose sur le principe du bus JTAG utilisé pour le test de cartes et utilise le même principe d'adressage et de dialogue avec les composants montés sur la carte.

VHDL OU IN-SITU ? LES DEUX !

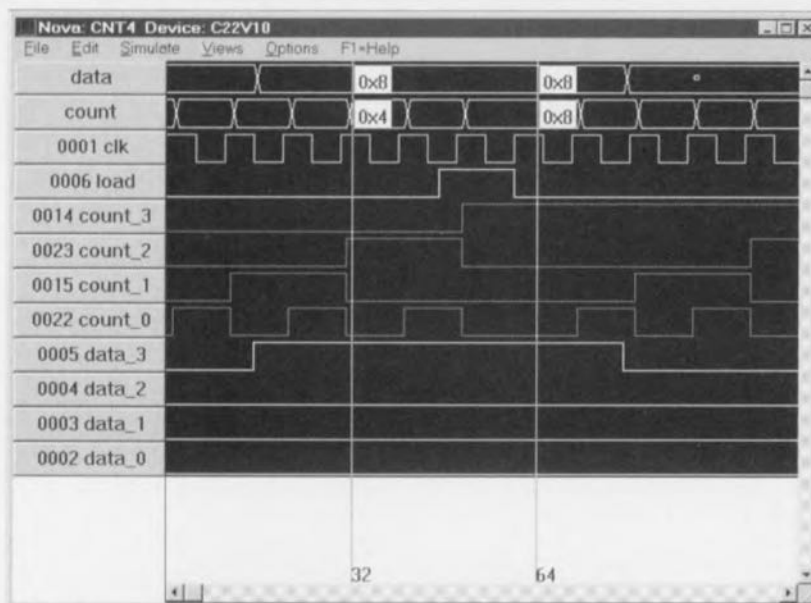
CYPRESS Semiconducteurs propose un nouvel ensemble complet de développement sous la référence CY3620. Il est composé du kit de programmation

ISR pour les CPLDs Flash370i et du logiciel de conception VHDL Warp2 (Windows 3.x, 95 ou NT) incluant un gestionnaire de projet et un éditeur/débogueur VHDL intégré (figure 4). Grâce au simulateur fonctionnel également inclus (figure 5), il devient possible de créer des stimuli sous forme de chronogrammes et faciliter la mise au point de toute application à base de PALs, PLDs et CPLDs de 8 à 256 macrocellules. Livré avec un ouvrage sur VHDL publié chez Addison-Wesley et un recueil d'exercices et de solutions pratiques, il devrait rapidement convaincre les électroniciens éclairés de passer à la vitesse supérieure en matière de logique programmable.

970067-1

5

Figure 5. Vérification à l'aide du simulateur fonctionnel (Warp2 v4.2 CYPRESS).



Un nouveau moniteur

Comme il m'arrive, chez moi, de passer un certain nombre d'heures devant mon ordinateur, il me parut temps de remplacer mon vieux moniteur par un modèle 17". Comme nous le faisons tous lorsqu'il s'agit d'acheter un nouveau matériel, j'ai commencé par éplucher différents magazines d'électronique pour y lire les tests énumérant les points forts et faibles de ce type de matériel. On fait ensuite un pèlerinage à stations multiples dans les différents magasins pour voir quelles sont les marques disponibles et à quel prix.

Lors de ma lecture comparative des articles publiés par différents magazines j'ai été étonné de constater qu'ils étaient loin d'être toujours d'accord. Si, lors du test de disques durs ou de lecteurs de CD-ROM par exemple, les conclusions étaient proches il en allait tout autrement dans le cas des moniteurs. Un moniteur, classé dans les 5 meilleurs de l'un des magazines, terminait à la dernière place dans un autre. Je décidai donc de tester moi-même la qualité des moniteurs dans différents magasins en vendant. Il apparut alors que, en ce qui concerne les moniteurs du moins, on ne peut se baser que partiellement sur les résultats des tests. On peut bien évidemment mettre en chiffre un certain nombre d'aspects tels que bande passante, possibilités de réglage, blindage et autre types de tube, vous seul êtes en mesure de juger de la qualité de l'image et sa géométrie. Un certain nombre de moniteurs de marques réputées que j'envisageais d'inclure dans ma sélection étaient tout simplement mal réglés. Combien de fois n'ai-je pas trouvé sur l'écran des lignes courbes qui auraient dû être droites et des distorsions des coins, défauts qui ne se laissent pas corriger à l'aide des commandes dont on dispose. Dans un magasin bien achalandé j'ai testé 20 moniteurs différents, dont seuls 3 donnaient, à mes yeux, une image satisfaisante. Le prix n'avait d'ailleurs, en l'occurrence, aucune influence sur cet état de faits. Il semble que ce soit une affaire de hasard et qu'il reste à souhaiter que, par chance, l'exemplaire que vous emportez soit bien réglé.

Je suis, maintenant, l'heureux possesseur d'un moniteur 17" bien réglé. Mon conseil à l'aspirant-acquéreur de moniteur est de commencer par le tester dans le magasin où il l'achète. Un test de moniteurs n'est qu'une image instantanée du marché et ne dit rien sur la qualité d'image et le réglage de l'appareil que l'on aura acquis.

Harry Baggen
(rédacteur en chef national NL)

PZ5032

Circuits intégrés

Numérique, Logique complexe

ELEKTOR

INFOCARTE

10/97

Valeurs maximales admissibles¹

Symbole	Paramètre	Min.	Max.	Unité
V _{DD}	Tension d'alimentation	0,5	7,0	V
V _I	Tension d'entrée	1,2	V _{DD} +0,5	V
V _{OUT}	Tension de sortie	0,5	V _{DD} +0,5	V
I _{IN}	Courant d'entrée	30	30	mA
I _{OUT}	Courant de sortie	100	100	mA
T _J	Température max. de jonction	-40	150	°C
T _{str}	Température de stockage	-65	150	°C

¹ Des facteurs de valeur supérieure à celles indiquées ci-dessus peuvent entraîner un dysfonctionnement du composant, voire son endommagement. Ces valeurs sont uniquement données à titre de référence. Il n'est pas prévu de fonctionnement opérationnel à ces conditions ou à des conditions plus sévères que celles données ci-dessus.

de propagation total broche à broche t_{PD} pour le Z5032 utilisant 6 à 37 termes de produit est donc de 8 ns (6 ns pour la PAL + 2 ns pour la PLA).

Architecture de macro-cellule

Comme le montre le schéma de la figure 3, chaque macro-cellule est constituée d'une bascule bistable pouvant être configurée en type A ou type T. On utilise souvent une bascule de type D pour la réalisation d'automates (*state machine*) et le tamponnage de données, le « modèle T » servant d'habitude à la réalisation de compteurs. Tous les membres de la famille CoolRunner™ proposent une horloge tant synchrone qu'asynchrone et peuvent être déclenchés sur un flanc montant ou descendant desdites horloges. Le PZ5032 dispose de 2 horloges (CLK0 et CLK1). CLK0 est une horloge câblée synchrone et doit être pilotée depuis l'extérieur. L'horloge 0 (CLK0) peut être une horloge synchrone pilotée de l'extérieur ou une horloge asynchrone (commandée par une équation de macro-cellule). 2 des termes de commande (CT0 et CT1) servent au pilotage des lignes Preset/Reset des bascules des macro-cellules. On peut également inhiber la fonction Preset/Reset. Les 4 termes de commande restants (CT2 à CT5) peuvent être utilisés pour la commande de la validation de sortie (*Output Enable*) des tampons de sortie des macro-cellules. La raison de l'existence de nombreux

termes de commande dédiés à la validation de sortie de la macro-cellule est de garantir le respect de la norme PCI par les composants CoolRunner™. Les tampons de sortie de macro-cellule peuvent être inhibés ou validés à tout moment. Tous les composants CoolRunner™ disposent également d'une broche GTS (*Global Tri-State*) qui, forcée au niveau bas, mettra toutes les sorties du composant à haute impédance (*tri-state*). Cette broche est destinée à permettre le test en circuit ou lors de tests sur lit de clous.

Il existe 2 trajets de rétroaction vers le ZIA : l'un depuis la macro-cellule, l'autre depuis une broche d'E/S. Le trajet de rétroaction en amont du tampon de sortie est le cheminement du feed-back de la macro-cellule, celui se situant en aval du tampon de sortie étant le cheminement de feed-back ZIA de la broche d'E/S. En cas d'utilisation de la macro-cellule en tant que sortie, le tampon de sortie est validé et le trajet de feed-back de la macro-cellule peut servir de voie de rétroaction pour la logique intégrée dans la macro-cellule. Si l'on utilise la broche d'E/S en tant qu'entrée, le tampon de sortie est mis à haute impédance et le signal d'entrée sera appliqué à la ZIA par le biais du trajet de rétroaction E/S et la logique intégrée dans la macro-cellule enterrée pourra être retournée à la ZIA par le biais du trajet de rétroaction de la macrocellule.

PZ5032

Circuits intégrés

Numérique, Logique complexe

ELEKTOR

INFOCARTE

10/97

CPLD (*Complex Programmable Logic Device*) à 32 macro-cellules (série CoolRunner™)

Fabricant

Philips Semiconductors, 811 East Arques Avenue,
P.O. Box 3409, Sunnyvale, CA 94088 3409
Internet: www.semiconductors.philips.com

Caractéristiques techniques

- Premier PLD de l'industrie en TotalCMOS™ à utiliser et conception et fabrication CMOS
- Technologie de conception FZP™ (*Fast Zero Power*) pour consommation ultra-faible et vitesse très élevée
- Temps de transfert broche à broche de 6 ns à grande vitesse
- Consommation statique extrêmement faible, moins de 75 µA
- Consommation dynamique à 50 MHz inférieure de 70% aux composants concurrents
- Routable à 100% avec utilisation à 100% même si toutes les broches et macro-cellules ont été prédéfinies
- Modèle de chronologie détermininale extrêmement simple à utiliser
- 2 horloges à polarité programmable pour chaque macro-cellule
- Supporte une horloge asynchrone complexe
- Architecture innovatrice XPLA™ combinant grande vitesse et flexibilité extrême
- 1 000 cycles effacement/programmation garantis
- Garantie de rétention des données de 20 ans
- Logique extensible jusqu'à 37 termes-produits

- Respecte PCI
- Procédé 0,5 µm E2CMOS avancé
- Bit de sécurité pour protection contre accès interdit
- Saisie de données et vérification à l'aide des outils standard de l'industrie ou de CAO Philips
- Reprogrammable en utilisant les programmeurs standard de l'industrie
- Structure Control Term innovatrice fournissant soit la somme soit le produit de termes dans chaque bloc logique pour Tampon 3 états programmable Preset/Reset pour registre macro-cellule asynchrone
- Broche 3 états global programmable facilitant le test sur « lit de clous » sans utilisation de ressources logiques
- Existe en boîtier PLCC et TQFP
- Existe en version commerciale et industrielle

Données de classification de composant

Portes utilisables	1 000
Nombre max d'entrées	32
Nombre max d'E/S	32
Nombre de macro-cellules	32
macro-cellules d'E/S	32
macro-cellules enrobées	0
Temps de propagation [ns]	6,0
Boîtiers	PLCC et TQFP 44 broches

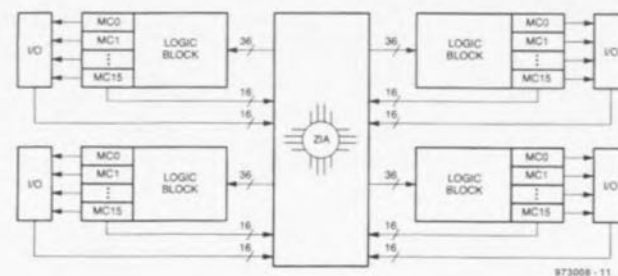


Figure 1. Architecture XPLA pour CPLD de Philips



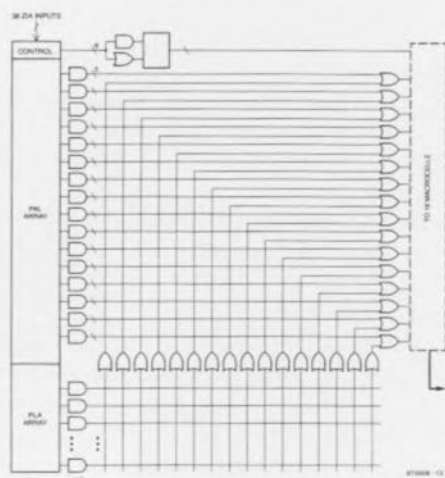


Figure 2. Architecture de bloc logique selon Philips

Exemple d'application

décaleur de tension continue de précision pour oscilloscope, Elektor Octobre 1997

Architecture XPLA™

L'architecture XPLA™ représentée en figure 1 est constituée de blocs logiques interconnectés par une matrice ZIA (Zero-power Interconnect Array). La ZIA est un commutateur de points d'intersection virtuel. Chaque bloc comporte principalement un composant 36C16 à 36 entrées en pro-

venance du ZIA et 16 macro-cellules. Chaque bloc logique fournit également 32 cheminements de réaction ZIA depuis les macro-cellules et les broches d'E/S. Jusqu'à présent, cette architecture est très proche de celle d'autres CPLD. Ce qui rend la famille CoolRunner™ unique est le contenu de chaque bloc logique et la technique de conception utilisée pour la constitution des blocs eux-mêmes.

Architecture des blocs logiques

La figure 2 nous apprend que chaque bloc logique contient des termes de commande, une matrice PAL, une matrice PLA, et 16 macro-cellules. Les 6 termes de commande peuvent être configurés individuellement comme terme de somme ou de produit et servent à la commande des validations de sortie Preset/Reset des 16 bascules de macro-cellule. La matrice PAL consiste d'une matrice ET (AND) programmable à matrice OU (OR) câblée alors que la matrice PLA consiste elle en une matrice OU programmable à matrice ET câblée. La matrice PAL garantit une trajectoire grande vitesse dans la matrice, la matrice PLA offrant une densité de termes de produits plus élevée. Chaque macro-cellule possède 5 termes de produit dédiés de la matrice PAL. Le temps de propagation broche à broche t_{PD} du Z5032 à travers la matrice PAL est de 6 ns. Cette valeur est identique à celle des CPLD 5 V les plus rapides aujourd'hui. Si une macro-cellule a besoin de plus de 5 termes de produit elle tire tout simplement des termes de produit additionnels de la matrice PLA. La matrice PLA comporte 32 termes de produit utilisables par toutes les 16 macro-cellules. La durée de transfert additionnelle introduite par une macro-cellule utilisant 1 ou tous les 32 termes de produit PLA est de 2 ns seulement. Le temps

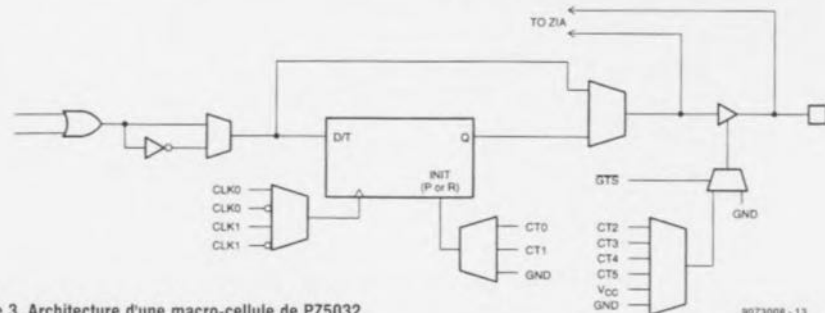


Figure 3. Architecture d'une macro-cellule de PZ5032

Extrait d'un listing de code-source de PZ5032 (exemple)

Module DSO_offset

Title 'automatic DSO offset for slow signals'

DECLARATIONS

```
clk          pin 43;
key          pin 25;
auto        pin 16 istype 'reg';
phase_1     pin 7;
out_1       pin 6;
out_2       pin 4;
reset       pin 44;
sw_f        pin 8;
sw_ff       pin 11;
sw_b        pin 9;
sw_fb       pin 12;
sw_auto     pin 13;
led         pin 14;
dir         pin 24;
db11..db0   pin 28,29,31,32,33,34,36,37,38,39,40,41 istype 'reg';
cs          pin 27 istype 'buffer';
ct13..ct0   node istype 'reg';
```

```
db = [db11..db0];
dr = [db10..db0];
dp = db11;
ct = [ct13..ct0];
```

equations

```
db.c = clk;
ct.c = !clk;
auto.c = clk;
```

```
dr.ar = !reset; "reset DAC to 0V (100000000000)"
dp.ap = !reset;
```

```
ct.ar = !reset; "reset key control counter"
auto.ar = !reset; "reset auto_flag"
```

"TIMEBASE OSCILLATOR"

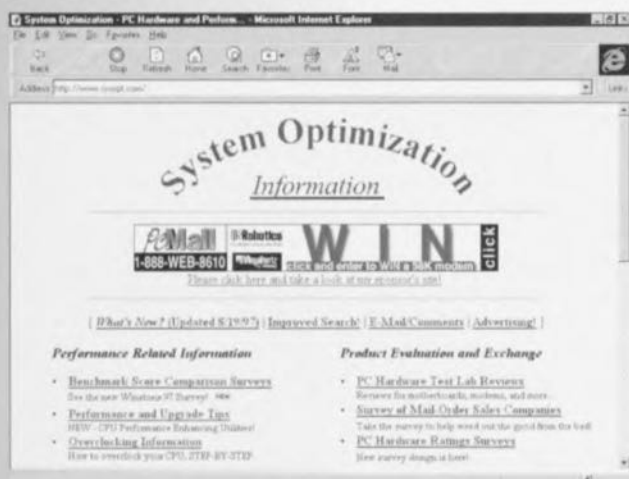
```
out_1 = !phase_1;
out_2 = phase_1;
```

"KEY CONTROL"

```
when (sw_f==0)#(sw_b==0)#(sw_ff==0)#(sw_fb==0)#(sw_auto==0)#(auto==1) then
```

électronique en ligne

réactualisation



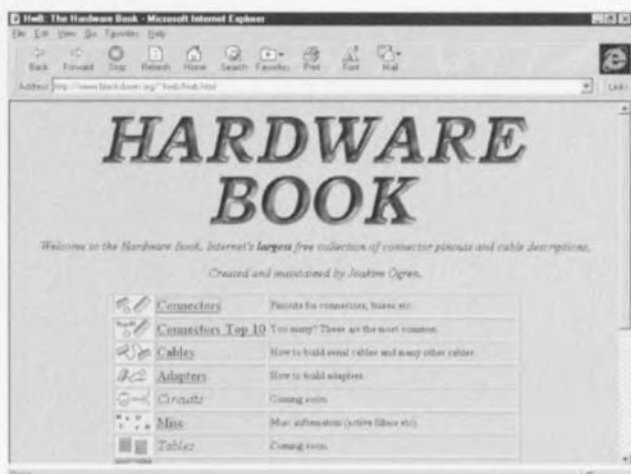
Internet regorge de sites où, tant particuliers que sociétés, passent leur temps à construire, réactualiser et doter des PC de nouvelles possibilités. La plupart des sociétés tentent, quoi de plus normal, au travers des informations qu'elles fournissent, de vendre du matériel aux « amateurs ». Plus intéressants sont en fait les sites des fabricants de cartes-mères et de processeurs car on y trouve des informations très utiles sur leurs produits. Les sites les plus intéressants pour nos lecteurs sont, à notre avis, les sites indépendants créés et tenus à jour par un particulier. L'un des sites les plus ouverts au niveau des systèmes de micro-ordinateurs est **System Optimization Information Web Site** (<http://www.sysopt.com/>). On trouve à cet endroit des programmes de test, des infos, sur la réactualisation, le surcadencage, les logiciels et matériels ainsi que des résultats d'essais. Vaut la peine du détour. Le second favori de notre liste est

Tom's Hardware Guide (<http://www.sysdoc.pair.com/>). On trouve à cet endroit une montagne d'informations sur tout ce qui concerne les micro-ordinateurs. Les tests de nouvelles cartes-mères côtoient les nouvelles sur les technologies et les processeurs, sans oublier des informations très approfondies sur le surcadencage. Tom procède à une enquête, « en site » pourrait-on dire, au sujet, entre autres, des cartes-mères et du surcadencage. On y trouve de longues listes où d'autres racontent leurs expériences sur le sujet. Chez **Upgraders' Workshop** (<http://www.computernerd.com/workshop.htm>) tant amateur débutant que le technicien expérimenté trouvera tout ce qu'il lui faut pour construire voire réactualiser son ordinateur. Si l'on veut démarrer à zéro on pourra faire un tour du côté de **Build your own PC** (<http://www.verinet.com/pc/>). On trouvera à cet endroit toutes les informations sur les points auxquel-

Ce mois aussi, la rédaction s'est mise à la recherche, sur Internet, d'adresses ayant trait au sujet faisant l'objet du fascicule EXTRA au centre de ce magazine : la réactualisation de son PC. Si, après avoir lu les articles en question, l'envie de remettre votre ordinateur à jour, voire de le faire passer à la vitesse supérieure, venait à vous prendre, les sites en question constituent d'excellents points de référence où trouver des informations additionnelles permettant d'approfondir le sujet et d'apprendre tout ce qui se fait dans ce domaine.

faire attention lorsque l'on décide de fabriquer son propre PC. Si cela ne vous suffit pas, pourquoi ne pas faire un tour au site **Build a computer** (<http://www.geocities.com/SiliconValley/Lakes/7903/assembly.html>). Autre site intéressant pour les amateurs de construction : **PC Mechanic** (<http://www.pcmec.pair.com/>). Comme le donne à penser son nom, on trouve à cet endroit une mine d'informations sur le matériel à l'intérieur d'un ordinateur et ses périphériques. On y trouve également des informations précieuses sur les codes d'erreur, l'utilisation des IRQ et DMA. Un dernier site d'intérêt général : à **Hardware Book** (<http://www.blackdown.org/~hwb/hwb.html>) on découvre l'une des collections les plus riches des brochages de connecteurs et autres câbles de liaison. Cette adresse vaut sans doute la peine d'être prise dans vos sites Favoris.

(975065)





automate pour volets & stores roulants

Après avoir acheté, en avril '95, un pare-soleil électrique pour notre véranda située sur le toit, il me parut intéressant d'examiner d'un peu plus près le montage décrit dans le numéro de septembre '95 d'Elektor. Je ne suis malheureusement pas arrivé à faire fonctionner ce montage correctement. Le premier phénomène à me frapper était un battement du relais Re1 lorsque le photocapteur se trouvait à proximité de son point de basculement. La prise en parallèle sur Re1 d'un condensateur de forte capacité résolvait bien le problème, mais le photocapteur avait d'énormes difficultés pour faire la différence entre soleil et absence de soleil. J'ai entendu dire qu'il pouvait se faire que par temps très clair le photocapteur puisse être surexposé et qu'il pouvait valoir la peine d'essayer de le doter d'un filtre infrarouge. C'est alors que j'eus le sentiment que le circuit avait été, à l'origine, conçu pour la commande de stores et qu'il avait ensuite été modifié pour une utilisation avec store pare-soleil. En effet, qu'avais-je constaté ? Après avoir découvert un emplacement correct pour le photocapteur tout alla on ne peut mieux jusqu'au jour où un ciel nuageux fit tout capoter. Le store se trouva brusquement remonté à moitié (ou était-ce descendu ?) alors les LED indiquaient qu'il aurait dû être « up ». J'ai pris le temps de placer quelques 0 et 1 dans le schéma. Je découvris qu'en cas de changement d'éclairage de sombre vers lumineux la sortie de IC2a passait

Nous ne pouvons malheureusement pas répondre in extenso à toutes les lettres relevant des questions techniques. Dans cette rubrique nous répondons à des lettres pouvant présenter un intérêt général et concernant des montages âgés de moins de 2 ans. Vu le nombre de lettres qui nous arrivent mensuellement, nous regrettons de ne pas pouvoir répondre séparément à chacune d'entre elles et sommes dans l'impossibilité de donner suite à des souhaits individualisés d'adaptation de montages publiés ou de réalisation de montages à publier ni même de répondre à des demandes d'information supplémentaire concernant un montage décrit dans Elektor.

au niveau haut, tandis que la sortie de IC5a (par le biais de l'entrée 8) descend au niveau bas de sorte que le relais Re1 suit gentiment à travers IC7c : en résumé, Re1 suit le photocapteur quasi-instantanément. Ceci explique le battement du relais. On a en outre démarrage du temporisateur IC4a. Si, au cours des 10 premières minutes de fonctionnement de ce temporisateur la lumière diminue il ne se passe rien au bout desdites 10 minutes; en l'absence de variation on a, enfin, activation de Re2 et descente du store pare-soleil. Tout se passe donc comme prévu. Mais que se passe-t-il en cas de variation de la luminosité pendant la descente du store ? Vu que Re1 suit le photocapteur le store remonte brusquement ce qui n'était sans doute pas le mode de fonctionnement prévu. Est-ce que je commets une erreur, ma vue des choses est-elle erronée, ou est-ce que le montage ne fonctionne pas comme il faut ? J'ai, temporairement, trouvé la solution suivante. Comme je n'ai pas l'usage du capteur de vent j'ai interrompu la liaison entre la sortie 9 de IC5a et l'entrée 5 de IC7c. J'ai ensuite interconnecté la sortie 2 de IC6a à l'entrée 5 de IC7c. À la suite de cette opération le relais Re1 ne réagit que lors du transfert de nouvelles données dans IC6a. On pourra, pour suivre l'état du capteur, connecter éventuellement, par le biais d'une résistance et d'un transistor PNP, une LED à la sortie 9 de IC5a. Cette LED s'illuminera lors d'une luminosité importante, signalant la descente imminente, ou dans les 10 minutes à suivre, du store. Cette solution ne mérite peut-être pas le premier prix d'élégance, mais elle marche.

J. Noordhoek

Vos problèmes semblent, au premier abord, provenir d'un manque d'hystérésis du comparateur IC2a. Notre conseil serait d'augmenter ledit

paramètre par diminution expérimentale de la valeur de la résistance R2. Votre solution nous paraît fort ingénieuse. Nous n'avons, jusqu'à présent, reçu que peu de courrier au sujet de cette réalisation, mais il se pourrait que d'autres lecteurs aient eu des problèmes de basculements à répétition dont ils se seraient fort bien passés. Des suggestions pratiques ?

(La Rédaction)

À la demande générale : l'adresse d'Alpha Microelectronics

J'ai trouvé un article intéressant dans votre magazine de Juillet/Août concernant un inverseur CA/CC à un seul circuit intégré. Il s'agit d'une petite note d'application d'Alpha dont le numéro est 974026. J'apprécierai que vous me fournissiez l'adresse de cette société vu que je n'ai pas pu trouver son adresse par quelque moyen que ce soit. Kari Supponen, Finlande (par e-mail)

En fait, le numéro 974026 est le numéro de production dudit article et le nom de la société en question est Alpha Electronics. Leur principal distributeur est Unitronic GmbH, P.O. Box 350252, D-40444 Düsseldorf RFA (Tél. : (+49).211.9511-0, Fax. : (+49).211.9511-111. Nous espérons que ces informations vous aideront.

(La Rédaction)

« Nonante » ampli 90 W IGBTs

Tout récemment, j'ai réalisé le « Nonante » décrit dans le n°207 (septembre 1995) d'Elektor. Tant au niveau des valeurs que de l'écoute il répond à mes attentes. J'ai constaté, au cours des mesures, que, lors de la mise en et hors-fonction, il apparaissait une brève oscillation haute-fréquence. Le relais de sortie élimine efficacement ce phénomène qui n'a pas de conséquence, mais j'aimerais savoir si vous connaissez le problème et s'il existe, peut-être, une solution. J. Glerum

Nous connaissons en effet le phénomène que vous évoquez, dû aux IGBT utilisés dans cette réalisation. Cette oscillation ne peut avoir de conséquence néfaste, mais son existence ne mérite pas un premier prix de beauté. Nous conseillons aux réalisateurs du « Nonante » qui aimeraient éliminer ce phénomène (invisible et insensible en usage courant) de placer un second réseau Boucherot en parallèle sur celui qui existe déjà, à savoir R32/R33/C10. Ce réseau additionnel sera constitué de la prise en série d'un condensateur de 220 ou 270 nF et d'une résistance 5 W de 6Ω8. Ce circuit-série est pris entre le point A et la masse, ce que l'on fera de préférence côté « pistes » de la platine. Cette modification n'a pas de conséquence sur les spécifications de l'amplificateur. (La Rédaction)

fondus vidéo peu coûteux

Lors de l'utilisation du fondu vidéo peu coûteux décrit dans le n°220 (octobre 1996) d'Elektor il semble que, lors du fondu dégressif l'image ne disparaît pas complètement mais que l'on continue de voir une sorte de grisé. J'aimerais savoir si l'on peut y faire quelque chose et, si oui, comment. P. Smits

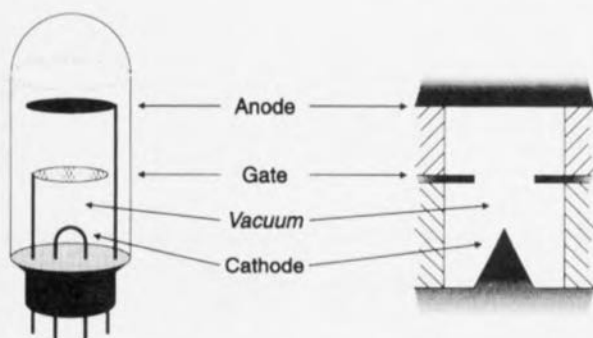
Voici le genre de questions auxquelles il est difficile de donner une réponse qui ne soit pas normative. Il existe bien entendu des limites à ce que l'on peut exiger d'une électronique aussi simple que celle-ci, qui ne comporte rien de plus qu'une diode et 2 résistances. Nous indiquons clairement dans l'article qu'il n'existe pas de fondu vidéo passif à présenter un comportement idéal, mais que la présente réalisation travaille, en dépit de sa simplicité, fort « honnêtement ». On peut bien évidemment espérer mieux, mais pas par une solution passive. Il vous faudra réaliser un « vrai » fondu-enchaîné dont l'encombrement sera totalement différent.

(La Rédaction)

le tube retrouve une deuxième jeunesse

À base de silicium la variante moderne ne mesure que quelques μm

Après plus d'un demi-siècle de bons et loyaux service le tube classique a quitté la scène la tête haute. Les transistors et autres semi-conducteurs ont pris sa tâche à leur compte n'étant supplantés par le tube que dans de très rares applications très spécifiques. On a, tout récemment, développé à l'université de Delft une technique de miniaturisation du tube radio que l'on peut maintenant intégrer sur une micropuce. La voie à de nouvelles applications est ouverte. Il n'est pas exclu que le tube revienne sur le devant de la scène.



Comparaison schématisée d'un tube à vide classique et de sa variante au silicium. S'ils sont très proches électriquement leurs aspects mécaniques diffèrent beaucoup.

Il existe un certain nombre d'applications où le transistor n'a pas pu remplacer le tube radio. Les applications spécifiques exigeant une combinaison de facteurs d'amplification (gain) et de fréquences élevées sont restées le terrain de prédilection du tube à vide classique. Les émetteurs HF et les oscillateurs à large bande grimpant largement au-delà des 100 GHz sont des exemples typiques de ce genre d'applications. La température de service peut, enfin, être l'un des facteurs décisifs quant au choix d'un tube. En effet, ces derniers supportent plus aisément les fortes températures que les transistors à semi-conducteur.

À BASE DE SI CETTE FOIS

Les caractéristiques intéressantes du tube poussèrent un ingénieur, Jens Foerster, à voir s'il n'était pas possible de fabriquer des tubes en utilisant la technologie semi-

conducteur. L'idée de départ de Mr Foerster était que la disparition des tubes n'était pas due à leurs caractéristiques électriques qui sous certains aspects sont même supérieures à celles des transistors, mais en raison de leur manipulation délicate. Dans un tube, les courants électriques traversent le vide, dans un transistor ils circulent à travers le matériau semi-conducteur. Il n'est pas exclu dans ce dernier cas que les flux d'électrons puissent subir l'un ou l'autre avatar.

DES PIÈCES ET DES MORCEAUX

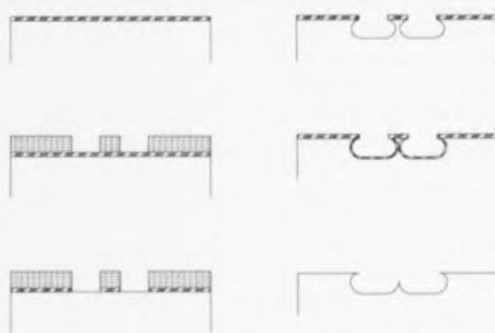
Un tube se compose de 3 pièces, 4 en fait. La cathode (l'émetteur du transistor) émet les électrons, captés à leur tour par une anode (le collecteur). Une grille (la base) permet d'agir sur le flux d'électrons. Le tube simulé par Mr Foerster est un tube microscopique pouvant de ce fait être intégré sur une puce. Le tube est cette fois

On commence par recouvrir la surface vierge d'une plaquette de silicium (*wafer*) d'une couche d'oxyde protectrice. Au cours de la seconde étape du processus on recouvre la surface d'une couche photosensible que l'on expose et développe réalisant ainsi une structure à graver.

Les parties non protégées de la surface sont attaquées par gravure qui élimine la couche d'oxyde.

Une seconde étape de gravure réattaque le substrat. Les cavités constituant ultérieurement le tube à vide se dessinent.

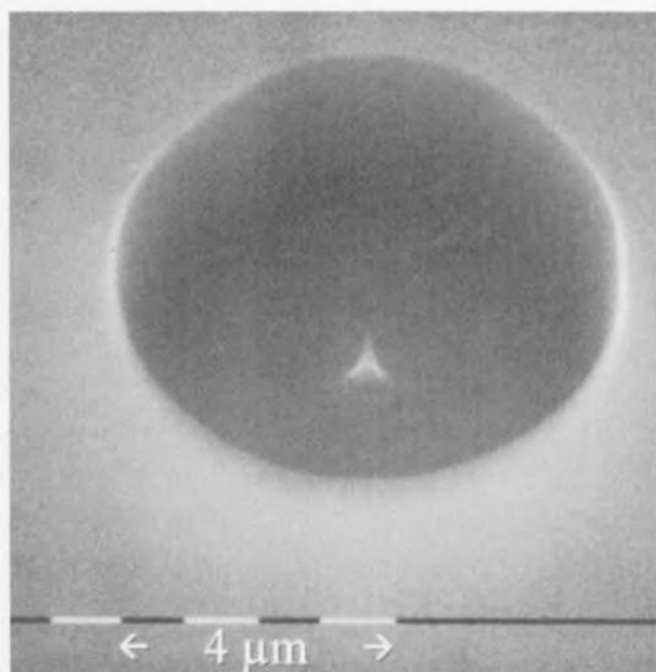
Après élimination de la couche photographique on remet une couche d'oxyde sur la plaquette qui doit grandir jusqu'à former l'aiguille. Au cours de la dernière étape on supprime la couche et le tube est créé.



Les différentes phases de production nécessaires à la gravure d'un tube à semi-conducteur dans le silicium.

constitué de silicium (Si) et de façon telle qu'il n'ait pas d'effet néfaste sur la production des plaquettes (*wafer*)

dans les salles blanches de production (*cleanroom*). L'obstacle qu'il a fallu surmonter est l'émission d'élec-



On voit clairement la pointe tridimensionnelle présente dans la cavité du tube en silicium. Elle produit, sous l'effet d'un champ électrique très puissant, flux d'électrons.

trons. Dans le cas du silicium cette émission ne se fait qu'à partir de 3 000 °C, une température largement supérieure au point de fusion du silicium. D'autres matériaux de substitution tels que césium ou alliages à base de lanthanides sont interdits de salles blanches. Une fois qu'il apparut que l'émission thermique était hors de question on opta pour l'émission par champ. A l'aide d'un champ électrique (quelques dizaines de millions de volts par mètre) on aspire les électrons hors du cristal. Si l'on donne à la surface d'émission la taille d'une tête d'épingle on crée une concentration de champ permettant, même à tension faible, de créer des puissances de champ très élevées. Mr Foerster a mis au point une technique utilisant les procédés de gravure de l'industrie des semi-conducteurs et permettant la réalisation de structures tridi-

mensionnelles requises. Il reste, en fin de processus, une pointe d'aiguille de un millièmètre de millièmètre (μm).

GRILLE ET CAVITÉ VIDE

Le tube électronique en matériau semi-conducteur développé par Mr Foerster utilise une électrode de commande constituée d'un anneau placé concentriquement sur l'aiguille. Vu l'échelle à laquelle on travaille, le positionnement correct des différents éléments exige une très grande précision. La production simultanée de ces 2 éléments règle du même coup leur positionnement relatif.

L'un des éléments cruciaux du tube est la cavité vide. On a adopté, tout spécialement pour ce produit, un processus de collage du plafond (anode) de la cavité par le biais d'une couche d'aluminium vaporisée.

Le résultat de ce processus est un tube à vide placé ver-

ticalement dans le silicium. Sa hauteur est de $2\mu\text{m}$ à peine. Comme le tube est noyé dans le substrat, la hauteur de dépassement n'est que de $0,5\mu\text{m}$. Cette technique d'encastrement est essentielle vu que le processus de production de semi-conducteurs (le placement et l'élimination de la couche photosensible en particulier) est perturbé par des objets en saillie.

Avec cette approche, le flux d'électrons quittant l'aiguille atteint quelque centaines de nano-ampères. On espère arriver à un courant de l'ordre de $1\mu\text{A}$. On espère pouvoir augmenter sensiblement ce courant par le placement de plusieurs aiguilles dans une même cavité. Des études ont montré que, techniquement, il n'est pas plus difficile de placer une aiguille dans la cavité que d'y mettre cent.

(977186)

la TV NUMÉRIQUE sur votre PC

nouvelles fonctionnalités pour la prochaine version de Windows

Microsoft a annoncé que la prochaine génération de Windows – développée actuellement sous le nom de code de Memphis) comportera le support nécessaire pour la réception d'émissions de TV numérique par satellite retransmises par les canaux classiques. Ce faisant le PC se voit doté des mêmes fonctionnalités qu'un téléviseur ordinaire.

À l'avenir, on pourra, avec un nouvelle version de Windows, et ce pour un investissement ridicule, recevoir des émissions de TV numérique courantes. Le matériel (*hardware*) additionnel nécessaire devrait coûter de l'ordre de 500 à 600 FF. Ainsi, le PC moderne deviendra le fer de lance de la fourniture d'informations sachant qu'il intégrera les 2 courants d'information les plus importants du moment, à savoir Internet et la TV et ce dans un seul et unique appareil. La combinaison de ces 2 fonctions devrait donner naissance à de

nouveaux services tels que faire les courses électroniquement.

La combinaison de vidéo en temps réel et de données offre la possibilité aux stations d'émission ainsi qu'aux exploitants de réseaux câblés ou de TV satellite, d'accroître leurs chiffre d'affaire se voyant offrir de nouvelles perspectives telles que de l'espace publicitaire et des transactions en ligne. La combinaison PC + TV + Internet donne en outre aux producteurs la possibilité de rénover leur approche de la

programmation, par l'introduction de fonctions interactives telles que conversation (*chat*) et vote électronique. Les développeurs de sites Internet, les producteurs de télévision et les fournisseurs de logiciels pourront ainsi mettre sur pied des sites Internet multimédia pour offrir des logiciels au consommateur, sans pour autant encombrer la ligne téléphonique du consommateur.

NOUVEAU STANDARD

On a défini, tout spécialement pour le couplage au PC des réseaux de TV et Internet, des spécifications ouvertes. Ces normes règlent l'émission de données numériques par le biais des canaux de TV. Ces spécifications définissent l'utilisation de l'intervalle de suppression de faisceau (*blanking*) vertical pour l'émission de données vers le PC ou autre appareil numérique tels que systèmes « set top » connectés au réseau. On s'est basé, lors de la

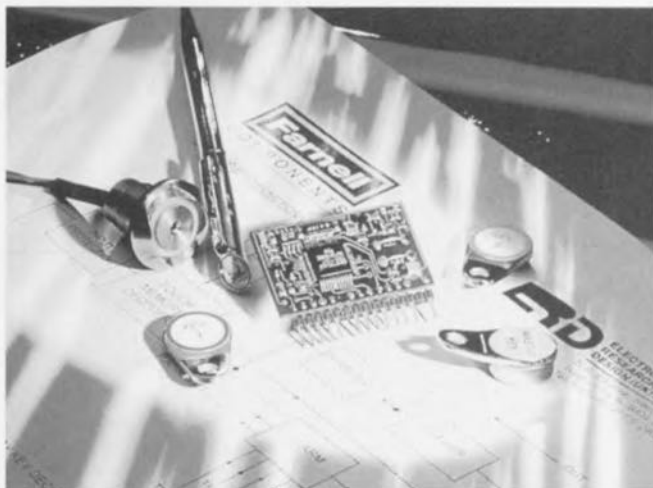
définition du standard, sur les standards que connaît Internet. Ainsi on fait appel aux paquets TCP/IP que l'on peut envoyer sur les canaux existants par le biais du protocole IP Multicast. Les propositions ont été transmises au comité IETF (*Internet Engineering Task Force*), la première étape à passer pour l'obtention d'un standard définitif.

Le « Windows nouveau » devrait permettre de suivre des émissions de TV sur des moniteurs pour PC de toute taille voire sur des téléviseurs connectés à un PC. Microsoft(r) envisage en outre de doter l'interface utilisateur de nouvelles fonctions permettant ainsi l'utilisation d'une télécommande. Pour en savoir plus : un tour sur Internet à l'adresse <http://www.microsoft.com/windows/tv>

(977186)

clés codées à contact contrôle d'accès inviolable haute sécurité

D'un principe de fonctionnement identique à celui d'une clé et d'une serrure mécanique traditionnelle, ce système économique proposé par Farnell Components, est constitué d'une carte électronique miniature, de réceptacles (serrures) et de clés passives « sensibles ». Il a la particularité d'être ultra-simple, ultra-fiable avec ses 200 000 milliards de combinaisons et inviolable grâce à l'absence de contact électrique. Chaque clé, de la taille d'une pile-bouton, diffère des autres par un code interne program-



mé par laser en usine. Une clé spéciale « Master Key » permet de programmer le système en donnant ou non l'autorisation d'accès à telle ou telle clé. L'installation et la mise en oeuvre sont très rapides et peuvent être encore facilitées avec la platine relais en option qui permet d'interfacer très simplement la carte électronique. Les domaines d'utilisation sont très vastes : contrôle d'accès publics et privés, limitation d'utilisation de matériels comme les ordinateurs, les véhicules, le téléphone.

(977214)

ST10F166

MCU 16 bits à 256 K de mémoire Flash

Le monde des microcontrôleurs ne dort pas sur ses lauriers. Il ne se passe guère de mois où l'on ne voit apparaître l'un ou l'autre nouveau produit de cette catégorie. Ce mois-ci, nous vous proposons de nous intéresser au ST10F166 de SGS-Thomson Microelectronics. Il s'agit microcontrôleur dont les caractéristiques

techniques les plus marquantes sont les suivantes :

- CPU 16 bits hautes-performances avec pipeline à 4 étages;
- durée de cycle d'instruction de 100 ns à une horloge CPU de 20 MHz.
- multiplication (16 bits x 16 bits) en 500 ns, division

- (32 bits/16 bits) en 1 μ s
- 32 Koctets d'EPROM Flash embarquée avec possibilité d'effacement par banc.
- 1 Koctet de RAM embarquée
- zone de 512 octets de registres de fonction spéciale embarquée
- capacités de manipulation booléenne de bits accrue
- tension de programmation Flash externe de 12 V
- boîtier FQFP à 100 broches
- jusqu'à 76 lignes d'E/S à utilisation générale

- système d'interruption à 16 niveaux de priorité
- convertisseur A/N 10 bits à 10 canaux avec temps de conversion de 9,7 μ s.
- 2 canaux sériels (USART)
- temporisateur chien de garde programmable.
- modes de veille et de sommeil

Comme le montrent ces quelques caractéristiques techniques, on se trouve en présence d'un composant fort intéressant.

(977215)

CD-ROM & INTERNET

Informations produit par simple clic (de souris)

La nouvelle édition du CD-ROM du groupe Passive Components & Electron Tubes de Siemens-Matsushita a subi une réactualisation et a pris de l'embonpoint. Le Data Book Library 1997 contient tous les recueils de fiches de caractéristiques (data sheet book) ainsi qu'un certain nombre de documents concernant le même sujet donnant un volume total de quelque 5 000 pages. On découvre une nouvelle fonction de recherche, des outils logiciels et des programmes de calcul destinés au concepteur. Il est possible, par le biais du lien Internet prévu, d'accéder directement aux informations les plus récentes concernant

ledit composant et disponibles sur Internet.

Les fonctions de recherche ont été étendues pour le Data Book Library 1997 permettant à l'utilisateur de trouver le composant recherché plus facilement et plus rapidement que par le passé.

Extended Search est une nouvelle fonction appuyant les fonctions Retrieval (un outil pour l'accès de données techniques d'un composant donné), Book Structure (catalogues de données électroniques) et Online News (pour l'accès, via Internet, aux informations les plus récentes). Cette nouvelle fonction de re-

cherche pourra servir à la recherche par numéro d'ordre, désignation de type ou mots-clé sur l'ensemble des publications concernant les produits. En cas de questions ou pour de plus amples informations, on s'adressera à Siemens Info-service. On pourra également trouver des infor-

mations additionnelles sur les départements composants passifs et tubes, de même que sur Siemens Matsushita Components, à l'adresse suivante : <http://www.siemens.de.pr.index/htm>.

(975063)



L'ÉLECTRONIQUE ET VOTRE SÉCURITÉ

ATTENTION : AFIN D'ÉVITER TOUT RISQUE D'ÉLECTROCUTION, NE PAS ENLEVER L'ARRIÈRE. AUCUNE PIÈCE RÉPARABLE PAR L'USAGER À L'INTÉRIEUR. POUR RÉPARATIONS, APPELER UN RÉPARATEUR.

Nos lecteurs savent tous que l'électronique présente des risques (incendie, explosion, électrocution). L'électrisation peut se produire par contact **direct** (avec 2 conducteurs, ou avec 1 conducteur actif et la terre) ou par contact **indirect** avec des masses mises accidentellement sous tension et la terre. Outre les brûlures internes ou externes, les courants électriques peuvent provoquer sur le corps humain des phénomènes tels que la téτανisation des muscles ou du diaphragme, ou encore la fibrillation ventriculaire (dérèglement de l'activité cardiaque). Dans la pratique quotidienne de l'électronique telle que nous la connaissons, le risque de contact direct avec les conducteurs est grand mais celui des contacts indirects ne l'est guère moins. Les masses (coffrets et organes de commande des appareils peuvent être portées accidentellement à des différences de potentiel élevé soit par rapport à la terre soit par rapport à d'autres masses et constituent alors un grave danger pour les utilisateurs.

Dans l'ensemble il faut prescrire le montage de transformateurs sur les circuits imprimés et préciser partout où cela est possible l'utilisation de **blocs d'alimentation moulés, avec fiche électrique mâle incorporée**, ceux-là même qui se sont répandus il y a quelques années sous la forme d'alimentations pour les calculatrices de table.

L'isolation en classes

Il y a 2 classes d'isolation; leur but est d'**obtenir sur l'appareil en cause, boîtier fermé, il ne subsiste aucun risque pour l'utilisateur d'entrer en contact avec des organes de commande, des connecteurs, des fiches ou des parties du coffret de l'appareil lui-même, conduisant des tensions dangereuses.**

L'isolation entre les conducteurs de la tension du secteur et les masses normalement isolées (c'est-à-dire les organes de commande, le coffret de l'appareil lui-même etc) doit être tel qu'elle puisse résister à une tension de test dont la valeur de crête est de **1200 V en classe I**, et de **4240 V en classe II**. Pour éviter la formation de tensions disruptives (arcs électriques) il importe de ménager un espace de **3 mm au moins** en classe I, et de **6 mm au moins** en classe II entre les parties d'un circuit conduisant des tensions dangereuses. La mise à la terre est impérative en classe I.

L'isolation en classe II est signalée sur les appareils de fabrication industrielle par un symbole fait de 2 cercles concentriques.

En pratique

Par « espace » on entend la plus courte distance (par l'air ou à travers l'isolant) entre les conducteurs ou entre le conducteur et la partie normalement isolée mais accessible à l'utilisateur; il importe que cette distance ne soit inférieure en aucun point de l'appareil au minimum imposé par la norme. En règle générale, on doit toujours chercher à séparer le mieux possible du reste du circuit les parties du circuit véhiculant des tensions dangereuses. On s'efforcera également de les rendre aussi compactes que possible. Nous vous recommandons d'utiliser aussi souvent que possible des embases pour fiches de cordon secteur munies d'un porte-fusible et, si possible, d'un interrupteur marche/arrêt. Vérifiez que ces composants portent l'estampille d'un ou de plusieurs organismes européens de normalisation : NF pour la France, VDE pour la RFA, KEMA pour les Pays-Bas ou OVE pour l'Autriche, par exemple. Soyez circonspects; une inscription peut se révéler trompeuse ! Prenons par exemple les interrupteurs miniatures que nous utilisons fréquemment; ils portent souvent la mention « 250 V »; mais la disposition de leurs bornes ne respecte ni l'écart de 3 mm de la classe I ni a fortiori celui de 6 mm de la classe II. Les fabricants de tels composants ne tiennent pas (vraiment?) ce qu'ils indiquent c'est que ces interrupteurs supportent jusqu'à 250 V... et ceci n'implique nullement que nous soyons en présence d'interrupteurs pour le secteur. Nuance ! Si vous préférez les cordons d'alimentation fixes aux cordons avec fiche carrée (et une embase sur le coffret de l'appareil), il est absolument capital de prévoir un solide dispositif anti-traction. Il faut garantir une protection parfaite non seulement contre les tractions mais encore contre les torsions et les frottements. Le câblage de la partie 220 V de tout circuit demande un redoublement de soin. N'utilisez jamais de fil de moins de 0,75 mm², ni d'isolation de moins de 0,4 mm.

Ne comptez jamais sur les soudures pour maintenir le cordon électrique en place : d'ailleurs il est interdit de souder un fil électrique du secteur directement sur le circuit imprimé : utilisez des cosses, des picots et de la gaine thermorétractile.

En classe I, l'emploi des embases pour cordons d'alimentation est prescrit car il en permet pas d'aucune le risque d'utilisation d'un cordon sans mise à la terre, ce qui est interdit dans cette classe d'isolation. En classe II, la double isolation permet d'utiliser un cordon avec ou sans mise à la terre.

Les accessoires

L'utilisation d'un interrupteur secteur unipolaire est permise sur les appareils alimentés par un transformateur à enroulements séparés. Un interrupteur marche/arrêt qui n'est pas pris dans le circuit 220 V est toléré si les enroulements primaire et secondaire du transformateur sont séparés et si la consommation de l'appareil à l'arrêt est inférieure à 10 W. Lorsque l'appareil est en marche, cet état doit être signalé clairement par un voyant quelconque, une ampoule ou une LED témoin. Quand la puissance d'un appareil dépasse pas 10 W en régime d'utilisation normale, la présence d'un interrupteur secteur est facultative, de même que lorsque l'appareil est destiné à un usage ininterrompu (amplificateur d'antenne, horloge, etc).

Les fusibles, les sauts de choc, les condensateurs et les résistances de filtrage peuvent se trouver en amont de l'interrupteur principal. La norme ne l'impose pas, mais il est préférable de monter un fusible de primaire en amont de l'interrupteur marche/arrêt. De cette façon la protection couvre aussi les défauts éventuels de l'interrupteur lui-même.

Nous avons vu qu'en classe I la mise à la terre était impérative. Utilisez pour l'effectuer un cordon : 3 fils, dont un de couleur jaune/vert; le dispositif anti-traction doit être conçu de telle sorte qu'en cas d'arrachement des fils, celui-là soit le dernier (donc le plus long). La mise à la terre doit être systématique; il convient de n'omettre aucune des parties du coffret de l'appareil, notamment lorsque celui-ci n'est pas entièrement métallique. Et n'oubliez pas non plus les axes métalliques des potentiomètres ou des commutateurs ! Il convient peut-être de préciser ici pour dissiper d'éventuels malentendus que si vous isolez vos appareils en classe II (ce qui est recommandé dans la plupart des cas), vous pouvez néanmoins utiliser des coffrets métalliques.

Sur les appareils de fabrication industrielle on trouve un certain nombre de mentions plus ou moins claires; sont obligatoires l'indication du type de fusible (F = rapide; T = retardé) et la valeur du courant, même lorsque le fusible est monté sur le circuit imprimé. À l'extérieur du coffret (mais pas sur le fond) doit apparaître un texte identifiant l'appareil (par exemple « alimentation 30 V/3 A ELEKTOR JUIN 95 »), la valeur nominale de la tension d'alimentation (par exemple 230 V=) et sa fréquence (par exemple « 50 Hz »). Si l'appareil ne fonctionne qu'avec une tension alternative, ceci doit être indiqué par le symbole « ~ ».

Rude épreuve

La sécurité de l'utilisateur ne doit pas seulement nous préoccuper dans le cadre du fonctionnement normal des appareils mais aussi dans celui des pannes plus ou moins graves : ni court-circuit d'entrée ni la destruction d'un redresseur pour ne citer que ces deux exemples, ne doivent pas mettre l'utilisateur en danger. L'échauffement qui se produit en cas de panne grave et persistante ne doit pas représenter de risques de brûlure tant que le coffret de l'appareil reste fermé.

Le choix de la valeur exacte d'un fusible d'une construction mécanique robuste, d'une isolation adéquate, et d'un refroidissement bien dimensionné apparaît donc comme prérequis indispensable à l'obtention de conditions de sécurité satisfaisantes. Ne supprimez pas un fusible prévu sur le schéma ! Si vous avez à déterminer vous-même le calibre d'un fusible de primaire sachez qu'il ne faut pas dépasser le double de la valeur du courant nominal. Si le transformateur a plusieurs enroulements secondaires, il n'est pas superflu de prévoir des fusibles (rapides) spécifiques pour chaque enroulement secondaire à défaut de quoi le risque d'échauffement excessif du transformateur est grand en cas de défaut sur l'un des enroulements secondaires.

La robustesse de la construction est un aspect important de la sécurité. Pour la tester, vous laisserez tomber l'appareil (sur ses pieds) plusieurs fois de suite d'une hauteur de 5 cm environ; ce mauvais traitement répété ne doit causer aucune perturbation du fonctionnement. Il en va de même pour des vibrations modérées (déplacements en voiture) qui ne doivent pas parvenir à déstabiliser la position des platines, du transformateur, des condensateurs, etc... En règle générale, préférez le vissage au collage. N'utilisez pas de matériaux doux, susceptibles de dégager des gaz toxiques en s'échauffant. Raccourcissez les vis trop longues. Évitez de placer des orifices de ventilation à proximité des composants véhiculant des tensions dangereuses de manière à ce qu'il n'y ait aucun risque qu'un objet métallique introduit dans l'appareil par ces orifices n'entre en contact avec la tension du secteur.

Transformateurs

Les figures 1 et 2 montrent comment il faut connecter un transformateur eu égard aux normes de sécurité. Les mentions « 1 » et « 2 » font référence au type d'isolation, simple ou double, à mettre en oeuvre aux points mentionnés. En principe les interrupteurs secteur représentés peuvent être de type unipolaire, puisque tous les transformateurs de ces figures ont des enroulements séparés. Si l'on admet que ces transformateurs résistent aux courts-circuits, on peut se passer de fusible au primaire. Avec un

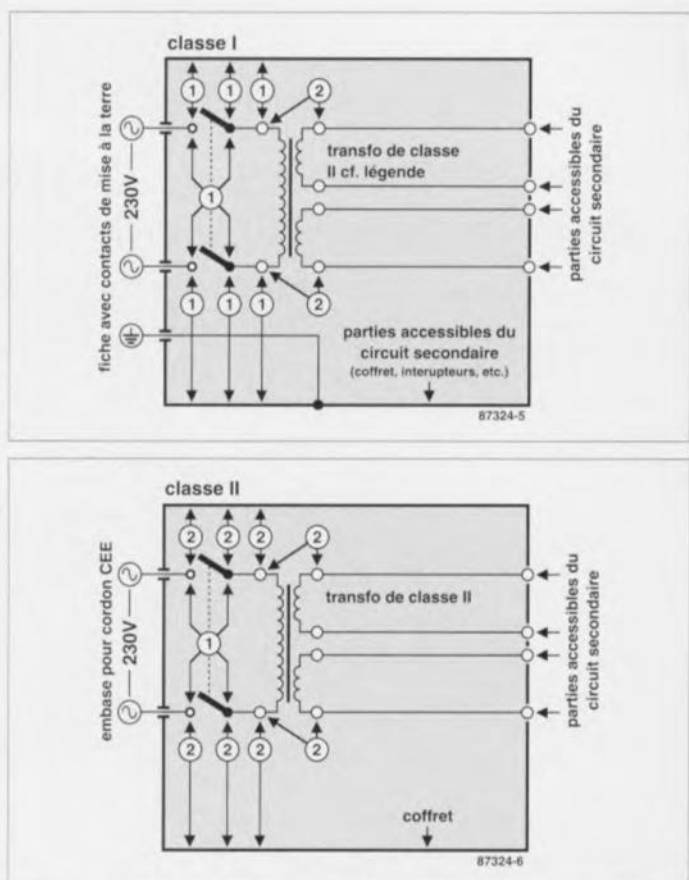


Figure 1 et 2. Le croquis de la figure 1 est celui d'un appareil isolé en classe I équipé d'un transformateur à double isolation. Tous les conducteurs accessibles à l'utilisateur doivent être mis à la terre. L'appareil de la figure 2 est isolé en classe II, équipé d'un transformateur à double isolation.

transformateur ordinaire, ce fusible est indispensable.

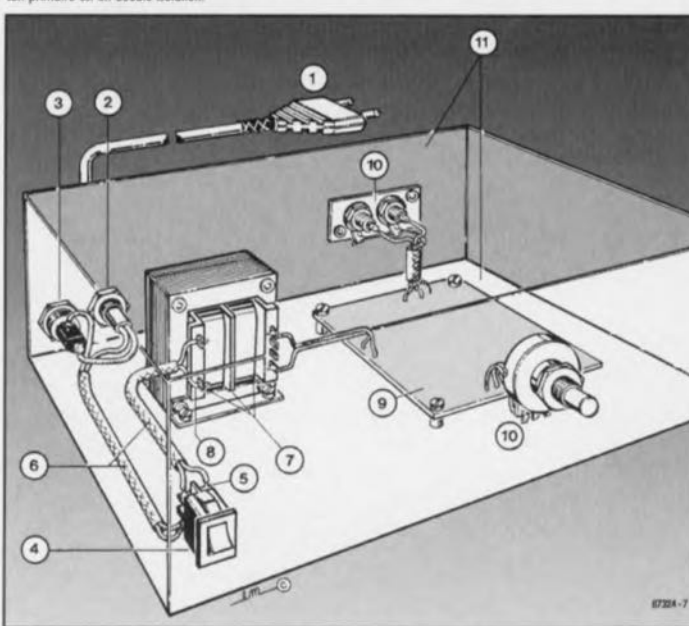
En guise de conclusion à cette première approche des problèmes de sécurité, permettez-nous d'énoncer une ou deux lapalissades. Lorsque vous manipulez un appareil défectueux, notamment au moment de le démonter, débranchez le cordon d'alimentation. Ultérieurement, lorsque le moment sera venu de procéder à des relevés de mesures, vous le rebrancherez. Entre-temps vous aurez soigneusement examiné les entrailles de l'appareil.

Avant de remettre sous tension le montage en panne, que direz-vous d'insérer un disjoncteur différentiel d'une trentaine de milliampères tout ou plus entre le réseau 230 V et l'appareil sur lequel vous intervenez. Vous pourriez même installer un tel disjoncteur à demeure sur votre établi d'électronicien. Au laboratoire d'ELEKTOR

chaque plan de travail est équipé d'un tel dispositif de sécurité. Faites-en autant : on trouve maintenant des rallonges à blocs de prises multiples équipées d'un disjoncteur différentiel de 5 à 10 mA. Nous vous conseillons d'ailleurs d'opter plutôt pour un modèle à courant de déclenchement de 5 mA pour en équiper votre table de travail et vous mettre à l'abri du danger.

Le contenu du présent article a été établi avec le plus grand soin par la rédaction d'ELEKTOR dont la responsabilité ne saurait être engagée en aucune manière, quant à l'exactitude des informations et aux conséquences qui pourraient découler d'une erreur ou d'une mauvaise interprétation.

Figure 3. Réalisation d'un appareil isolé en classe II. (1) La prise est moulée sur le cordon lui-même muni d'un dispositif anti-traction (2). Indiquez la nature de la tension de service à proximité du porte-fusible (3). La partie apparente de l'interrupteur (4) sera de préférence en matière plastique. L'écart entre les contacts (5) et le châssis devra être de 6 mm au moins, tout comme l'écart entre le noyau du transformateur et son environnement (7). Rajoutez une gaine isolante (6) et n'utilisez que du fil (8) de 0,75 mm dont la gaine est épaisse de 0,4 mm au moins. Le moyen de fixation de la platine (9) doit être à l'épreuve des secousses. Il n'est pas interdit d'entrer en contact avec la masse du circuit (10) et le coffret peut être métallique (11) si le circuit primaire est en double isolation.



ferrites miniature CMS pour courants importants

Les circuits électroniques utilisant des courants continus ou transitoires élevés requièrent l'utilisation de ferrites miniatures supportant de fortes intensités.

Les ferrites miniatures STEWARD proposées par la firme P. Ballofet, assurent un filtrage efficace et à coût réduit pour les concepts de circuits imprimés simple ou double face. Elles permettent aux concepteurs de placer un système de filtrage dans leurs équipements très près de la source de perturbation.

STEWART a développé une nouvelle ligne de ferrites miniatures pour des applications de courant capables de supporter au moins 3 A avec des variantes allant même jusqu'à



6 A. Le processus de fabrication permet de proposer des produits de haute qualité pour des circuits supportant des courants jusqu'à 6 A.

De la même façon, STEWARD a également développé une ligne de ferrite miniature pour supporter des courants moyens allant de 1 000 à 1 500 mA. Les principaux domaines d'application sont :

- filtrage des fils d'alimentation d'oscillateurs et équipements utilisant des horloges à haute fréquence.
- filtrage des signaux d'entrée et de sortie à basse fréquence dans un environnement blindé
- filtrage haute fréquence d'horloges de vitesses moyennes et de signaux vidéo
- prévention d'oscillations dans des amplificateurs haute fréquence.

(977216)

Accord Motorola et SGS-Thomson une nouvelle alliance qui bouleverse les solutions actuelles

Motorola et SGS-Thomson signent un accord garantissant l'interopérabilité de leurs microcontrôleurs pour cartes à puce et lecteurs sans contact.

Le 30 juillet dernier, Motorola Semiconducteurs et SGS-Thomson Microelectronics, 2 grands fournisseurs de puces pour carte, viennent d'annoncer la signature d'un accord garantissant la compatibilité et l'interopérabilité de leurs microcontrôleurs pour cartes à puce sans contact. Destiné à encourager l'adoption de normes industrielles, l'accord offrira aux entreprises souhaitant mettre en oeuvre des systèmes de cartes à puce sans contact la possibilité de choisir les produits de l'un ou l'autre fabricant sans soucis d'incompatibilité. La coopération technique entre Motorola SPS et SGS-Thomson portera sur les communications sans contact tant pour les cartes à puce que pour leurs terminaux. Les produits pour cartes à puce sans contact de Motorola SPS et de SGS-Thomson seront conformes à la nouvelle

norme ISO/IEC 14443. Celle-ci est actuellement développée par des groupes d'étude du secteur privé, auxquels les 2 sociétés apportent une contribution technique.

Contrairement à certaines solutions concurrentes, la technologie RF sans contact adoptée par Motorola SPS et SGS-Thomson est totalement intégrée dans le microcontrôleur. Les puces seront conçues autour d'une architecture de base 8 bits compatible, déjà utilisée par 80% des cartes sans contact actuellement disponibles. Elles offriront le niveau de sécurité requis pour la réalisation de transactions financières, identique à celui des cartes traditionnelles. Il sera ainsi possible de créer des cartes à puce multi-fonctions susceptibles d'être utilisées aussi bien dans des applications financières que dans le domai-

ne des transports.

La technologie sans contact devrait bénéficier, selon les 2 fabricants, d'un important marché. Pour les analystes, la carte sans contact sera celle qui, dans les 5 années à venir, connaîtra la croissance la plus rapide sur le marché mondial des cartes à puce, avec environ 250 millions d'unité d'ici à l'an 2000. Selon les fabricants, la possibilité de remplacer les actuels systèmes de billetterie par une carte à puce multi-applications servant à la fois de billet de transport et de porte-monnaie électronique représentera une solution très intéressante pour les opérateurs de transport public, les commerçants et les établissements financiers.

Les premiers produits des 2 fabricants seront livrés dans le courant de l'année prochaine. Le microcontrôleur avec et sans contact monocircuit de Motorola sera doté d'une mémoire EEPROM de 4 Ko, d'une mémoire ROM de 20 Ko et d'une mémoire RAM de 256 Ko. La puce équipant le terminal offrira des fonctions

de transmission et de réception HF haut débit.

SGS-Thomson lancera dans un premier temps une puce pour carte à puce avec et sans contact. La ST16RF42 sera basée sur une architecture MCU déjà utilisée dans des produits ayant reçu les certifications ITSEC niveau E3 SoM High. Elle sera dotée d'une mémoire EEPROM de 2 Ko, d'une mémoire ROM utilisateur de 16 Ko ainsi que d'une mémoire RAM de 380 Ko. Cette puce sera rapidement suivie par un second dispositif offrant une EEPROM de 8 Ko. Le circuit ST16FR42 a déjà été choisi par le secteur français des transports publics.

(977243)

Un DOS complet avec code-source

Système d'exploitation russe sur CD-ROM

Il s'agit là du rêve de tout amateur de micro-informatique pur-sang, un système d'exploitation y compris le code-source de tous les fichiers. S'il est inutile de prendre la plume pour demander à Microsoft de bien vouloir donner ces informations, il semble que Russes n'aient pas le moindre problème à ce niveau.

L'une des caractéristiques (ennuyeuses ?) des ordinateurs est qu'ils ne fonctionnent que s'ils sont pourvus du logiciel (d'exploitation) correct. Il faudra, avant de pouvoir lancer une application, qu'un système d'exploitation (DOS par exemple) soit opérationnel. Paragon Technology System Corp. (PTS) propose, avec le CD-ROM « DOS IM QUELLCODE DOS-SOURCES - DOS DEVELOPMENT KIT » un DOS complet pour processeurs 80x86. Ce PTS-DOS peut se comparer à MS-DOS, PC-DOS et DR-DOS, mais se distingue par sa vitesse de traitement très importante due au fait que toutes les routines ont été écrites en langage machine. Ce DOS supporte, dans sa version standard, le réseau NE2000, comporte des programmes pilote (*drivers*) pour lecteur de CD-ROM et toute une ribambelle d'autres

fonctions. Il est également doté d'un testeur anti-virus intégré, un gérant de démarrage (*boot-manager*) (DOS, Windows 95, Windows NT, Unix et OS/2 sur le même disque dur et passage de l'un à l'autre de ces systèmes d'exploitation lors du démarrage, un programme d'accès du genre Norton Commander, un compresseur (Zipper) et un programme de visualisation (Viewer). En résumé, un produit fort complet. Comme le laisse supposer son titre, ce CD-ROM comporte le code-source (en format Turbo-Assembler 3.0) de près de 90% du PTS-DOS. Ceci est vrai tant pour la version anglaise, qu'allemande ou russe. Le code-source de quelques courtes routines n'est pas fourni mais le CD-ROM en comporte le code-objet de sorte que l'on pourra les inclure (*linker*) dans les programmes que l'on aura



écrits. Cette approche permet à l'utilisateur du DOS d'adapter les programmes auxiliaires et pilotes à ses besoins propres. Notons que le CD-ROM comporte les manuels complets de PTS-DOS en allemand. Notons que le site Internet <http://pts.mipt.ru> donne des informations de mise à jour, la version la plus récente étant, à l'écriture de ces lignes, la version 6.65. Un second site Internet, <http://www.hilchner.de> propose des informations intéressantes sur d'autres produits

de chez PTS, tels qu'un scanner anti-virus, un programme de gestion au démarrage et autres programmes auxiliaires pour Windows. Puisque nous en sommes à parler de programmes russes, sachez qu'il existe un autre site intéressant : <http://www.bitsoft.ru> où l'on trouve divers logiciels en version d'évaluation sont un ensemble OCR (*Optical Character Reading*) « FineReader » et un dictionnaire russe-anglais « Lingvo 5.0 ». Voilà vous savez tout ce que nous savons sur le sujet. (977155)

Microcontrôleurs H8 à interface

Hitachi a étendue sa famille de microcontrôleurs H8/300 de nouveaux exemplaires dotés d'une interface. La nouvelle série H8/3337Y utilise une architecture de registres à usage général très rapide pour processeurs à 8/16 bits et a été dotée, nous le disions, d'une interface I²C. De ce fait, ces composants deviennent très intéressants pour les applications grand public, industrielles et de pilotage de processus. Hitachi a prévu à l'intention des concepteurs d'applications et des développeurs de logiciels un environnement de déve-

loppement au prix abordable qui permet un développement rapide et efficace d'applications basées sur ce type de contrôleur. Les processeurs font appel à une technologie 0,8 μ , possèdent 60 Koctets de ROM et 2 Koctets de RAM. Ils sont disponibles avec une ROM programmable par masque ou avec une PROM OTP (*One Time Programmable* = composant à unique programmation). Il existe en outre une version à mémoire Flash.

(977139)

Le Flash-Disk ne cesse de voir sa capacité croître

La famille DiskOnChip de M-Systems, la famille des plus petits Flash-Disk au monde est disponible à des capacités de plus en plus grandes. La famille qui s'est vu attribuer le nom de DiskOnChip series 2000 arrive sous la forme d'un boîtier (JEDEC) DIL à 32 broches. Le ChipDisk se comporte en fait comme un disque dur conventionnel, ne comportant cependant aucune pièce mobile et étant sensiblement plus compact qu'un périphérique de ce genre. En 1994, la série 1000 avait obtenu le prix de l'Innovation EDN dans la catégorie Embedded

Systems. La capacité des composants connexes de la série 2000 est passée de 2 à 12 Moctets, sachant que vers la fin de l'année on s'attend à disposer de versions ayant une capacité de 24 et 72 Moctets. Notons en outre que par la mise en oeuvre des technologies les plus modernes la vitesse a augmenté d'un facteur 5.

(977135)

Songbird, une carte de son 3D

Une interface-son complète intégrée dans un seul composant

VLSI-Technology est, avec son SongBird™, le premier fabricant à mettre sur le marché un circuit intégré permettant, à partir de signaux audio produits à l'aide de tables d'ondes, de donner une spatialité à l'aide de 2 enceintes seulement. Ceci donne une nouvelle impulsion aux fonctions audio d'un PC.

De plus en plus souvent les PC modernes sont dotés, en standard, de fonctions audio et vidéo de haut niveau. Avec SongBird™, la synthèse à base de tables d'ondes (wave-table) que l'on retrouve sur de nombreuses cartes SoundBlaster, reçoit une nouvelle impulsion. SongBird™ est en effet compatible avec les logiciels existants et peut être intégré sans difficulté aucune aux structures ISA ou PCI du PC. Le nouveau circuit intégré, le VL82C829, est le pre-

mier à être doté d'une fonction audio complète à effets tridimensionnels et travaillant de concert avec l'architecture PCI. Il est facile ainsi de réactualiser des systèmes existants pour les doter de cette nouvelle fonctionnalité. Les développeurs de logiciel seront sans doute heureux d'apprendre que le circuit intégré supporte, outre le son 3D et la synthèse musicale, également des standards actuels classiques tels que AC'97 d'Intel et le DirectSound de Microsoft. Il

supporte également tous les standards SoundBlaster actuels. Ce composant est en outre compatible tant avec General MIDI que le MPU401 de Roland. VLSI affirme que ce circuit intégré constitue une avance considérable par rapport aux produits concurrentiels. En règle générale on fait appel, pour la reproduction spatiale de sons stéréophoniques, de techniques faisant varier le point d'orientation. Grâce à une combinaison de plusieurs technologies il est devenu possible de combiner du son réellement 3D avec de la synthèse par tables d'ondes sans occuper un espace mémoire coûteux important et nécessiter beaucoup de temps pro-

cesseur (CPU). Le cœur du circuit est du progiciel de chez Euphonia Inc (Colorado) et Echo Speech Corporation (Californie). VLSI a intégré sur la même puce tous les blocs matériels et logiciels. Notons que VLSI est à trouver à l'adresse Internet suivante : <http://www.vlsi.com>

(977156)



Publicité

Sur Internet <http://www.secret.universal-developers.com>

TELEPHONE DE CONTROLE

- Enregistre tous les numéros appelés.
- Permet de restituer à certains appels (00, 06, etc...)
- Ecran LCD, printer, codes de sécurité 2290 frs



ETRANGE

- Hypnotiseur Electronique**
- Le système met rapidement le sujet sous contrôle
- Globe Plasma**
- Sphère Diamètre 200 mm créé des effets spectaculaires



VISION DE NUIT

- Lunette pour vision de nuit
- NV100 prête à l'emploi
- Avec Laser illuminator pour éclairage en nuit profonde.



3490 frs

PRODUITS ACOUSTIQUES

- Pour l'écoute de bruits distants et faibles
- PM5 2349 frs
- Laser de détection par vibration
- LS70 3990 frs



DETECTEUR D'ECOUTE

- Détecte les enregistrements radio, en série, en parallèle, l'impédance anormale ligne ect..
- AI6600 2299 frs



HACKER'S COMPANIO CD-ROM

- Comment casser les codes secrets, comment modifier les codes de téléphones portables, des BBS, des serveurs, etc... tout est dans ce CD-ROM de 552 Méga-bytes
- PC-HACKER'S* 990 frs

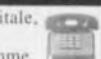
ROBOTS MINIATURES

- Avec manuel, programme illustrations et expériences à réaliser
- PUHT 1590 frs



MODIFICATEUR DE VOIX

- Modificateur de voix digitale, permet la modification de la voix en homme, femme, enfant 16 niveaux.
- TRANSITION 2001 1399 frs



CAMÉRA VIDÉO

- Caméra Vidéo camouflée dans un détecteur de fumée. Absolutement indétectable, signal vidéo vers moniteur ou Ecran TV.
- SC-600 2990 frs
- Modèle REVEIL ou
- Montre murale 3390 frs
- Transmetteur Vidéo 2990 frs



ENREGISTREUR LONGUE DURÉE

- Enregistreur automatique avec adaptateur téléphonique inclus. Une cassette standard 120mn peut enregistrer 12 heures de conversation. L'appareil déclenche et s'arrête automatiquement à chaque appel.
- THR-12 1499 frs



UNIDEV

14 rue Martel, 75010 PARIS
Tél : 01 53 24 03 26 - Fax : 01 53 34 01 71

Extrait du catalogue 30 pages. Vente par correspondance uniquement. Décodeur de télécommandes à infrarouge, cryptage voix, lunettes de surveillance vidéo, attache case d'écoute, lasers d'alarme, centre mesures, etc...

Catalogue "Contrôle et Protection" gratuit

LTC1479

contrôleur de commutateur de puissance

Le LTC1479 de Linear Technology est un contrôleur intégré de commutateurs de puissance pour la commande d'alimentation à 2 batteries de notebook. Il fonctionne sous la dépendance du microprocesseur chargé de la gestion de l'énergie et diminue les pertes de commutation entre les 2 batteries, le chargeur, l'adaptateur AC extérieur ou le dispositif de sauvegarde placé en dérivation sur les batteries. Le LTC1479 est un circuit à multifonction, intégrant cinq pilotes de transistors à canal N alimentés par un régulateur à découpage intégré. Supportant des tensions comprises entre 6 et 28 V, il peut utiliser des adaptateurs secteur de 24 V et des batteries au Li-Ion de 5 éléments ou des batteries au CdNi à 15 éléments. Le LTC1479 intègre tous les blocs analogiques pour le pilotage de l'adaptateur secteur, de la tension des 2 batteries et de la tension de charge de batterie. Il s'interface directement avec les chargeurs pour

batteries Li-Ion ou CdNi et assure les commutations nécessaires à leur charge. Un mode à 3 diodes transforme les 3 principaux commutateurs à transistors en diode permettant l'alimentation du convertisseur DC/DC lorsque l'adaptateur secteur ou les batteries sont soudainement déconnectées. Le commutateur approprié est alors sélectionné pour assurer un fonctionnement normal. Ce circuit comprend un dispositif de limitation des surintensités qui évite que les impulsions de courant ne soient injectées d'une source dans les autres et permet l'utilisation de condensateurs au tantale en entrée du convertisseur DC/DC dans la plupart des applications. Il s'interface directement avec le processeur de gestion d'énergie à travers le standard TTL, des niveaux logiques d'entrée et de sortie et peut être utilisé avec les batteries conventionnelles ou les batteries intelligentes aux spécifications Intel et Duracell.

(977242)

Turbo Analogic 1.0

la simulation pour tous

La puissance sans cesse croissante des ordinateurs dits d'entrée de gamme et le prix de plus en plus abordable d'un certain nombre de logiciels font que nous sommes, nous les amateurs d'électronique, de plus en plus nombreux à nous essayer à la simulation de circuits avant de les mettre à la dure épreuve de la réalité de la platine qu'elle soit d'expérimentation ou conçue à l'aide de l'un ou l'autre logiciel de dessin de PCB (Layo, Advanced PCB ou autre). Turbo Analogic est l'un des premiers logiciels de simulation au prix aussi abordable.

Nous avons déjà eu l'occasion de nous faire la main, au cours des mois passés, sur des programmes incluant une fonction de simulation (EdWin), voire ne faisant pratiquement que cela (Electronics Workbench), mais Turbo Analogic de PROSILOG est le premier à le faire pour un coût aussi faible. Pour moins d'un Pierre & Marie Curie, vous pouvez, cas classique aujourd'hui, vous prétendre possesseur, non pas d'un logiciel, mais bien d'une licence d'utilisation d'un logiciel de simulation de circuits électroniques. Ce logiciel conversationnel d'analyse est particulièrement bien adapté à l'analyse de circuits BF, HF voire Hyperfréquences fonctionnant en régime fréquentiel. Il comporte de nombreux outils qui en facilitent la prise en main et permettent de développer rapidement différents circuits ou modèles. Les différents résultats disponibles, tensions, courants, impédances, TOS, paramètres [S] et autres peuvent être visualisés sous forme de nombres (texte) ou graphique.

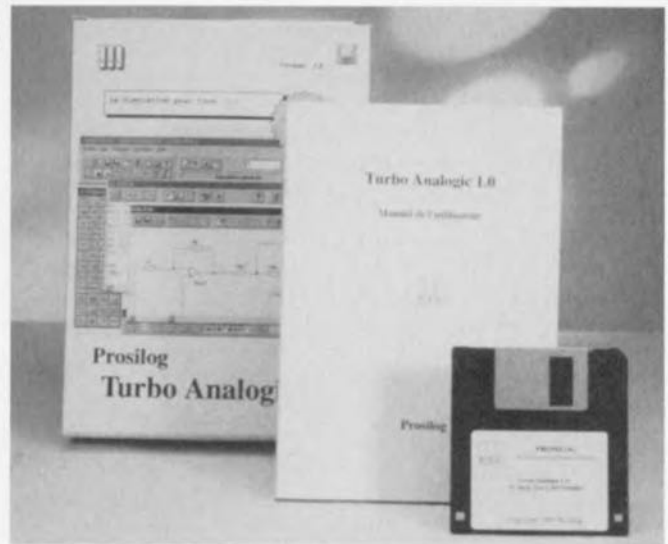
lisés sous forme de nombres (texte) ou graphique.

ALLONS-Y

Une fois la disquette 1,44 Mo mise en place et lu le fichier LISEZMOI, il est temps de passer à l'installation. Le programme, 1,83 Moctets, s'installe sans le moindre problème surtout si on le laisse faire ce qui est prévu qu'il fasse. Les 76 fichiers se transfèrent, sur le disque dur, en une dizaine dont certains, les .DLL vont dans le sous-répertoire System de Windows, d'autres allant dans un sous-répertoire d'exemples.

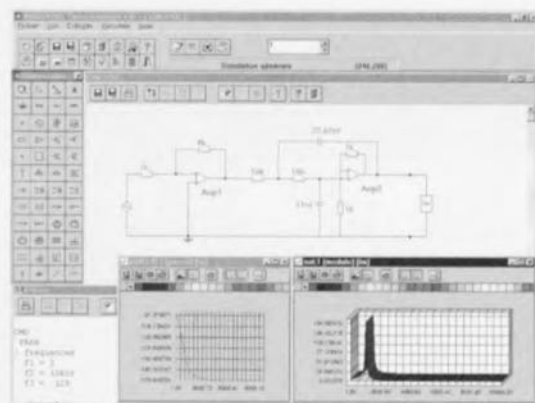
UN ENVIRONNEMENT RICHE

Une fois le programme lancé on voit apparaître dans la partie supérieure de l'écran une sorte de barre de tâches, la partie principale, où l'on trouve le menu et différents outils. Chaque accès à l'une des icônes se traduit automatiquement par l'apparition d'une bulle d'aide sur l'écran. Une fois que l'on a choisi un exemple ou que l'on a démarré un nouveau projet on



voit apparaître la feuille de schéma. On dispose également d'une palette « Composants » et d'une palette « Styles connexion ». Supposons que l'on veuille démarrer un nouveau projet. On commence par choisir le type de projet : simulation générale, simulation cascade ou l'une de ces 2 mêmes possibilités mais en mode texte cette

Un langage de description simple permet de simuler des circuits complexes de topologie quelconque. Notons que l'on peut créer le circuit à simuler soit en dessinant le schéma à l'écran à l'aide des symboles « Composants » voire directement en mode texte. Attention à ne pas oublier « le » ; à la fin d'une ligne et à bien mettre les to-



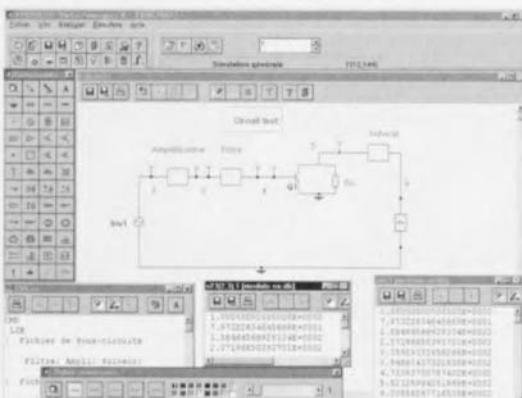
fois. Le mode compilation permet de créer des modules quasi-autonomes ou des sous-circuits. On peut obtenir les résultats, qui sont en fait la tension présente aux bornes du port Out, sous différentes formes : module en dB, module, phase, réelle, imaginaire, Nyquist ou Nichols. Notons la présence d'une calculatrice (qui est en fait celle de Microsoft) avec une capacité de 12 chiffres après la virgule.

La première chose que l'on remarque est la présence (normale d'ailleurs sur ce type de logiciels) d'une sorte d'éditeur de texte permettant la saisie du script, sorte de description du schéma.

lérances des différents composants l'une sous l'autre dans la fenêtre « Tolérances » ouverte dans le menu « Définitions ».

LE SCHÉMA

Rien de plus facile. On clique sur le composant requis et on le place sur la feuille de dessin du schéma. Le composant vient se placer automatiquement sur la grille et l'on voit s'ouvrir une fenêtre destinée à recevoir les informations concernant le composant en question. En mode texte on ajoute la dénomination du composant. Une fois tous les composants placés aux endroits prévus il reste à les



interconnecter.

Il est temps maintenant de passer à la simulation.

On dispose de 2 simulateurs. Le premier, général, permet la simulation de circuits interconnectés de façon quelconque, le second, plus spécifique, est destiné aux circuits connectés en cascade (un filtre en échelle par exemple).

LA VISUALISATION

L'un des aspects les plus cap-

titants de ce logiciel. Il est en effet possible de visualiser les résultats sous une forme numérique (tableaux de nombres) ou sous celle de graphiques. Cette seconde option connaît une possibilité de visualisation 3D très attrayante comme le montrent les recopies d'écran illustrant cette brève description.

Autre aspect intéressant, la possibilité de développer indépendamment, en utilisant le module de compilation,

des sous-circuits ou de se créer une bibliothèque de modèles.

Intéressante aussi la possibilité de copier une courbe dans le Presse-Papier pour une utilisation ultérieure dans une autre application, traitement de texte ou PAO par exemple.

L'aide en ligne générale ou contextuelle est relativement spartiate, ne donnant, dans certains cas guère plus d'in-

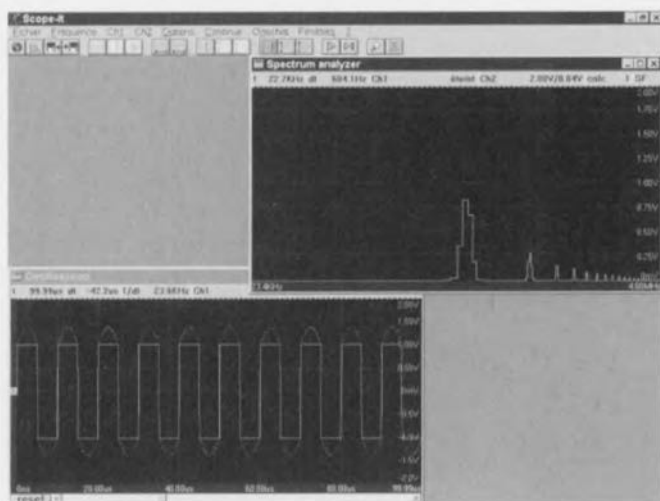
formations que celles four-

nies par la bulle accompagnant l'icône. Et, une fois n'est pas nécessairement coutume, le logiciel et le manuel (130 pages) sont en français (très correct !!!). En conclusion, un programme très intéressant permettant, pour un prix très abordable, de se faire une idée sur le pourquoi et le comment des programmes de simulation.

(977225)

Scope-it Interface Windows™ pour le PCS32 Scope de Velleman

Oscilloscope double trace avec fonctions d'analyse de spectre.



Il n'y a pas très longtemps, nous avons vu tomber sur notre bureau un petit paquet multicolore contenant un rien de documentation et une disquette dont l'expéditeur était une société qui nous était inconnue jusqu'à présent, OMNIA & NEDON (nous ne savons pas à quoi réfèrent ces noms ou sigles). Il s'agissait de « Scope-it for Windows », un logiciel servant d'interface Windows™ (3.1X/95) spécialement conçue à l'intention de l'oscilloscope PCS32 Scope de Velleman (version en kit = K7103). Scope-it remplit des fonctions d'oscilloscope double trace et d'analyseur logique, ces 2 fonctions pouvant être affichées simultanément. Les affichages peuvent être sauvegardés sur disquette, imprimés et recopiés vers d'autres applications. Les nombreuses options au niveau du zoom, des couleurs, des repères des

échelles de tension et de temps font de ce logiciel un environnement de mesure très confortable. Passons en revue quelques-unes de ses caractéristiques techniques les plus marquantes dont nous n'avons pas encore fait mention :

- travaille avec un oscilloscope K7103/PCS32 de Velleman
- nécessite un ordinateur compatible IBM PC (386sx mini)
- tourne sous Windows™ 3.1x/Windows)95
- utilise le port parallèle (LPT1 à 4)
- ne nécessite pas de coprocesseur mathématique (est cependant fortement recommandé dans le cas du 386 et 486sx). Une barre de tâches permet un contrôle rapide de l'oscilloscope. La quasi-totalité des fonctions est accessible par le biais du clavier.

Fonctions de base de l'oscilloscope :

Start, Stop, One Shot, Triggering, Timebase Control, Amplitude Control, Canal mathématique avec modes Ch1+Ch2, Ch1-Ch2, Ch2-Ch1,

Interpolation
Bande passante ajustable (rapport fréquence d'échantillonnage/bas e de temps)
Affichage de la tension RMS pour Ch1 et Ch2

Fonctions d'aide à la calibration

Fonctions de base de l'analyseur logique :

Start, Stop, One Shot, Contrôle de fréquence, Contrôle d'amplitude

Calcul du spectre : Transformée Rapide de Fourier

Résolution de spectre : 128/256/512/1 024/2 048 lignes

Méthodes de mesure :

Mode moyenné : le spectre est calculé à partir d'un certain nombre de mesures moyennées (dans le cas de signaux à fort niveau de bruit)

Mode maximum : seul est visualisé le maximum de chaque ligne spectrale (on pourra, de cette manière, visualiser une caractéristique de fréquence)

La visualisation de la fréquence et de l'amplitude peut se faire soit linéairement soit logarithmiquement.

En résumé, un produit bien européen puisqu'il arrive avec un programme et une aide quadrilingue (néerlandais, français, anglais et allemand). Le problème est toujours dans ce cas-là la qualité du texte dans chacune de ces langues. Si la langue



d'origine est correcte, les traductions sont souvent truffées de fautes d'orthographe. Il n'en va pas différemment dans le cas de ce logiciel dont le texte français (du fichier ? (Help) en particulier) est truffé de très nombreuses fautes d'orthographe. Dommage que personne ne l'ai relu sérieusement. On peut d'ailleurs en être quelque peu étonné vu que le Scope avec lequel doit tourner ce logiciel est un kit de Velleman, une société belge renommée pour la qualité de ses kits.

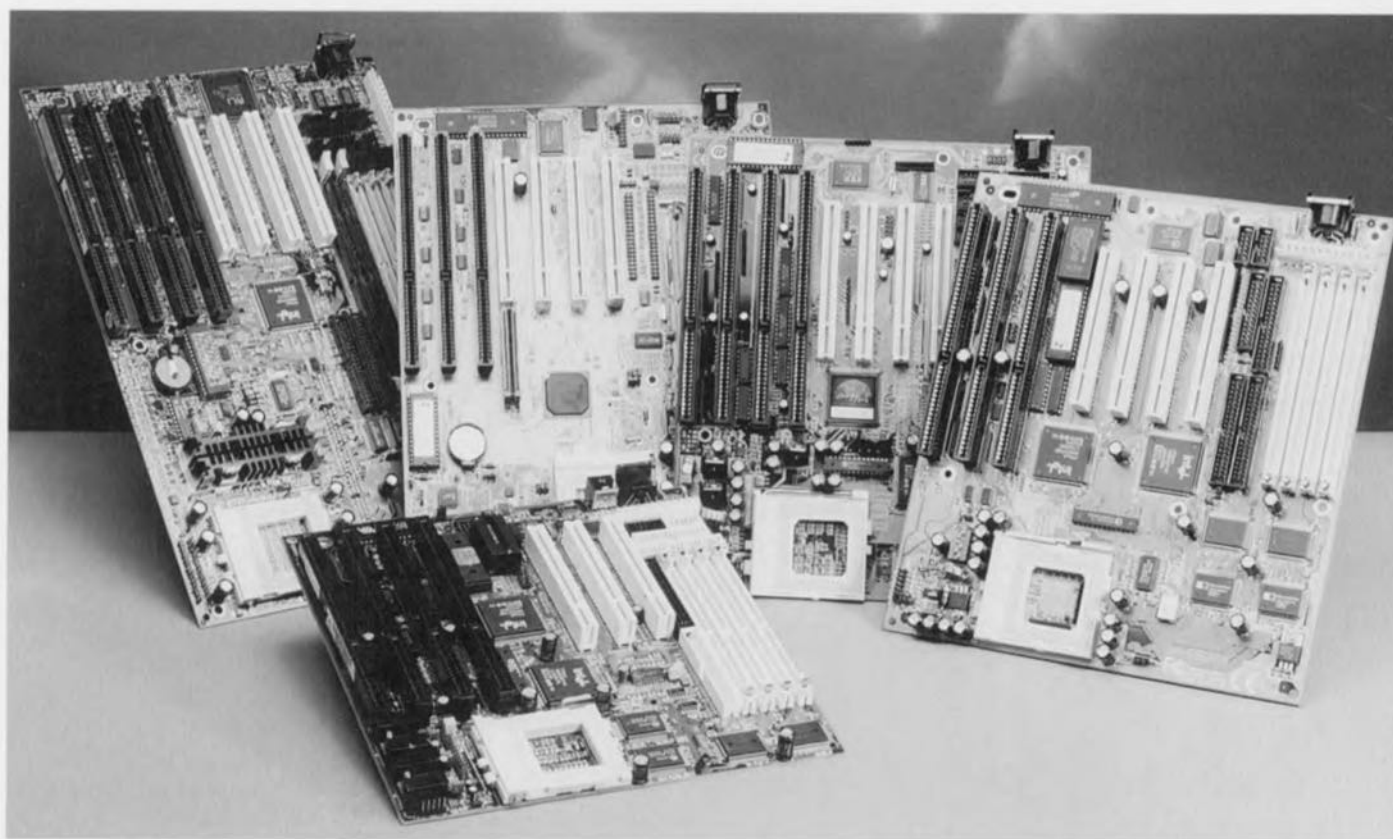
Notons, il faudra s'y faire vu la croissance explosive de sites Internet, qu'il existe un site Internet où l'on peut trouver de plus informations sur le sujet à l'adresse suivante : <http://www.velleman.be>.

(977175)

Comme le donne à penser sa place en début du supplément EXTRA consacré à la réactualisation d'un PC « ancien », la carte-mère constitue sans (aucun) doute le « composant » le plus important d'un ordinateur vu que c'est d'elle que dépendent bon nombre des options ouvertes. Nous allons, dans cet article, nous intéresser à la carte-mère moderne sous toutes ses coutures et verrons les points qu'il est important de connaître avant d'ouvrir son porte-monnaie, qu'il soit électronique ou non.

Changer sa carte-mère

les chausse-trappes à éviter



On voit ici, de la gauche vers la droite, un AB-IT5V fourni par AMOR Computer B.V. à Venlo (NL), un ASUS TX97-E gracieusement prêté par IMA Electronics à Oosterhout (NL), un Soyo 5VD5 fourni par Soyo Europe B.V. (NL), un Gigabyte ATV et, sur le devant de la scène, un BMG TVX-8500, ces 2 derniers prêtés par Orbit Computer à Aix-La-Chapelle (RFA).

Ayant vu, au cours des 3 derniers mois, plusieurs rédacteurs et ingénieurs du laboratoire d'Elektor s'escrimer à, remplacer, qui la carte-mère, qui son processeur, sa vidéo, son disque dur ou son lecteur de CD-ROM, nous avons pensé qu'il pourrait être intéressant de vous faire part de notre expérience à ce niveau.

Acte 1 : le possesseur (chagrin) d'un 486SX33 se rend compte que les nou-

velles versions des logiciels dont il vient d'acquérir une remise à jour, ne tournent que très lentement, voire pas du tout, sur sa machine. Il se gratte le cuir chevelu. Essayons de se mettre à sa place. Par quel bout prendre cette matière ô combien complexe qu'est la réactualisation d'un PC.

Acte 2 : il se précipite chez son libraire préféré et achète quelques magazines spécialisés. Peu abordent le sujet com-

plexe qu'est la réactualisation d'un PC. Il va donc falloir se débrouiller soi-même.

L'une des premières choses qui frappe lorsque l'on examine de près les fiches de caractéristiques de diverses cartes-mères, car c'est là une étape quasiment incontournable du processus—plus complexe qu'il n'y paraît à première vue—du remplacement d'une carte-mère d'un système

existant, est qu'il existe en fait moins de fabricants que ne le laisserait penser le nombre de dénominations que l'on rencontre au cours de sa quête de la carte-mère de ses rêves. Les noms de fabricants les plus souvent mentionnés dans le monde des monteurs de systèmes sont, dans l'ordre alphabétique et sans être exhaustif, Abit, ASUS, Boston, Genoa, Gigabyte, Intel, Microstar, QDI, Soyo, SuperMicro, Tyan.

Remplacer la carte-mère, pourquoi?

L'une des raisons majeures du remplacement d'une carte-mère est la recherche d'un gain de vitesse par rapport à la génération précédente, gain dû en majeure partie à l'utilisation d'un nouveau processeur. Ceci explique que l'un des autres points capitaux auxquels il faille impérativement faire attention est de savoir quel est le processeur que l'on envisage d'utiliser car, bien que la plupart de cartes-mères puissent recevoir différents type de processeurs – nous nous limiterons ici aux Pentium (MMX), Cyrix/IBM 150+/166+, AMD K5 et K6, IBM PR200+ – il en existe certaines qui ne les acceptent pas tous.

Le type de processeur utilisé joue en effet sur les tensions nécessaires au niveau du processeur : 3,3 V standard (Pentium et types Sxx de 686 de Cyrix/IBM), 3,53 V (Pentium et types Vxx de 686 de Cyrix/IBM, 2,8/3,3 V (Pentium MMX et M2 de Cyrix), 2,9/3,3 V (K6 166 et 200 MHz d'AMD) ou 3,2/3,3 V (K6 233 MHz d'AMD). Il suffit en fait de s'assurer des types de processeurs que la carte peut recevoir sans entrer dans des détails aussi « techniques ».

Le K6 est un composant étonnant qui ne manquera pas d'intéresser nombre de possesseurs d'une carte-mère récente (6 mois et moins) vu qu'il se place dans le support de type Socket 7 et s'accommode fort bien de certaines cartes-mères existantes, sa mise en oeuvre n'exigeant pas (toujours) le remplacement de la carte. Et c'est là que l'on se pose, à juste titre, la question décisive...

...«Intel Inside» ou non

Contrairement à ce que l'on peut croire, la première décision à prendre est celle du choix du processeur devant régir le nouvel ordinateur, car, même si l'on peut garder une partie des cartes, si tant qu'il ne s'agisse pas d'un ordinateur à base de 486 avec bus VLB (**V**esa **L**ocal **B**us), standard ayant été supplanté par le PCI, le choix

du processeur a des conséquences déterminantes sur la suite des événements. Jamais le possesseur d'un PC n'a été confronté à un nombre aussi important de processeurs, plus performant l'un que l'autre. Le plus connu est sans doute le Pentium II (un Pentium Pro doté des fonctionnalités MMX, connu à l'origine sous la dénomination de Klamath). L'inconvénient majeur du Pentium II est qu'il nécessite, de par sa forme, une carte-mère spécifique puisqu'il viendra se loger dans un connecteur spécialement prévu à cet effet, le SEC (**S**ingle **E**dge **C**onnect**o**r). Quelles sont les alternatives modernes. Nous ne parlons pas ici des K5 et autres 586 que l'on réservera aux cartes-mères à base de 486 dont on ne peut (???) pas se séparer (cf. le dernier paragraphe consacré aux Overdrives).

Tout le monde est d'accord pour affirmer qu'avec son 6x86, le couple IBM/Cyrix a été le premier à battre une brèche dans le monopole des CPU utilisées au coeur des PC. Surfant sur ce succès, Cyrix arrive avec un concurrent direct du Pentium II, le M2.

AMD non plus ne s'est pas endormi sur ses lauriers, nous présentant, début avril, son K6. Voici que IDT se met également de la partie. On peut réellement parler, dans le cas des M2 et K6, de concurrents à part entière du Pentium II. En effet les K6 et M2 intègrent le jeu d'instructions MMX. L'avantage des K6 et M2, est qu'ils peuvent prendre place dans le fameux support 7 (socket 7) – ce qui n'est pas le cas du Pentium II qui exige une carte-mère prévue à son intention – et, partant, n'impliquent pas un remplacement radical de la carte-mère. Sans oublier que, sauf dégringolade surprise des prix chez Intel, les processeurs de cette société coûtent encore près du double de leur concurrents directs. Petite ombre au tableau, ce remplacement ne va pas sans l'une ou l'autre modification (mineure d'après AMD) du BIOS de la carte.

Ces processeurs constituent la voie de la continuité d'autant plus qu'il semblerait que des versions plus rapides, on parle de jusqu'à 300 MHz, du K6 pourraient être disponibles dans les prochains mois.

Et plus tard... Intel parle déjà d'une version MMX 2, le Katmai, le P7 (Code Merced) devant faire son apparition en 1998, mais les choses vont dans certains cas, surtout lorsqu'il faut devancer la concurrence, plus vite que prévu... Sans parler du Deschutes, une version spécifique du Klamath destinée aux serveurs, ni du Tillamook, un module

destiné aux possesseurs de portables. Il est fort probable que, lorsque vous lirez ces lignes, la bataille du MMX fasse rage. Faut-il opter oui ou non pour un processeur MMX ? Il semblerait que la présence d'un processeur MMX se traduise par un gain de quelque 10% pour des logiciels classiques, ce gain étant sensiblement plus important dans le cas de logiciels écrits spécifiquement pour tourner avec un MMX. Le prix des processeurs MMX les plus lents (166 ou 200 MHz) ne manquera pas de baisser considérablement à l'arrivée des versions 233, 266, voire 300 MHz. On peut donc considérer qu'il vaut la peine, si déjà on investit dans une nouvelle carte-mère d'envisager l'achat d'un processeur MMX, qu'il soit d'Intel, d'AMD (K6) ou de Cyrix (M2 devenu 6x86MX) voire d'autres fabricants qui ne manqueront pas de se manifester.

Quelle type de carte-mère

Il existe en fait, 2 sortes de cartes-mères : celles que l'on pourrait appeler les cartes-mères classiques où l'on doit, par la mise en place de cavaliers, définir soi-même un certain nombre de paramètres tels que la vitesse du processeur, celle du bus, etc, et celles l'on n'a plus rien à faire.

Voyons maintenant les différents aspects techniques entrant en jeu lors du choix de la carte-mère.

Le format de la carte

Le premier point auquel il porter attention est celui de la taille de la carte. Il existe en effet 2 types de cartes-mères, le format Baby-AT et le format ATX. Chacun de ces types de cartes connaît son propre connecteur d'alimentation 12 broches en lignes pour le Baby-AT et 2 rangées de 10 contacts pour l'ATX. Rares sont les cartes à être dotées des 2 types de connecteurs. On reconnaît le format ATX au fait que la CPU n'empiète pas sur le volume virtuel nécessaire aux cartes d'extension. Un choix erroné au niveau du type de carte se traduira par la nécessité d'acquiescer un nouveau boîtier (le plus souvent doté de son alimentation). Le format Baby-AT est relativement « malléable », allant de 22 cm de long à dans certains cas jusqu'à 33 cm, la largeur restant elle à 22 cm. L'ATX mesure de l'ordre de 30,5 x 24,5 cm (21,2 cm pour le TX97-X(E) d'Asus par exemple.

Attention, il existe également un format moins connu, le mini-ATX (19 x 30,5 cm). Notons que le format ATX, qui a enfin éliminé les problèmes d'implantation des cartes longues dus à la position du processeur, semble devenir le stan-

LE BIOS

Le BIOS remplit le rôle d'interface entre le système d'exploitation et l'électronique de la carte qui à son tour pilote les différents périphériques installés dans (ou connectés à) un PC. Il faut, si l'on veut mettre à profit les progrès technologiques, le mettre (régulièrement) à jour. Cette réactualisation peut se faire par remplacement de composant mais il est préférable, même si moins tranquillisant, d'opter pour un BIOS Flash qui peut être réactualisé par la voie logicielle (programme d'exécution + fichier à mettre dans la mémoire Flash).

LES CONNECTEURS D'EXTENSION

La quasi-totalité des cartes-mères comporte encore un certain nombre de connecteurs ISA, un ancien format datant quasiment du début du PC; il offre une compatibilité avec les cartes 16 bits. Le nouveau standard est le PCI (*Peripheral Component Interconnect*), un bus 32 bits plus rapide et partant, autorisant des taux de transfert plus élevés.

LE FORMAT

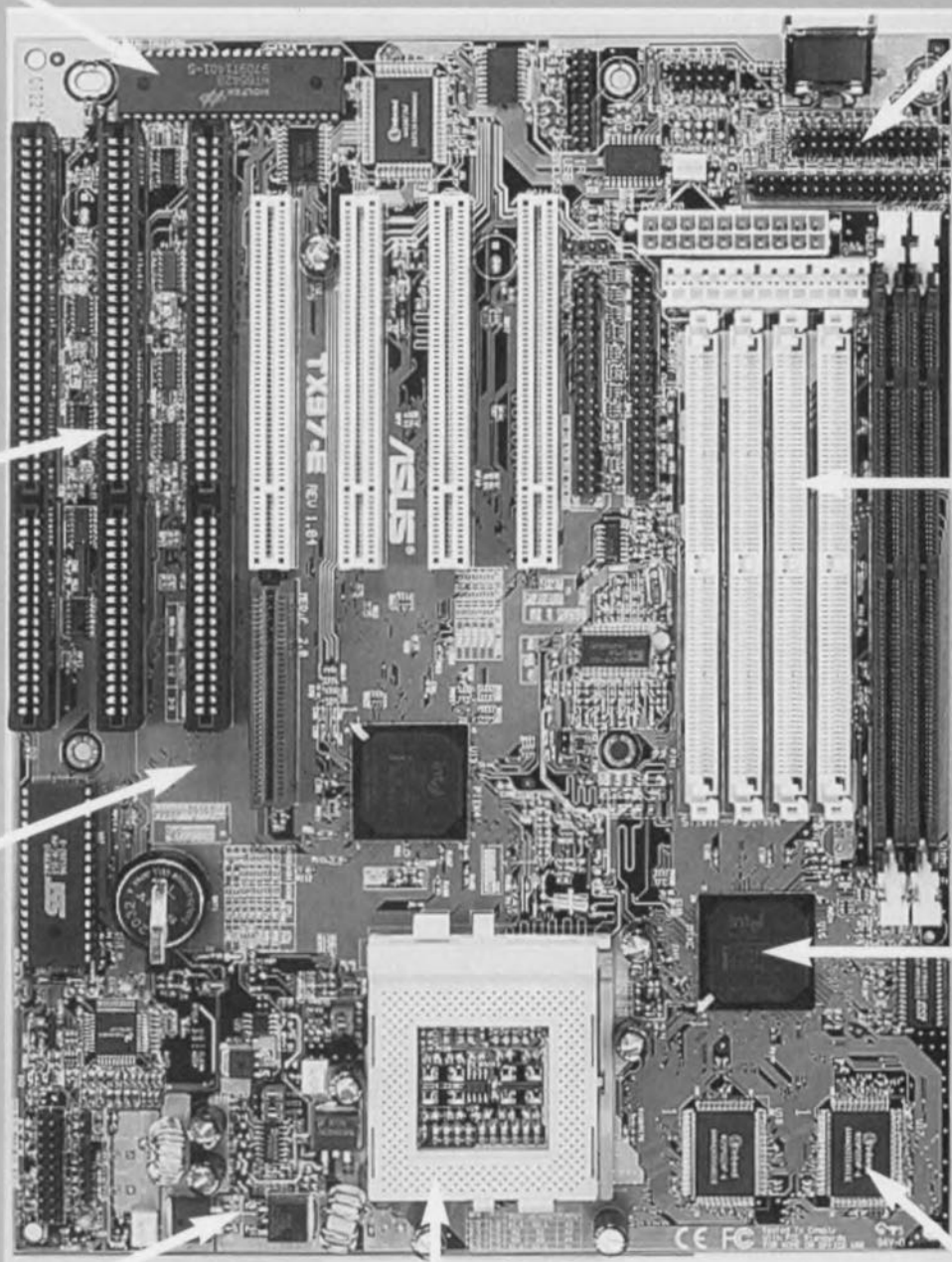
Comme nous le disions plus haut, il existe 2 formats de cartes-mères : le Baby-AT et le ATX. Elles diffèrent par l'emplacement du processeur ou des positions des connecteurs de communication avec les périphériques extérieurs ainsi que par la forme du connecteur d'alimentation, 12 broches pour le Baby-AT et 20 broches pour le ATX.

LES RÉGULATEURS DE TENSION

Ces composants, tout ce qu'il y a de plus rudimentaires au début du PC, deviennent de plus en plus sophistiqués, les modèles les plus récents étant passés à l'alimentation à découpage (*Switching Power*). Les caractéristiques d'alimentation varient beaucoup d'un processeur de la classe Pentium à l'autre : il faut à certains 3,3V, à d'autres 2,9, voire 2,5, voire une combinaison de ces tensions. Les régulateurs à découpage se distinguent par la présence, à proximité du régulateur proprement dit, de selfs.

Les secrets d'une carte-mère

Une carte-mère est, au cours des années, devenue un grand circuit imprimé, qui bien qu'il comporte moins de composants que la carte-mère d'un IBM-PC d'il y a 10ans, connaît une structure de plus en plus complexe. Il est temps de nous permettre un petit passage «en rase-mottes».



LE SUPPORT

Il s'agit aujourd'hui d'un support FIN (à Force d'Insertion Nulle, ZIF pour *Zero Insertion Force* en anglais) dans lequel vient prendre place le processeur. La majorité des cartes Pentium actuelles disposent d'un Socket 7, les cartes Pentium Pro d'un support physiquement plus grand et comportant plus de contacts baptisé Socket 8.

LES CONNECTEURS D'ENTRÉE/SORTIE

Sur les cartes-mères les plus récentes les différents connecteurs d'E/S (I/O) sont regroupés. On dispose au minimum d'une embase clavier, d'un connecteur pour lecteurs de disquettes (FDD), d'un (voire de 2) connecteurs pour disque dur (et lecteur de CD-ROM) IDE, d'une embase de port parallèle et d'une embase de ports sériels. On peut également trouver, sur certaines cartes, un port IRDa, une embase PS/2 pour la souris et un port USB.

LES CONNECTEURS DE MÉMOIRE

La barrette SIMM classique (30 contacts 8 bits + bit de parité ou non) s'est vue remplacée par des modules 32/36 bits à 72 contacts. L'arrivée de processeurs disposant de bus de 64 bits a eu pour conséquence la naissance du module DIMM à 168 contacts. On ne risque pas de se tromper lors de la mise en place de ce type de module, le modèle de connecteur n'étant pas, contrairement aux supports 72 broches, symétrique.

LE CHIPSET

Ce set de puces est chargé de la gestion de la circulation des données sur une carte-mère, déchargeant ainsi le processeur de cette tâche intensive. C'est à Intel que l'on doit la famille de chipsets la plus utilisée, celle des 82430FX/HX/VX/TX.

LA MÉMOIRE CACHE

Il s'agit de la mémoire tampon entre le processeur et la RAM système. Le processeur lui-même dispose déjà d'une certaine quantité de mémoire intégrée (le cache interne). Une mémoire de capacité sensiblement supérieure est elle soudée directement sur la carte-mère. La différence entre 0 K et 256 Koctets de mémoire cache est sensible. Il n'est guère utile de disposer de plus de 512 Koctets.

dard. Certains des contacts additionnels que comporte le connecteur de l'alimentation remplissent des fonctions fort pratiques telles qu'une prise de l'état de veille par l'intermédiaire duquel il est possible, même si l'ordinateur est coupé, (la prise restant cependant enfichée dans la prise murale) d'alimenter certaines cartes, telles qu'un modem par exemple.

Il est également important de vérifier que la position des différents connecteurs, clavier, souris, etc., se trouvent bien à la hauteur des orifices correspondants du boîtier.

Le BIOS

L'une des « caractéristiques techniques » dont on peut également tenir compte est le type de BIOS, c'est-à-dire son fabricant (Award, AMI, Phoenix et autres) et son type (Flash ou non, c'est-à-dire reprogrammable ou non in situ à l'aide d'un programme et d'un fichier adéquat). On notera qu'il existe une certaine osmose entre le chipset et le BIOS. Il faut bien évidemment que le BIOS tire partie des possibilités offertes par le chipset. Si l'on pense que l'on aura le courage (ou faudrait-il dire la témérité) de changer un jour soi-même le contenu du BIOS, il est indispensable d'opter pour un Flash BIOS, que l'on pourra, le jour venu, réactualiser à l'aide du logiciel adéquat.

Et ma mémoire

Si, voici 2 lustres à peine, tout le monde était d'avis, le Grand Opérateur Bill lui-même, que 640 Koctets constituaient une quantité de mémoire amplement suffisante, nous savons aujourd'hui que 16 Moctets est un minimum, 32 Moctets représentant la quantité de mémoire nécessaire pour travailler dans de bonnes conditions. Tout le monde recommande l'utilisation de mémoire EDO. « Et que vais-je faire de mes 8 barrettes de mémoire de 1 Moctet x 9 bits ? » Les choses évoluant tellement vite, qu'il n'est pas rentable, à notre avis, d'acheter les 2 adaptateurs (pour 4 barrettes chacun) permettant d'arriver, avec 2 modules de 4 Moctets additionnels, aux 16 Moctets minimum. Il reste toujours le problème de l'adaptation entre les adaptateurs et les 2 barrettes de 4 Moctets additionnelles que l'on aura achetées. Note : il existe aujourd'hui des cartes-mères, d'ASUS entre autres, qui ne disposent plus de supports pour modules SIMM, de sorte que l'on ne pourra plus utiliser ses vieilles (???) barrettes de mémoire.

Les connecteurs d'E/S

Le temps des cartes destinées spécifi-

quement au pilotage des périphériques, lecteurs de disquettes, disques durs, ports imprimante parallèle et/ou sériel, ports série, à implanter dans les connecteurs d'extension est dépassé. Aujourd'hui toute cette électronique est intégrée sur la carte-mère, les connecteurs étant directement accessibles à ce niveau. Une carte-mère moderne doit disposer d'au moins un port FDD (*Floppy Disk Drive*, lecteur de disquettes) pour lecteur 1,44 Mo, la plupart étant capables de recevoir une paire de lecteurs pour lire tous les formats imaginables (360/720 Ko, 1,1/1,44/2,88 Mo), un port E-IDE pour disque dur et/ou lecteur de CD-ROM, un port parallèle (disposant des modes SPP/EPP/ECP), 2 ports sériels RS-232 (compatibles 16550), le reste, un port USB, PS/2 pour souris ou IrDA pour transmission IR étant un extra à ne pas négliger.

Les connecteurs d'extension (slots)

Le bus VLB a vécu, vive le PCI. Il est important de veiller à ce que la carte-mère soit dotée des connecteurs d'extension (slots) correspondant aux cartes d'extension que l'on possède déjà (ou faudrait-il dire encore ?), carte vidéo, carte-son, etc. Si l'on possédait un système à bus VLB, les choses se compliquent, car la quasi-totalité des systèmes actuels ne comportent plus de connecteur VLB. Il faudra donc sans doute se résoudre à acheter une carte vidéo PCI. Les slots ISA restent eux heureusement disponibles et on les utilisera avec une immense gratitude pour son ancienne carte-son.

Notons au passage qu'il existe de plus en plus de cartes dotées d'« extras », tels que vidéo et/ou audio embarquée. Cette approche présente et des avantages et des inconvénients. Si, à l'instar de la mise sur le marché de la carte en question, on peut espérer que celle-ci se trouve à la pointe de la technologie, elle ne permet que rarement de suivre les développements techniques et, partant, vieillit vite.

Il est donc préférable d'opter pour une carte-mère « nue » que l'on dotera des cartes d'extension, vidéo, son, modem, requises.

La checkliste à passer en revue

À quoi dois-je faire attention ?

- ➔ Opter dès le départ pour un processeur d'une puissance « suffisante » (en fonction de son budget);
- ➔ Disposer d'un nombre de bancs de mémoire suffisant (4) (à moins que l'on ne choisisse, en toute connais-

Tout savoir sur les Chipsets

Bien qu'il existe dans le monde d'autres fabricants de chipsets, AMD pour le K6, Opti, SIS, ETEQ et autres VIA, ce sont les chipsets d'Intel qui font, en pratique, la loi sur les cartes-mères. Les choses se compliquent très rapidement sachant qu'il existe 4 chipsets Triton baptisés (82)430FX, 430VX, 430HX, et 430TX.

Le 430FX fut le premier chipset d'Intel, étant de ce fait pratiquement abandonné.

Le 430VX fut le premier à supporter la mémoire SDRAM ainsi que le format DIMM, qui permet de monter les bancs de mémoire individuellement ne nécessitant plus l'installation par paire comme dans le cas des modules de mémoire SIMM conventionnels. La version la plus récente du Triton chipset est le 430TX qui regroupe toutes les fonctions connues par les chipsets précédents, c'est-à-dire concurrent PC, pilotage du bus USB, chronologie serrée pour la RAM EDO,

intégration en 2 composants seulement. Le chipset TX est en outre optimisé pour les processeurs MMX et incorpore la DPMA (*Dynamic Power Managment Architecture* = architecture de gestion dynamique de l'alimentation), système réduisant la consommation de l'ensemble du système et connaît des dispositifs d'économie d'énergie intelligents. Il supporte en outre le nouveau protocole Ultra DMA.

Il faudra, si l'on veut avoir le système dernier-cricri, opter pour un chipset 430TX, la différence de prix entre une carte-mère récente et celle dotée de ce dernier chipset ne pouvant pas, si tant est qu'il en existe une, lui être imputée.

On connaît également, entre le 430VX et le 430TX, un chipset baptisé 430HX.

Note : le Triton HX n'est pas en mesure de supporter les supports DIMM SDRAM.

Il arrive également que l'on trouve dans certaines documentations des références à un « chipset » 82439HX ou 82437VX/FX : il s'agit en fait de la dénomination du « system controller » et non pas d'un vrai chipset.

et 200 MHz auront donc la puissance théorique respectivement d'un Pentium 180 ou 200 MMX actuel. Le gain de performances que l'on peut espérer se situe aux alentours de 50%. La mise en place d'un Overdrive est l'enfance de l'art : après avoir ouvert le boîtier on extrait le processeur d'origine de son support, on y implante l'Overdrive et on branche le ventilateur de refroidissement et l'affaire est dans le sac. Il n'est pas nécessaire de s'inquiéter du changement de fréquence d'horloge ou de bus, tout reste comme avant. L'adaptation des tensions d'alimentation du processeur se fait sur l'Overdrive lui-même. Si l'on a des doutes quant à la compatibilité de sa carte-mère, on pourra faire un saut sur Internet et jeter un coup d'oeil sur le site d'Intel <http://www.intel.com/overdrive/index.htm> pour en avoir le cœur net. Il n'est pas exclu non plus que l'on ait à réactualiser le BIOS... Coût de l'opération : de 2 500 à 3 000 FF.

Quelles sont les précautions à prendre ?

Bien que les composants soient de mieux en mieux protégés contre l'électricité statique, il est recommandé, lors d'une intervention quelconque sur son PC, de prendre quelques précautions. On veillera à se mettre à la terre en dotant son poignet d'un bracelet conducteur relié, par le biais d'un conducteur électrique, à un radiateur ou une canalisation de chauffage ou

sance de cause, une carte-mère ne comportant que des connecteurs pour modules DIMM);

- Disposition des embases d'extension (ne doivent pas gêner d'autres composants, bancs de mémoire ou être gênées par d'autres éléments de la carte, processeur avec radiateur + ventilateur par exemple);
- S'assurer que l'on dispose d'un nombre suffisant de connecteurs d'extension (3 PCI et 4 ISA);
- Vérifier la présence de mémoire-cache (256 KB minimum);
- Opter pour un chipset Triton 430HX ou VX, voire mieux;
- Vérifier que l'on dispose d'un Flash BIOS PnP (*Plug and Play*);
- La vitesse du bus est-elle définissable à un niveau digne de ce nom, (66, 75 voire 83 MHz);
- La carte-mère doit comporter tous les connecteurs pour périphériques nécessaires, E-IDE pour disque(s) dur(s) et lecteur de CD-ROM, ports parallèles et ports sériels;
- Présence des bus de la nouvelle génération (USB), on ne sait jamais. Cependant, si l'on ne veut pas se compliquer la vie avec tout cela il reste...

... la solution « Overdrive »

Notons qu'il reste une autre option possible pour tous les possesseurs de 486 ou Pentium ne voulant pas faire le grand saut, tant technique que financier, mettre un Overdrive dans leur PC. Il existe diverses possibilités à ce niveau. Pour les machines à base de 486 on pourra choisir entre un

- Evergreen 586/133 MHz
- Power Leap, également à base de

586/133 MHz

- Voir un Overdrive 83 MHz d'Intel (non compatible avec tous les systèmes).

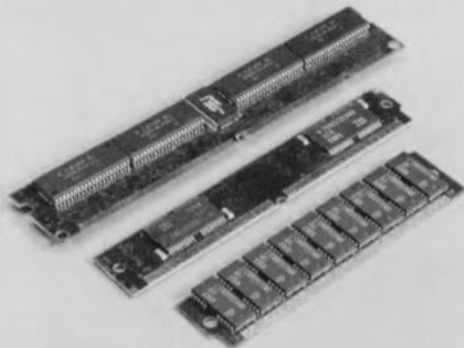
Pour les possesseurs de l'un des premiers Pentium (60, 75, voire 100 MHz) Intel lance, comme elle l'avait fait pour le moins du monde 86, une nouvelle série de Overdrive Pentium avec extension MMX tournant respectivement à 125, 150 et 166 MHz. Il n'est pas exclu que l'on voit apparaître bientôt des versions d'Overdrive Pentium destinées à remplacer les « vieux » Pentium « dépassés » tournant à 120 et 133 MHz; ces modèles tournant à 180

Des Dimm, Simm et autres mémoires

La mémoire a sans doute été, avec les processeurs, l'un des domaines où l'évolution s'est faite le plus rapidement. Finis les modules de mémoire à parité (*with parity*), tout le monde parle aujourd'hui des mémoires EDO (*Extended Data Out*), plus rapides et dans l'état actuel des choses, pas plus chères que les modules de mémoire FPM (*Fast Page Mode*).

On trouve également aujourd'hui des SDRAM (*Synchronous Dynamic RAM*) qui fournissent les données aussi rapidement que la CPU peut les traiter. La différence entre EDO et SDRAM est, dans les conditions actuelles, marginale. Lorsque l'on sera habitué aux vitesses de bus de 85 MHz et plus, la situation sera peut-être différente. Les tailles les plus courantes de modules DIMM sont 8, 16, 32 et 64 Moctets, celles des modules SIMM sont identiques à cela près qu'elles connaissent également un 4 Moctets. COAST (*Cache On A STick* = mémoire cache en bâtonnet) est un module d'extension pour mémoire cache secondaire. Le problème à ce niveau est celui du (ou devrait-on dire des) standard(s). Il existe des modules COAST pour processeurs d'Intel et pour processeurs de Cyrix.

On voit ici l'évolution des modules de mémoire. Tout en bas, un module de 4 Moctets, au milieu un module de 8 Moctets et tout en haut un module DIMM à 168 contacts de 16 Moctets.



d'eau. On mettra également le châssis du PC à la terre.

La cartomancie ou lire dans la boule de cristal

L'expérience vous l'aura sans doute appris, l'évolution dans le monde de la micro-informatique ne cesse d'accélérer. Si voici 10 ans, un ordinateur pouvait « faire » 4 ans sans trop vieillir, il y a 5 ans, un ordinateur de 2 ans faisait déjà figure d'antiquité. Que dire aujourd'hui, où un ordinateur acheté il y a 6 mois est déjà totalement dépassé. Que nous réserve l'avenir ? Il est certain que les choses ne peuvent pas continuer à suivre cette courbe exponentielle vu que sinon les produits n'auraient pas même le temps d'être mis sur le marché avant de déjà devoir faire place à la nouvelle génération. L'une des lois que ne peuvent pas ne pas respecter les capitalistes est qu'il faut impérativement que les coûts de productions soient au moins (???) amortis... Cependant, quels sont les développements auxquels nous pouvons nous attendre dans les mois prochains ? Au niveau des bus : le bus USB (*Univer-*

sal Serial Bus) se trouve déjà pratiquement sur la quasi-totalité des cartes-mères de fabrication récente.

Ultra DMA 33 : ce nouveau protocole pour les disques durs IDE permettant un taux de transfert sensiblement plus important apparaît sur de plus en plus de cartes.

AGP (*Advanced Graphic Port*) : ce nouveau port graphique annoncé par Intel voici un an, est plus particulièrement destiné aux cartes graphiques 3D et le jour où il sera devenu le standard, les cartes qui n'en seront pas pourvues seront aussi dépassées que le sont les cartes-mères sans MMX d'ici quelques mois.

Le bus à 100 MHz ? Les choses aussi vont vite à ce niveau. Si, pour le moment il faut déjà s'estimer heureux si le bus de la carte-mère dont on dispose peut monter jusqu'à 85 MHz, la progression n'en restera pas là.

En guise de conclusion

Pour les habiles techniciens d'entre nos lecteurs (que celui qui ne l'est pas lève le doigt) remplacer la carte-mère et le processeur constitue une alternative

intéressante à l'achat d'un ordinateur tout fait. Notre expérience permet d'affirmer que cette opération n'est pas d'une difficulté insurmontable, mais qu'elle exige un choix réfléchi avant l'ouverture du coffret de l'ordinateur et implique d'avancer *progressivement*. Une fois réussie la réactualisation de votre PC vous aurez l'avantage de savoir ce qui se passe à l'intérieur. Ceci vous donnera également une occasion unique de régler au mieux les performances des différents sous-ensembles de votre PC.

En raison des limites fixées à la taille de cet article, il nous est physiquement impossible d'être exhaustifs. Les seuls fabricants que nous ayons nommés sont ceux nous ayant offert leur coopération ; nous remercions en particulier les départements techniques de Asus, Abit et Soyo pour les échantillons de leurs cartes-mères qu'ils nous ont fournis.

Pour terminer, une autre adresse Internet très intéressante :

<http://sysdoc.pair.com> (avec un grand merci à Francis et Arnaud de l'émission Plug-In de RTL).

972031-J

Quelques-unes des cartes-mères les plus récentes

La SY-5VD5 de Soyo®

Dotée d'un support Socket 7 elle convient aux processeurs Pentium® P54CX/P55C (75 à 233 MHz), aux Cyrix® 6x86™ (PR100 à 166+) et aux K5™ (PR100 à 166) et K6™ d'AMD. Il utilise le chipset 82430V, possède 4 connecteurs PCI et autant de connecteurs ISA. Il dispose, comme mémoire cache, de 512 Koctets de mémoire Burst SRAM Pipeline. Pour sa mémoire système il dispose de 2 connecteurs DIMM 168 contacts et de 4 connecteurs SIMM 72 broches. Son BIOS, l'un des plus modernes et des plus complets du moment, prend la forme d'une ROM Flash de 1 Mbit.

La TX97-E d'ASUS®

Avec son support Socket 7, la TX97-E peut s'accommoder des Pentium® d'Intel® allant de 75 à 233 MHz, des K5™ et K6™ d'AMD, ainsi que des 6x86™ d'IBM®/Cyrix®. Utilisant le chipset 430TX, cette carte-mère possède 512 Koctets de mémoire-cache, 4 connecteurs 72 broches et 2 supports DIMM 168 broches. BIOS PCI d'Award avec Symbios® SCSI en Flash EPROM de 1 Moctet. Notons la présence d'un connecteur ASUS MediaBus combiné (connecteur PCI + connecteur ISA). Particularités : connaît la norme UltraDMA/33 IDE, système de monitoring de la tension, de la température, de l'état du ventilateur, protection anti-virale par BIOS.

La IT-5H d'ABIT: tiens, pas de jumpers

ABIT a été le premier à mettre sur le marché une carte-mère sans cavalier (*jumperless*) utilisant *SOFT MENU™*, une technique logicielle brevetée permettant le paramétrage de la CPU depuis l'utilitaire de CMOS Setup du BIOS. La carte-mère ne comporte en fait que 2 cavaliers, l'un pour la RAZ de la mémoire CMOS et l'autre pour une extension de la mémoire cache L2 (non utilisée sur la IT-5H qui dispose de 512 Koctets de mémoire cache L2). La IT-5H de format AT comporte un support 7, utilise le chipset 430HX d'Intel et possède 3 régulateurs de tension. Elle connaît un

algorithme de test de la mémoire capable de corriger les erreurs « au vol » sans que cela n'ait de conséquence sur le fonctionnement de la machine.

Peut recevoir les Pentium Classic, P54C, 70 à 200 MHz, le Pentium MMX, P55C, 166 à 233 MHz, les Cyrix®/IBM® 6x86 P120+ à P200+, les Cyrix®/IBM® 6x86L, nouvelles CPU à tensions distinctes, les Cyrix®/IBM® M2, avec multiplicateur de 3,5 pour le M2, les AMD K5™ PR90 à PR166, les AMD K6™ PR2 166 à 233 MHz. Supporte les fréquences de bus de 50, 55, 60, 66, 68, 75 et 83 MHz.

La SM-5 de ABIT

Convient à tous les processeurs Pentium, y compris le P200+ d'IBM et supporte MMX.

Nouveau chip set d'Intel + 512 Koctets de mémoire pipeline burst cache associé à un BIOS Flash de chez Award donnent d'excellentes performances.

Outre les Entrées/Sorties classiques la carte-mère SM-5 possède également une connexion USB et PS2;

Elle intègre un accélérateur de tape-streamer (lecteur de bande); Possède 2 embases pour DIMM 168 contacts

Réactualisation du BIOS gratuite pendant 5 ans !!!

La GA-586TX de GIGA-BYTE

Contrairement à ce que pourrait laisser croire sa dénomination il s'agit bien là d'une carte-mère pour les processeurs de la classe Pentium.

Convient également aux IBM®/Cyrix® M2 et AMD K6™. L'une des premières cartes à supporter le lecteur de disquette 120 Moctets, Test automatique de la CPU et définition automatique des tensions d'alimentation A-COPS (*Automatic CPU Overheating Protection System*) avec dispositif d'avertissement de risque de surchauffe et de mise en fonction d'un dispositif de refroidissement, le capteur de température étant placé sous la CPU. En cas de surchauffe le système avertit l'utilisateur et refroidit la CPU sans influencer l'exécution du programme. Protection anti-virale par BIOS.

Les choses commençaient à devenir ennuyeuses. Ces derniers temps le marché de CPU (unités centrales) a repris vie. Intel a rencontré, sous la forme d'AMD, Cyrix et IBM, une concurrence acharnée. Il semblerait que cela ne soit pas encore fini, puisque voici qu'arrive un nouveau concurrent visant à mettre des CPU compatibles Pentium et ce à un prix très concurrentiel. Son nom ? IDT. Il s'est préparé en toute quiétude avant d'apparaître, presque en catimini, sur la scène. Le présent article envisage de voir les avantages et les inconvénients des différents types de CPU et de délimiter leurs domaines d'application spécifiques.

A. Meuser

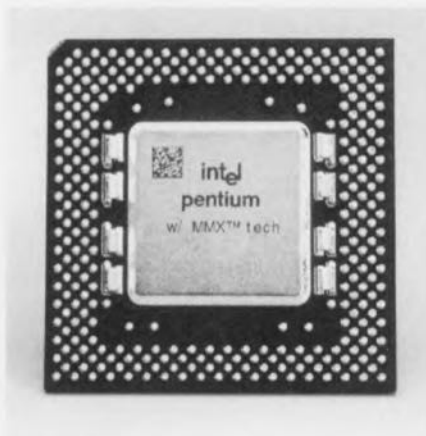
des CPU jusqu'au delà de l'horizon (2000?)

Intel Pentium

Présente depuis quelque temps déjà sur le marché, cette CPU est la « Mère de toutes les CPU de la classe Pentium ». Elle ne tardera pas à disparaître d'un marché qui ne tardera pas à passer sous la coupe des spécifications MMX. Elle tourne sur tous les types de cartes-mères disponibles aujourd'hui et, avec ses excellentes performances en virgule flottante elle constitue une base parfaite pour de nombreuses applications techniques. Attention cependant, tous les Pentium ne sont pas égaux. Intel produit tous ses Pentium sur la même chaîne et c'est uniquement en fonction des résultats de tests qu'elle leur fait subir que la CPU se voit attribuer un numéro d'identification. On distingue ainsi des CPU pouvant tourner jusqu'à certaines vitesses (d'horloge) et supporter des tensions différentes (par exemple SSS = 3,3 V, VRE = 3,4 à 3,6 V). L'un de ses inconvénients est une mémoire cache de niveau 1 (L1) quelque peu trop petite (16 Koctets).

Intel Pentium MMX

Rares sont ceux qui ont saisi réellement à quoi pouvait vraiment servir cet MMX, vu qu'il n'existe encore que très peu de logiciel supportant ce set d'instructions additionnel. Intel ne lésine pas sur les moyens pour essayer de nous convaincre de l'absolue nécessité de cette technologie. Il est heureux



qu'Intel ait, outre sa dénomination, procédé à certaines améliorations du processeur. La capacité du cache L1 a doublé, passant à 32 Koctets, la CPU dispose d'une nouvelle unité de prédiction de branchement sans oublier quelques améliorations accessoires, de sorte que les performances sont de 10 à 20% supérieures à celles d'un Pentium classique. Après plusieurs réductions de prix, ce processeur est devenu intéressant. Elle nécessite cependant 2 tensions d'alimentation, 2,8 V en tant que tension de noyau (Core) et 3,3 V pour l'interface d'E/S (I/O). Extraire le vieux Pentium et le remplacer par un MMX, cette solution n'est pas de mise pour des cartes-mères plus anciennes qui ne disposent que d'une unique tension d'alimentation. Il existe cependant, comme dans le temps avec les CPU 486 tournant sous 3,3 V, des supports intermédiaires enfi-

chables dans le support 7 et fournissant les 2 tensions requises (de l'ordre de 300 FF).

Intel Pentium Pro

Ceux qui peuvent se passer de MMX (et qui ne le pourrait ?) auront à leur disposition, avec le Pentium Pro d'Intel, le processeur ayant les meilleures performances en virgule flottante. Et c'est sous ce seul aspect que ce processeur est, d'autant plus que son prix est trop élevé et qu'il nécessite également une nouvelle carte-mère. Les domaines d'applications d'un Pentium Pro sont celles qui nécessitent énormément de calculs dans les mondes de la technologie et des sciences physiques. Le processeur doit ses bonnes performances au niveau de la mémoire à son cache de niveau 2 (L2) interne de 256 Koctets. Avec un rien de chance on pourra mettre la main sur une variante dotée de 512 Koctets voire 1 Moctet de cache L2.

Intel Pentium II

Né du Pentium Pro et épicé de MMX, le Pentium II est le « processeur-amiral » d'Intel. En raison de rejets trop importants à la production le cache L2 interne de 512 Koctets a été reporté sur la carte-mère, ce qui se ressent au niveau de la vitesse de mémoire. Ce processeur nécessite la présence d'un support (un connecteur en fait) dit SEC (Single

Tableau 1: Fréquences d'horloge et tensions d'alimentation des CPU.

CPU	Horloge interne (MHz)	Horloge externe (MHz)	Multiplicateur (cavalier)	Tension de noyau (V)	Tension d'E/S (V)
AMD K5 PR75	75	50	1,5	3,52	*
AMD K5 PR90	90	60	1,5	3,52	*
AMD K5 PR100	100	66	1,5	3,52	*
AMD K5 PR120	90	60	1,5	3,52	*
AMD K5 PR133	100	66	1,5	3,52	*
AMD K5 PR166	116,66	66	1,75 (1,5)	3,52	*
AMD K6-166	166	66	2,5	2,9	3,3
AMD K6-200	200	66	3	2,9	3,3
AMD K6-233	233	66	3,5 (1,5)	3,2	3,3
AMD K6-266	266	66	4 (2)	3,2	3,3
Cyrix 6x86-P120+	100	50	2	3,3(C016)/3,52(C028)	*
Cyrix 6x86-P133+	110	55	2	3,3(C016)/3,52(C028)	*
Cyrix 6x86-P150+	120	60	2	3,3(C016)/3,52(C028)	*
Cyrix 6x86-P166+	133	66	2	3,3(C016)/3,52(C028)	*
Cyrix 6x86-P200+	150	75	2	3,3(C016)/3,52(C028)	*
Cyrix 6x86MX-PR166	150	60	2,5	2,8	3,3
Cyrix 6x86MX-PR166	166	66	2,5	2,8	3,3
Cyrix 6x86MX-PR166	188	75	2,5	2,8	3,3
IDT C6	200	66	3	?	?
Intel Pentium 75	75	50	1,5	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 90	90	60	1,5	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 100	100	66	1,5	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 120	120	60	2	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 133	133	66	2	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 150	150	60	2,5	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 166	166	66	2,5	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 200	200	66	3	3,3(SSS)/3,4-3,6(VRE)	*
Intel Pentium 166MMX	166	66	2,5	2,8	3,3
Intel Pentium 200MMX	200	66	3	2,8	3,3
Intel Pentium 233MMX	233	66	3,5 (1,5)	2,8	3,3
Intel Pentium Pro 166	166	66	2,5	3,3	*
Intel Pentium Pro 180	180	60	3	3,3	*
Intel Pentium Pro 200	200	66	3	3,3	*
Intel Pentium II 233	233	66	3,5	2,8	
Intel Pentium II 266	266	66	4	2,8	
Intel Pentium II 300	300	66	4,5	2,8	

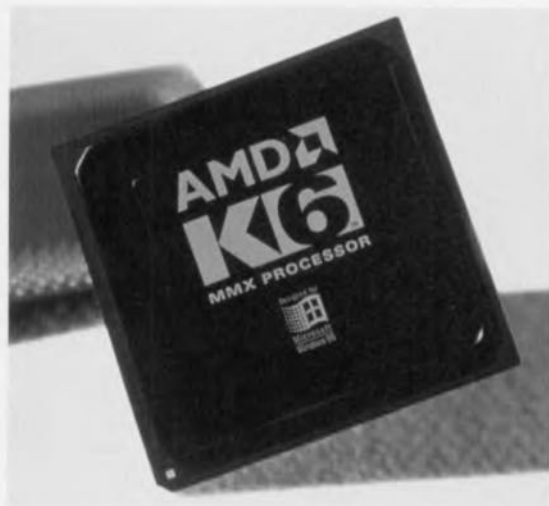
*Tension d'E/S = tension de noyau



Edged Connector) imaginé par Intel et pour lequel il existe également des adaptateurs permettant l'utilisation d'un Pentium Pro. Ici aussi il faudra disposer d'une nouvelle carte-mère. Il existe des versions 233, 266 et 300 MHz de ce processeur. À cette dernière fréquence il est le processeur de la classe Pentium le plus rapide.

AMD K5

Après qu'AMD ait basculé la totalité de sa production vers le processeur K6, on trouve aujourd'hui le modèle dépassé K5 à des prix défiant toute concurrence. Ce processeur est particulièrement intéressant pour les possesseurs de cartes-mères plus anciennes. La version PR133 du K5 peut en effet travailler sur une carte-mère ayant une horloge maximale de 66 MHz et dont on a défini à 1,5 le multiplicateur. Il



tourne en fait à 100 MHz, mais atteint, exception faite du domaine de la virgule flottante, le facteur de puissance d'une CPU Pentium d'Intel travaillant à une fréquence de 133 MHz (d'où la dénomination de PR133). Cet avantage de performance est dû principalement à une architecture améliorée du cache L1. Il existe des variantes du K5 allant jusqu'au PR166, leur implantation ne demandant, sur la carte-mère, qu'un paramétrage de l'horloge externe vu que le multiplicateur est défini dans le CPU. AMD conseille cependant le même choix de cavalier que pour un processeur de chez Intel.

AMD K6

On attendait énormément de l'arme secrète du premier concurrent sérieux à la couronne. Le K6 tient beaucoup de ses promesses. Il repose sur un processeur développé à l'origine par Nex-Gen. Il présente, à l'image du K5, une certaine faiblesse au niveau de la virgule flottante, moins frappante cependant que dans le cas de son aîné. AMD a amélioré les choses. Comme il connaît également le set d'instructions MMX, il est souvent comparé au Pentium MMX. Il atteint cependant, pour certaines applications, les performances des Pentium Pro et Pentium II, trouve place, ce qui n'est pas leur cas, dans le support 7 d'une carte-mère Pentium standard et partant constitue une option de réactualisation financièrement très intéressante pour des systèmes existants. Ce type de processeur connaît également certaines spécificités au niveau de l'alimentation. Si les variantes 166 et 200 MHz sont, tout comme le Pentium MMX, alimentées en 2,9 V (noyau) et 3,3 V (E/S), les modèles 233 et 266 MHz nécessitent une tension de noyau de 3,2 V, valeur moins classique que l'on ne trouve que sur les modèles de cartes-mères les plus

récents. Il faudra prévoir, pour le K6, un refroidisseur actif efficace si l'on veut lui garantir une longue vie.

Cyrix/IBM 6x86

Cyrix craignant, sous les coups de boutoir du raz de marée MMX, de se retrouver avec nombre de ces processeurs sur les bras, les différentes versions du 6x86 sont tombées à des prix défiant toute concurrence. Dès sa mise sur le marché ce processeur visait le bas de gamme (des prix s'entend). Ses performances de virgule flot-

tante sont encore pires que celles du K5 d'AMD, ce qui ne l'empêche pas de présenter un rapport performance/prix très acceptable. La version la plus récente, la PR200+, ne peut être utilisée que sur les cartes-mères disposant d'une horloge externe de 75 MHz, introuvables avant les premiers mois de 1997. Seules les versions du 6x86 allant jusqu'au PR166+ conviennent donc pour une réactualisation d'une carte-mère un peu plus ancienne.

Cyrix/IBM 6x86MX

Comme le laisse supposer le suffixe MX, ce dernier-né de la coopération entre IBM et Cyrix dispose du set d'instructions MMX. Ce processeur présente des performances étonnantes. Sous Windows '95 il atteint, à une horloge de 166 MHz, les performances d'un K6 tournant à 233 MHz! Ceci explique qu'IBM/Cyrix aient gardé la dénomination basée sur les performances P (*Prating*). Le processeur tournant à 188 MHz est de ce fait baptisé 6x86MX PR233 vu que son niveau de performance est identique à celui d'un Pentium II tournant à 233 MHz. Ce processeur, également connu sous la dénomination M2, prend place dans un support 7 et, vu ses performances, constitue le processeur de réactualisation idéal à condition que la carte-mère dispose d'une tension d'alimentation double (2,8 et 3,3 V) et que son BIOS reconnaisse ce type de processeur.

IDT-C6

Sans tambour ni trom-

pette un nouveau fabricant a fait son apparition sur le marché très concurrentiel des processeurs. Dans le cas du produit de Integrated Device Technology, Inc (IDT en raccourci) il s'agit d'un processeur compatible Pentium avec set d'instructions MMX de développement et fabrication-maison, à la consommation de courant inférieure du tiers à celle d'un processeur d'Intel et à la puce d'une surface de 40 à 50% plus faible que son concurrent direct (88 mm²). Ses performances doivent être celles d'un Pentium MMX. Ceci reste à vérifier vu que les premiers exemplaires de ces CPU devraient arriver sur le marché dans les prochaines semaines. Il est difficile également d'affirmer quoi que ce soit quant à la compatibilité avec les cartes-mères existantes. Les portables et autres PC de bureau à faible coût sont les domaines de prédilection de son utilisation. À suivre.

En 2 mots comme en mille

Il est plus difficile que jamais, aujourd'hui, de choisir le bon processeur. La concurrence est sur les talons d'Intel (si elle ne lui marche pas sur les doigts de pied), proposant des processeurs rapides à mettre sur les cartes-mères existantes. En puissance de calcul pure Intel paraît encore tenir la corde (pour combien de temps?). Il faut, en tout état de cause, bien être conscient du fait que ce que l'on achète aujourd'hui est quasiment dépassé le lendemain. Faire des « réserves » pour demain ou après-demain coûte cher. Dans bien des cas, utiliser au mieux les possibilités de son système est déjà suffisant. Mais il s'agit là du sujet d'un autre article...

972032-1



trucs & astuces

Le matériel

Si vous souhaitez augmenter la vitesse, voici la liste des améliorations présentant le meilleur rapport gain de performance/coût:

- Augmentation de la mémoire
- Processeur plus rapide
- Disque dur plus rapide
- Carte graphique plus rapide



Sur une carte-mère moderne équipée de deux canaux IDE, connectez le disque dur sur le premier canal et le lecteur de CD-ROM sur le second. Cela donne au disque dur la possibilité de fonctionner à sa vitesse maximale (valable surtout en combinaison avec les lecteurs de CD-ROM plus anciens). N'oubliez pas alors de configurer le lecteur de CD-ROM en mode « maître » à l'aide du ou des pontets adéquats.



Si vous utilisez le mot de passe de votre carte-mère et qu'il vous arrive de l'oublier, il est possible, avec la plupart des cartes-mères et à partir d'un pontet particulier, d'effacer tous les paramètres du BIOS (parmi lesquels se trouve le mot de passe). Si aucun pontet spécifique n'est disponible, il vous reste la possibilité de retirer la batterie de sauvegarde (quelques minutes suffiront pour décharger un éventuel « condensateur électrochimique » tampon ou même, si celui-ci n'est pas amovible, d'en court-circuiter les bornes pendant quelques secondes au moyen d'une résistance de 10 ohms.



Beaucoup de cartes graphiques utilisent une interruption (le plus souvent IRQ11). Certaines cartes sonores veulent utiliser la même interruption. Veillez bien, lors de l'installation, à vous assurer lesquelles parmi les interruptions supportées par la carte sonore sont encore disponibles. Windows 95 permet de visualiser aisément (icône « system » du panneau de contrôle) quels IRQ et DMA sont utilisés par quels équipements et où se trouvent les éventuels conflits.



Si une connexion PS/2 destinée à la souris est disponible, n'hésitez pas à l'utiliser (pour autant que votre souris supporte ce type de connexion). Une interruption spécifique (IRQ12) est en effet réservée à cet usage. Cela a pour avantage de laisser deux ports sériels disponibles pour d'autres applications (par exemple une tablette à digitaliser et un modem). Si vous ne disposez que d'une souris munie d'un connecteur sériel, vous pouvez acquérir pour quelques francs un convertisseur sériel vers PS/2. Informez-vous au préalable auprès de votre reven-

deur de ce que votre souris supporte bien le mode de connexion PS/2 car la plupart des souris bon marché sont prévues pour fonctionner en un mode seulement, soit avec un port RS-232 soit avec un port PS/2.

BIOS

Lors de l'installation d'une nouvelle carte-mère, ce sont le plus souvent des valeurs par défaut qui sont sélectionnées au niveau du BIOS et de son SETUP. Il s'agit de valeurs relativement passe-partout qui garantissent le démarrage du système mais qui limitent souvent les performances. Vérifiez tous les paramètres du BIOS avec le manuel d'instruction de la carte-mère à la main.



En premier lieu, les paramètres «CPU internal cache» et «external cache» doivent être positionnés sur «enabled», autrement vous perdrez de 10 à 30% de la vitesse. Fort heureusement, avec les BIOS modernes ces valeurs sont par défaut «enabled».



Les BIOS récents offrent habituellement une fonction d'auto-détection au niveau du disque dur. Utilisez-la et voyez quelle est la valeur optimale que vous suggère l'ordinateur pour votre disque dur. En cas de multiples possibilités, choisissez l'option LBA (Logical Block Addressing). Celle-ci vous donnera le taux de transfert le plus rapide.



Comme il y a en général beaucoup de mémoire sur la carte-mère, désactivez tous les tests de mémoire et les bruitages associés. Cela rend l'auto-test de la machine notablement plus rapide et ce sans couinement intempestif de la part du haut-parleur. Vous savez en effet après un seul et unique test que tous les bancs de RAM sont en ordre et, d'autre part, les modules de mémoire modernes sont fiables et ne tombent pas en panne pour un oui ou pour un non.



Une autre source de bruit inutile peut aussi être éliminée en supprimant la vérification des lecteurs de disques souples au démarrage («Boot up floppy seek» sur «disabled»). Il est encore possible de gagner quelques secondes au démarrage en choisissant comme ordre de démarrage («Boot sequence») C,A.



Sur les cartes-mères actuelles, les ports sériels et parallèles, ainsi que le contrôleur IDE, sont intégrés à la carte elle-même. Ceux-ci peuvent, au niveau du BIOS, être activés et désactivés ou même être positionnés sur d'autres adresses et/ou IRQ. En cas de conflits d'IRQ, il est souvent utile d'aller voir dans le BIOS quelles sont les possibili-

tés existantes pour les ports sériels 1 et 2 et pour le port parallèle. Si vous choisissez en définitive de mettre le port parallèle en mode ECP, souvenez-vous que cela consommera un IRQ supplémentaire.

Windows 95

Ne laissez pas Windows 95 gérer lui-même le «swap-file» (mémoire virtuelle) car la taille de celui-ci varie fortement selon les circonstances. Si vous disposez d'un disque récent avec de l'espace libre à profusion, positionnez les tailles minimum et maximum à la même valeur, par exemple 50 ou 100 mégaoctets. Cela épargne à Windows pas mal de travail inutile.



Cette recommandation vaut également pour le gestionnaire automatique de cache du disque dur que contient Windows 95. Il y a beaucoup trop de données qui sont lues inutilement alors que la mémoire RAM est autrement plus utile pour d'autres tâches. Vous pouvez ajuster manuellement cette quantité au travers du «System.ini» (à l'aide du programme Sysedit qui se trouve dans le répertoire Windows\System) sous l'étiquette [vcache] en insérant ou en modifiant les mots-clés suivants:

MinFileCache=512

MaxFileCache=1024

La taille minimale du cache est alors fixée à 512 Koctets et la taille maximale à 1024 Koctets. Vous pouvez ici aussi choisir d'autres valeurs.



Si vous disposez d'au moins 16 Moctets de RAM, vous pouvez également, dans le menu «Control Panel – System Properties – Performance – File System – HardDisk», sélectionner la valeur «Network Server» en lieu et place de «Desktop Computer». Cela donne de meilleurs résultats au niveau vitesse et certaines tâches sont mieux gérées, entre autres parce que le système réserve alors plus d'espace-tampon. Supprimez également autant de commandes inutiles que possible dans les fichiers Autoexec.bat et Config.sys. L'ordinateur n'en démarrera que plus vite. En standard, Windows 95 charge automatiquement les programmes suivant (qu'il n'est donc plus nécessaire d'invoquer explicitement):

Himem.sys

Ifshlp.sys

Setver.exe

Dblspace.bin ou Drvspace.bin

Dos=high,umb

Files=60

Buffers=30

Stacks=9,256

Lastdrive=z

Shell=command.com /p

Fcbs=4

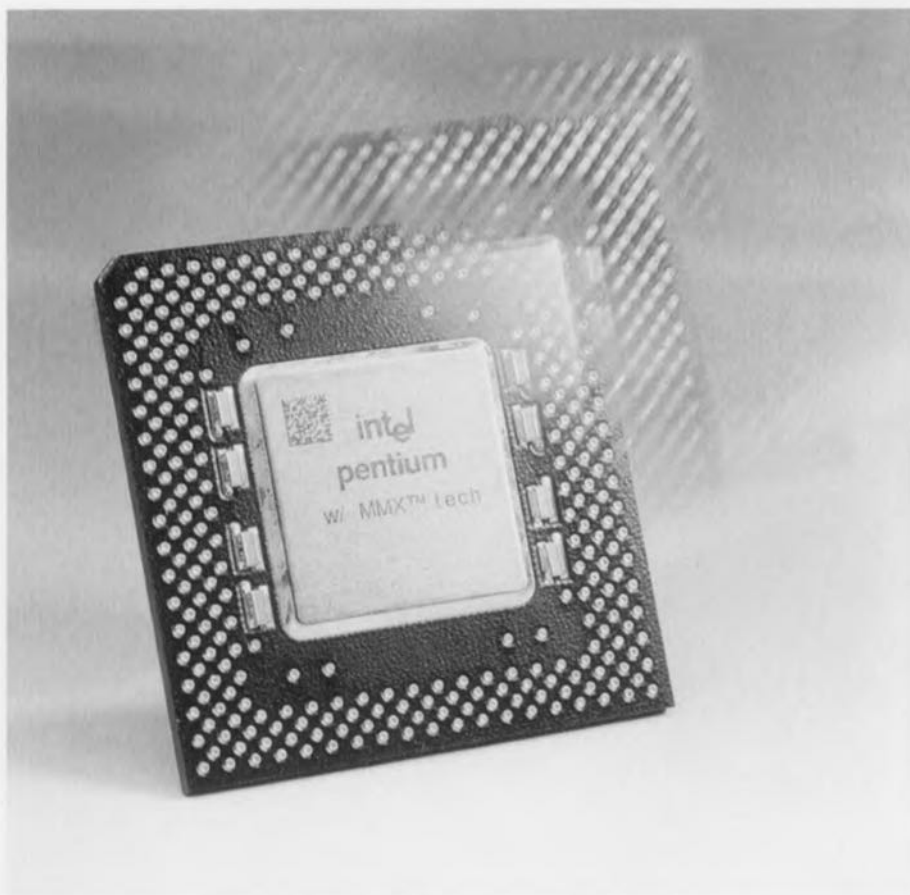
972034-1

Nous revoilà confrontés au problème à cycle annuel, à savoir que l'ordinateur est à nouveau redevenu trop lent. Il faudrait le doter d'un nouveau processeur mais la monnaie sonnante et trébuchante nécessaire fait cruellement défaut. La solution existe : surcadençer, mais qu'est-ce que cela sous-entend ?

A. Meuser

surcadençage*

jusqu'à ce que la mort vous sépare le goût du risque



Le surcadençage d'un processeur ou de tout autre circuit est la méthode la plus simple et la moins chère d'augmenter la vitesse d'un PC. La CPU travaille au-delà de ses spécifications. Ce mode d'opération repose sur la constatation que, vu que, lors du contrôle en fin de fabrication, les CPU sont soumises à des tests destinés à voir à quelle

vitesse elles fonctionnent fiablement, le fabricant prend une certaine marge de sécurité. Un Pentium 100 tourne ainsi fiablement à 110 MHz. Si tel n'était pas le cas, la CPU aurait vite fait de trépasser. Certains faussaires ont bien évidemment tiré parti de la situation par le passé en vendant des Pentium 90 MHz comme étant des 100 MHz en

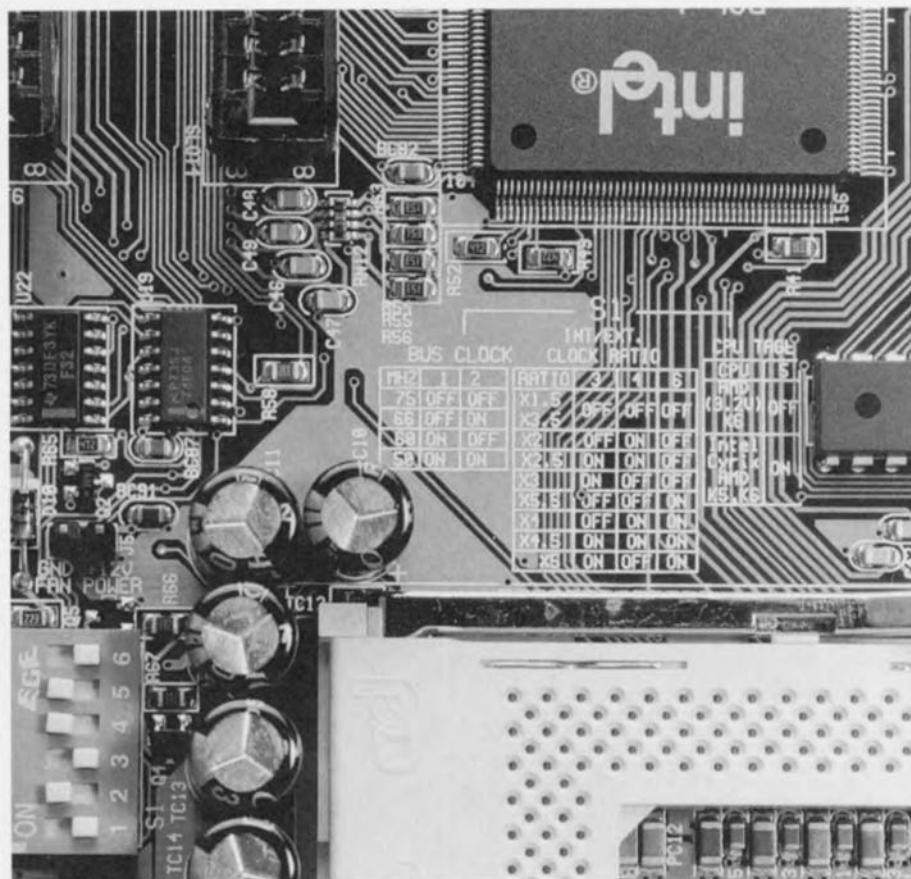
polissant purement et simplement le marquage d'origine et en le remplaçant par une valeur supérieure. Cette supercherie n'était que très rarement découverte vu que la majorité des processeurs ne possèdent pas de protection contre un surcadençage.

Il existe, 2 techniques fondamentales pour accélérer un PC par le biais du surcadençage. On peut, pour commencer, essayer de faire tourner la CPU à une fréquence d'horloge plus élevée. La seconde approche consiste à voir du côté du chipset. Dans bien des cas, une combinaison de ces 2 solutions est non seulement possible mais encore judicieuse.

Comment se fait le surcadençage ?

Les cartes-mères pour Pentium modernes comportent, en règle générale, 2 blocs de cavaliers servant au paramétrage de la vitesse de la CPU. Le premier sert à la définition de la fréquence d'horloge externe, celle à laquelle travaille également le chipset. Les fréquences d'horloge courantes actuellement sont 50, 55, 60, 66, 75 et 83 MHz. Ces 2 dernières fréquences, souvent laissées inexploitées, n'existent que sur les cartes-mères les plus modernes; elles offrent la possibilité de surcadençage la plus simple. Le second bloc de cavaliers sert à définir le multiplicateur interne pour la CPU (1,5/2/2,5/3). Par la combinaison de ces 2 blocs de cavaliers on définit une fréquence d'horloge minimale de 75 MHz

*NdIR: En dépit d'une recherche pluridirectionnelle et multidisciplinaire, nous n'avons pas réussi à trouver un terme officialisé pour la notion d'overclocking, qui consiste à faire tourner un processeur à une fréquence supérieure à sa fréquence nominale. Pourquoi ne pas tenter surcadençage? Merci Mr Noteris.



externe et de multiplicateur et les fréquences PCI et CPU correspondantes.

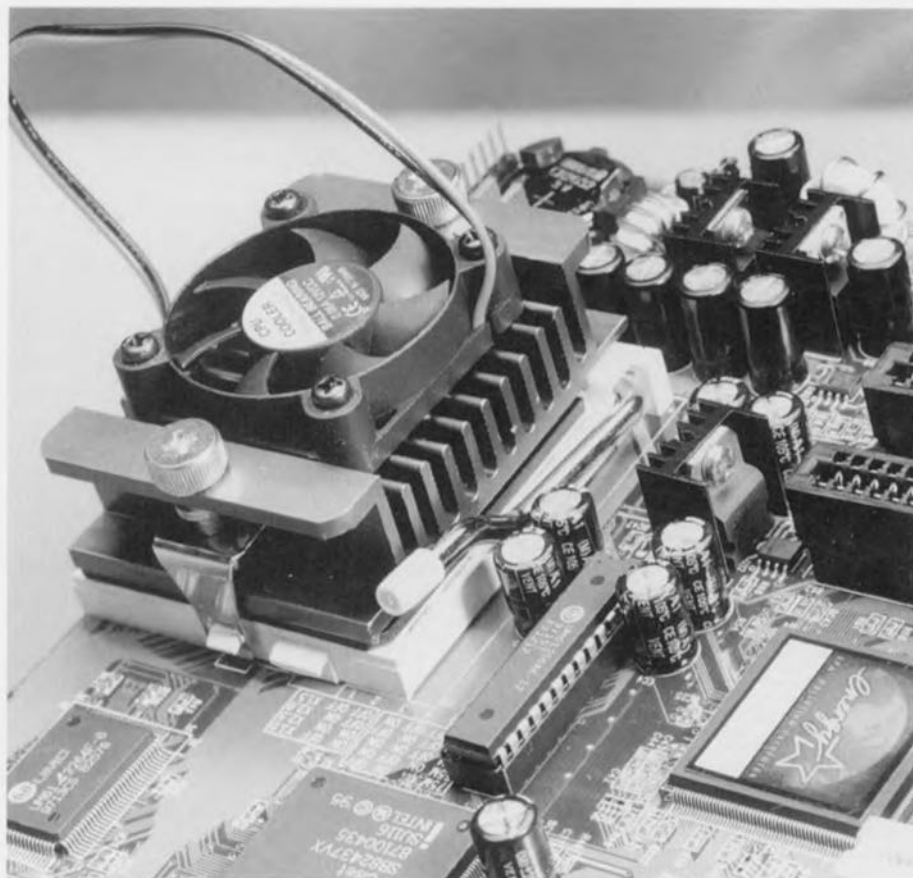
Quelles CPU peut-on surcadencer ?

En principe, toutes les CPU se laissent surcadencer, certaines plus que d'autres. La quasi-totalité accepte 10% sans broncher, les plus « manipulables » étant celles d'Intel où les tolérances sont les plus larges. Il existe, paraît-il, des Pentium 75 tournant à 133 MHz, ce qui correspond à un surcadencage de 77%. Du côté des K5 et K6 de AMD et des 6x86 de Cyrix on devrait pouvoir atteindre 25%. Les processeurs MMX d'Intel et d'AMD présentent une spécificité. Ces processeurs n'étant plus produits en version 100 ou 133 MHz ils interprètent le multiplicateur 1,5 comme 3,5 et 2 comme 4, ce qui donne, la fréquence d'horloge maximale théorique de 333 MHz (83,3 MHz x 4). Certaines CPU nécessitent une augmentation de la tension d'alimentation pour pouvoir tourner à une fréquence d'horloge plus élevée. Il faudra ainsi, par exemple, faire passer la tension d'alimentation du noyau (Core)

(50 MHz x 1,5) et maximale de 250 MHz (83,3 MHz x 3). Si l'on veut, par exemple, faire tourner un Pentium 200 à 225 MHz on choisira une fréquence d'horloge externe de 75 MHz et un multiplicateur de 3. (l'option d'origine étant 66 MHz et le multiplicateur 3). Ce faisant on augmente tant la fréquence d'horloge de la CPU que celle du chipset, sans oublier celle du bus PCI – vu que ce dernier, dans le cas des chipsets d'Intel en tout cas – tourne à la moitié de la fréquence d'horloge-système. Ainsi, cette accélération n'est pas limitée uniquement aux performances du processeur mais exerce également une influence sur l'ensemble du système, y compris la mémoire et la carte graphique par exemple. Dans le même ordre d'idées on pourra ainsi accélérer très sensiblement le système si l'on opte pour une fréquence-système de 83 MHz et un multiplicateur de 2,5. La CPU tournerait elle alors à 208 MHz. Un tel surcadencage pose des exigences sévères aux différents sous-ensembles du système. Ainsi, une carte graphique pilotée par une horloge de 37,5 MHz dépasse en effet la fréquence d'horloge maximale du bus PCI, à savoir 33 MHz. Il n'est pas rare de rencontrer des problèmes avec les contrôleurs SCSI voire en cas de présence de plusieurs cartes PCI. Le tableau 1 donne toutes les combinaisons possibles de fréquence d'horloge

Tableau 1 : Combinaisons de fréquence d'horloge et de multiplicateur possibles.

Horloge externe (MHz)	Multiplicateur	Fréquence d'horloge CPU résultante (MHz)	Fréquence d'horloge du bus PCI (MHz)
50	1,5	75	25
50	2	100	25
50	2,5	125	25
50	3	150	25
55	1,5	83	28
55	2	110	28
55	2,5	138	28
55	3	165	28
60	1,5	90	30
60	2	120	30
60	2,5	150	30
60	3	180	30
67	1,5	100	33
67	2	133	33
67	2,5	167	33
67	3	200	33
75	1,5	113	38
75	2	150	38
75	2,5	188	38
75	3	225	38
83	1,5	125	42
83	2	167	42
83	2,5	208	42
83	3	250	42



d'un K6 AMD 200 MHz devant à 233 MHz, de 2,9 V à 3,1 voire 3,2 V.

Et quelles cartes-mères ?

Les cartes-mères les plus aptes au surcadénçage sont celles connaissant des fréquences d'horloge allant jusqu'à 83 MHz. La carte-mère-type d'entre les cartes-mères « surcadénçables » est la P/I-P55T2P4 d'ASUS qui, dans sa version la plus récente, connaît tant une fréquence d'horloge maximale de 83 MHz qu'une tension d'alimentation de noyau de 3,2 V pour le K6. Le positionnement des cavaliers pour 75 et 83 MHz est le suivant :

75 MHz : JP8 1-2, JP9 2-3, JP10 1-2

83 MHz : JP8 1-2, JP9 1-2, JP10 2-3

Les cartes-mères d'ABIT permettent un paramétrage aisé de la fréquence d'horloge, puisque celui-ci peut se faire par l'intermédiaire du BIOS. Sur les cartes-mères dotées du chipset TX de la grande majorité des marques il est possible de surveiller la température du processeur par le biais du BIOS. Ceci nous amène au paragraphe suivant.

Silence, on chauffe

Si le surcadénçage est aussi intéressant que simple, il s'accompagne bien évi-

demment de l'un ou l'autre problème. L'augmentation de température qu'il implique a bien évidemment une influence néfaste sur la durée de vie de tous les composants forcés à travailler au-delà de leurs spécifications. Dans le pire des cas un surcadénçage exagéré peut entraîner le décès par surchauffe immédiat d'une CPU. Les risques ne se situent pas uniquement du côté de la CPU, les composants du chipset peuvent eux aussi être entraînés dans son déclin. Dans la plupart des cas ceux-ci sont prévus pour 66 MHz au maximum, de sorte qu'une horloge-système de 83 MHz peut être la source de problèmes. Souvent un tel système est instable, ce que l'on ne constate que lors de tests longs et exhaustifs. Un redémarrage intempestif (*Reboot*) du système en pleine tâche pointe souvent dans la direction d'un problème avec la RAM, trop lente pour cette fréquence d'horloge-système trop élevée. Un système pouvant tourner jusqu'à 83 MHz nécessite l'utilisation de RAM EDO 60 ns de très bonne qualité, voire de 50 ns; on lui préférera même de la SD-RAM capable elle de travailler jusqu'à 100 MHz.

Sans refroidissement rien ne va plus

En raison du problème de surchauffe évoqué plus haut, la première condi-

tion à laquelle doit répondre un système surcadénçage : veiller à un refroidissement adéquat des composants. Un refroidisseur de CPU doit être doté d'un radiateur de taille suffisante (ailettes de 7 à 10 mm de haut) et comporter un ventilateur doté, si possible, d'un roulement à billes (on n'oubliera pas une fine épaisseur de pâte thermoconductrice). L'approche idéale consiste bien évidemment à disposer d'un ventilateur thermocontrôlé du genre de celui décrit ci-après. Il faudra envisager, si d'autres composants présentent des velléités d'échauffement exagéré, la mise en place d'un ventilateur additionnel à l'intérieur du coffret.

Mode d'emploi du surcadénçage

Si vous voulez, en dépit des dangers évoqués dans les lignes précédentes, tenter le coup, voici quelques astuces intéressantes :

- On procédera par étapes aussi proches que possible de manière à pouvoir établir les limites de son système.
- Si, après changement de la fréquence votre système n'arrive pas même, au démarrage, jusqu'à l'annonce du BIOS, essayez d'augmenter la tension d'alimentation du noyau et relancez le démarrage. Si alors le BIOS ne se manifeste pas il vaut mieux oublier ce paramétrage. La fréquence d'horloge est tout simplement trop élevée.
- Si le système démarre normalement essayez plusieurs applications. Un programme de test tel que Winstone pourra donner un coup de main. N'hésitez pas tester votre système longtemps (plusieurs heures). En l'absence de crash au cours de cette mise à l'épreuve, vous avez de la chance !
- Refroidir, refroidir et encore refroidir !

Que nous réserve l'avenir ?

Au cours des prochains jours on devrait voir apparaître les premières cartes-mères à chipset VIA. Ceux-ci supportent des horloges-système allant jusqu'à 100 MHz. Ce n'est qu'alors que l'on pourra, à condition d'utiliser des SD-RAM, améliorer les performances de la mémoire du système. Même si l'on a réussi son opération de surcadénçage, il ne faudra pas oublier que même les systèmes en sursystème deviennent trop lents bien trop tôt, la prochaine génération de processeurs est en route !

972033-I

thermomètre pour CPU

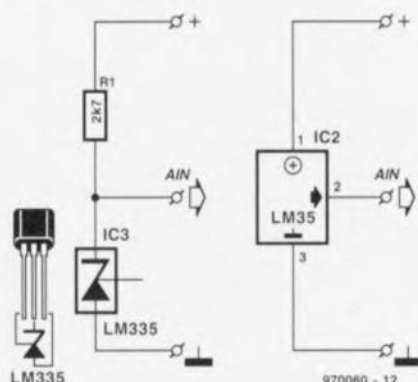
Un échauffement excessif a pour conséquence le trépas de la CPU—cet avertissement ne vaut que si l'on accroît consciemment la fréquence d'horloge en vue d'obtenir, gratuitement et pour rien, de meilleures performances de son système. Il faudra, pour réduire le risque de trépas par surchauffe, prendre 2 mesures:

1. Doter la CPU du meilleur radiateur actif que l'on puisse trouver.
2. Surveiller la température pour pouvoir, à temps, reconnaître le danger encouru par la CPU.

Nous vous proposons, pour la seconde mesure, une solution confortable: un petit bout de programme de mesure tournant sous Windows surveille, par le biais d'un capteur de température connecté au port parallèle, la température du boîtier de la CPU, élément rapporté sous d'une part la forme d'une valeur de mesure exacte et de l'autre sous celle d'une échelle à 3 zones. Toute température inférieure à 30°C est considérée comme froide (zone verte), une température comprise entre 30 et 50°C étant « tiède » (zone jaune) toute température supérieure à 50°C étant « chaude » (zone rouge). L'écran affiche, outre la couleur de zone, la valeur exacte de la température dont l'actualisation se fait seconde après seconde. La couleur de l'icone du programme donne, comme indiqué plus haut, la zone de température. En vue d'attirer immédiatement l'attention en cas de température excessive, la fenêtre de visualisation grossit dès que la température de la CPU dépasse 50°C. Cependant, il nous faut, avant que nous n'en soyons là, réaliser la thermosonde et la connecter à l'ordinateur.

Mesurer, simple comme bonjour

Comme par hasard (ha ha ha), on trouve ailleurs dans ce même magazine un montage à base de convertisseur A/N MAX187 permettant la mesure, par le biais de l'interface parallèle, de valeurs analogiques. Le capteur de température à connecter à cette platine (**EPS 970060-1**) pourra être soit le LM35 soit le LM335. National Semiconductor les fait tous les 2, SGS-Thomson produit également le LM335. Ils fournissent tous 2 une tension de 10 mV/°C.



Ce qui les différencie est la définition du point zéro qui est, sur le LM35 de 0°C (273 K) alors qu'il est, sur le LM335, de -273°C (0 K). Le LM35 consomme légèrement moins et possède un échauffement propre moindre (0,1°C, 0,3°C pour le LM335). Comme le montre le schéma de la **figure 1** les 3 broches du LM35 sont connectées directement aux picots PC5, PC6 et PC7 de la platine du convertisseur A/N, le LM335 exigeant la mise en place d'une résistance-talon de 2kΩ entre les picots PC8 et PC9, le LM335 proprement dit étant connecté aux picots PC9 et PC10 (attention au respect du brochage de ces 2 composants !). À 25°C, le LM35 fournit à sa sortie (broche 2) une tension de 250 mV (10 mV/°C x 25°C) alors que l'on trou-

vera à la sortie du LM335 une tension de 2,98 V (10 mV/K x (273 + 25)K). Le logiciel n'a bien évidemment pas le moindre problème à effectuer la conversion nécessaire.

Monté vite fait bien fait

Il faudra, en cas d'utilisation du LM335, mettre en place la résistance de 2kΩ selon les « instructions » de la figure 1. La liaison vers l'interface analogique à MAX187 se fera, tant avec le LM35 qu'avec le LM335, à l'aide d'un câble fin et souple à 3 conducteurs. L'isolation des connexions se fera, de préférence, à l'aide de morceaux de gaine thermorétractable. La **figure 2** illustre la technique de connexion du capteur terminé à l'entrée analogique. Il reste à établir la liaison thermique entre le capteur et le radiateur actif de la CPU. La solution la plus simple consiste à coincer le capteur entre 2 ailettes du radiateur, quitte éventuellement à assurer sa fixation par une goutte de colle rapide. L'essentiel est qu'il soit électriquement isolé et mécaniquement stable. Le programme pour Windows vous est proposé sous la forme d'une disquette 3 1/2" dénommée **ESS976011-1**, disponible auprès des adresses habituelles. Dans le sous-répertoire TEMPMON de cette disquette on trouve le programme TEMPMON.EXE servant à la visualisation de la zone de température sous la forme d'un feu tricolore. Dans le sous-répertoire MAX187 on trouve le programme MAX187.EXE permettant la visualisation de la température de la CPU tant en valeur de degrés centigrades que degrés Kelvin. Tous les programmes ont été écrits en Delphi V1.0; le code source se trouve également sur la disquette pour ceux d'entre nos lecteurs que cet aspect des choses intéresse. Une fois l'installation terminée et le programme TEMPMON lancé il reste à choisir le port imprimante à utiliser et à indiquer le type de capteur de température pour que le « maton de CPU » soit opérationnel. Espérons que vous ne vous trouviez pas immédiatement confronté à un « carton rouge »...

