

+PC-PLUS:

- 32 entrées numériques via RS-232 •
- affichage à LED flexible •
- multimètre JAVA •



mini-récepteur P.O.



*commande
de volume
numérique*

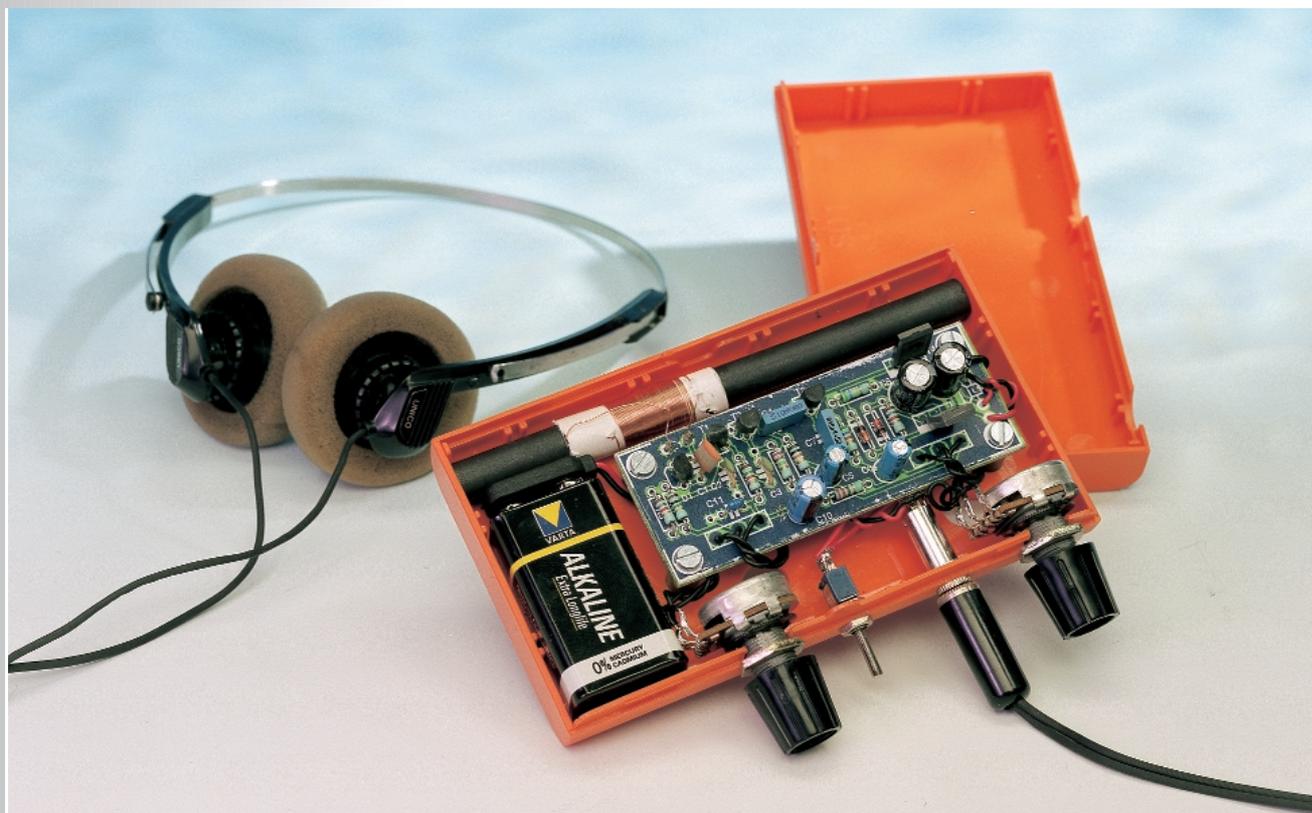
régulateur de charge pour cellules solaires

cellules
solaires
où en
est-on?



mini récepteur O.M.

une chouette babiole



Cette petite radio est le bricolage qui devrait égayer un de vos longs dimanches pluvieux. Quelques composants à assembler sur une platine, branchez-y une pile et laissez vos oreilles en profiter !

À force de regarder à l'intérieur des appareils, on ne s'étonne plus d'y trouver inmanquablement un quelconque processeur ou un autre circuit intégré. Que ceux qui ont envie de continuer à bricoler, sans pour autant être tributaire de la complexité et du prix des montages actuels, se réjouissent. Cette mini radio est pour eux. Et pour nous aussi, d'ailleurs !

Voici un récepteur d'ondes moyennes (O.M.) qui se construit à partir de cinq petits transistors, d'une bobine et d'une poignée de composants ordinaires. Il serait même étonnant qu'un amateur moyen ne les trouve pas dans un fond de tiroir.

Certains d'entre vous se demandent peut-être si cinq transistors suffiront vraiment à la réalisation d'un projet

convenable. Loin de les rassurer, nous ferons pire, en leur avouant que trois des transistors servent uniquement au petit amplificateur BF embarqué... Eh oui ! Il ne reste déjà plus que deux transistors pour la réception.

Mais que peut-on bien attendre d'un récepteur à deux transistors ? Pas de merveilles, évidemment. Mais vous n'aurez pas non plus un canari aphone, raccordé à une antenne de 100 mètres de long. Sincèrement, ce récepteur sera tout à fait capable de capter les stations locales en ondes moyennes, et cela, sans antenne extérieure. La bobine d'accord, enroulée autour d'un barreau de ferrite se chargera d'aller cueillir sans aide extérieure les émetteurs qui se baladent dans le spectre.

G. Baars

SANS DÉTOUR

Afin de miser au maximum sur la simplicité, ce montage se base sur le principe de la réception directe. De quoi s'agit-il exactement ?

Si l'on se limite à un point de vue global, on peut distinguer deux types de récepteurs : le superhétérodyne et le poste à réception directe.

Le superhétérodyne, généralement abrégé en « super » est de loin le plus utilisé. Son principe est d'augmenter la sélectivité en multipliant les circuits accordés et de mélanger le signal reçu avec celui d'un oscillateur local réglable. Le truc ici consiste à synchroniser l'oscillateur au signal d'entrée afin de conserver une différence constante entre les deux fréquences. Le signal de sortie du mélangeur (à fréquence intermédiaire) reste donc toujours à la même fréquence, contrairement à celui d'entrée. Cette technique apporte l'avantage de pouvoir filtrer ensuite le signal sans avoir à régler les circuits accordés pour chaque émetteur.

Un principe épatant, mais qui se situe aux antipodes de notre désir de simplicité pour ce petit montage sans prétention.

Nous appliquerons donc le principe de réception directe, largement suffisant pour notre projet. En réception directe, on sélectionne d'abord le signal d'entrée, on l'amplifie éventuellement, puis on le démodule. On laissera donc de côté l'oscillateur et la conversion en fréquence intermédiaire.

La **figure 1a** montre le schéma d'un poste à réception directe dans sa forme la plus simple. On sélectionne la fréquence de ce « récepteur à diode » parmi les signaux d'antenne grâce à un circuit résonant accordable, le détecteur à diode se chargera de démoduler le signal qui sera ensuite reproduit sur un écouteur à cristal à impédance éle-

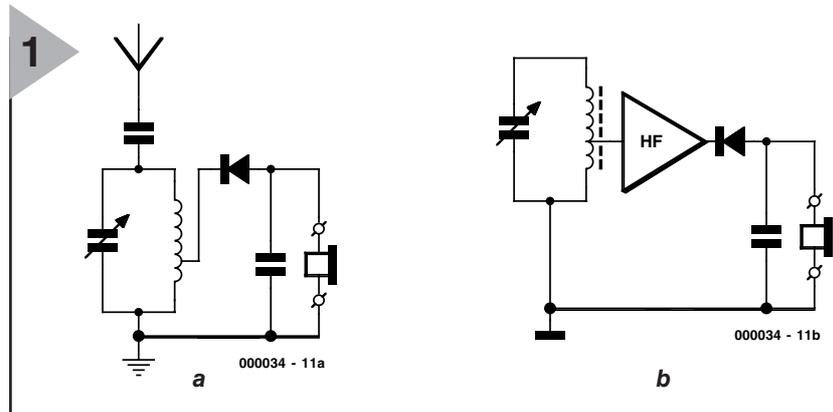


Figure 1. Un amplificateur HF (1b) peut nettement améliorer la qualité d'un récepteur classique à diode (1a).

vée. Pour que la modulation soit audible, il est nécessaire d'y raccorder une bonne antenne et de brancher la base du circuit d'accord à la terre. Pour ne pas trop charger le circuit, on veille à relier le détecteur à la bobine par une prise intermédiaire.

Le plus grand avantage d'un poste à diode classique est qu'il ne nécessite pas d'alimentation. Naturellement, il ne faut pas en attendre une grande sensibilité, ni espérer se passer d'antenne. Pour améliorer les performances, le mieux est d'y adjoindre un amplificateur haute fréquence.

Sans lui, difficile d'amener les signaux reçus au-dessus de la tension de seuil de la diode au germanium (de 100 à 200 mV) et de franchir le détecteur.

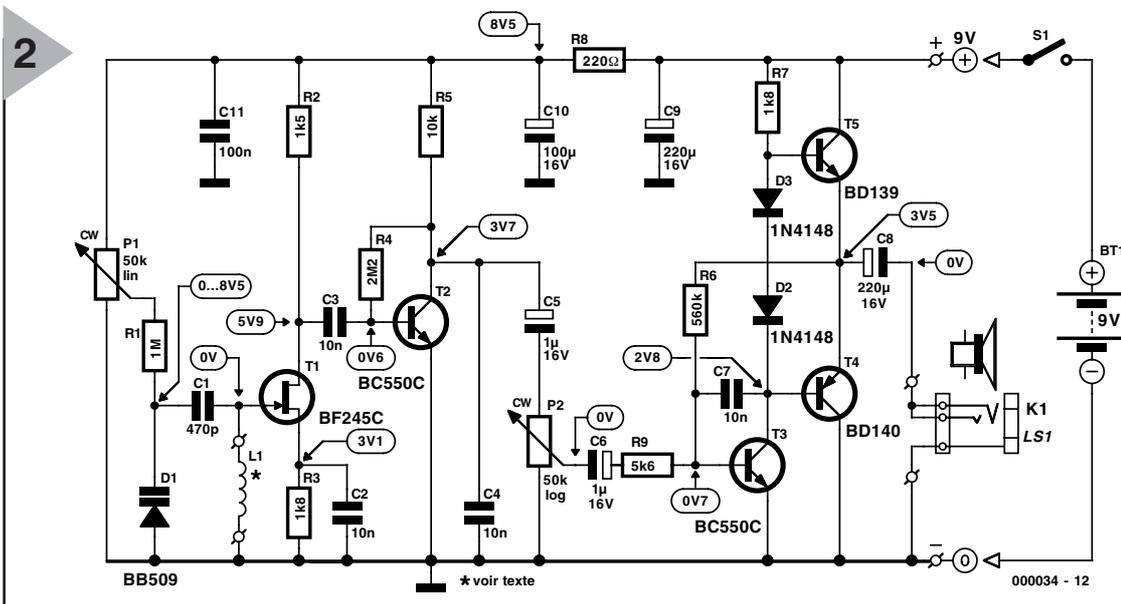
Ceci nous amène au schéma de la **figure 1b** et nous rapproche encore un

peu plus de l'ébauche de notre mini récepteur O.M. La sensibilité y est telle qu'on peut remplacer l'antenne par une bobine d'accord enroulée autour d'un barreau de ferite.

Il est clair qu'on ne peut pas comparer la sélectivité et la sensibilité d'un simple poste à réception directe avec celles d'un superhétérodyne. Après tout, le récepteur de la figure 1b ne possède qu'un seul circuit d'accord et un petit amplificateur haute fréquence.

Malgré ses points faibles, le montage présente quelques avantages non négligeables. Un poste à réception directe est simple à fabriquer, bon marché, fiable, ne demande que très peu de réglages, ne génère pas de bruits parasites et offre une excellente qualité d'écoute.

Figure 2. Même munie de son amplificateur pour haut-parleur, cette mini radio O.M. ne totalise que cinq transistors.



3

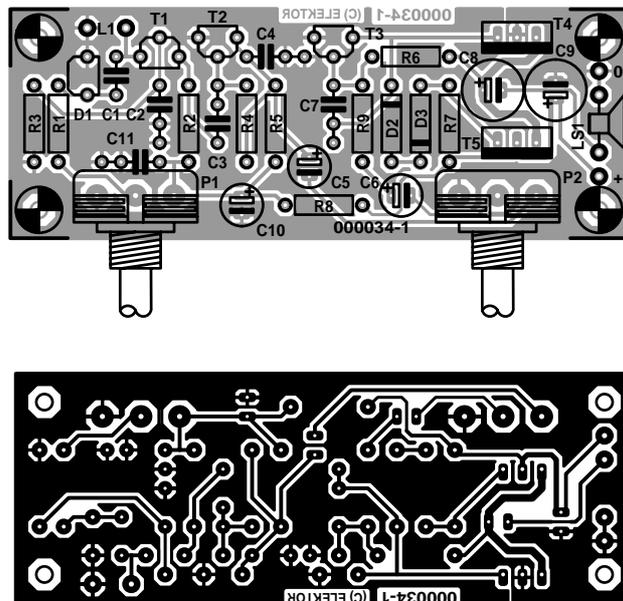


Figure 3. La construction du montage est d'une simplicité enfantine.

SCHEMA

C'est le moment d'examiner attentivement à quoi ressemble notre mini radio O.M.

La figure 2 en dévoile le schéma complet. Concentrons-nous d'abord sur la partie située à gauche du potentiomètre P2, parce qu'elle embrasse le récepteur proprement dit. On le voit, cette portion du montage est toute

menue, même si elle s'est entre-temps agrémentée, par rapport aux figures 1a et 1b, des composants nécessaires. Attaquons par le circuit d'accord. Il se compose de L1, C1 et D1. Épargnons espace et dépense ; contrairement à la figure 1, plus de condensateur variable, mais une diode varicap. Elle change de capacité sous l'influence de la tension qui lui est appliquée. La ten-

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 M Ω
 R2 = 1 k Ω 5
 R3, R7 = 1 k Ω 8
 R4 = 2 M Ω 2
 R5 = 10 k Ω
 R6 = 560 k Ω
 R8 = 220 Ω
 R9 = 5 k Ω 6
 P1 = 50 k Ω lin.
 P2 = 50 k Ω log.

Condensateurs :

C1 = 470 pF
 C2 à C7 = 10 nF
 C5, C6 = 1 μ F/16 V radial
 C8, C9 = 220 μ F/16 V radial
 C10 = 100 μ F/63 V radial
 C11 = 100 nF

Selvs :

L1 = 50 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre sur barreau de ferrite de 10 x 100 mm

Semi-conducteurs :

D1 = BB509 *
 D2, D3 = 1N4148
 T1 = BF245C ou BF256C
 T2, T3 = BC550C
 T4 = BD140
 T5 = BD139

Divers :

K1 = jack 3,5 mm
 S1 = interrupteur unipolaire
 Bt1 = pile compacte 9 V avec connecteur à pression
 Ls1 = casque d'écoute ou haut-parleur de 8 Ω
 boîtier 123x30x70 mm tel que, par exemple, 52 09 93 (Conrad)
 * cf. texte

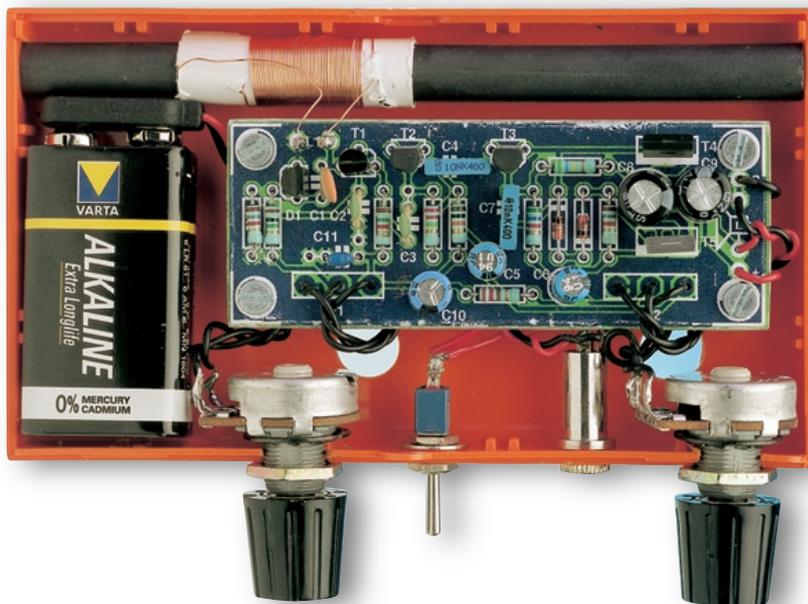


Figure 4. Le boîtier indiqué dans la liste de composants va comme un gant à notre prototype.

sion, on la règle à l'aide du potentiomètre P1, c'est donc lui qui servira à accorder le circuit oscillant.

Autre différence avec la figure 1, la bobine L1 à noyau de ferrite n'a plus de sortie intermédiaire. Nous avons dit que le couplage de l'étage HF au détecteur s'effectuait généralement par le truchement d'une prise à tension réduite, question de ne pas charger exagérément le circuit, affaiblir le facteur Q et nuire ainsi à la sélectivité. Ce dernier facteur est prépondérant sur un récepteur doté d'un unique circuit résonant, parce qu'il n'y a que lui pour assumer l'intégralité de la sélectivité. L'usage d'une prise intermédiaire entraîne inévitablement une réduction du signal effectivement disponible, puisque la totalité de la tension reçue n'est présente qu'au « sommet » du circuit accordé. Mais ici, nous avons sorti de notre manche l'« astuce du FET ». Le signal est bien prélevé à la cime du circuit oscillant, mais comme le FET T1 jouit d'une très haute impédance, le circuit n'en est quasiment pas chargé. Le transistor T1 assure déjà une cer-

taine amplification, mais à cet égard, c'est T2 qui crie le plus fort. Et en supplément, il réalise aussi la détection de la modulation d'amplitude, parce que sa jonction base-émetteur conduit perpétuellement dans le même sens. Les résidus de porteuse s'écoulent à la masse par le biais de C4.

C'est le condensateur C5 qui présente le signal démodulé au potentiomètre de volume P2, d'où il est dirigé vers l'amplificateur final. Nous aurions pu ici faire appel aux services d'un de ces petits circuits intégrés bien connus, mais nous avons préféré préserver quelque peu le style du reste du montage et accorder nos faveurs à une solution discrète de l'amplificateur basse fréquence. Plus de trois transistors seraient superflus, donc les composants discrets ne risquent pas de ruiner la compacité d'ensemble. Le transistor T3 joue le double rôle d'amplificateur de tension et de circuit de commande de l'étage final symétrique (*push-pull*) composé de T4 et T5. Les diodes D2 et D3 ont été ajoutées en compensation des tensions de seuil de T4 et T5, de façon à maintenir à un minimum la distorsion de croisement (*cross-over*).

Au repos, il ne circule que quelques milliampères dans l'étage final. Le mini étage de sortie est capable d'attaquer au choix un casque (les deux écouteurs en parallèle) ou un petit haut-parleur de 8 Ω. Bien que la puissance de sortie maximale ne dépasse pas le watt, c'est plus que suffisant, en pratique, pour faire du tapage dans une pièce de dimension moyenne.

MINI PLATINE

La figure 3 propose une platine élégante, juste milieu entre dimensions réduites et organisation logique. Voici donc un circuit très facile à construire. En pratique, il suffit de positionner les composants de la liste aux places qui leur sont attribuées. Seule la bobine L1 ne doit pas être solidaire de la platine puisqu'elle se monte à côté, les extrémités soudées aux points marqués « L1 ».

La bobine d'accord L1, il faut la fabriquer soi-même, mais cette tâche n'a rien de bien pénible. On part d'un barreau de ferrite de 10 mm de diamètre et de 10 à 12 cm de long sur lequel on glisse un petit cylindre de plastique ou de papier, de manière à ce qu'il puisse se déplacer d'un bout à l'autre. Sur ce mandrin, on bobine soigneusement 50 à 55 spires jointives de fil de cuivre verni de 0,3 mm de diamètre (un fil un peu plus gros ou plus fin ne changera rien). La qualité du bobinage sera déterminante pour une bonne réception radio. N'hésitez donc pas à lui consacrer l'attention voulue. Pour en fixer les extrémités, vous pouvez utiliser du ruban adhésif ou encore passer le fil à travers l'isolant que vous aurez

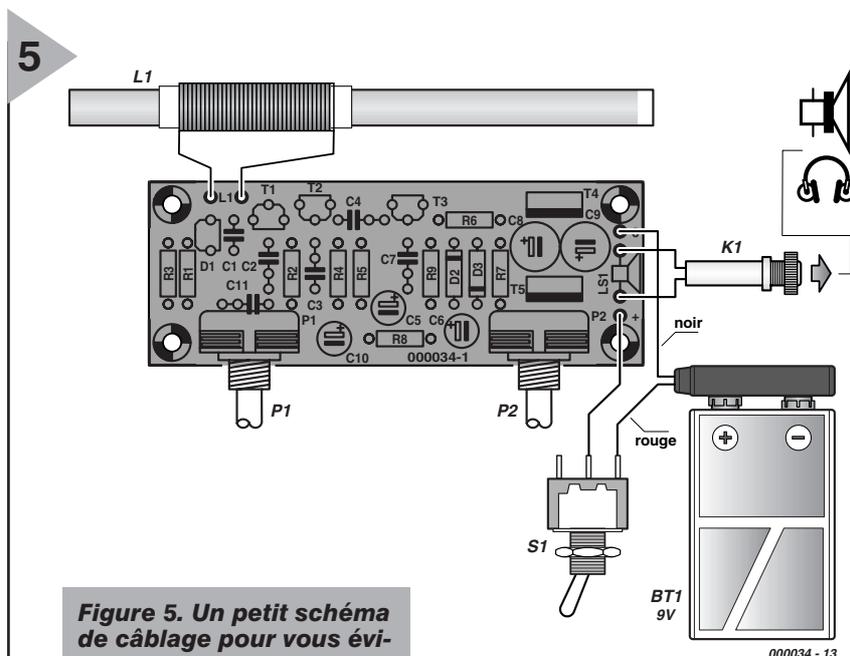


Figure 5. Un petit schéma de câblage pour vous éviter toute erreur.

percé aux endroits voulus. Cette bobine à noyau de ferrite est finalement le seul organe ajustable du récepteur. Mais que peut-on bien ajuster ? Uniquement la bande de réception. Selon la construction, l'auto-induction de la bobine peut varier au cas par cas. Il faut donc veiller à conserver une certaine mobilité de la bobine sur le barreau de ferrite. Lorsque la self se situe au milieu du barreau, l'inductance est maximum et diminue au fur et à mesure qu'on l'approche des extrémités.

Nul besoin d'instrument de mesure pour cet ajustage. Un autre récepteur O.M. suffira à centrer la bande en l'utilisant comme référence et en travaillant par comparaison. La bande des ondes moyennes s'étend d'environ 530 kHz à 1 605 kHz.

Si le déplacement de la bobine n'est pas concluant, on pourra éventuellement adapter quelque peu le nombre de spires de L1. Si c'est la partie inférieure de la bande qui fait défaut, on ajoute quelques spires. Dans le cas contraire, il faut en retirer. Comme il est plus facile d'enlever des spires que d'en ajouter lorsque le bobinage est terminé, le plus sage serait probablement de commencer directement par 55 spires.

MISE EN BOÎTE

Maintenant que tout est prêt et que le récepteur vous donne satisfaction, il est temps de lui trouver un joli boîtier. Il vaut mieux utiliser du plastique ou du bois, le métal risquerait de gêner la réception par l'antenne ferrite.

Vous trouverez facilement un coffret adéquat dans le commerce. Notre prototype (figure 4) utilise un boîtier de la firme Conrad qui présente exactement

les dimensions requises. On voit très bien ici l'utilité de ne pas souder les deux potentiomètres sur le circuit mais de les fixer plutôt au coffret, en les reliant au montage par de petits fils. Le barreau de ferrite que nous avons utilisé fait 12 cm de long et s'insère exactement dans la boîte. Pour un barreau plus petit, il aurait suffi de prévoir une cale, naturellement.

Choisir entre un casque ou un haut-parleur est une question de goût personnel. Nous avons choisi les écouteurs. De toute façon, notre boîte était trop petite pour héberger en plus un haut-parleur. Ceux qui préfèrent le haut-parleur peuvent toujours s'orienter vers les petits baffles d'appoint à brancher sur un baladeur. Ils ne coûtent généralement pas plus cher que les haut-parleurs seuls et peuvent offrir une qualité d'écoute étonnante.

CONNEXIONS

Bien que les différents points de connexion soient marqués clairement sur le circuit, nous proposons en figure 5 le schéma complet de raccordement à la pile, au haut-parleur et au barreau de ferrite. Avec cette documentation, nous espérons que même les lecteurs les moins expérimentés en électronique ne rencontreront aucune difficulté à faire fonctionner ce mini récepteur O.M.

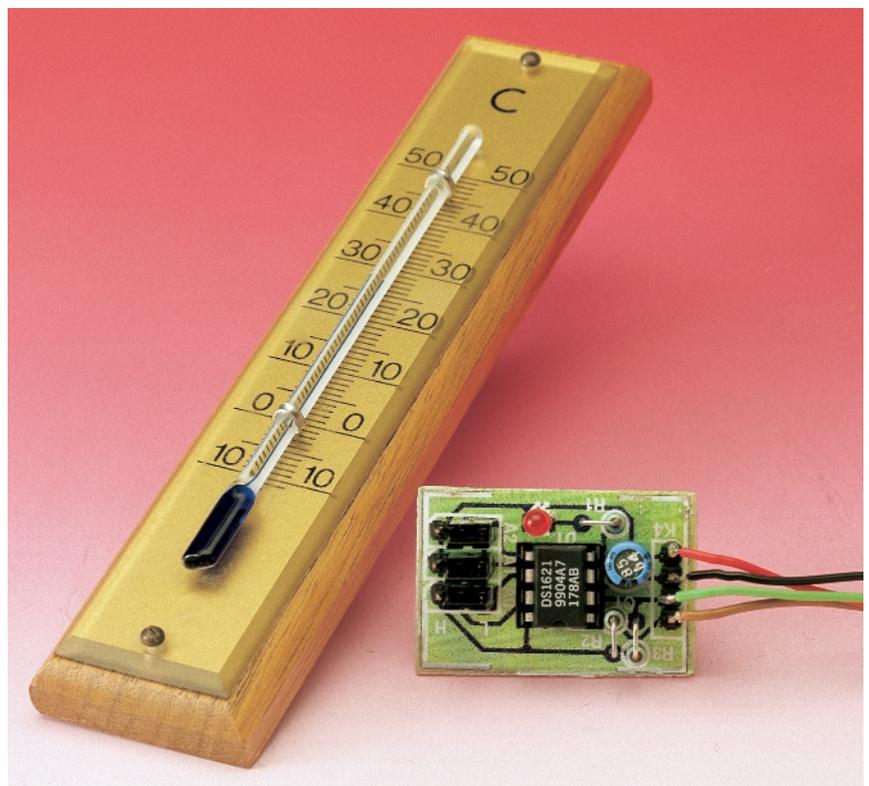
(000034)

À la technique : K. Walraven
Texte : J. van Rooij

mesure de température avec le DS1621

un capteur plus intelligent avec bus I²C

Dans de nombreux domaines ayant trait au quotidien et à la technique, la mesure de température est la tâche de mesure la plus importante. En concurrence avec les processus analogiques classiques, les capteurs numériques « intelligents » capables de faire plus que de mesurer uniquement la température, prennent une place de plus en plus importante.



Caractéristiques techniques :

Se passe de composant externe

Plage de mesure de température allant de -55 à +125 °C

Résolution de 0,5 °C

Valeur de mesure de température à 9 bits signée et valeur absolue.

Durée de conversion de 1 s

Fonction de thermostat programmable par l'utilisateur

Interface sérielle bifilaire (I²C) avec connexion en drain ouvert

Le DS1621 de Dallas Semiconductor en est l'exemple-type. La tâche première d'un capteur de température numérique moderne est, et reste, bien entendu, toujours de mesurer la température instantanée.

Pour ce faire, la puce mesure sa propre température qui est pratiquement celle de son environnement direct, la convertit en une valeur analogique et l'envoie, sériellement, vers un microcontrôleur. L'utilisateur n'a pas à se soucier de toute

l'électronique requise pour l'étalonnage, l'amplification des tensions de température à base d'amplificateurs opérationnels, la linéarisation des courbes et tout le reste vu que la puce s'en charge elle-même, si tant est que le paramètre ne soit pas ajustable logiciellement. On peut ainsi, pratiquement, se passer de composant externe.

Un capteur intelligent dispose en outre de fonctions additionnelles telle celle de centrale d'acquisition de données comme c'est le cas du DS1615 (Elektor 9/99) voire de thermostat comme c'est le cas du DS1621 présenté ici. Les info-cartes publiées ailleurs dans ce numéro en donnent les caractéristiques techniques les plus intéressantes.

LA MESURE DE TEMPÉRATURE

La fonction primaire du DS1621 est, cela va de soi, la mesure de température. On retrouve, en **figure 1**, le synoptique des blocs de fonctions disponibles dans ce but. Le DS1621 mesure la température par comptage, dans limites d'une fenêtre de temps, du nombre de cycles d'horloge d'un oscillateur à coefficient de température faible. La largeur de ladite fenêtre est, à son tour, définie à l'aide d'un oscillateur à coefficient de température élevé. Le compteur est calibré pour une valeur correspondant à une température de $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$. Lorsque le compteur atteint, à l'intérieur de la fenêtre la valeur 0, le registre de température, qui lui aussi se trouve à une valeur de $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$, est incrémenté pour indiquer que la température dépasse ces $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ de référence. Le compteur décompte, à la fréquence de l'horloge, jusqu'à ce qu'il arrive à zéro pour ensuite recommencer au début au cas où la limite de la porte de temps ne serait pas encore atteinte.

Une différence de température de $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ ne correspond pas toujours au même nombre de cycles d'horloge de la porte de temps. En effet, le compteur se voit appliquer, par l'accumulateur de pente (SLOPE ACCUMULATOR), un offset (différent) pour chaque différence de température de $1\text{ }^{\circ}\text{C}$, ceci en vue de compenser le comportement non-linéaire de l'oscillateur, cette correction automatique permettant d'atteindre une résolution en température de $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La mesure de température est stockée dans le registre de température sous la forme d'une valeur à 9 bits. Comme nous le montre le **tableau 1**, la plage de température du DS1621 va de -55 à $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ par pas de $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. On peut recueillir la valeur de température momentanée par le biais de l'instruction READ TEMPERATURE, cette information transitant par l'interface bifilaire sous la forme soit d'un seul octet, la température ayant alors une

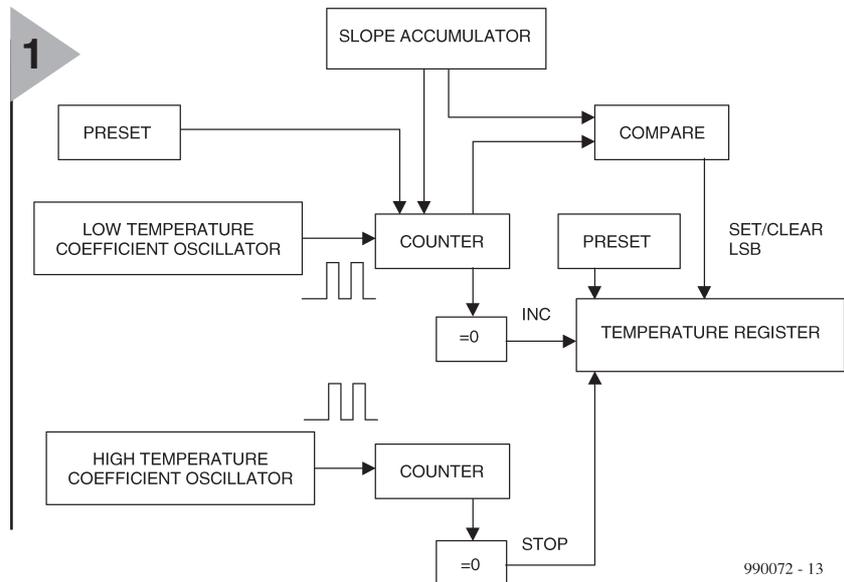
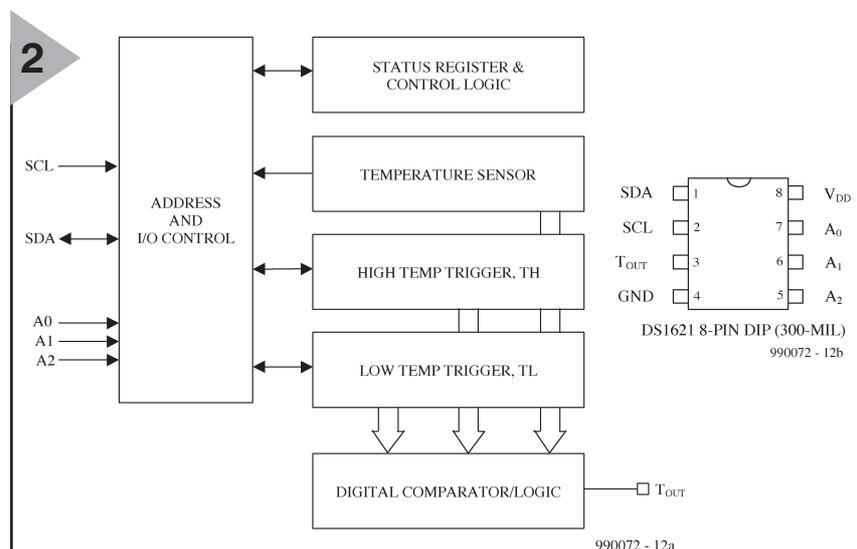


Figure 1. Principe de la mesure de température.

Tableau 1. Correspondance température/données

Température en $^{\circ}\text{C}$	Données en sortie binaire	hex
+125	01111101 00000000	7B00
+25	00011001 00000000	1900
+0,5	00000000 10000000	0080
0	00000000 00000000	0000
-0,5	11111111 10000000	FF80
-25	11100111 00000000	E700
-55	11001001 00000000	C900

Figure 2. Synoptique des blocs fonctionnels intégrés dans le DS1621.



résolution de 1°C, soit sous celle de 2 octets pour une résolution de 0,5%, l'octet de poids fort (MSB) en premier, l'octet de poids faible (LSB) déterminant quant : lui le bit de poids faible (0,5°). Les 7 bits restants du LSB (*Least Significant Byte* = octet de poids faible dans ce cas-là) sont mis à zéro.

Il est possible, par une astuce, d'obtenir une résolution encore meilleure, par lecture de la température et ablation du bit 0,5° (le LSB) de la valeur lue. Cette valeur a reçu la dénomination de TEM READ. On procède, une fois la durée de la porte écoulée, à la lecture de la valeur du compteur par le biais de l'instruction READ COUNTER, valeur transférée dans la variable COUNT REMAIN. Si on charge, par l'instruction READ SLOPE, la valeur de l'accumulateur de pente dans le registre du compteur, on obtient le nombre de flancs de comptage par degré Celsius à la température du moment (COUNT PER C). On peut déterminer la température actuelle à l'aide de la formule suivante :

$$\text{Température} = \text{TEMP_READ} - 0,25 + \frac{(\text{COUNT_PER_C} - \text{COUNT_REMAIN})}{\text{COUNT_PER_C}}$$

THERMOSTAT

Le synoptique fonctionnel du DS1621 de la figure 2 montre que ce capteur intelligent dispose également d'une fonction de thermostat. On peut, à cet effet, programmer 2 valeurs de seuil dotées d'une fonction d'hystérésis. Si la température atteint l'un des seuils définis, voire dépasse le seuil supérieur TH ou tombe en-deçà du seuil inférieur TL, la sortie T_{OUT} devient active (haute).

Le DS1621 détecte le dépassement dans un sens ou dans l'autre de l'un des seuils de température et positionne l'indicateur (*flag*) correspondant du registre de configuration/d'état (*Configuration/Status Register*). Ce registre stocke également d'autres informations qui paramètrent le mode de fonctionnement pour une application donnée. L'ordre des paramètres de ce registre est le suivant :

DONE	THF	TLF	NVB	1	0	POL	1SHOT
------	-----	-----	-----	---	---	-----	-------

DONE

Conversion terminée (Haut = H), conversion en cours (Bas = L).

THF

L'indicateur de température Haute (*Temperature High Flag*) est mis à 1 lorsque la température est égale ou supérieure à TH. THF reste actif jusqu'à une RAZ (*Reset*).

Liste des composants

Résistances :
R1 = 1kΩ
R2, R3 = 10 kΩ

Condensateurs :
C1 = 100 μF/16 V vertical

Semi-conducteurs :
D1 = LED à faible courant
IC1 = DS1621 (Dallas Semiconductor)

Divers :
K1 à K3 = embase mâle autosécable à 1 rangée de 3 contacts
K4 = embase mâle autosécable à 1 rangée de 4 contacts

3

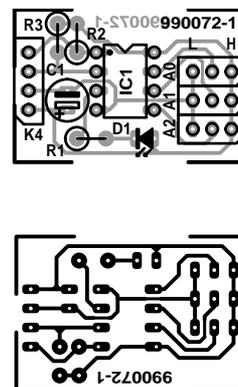


Figure 3. La platine pourrait prendre place dans une boîte d'allumettes.

TLF

L'indicateur de température Basse (*Temperature Low Flag*) est mis à 1 lorsque la température est égale ou inférieure à TL. TLF reste actif jusqu'à une RAZ.

NVB

L'indicateur de mémoire non-volatile n'est actif (à 1) qu'en cas d'écriture d'une cellule E². Ceci peut se faire toutes les 10 ms.

POL

Le bit de polarité (*POLarity*) de sortie paramètre la polarité d'activation de la sortie, haute (1) ou basse (0). Ce bit est non-volatile.

1SHOT

Si l'indicateur de mode One Shot est au niveau haut, le DS1621 démarre, à

la réception de l'instruction START CONVERT T, une conversion de température, sinon (ce qui est le cas normal) il effectue inlassablement des mesures et des conversions.

LA COMMUNICATION : FORMAT ET CONTENU

Le DS1621 travaille en esclave (*slave*) sur un système de bus bifilaire comprenant les lignes d'E/S à drain ouvert SDA et SCL; la fréquence d'horloge est de 100 ou de 400 kHz. La communication avec le microcontrôleur ou le PC se fait en I²C; nous n'entrons pas ici dans le détail de ce protocole de transmission. La fiche de caractéristiques du DS1621 disponible à l'adresse Internet : www.dalsemi.com/doccontrol/pdfs/pdfindex.html donne de plus amples informations au sujet de ce composant et de la chronologie à respecter.

Figure 4. Surprise : la LED signale le dépassement, d'un côté ou de l'autre, de l'une des valeurs de seuil.

4

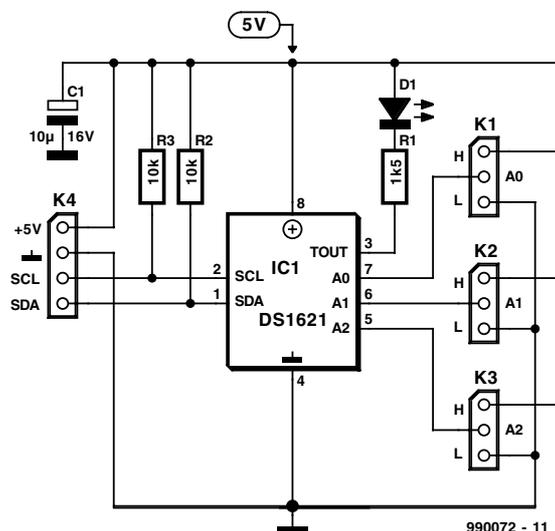


Tableau 2. Set d'instructions du DS1621

Instruction	Description	Valeur (Hex)	Ordre des octets
Instructions de mesure de température			
Read Temperature	Extrait du registre de température la valeur de température la plus récente	AA	Lecture de 2 octets
Read Counter	Extrait le reste du compteur dans la fenêtre de comptage	A8	Lit un octet de donnée
Read Slope	Extrait la valeur de l'accumulateur de pente	A9	Lit un octet de donnée
Start Convert T	Lance une conversion de température	EE	Sans donnée
Stop Convert T	Arrête une conversion de température	22	Sans donnée
Instructions pour un fonctionnement en thermostat			
Access TH	Lit/Écrit la valeur de seuil supérieur du/dans le registre TH	A1	Lit/Écrit 2 octets de données
Access TL	Lit/Écrit la valeur de seuil supérieur du/dans le registre TL	A2	Lit/Écrit 2 octets de données
Access Config	Lit/Écrit des données du/dans le registre de configuration	AC	Lit/Écrit 1 octet de données.

Chaque communication requiert une condition de début et se termine par un bit d'arrêt. Le DS1621 signale la réception de chacun des octets par un acquittement (*Acknowledge*).

Le bit de début est suivi d'un octet d'adresse prenant la forme de 4 bits mis à 1001 les 3 suivants se trouvant aux niveaux correspondant aux entrées d'adresse A2, A1 et A0. Le dernier bit paramètre la direction de la communication (R/W = Lecture/Écriture).

L'octet d'adresse est suivi par un octet d'instruction. Le DS1621 connaît les instructions de lecture et d'écriture données dans le **tableau 2** ainsi que leurs codes respectifs. Les 2 instructions de conversion ne comportent qu'un octet d'adresse et d'instruction. Les instructions d'écriture sont suivies par un ou 2 octets de données. Dans le cas des instructions de lecture la structure se complique quelque peu, vu que le circuit intégré doit, à nouveau, recevoir un octet d'adresse, ceci en vu de positionner le bit R/W sur Read (lecture). Ce n'est qu'après cette opération que pourra se faire la lecture des 2 octets de donnée.

Dallas Semiconductor met gratuitement à disposition un kit de démonstration qui utilise le DS1621 dans une application d'acquisition de températures. Les 3 valeurs de température (mesure et hystérésis) sont fournies avec une résolution de 0,1 ou 0,5 °C. L'utilisateur a la possibilité de paramétrer les valeurs de seuil de la sortie de

thermostat, l'intervalle d'acquisition en seconde, le transfert direct des données vers un fichier, l'affichage en degrés Fahrenheit ou Celsius ainsi que le format 2-D ou 3-D des graphiques. Le logiciel reconnaît 3 ports parallèles et 8 adresses matérielles pour le DS1621. Le logiciel (pour Windows 3.xx ou mieux) requis par ce kit est téléchargeable à l'adresse Internet :

<ftp://ftp.dalsemi.com/pub/thermal/ds1621k.zip>.

Pour ceux qui n'ont pas accès à Internet, ce programme est disponible sur disquette (EPS 996027-1) aux adresses habituelles.

L'ASPECT MATÉRIEL

Qui dit kit dit bien évidemment platine avec le capteur et le reste des composants requis, platine à connecter au port parallèle du PC. Rien ne vous interdit de vous éviter le stress d'une commande et de réaliser vous-même

votre platine. On pourra utiliser pour ce faire la platine proposée en **figure 3**, s'aider de la liste des composants et empoigner un fer à souder.

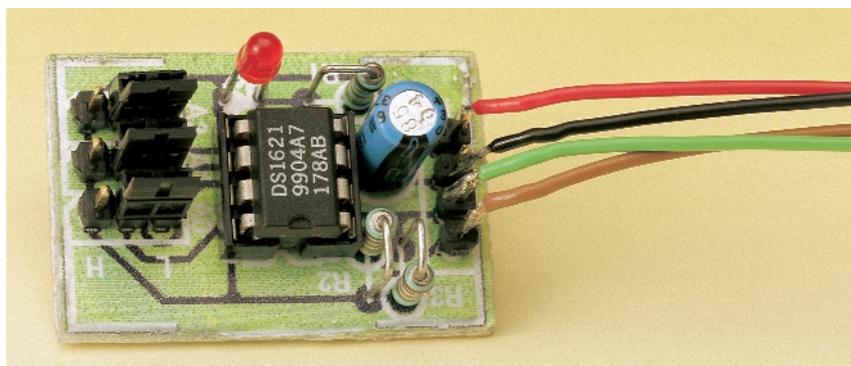
L'électronique implantée sur cette minuscule platine est celle du schéma représenté en **figure 4**, qui n'appelle pas de remarque particulière.

L'adresse du DS1621 est définie à l'aide des cavaliers K1 à K3.

La connexion de la platine à l'interface I²C d'un système à microcontrôleur par le biais de K4 est une sinécure.

Les choses sont différentes dans le cas de l'utilisation de l'interface parallèle du PC et si l'on veut faire « tourner » le programme de Dallas. Il faudra dans ce cas-là disposer, par exemple, de l'interface I²C parallèle (Elektor 1/96) avec son logiciel (code de l'ensemble : EPS950063-C).

(990073)



nouveaux formats audio

haute résolution, grande latitude

La technique audionumérique s'est universalisée. Ses premières armes dans le grand public, elle les a faites au cours des années 70, mais depuis, beaucoup de choses ont changé. La technologie a progressé et, grâce à la mise au point de nouvelles générations de lasers à semi-conducteurs, la capacité de mémorisation des supports s'est considérablement accrue.

Hans Steeman

Beaucoup d'entre nous ont déjà peine à s'imaginer à quoi ressemblaient les rayons d'un disquaire il y a vingt ans. Les vinyles, en un temps record, ont fait place à un large assortiment de disques compacts audionumériques et depuis peu, au DVD. Quarante-cinq tours comme trente-trois tours s'en sont allés, ou presque, tout comme les platines de lecture de l'époque.

UN MONDE EN PLEINE MUTATION

C'est dans le courant des années 70 que s'est amorcée la transition vers l'audionumérique et il n'y a *grosso modo* que quinze ans que le CD musical a fait son entrée dans le commerce, mais depuis lors, on lui a cherché sans relâche un successeur capable d'en hausser davantage le niveau de qualité sonore. Parce que, si pour nombre d'auditeurs, il représente le summum de la satisfaction

auditive, techniquement, son concept souffre encore de quelques faiblesses. Voilà précisément le champ d'application des recherches récentes.

UN BRIN D'HISTOIRE

À maints égards, le développement du CD audio au cours des années 70 et 80 a constitué un progrès technique déterminant. L'enregistrement analogique, qu'il soit gravé dans le sillon d'un disque de vinyle ou inscrit en pistes sur bande magnétique, s'est rapidement retrouvé délaissé.

La mise au point de convertisseurs A/N et N/A appropriés, au début, n'a pas été une mince affaire. Pour numériser les signaux audio, on décida d'un codage PCM à bits multiples (EFM) sous une fréquence d'échantillonnage relativement basse. Partant d'une bande passante de 20 kHz, on opta pour une récurrence de 44,1 kHz de prélèvements (échantillons) d'une précision de 16 bits. À l'époque, cela représentait, au point de vue de la qualité, le summum du techniquement possible.

PERCÉES SUR PLUSIEURS FRONTS

Il n'y avait pas que le principe de numérisation du son à être innovateur, le support lui-même apportait aussi une révolution technologique. C'était bien la première fois, dans le secteur de la grande consommation, qu'on mettait en œuvre un laser à semi-conducteur capable de lire à haute vitesse des



Photo: Philips

Un des tout premiers lecteurs de CD audio de Philips.

Tableau 1. Caractéristiques physiques des DVD comparées à celle du CD normal

Caractéristique	CD	DVD	DVD
Nombre de couches	une	une	deux
Épaisseur du substrat	1,2 mm	0,6 mm	0,6 mm
Nombre de substrats par disque	1	1	2
Écart entre pistes	1,6 micron	0,74 micron	0,74 micron
Longueur minimum de trace	0,83 micron	0,4 micron	0,44 micron
Vitesse de lecture [m/s]	1,3	3,49	3,84
Longueur d'onde du laser [nm]	780	635/650	635/650
Ouverture numérique	0,45	0,6	0,6
Modulation	EFM	8 à 16	8 à 16

informations numériques sur un support optique. Aujourd'hui, le procédé utilisé dans le CD audio fait partie intégrante de notre vie quotidienne.

Entre-temps, les fabricants d'électronique grand public ont estimé que, pour la qualité de reproduction audiophonique, le moment était venu placer la barre plus haut. Ils ne sont hélas pas parvenus à tomber d'accord sur les termes d'une nouvelle norme. On assiste dès lors à l'apparition, dans la grande distribution, de deux nouveaux médias en audio qui vont devoir s'affronter ces prochaines années, le Super-Audio CD et le DVD audio.

SUPPORT À HAUTE DENSITÉ

Toute amélioration de la qualité sonore, en numérique, va de pair avec une augmentation de la quantité d'information à enregistrer. Comme les dimensions du CD (un diamètre de 4 3/4 pouces, soit 120 mm) sont devenues pratiquement un standard industriel, il est impensable d'introduire un support plus grand, donc encore une nouvelle norme. En outre, la compatibilité avec les appareils existants est un avantage considérable pour lancer un nouveau système. C'est donc vers un accroissement de capacité optique du média qu'il faut s'orienter en priorité. Il en fallu des tractations, dans le milieu industriel, pour arriver à un accord sur une nouvelle génération de CD, mais finalement, une entente s'est faite sur le DVD, *Digital Versatile Disc*, le disque numérique à tout faire.

DVD : UN CONCEPT, 4 FORMATS

À première vue, le DVD est tout pareil au CD ; en réalité, il est singulièrement plus évolué. D'abord, il se lit au moyen d'un laser différent, puisqu'il fonctionne à plus courte longueur d'onde, 635 à 650 nm au lieu de 780 nm. Le spot lumineux qui l'explore est ainsi de dimension nettement plus petite. Il en résulte que chaque « trou », la trace (*pit*) représentative de l'information numérique, peut passer de 0,83 à 0,4 micron. Mais simultanément, les spires peuvent être plus fines et plus serrées. Leur pas (*pitch*) sur un DVD n'est plus que de 0,74 micron, à la place de 1,6 micron sur le CD ordinaire. On arrive ainsi à augmenter la capacité de stockage de 640 Mo à 4,7 Go. Mais pour certaines applications, c'est encore trop peu. Aussi a-t-on convenu de spécifications pour 4 formats de DVD : DVD-5, DVD-9, DVD-10 et DVD-18. En marge de ces formats, il existe encore des accords sur des formats de DVD réinscriptibles, mais ils déborderaient du cadre de cet article.

Le plus petit DVD a une capacité d'enregistrement de 4,7 Go, le plus grand, presque 4 fois plus, 17,1 Go. Tous les DVD utilisent deux substrats (couche synthétique transparente sur laquelle sont imprimées les données numériques) de 0,6 mm d'épaisseur. Le CD traditionnel fait usage d'un seul substrat, épais de 1,2 mm. Comme, pour chaque type, la capacité maximale d'une couche s'élève à 4,7 Go, atteindre le volume maximal réclame, par face, deux couches superposées et également que l'on puisse utiliser les deux faces, à l'instar des vinyles d'autrefois. Examinons successivement chacun des formats normalisés.

DVD-5 (4,7 Go)

une face, une couche

C'est le simplet de la famille DVD. Un seul des substrats recèle des données, même si les deux couches sont combinées, collées l'une sur l'autre, de manière à former ensemble une épaisseur de 1,2 mm.

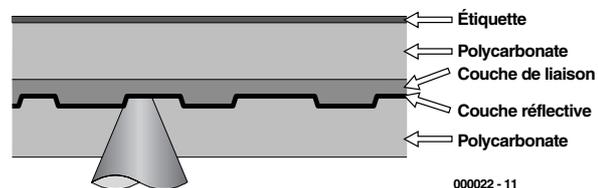


Figure 1. Agencement d'un disque DVD audio à couche unique porteuse d'information optique (DVD-5).

DVD-9 (8,5 Go)

une face, deux couches

Voici une variante à simple face, laquelle compte deux couches utiles. La capacité monte ainsi à 8,5 Go. Pourquoi pas deux fois 4,7 Go ? Parce que les fabricants ont veillé à rendre plus lisible le deuxième substrat en allongeant de 10 % la longueur de la trace, dans chacune des couches, par rapport à la valeur adoptée sur les DVD-5 et DVD-10.

Chaque couche mesure 0,6 mm d'épaisseur, celle située vers l'extérieur est semi-transparente (dorée) et les deux sont assemblées par une colle transparente, optiquement neutre, de manière à former un tout. La capacité de ce disque est amplement suffisante pour y enregistrer un film complet en haute qualité (MPEG2), non sans réserver en plus l'espace nécessaire pour quantité d'informations complémentaires, parmi lesquelles huit pistes sonores.

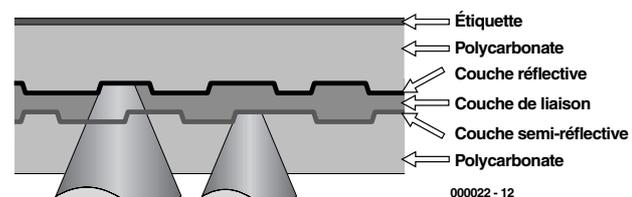


Figure 2. Constitution du disque DVD à double couche optique sur une seule face (DVD-9).

DVD-10 (9,4 Go)

double face, une couche

Celui-ci comporte deux faces gravées, chacune sur une simple épaisseur, donc à même de supporter 4,7 Go. Pour jouer la deuxième face, il faut bien sûr retourner le DVD.

Actuellement, l'opération se fait encore à la main, mais en théorie, il est possible de construire des lecteurs capables d'atteindre les deux faces sans intervention manuelle.

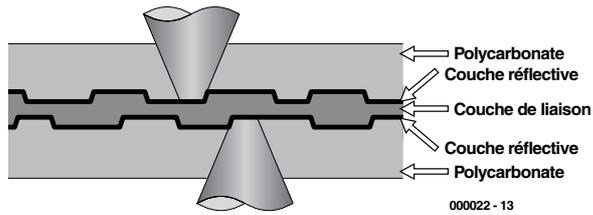


Figure 3. Cette fois, c'est un disque optique DVD porteur d'une couche unique sur chaque face (DVD-10).

DVD-18 (17,1 Go) double face, double couche

Le DVD-18 est la variante qui jouit de la plus grande capacité de stockage. Chaque face supporte deux substrats superposés, si bien qu'on dispose de quatre couches optiques porteuses d'information, le tout appliqué sur une même base en polycarbonate.

Les couches optiques intérieures sont gravées par un procédé photographique. Cela signifie que leur production requiert, outre le pressage normal d'un DVD, un système d'insolation du polymère photosensible. La fabrication de ce genre de DVD est, pour le moment, encore laborieuse et passablement onéreuse.

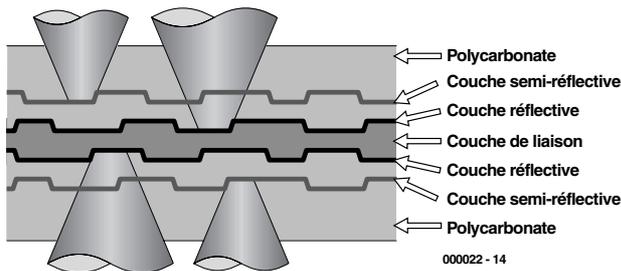


Figure 4. Et voici enfin le disque DVD à quatre couches, deux par face (DVD-18).

LE CD SUPER-AUDIO, UN ORIGINAL

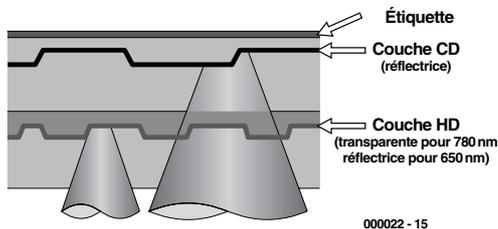


Figure 5. Structure du CD Super-Audio. Deux couches d'informations optiques sur la même face. Il faut deux lasers différents pour y accéder.

Nous l'avons dit, à côté du DVD, l'industrie de la musique a aussi lancé le CD Super-Audio. Comme support, il utilise un hybride entre le DVD et le CD normal. Les inventeurs du procédé, Philips et Sony, désiraient un média d'une capacité comparable à celle du DVD pour enrichir l'information audio, mais tenaient absolument à préserver la compatibilité avec le CD traditionnel. Le *Super-Audio-CD* (SA-CD) peut ainsi être joué sur le nouveau lecteur de SA-CD comme sur les lecteurs

de CD existants, mais alors au prix d'une perte de qualité et de possibilités. On fabrique déjà des disques à une seule face et à double couche. La couche qu'explore le lecteur de CD ordinaire se situe à la profondeur de 1,2 mm, mais une couche spéciale à haute densité est intercalée à une profondeur de 0,6 mm. Le laser du lecteur de CD traditionnel (à la longueur d'onde de 780 nm) réalise la mise au point du faisceau sur le substrat enfoui à 1,2 mm, à travers la couche supplémentaire. Le laser d'un lecteur SA-CD, à la longueur d'onde de 650 nm, focalise sur la couche à haute densité et ignore la couche CD ordinaire sous-jacente.

DAVANTAGE D'INFORMATION SUR DISQUE

Jusqu'à présent, nous nous sommes attachés à décrire les méthodes utilisées par l'industrie pour enregistrer 17,1 Go au lieu de 640 Mo sur un disque de 120 mm de diamètre. Pour optimiser la capacité de stockage et offrir au consommateur des possibilités plus étendues, on a aussi revu le système d'enregistrement et de codage.

Nous savons déjà que, sur le CD audio d'origine, on utilise le codage PCM à bits multiples, avec une résolution de 16 bits. À présent, la technologie numérique a tellement progressé que la vitesse ne constitue plus du tout une limite. Philips et Sony, les inventeurs du CD ordinaire et du SA-CD, ont travaillé ces dernières années à une nouvelle méthode d'enregistrement et de codage, le DSD (*Direct Stream Digital*, le Numérique à Flux Direct), qui opère à la résolution du bit unique sous une fréquence d'échantillonnage de 2,8224 MHz, soit 64 fois f_s , la fréquence d'échantillonnage (le *s* vient de *sample*) du CD. La figure 6 montre comment se réalise la numérisation de l'information audio. Quand on opère des prélèvements dans un signal analogique f_m à la récurrence de f_s , il apparaît, de part et d'autre de la fréquence d'échantillonnage, deux images de l'information audio. Pour éviter que ces fréquences-images ne se mêlent au signal utile, la récurrence des échantillons doit être choisie aussi élevée que possible. Sur un CD standard, la largeur du spectre audio est de 20 kHz et l'échantillonnage s'effectue à 44,1 kHz. Le signal d'origine et l'image inférieure se retrouvent donc très proches l'un de l'autre. Aussi y a-t-il intérêt à incorporer de puissants filtres pour couper brutalement la bande passante juste au-dessus de 20 kHz. Pareils filtres ne sont pas complètement inoffensifs sur le spectre utile. En choisissant d'échantillonner à plus haute fréquence (64 fois f_s), on s'affranchit totalement de ces soucis, puisque les fréquences images sont alors déplacées dans une autre gamme. En même temps, on peut se montrer beaucoup moins sévère sur la résolution du convertisseur N/A, dans le cas présent, on peut même descendre à un bit. Dans chaque prélèvement, on se contente de regarder si l'amplitude est plus grande ou plus petite que celle du précédent. Cette méthode de numérisation, appelée conversion delta sigma, forme le cœur du convertisseur DSD. Si l'on prend, en outre, en considération l'erreur de conversion commise sur l'échantillon précédent, ce qu'on appelle *noise shaping*, la mise en forme du bruit de quantification, on atteint encore une

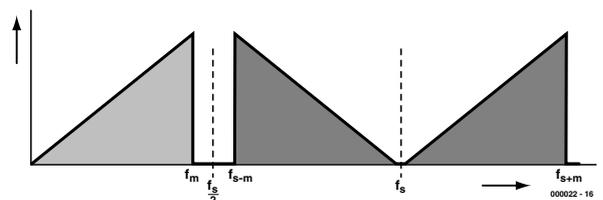


Figure 6. Lors de l'échantillonnage d'un signal analogique, deux images du spectre de fréquence (f_m) se manifestent de part et d'autre de la fréquence d'échantillonnage (f_s).

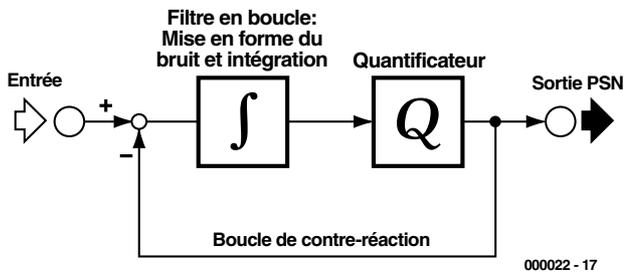


Figure 7. Sur le processeur DSD, on utilise un convertisseur delta sigma d'un bit de large. Grâce à une rétroaction adéquate, le niveau de bruit s'atténue tandis que la qualité s'améliore.

meilleure qualité de numérisation. La figure 7 rend compte de ce procédé. Le résultat est un signal audio numérisé qui s'étend sur une largeur de bande de 100 kHz, cinq fois celle du CD, et possède un domaine de dynamique de 120 dB, contre 96 dB sur un CD audio ordinaire.

Pour conserver cette supériorité, il faut quatre fois plus de données numériques. Un enregistrement qui, sur CD, occupe 600 Mo, prendrait 2,4 Go en format DSD.

Dans l'état actuel des connaissances, aucune autre méthode d'enregistrement ne fournirait de meilleures prestations. Raison pour laquelle Philips et Sony ont recommandé à tous leurs studios de réaliser l'enregistrement des originaux (*masters*) en format DSD (soit dit en passant, comme le format DSD n'est apparu qu'au milieu de 1999, il y a gros à parier que bien peu de studios disposent déjà du matériel nécessaire).

Dans l'optique de préserver la compatibilité avec la technologie PCM actuelle, Sony a mis au point le *Super Bit Mapping Direct*, « Super Image Binaire Directe ». À la figure 8, on voit comment, grâce à cette technique, il est possible de déduire d'un signal DSD un format PCM normal. Elle permet également d'opérer la conversion vers différentes valeurs de résolution : 16, 18, 20 ou même 24 bits. Et si dans l'avenir on inventait d'autres formats, on pourrait aussi bien les obtenir à partir des originaux en DSD.

On s'attend en général à ce que l'industrie de la musique puisse, une fois encore, passer une vingtaine d'années en compagnie de ce nouveau format, le DSD.

L'enregistrement DSD est actuellement le système le plus sophistiqué et en outre, sur le CD Super-Audio (SA-CD), stocké à haute densité. Puisque sa durée maximale de 74 minutes n'épuise pas sa capacité, il reste de la place pour d'autres informations. On pense à des prises à canaux multiples, du graphisme et du texte. Bien que momentanément les lecteurs de CD Super-Audio se cantonnent hors de portée des finances du consommateur moyen, on s'attend à ce que dans les prochaines années les décodeurs DSD chutent tellement de prix qu'ils se retrouveront incorporés à un nombre croissant d'appareils.

DVD AUDIO

Parallèlement au CD Super-Audio, on s'est activé, ces dernières années, à la conception d'un autre standard audio basé sur le DVD et en avril 1999, une norme a vu le jour, fondée sur deux formats : le DVD audio et le DVD audio V. Ces deux formats sont distincts du DVD Vidéo, le format dévolu à la distribution de films commerciaux. Les prochains lecteurs de DVD seront capables de jouer tous les formats DVD.

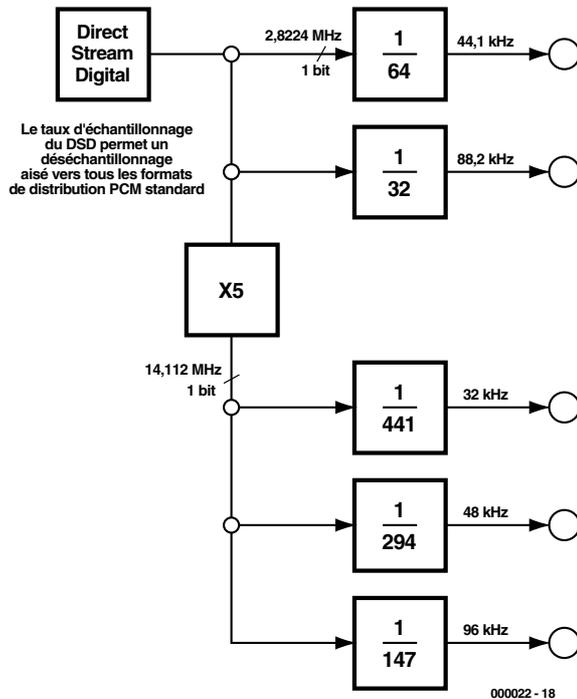


Figure 8. À l'aide du Super Bit Mapping Direct, on peut extraire du format DSD n'importe quel format PCM, tant du point de vue de la fréquence d'échantillonnage que de la résolution.

Les ordinateurs aussi devraient faire bon ménage avec ces formats. Le DVD audio propose à l'utilisateur des nouveautés, telles qu'une meilleure qualité de son, par l'augmentation tant de la vitesse d'échantillonnage que de la résolution, le son *Surround* (à canaux multiples), des enregistrements de plus longue durée et d'autres fonctions accessoires. La capacité du DVD audio à deux couches autorise plus de deux heures de musique en *Surround* de la meilleure qualité et au moins quatre heures en stéréo. Le disque mono-couche en offre globalement la moitié. Si l'on veut augmenter davantage la capacité, il existe à présent, spécialement pour le DVD audio, une technique de compression sans perte (*Meridian Lossless Packing*). Elle prolonge à 74 minutes, au moins, la durée d'enregistrement sur une seule face et le processeur du

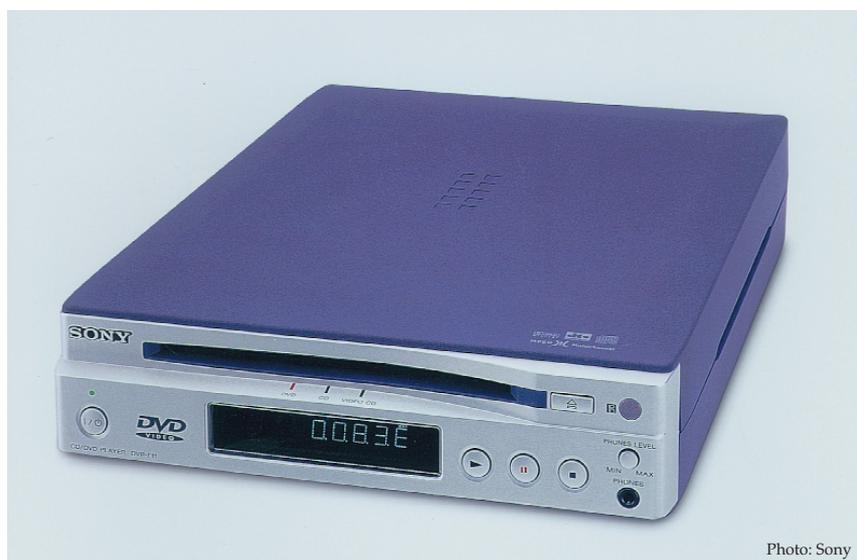


Photo: Sony

Un lecteur de DVD pour CD audio, DVD vidéo et DVD vidéo spécial, exclusivement à pistes sonores.



Jusqu'à présent, seul Sony commercialise des lecteurs de SA-CD. Le prix en est encore élevé, l'exemplaire présenté ici coûte dans les 36 000 FF (5 500 EUR).

lecteur ne devrait pas s'en trouver particulièrement surchargé.

Aussi bien pour le DVD audio que pour le CD Super-Audio, ces belles spécifications s'accompagnent de mesures de prévention de la contrefaçon. L'utilisateur moyen, provisoirement du moins, n'aura pas le moyen de réaliser de copie sans perte de qualité. Les organisations criminelles rencontreront aussi de plus grandes difficultés à écouler leur (re)production, sans que l'acheteur, même candide, ne puisse remarquer la fraude. En effet, les filigranes visibles (et invisibles) sur la face de données ne se dupliquent pas aisément.

Comme la sécurisation du DVD vidéo est tributaire du Content Scrambling System (CSS), lequel a déjà été largement piraté, au point que l'on trouve gratuitement sur Internet le logiciel pour le « craquer », le DeCSS, on se demande combien de temps encore les fabricants vont naïvement continuer à l'utiliser. Pour le DVD audio, c'est une variante du CSS qui est en usage.

LE DVD AUDIO EN PRATIQUE

Le débit maximum de données sur le DVD audio est de 9,6 Mbit/s. Il en découle que la plus haute vitesse d'échantillonnage à canaux multiples est limitée à 96 kHz. Pour tirer le meilleur parti de la bande passante, on peut attribuer aux canaux sonores différentes spécifications plus particulières. Par exemple, réserver aux canaux gauche, central et droit 24 bits de résolution en PCM à la récurrence de 96 kHz, pour « seulement » 48 kHz et un codage sur 16 bits aux canaux arrière. En complément du codage PCM, il est aussi possible de faire usage du Dolby numérique (AC3), du DTS (*Digital Theatre Sound*), de la stéréo MPEG1 ou de la norme MPEG2 à

canaux multiples (quoique le format MPEG audio semble avoir d'ores et déjà perdu la partie).

Le DVD audio V est un standard complémentaire qui combine audio et vidéo, de sorte que la partie audio soit jouable sur un lecteur spécial DVD audio et la partie vidéo sur un lecteur DVD correspondant.

LE DVD VIDÉO COMME SUPPORT AUDIO

Notre tour d'horizon des formats audio sur disque compact ne

serait pas complet sans mention d'une autre piste intéressante, le DVD vidéo normal comme support du son, puisqu'il dispose déjà de huit canaux sonores. Le fabricant a aussi la possibilité de redistribuer les voies de différentes manières. Au moins trois enregistrements multicanaux peuvent se combiner au signal vidéo.

D'ailleurs, certains éditeurs de musique (tels que Denon et Chesky) produisent déjà depuis un certain temps des disques vidéo DVD sur lesquels il n'y a que deux pistes audio de très grande qualité, à 96 kHz et 24 bits. Aussi longtemps que, pour le DVD audio, ni matériel, ni logiciel ne seront disponibles, ce procédé constituera une solution de rechange appréciée.

En conclusion de ce survol des nouveaux formats audio, nous pouvons légitimement nous demander si le consommateur est vraiment impatient d'en profiter. Entre-temps, le DVD vidéo peut rendre d'utiles services, mais dans l'optique d'une combinaison d'images et de sons d'excellente qualité. Parce qu'il nous semble peu probable que l'amateur de musique soit tellement désireux d'acheter encore deux nouvelles platines de lecture.

000022-1

Bibliographie :

« Super CD audio », *Elektor* n°243, septembre 1998, page 14 et suivantes,

Traité de l'électronique, Horowitz,

Vol. II p 159 (*Publitrone*),

Sur le Net : <http://www.multimania.com/jcpeyrard/bible/sourcesav/sacd.htm>.

Tableau 2. Caractéristiques principales du DVD audio et du DVD vidéo

	DVD audio	DVD vidéo
Codage	linéaire ou PCM comprimé	linéaire PCM, Dolby AC-3 ou DTS
Fréq. d'échantillonnage	44,1/48/88,2/96/176,4/192 kHz	48/96 kHz
Résolution	16/20/24 bits	16/20/24 bits
Nombre de canaux	6 (max. 96 kHz) 2 (max. 176,4/192 kHz)	8
Débit binaire max. [Mbit/s]	9,6 (PCM linéaire)	6,144

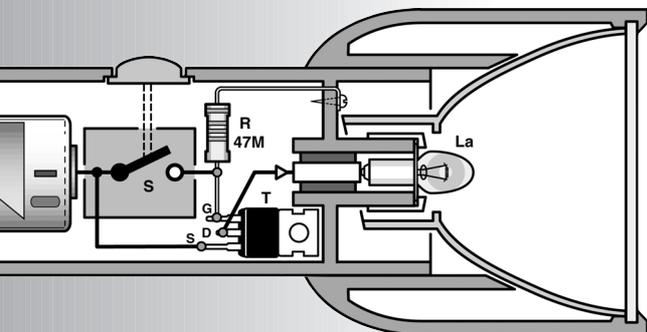
démarrage en douceur

idée : Klemens Viernickel

pour lampe de poche

durée de vie des ampoules accrue

Les ampoules halogènes ou à krypton utilisées dans les lampes de poche modernes ont une durée de vie relativement courte et leur remplacement coûte cher. Une petite intervention à l'intérieur du corps de la lampe de poche suffit à en augmenter très sensiblement la longévité.



Aucune ampoule à incandescence ne possède la vie éternelle, mais la durée de vie des mini-ampoules utilisées dans les lampes de poche les plus modernes est loin de mériter une médaille. Ceci est tout simplement dû au fait que les minuscules ampoules halogènes ou au krypton utilisées sont, en vue d'obtenir la luminosité la plus élevée possible, alimentées en surtension.

Comment allonger la longévité de ces ampoules ? La méthode la plus simple consiste à prendre une grosse (en ce qui concerne la puissance s'entend) résistance en série avec l'ampoule. Dans le cas d'une tension de pile de 6 V, et en présence d'une ampoule travaillant à un courant de 500 mA, une résistance-série de 1 Ω entraînera une diminution de près de 0,5 V de la tension d'alimentation. Si la longévité de l'ampoule augmente, sa luminosité, elle, diminuera sensiblement, sans même parler de la dissipation d'énergie en pure perte introduite par la résistance. Une solution bancale. Peut-on faire mieux ?

MOSFET

Comme vous n'êtes pas sans le savoir, la plupart des ampoules rendent l'âme à l'instant de leur mise sous tension. À froid, la résistance du filament est bien plus faible qu'en utilisation normale d'autant plus que le courant de mise sous tension est, un court instant, sensiblement supérieur au courant nominal. En d'autres termes: si nous arrivons à raboter la crête de mise sous tension nous serons sur la bonne voie. Notre solution à ce problème prend la forme d'une électronique tellement simple et si peu encombrante qu'elle devrait pouvoir être intégrée aisément à la grande majorité des lampes de poche. Comme le montre le schéma, cette électronique se limite à un transistor FETMOS et à une résistance. Ce FETMOS pourra être n'importe quel

type à canal N courant capable de supporter la puissance mise en jeu. Un BUZ11 (ou BUZ10), FETMOS populaire s'il en est, est exactement ce qu'il nous faut ici. Le retard requis est introduit par la capacité de grille intrinsèque du FET, épaulée par une résistance de grille de valeur importante, à savoir 47 M Ω . On pourra même, dans ces conditions, ajouter, le cas échéant, un petit condensateur entre la grille et le drain.

Une fois que le FET est passant, les autres pertes deviennent négligeables. Il en va de même en ce qui concerne le courant de repos lorsque la lampe de poche est éteinte : il est tellement faible qu'il ne contribue (quasiment) pas à l'autodécharge des piles.

ASPECTS PRATIQUES

Le fait qu'il soit plus facile d'opérer au niveau du pôle positif d'une lampe de poche qu'au niveau de son pôle négatif a pour conséquence, une fois l'électronique de démarrage en douceur

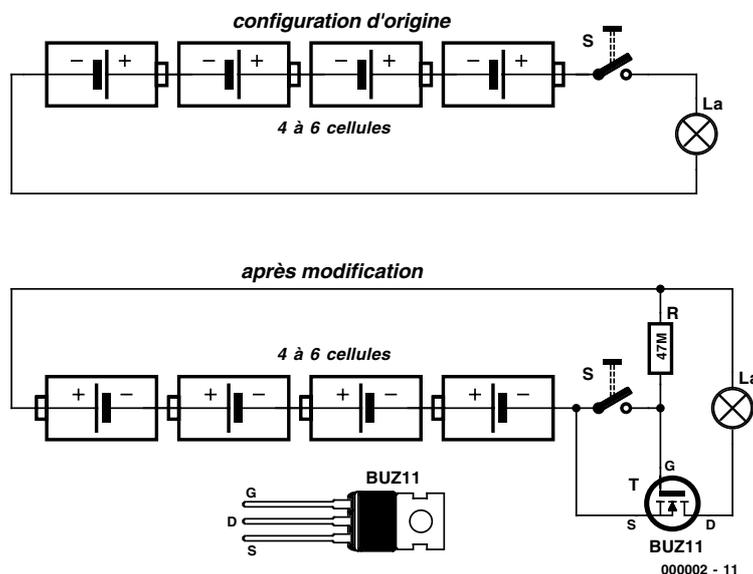
mise en place, une inversion de la polarité des piles lors de leur mise en place dans le corps de la lampe de poche. L'interrupteur marche/arrêt, lui aussi, travaille, une fois la modification faite, exactement à l'envers !

L'intégration de ce montage dans les lampes de poche de marque Mag-Lite est étonnamment simple. Une fois la protection caoutchoutée de l'interrupteur enlevée, il est possible de dévisser l'ensemble du bouton-poussoir en agissant sur une vis centrale que l'on sort vers l'arrière. Les contacts de l'interrupteur peuvent alors servir de points de soudure pour le FETMOS et la résistance.

Une dernière remarque : on pourra, en cas de difficultés pour mettre la main sur une résistance de 47 M Ω , utiliser 4 ou 5 résistances CMS de 10 M Ω prises en série. Le fonctionnement est le même et l'encombrement quasiment aussi !

(000002)

Texte : Sjef van Rooij



domaine admissible.

Il arrive fréquemment que les données importantes contenues en mémoire (RAM) doivent être préservées même en l'absence de tension de fonctionnement. C'est pourquoi le microcontrôleur ne doit pas pouvoir écrire dans la RAM lorsque la tension s'effondre. La RAM doit être alimentée par une pile (ou accu) de secours pour que les données ne soient pas perdues. L'exécution de ces tâches de sauvegarde et de surveillance dans un système basé sur un microcontrôleur est confiée à des **circuits de surveillance de microcontrôleur** (*supervisory circuits*).

Le MAX807 en est un représentant particulièrement performant. Il remplit 7 fonctions importantes de surveillance et d'alarme :

- ◆ Génération automatique d'un signal « réinitialisation lors de la mise sous tension » (*Power-on Reset*)
- ◆ Réinitialisation manuelle par bouton-poussoir
- ◆ Fonction « chien de garde » (*watchdog*)
- ◆ Protection par autorisation du circuit (*Chip Enable*) lors de la baisse de tension subite
- ◆ Surveillance de la tension du système
- ◆ Surveillance de la tension d'alimentation
- ◆ Connexion et gestion d'une pile de sauvegarde.

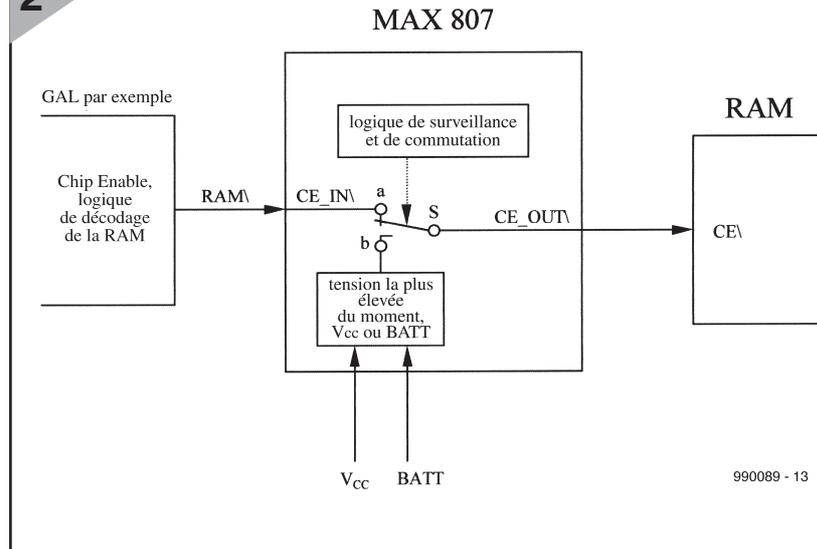
RÉINITIALISATION LORS DE LA MISE SOUS TENSION

Le dispositif MAX807 exécute de façon autonome une réinitialisation parfaite du microcontrôleur lorsque celui-ci est mis sous ou hors tension et lors de baisses subites de la tension du système, ce qui garantit que le microcontrôleur démarrera toujours correctement. Si la tension du système tombe au-dessous du seuil de réinitialisation de 4,675 V (dans le cas du MAX807L), la sortie RESET est forcée au niveau bas (*Low*), c'est-à-dire au potentiel de la masse (*GND*), ce qui place le microcontrôleur raccorder dans l'état de réinitialisation (*Reset*). Le microcontrôleur ne pourra donc effectuer aucune action arbitraire lors de la phase critique d'effondrement de la tension en-dessous de la limite absolue de 4,5 V. Ce n'est que lorsque la tension du système retrouve sa stabilité au-dessus de 4,675 V que la broche RESET est remise au niveau haut (*High*) au bout de 200 ms, ce qui permet au microcontrôleur de lancer correctement son programme.

RÉINITIALISATION MANUELLE

L'entrée MR permet d'effectuer une réinitialisation manuelle en raccordant un bouton-poussoir à la masse (*GND*). En pressant le bouton-poussoir, on met la sortie RESET au niveau bas, ce qui réinitialise le microcontrôleur.

2



990089 - 13

FONCTION CHIEN DE GARDE

Le « Watchdog » interne du MAX807 permet d'étendre la surveillance du déroulement correct du programme dans le système. Cette surveillance est activée à l'entrée WDI (*WatchDog In*) par un niveau haut ou bas. Si le niveau de l'entrée WDI ne varie pas (niveau haut ou bas) pendant plus de 1,6 s, la sortie WDO (*WatchDog Out*) passe de haut à bas et y reste jusqu'à ce que WDI change à nouveau de niveau.

Si l'on relie WDI à la sortie d'un microcontrôleur et, par exemple, WDO à l'entrée MR du MAX807, le programme du microcontrôleur doit alterner le niveau du signal WDI toutes les 1,6 s au moins, sous peine de faire passer WDO à l'état bas, ce qui entraîne une réinitialisation du microcontrôleur. En plaçant dans le programme un nombre suffisant de « commandes d'alternance du niveau » destinées à WDI, on évite toute réinitialisation forcée tant que le programme fonctionne correctement. Mais si le programme est pris, par exemple, dans une boucle sans fin par une erreur et ne transmet plus de commande à WDI, le microcontrôleur est réinitialisé de force et le programme est repris sans erreur depuis le début. Il n'est possible de désactiver la surveillance qu'en laissant WDI ouvert lors de la mise sous tension d'alimentation.

PROTECTION PAR AUTORISATION DU CIRCUIT

Une situation extrêmement critique peut se produire dans un système à microcontrôleur lors de la baisse subite de la tension du système causée délibérément par l'interruption de la tension d'alimentation ou par des défaillances. Les accès mémoire com-

Figure 2. Traitement du signal RAM CE.

plètement incontrôlés effectués par le microcontrôleur lors de ses ultimes convulsions peuvent causer la perte ou une mutilation involontaire de données importantes. Il faut éviter cette situation à tout prix. Un cas similaire se présente lorsque le système comporte une horloge en temps réel (RTC, *Real Time Clock*). Il faut éviter que le microcontrôleur n'altère par accident toutes les informations d'horodatage lorsque la tension s'effondre. Il faut en outre que la mémoire et la RTC continuent à être alimentées par une batterie de secours. La solution, fort simple, du premier problème est illustrée dans la figure 2 par l'exemple de la RAM de données. L'autorisation d'accès à la RAM par le microcontrôleur est donnée en gros par le signal CE de la RAM. Tant que ce signal reste haut, la RAM ne tient aucun compte des autres signaux du microcontrôleur. Ce n'est que lorsque CE passe à l'état bas (ce — signifie que ledit signal est actif au niveau bas) la RAM consent enfin à réagir. Le signal d'accès passe à présent par le MAX807. Le signal d'entrée RAM (CE IN, *Chip Enable In*) constitue le signal d'activation proprement dit de la RAM généré par le décodeur CE. Le dispositif MAX807 y substitue son propre signal de sortie CE_OUT.

La logique interne de surveillance et de commutation du MAX807 positionne adéquatement le commutateur S. Si la tension du système (+5 V, Vcc) est correcte et si aucune réinitialisation n'est en cours, S reste en position a : RAM est commuté sur CE_OUT et la RAM est adressée tout à fait normalement par le microcontrôleur.

Mais le dispositif MAX807 réagit instantanément (avant toute action critique du microcontrôleur) s'il détecte une baisse subite de la tension du sys-

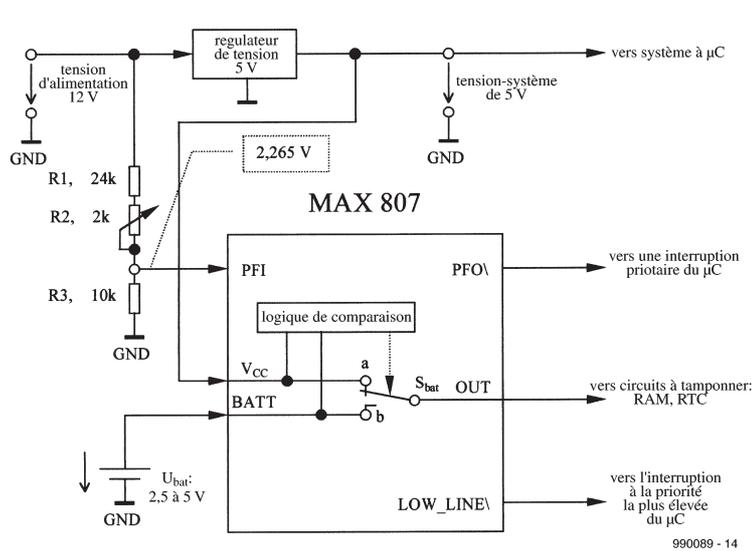


Figure 3. Surveillance à deux niveaux de la tension d'alimentation et du système avec fonction intégrée de batterie tampon.

tème ou une réinitialisation et commute S en position b. CE_OUT

est alors séparé de RAM et se trouve à une tension positive plus élevée, celle de l'alimentation Vcc ou celle de la batterie de secours BATT. Le microcontrôleur est donc totalement incapable de commander la RAM de façon incontrôlée ; la RAM est débranchée de sa commande et alimentée par la batterie de secours en cas de chute de la tension du système.

Le commutateur S ne revient à la position a que lorsque la tension du système est rétablie et en l'absence de réinitialisation manuelle et le microcontrôleur recouvre l'accès à la RAM.

SURVEILLANCE DE LA TENSION DU SYSTÈME

Il est très souvent nécessaire que le microcontrôleur d'un système effectue encore quelques tâches importantes avant la disparition totale de la tension d'alimentation. Cela implique toutefois que le contrôleur reçoive à temps un message l'en informant. Cette tâche incombe au comparateur de niveau bas (*Low Line Comparator*) du MAX807 qui surveille la tension du système et commute la sortie LOW LINE du MAX807 du niveau haut au niveau bas lorsque la tension arrive à un seuil dépassant de 52 mV la valeur du seuil de réinitialisation, soit 4,727 V. Cela active par exemple l'interruption non invalidable (NMI, *Non Maskable Interrupt*) du microcontrôleur. Le microcontrôleur abandonne immédiatement le déroulement normal du programme et exécute le sous-programme de traitement des interruptions (*Interrupt Service Routine*) défini par l'utilisateur en cas de coupure imminente de courant qui place le processus dans un état sûr

avant la disparition de la tension de système. Une hystérésis de commutation interne de 13 mV élimine les « rebonds » de la sortie LOW LINE.

SURVEILLANCE DE LA TENSION D'ALIMENTATION

Lorsqu'on a à faire à des applications très critiques, il peut s'avérer nécessaire d'informer le microcontrôleur bien plus tôt de la baisse subite de tension système ou d'alimentation. Le comparateur de coupure d'alimentation (*Power Fail Comparator*) du MAX807 qui permet de surveiller la tension d'alimentation de tout un système comportant un microcontrôleur (par exemple la tension du bloc d'alimentation de 12 V avant stabilisation à 5 V), fournit cet avertissement supplémentaire.

Si la tension à l'entrée PFI tombe au-dessous de 2,265 V, la sortie PFO passe de haut à bas et envoie une interruption au microcontrôleur. Celui-ci active alors la partie du programme consacrée au niveau d'avertissement préalable de coupure de tension d'alimentation. Il dispose d'un délai de réaction un peu plus généreux avant le seuil de 4,727 V du dernier avertissement et l'envoi ultime d'une interruption non invalidable NMI. L'entrée PFI est équipée d'une hystérésis interne de 20 mV pour s'assurer qu'elle commute à coup sûr. Un programme d'avertissement à 3 niveaux tourne pendant la chute de la tension de fonctionnement :

- ◆ mission d'un premier avertissement (interruption à priorité élevée) lorsque la tension d'alimentation tombe au-dessous de (par exemple) 8 V,
- ◆ émission d'un deuxième avertissement (NMI ou interruption à priorité élevée) lorsque la tension du système arrive à 4,727 V,
- ◆ réinitialisation du microcontrôleur (désactivation de tout le système) lorsque la tension du système descend

au-dessous de 4,675 V.

Raccorder PFI à GND pour que le MAX807 n'exécute pas cette fonction. PFO ne commutera plus.

GESTION DE LA BATTERIE DE SECOURS

Il faut recourir à une batterie pour sauvegarder les informations importantes de la RAM ou l'horodatage de la RTC lors de l'absence de tension système. Le dispositif MAX807 se charge aussi de cette fonction de sécurité : la batterie tampon (une pile au lithium de préférence) reliée à la broche BATT doit fournir une tension de 2,5 à 5 V. Le composant qui doit rester sous tension est alimenté par la broche OUT.

La logique du MAX807 compare en permanence les tensions Vcc et BATT et distingue entre les deux cas suivants :

- ◆ ($V_{cc} > \text{Tension du seuil de réinitialisation}$) OU ($V_{cc} > BATT$)

Le commutateur S_{bat} se trouve en position a, Vcc est raccordée à OUT, le composant est alimenté par la tension système normale.

- ◆ ($V_{cc} < \text{Tension du seuil de réinitialisation}$) ET ($V_{cc} < BATT$)

Le commutateur S_{bat} se trouve en position b, BATT est raccordée à la sortie, les composants à placer en alimentation tampon sont maintenant alimentés par la batterie. Le courant maximum de tampon ne devrait pas dépasser 20 mA. Mais cela suffit amplement pour tous les composants de mémoire vive, d'horloges en temps réel, etc. disponibles actuellement. Dans ce mode de fonctionnement en tampon, la sortie CE_OUT se trouve en position « haute » (tension de la batterie > 2 V) pour que la mémoire vive ne puisse être adressée par aucune combinaison de signaux externes.

Si cette option tampon n'est pas utilisée, BATT doit être raccordée à la terre, Vcc et OUT reliées l'une à l'autre.

Pour finir, MAX807 offre à l'utilisateur deux fonctions simples de gestion d'alimentation (provisoire) par batterie.

La sortie BATT ON indique quelle source de tension alimente la sortie OUT (haut : batterie tampon, bas : Vcc). Des dispositifs d'affichage ou de signalisation indiquant l'état de la commutation de tension peuvent y être raccordés.

La sortie BATT OK indique l'état de tension de la batterie tampon. La sortie BATT OK se trouve normalement en position haute, mais passe en position basse pour signaler que la tension de la batterie tampon est tombée au-dessous de 2,265 V, c'est-à-dire qu'elle devrait être remplacée d'urgence.

Texte: Rolf Gerstendorf

(990089)

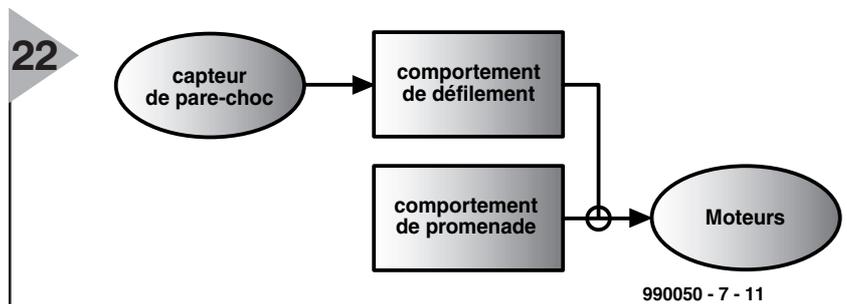
Bibliographie :

Fiche technique du MAX807 sous www.maxim-ic.com

cours de programmation

BASIC Stamp (7)

7^e partie: programmation inclusive



par Dennis Clark

Figure 22. Représentation simplifiée des procédures reposant sur l'inclusion.

ARCHITECTURE INCLUSIVE ET COMPORTEMENT DU ROBOT

Inclure une tâche consiste à l'englober au sein d'une tâche de priorité plus élevée. Lorsque l'on parle, en programmation de robot, d'inclusion, on décrit un processus au cours duquel un comportement inclut, ou prend le contrôle sur un autre, en respectant une priorité parfaitement établie (explicite) définie auparavant. La première description de cette architecture de comportement est due au Dr. Rodney Brooks dans son article « *A robust layered control system for a mobile robot* » publié dans le *IEEE Journal of Robotics and Automation*, RA-2, avril, 14-23, 1986. L'architecture d'inclusion idéale selon Brooks ne requiert pas qu'un comportement quelconque sache quoi que ce soit de n'importe quel autre comportement. Un robot programmé ainsi répond par réflexes à son environnement, réflexes basés sur des comportements simples. Ceci signifie en outre qu'il est possible « d'apprendre » de nouveaux comportements à un robot sans pour autant avoir à toucher à un autre de ses comportements. Cette approche facilite énormément l'amélioration de la programmation d'un robot. Un exemple de programmation inclusive dans le cas de notre robot BoE-Bot pourrait être, par exemple, de lui donner un

comportement le faisant choisir au hasard une direction dans laquelle il se déplacerait pendant un temps aléatoire lui aussi. Une fois terminée, cette routine (que nous pourrions appeler comportement actuel) choisira une nouvelle direction et cela pendant une durée à nouveau aléatoire. Comme nous ne voulons cependant pas rester bloqués par un mur ou un pied de table, nous allons ajouter un comportement qui scrute le pare-choc et qui, si le robot rencontre un obstacle, lui fera faire marche arrière et s'écarter de l'obstacle. Nous voulons donner au comportement « pare-choc » (bumper) la priorité sur le comportement de déplacement que nous avons baptisé « promenade » (wander) raison pour laquelle le premier comportement inclura le second et prendra le contrôle des moteurs des roues pour s'écarter du mur. Le comportant « pare-choc » ayant une priorité plus élevée que le comportement de « promenade », nous avons la certitude que notre petit BoE-Bot pourra se détourner des obstacles qui bloque son chemin (se défiler). De plus, si le comportement « promenade » a opté pour une durée de déplacement très longue dans la dernière direction qu'il avait choisi de suivre, une fois la routine pare-choc parcourue, le comportement « promenade » reprendra l'affaire en main et continuera son petit bon-

homme de chemin comme s'il ne s'était rien passé.

Vu que chaque comportement est indépendant et que nombre d'entre eux réagissent simplement à l'environnement du robot, nous pouvons créer un ensemble de comportements dont les interactions respectives ne sont pas programmées et verrons des combinaisons de comportements imprévues ! C'est ce que l'on appelle un comportement *émergeant* parce que nous ne l'avons pas prévu, il est né de l'interaction du robot sur son environnement. Dès lors que l'on permet l'apparition d'un comportement émergeant, nos robots paraissent prendre leur destin en main et cessent de refaire sans arrêt la même chose. Plus important dans le monde réel, il est possible de programmer certains comportements en vue d'effectuer une tâche donnée, voire de prendre un objet, sans avoir à se soucier de la tâche primaire d'éviter de tomber dans un trou ou de percuter un rocher.

Nous pouvons rendre graphiquement l'ensemble simple de comportements que nous venons juste de décrire par un diagramme de réseau d'inclusion. La figure 22 rend nos comportements simples de promenade/pare-choc. Les ovales sur la gauche constituent les entrées (*input*), les rectangles au centre sont les comportements et les ovales sur la droite sont les sorties (*output*).

Listage 10.

```
'Constantes et variables de la routine servo
LEFT con 15      'port 15, moteur gauche
RIGHT con 3      'port 3, moteur droit
SACT con 5       'passer 5 fois par la boucle
drive var word   'les 2 côtés dans la variable
ldrive var drive.byte1
                'le côté gauche se trouve là
rdrive var drive.byte0 'le côté droit ici
aDur var byte 'compteur de durée
```

```
act:'routine de commande de la servo
  if aDur > 0 then aDec
    aDur = SACT 'exécuter état 1
    pulsout LEFT,lmotor * 10
    pulsout RIGHT,rmotor * 10
    goto aDone      'état 1 est exécuté
aDec:
  aDur = aDur - 1 'exécuter état 2
aDone:
return
```

À l'endroit où une ligne d'un comportement à priorité plus élevée coupe une ligne d'un comportement à priorité plus faible allant vers son système d'activation de sortie (*Moteurs* dans le cas présent), on dit que le comportement de priorité plus élevée *inclut* (prend le contrôle sur) le comportement de priorité plus faible. Cette situation est visualisée sur l'ordino-gramme ci-dessus par le dessin, à l'endroit d'intersection de la ligne de comportement de défilement (*get away*) et de celle du comportement de promenade, d'un petit cercle englobant la jonction. Il est possible de trouver plusieurs intersections en différents endroits des lignes de direction, ce graphique illustrant clairement la logique d'inclusion (de soumission pourrait-on même dire). Accordez-vous la liberté de trouver de nouvelles manières de visualiser le réseau de votre robot, il existe plusieurs manières pour représenter un ordino-gramme d'inclusion.

ET ENSUITE ?

Prenez le temps de vous habituer à ces diagrammes et aux modes de pensée qu'ils impliquent. Dans les prochains chapitres nous utiliserons ces idées et broderons sur ces diagrammes simples que nous étendrons. Chacun des chapitres sera subdivisé en blocs faciles à comprendre tels que variables requises, ports d'E/S utilisés et nouvelles instructions. Nous verrons également le processus de définition des Machines d'État et comment utiliser nos diagrammes de réseau d'inclusion pour comprendre les priorités comportementales.

PHASE 1 : MISE EN MOUVEMENT DU BOE-BOT ET LA MACHINE D'ÉTAT FINI

Un robot immobile ne présente que fort peu d'intérêt. Maintenant que vous avez modifié vos servos, les avez connectés aux ports d'E/S du Stamp II et vérifié leur fonctionnement correct, nous allons faire en sorte que notre BoE-Bot se meuve aléatoirement dans son environnement. Il nous faut, pour implémenter cette fonctionnalité simple, 2 modules : un module servant

à déterminer la direction et la durée de déplacement dans cette direction restant ainsi qu'un second pour le transfert de commandes à ses roues.

Nous allons baptiser ces modules « promenade » (*wander*) et « action » (*act*). Il ne s'agit pas, à proprement parler, d'un comportement mais d'une sortie qui sera dotée de l'étiquette « *Moteurs* » sur notre diagramme. « Promenade » est lui un comportement et apparaîtra partant sous cette forme dans nos diagrammes d'inclusion.

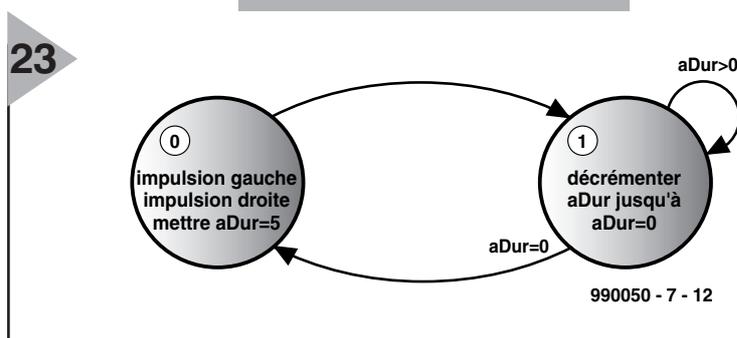
La Machine d'État et le code Stamp II pour « Act »

Nous savons qu'il nous faut, pour que les servos fassent tourner les roues, une impulsion de sortie d'une largeur comprise entre 1 et 2 ms, une impulsion de 1,5 ms correspondant au neutre (arrêt). Nous savons également qu'il nous faut une répétition de cette impulsion toutes les 20 à 30 ms si l'on veut une rotation continue des servos. Cela signifie que nous avons 2 opérations à programmer. La première consistera à « envoyer l'impulsion en sortie », la seconde à « attendre 20 ms » temporisation au bout de laquelle nous revenons à l'état 1. Comme nous avons 2 servos à piloter nous pouvons en fait parler de 3 opérations, « impulsion en sortie pour la servo gauche », « impulsion en sortie pour la servo droite » et « attente ». Nous allons, pour ne pas compliquer inutilement ce module, le limiter à 2 états, le premier consistant à l'émission des impulsions, l'autre à introduire une temporisation jusqu'à l'impulsion suivante. Comme nous savons qu'il nous faudra répéter l'im-

pulsion toutes les 20 à 30 ms mais que nous n'avons pas l'intention de passer tout notre temps dans le module « Act » en attendant que la temporisation se passe, cela implique qu'il nous faudra entrer dans et sortir de ce bloc de code un certain nombre de fois avant que ne soit réalisée la totalité des transitions d'état prévues. Nous savons que chaque instruction requiert de l'ordre de 250 μ s pour son exécution sur le Stamp II, ce qui nous permet de savoir combien de temps il faudra, approximativement, à chacun des modules appelés, pour s'exécuter : il suffit de compter le nombre d'instructions et de le multiplier par 250 μ s. Nous allons, pour le moment, supposer qu'il va nous falloir 5 passes par l'état 2 pour une temporisation de 20 ms. Au fur et à mesure que nous écrirons d'autres modules nous réactualiserons cette estimation, mais elle constitue un bon point de départ. Dessinons notre Machine d'État pour comprendre ce que nous voulons et peut-être que nous découvrirons l'une ou l'autre erreur de logique que nous pourrions faire !

Il est utile, avant de nous lancer dans la construction de nos Machines d'État, de définir toutes les actions que nous voudrions voir notre fonction de comportement ou de sortie effectuer. Chacune de ces fonctions peut être regroupée, en un état individuel. Voyons comment définir une fonction de commande de moteur que nous avons baptisée plus haut routine « *act* ».

Figure 23. Chronodiagramme de la procédure « act ».



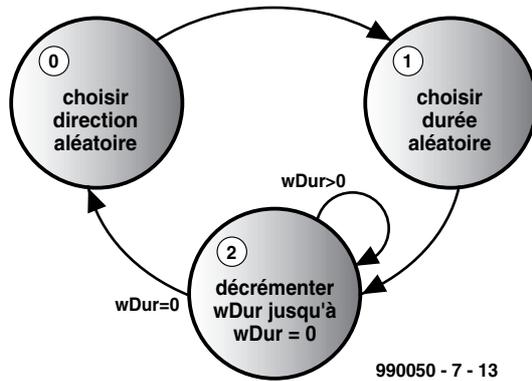


Figure 24. Chronodiagramme de la procédure « wander ».

```

State 0
Output left servo pulse value
Output right servo pulse value
Set the number of iterations
(aDur) = 5
State 1
Decrement aDur
If aDur = 0 then go to state 0
  
```

Nous disposons d'une liste détaillée des actions devant avoir lieu, dans notre Machine d'État, au cours de la procédure « action » (*act*). Nous pouvons dessiner maintenant le diagramme d'état avec le détail suffisant; c'est ce que nous propose la figure 23. Ce diagramme d'état nous raconte l'instant de chaque transition et la fonction de chacun des états. La transition de l'état 0 (à gauche) vers l'état 1 se fait toujours, il n'y a pas de condition. Cependant, on a transition de l'état 1 (sur la droite) vers l'état 0 lorsque $aDur = 0$. On notera la présence, dans l'état 1, d'une boucle refermée sur elle-même. Ceci signifie que l'on a une *itération* de cet état, ce qui signifie, dans le cas présent, que nous entrerons à *plusieurs reprises* dans cette partie du module avant qu'il ne soit terminé. Examinons ce diagramme avec attention. Il nous montre très clairement ce

que notre module « *act* » doit faire et l'ordre des différents processus. Imaginons ce qui se passerait si nous envoyions l'impulsion de sortie du moteur gauche dans un état différent que l'impulsion de sortie du moteur droit; que se passerait-il ? Nous pouvons dire, pour le moment, que chaque cercle (état) est un endroit par lequel nous entrons dans le module de notre programme et décidons des actions à entreprendre. Vous devriez à présent vous rendre compte, en ce qui nous concerne, de la puissance de ce concept !

Le **listage 10** donne le code remplissant les fonctions de notre module « *act* ». À partir de maintenant, les déclarations de variables seront placées à gauche et le code proprement dit à droite. Il est recommandé, pour faciliter la (re)lecture d'un programme et sa modification, de ne pas avoir peur d'utiliser l'instruction *constantes (con)* et de ne pas utiliser de « nombres magiques » enfouis au coeur de votre code.

Voici la forme que nous donnerons à nos programmes. Rappelez-vous que tout ce qui suit un « *'* » est du commentaire et partant ne constitue pas une instruction. Nous allons voir la raison de la multiplication par 10 des valeurs

correspondant à *lmotor* et *rmotor*.

Il nous faut, si nous envisageons d'écrire un « gros » programme, réserver un domaine espace variable. Le langage PBASIC connaît quelques techniques très astucieuses d'utilisation de cet espace variable. Les instructions *pulsout* se traduisent par l'envoi, vers nos moteurs de servo, d'une impulsion de la largeur requise pour la vitesse et la direction prévues. La variable *drive* est un mot composé de 2 octets, *byte0* et *byte1*. Vous verrez, lorsque nous créerons le code du module de « promenade » (*wander*) au cours de la prochaine phase, pourquoi cette approche est pratique pour représenter les variables de commande du moteur !

PHASE 2: LE BOE-BOT SE PROMÈNE

Tout ce que nous demandons au comportement de « promenade » (*wander*) est un choix de direction et une durée de déplacement dans ladite direction aléatoires. L'écriture de ce module n'est pas plus difficile que celle du module « *act* »; nous verrons également qu'il est facile d'ajouter de nouveaux comportements et comment faire pour que ces comportements se rappellent ce qu'ils font. La première étape de conception de la forme que nous voulons donner à une Machine d'État Fini (MEF) est de faire une liste de tous les pas à effectuer et de toutes les fonctions de transition qu'il va falloir tester. Une fois cette liste établie, nous pouvons dessiner la Machine d'État.

Voici la liste d'action correspondant à la fonction « promenade » (*wander*) :

État 0 (*State 0*)

Choisir la direction à suivre par l'utilisation de la fonction *aléatoire (random)*

Listage 11.

```

'Instructions de la commande de servo
fd con $6432 'avant
rv con $3264 'arrière
st con $4b4b 'arrêt
tr con $644b 'tourner à droite
tl con $4b32 'tourner à gauche
rr con $6464 'rotation à droite
rl con $3232 'rotation à gauche
'valeurs de wander (promenade)
wstate var byt e 'état de la MEF
wDir var word 'valeur de wander
wDur var byte 'durée de wander
  
```

```

wander:
branch wstate,[wDir,wDur]
'Ceci est l'état 2
wDur = wDur - 1
  
```

```

if wDur > 0 then wDone1
drive = wDir 'recevoir direction
wstate = 0 'RAZ état
wDone1: 'terminé
return
wDir: 'choisir direction
random seed 'direction aléatoire
i = seed & %111 'masquer pour 0-7
lookup i,[tr,fd,fd,fd,rr,fd,fd,tl],wDir
'choisir direction
wstate = 1 'état suivant
return
wDur: 'choisir durée
random seed 'générer nombre aléatoire
wDur = (seed & %111111) + 20
'masquer pour 64 et ajouter 20 pour durée
'plus longue
wstate = 2 'état suivant
return
  
```

wDir
 Aller à l'état 1 (State 1)
 État 1 (State 1)
 Choisir une durée de déplacement par l'utilisation de la fonction aléatoire (wDur)
 Ajouter un temps minimum à la durée aléatoire pour éviter que celle-ci ne soit trop courte
 Aller à l'état 2 (State 2)
 État 2 (State 2)

Décrementer wDur
 Si wDur = 0 aller à l'état 0 (State 0)

La **figure 24** donne le diagramme de Machine d'État de notre comportement de « promenade » (*wander*). Certaines de flèches ne comportent pas d'étiquette de transition. On peut en effet se passer de fonction de transition lorsqu'une Machine d'État passe automatiquement d'un état à un autre sans

qu'elle n'ait à prendre de décision. Le but de module de « promenade » (*wander*) est, répétons-le, le choix aléatoire d'une direction de déplacement pour notre robot et d'une longueur, aléatoire elle aussi, de cette durée de déplacement dans cette direction. L'instruction *random()* joue, on le comprend, un rôle important dans la logique de promenade. *Random* utilise une variable de type mot (*word*) et requiert

Listage 12.

```
'Paramètres de base
I      var      byte      'compteur de boucle, au cas où
Tmp    var      word      'stockage temporaire
Seed   var      word      'générateur nombre aléatoire
'Voici les routines pour les servos
LEFT   con      15        'port pour la roue gauche
RIGHT  con      3         'port pour la roue droite
SACT   con      5         'nombre de passage par la routine act
Drive  var      word      'combiné de commande des roues
Ldrive var      drive.byte1 'commande de la roue gauche
Rdrive var      drive.byte0 'commande de la roue droite
ADur   var      byte      'durée de l'impulsion gauche
'Instructions de commande des servos
fd     con      $6432     'avant
rv     con      $3264     'arrière
st     con      $4b4b     'arrêt
tr     con      $644b     'tourner à droite
tl     con      $4b32     'tourner à gauche
rr     con      $6464     'rotation à droite
rl     con      $3232     'rotation à gauche
'valeur de promenade (wander)
wstate var      byte      'octet partagé
wDir   var      word      'wander value
wDur   var      byte      'wander duration
'paramètres d'exécution
wstate =0          'état initial de wander
main:              'voici la boucle d'exécution principale
    gosub wander
    gosub act
goto main
'=====
'Ci-après, les comportements
'=====
wander:            'se promener sans but et au hasard
    branch wstate,[wDir,wcDur] 'l'état 2 suit immédiatement
    wDur = wDur - 1
    if wDur > 0 then wDone1
        drive = wDir          'saisir la direction
        wstate = 0           'RAZ de l'état
wDone1:           'terminé
    return
wcDir: 'choisir la direction
    random seed          'direction aléatoire
    i = seed & %111      'ne masquer que 0-7
    lookup i,[tr,fd,fd,fd,rr,fd,fd,tl],wDir 'choisir la direction
    wstate = 1          'état suivant
    return
wcDur: 'choisir la durée
    random seed          'direction et durée aléatoires
    wDur = (seed & %111111) + 20 'masquer pour 64 choix
    wstate = 2          'nouvel état
    return
act:              'fait tourner les moteurs des servos
    if aDur > 0 then aDec 'déjà au travail, j'en suis là
        aDur = SACT      'nombre de passages par cette routine
        pulsout LEFT,ldrive * 10
        pulsout RIGHT,rdrive * 10
aDec:            'décrémentation
    aDur = aDur - 1
aDone:
return
```

une « semence » (*seed*) pour la définition de la valeur que cette instruction fournira. Nous utiliserons cette dernière valeur comme semence pour la suivante. Nous utiliserons en outre un *masque* de manière à garder les nombres à l'intérieur d'un domaine prédéfini; une plage étroite pour les changements de direction, une plage plus large pour la durée. Autre caractéristique intéressante, l'instruction *lookup*. Cette instruction utilise une variable du type mot; comme nous avons découpé la variable *drive* en 2 variables, *byte0* et *byte1*, nous pouvons saisir les valeurs des moteurs gauche et droit en une seule instruction *lookup* ! Le **listage 11** nous montrera comment procéder; vous verrez combien cela nous facilitera toute modification de la mission à remplir par le robot.

Dans le listing toutes les instructions de commande de moteur utiles sont précédées par un « \$ ». Ce « dollar » identifie ces valeurs comme étant des nombres hexadécimaux (_{HEX}); le choix de nombre hexadécimaux tient au fait qu'il est facile d'en identifier les moitiés gauche et droite (*byte1* et *byte0*), nombres utilisés pour les moteurs gauche et droit respectivement. Cela implique évidemment la compréhension du système hexadécimal. En hexadécimal, chaque chiffre, 0 à 9, représente le chiffre correspondant, les lettres A à F symbolisant, dans l'ordre, les nombres 10, 11, 12, 13, 14 et 15. Le chiffre le plus à droite représente, comme dans le système décimal, les

« unités », mais il sait compter de 0 à 15. Le chiffre placé directement à sa gauche représente celui des « semaines » (16); il suffit de multiplier le chiffre placé à cette position par 16 et d'ajouter le résultat de cette opération à la valeur décimale représentée par le chiffre placé à sa droite pour obtenir le nombre décimal correspondant. Nos nombres ont 4 chiffres, mais rappelez-vous, cela tient uniquement au fait que nous visualisons simultanément les valeurs des moteurs gauche et droit; nous pouvons considérer les 2 chiffres de gauche comme un nombre distinct des 2 chiffres de droite qui représentent eux aussi un nombre propre.

Dans ce cas-là, le nombre hexadécimal \$1C vaut : $16 + 12 = 28$. Vous vous souvenez que nous avons dit, dans le paragraphe précédent, que nous verrions pourquoi « act » multiplie les nombres *ldrive* et *rdrive* par 10 ? Il est temps de voir pourquoi. Un octet ne peut représenter que des valeurs comprises entre 0 et 255. Nos servos requièrent des nombres compris entre 500 et 1 000. Pour nous retrouver dans cette plage nous allons utiliser les nombres compris entre 50 et 100 (tous inférieurs à 255) pour la définition de la vitesse du moteur pour ensuite procéder à leur multiplication par 10, ce qui nous donne la plage comprise entre 500 et 1 000 requise. On ne dispose pas de toutes les valeurs, mais cela est sans la moindre importance lorsque l'on commande des moteurs de servo-commandes modifiées pour les utiliser en

tant que roues. Nous disposons maintenant de pratiquement tout ce qui est nécessaire pour obtenir de notre robot qu'il se promène, sans but défini, dans une pièce. Presque tout. Nos fonctions *wander* et *act* sont des routines, ce qui signifie qu'il nous faut un programme pour les appeler. La boucle définie par *main* et *goto main* constitue le « cerveau » de notre robot. Le **listage 12** vous donne le programme dans sa totalité avec les variables, les routines, les boucles d'initialisation (*setup*) et principale (*main*) de manière à ce que vous puissiez voir comment les différentes pièces du puzzle s'emboîtent. Entrez ces données par le biais du programmeur de Stamp II et regardez quelques instants votre petit robot de promener en rond dans la pièce. Faites attention à ce qu'il ne percute pas d'obstacle ! Dans l'article du mois prochain nous allons lui apprendre à éviter d'entrer dans un mur. Notez le paramétrage de la section d'action du code. Comme nous voulons être assurés que le comportement de « promenade » (*wander*) soit initialisé correctement, nous définissons l'état correspondant. Il nous faut en outre veiller à ce que les routines *wander* et *act* soient appelées régulièrement, raison pour laquelle ces 2 routines sont placées dans une boucle démarrant à *main*.

Cette boucle constituera une caractéristique importante de notre code dès lors que nous mettrons à doter notre robot de nouveaux comportements !

(990050-7)

électronique en ligne

faire sa table traçante *tracer, découper, fraiser à l'aide de moteurs pas à pas*

Une table traçante est un outil de dessin que son prix met hors de portée de l'amateur, en particulier lorsqu'il s'agit de travailler sur des surfaces de papier importantes (A3 ou A2). Un bon bricoleur sachant travailler avec soin peut, à l'aide de quelques moteurs pas à pas et une poignée de pièces mécaniques, réaliser une table traçante capable de résultats impressionnants.

Les lecteurs assidus d'Elektor se souviennent sans aucun doute de la table traçante à faire soi-même, Mondrian, que nous leur proposons voici près de 13 ans, en 1987. Même aujourd'hui il reste des amateurs d'électronique éclairés qui conçoivent et réalisent leur propre table traçante, écrivent les programmes requis pour leur pilotage et, qui plus est, mettent tout ce matériel à la disposition d'autres amateurs. Internet regorge de sites oeuvrant dans ce sens et offrant à tout amateur une quantité impressionnante d'informations sur le sujet. Notre premier arrêt se fera chez Luberth Dijkman, lui-même un grand amateur de tables traçantes et source de notre intérêt sur ce sujet. Sa page plotter, sise à l'adresse

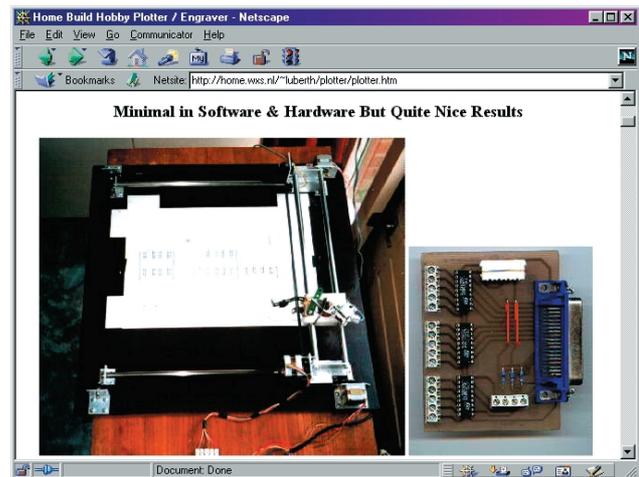
<http://home.wxs.nl/~luberth/plotter/plotter.htm>

rassemble une collection étonnante d'informations concernant ce sujet. Nous y trouvons les caractéristiques de la table traçante qu'il a réalisé lui-même ainsi qu'un nombre de programmes de pilotage d'un périphérique de ce genre. Il existe des programmes pour différentes plates-formes et en différents langages (QBASIC, Pascal, C), chaque visiteur y trouvera, partant, son bonheur. On y trouve, outre les pilotes (adaptés à différents types de circuits intégrés de commande), des programmes de conversion permettant, par exemple, de convertir des polices True Type en format vectoriel.

On y trouve également de nombreux liens vers d'autres sites Internet dédiés au même sujet, et allant de descriptions de tables traçantes et de fraiseuses à réaliser soi-même jusqu'aux sites vendant des kits comportant toutes les pièces nécessaires. Mr Luberth régit en outre un Forum consacré aux tables traçantes de réalisation personnelle où l'on pourra poser ses questions.

Rick Schuitemaker régit un autre site néerlandais consacré aux tables traçantes, celle de Scumari Technohobbies sise à l'adresse : <http://www.scumari.demon.nl/plotter/plotnl.htm>.

Le site <http://www.bcs-computersysteme.com/software/cnc/index.htm> montre une très belle fraiseuse CNC de la firme allemande BCS Computersysteme; signalons qu'il s'agit d'un développement 100% privé, raison pour laquelle la société



BCS ne fournit pas de pièces.

Internet est vraiment international, la preuve, on fait des tables traçantes même au Brésil à l'adresse :

<http://www.geocities.com/ResearchTriangle/3215/plotter.htm>.

Il est intéressant de noter que ce site renvoie à celui de Luberth Dijkman.

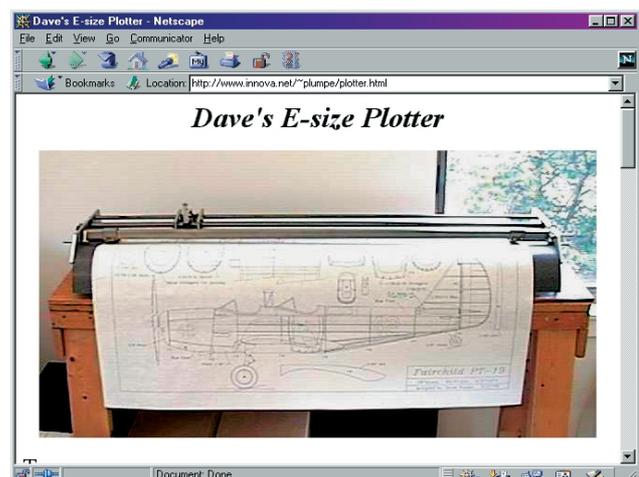
Pourquoi ne pas faire, si vous voulez en savoir encore plus quant à la construction d'une table traçante de taille importante, un tour sur le site de Dave Rigotti à l'adresse :

<http://www.innova.net/~plumpe/plotter.html>

où il présente une table traçante de format-E. Dave Rigotti est l'une des personnes mettant à disposition toutes sortes de matériels requis pour la réalisation d'une table traçante, les moteurs pas à pas et circuits intégrés de commande entre autres : <http://hometown.aol.com/drigotti/HobbyCNC.htm>.

Si vous n'avez pas peur de la mécanique fine, cette page sera une véritable source d'inspiration.

(005021)



commande de volume numérique

pour l'audio-DAC 2000

Ce montage a été conçu à l'intention spéciale des réalisateurs de l'audio-DAC 2000 qui ne se satisferaient pas de son volume fixé une fois pour toutes. Une intervention mineur sur la platine de l'audio-DAC associée à un système à microprocesseur élémentaire, il n'en faut pas plus pour le doter d'une luxueuse commande de volume/balance pilotée par touches. Et cela sans parler d'un niveau de départ prédéfinissable !



Dans le second article consacré à l'audio-DAC 2000 (Elektor n°259, décembre 99) nous évoquions l'existence, au coeur du filtre d'interpolation DF1704, d'un atténuateur numérique pouvant être piloté par logiciel. Nous signalions à demi-mot que l'on pouvait envisager d'utiliser cette spécificité pour, en combinaison avec un processeur externe, réaliser une commande de volume numérique.

Nous aurions peut-être mieux fait de ne rien suggérer; cette potentialité latente n'a bien évidemment pas manqué de se traduire par une volée de questions. Nous nous sommes, partant, mis en besogne pour concevoir une platine d'extension qui permettrait de doter l'audio-DAC d'une commande de volume.

Voici le résultat de nos efforts : un système à processeur taillé sur mesure et sur lequel tourne un programme spécialement développé à cet effet, permettant, par le biais de touches +/- et gauche/droite, de jouer, par pas de 0,5 dB, sur le volume et la balance, cette valeur de pas permettant une évolution souple. Une 5^{ème} touche permet de passer à un niveau de volume prédéfini et à une balance « au centre », une action simultanée sur les touches 1

et 5 se traduisant par une fonction de silencieux (*mute*). La réalisation de ce montage est facile, sa connexion à la platine de l'audio-DAC un jeu d'enfant.

UN RIEN DE MATÉRIEL

Il faut, pour pouvoir piloter les atténuateurs numériques intégrés dans le DF1704, que ledit filtre numérique se trouve en mode « software ». Comme l'indiquait le second article consacré à l'Audio-DAC 2000, le circuit intégré est forcé à cet état par la mise en l'air de la broche 10 du DF1704. Ses broches 13, 12 et 11 sont dès lors les entrées ML, MC et MD du port de commande par logiciel trifilaire. Il suffit, pour avoir, sur la platine de l'audio-DAC, accès à ces entrées, de dessouder l'interrupteur DIP S2 et de le remplacer par un connecteur DIL à 8 broches pour câble plat.

Pour éviter toute ambiguïté, la **figure 1** vous propose la partie correspondante du schéma.

Le connecteur tout juste monté se verra connecter 8 des conducteurs d'un morceau de câble plat à 10 conducteurs dont l'autre extrémité sera reliée à une embase HE-10 à 10 contacts standard présente sur la platine principale (μ C) de la commande de volume. Les

2 conducteurs inutilisés sont mis à la masse et servent de blindage pour les signaux.

On retrouve, en **figure 2**, l'électronique de la commande de volume. Il est évident, au premier coup d'oeil, que l'on se trouve en présence d'un système à microprocesseur élémentaire : un processeur 80C32, IC1, un verrou d'adresses, IC2, une EPROM programmée à bon escient, IC3, et un circuit de RAM, IC4. Le câble plat en provenance du DF1704 vient s'enficher dans l'embase K1. Les 5 touches de commande, S1 à S5, prennent place sur une platine distincte qui sera séparée de la platine principale. L'interconnexion de ces 2 platines se fait par le biais d'un morceau de câble en nappe doté d'un connecteur à chacune de ses extrémités, connecteurs enfichés respectivement dans les embases K2 et K3.

Le circuit comporte en outre un interrupteur DIP quintuple, S6, destiné à la pré-définition du volume de la touche S3. Il est de plus prévu de la place pour un récepteur optique, IC5. Ce dernier n'est pas (encore) fonctionnel, mais sa présence offre, aux amateurs entreprenants, des perspectives de télécommande de la commande de volume; il leur faudra écrire eux-mêmes le bout de logiciel requis à cet effet. Seule partie du schéma dont nous n'avons pas parlé, l'alimentation. Elle est de structure classique, basée sur un pont de redressement, un filtre et un régulateur de tension, IC6. Nous avons opté pour une mise à disposition externe de la tension d'alimentation régulée de 5 V en vue d'applications ultérieures potentielles.

4 REGISTRES

Le DF1704 possède 4 registres internes baptisés MODE0 à MODE3, registres définissant le paramétrage du filtre. Les atténuateurs ne peuvent être commandés que s'ils sont en mode « software », ce qui implique qu'après mise sous tension, le processeur doit leur transférer un paramétrage défini. Les interrupteurs DIP de la platine du convertisseur (DAC) ne remplissent plus, en mode « software », la moindre fonction. La page 10 de la fiche de caractéristiques originale du DF1704 de Burr-Brown donne toutes les informations nécessaires pour la programmation des différents paramètres. Ladite fiche de caractéristiques se trouve à l'adresse Internet de Burr-Brown, à savoir : www.burr-brown.com.

Il y a, outre ceux qui se laissent également réaliser sous la forme de matériel, 3 paramètres exerçant une influence sur la technique de paramétrage des atténuateurs. Le bit 2 du registre MOD3 est le bit ATC (*Attenuator*

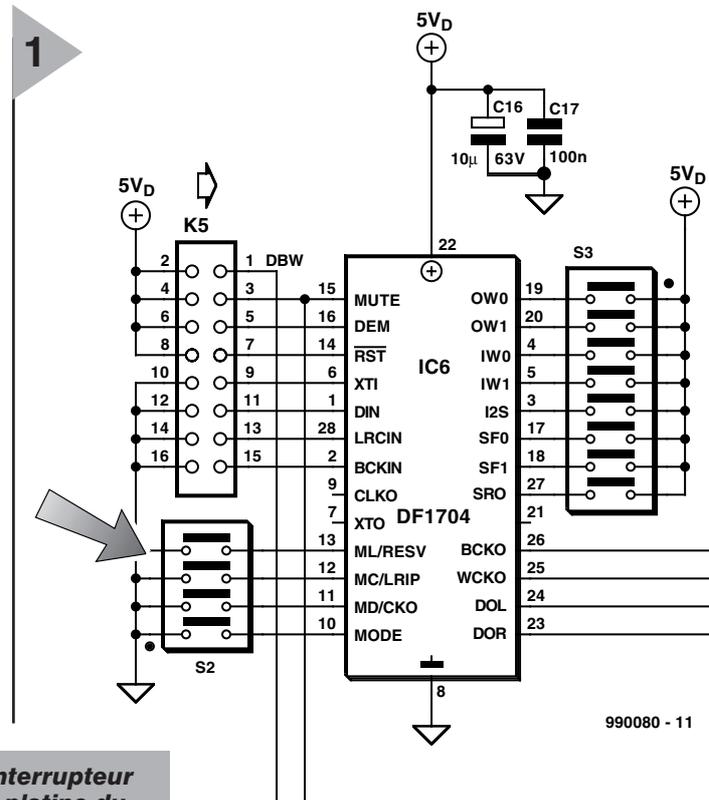


Figure 1. L'interrupteur DIP S2 de la platine du DAC est remplacé par un connecteur DIL pour câble plat à 8 broches.

Control). C'est ce bit qui détermine si les atténuateurs gauche et droit utilisent des données différentes ou s'ils reçoivent les mêmes données. Si le bit ATC se trouve à « 0 » les 2 atténuateurs peuvent être paramétrés indépendamment l'un de l'autre. Si ATC est à « 1 » les 2 atténuateurs sont couplés et les données de l'atténuateur gauche servent à paramétrer le registre MODE0. Dans le cas de notre commande de volume nous avons opté, en vue d'une possibilité de commande de la balance, pour l'existence de données distinctes, de sorte que ATC se trouve toujours à « 0 ». De ce fait, le registre MODE0 contient une donnée de 8 bits pour le canal gauche, le registre MODE1 un octet pour le canal droit. En plus de 2 bits d'adresse, les registres des atténuateurs comportent un bit dit DLL (*Attenuator Data Load Control Left*) pour le canal gauche et DLR pour le canal droit. Si DLL ou DLR se trouve à « 1 » l'atténuateur correspondant se laisse paramétrer. Si ledit bit est à « 0 » le paramètre reste inchangé. Le processeur met toujours DLL et DLR à « 1 » de sorte que c'est au logiciel de déterminer si un atténuateur donné doit recevoir de nouveaux paramètres. Tous les registres travaillent avec des données à 16 bits, le bit de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*), le bit 15, étant transmis en premier. Les 5 bits de poids fort sont réservés et ne remplissent pas de fonction. Les bits 9 et 10 représentent, respectivement, les bits d'adresse A0 et A1.

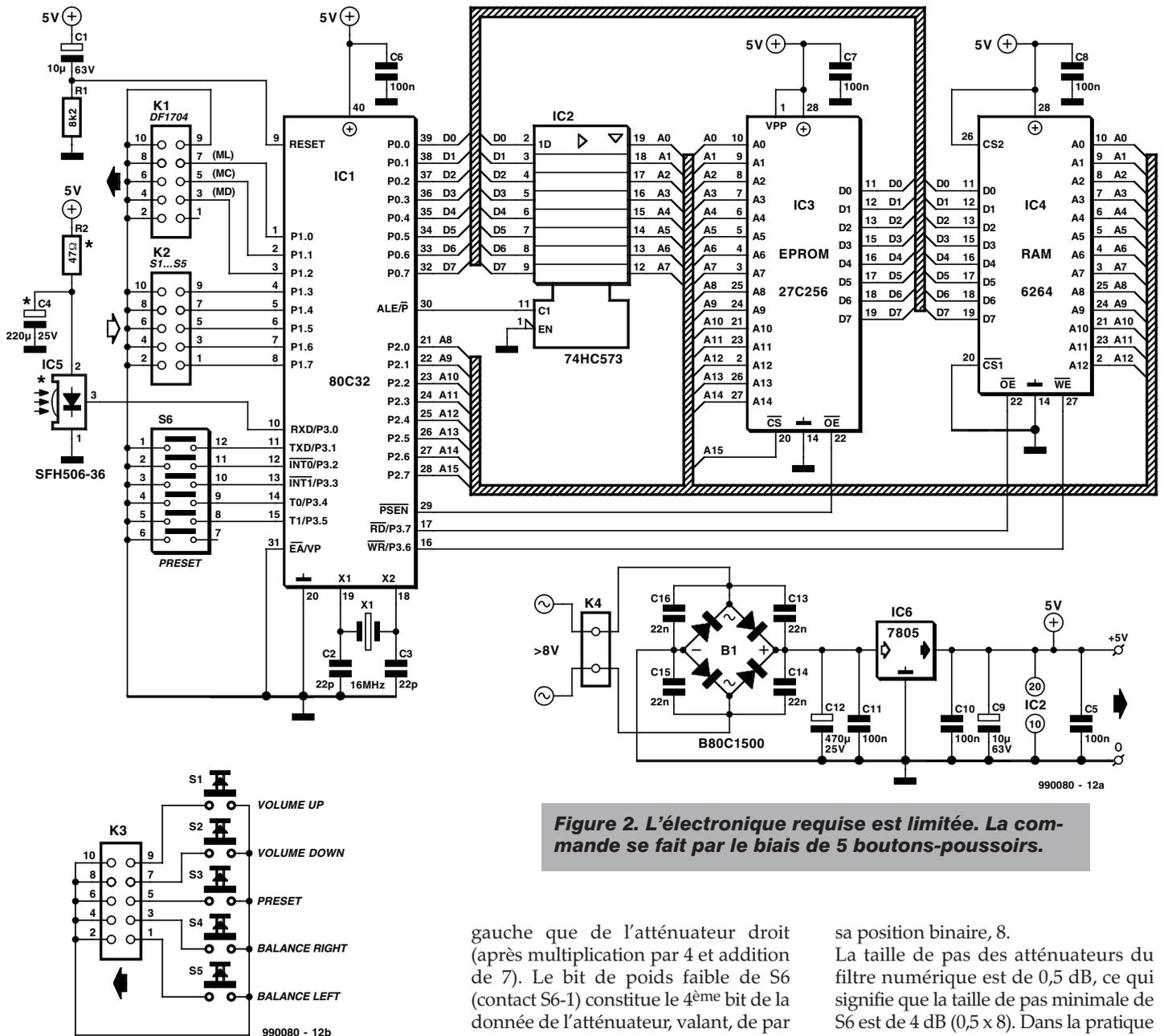
LE LOGICIEL

Le programme requis par la commande de volume a été développé en NiliPascal 3.0. Le listage complet du programme prenant trop de place nous ne l'avons pas reproduit et vous le proposons sur le site Internet d'Elektor à l'adresse www.elektor.presse.fr. L'ordinogramme de la **figure 3** vous donne une idée de ce qui se passe lors d'une action sur chacune des 5 touches que comporte la platine de commande.

Le processus débute, après mise sous tension, par une temporisation de 2 secondes de façon à être certain que toutes les remises à zéro (RAZ) sont désactivées. On a ensuite initialisation du filtre numérique, processus au cours duquel tous les registres sont pourvus de données. Le **tableau 1** donne le paramétrage des registres MODE0 à MODE3.

Les registres MODE2 et MODE3 reçoivent à chaque fois les mêmes données (à chaque action sur la touche PRE-SET). La plupart des paramètres sont ceux recommandés par Burr-Brown en mode matériel (*hardware*), à savoir Soft Mute = OFF, De-emphasis = OFF, Input Data Format et Word Length = I2S 24 bits, Output Data Word Length = 24 bits, LRCIN Polarity Selection = Left Channel est haut (HIGH), Right Channel est bas (LOW), Digital Filter Roll-Off selection = sharp roll-off et Sampling Frequency Selection for De-emphasis function = 44,1 kHz.

C'est à dessein qu'il a été choisi de ne pas supporter la désaccentuation (*de-emphasis*) – il aurait fallu établir une liai-

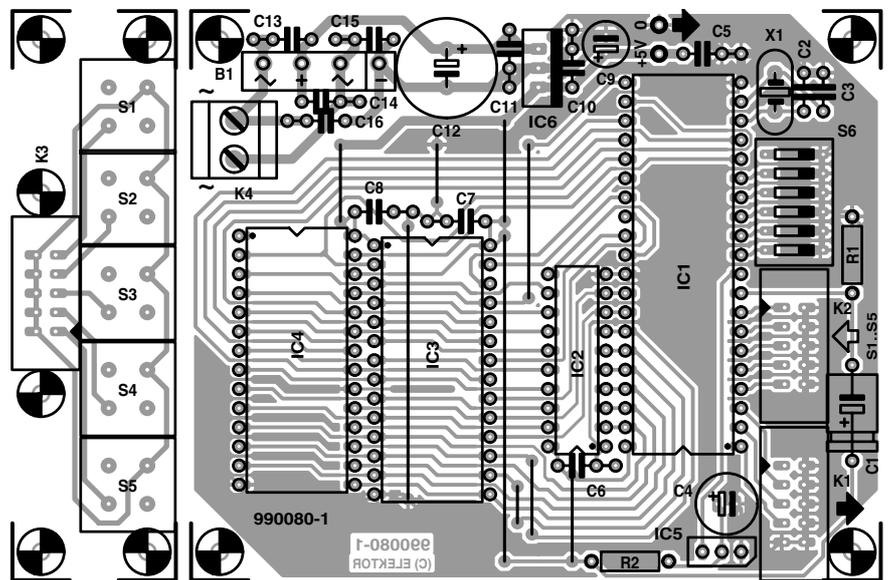


gauche que de l'atténuateur droit (après multiplication par 4 et addition de 7). Le bit de poids faible de S6 (contact S6-1) constitue le 4^{ème} bit de la donnée de l'atténuateur, valant, de par

sa position binaire, 8. La taille de pas des atténuateurs du filtre numérique est de 0,5 dB, ce qui signifie que la taille de pas minimale de S6 est de 4 dB (0,5 x 8). Dans la pratique

son additionnelle vers la sortie de-emphasis de la GAL – pour la simple et bonne raison que les enregistrements CD avec pré-accélération sont rares. La première tâche de la procédure d'initialisation consiste à lire, par le biais du port 3, l'état du contact Preset S6, de manière à s'en servir comme niveau de volume préférentiel. C'est la valeur qui sera prise en compte lors de chaque action sur la touche de pré-paramétrage S3. Après lecture de S6, on procède à la correction de l'octet lu de manière à ce que le paramétrage de S6 constitue les 5 bits de poids fort tant de l'atténuateur

4



Liste des composants

Résistances :

R1 = 8kΩ2

R2 = 47 Ω*

Condensateurs :

C1 = 10 μF/63 V axial

C2,C3 = 22 pF

C4 = 220 μF /25 V radial*

C5 à C8,C10,C11 = 100 nF
céramique

C9 = 10 μF /63 V radial

C12 = 470 μF /25 V radial

C13 à C16 = 22 nF céramique

Semi-conducteurs :

IC1 = 80C32-16

IC2 = 74HC573

IC3 = 27C256

(programmée, EPS 006506-1)

IC4 = 6264 (RAM)

IC5 = SFH506-36*

IC6 = 7805

Divers :

K1,K2 = embase à 2 rangées de
5 contacts

K3 = connecteur à 2 rangées de
5 contacts pour câble plat

K4 = bornier encartable à 2 contacts

S1 à S5 = bouton-poussoir
unipolaire à contact travail,
D6-Q-BK + D6Q-BK-CAP (ITT) par
exemple

S6 = interrupteur DIP quintuple ou
sextuple

B1 = B80C1500 (droit)

X1 = quartz 16 MHz

*) uniquement si nécessaire

Figure 4. On pourra
séparer le mini-clavier
du reste du montage.

3

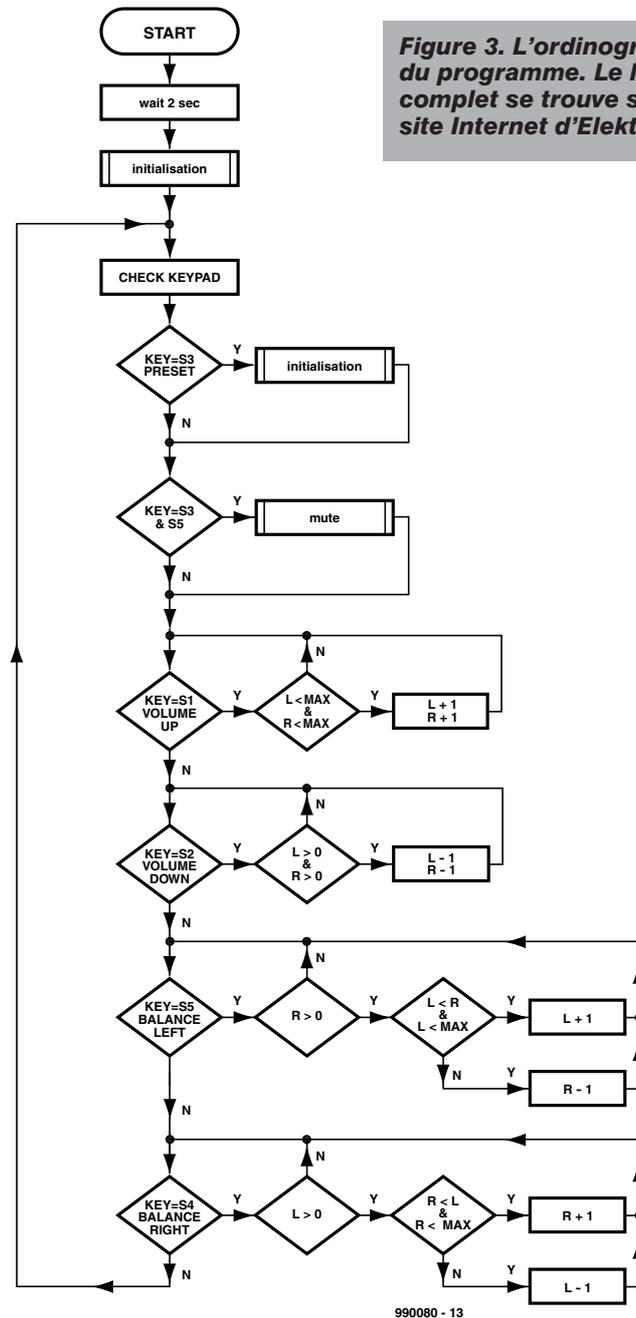
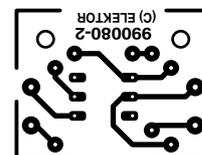
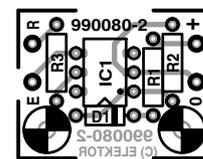
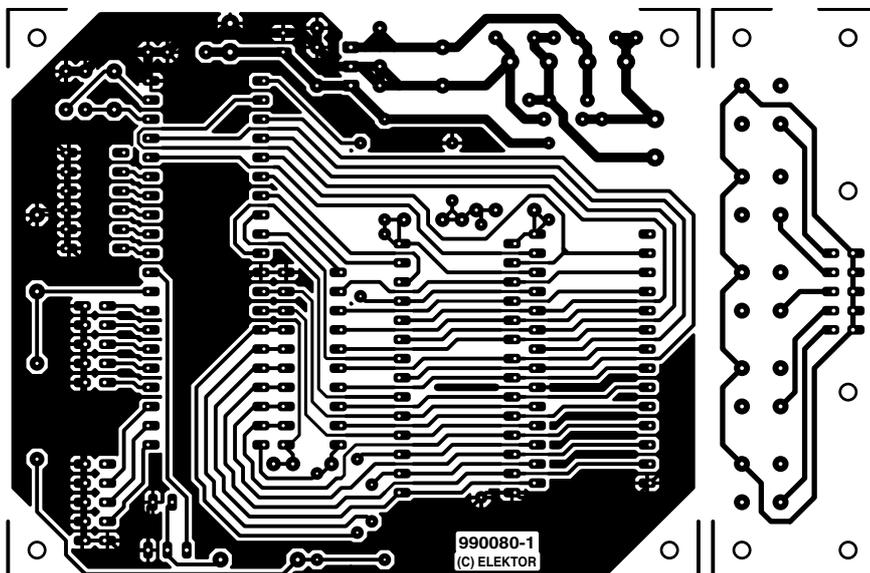


Figure 3. L'ordinogramme
du programme. Le listing
complet se trouve sur le
site Internet d'Elektor.



cela apparaît être une résolution suffisante pour obtenir le niveau d'écoute recherché tandis que dans le cas d'une commande directe d'un amplificateur de puissance cela se traduit par une dérive maximale de ± 2 dB. Le niveau maximum, obtenu par la fermeture (ON) de tous les contacts de l'interrupteur DIP, correspond au niveau fourni en mode « hardware ».

Ce n'est pas sans arrière-pensée que nous avons opté pour une similitude des niveaux gauche et droit (et partant sans offset de balance) vu que l'on constate, en pratique, que la commande de balance se trouve, dans la plupart des cas, à mi-course (au centre); si tel n'est pas le cas c'est qu'il y a un problème au niveau du reste de l'installation audio, ne serait-ce qu'au niveau de la disposition des enceintes. Cela donne en outre la certitude que lors d'une action sur la touche de Preset les 2 canaux sont parfaitement en équilibre.

Nous avons prévu une paire de touches, S4 et S5, pour disposer d'une possibilité d'atténuer un canal et partant de jouer sur la balance. Le programme a été écrit de manière à émuler un potentiomètre de balance « classique » : une rotation vers la droite atténue le canal gauche et inversement. Pour éviter des atténuations sans fin en cas de rotation du « potentiomètre » dans un sens puis dans l'autre, le programme commence, en cas d'inversion du sens de rotation, par relever le niveau du canal atténué à ce moment-là au niveau de l'autre avant d'atténuer ensuite le niveau de ce dernier.

On commence, en ce qui concerne la commande de volume, par s'assurer qu'en cas d'augmentation il n'y ait pas dépassement du maximum et inversement, en cas de diminution, de passage en-deçà du niveau minimum. En cas d'action prolongée sur la touche correspondante on a décrémentation ou

	MODE0	MODE1	MODE2	MODE3
B0	1	1	1	1
B1	1	1	0	0
B2	1	1	0 (rés)	0
B3	S6-1	S6-1	1	0
B4	S6-2	S6-2	0	0 (rés)
B5	S6-3	S6-3	1	0
B6	S6-4	S6-4	1	0
B7	S6-5	S6-5	0 (rés)	0
B8	1	1	0 (rés)	0 (rés)
B9	0	1	0	1
B10	0	0	1	1
B11 à B15	0 (rés) pour tous les registres			

(rés = réservé)

Tableau 1. Panorama des paramètres du Preset (registres MODE0 à MODE3).

incrémenter, par le biais d'une boucle, de la valeur de l'atténuateur concerné. De même, le programme s'assure, dans le cas de la commande de balance, qu'il n'y a pas dépassement du maximum ou du minimum.

Pour l'initialisation, les 3 bits de poids faible du port 1 sont définis comme sortie, les bits restants étant définis en entrée. Après initialisation, une boucle sans fin scrute le port 1. Chaque bouton possède sa propre fonction; il n'existe qu'une combinaison licite, à savoir S1 + S5. La boucle s'occupe de détecter toute action sur S3, S1+S5, S1, S2, S5 ou S4. Une action sur une quelconque combinaison de touches différente reste sans effet.

LA PLATINE

La figure 4 vous propose le dessin des pistes et la sérigraphie de la platine dessinée pour la commande de volume numérique. La partie clavier qu'elle comporte peut, nous le disions plus haut, être séparée de la platine principale pour être montée, par

exemple, sur la face avant de l'audio-DAC 2000.

Nous n'avons pas grand chose à raconter en ce qui concerne cette platine. Elle ne reçoit en fait, outre les 4 circuits intégrés, le régulateur de tension et une paire d'embases, que peu de composants connexes. Nous nous limitons partant aux conseils traditionnels à savoir utiliser des supports pour circuit intégré de bonne qualité, veiller à respecter la polarité des condensateurs électrochimiques et ne pas oublier de pont de câblage.

Comme l'illustre la photographie de la figure 5, le montage de la commande de volume dans le coffret de l'audio-DAC 2000 est l'affaire de 2 minutes : la platine principale sera montée sur entretoises et fixée sur le fond du coffret, le clavier sur l'avant à l'aide, par exemple, d'une équerre. On enfiche le câble plat entre K2 et K3, le second câble en nappe entre K1 et le « connecteur S2 » de la platine du DAC et l'affaire est dans le sac. Il ne faut bien entendu pas oublier de connecter une tension (alternative) d'alimentation de 8 V sur l'embase K4. Si vous utilisez la platine « spécial-transfos » décrite dans le numéro de janvier comme source d'alimentation de l'audio-DAC, les choses sont encore plus simples puisqu'il suffit de tirer 2 conducteurs vers le bornier K4 de ladite platine spécial-transfos !

(990080)

Texte : Jef van Rooij

Technique : Ton Giesberts

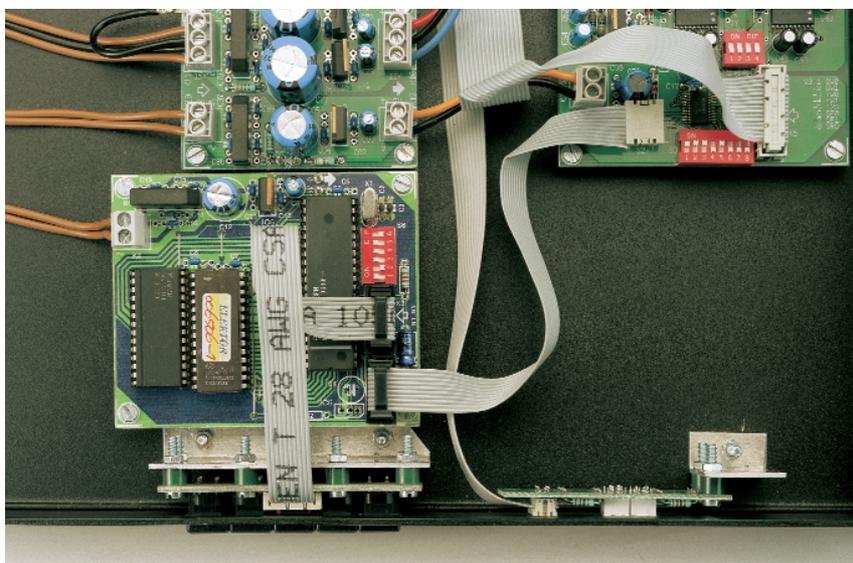


Figure 5. L'implantation de la commande de volume dans l'audio-DAC 2000 est étonnamment simple.

fabrique solaire

la multinationale Shell construit une unité de fabrication de cellules solaires dernier cri

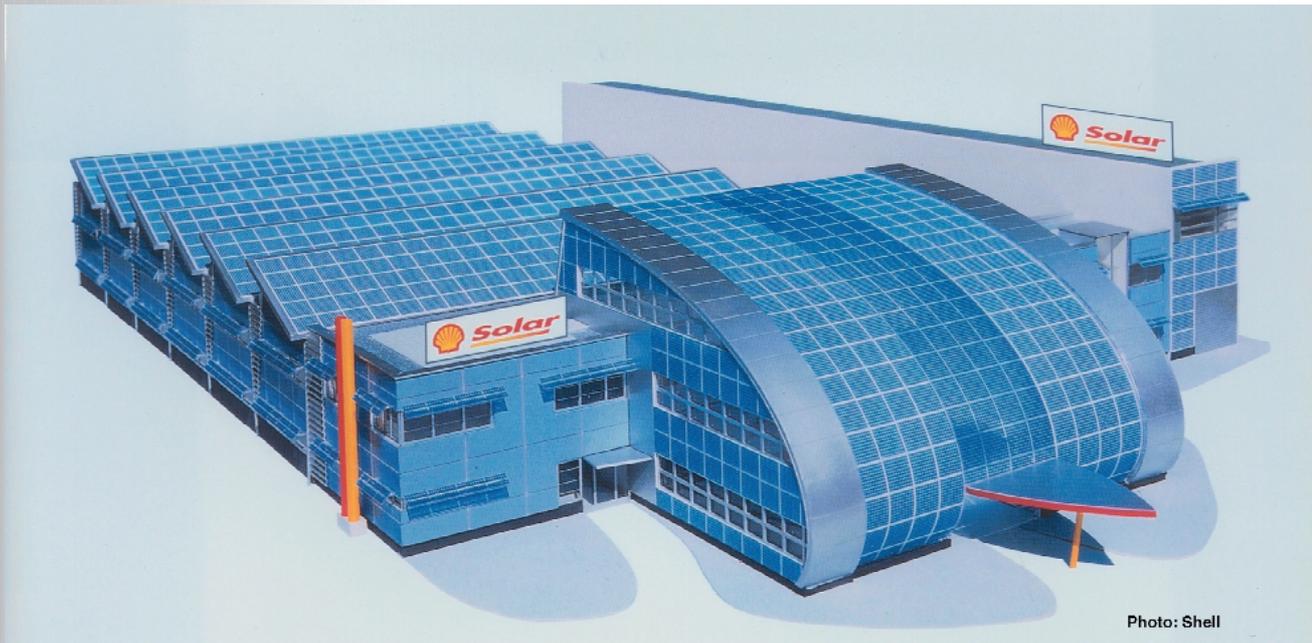


Photo: Shell

La fabrique solaire inaugurée à la fin de l'an dernier à Gelsenkirchen signale le début d'une nouvelle ère de production de cellules solaires au silicium polycristallin : plus de 1 000 unités par heure et par chaîne. Il devrait s'ensuivre une réduction des coûts de l'énergie solaire de 10 à 15 %.

Il faut de bonnes raisons pour construire une fabrique solaire, en particulier quand on est une multi dans le domaine des énergies non renouvelables. L'engagement du groupe Royal Dutch/Shell est le signe avant-coureur des développements commerciaux

Du courant solaire à la fabrication de cellules solaire : 420 mètres carrés du toit et de la façade de la fabrique sont recouverts de modules solaires destinés à produire 100 000 kWh par an. La réception est équipée d'éléments photovoltaïques translucides OPTISOL® de PILKINGTON Solar International.

intéressants qui auront lieu dans ce domaine au cours du siècle. Les débuts de Shell dans la fabrication de cellules solaires remontent aux années 80 : au Japon, avec l'entreprise commune fondée par Showa Shell et Siemens Solar et aux Pays-Bas avec Shell Solar Energy B.V. à Helmond, éloignée d'à peine plus d'une heure de voiture de Gelsenkirchen. Le choix de l'emplacement de la nouvelle fabrique en Allemagne, plus particulièrement en Rhénanie-du-Nord-Wesphalie, est certainement dû au fait que l'Allemagne constitue le meilleur débouché d'Europe pour les cellules solaires et que la Rhénanie-du-Nord-Wesphalie occupe une place prépondérante sur ce marché. Rien qu'au cours des 2 dernières années, le nombre d'installations fournissant de 8 à 9 mégawatts de puissance solaire a crû plus fortement dans ce land le plus peuplé d'Allemagne que dans n'importe quel autre pays d'Europe (les Pays-Bas et la Suisse occupent la seconde place). On peut se demander

si la contribution de 12 millions de DM par l'état et le land au coût de plus de 50 millions de DM de la fabrique solaire n'a pas contribué au choix de son emplacement. Le land de Rhénanie-du-Nord-Wesphalie encourage en outre la création d'un centre d'information sur la photovoltaïque rattaché à la fabrique. Notons aussi qu'à Gelsenkirchen, à proximité de la fabrique solaire, se trouve déjà une unité de production de modules de cellules solaires de Pilkington Solar International. Pilkington Solar a contribué au lancement de la fabrique solaire de Gelsenkirchen sans toutefois y participer financièrement. Un service externe de l'institut Fraunhofer dévolu aux systèmes basés sur l'énergie solaire assure le soutien scientifique de l'usine de Gelsenkirchen. L'avenir verra peut-être l'entreprise Bayer Solar livrer directement les tranches de silicium à partir de Gelsenkirchen. Ces tranches de silicium multicristallin forment le matériau de base dans la production de cellules (voir encadré).

UNE FABRIQUE PAS COMME LES AUTRES

La nouveauté de l'aménagement architectural de la nouvelle fabrique ne constitue pas sa seule particularité : la ligne de production a été radicalement réduite à 70 mètres et entièrement automatisée au moyen de nombreux dispositifs de fabrication nouveaux. La fabrique consiste en une halle sextuple à toits en pente comportant 2 niveaux de production et un bâtiment administratif elliptique à plusieurs étages avec annexe pour les visiteurs. Le bâtiment, long de 83 mètres, large de 47 et haut de 12, est en grande partie recouvert de cellules solaires qui fournissent 100 000 kWh par an, de sorte que les cellules solaires sont, tout au moins partiellement, produites à l'énergie solaire. La chaîne actuelle de la fabrique produit annuellement environ 5 millions de cellules solaires d'une puissance totale de 10 mégawatts. Le premier stade d'expansion comportera deux chaînes produisant ensemble annuellement 13 millions de cellules d'une puissance de 25 mégawatts. L'expansion s'effectuera en plusieurs étapes, ce qui permettra d'introduire progressivement de nouvelles techniques.

La fabrique Gelsenkirchen permet à Shell Solar d'augmenter la production de 2,5 MW à Helmond et de 3 MW au Japon à plus de 30 MW – seule Kyocera la dépasse avec 36 MW.

PERSPECTIVES

Quand on compare la production de la fabrique solaire aux 10 à 12 MW annuels des nouvelles installations en Allemagne, il est clair que la majeure partie de la production de la fabrique solaire est exportée. La politique de commercialisation de Shell vise de plus en plus l'alimentation électrique dans les pays nouvellement industrialisés ou en voie de développement, en fournissant par exemple 50 000 systèmes pour maisons solaires à l'Afrique du Sud, puis 100 000 à la Chine. Les pays industrialisés, principalement les États-Unis, le Japon et l'Europe, constituent le second marché pour les systèmes solaires, basé celui-ci sur le couplage au réseau. Le courant actuellement produit par l'énergie solaire coûte encore près de 1,60 DM au kilowatt-heure. La fabrique solaire permettra de réduire ce tarif à 1,40 DM/kWh, mais cela ne change rien au fait que le développement du marché dépend des subventions accordées à l'énergie solaire. Les stratégies de Shell font toutefois preuve d'optimisme et prédisent un taux de croissance annuel de 22 % accompagné d'une baisse des coûts de 6 % par an. Shell compte sur une baisse de moitié du prix des installations solaires jusqu'en 2010 et sur la rentabilité intégrale du courant solaire à partir de 2020. Les

La question à cent sous

Les cellules solaires restituent-elles l'énergie qu'a nécessité leur fabrication ?
Il arrive souvent que l'on entende dire que la production des cellules solaires coûte plus d'énergie qu'elles n'en produiront jamais durant toute leur vie utile. La réalité est tout autre. Vu l'état actuel de la technologie, l'énergie requise pour la fabrication d'une installation solaire est récupérée au bout de 3 à 4 ans déjà. Les cellules solaires actuelles ont une durée de vie de quelque 25 ans. Il n'est pas exclu, avec les progrès actuels de la technologie, que très bientôt, la durée nécessaire à la récupération de l'énergie investie lors de la fabrication d'une cellule devienne rapidement inférieure à 1 an.

cellules au silicium multicristallin continueront à dominer au cours des 10 prochaines années. La réduction des coûts proviendra du nombre plus élevé d'unités produites et de l'utilisation de tranches plus minces (250 μ , voire même 220 μ). Le rendement actuel, entre 12 et 13 %, sera par

exemple amélioré grâce au traitement de structure de la couche antiréfléchissante conçu par l'institut polytechnique d'Aix-la-Chapelle.

Il est aussi intéressant d'observer la réaction de Greenpeace à l'engagement de Shell sur la voie de l'énergie solaire – « l'incident » de Brent Spar est

De la tranche de silicium à la cellule solaire

Le matériau de base des cellules produites par la fabrique solaire est constitué par des tranches quadratiques de silicium polycristallin (« Wafer ») de 12,5 cm de côté et épaisses de 350 μ m.



Tranche de silicium polycristallin.



Cellule solaire métallisée.

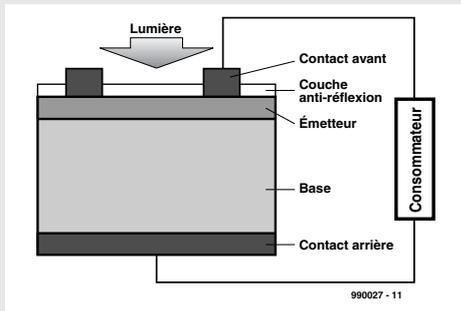
Les tranches passent tout d'abord dans une lessive caustique destinée à éliminer les restes du processus de coupe. Elles sont ensuite « dopées » comme les semi-conducteurs dans un four à diffusion. Le dopage par des atomes étrangers pentavalents qui résulte de la diffusion des atomes de phosphore crée des jonctions p-n (couche de jonction). Le courant photovoltaïque produit par les cellules est recueilli par un film métallique déposé sur leur face antérieure et leur face postérieure. Pour ne pas causer une diminution de la surface active, la largeur des fourchettes de collecte du courant sur la face antérieure négative n'est que de 90 μ m.

Une dernière précaution pour diminuer les pertes optiques consiste à déposer une couche antiréfléchissante à base de dioxyde de titane (TiO₂) sur la face antérieure de la cellule solaire.

Le reste du traitement des cellules solaires est aux mains du fabricant de modules qui assemble plusieurs cellules de façon à produire un ensemble mécaniquement et électriquement stable en vue d'applications diverses.

Les cellules solaires - technologie et rendement

Les cellules solaires convertissent l'énergie du rayonnement en énergie électrique. Il s'agit en fait de diodes semi-conductrices à grande surface dont la jonction p-n est située juste sous la surface, parallèlement à celle-ci (voir figure). Les zones n et p (émetteur et base) sont équipées de contacts ohmiques reliés au circuit d'utilisation externe. Le contact frontal est constitué d'une grille métallique qui collecte le courant avec une déperdition aussi faible que possible tout en ne couvrant que le moins possible la cellule solaire. Un revêtement antiréfléchissant améliore le couplage lumineux. Le contact arrière recouvre toute la face. Un champ électrique prend naissance dans la zone de jonction p-n du semi-conducteur. Une fraction de la lumière incidente est absorbée et engendre des porteurs de charge supplémentaires. Ceux-ci sont dirigés vers les contacts par le champ électrique ambiant et passent dans le circuit de charge externe où ils peuvent accomplir leur travail.



Anatomie d'une cellule solaire.

Cellules solaires en silicium cristallin (c-Si, mc-Si)

Plus de 80 % des cellules solaires fabriquées actuellement dans le monde sont basées sur le silicium cristallin (c-Si) ou polycristallin (mc-Si). Le domaine des modules de puissance est dominé par ce type de cellules. Leur technologie a atteint un niveau élevé de développement grâce à celui – encore plus rapide – de la micro-électronique. Les besoins en matière première sont toutefois élevés et les techniques de fabrication sont loin d'être simples. Cette technologie domine malgré tout le marché car le rendement des cellules est élevé et stable. Des exemplaires réalisés en laboratoire ont atteint un rendement de presque 25 % pour les petites surfaces et de 20 % pour les grandes surfaces. Les cellules fabriquées commercialement ont un rendement de d'environ 16 % pour le c-Si et de l'ordre de 15 % pour le mc-Si. On s'efforce de parvenir à des rendements de l'ordre de 18 à 20 %, ce qui permettra aux modules d'atteindre 16 à 18 %. Les cellules solaires basées sur un film de silicium cristallin constituent un développement relativement récent. Une couche mince (20 à 50 μm) de Si cristallin est déposée sur céramique, graphite ou tout autre matériau similaire. Cette technologie a l'avantage de réduire l'utilisation (coûteuse) de silicium. Mais elle n'en est qu'au stade des essais prometteurs : on a atteint un rendement de 11 % avec des cellules expérimentales de faible taille.

Cellules solaires à l'arséniure de gallium (GaAs)

Les cellules solaires à l'arséniure de gallium dépassent le rendement des cellules à base de Si ; la valeur la plus élevée atteinte est de l'ordre de 25.7 %. Leur fabrication est toutefois très compliquée et l'arséniure de gallium est bien plus onéreux que le silicium.

Les cellules solaires à l'arséniure de gallium sont donc réservées pour l'instant à l'exploration spatiale et les seules applications terrestres envisageables dans un proche avenir sont celles des systèmes de concentration.

Cellules solaires à couche mince :

Cellules solaires en silicium amorphe (a-Si)

Une structure p-i-n remplace la jonction p-n dans une cellule solaire a-Si. En d'autres termes, une couche de silicium non dopée (intrinsèque) est intercalée entre les couches dopées p et n. Le courant photoélectrique est engendré dans cette couche d'environ 1 μm . La fabrication des cellules est effectuée à basse température par dépôt sur verre, ce qui permet de produire en grande série sans dépense exagérée de capital et d'énergie. Il faut hélas signaler ici aussi un grave inconvénient de ces cellules solaires : leur rendement décroît d'une valeur initiale à une valeur de saturation en fonction de l'illumination. La région des rendements stables atteinte dans des modules ne se situe donc qu'à environ 7 à 8 %. Les cellules solaires a-Si se sont taillées un créneau dans le domaine des faibles puissances : calculettes, montres, etc.

Cellules solaires à la tellurite de cadmium (CdTe)

La tellurite de cadmium est un composé binaire semi-conducteur qui ne peut être produit que sous forme conductrice p. Pour réaliser une jonction p-n, on y dépose une substance à conduction n, par exemple du sulfure de cadmium. Le processus utilisé pour effectuer le dépôt n'a pas besoin d'être particulièrement élaboré. Le meilleur rendement obtenu en laboratoire avoisine les 15.8 %, Les modules CdTe produits à titre d'essai ont un rendement de 7 à 8 %. L'utilisation de cadmium dans des cellules solaires est toutefois fort controversé.

Cellules solaires au diséléniure de cuivre-indium (CuInSe₂)

Le CuInSe₂ est un composé binaire semi-conducteur qui ne peut être produit que sous forme conductrice p. Pour fabriquer une cellule solaire, on dépose cette substance par pulvérisation cathodique ou par métallisation sous vide sur un semi-conducteur n comme le sulfure de cadmium ou l'oxyde de zinc. Le meilleur rendement obtenu en laboratoire est de 17.7 % pour les petites surfaces et d'environ 14 % pour les grandes surfaces. Les modules atteignent un rendement de 11.2 %. Là aussi, la compatibilité de ces substances avec l'environnement est très discutable.

Cellule solaire sensibilisée aux colorants (cellule de Graetzel)

La cellule de Graetzel appartient à la famille des cellules solaires photochimiques. Ces cellules comportent un film de colorant extrêmement mince (entre 0,5 et 50 nm) absorbant la lumière, monté sur une couche poreuse de TiO₂ dont la surface est extrêmement étendue. La lumière absorbée provoque l'excitation d'un électron de la molécule de colorant transféré à la couche de TiO₂. Le circuit électrique est fermé par une solution électrolytique qui sert en même temps à régénérer les molécules de colorant. La cellule de Graetzel se distingue par sa construction simple et économique. Le rendement par cellule atteint en laboratoire est de 10 %. L'institut INAP de Gelsenkirchen (Institute for applied photovoltaics) attribue un rendement de 8 % aux modules fabriqués en laboratoire. La stabilité de ce type de cellule est toujours à l'étude.

Source : Institut Fraunhofer pour la technique de l'énergie solaire (ISE),
Dr Dietmar Borchert

encore présent à tous les esprits. L'organisation Greenpeace se déclare satisfaite sur le fond, c'est-à-dire la fabriquer solaire, mais déplore que l'investissement n'ait été « que » de 50 millions de DM en s'appuyant sur une étude commandée à la société hollandaise renommée d'expertise commerciale et finan-

cière KPMG. Il ressort en effet de cette étude qu'un investissement de 629 millions d'euros aurait permis de construire une fabrique solaire dont la production annuelle de 500 MW réduirait immédiatement, et non pas dans 20 ans, le prix du courant solaire à environ 32 pfennigs.

(990027)

Texte : Ernst Krempelsauer
Source de l'illustration : Deutsche Shell
Aktiengesellschaft, Hambourg

tachymètre

pour voitures miniatures

Dans le domaine du modélisme, connaître avec précision la vitesse de son bolide lors d'une compétition est primordial. Mais de tels instruments exigent généralement de gros budgets. Nous décrivons ici une façon simple, précise et économique de détourner, à cet usage, un compteur électronique ordinaire de vélo.



Les amateurs avertis de modélisme recherchent sans cesse, et c'est bien naturel, à améliorer les performances techniques de leur véhicule. Leur plus grand plaisir est probablement de connaître la vitesse réelle de la voiture, ne fut-ce que pour en déterminer les limites et la pousser au plus loin, ce qui n'enlève rien à l'intérêt de savoir la distance parcourue. Comment calculer, sinon, la consommation du modèle en fonction de la capacité de sa batterie ou de son réservoir de carburant ?

Le commerce propose de magnifiques instruments, destinés à la télémétrie. Leur prix oscille entre cher et très cher. Raison pour laquelle un amateur dont le budget est limité n'hésitera pas à rechercher des solutions alternatives intelligentes.

C'est dans cet esprit que le concepteur de ce tachymètre a travaillé. Il a trouvé une manière à la fois simple et bon marché de transformer un petit compteur électronique de vélo en tachymètre. Ces composants ne coûtent

qu'une centaine de francs et offrent non seulement l'affichage de la vitesse mais aussi le temps de parcours, la vitesse moyenne et la distance franchie. Que demander de plus ?

CHANGER DE CAPTEUR

Peut-être savez-vous déjà d'où les compteurs électroniques tirent leurs informations pour déterminer la vitesse. Un capteur, fixé à la fourche, détecte le passage d'un aimant à chaque tour de roue. Accroché à l'un des rayons, il vient stimuler le capteur, un relais à lames souples, relié par fils au compteur, généralement monté sur le guidon. A chaque passage de l'aimant, le compteur reçoit ainsi une impulsion du capteur.

Sur une voiture téléguidée, ce système est irréalisable. On ne peut pas installer d'aimant sur une des roues. Même si on y arrivait, il resterait toujours le problème de l'équilibrage des roues qui rendrait la voiture instable. De quelle autre solution disposons-nous ? Un

Liste des composants

Résistances :

R1 = 220 kΩ
 R2 = 120 kΩ
 R3,R9 = 10 kΩ
 R4,R14 à R16 = 1 kΩ
 R5 = 33 kΩ
 R6 = 3kΩ9
 R7 = 270 kΩ
 R8 = 100 Ω
 R10 = 470 Ω
 R11 = 8kΩ2
 R12 = 180 Ω
 R13 = 1kΩ8

Condensateurs :

C1 = 100 μF/16 V
 C2 = 100 μF/10 V
 C3,C4 = 100 nF
 C5 = 1 nF
 C6 = 10 nF
 C7 = 22 nF
 C8 = 1 μF/10 V

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 5V6/1W3
 D2 = 1N4148
 T1 à T3 = BC547B
 T4 = BC557B
 IC1 = 74HC132SO
 IC2 = 4017SO
 OPTO1 = SFH9201 (Siemens)

Au moment où la bande blanche passe devant le phototransistor, celui-ci commute au rythme de 10 kHz. Le condensateur C6 découple le signal, amplifié en tension par T3 et T4. Il en résulte sur R15 une tension rectangulaire à 10 kHz, tamponnée par IC1c et appliquée à un circuit de détection constitué de D2, R6, R7 et C7. Il a pour tâche de

transformer une courte série d'impulsions en un « 1 » logique. Il s'agit d'être précis, car C7 doit être chargé avant que le réflecteur de la roue ne soit dépassé tandis qu'à l'inverse, le condensateur doit à nouveau être déchargé par R7 avant qu'une nouvelle série d'impulsions n'arrive, au prochain passage de la bande réfléchissante.

L'amplificateur IC1d conditionne le signal de sortie, pour aboutir finalement dans la dernière partie du montage à IC2, un diviseur par dix. Ce circuit veille à ne transmettre qu'une impulsion sur dix au transistor T2. Le collecteur ouvert de ce transistor sera enfin raccordé à l'entrée du compteur électronique de vélo.

ALIMENTATION

Le montage est prévu pour fonctionner sous une tension de 5 V. La plupart du temps, il est possible de trouver cette tension dans la voiture. Le prototype de l'auteur de cet article disposait d'une alimentation en 6 V, laquelle est encore lissée grâce à C1, avant d'être envoyée à la LED du photocouleur (U+). Une diode zener (D1) et R1 suffisent à stabiliser la tension du reste du montage à environ 5 V en utilisant C2 comme réservoir. C3 et C4 servent au découplage local de IC1 et IC2.

SOUDURES

Ce montage n'est pas particulièrement critique ni compliqué à réaliser en raison du nombre limité de composants. La manière optimale de le construire dépend partiellement de la forme du modèle réduit dont il est question. Le plus important reste

de s'assurer que le détecteur OPTO1 bénéficie d'une vue totalement dégagée sur la bande réfléchissante.

Par définition, les modèles réduits sont très avares d'espace. C'est dans cette optique que l'auteur propose un circuit imprimé, essentiellement basé sur la technologie CMS. La figure 2 vous le montre. Bien que le prototype ait donné toute satisfaction, nous insistons sur le fait qu'il n'a pas été testé par les laboratoires d'Elektor. Prenez le donc plutôt comme une suggestion, voilà à quoi cela pourrait ressembler...

Quant à la position du compteur sur la voiture, elle dépend encore une fois du type de voiture télécommandée. Pour le reste, faites confiance à votre créativité.

Le raccordement du montage n'est plus qu'un jeu d'enfant. On connectera l'alimentation de 6 V (en veillant à respecter la polarité) en parallèle sur le condensateur électrolytique C1, les deux fils du compteur électronique à R10 et à la masse. Dans le circuit de la figure 2, on peut reconnaître les connexions d'alimentation qui sont notées TP1/TP2 tandis que les fils de sortie sont repérés par TP3/TP4.

Une toute dernière remarque à propos de l'encodage de la circonférence de la roue dans le compteur électronique. Il ne faut naturellement pas oublier de tenir compte du facteur dix, expliqué plus haut. Si la roue de la voiture a une circonférence de 21 cm, il faudra introduire une valeur de 210 cm dans le compteur.

(000017)

Texte : Sjef van Rooy

Technique : Hans Bonenkamp

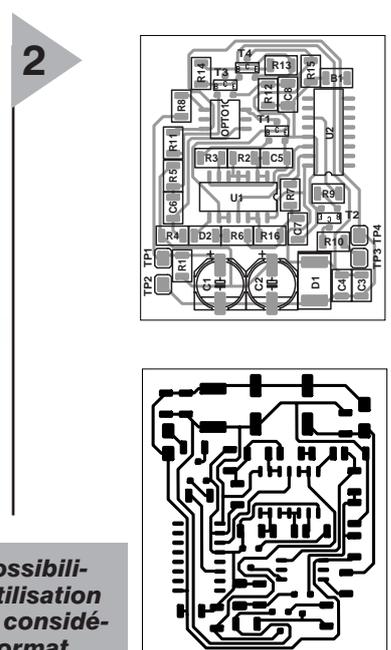
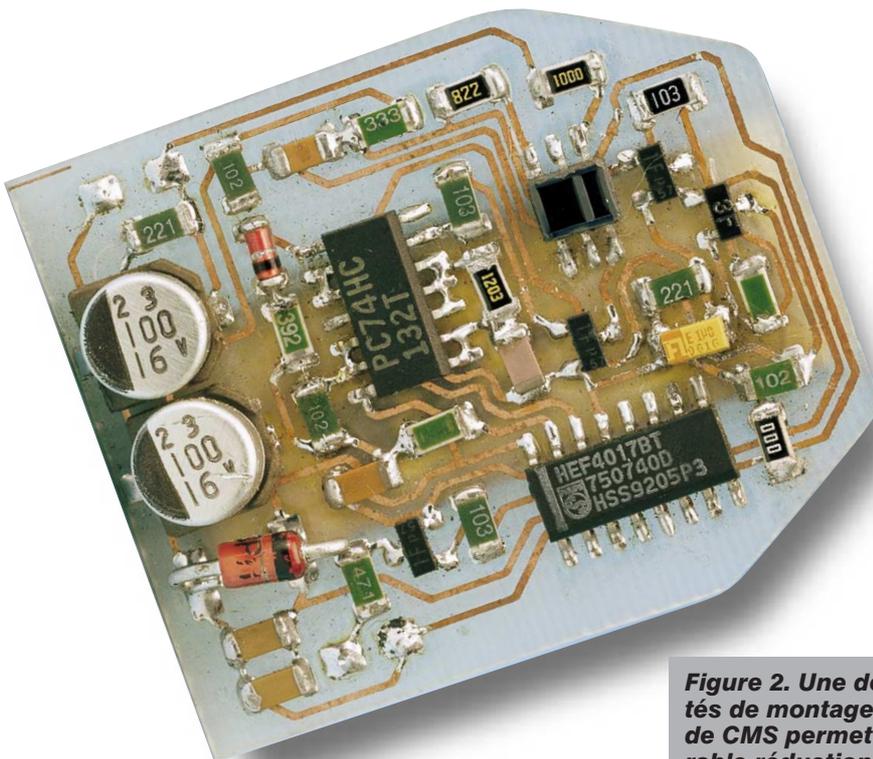


Figure 2. Une des possibilités de montage. L'utilisation de CMS permet une considérable réduction de format.

DS1621

Circuits intégrés
Fonction spéciale

EXEMPLE DE LA FONCTION MÉMOIRE

Exemple : Le maître de bus (BUS MASTER) force le DS1621 à remplir une fonction de thermostat et à effectuer des conversions successives.

MODE BUS MASTER	MODE DS1621	DONNÉE (MSB EN PREMIER)	COMMENTAIRES
TX	RX	START	Bus Master initiates a START condition.
TX	RX	<address,0>	Bus Master sends DS1621 address; R/W = 0.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	Ach	Bus Master sends Access Config command protocol.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	02h	Bus Master sets up DS1621 for output polarity active high, continuous conversion.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	START	Bus Master generates a repeated START condition.
TX	RX	<address,0>	Bus Master sends DS1621 address; R/W = 0.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	A1h	Bus Master sends Access TH command.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	28h	Bus Master sends first byte of data for TH limit of +40°C.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	00h	Bus Master sends second byte of data for TH limit of +40°C.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	START	Bus Master generates a repeated START condition.
TX	RX	<address,0>	Bus Master sends DS1621 address; R/W = 0.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	A2h	Bus Master sends Access TL command.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	0Ah	Bus Master sends first byte of data for TL limit of +10°C.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	00h	Bus Master sends second byte of data for TL limit of +10°C.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	START	Bus Master generates a repeated START condition.
TX	RX	<address,0>	Bus Master sends DS1621 address; R/W = 0.
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	Eeh	Bus Master sends Start Convert T command
RX	TX	ACK	DS1621 generates acknowledge bit.
TX	RX	STOP	Bus Master initiates STOP condition.

DS1621

Circuits intégrés
Fonction spéciale

DS1621

Thermomètre et thermostat numérique

Fabricant :

Dallas Semiconductor.

Internet: <http://www.dalsemi.com>

Caractéristiques techniques

- La mesure de température ne requiert pas de composant externe
- Mesure toute température comprise entre -55 et +125°C par pas de 0,5°C
- La valeur de mesure de température prend la forme de 9 bits (transfert en 2 octets)

- Plage de tension d'alimentation étendue (de 2,7 à 5,5 V)
- Convertit la température en mot numérique en 1 seconde
- Le paramétrage du thermostat est accessible à l'utilisateur et non volatile
- La lecture/écriture des données se fait par le biais d'une interface sérielle bifilaire (lignes d'E/S à drain ouvert)
- Les domaines d'application vont des commandes par thermostat aux systèmes industriels en passant par les produits grand public, les thermomètres, voire les systèmes thermosensibles
- Proposé en boîtier à 8 broches DIP ou SOIC (150 et 208 MIL)

Caractéristiques électriques en continu (-55°C à +125°C; $V_{DD}=2,7V$ à 5,5V)

Paramètre	Symbole	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité	Notes
Erreur thermomètre	T_{ERR}	0°C ... 70°C			$\pm 1/2$	°C	1
Tension d'entrée de niveau bas	V_{IL}		-0,5		$0,3 V_{DD}$	V	
Tension d'entrée de niveau haut	V_{IH}		$0,7 V_{DD}$		$V_{DD}+0,5$	V	
Largeur des impulsions parasites à éliminer par le filtre d'entrée	t_{SP}	en Fast Mode	0		50	ms	
Tension de sortie de niveau bas	V_{OL1}	courant de drain de 3 mA	0		0,4	V	
	V_{OL2}	courant de drain de 6 mA	0		0,6	V	
Courant d'entrée sur chaque broche d'E/S		$0,4 < V_{I/O} < 0,9 V_{DD}$	-10		10	μA	2
Capacitance d'E/S	$C_{I/O}$				10	pF	
Courant d'alimentation en activité	I_{CC}	Conversion de température			1000	μA	3, 4
		E ² Write			400		
		Communication seule			100		
Courant d'alimentation en Standby	I_{STBY}				1	μA	
Courant de sortie de la sortie thermostat (T_{OUT})	V_{OH}	courant fourni de 1 mA	2,4			V	
	V_{OL}	drain de courant de 4 mA			0,4	V	

Notes:

- L'erreur de thermomètre rend la précision du capteur relevée lors de la calibration.
- Les broches d'E/S de composants rapides (Fast Mode) ne doivent pas bloquer les lignes SDA et SCL lorsque VDD a été coupée.
- ICC spécifié avec une mise en l'air de la broche TOUT.
- ICC spécifié avec VCC à 5,0 V et SDA, SCL = 5,0 V, 0 C à 70 °C



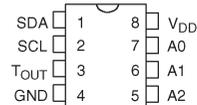
Description

Le thermomètre et thermostat numérique DS1621 fournit des mesures de température sur 9 bits qui représentent la température du composant. La sortie d'alarme de température, T_{OUT}, est active lorsque la température dépasse un seuil maximum de température, TH, défini par l'utilisateur. La sortie reste active jusqu'à ce que la température retombe en-deçà du seuil de température bas, TL, ce qui permet de disposer de toute l'hystérésis requise.

Les paramètres définis par l'utilisateur sont stockés en mémoire non-volatile, ce qui permet une programmation du composant avant son implantation dans un système. Le paramétrage des seuils de température et la lecture des valeurs de température se fait par le biais d'une communication bifilaire simple avec le DS1621.

Description des broches

SDA	Entrée/Sortie série binaire (Serial Data)
SCL	Horloge série binaire (Serial Clock)
GND	Masse (GROUND)
T _{OUT}	Signal de sortie du thermostat
A0	Adresse du circuit (Entrée)
A1	Adresse du circuit (Entrée)
A2	Adresse du circuit (Entrée)
V _{DD}	Tension d'alimentation



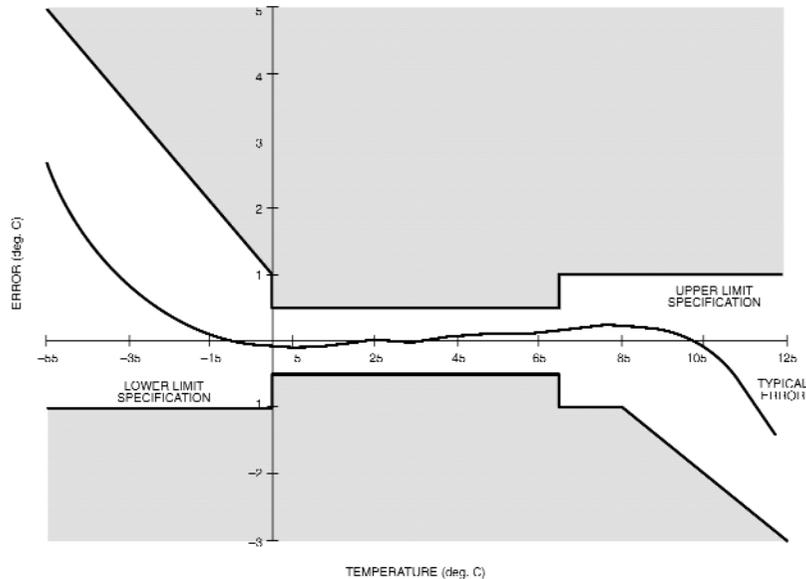
DS1621
8-PIN DIP (300 MIL)

003003 - 11

DIP 8 broches (300 MIL)

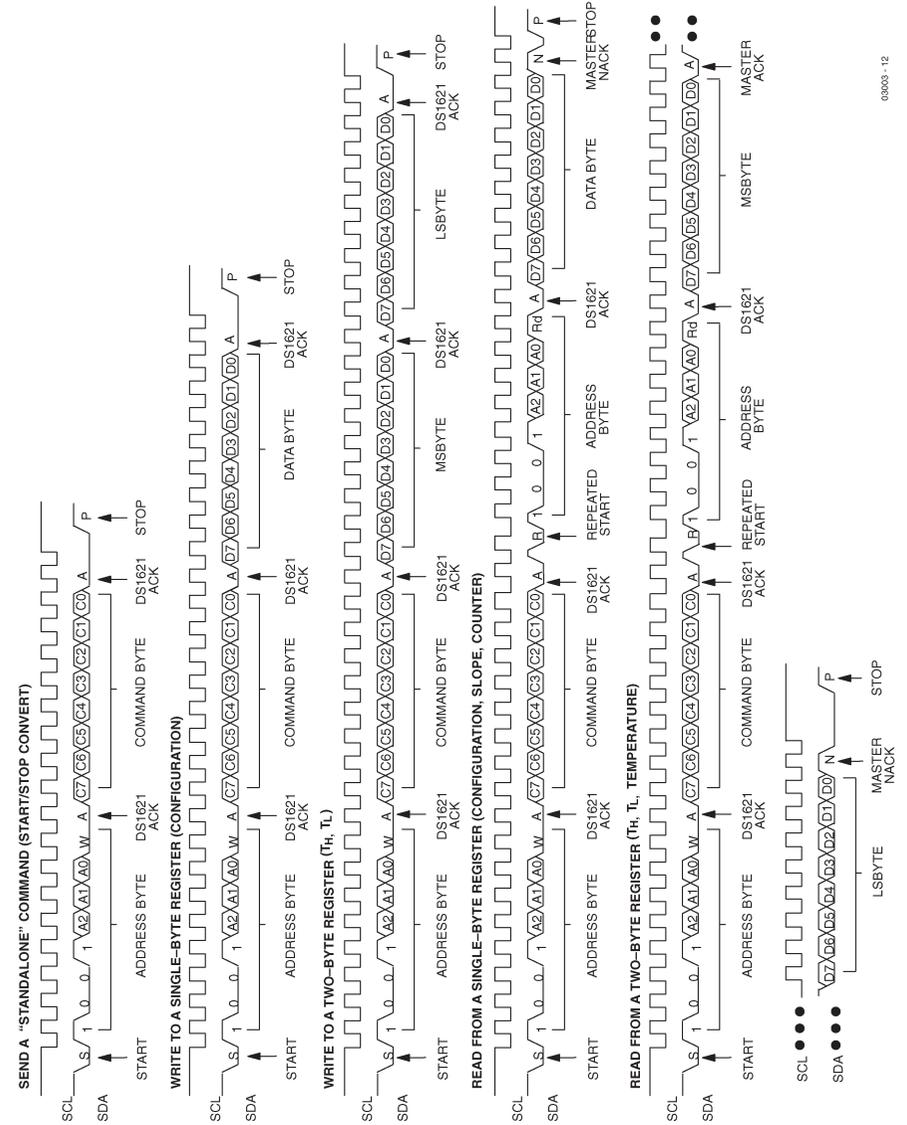
Exemple d'application

Mesure de température avec le DS1621,
Elektor mars 2000.



Courbe de performance typique

0028035 - 13



Communication série binaire avec DS1621



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 additionnelle concernant un montage décrit dans Elektor.

Messieurs,

Dans le numéro 255 du mois de septembre, votre article "PC-UPGRADE" fut pour moi une véritable aubaine. En effet j'utilise 2 cartes P/I-P55T2P4 et qui plus est, en version 3.0 et 3.1.

J'ai donc acheté un AMD K6-2/400 MHz, mon fournisseur n'ayant plus de 350 MHz, mais comme qui peut le plus peut le moins, alors...

Me servant de votre article et du manuel Asus (M026 d'octobre 96) j'ai donc procédé à la mise en place du strap côté soudure du socket 7 (sur la carte version 3.1). J'ai dû m'y reprendre à plusieurs fois afin d'être certain du repère, car rien à voir avec la photographie du socket 7 vue de dessous page 13 (mieux placée si à côté de la figure 3 !).

Il est d'ailleurs dommage que lors de la prise de vue, figure 3, page 14, l'objectif n'a pas été positionné dans l'axe perpendiculaire afin d'éviter l'angle qui fait fuir le bord supérieur de l'implantation côté soudure du socket 7. Du fait

de l'inversion, le repérage eût été plus facile.

La mesure de tension, repère U1 est de 3.39 V à vide et U37 également 3.39 V.

Pour le réglage de la fréquence de la CPU je me suis servi de votre tableau " Facteur horloge CPU/bus " en l'occurrence le facteur 4,5 pour une fréquence de bus de 66 MHz, ce qui donne une fréquence affichée au setup de 300 MHz. Mais alors, à quoi servent les coefficients mis entre parenthèses (5.5 - 7.0) ?

La fréquence maxi du bus sur cette carte est de 75 MHz et non de 83 MHz, mais en restant à 66 MHz je ne pourrais pas aller au-delà de 330 MHz avec le facteur 5, pour le K6-2 à 400 MHz c'est lui assurer une longue vie.

En tous cas merci pour ce renouveau apporté à la " demodée " P55T2P4, et je conseillerai à beaucoup d'en faire autant, ne serai-ce que pour ne pas suivre le bourrage de crâne commercial qu'est la course à la vitesse et à la puissance pour l'informatique uni-

verselle. Et par la même occasion, de continuer à utiliser le socket 7 au profit d'AMD, Cyrix et autres.

F.Holin

Nous sommes heureux d'avoir touché une corde sensible. Il nous faut reconnaître qu'une coquille dans l'encadré « Facteur horloge CPU/bus » a rendu incompréhensible une partie du texte. Il faut lire : On pourra obtenir une multiplication par 2 (et non pas ailleurs) de ce facteur en cas d'utilisation ... Les facteurs donnés en noir, 5,5 à 7, dans ce même encadré sont ceux utilisables en combinaison avec la broche BF2.

Il semblerait, d'après Asus, que cette adaptation ne soit possible qu'avec la version Baby-AT de cette carte et partant pas avec le modèle ATX.

Signalons, à l'intention des possesseurs de cartes P55T2P4, l'existence d'un site Internet très intéressant à son sujet : <http://www.jump.net/~lcs/kalle/index.htm>. Il y est indiqué qu'il

se peut qu'il faille télécharger la version BIOS 2.07.2 (avec sa CPU d'origine) depuis un serveur FTP à l'adresse : <ftp://ftp.asuscom.de/pub/> et à partir de là de passer par les différents sous-répertoires requis pour arriver à [asuscom/bios/socket_7/intel_Chipset/i430HX/P_I-xP55T2P4x](ftp://ftp.asuscom.de/pub/bios/socket_7/intel_Chipset/i430HX/P_I-xP55T2P4x).

*Pour une tension de noyau de 2,2 V on implantera sur le bloc de cavalier J20 les cavaliers 1-2 et 3-4, pour 2,4 V ce sera 3-4 et 5-6 qu'il faudra implanter. Le facteur de multiplication à adopter sera 2 (la CPU l'interprétera correctement comme un 6) par implantation de J11 sur 2-3 et de J12 sur 1-2. La fréquence de bus reste alors à 66 MHz (6*66 = 400 MHz). Comme nous le disions, il faut une CPU à noyau CTX...*

Bien qui ne risque rien n'a rien, ces modifications sont faites à vos risques et périls... (La rédaction)

Interface I²C pour le port imprimante

Elektor n° 249, mars 1999, page X-10 et suivantes

On pourra essayer, si le programme ne cesse de produire des messages d'erreur bien que le matériel soit parfaitement fonctionnel, de mettre les broches 10 (ACK) et 13 (SLCT) à la masse. (990034-1)

EDiTS Pro

Elektor n° 252 à 256, juin à octobre 1999

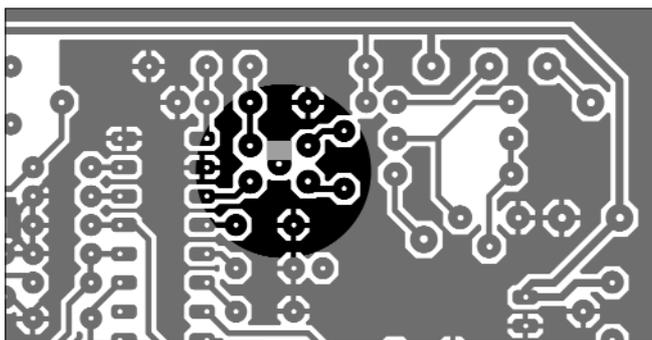
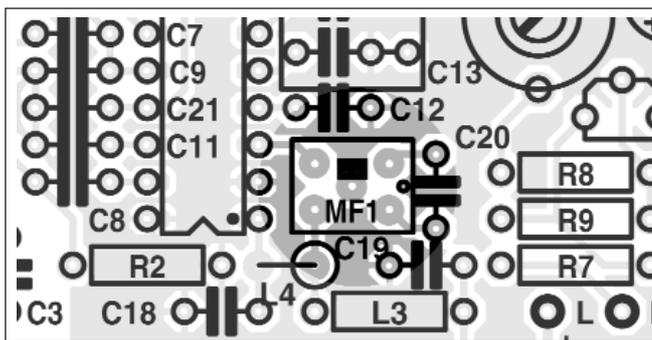
Signalons à l'intention des réalisateurs des différents montages relatifs à EDiTS Pro l'existence d'un site Internet consacré au sujet, à l'adresse : www.gironet.nl/home/editspro site tenu par l'auteur de cette série d'articles, Mr de Vries, que l'on pourra joindre, en anglais S.V.P. à son adresse E-mail : editspro@gironet.nl. (980055)

mini-récepteur O.C.

Elektor n° 256, octobre 1999, page 54 et suivantes

Sur la platine, la broche centrale du filtre MF11 ne possède pas de mise à la masse. Cette absence peut se traduire par une sélectivité moindre. On pourra facilement corriger ce petit problème par la mise en place d'un petit morceau de conducteur, voire une soudure, au point identifié par les dessins ci-dessous.

Si vous utilisez, pour le condensateur C13, un condensateur au pas de 7,5 mm, il faudra là aussi rétablir la connexion entre les 2 pastilles vu que la pastille prévue pour le pas de 5 mm n'est pas en contact avec la pastille pour le pas de 7.5 mm. Une bonne goutte de soudure bien placée fera également l'affaire. (990068-1)



dessouder

un art en soi

Permettez-nous de supposer que la grande majorité de nos lecteurs maîtrise suffisamment le noble art de la soudure. Le dessoudage de composants est une toute autre affaire.

Même les artistes de la soudure les plus accomplis semblent étonnamment maladroits lorsqu'il leur faut briller dans cette discipline. Ils optent pour la mauvaise approche, n'ont pas le tact et la patience requis et abiment, non seulement le composant qu'ils essaient de dessouder, mais aussi la platine.

POMPER OU ASPIRER ?

La seule technique de dessoudage correcte consiste à enlever, en se donnant tout le temps nécessaire, toute la soudure qui solidarise chacune des broches d'un composant à la platine. On pourra utiliser à cet effet, un fer à dessouder, une pompe (à dessouder), voire de la tresse (à dessouder elle aussi).

La pompe et le fer à dessouder paraissent, parmi les diverses options énumérées, les solutions les plus évidentes, mais la pratique nous a appris que cela n'est pas toujours le cas. Les pannes se bouchent trop facilement et l'aspiration de la soudure ne se passe pas toujours aussi bien qu'on le voudrait. Il faut, si l'on opte pour une pompe à dessouder, chauffer fortement la soudure (opération risquée), pour passer ensuite rapidement à la pompe sous peine de voir la soudure s'être resolidifiée.

En conclusion : bien qu'elle puisse paraître être la méthode la plus primitive des 3 options ouvertes, l'utilisation de la tresse à dessouder est la technique que nous préférons, en règle générale, au laboratoire d'Elektor.

TRESSE À DESSOUDER

La tresse à dessouder est en fait, comme le dit son nom, constituée d'une tresse de fils de cuivre enduits de fondant (un produit facilitant la fusion de l'alliage



étain + plomb qu'est la soudure). Les interstices entre les fils aspirent la soudure, qui disparaît ainsi de l'endroit où l'on n'en veut plus. Elle est vendue sous la forme de petites bobines de quelques mètres (figure 1).

Le mode d'emploi est enfantin. On se souviendra que la fluidité de la soudure est la meilleure lorsqu'elle est à bonne température. Ne pas utiliser, partant, de fer à souder de puissance trop faible et opter pour une température de 350 °C au moins. Il ne reste donc plus qu'à faire en sorte que la tresse à dessouder ait une température

supérieure à celle de l'emplacement de soudure sachant que l'étain s'écoulera vers l'endroit le plus chaud. Voici comment procéder :

- ◆ Positionner un morceau de tresse à dessouder propre sur la soudure à défaire et poser le fer à souder sur la tresse.
- ◆ Appuyer avec une certaine force sur le fer à souder pour établir un bon contact thermique (figure 2). La soudure remonte par capillarité dans la tresse.
- ◆ Une fois qu'elle est saturée, la tresse à dessouder cesse, bien entendu



sinon elle n'est pas saturée, d'aspirer la soudure. La couleur de la tresse passe de sa couleur cuivre d'origine à une couleur de plus en plus gris métallique au fur et à mesure qu'elle aspire plus de soudure (**figure 3**).

Il peut être nécessaire, si l'on veut obtenir un point de soudage bien propre – c'est-à-dire dans le cas présent, parfaitement débarrassée de toute trace de soudure – de devoir recommencer cette opération une seconde fois. La première étape consiste à enlever le plus de soudure possible. Avec un peu d'entraînement il devient ensuite possible de faire glisser la tresse sous le fer tout en maintenant ce dernier à l'endroit où il se trouve. On élimine les dernières traces de soudure à l'aide d'un morceau de tresse tout neuf. Il peut également être nécessaire de rajouter un rien de soudure fraîche sur une vieille soudure pour faciliter la fusion du vieux point de soudure.

FONDANT

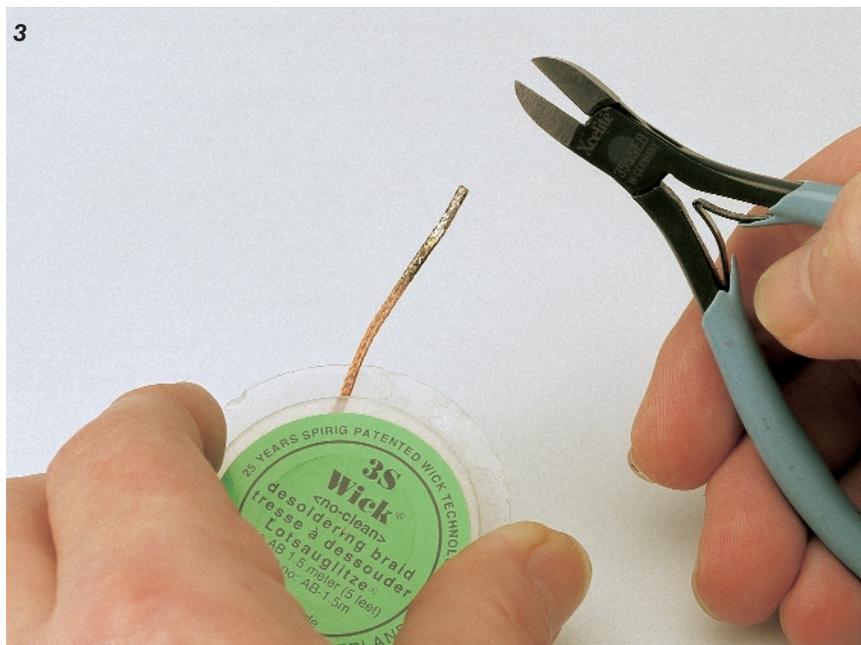
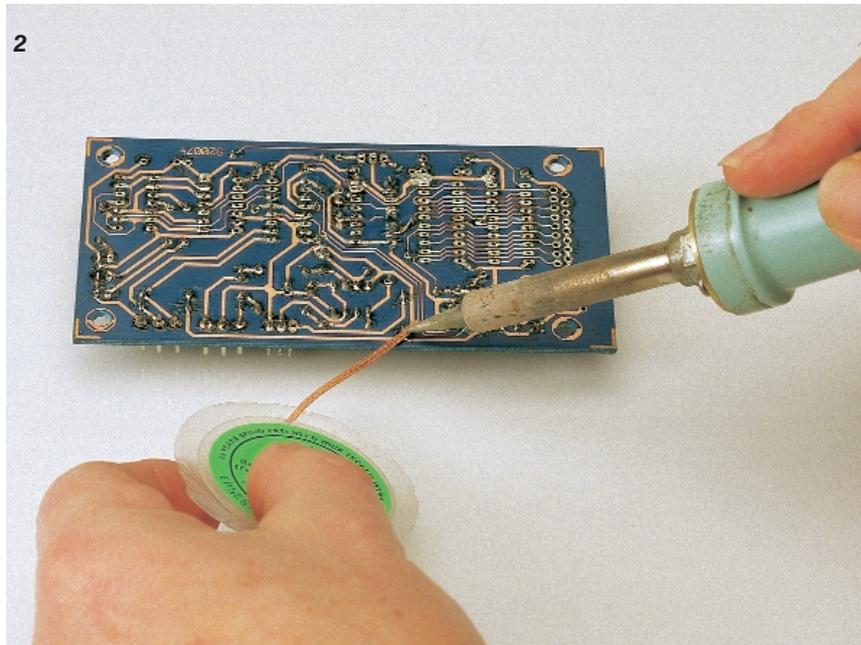
Une fois que l'on a une certaine expérience de la mise en oeuvre de la tresse à dessouder on aura vite fait de s'apercevoir que cette approche ne se passe bien qu'à condition qu'il y ait encore suffisamment de fondant. De la soudure sans fondant garde sa forme de boulette et refusera obstinément de se laisser aspirer par la tresse à dessouder. Il peut se faire que la tresse ne comporte plus, à un endroit ou un autre, suffisamment de fondant, ce qui peut être dû au pliage répété de la tresse à un endroit donné.

On peut éliminer ce problème par la mise, sur la soudure à supprimer, d'un rien de fondant vendu sous cette forme en petits tubes. On trouve également dans le commerce des petites boîtes de colophonium : il s'agit d'une sorte de résine dont on peut imprégner la tresse. On pourra, en raison de la relative compacité de ce produit, utiliser la technique suivante : abaisser le température du fer à souder à 100 ou 150 °C. Si votre fer ne possède pas de thermorégulation, il faudra opérer rapidement. Disposer un morceau de tresse à dessouder sur la surface de colophonium et réchauffer la tresse par le dessus (**figure 4**). Ce fondant fondra (une Lapalissade) et partant se verra aspiré par la tresse. Faire glisser la tresse sous un fer à souder fixe.

Il est même possible, avec cette technique, de transformer un morceau de câble multibrin quelconque, un câble secteur par exemple, en tresse à dessouder en l'imprégnant de fondant. Solution pratique lorsque l'on n'a pas de tresse à dessouder sous la main ou que l'on trouve qu'elle coûte trop cher.

(000006)

Texte : Karel Walraven



régulateur de charge solaire

pour panneaux solaires de $\leq 53 W$

Une installation solaire de faible puissance se compose de trois parties au moins : le panneau solaire, un accumulateur de stockage (batterie) et un régulateur destiné à limiter la tension en fin de charge et à fournir une protection contre le reflux.

Projet : H-Tronic, Hirschau

Caractéristiques du régulateur solaire

Tension d'alimentation	12 V fournis par l'accumulateur
Panneau solaire	jusqu'à 53 W
Consommation propre	2,1 mA
Chute de tension	0,43 V à 3 A
Plage de température	de -10 à +45 °C
À l'épreuve des courts-circuits et de l'inversion de polarité	

Si vous pensez qu'Elektor a ignoré les développements dans le domaine de l'énergie solaire au cours des 10 dernières années, détrompez-vous !

Une installation à l'énergie solaire autonome emmagasine l'énergie dans un accumulateur au plomb pour fournir du courant en l'absence de rayonnement solaire, par mauvais temps comme de nuit. Il faut prévoir une protection contre le reflux pour empêcher l'accumulateur de se décharger par le panneau solaire lorsque la tension aux bornes de celui-ci est plus faible. Cette « vanne pour courant solaire » peut être constituée tout simplement d'une diode. On fait normalement appel à une diode à barrière de Schottky à



faible tension de seuil pour diminuer le plus possible les pertes.

Mais un panneau de 12 V, qui fournit une tension sensiblement plus élevée que la valeur nominale lorsque l'ensoleillement est favorable, provoque un dépassement de la tension de l'accumulateur en fin de charge qu'une diode unique est impuissante à limiter. Ce dépassement de tension, qui provoque un bouillonnement dans l'accumulateur, est mauvais pour sa santé comme pour celle des personnes présentes car il se dégage en fin de compte un gaz explosif. Il faut donc compléter la diode par un circuit limitant la tension finale de charge à 2,30 V par cellule, ce qui correspond à la valeur permise de 13,8 V pour un accumulateur au plomb de 12 V. Le régulateur de charge solaire présenté ici accomplit élégamment ces deux tâches : protection contre le reflux et limitation de la tension de charge.

PROTECTION CONTRE LES COURTS-CIRCUITS

Il est facile de repérer la protection contre le reflux dans le circuit du régulateur de charge solaire de la **figure 1**. Si la tension aux bornes de l'accumulateur dépasse celle du panneau, la diode à barrière de Schottky D3 empêche le courant de circuler du pôle positif de l'accumulateur à celui du panneau solaire indépendamment de l'état du reste du circuit. Le courant de charge passe librement en sens contraire. La perte de tension aux bornes de la diode de puissance est d'environ 0,43 V pour un courant de 3 A.

Le courant solaire peut aussi passer par D4 et T2 lorsque le transistor conduit. Le transistor est commandé par l'amplificateur opérationnel IC1 qui fait office de comparateur. T1 et P1 permettent de fournir une tension de référence égalisée par C1 égale à la moitié environ de la tension finale de charge.

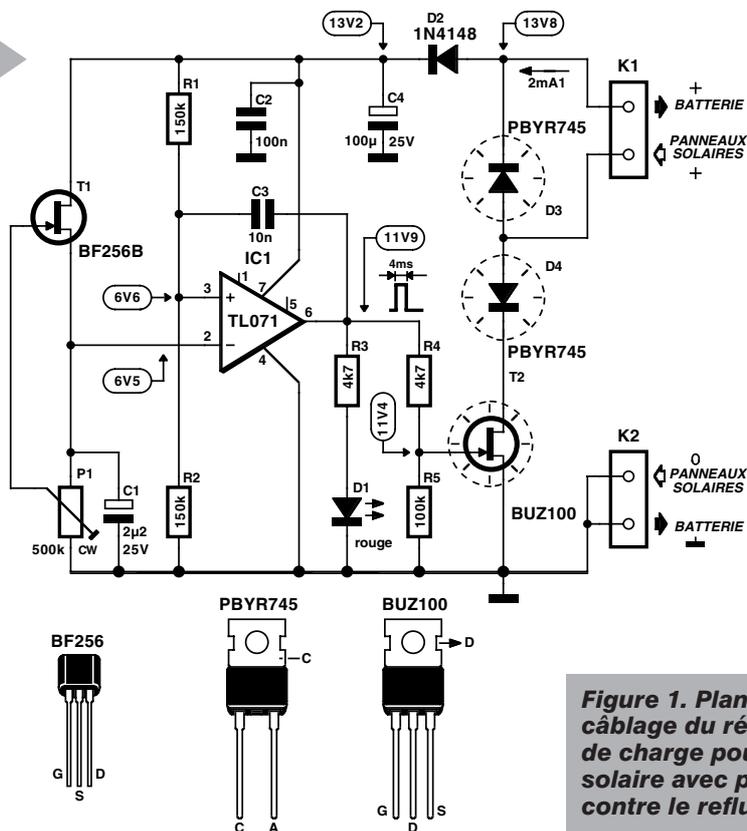


Figure 1. Plan de câblage du régulateur de charge pour énergie solaire avec protection contre le reflux.

L'amplificateur opérationnel compare la tension de référence à la tension de l'accumulateur réduite de moitié par R1 et R2 et de 0,6 V par D2. Les valeurs exactes se trouvent dans le schéma. La sortie de l'amplificateur opérationnelle reste au niveau bas tant que la tension de l'accumulateur est moindre que la tension finale de charge, de sorte que la voie par T2 est inhibée. La LED D1 est éteinte, ce qui signifie que l'intégralité du courant solaire est envoyée à l'accumulateur.

Mais si la tension aux bornes de l'accumulateur dépasse la tension en fin de charge, la sortie du comparateur saute au niveau haut (D1 s'allume), ce qui fait commuter T2 et court-circuite le panneau solaire. Or, un

panneau solaire se comporte comme une source de courant et ne fournit donc qu'un courant limité, même lorsqu'il est soumis au rayonnement solaire le plus intense : cette régulation brutale que l'on nomme aussi régulation shunt est donc parfaitement acceptable.

Il importe toutefois de réduire autant que possible la puissance dissipée pour éviter de devoir munir T2 et D4 d'un dissipateur thermique surdimensionné : C3 joue le rôle d'un couplage supplémentaire (limité à 4 ms) avec l'amplificateur opérationnel lors de la commutation du comparateur. Le comportement de commutation de l'amplificateur opérationnel

subit une nette amélioration : les flancs de com-

mutations deviennent visiblement plus raides.

La puissance dissipée par un MOSFET canal N (BUZ100) est la plus faible lorsqu'il est complètement ou pas du tout commuté, c'est-à-dire lorsque le courant qui y passe est élevé ou nul. La puissance dissipée dans la plage « analogique » entre ces deux états peut dépasser plus ou moins fortement cette limite. C'est pourquoi les flancs du signal d'excitation doivent être aussi raides (donc courts) que possible. Et c'est le rôle de C3.

Lorsque le courant de charge de l'accumulateur disparaît par suite du court-circuit, sa tension retombe légèrement, ce qui cause un basculement du comparateur en sens initial ; le processus de charge de l'accumulateur reprend. Cela signifie en pratique que la LED clignote d'autant plus rapidement que la fin de la charge est proche.

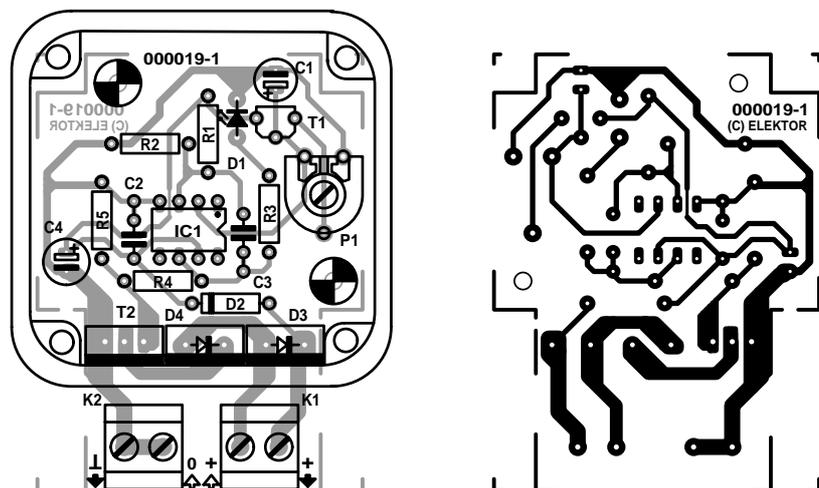
IMPLÉMENTATION

Le régulateur de charge pour l'énergie solaire peut être monté dans n'importe quel boîtier de taille suffisante. Le petit boîtier alu dans la liste des pièces détachées constitue vraiment le dernier cri :

non content de protéger l'électronique des périls de l'environnement, il joue aussi le rôle de dissipateur thermique pour les 3 semi-conducteurs de puissance. La seule fente du boîtier permet d'avoir accès à la partie de la platine où se trouvent les bornes de raccordement.

Montez tout d'abord tous les composants sur la platine reproduite dans la figure 2, hormis lesdites bornes de raccordement. Les deux diodes à barrière

Figure 2. La platine s'ajuste exactement dans le boîtier prévu.



Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 150 k Ω

R3, R4 = 4k Ω 7

R5 = 100 k Ω

P1 = ajustable 500 k Ω

Condensateurs :

C1 = 2 μ F/25 V radial

C2 = 100 nF

C3 = 10 nF

C4 = 100 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge à haut rendement

D2 = 1N4148

D3, D4 = PBYR745 (Philips)

T1 = BF256B

T2 = BUZ100* (Siemens)

IC1 = TL071CP ou TL081

Divers :

K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm boîtier 50 x 50 x 32 mm tel que, par exemple, 1590LB (Hammond)

* cf. texte

de Schottky et le transistor doivent effleurer la platine. On peut déjà se risquer à effectuer les premiers essais à ce stades. Faites pivoter P1 complètement vers la gauche et raccordez un bloc d'alimentation régulé (13,8 V) aux bornes destinées à l'accumulateur. Faire alors pivoter P1 un peu au-delà de la position intermédiaire. Le montage est en principe correct si la LED s'allume.

Sinon, vérifiez les 2 tensions d'entrée du comparateur et leur bonne commutation dans les 2 états.

Le composant BUZ100 n'est par ailleurs rien d'autre qu'un BUZ10 amélioré qui peut théoriquement survivre à 250 W. Cette caractéristique est complètement superflue ; on peut donc le remplacer en toute quiétude par un BUZ10 ou un BUZ11. Il en va de même pour les diodes à barrière de Schottky. Leur type n'a aucune importance tant qu'il peut fonctionner à 3 A.

PERÇONS ET LIMONS

Il faut découper une fente de 32 mm de large et de 6 mm de haut dans le petit boîtier alu pour y faire passer le bord « externe » de la platine. Disposez la platine de sorte que les 3 semi-conducteurs de puissance reposent à plat sur la paroi interne. Marquez l'emplacement des 2 trous de fixation de la platine, percez-les et montez la platine en intercalant de petits rouleaux d'entretoise de 5 mm. Marquez ensuite les trous destinés aux 3 semi-conducteurs de puissance (Mesurer avec précision !) au-dessus de la fente, enlevez la platine, alésez les trous jusqu'à 2,5 mm et taraudez-y un filet M-3.

Les deux diodes à barrière de Schottky et le MOSFET doivent être isolés l'un de l'autre et par rapport au boîtier. Se servir de préférence de plaquettes de mica ou de plastique découpées de façon à ce qu'elles puissent être placées côte à côte et que le boîtier puisse encore être fermé.

Fixez la platine et vérifiez que les trous des refroidisseurs à ailettes des trois semi-conducteurs de puissance coïncident exactement avec ceux que vous avez percés. Si tel n'est pas le cas, il est indispensable de limer les petits rouleaux d'entretoise ou de les prolonger par des rondelles en U. Ne serrer à fond les 5 vis que lorsque tout est parfaitement ajusté pour éviter les contraintes mécaniques. N'oubliez ni la pâte conductrice de chaleur sur les deux faces du matériau isolant ni les manchons isolants entre les vis et les refroidisseurs à ailettes. Il est indispensable de contrôler le résultat de vos efforts à l'ohmmètre ! Ne montez les 2 bornes de raccordement que lorsque tout est bien isolé.

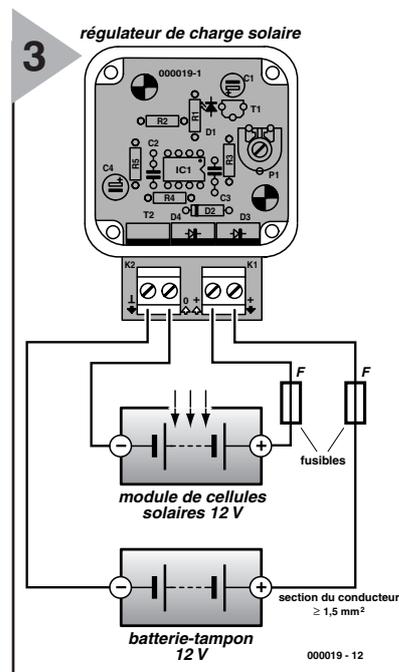
Avant de fermer le couvercle, ajustez le régulateur de charge pour énergie solaire avec P1 en le raccordant à une

Figure 3. Montage du régulateur de charge dans une installation solaire.

installation en état de marche (figure 3). Il faut monter le régulateur de charge aussi près que possible de l'accumulateur. Cela permet d'optimiser l'installation solaire autonome en tenant compte de la résistance des connexions et des câbles qui n'est pas négligeable, même dans le cas de câbles de 1,5 mm de diamètre ou plus. N'oubliez pas de protéger les deux boucles de courant par des fusibles, car un court-circuit peut provoquer le passage d'un courant de plusieurs centaines d'ampères !

(000019)

Texte : Rolf Gerstendorf
Technique : Karl Walraven



Dimensionnement d'une installation solaire autonome

Il importe de dimensionner correctement les composants d'une installation solaire pour atteindre le meilleur rendement énergétique possible. La **consommation** (les pertes dues au régulateur d'énergie solaire y incluses) et ses variations déterminent dans une très large mesure la conception de l'installation. Ces valeurs permettent de déterminer la moyenne journalière ou hebdomadaire de la consommation. Les installations solaires de capacité modeste qui atteignent tout au plus une moyenne journalière 3 kWh et une charge maximale d'environ 3 kW fonctionnent dans la plupart des cas avec une tension de 12 V. Si la charge est plus élevée, il peut être indiqué de faire passer la tension du système à 24 ou 48 V, voire même 230 V (couplage en série de plusieurs modules) pour que la section des câbles et les pertes restent dans des limites acceptables. Le régulateur décrit ici n'est conçu que pour les systèmes 12 V.

Il faut ensuite déterminer la **taille du générateur solaire**. Les calculs sont basés sur l'orientation (direction cardinale) et l'inclinaison (azimut) du panneau par rapport au plan horizontal, sur la position géographique, cela va sans dire (pour ne citer qu'un exemple, le soleil apparaît plus fréquemment et son rayonnement est plus intense à Toulon qu'à Lille), et enfin sur le rendement de ou des panneaux solaires. Le résultat est donné sous forme de courant nominal du générateur solaire ou, pour des modules dont on connaît déjà les caractéristiques, par le nombre de panneaux solaires couplés en parallèle.

On termine par une estimation de la **capacité de l'accumulateur solaire** destiné à égaliser les fluctuations de l'ensoleillement. Il faut considérer 2 critères : le nombre moyen par jour ou par semaine d'ampères-heures consommés déjà évalué et le nombre de jours d'autonomie totale couverts par le stockage d'énergie qui répond le mieux aux besoins particuliers de l'utilisateur. Il faut ici tenir compte du degré de décharge totale que supporte l'accumulateur.

Outre ces critères majeurs, il existe de nombreuses particularités, à première vue accessoires, comme la puissance de pointe, la réserve de tension aux hautes températures de fonctionnement, le traitement mécanique des modules, l'encombrement et la place disponible, les coûts, les règlements sur les constructions, la politique de soutien de l'état, etc.

Il existe des programmes sur PC plus ou moins utilisables pour le calcul des parties constitutives d'une installation solaire. Les CD-ROM Solar Power et SolarCraft de la maison d'édition Energiewende-Verlag (www.solarenergie.com, tout y est, bien évidemment, en allemand) constituent de bonnes introductions comportant une partie multimédia, des notions de base, une liste d'adresses, des trucs divers, de brèves instructions de montage et, bien entendu, des programmes de calcul (SolarPower) ou un programme interactif qui assiste pas-à-pas la réalisation d'une installation privée (SolarCraft).

Ce qui rend cette carte différente des autres cartes d'acquisition et de pilotage de données pour le port série du PC est la façon dont elle communique avec l'ordinateur. Beaucoup de cartes d'acquisition rencontrées comportent un microcontrôleur ou une puce UART pour la communication série. La carte présentée ici n'a aucune puce de ce genre parce qu'elle utilise un accès direct aux registres UART pour permettre une conversion série-parallèle.

Spécifications principales

Nombre d'entrées :	32
Type d'entrées :	compatibles TTL (« 0 » = 0 V, « 1 » = 5 V)
Connexion :	port série
Communication :	accès direct aux registres UART.
Alimentation :	9 à 15 V _{CC}

Projet : George Vastianos, étudiant au département électronique de l'Institut Technologique du Pirée, Grèce.

carte d'entrée numérique 32 canaux pour port série PC

branchez votre PC sur le monde réel

Le domaine de l'acquisition et de pilotage de données n'est pas un domaine nouveau pour la science électronique. Le champ d'étude a débuté lorsque la technologie des semiconducteurs réus-

sit à fabriquer le premier microprocesseur sous la forme d'un circuit intégré complet. C'était au temps où les ordinateurs commençaient à s'affirmer dans l'industrie, avant de s'installer

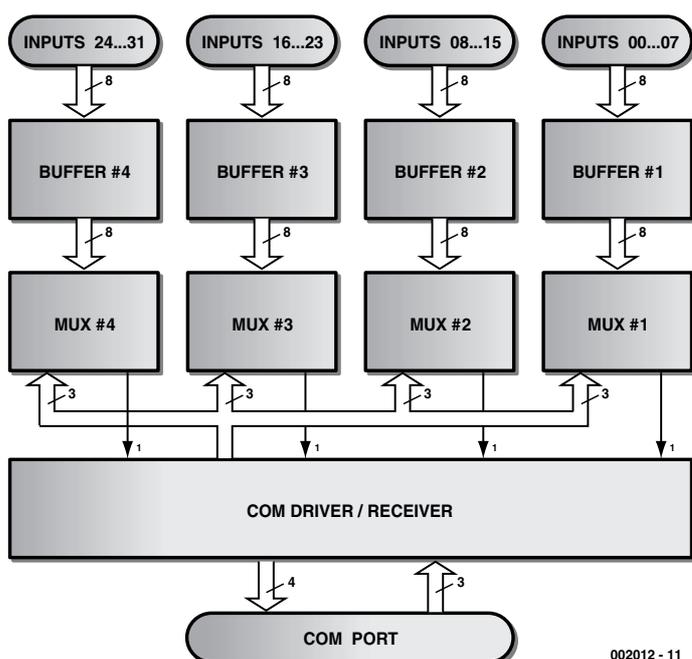
dans nos foyers.

L'acquisition et le pilotage de données englobe toute la gestion des données à partir d'un ordinateur. Le but des systèmes d'acquisition et de pilotage de données est donc de permettre à l'ordinateur de communiquer avec le « monde extérieur », et sous certaines réserves, de le diriger.

Ses applications concernent l'industrie, où l'utilisation des cartes d'entrée/sortie adéquates permet aux automatismes et aux systèmes de commandes de réaliser des tâches complexes.

Une carte d'acquisition et de pilotage de données dispose d'entrées seules, de sorties seules ou d'une combinaison des deux. Chaque entrée ou sortie peut être analogique ou numérique. Une autre caractéristique de ces cartes est liée à la façon dont elles sont reliées à l'ordinateur ou au système informatique. Beaucoup de cartes ont été ainsi conçues pour une installation dans l'un des bus de la carte mère (ISA, EISA, PCI, etc.) ou pour la connexion aux ports disponibles de l'ordinateur (port parallèle, série, jeu ou clavier).

Le projet décrit dans cet article est une carte avec 32 entrées numériques (carte d'entrée numérique 32 canaux) pour une connexion externe au port série (RS232) sur votre PC ou compatible.



002012 - 11

Figure 1. Synoptique fonctionnel de la carte 32 canaux à entrées numériques.

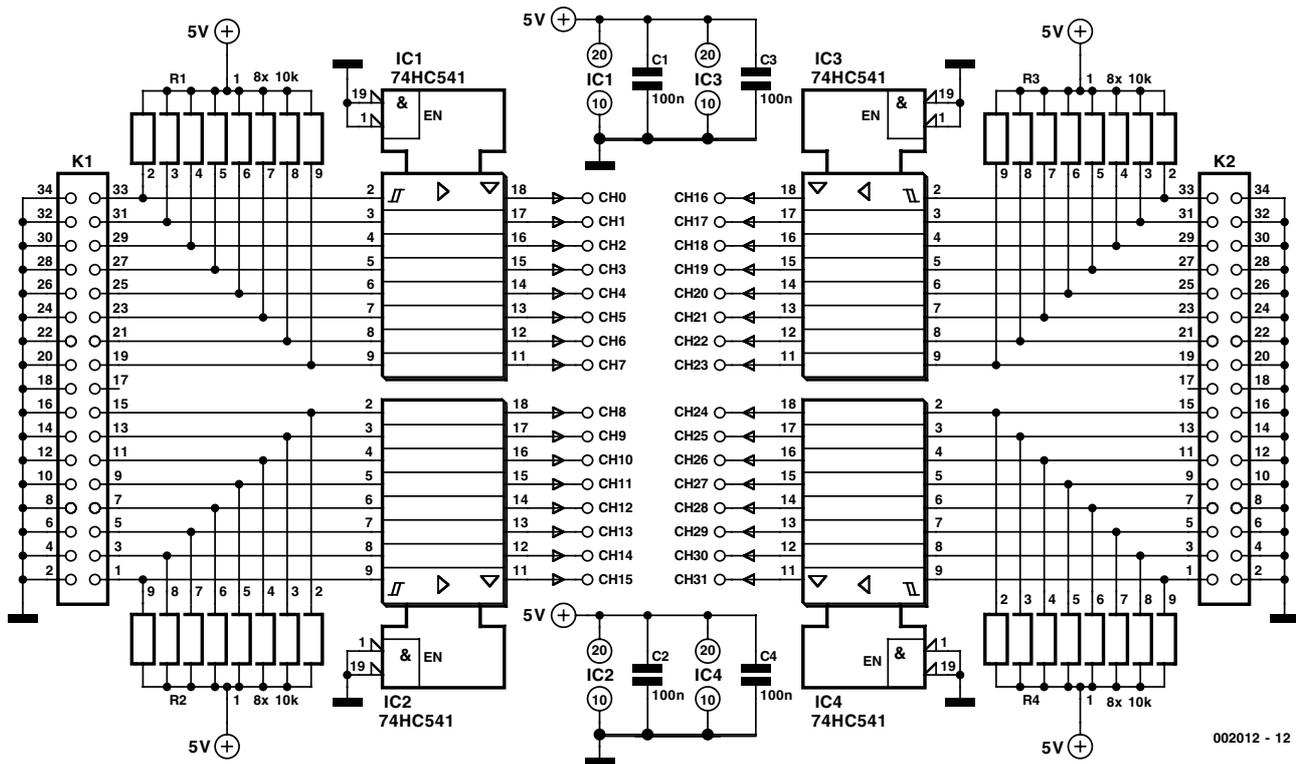


Figure 2. Schéma du circuit des unités tampons.

À propos du port série

Les ports série sont principalement utilisés pour la communication entre ordinateurs, ou pour la communication entre un ordinateur et des périphériques du type modem ou souris. Le contrôleur au coeur de ce port est presque invariablement une puce UART (*UART = Universal Asynchronous Receiver Transmitter*, émetteur/récepteur asynchrone universel) installée sur la carte mère. Cette puce remplit le rôle d'adaptateur parallèle-série ou série-parallèle.

Un ordinateur peut comporter de un à quatre ports série (COM1 à COM4), où chaque port occupe huit emplacements dans la zone de mémoire des entrées/sorties (E/S = I/O pour *Input/Output*

Tableau 1.

Transmit/Receive Buffer	3F8 _{HEX}	2F8 _{HEX}	3E8 _{HEX}	2E8 _{HEX}
Interrupt Enable Register	3F9 _{HEX}	2F9 _{HEX}	3E9 _{HEX}	2E9 _{HEX}
Interrupt Identification Register	3FA _{HEX}	2FA _{HEX}	3EA _{HEX}	2EA _{HEX}
Line Control Register	3FB _{HEX}	2FB _{HEX}	3EB _{HEX}	2EB _{HEX}
Modem Control Register	3FC _{HEX}	2FC _{HEX}	3EC _{HEX}	2EC _{HEX}
Line Status Register	3FD _{HEX}	2FD _{HEX}	3ED _{HEX}	2ED _{HEX}
Modem Status Register	3FE _{HEX}	2FE _{HEX}	3EE _{HEX}	2EE _{HEX}

en anglais). Voir le **tableau 1** pour les détails significatifs.

Les lignes de base utilisées par une puce UART dans la communication série pour l'émission ou la réception sont appelées TxD et RxD. Il ya aussi un groupe de lignes supplémentaires

(DCD, DSR, RTS, CTS, DTR, RI) utilisées pour établir différents types de communications série. Si quelques-unes de ces lignes supplémentaires fonctionnent comme entrées et d'autres comme sorties, chacune d'entre elles (sauf la RxD) peut être pilotée par un

Tableau 2.

Nom	# de broche sur connecteur à 25 broches	# de broche sur connecteur à 9 broches	COM1	COM2	COM3	COM4	Bit	E/S
TxD	2	3	3FB _{HEX}	2FB _{HEX}	3EB _{HEX}	2EB _{HEX}	6	O
DTR	20	4	3FC _{HEX}	2FC _{HEX}	3EC _{HEX}	2EC _{HEX}	0	O
RTS	4	7	3FC _{HEX}	2FC _{HEX}	3EC _{HEX}	2EC _{HEX}	1	O
CTS	5	8	3FE _{HEX}	2FE _{HEX}	3EE _{HEX}	2EE _{HEX}	4	I
DSR	6	6	3FE _{HEX}	2FE _{HEX}	3EE _{HEX}	2EE _{HEX}	5	I
RI	22	9	3FE _{HEX}	2FE _{HEX}	3EE _{HEX}	2EE _{HEX}	6	I
DCD	8	1	3FE _{HEX}	2FE _{HEX}	3EE _{HEX}	2EE _{HEX}	7	I

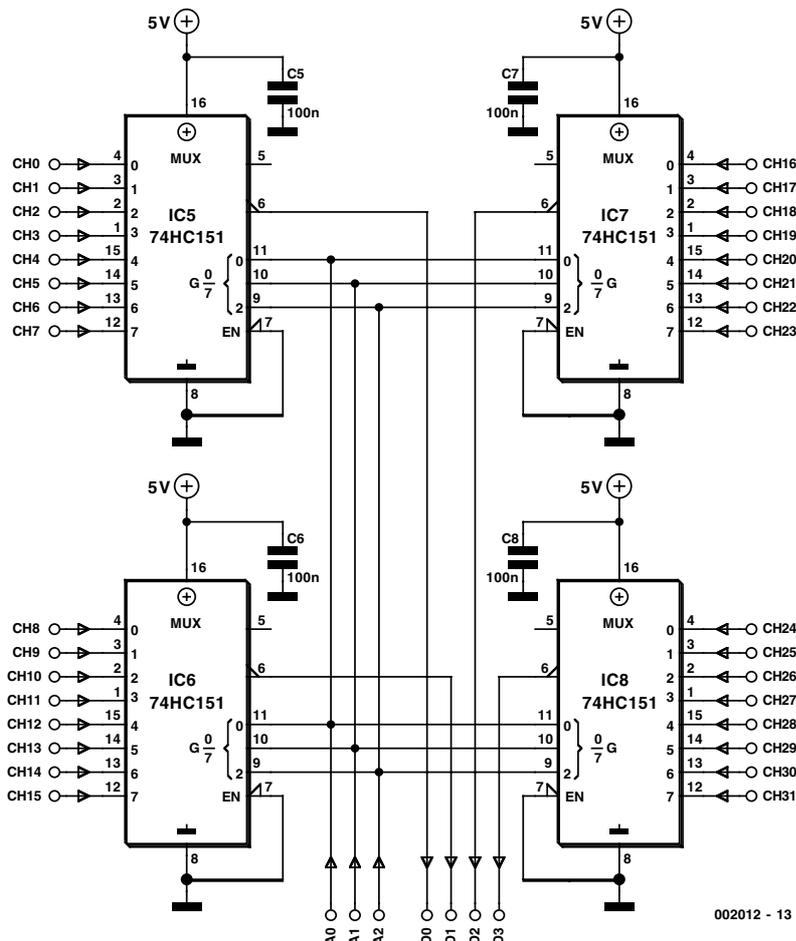


Figure 3. Schéma du circuit des unités de multiplexage.

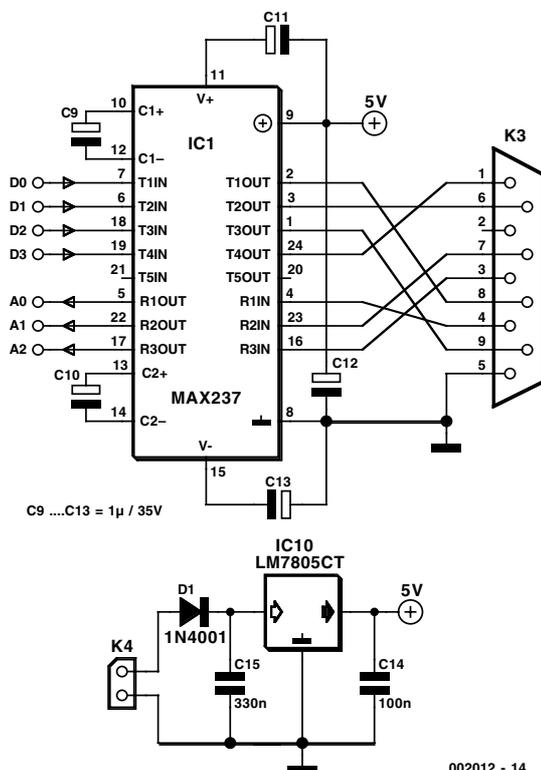


Figure 4. Schéma du circuit de l'unité de commande/récepteur COM et de l'unité d'alimentation.

bit d'un registre UART. Le **tableau 2** donne la fonction des différentes broches de l'interface de connexion et les adresses des E/S-système.

Les niveaux de tension utilisés sur le port série (niveaux RS-232) sont différents des niveaux TTL. Dans le jargon RS-232, une valeur logique « 1 » est représentée par une tension de -12 V , et une valeur logique « 0 » par une tension de $+12\text{ V}$.

Le matériel

Dans le synoptique fonctionnel du circuit (cf. **figure 1**), les entrées disponibles ont été séparées en quatre groupes de huit entrées (00-07, 08-15, 16-23, 24-31), qui conduisent toutes aux unités tampons. Ensuite, toutes les lignes quittant les unités tampons aboutissent aux unités de multiplexage, où seule une entrée de chaque groupe est sélectionnée. Les quatre entrées sélectionnées traversent l'unité de commande/réception (*driver/receiver*) COM (où elles sont converties de compatibles TTL en compatibles RS232) pour arriver sur quatre entrées de port série (CTS, DSR, RI, DCD). Pour la sélection des entrées, nous utiliserons les trois sorties du port série (TXD, DTR, RTS). Après avoir franchi l'unité de commande/réception COM (et avoir été convertis de compatibles RS232 en compatibles TTL), les signaux de sortie aboutissent aux entrées d'adresses de multiplexage.

Les unités tampons

Dans le schéma en **figure 2**, les 32 entrées ont été séparées en deux groupes de 16 (pour une conception simple de la platine) qui entrent dans le circuit à travers les connecteurs K1 et K2. La correspondance entre les entrées et les connecteurs est présentée dans le **tableau 3**.

Toutes les entrées sont équipées de résistances de forçage R1 à R4 (10 k Ω) pour prévoir une terminaison au cas où une ou plusieurs entrées ne seraient pas connectées. Les unités tampons sont les quatre puces IC1 à IC4 (74HC541). Les quatre condensateurs C1 à C4 (100 nF) fonctionnent en condensateurs de dérivation pour améliorer la stabilité du circuit. Les entrées de commandes Ouverture Sortie (*Output Enable*) sur les broches 1 et 19 des puces 74HC541 sont mises à la masse pour un fonctionnement continu des unités tampons.

Les unités de multiplexage

Comme vous pouvez le voir dans la **figure 3**, les multiplexeurs sont en réa-



Figure 5. Recopie d'écran du programme de démonstration en action.

lité quatre puces 74HC151 (IC5 à IC8). Quatre condensateurs C5 à C8 (100 nF) sont rajoutés pour garantir un bon découplage de l'alimentation. L'entrée de la commande Ouverture/Sortie (broche 7) de chaque puce 74HC151 est mise à la masse pour un fonctionnement continu de chaque multiplexeur. Les entrées d'adresses A, B, C de chaque puce 74HC151 sont interconnectées pour réaliser le multiplexage de l'ensemble des 32 entrées.

L'unité de commande/réception COM

La dernière unité comporte un régulateur de tension de façon à ce que la carte n'ait pas besoin d'alimentation régulée. Dans le schéma du circuit de l'unité (cf. figure 4), le circuit IC9 (MAX237) fonctionne comme une unité de commande/réception RS232. Il comporte trois canaux pour la conversion RS-232/TTL et cinq canaux TTL/RS-232. Cinq condensateurs satellites (C9 à C13, de 1 µF, tension de service maximum de 35 V) permettent au circuit MAX237 de réaliser un doublement de tension (de façon à ce que la section de pilotage produise une tension de 10 V pour les cinq sorties RS-232, à partir d'une alimentation de 5 V). A l'intérieur du circuit MAX237, chaque canal a un inverseur. Pour surmonter ce problème, nous utiliserons les quatre sorties inversées des quatre puces 74HC151 (broche 6) afin qu'après une double inversion nous n'ayons plus d'inversion du tout. Le circuit IC10, un 7805 associé à deux condensateurs C14 et C15, abaisse la tension à 5 V. La diode D1 protège le circuit contre tout dommage causé par une inversion de polarité de l'alimentation.

Le logiciel de commande

Le logiciel pour la communication avec la carte a été développé en QBASIC. La routine de communication est nommée CARD32DI et on peut trouver son code-source dans le **listage 1**. Si vous appelez cette routine (depuis

Tableau 3.

K1		K2	
Canal	# de broche	Canal	# de broche
00	33	16	33
01	31	17	31
02	29	18	29
03	27	19	27
04	25	20	25
05	23	21	23
06	21	22	21
07	19	23	19
08	15	24	15
09	13	25	13
10	11	26	11
11	9	27	9
12	7	28	7
13	5	29	5
14	3	30	3
15	1	31	1

n'importe quel programme écrit en QBASIC), utilisez la syntaxe suivante :
CALL CARD32DI (COMADDRESS, CHANNEL (), DATA0, DATA1, DATA2, DATA3)

Avec :
COMADDRESS : variable de type entiers qui (avant l'appel) doit contenir l'adresse de base du port série. Les valeurs acceptables de cette variable

```

REM *****
REM *          32 Channel D/I Card          *
REM *   CARD32DI Communication Routine     *
REM *   Copyright (c) April 1999          *
REM *   by George Vastianos              *
REM *   email:robofreak@technologist.com *
REM *   http://members.xoom.com/robofreak/ *
REM *****
'
SUB CARD32DI (COMADDRESS, CHANNEL(), DATA0, DATA1, DATA2, DATA3)

    DATA0 = 0: DATA1 = 0: DATA2 = 0: DATA3 = 0

    FOR BIT = 0 TO 7

        IF (BIT AND 1) = (INP(COMADDRESS + 4) AND 1) THEN
            OUT (COMADDRESS + 4), INP(COMADDRESS + 4) XOR 1
        END IF
        IF (BIT AND 2) = (INP(COMADDRESS + 4) AND 2) THEN
            OUT (COMADDRESS + 4), INP(COMADDRESS + 4) XOR 2
        END IF
        IF (BIT AND 4) = (INP(COMADDRESS + 3) AND 64) / 16 THEN
            OUT (COMADDRESS + 3), INP(COMADDRESS + 3) XOR 64
        END IF

        OUT COMADDRESS + 1, 0
        OUT COMADDRESS + 2, 0

        INDATA = INP(COMADDRESS + 6) AND 240

        CHANNEL(BIT) = (INDATA AND 16) / 16
        CHANNEL(BIT + 8) = (INDATA AND 32) / 32
        CHANNEL(BIT + 16) = (INDATA AND 64) / 64
        CHANNEL(BIT + 24) = (INDATA AND 128) / 128

        DATA0 = DATA0 + CHANNEL(BIT) * 2 ^ BIT
        DATA1 = DATA1 + CHANNEL(BIT + 8) * 2 ^ BIT
        DATA2 = DATA2 + CHANNEL(BIT + 16) * 2 ^ BIT
        DATA3 = DATA3 + CHANNEL(BIT + 24) * 2 ^ BIT

    NEXT BIT

END SUB

```

sont : &H3F8 (pour COM1), &H2F8 (pour COM2), &H3E8 (pour COM3), &H2E8 (pour COM4).

CHANNEL 0 : variable de type matrice d'entiers (avec des pointeurs de 0 à 31), qui (après l'appel) contiendra l'état logique de chaque canal (valeurs 0 ou 1).

DATA0, DATA1, DATA2 et DATA3 : variables de type entiers qui (après l'appel) contiendront les valeurs arithmétiques de chaque groupe de huit canaux (00-07, 08-16, 17-23 et 24-31). L'ensemble des états logiques des 32 canaux forme un double mot (32 bits) avec le canal 0 en bit de poids faible (LSB) et le canal 31 en bit

de poids fort (MSB). Ce double mot peut être concentré dans les 4 octets DATA0, DATA1, DATA2 et DATA3 où l'octet de poids faible est DATA0 et l'octet de poids fort DATA3. Utilisez ces variables dans le cas où vous voudriez sauvegarder les états logiques de tous les canaux dans un fichier. La « compression » permet de sauvegarder seulement 4 octets au lieu de 32.

Un programme de démonstration a été développé pour tester la carte 32 canaux à entrées numériques. Une recopie d'écran de ce programme vous est présentée en **figure 5**.

Pour changer l'adresse du port série, utilisez les touches <1> à <4>. Si vous voulez sortir du programme, appuyez simplement sur la touche <Echap>.

Comment vous procurer le logiciel

Les codes source de la routine de communications (CARD32DI.SUB) et du programme de démonstration (32DICARD.BAS), ainsi qu'une version exécutable du programme de démonstration (32DICARD.EXE) peuvent être obtenus sur le site :

<http://members.xoom.com/robofreak/download/32dicard.htm>

qui vous conduira pour le téléchargement sur le site de l'auteur :

<http://www.robofreak.xs3.com>

Enfin, vous pouvez contacter l'auteur à son adresse électronique :

sebastian@mail.kapatel.gr

(002012)

Un convertisseur A/N et un N/A de Maxim, agrémentés de quelques autres composants, et voici un traceur de courbes animé par le port d'imprimante d'un PC. Un petit logiciel en BASIC fera le reste, assurer la communication entre circuit de mesure et ordinateur, puis afficher à l'écran les résultats obtenus sous forme graphique.

traceur de courbes I/U

solidaire du port parallèle du PC

Jadis, il était bien commode de brancher un adaptateur de mesure à un oscilloscope X-Y pour relever les caractéristiques I/U des semi-conducteurs. Tout électronicien pouvait ainsi en déduire à l'aise une foule de renseignements sur leur fonctionnement. À l'ère de l'informatique, cette manière de procéder est quelque peu tombée en désuétude, bien qu'elle puisse rendre encore de grands services lorsqu'il s'agit d'évaluer les propriétés spécifiques de composants semi-conducteurs. Simplement, on peut aujourd'hui troquer l'oscilloscope contre un ordinateur aux potentialités bien plus larges.

Le montage de mesure proposé ici, une application Maxim, permet d'envoyer sur écran la caractéristique I/U d'un semi-conducteur ou d'un circuit intégré. Pour y arriver, on fait appel à deux circuits intégrés sériels, un CNA à 12 bits et un CAN à 12 bits également. Il y faut aussi un logiciel en BASIC capable de commander l'interface et de reproduire sur écran les données mesurées. Comme le montage est prévu pour travailler via le port parallèle d'imprimante d'un PC conventionnel, le raccordement ne présente aucune difficulté.

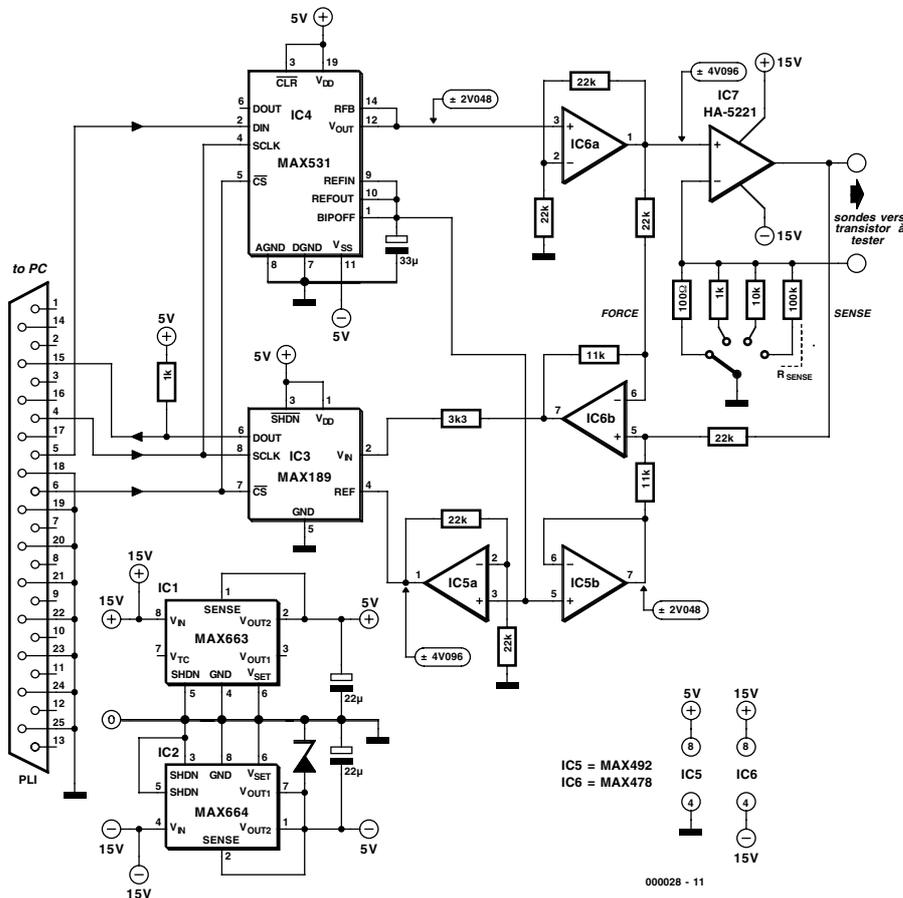


Figure 1. Les pièces principales du montage sont les convertisseurs sériels A/N et N/A de Maxim.

Le matériel

Le **figure 1** nous décrit l'agencement théorique du matériel nécessaire. Nous y rencontrons IC4, un convertisseur N/A à 12 bits configuré pour fournir une tension de sortie bipolaire comprise entre plus et moins 2,048 V. Relié à sa sortie V_{OUT} , un amplificateur opérationnel, IC6a, multiplie sa valeur par un facteur deux, c'est donc d'une tension qui évo-

lue entre plus et moins 4,096 V que l'on dispose désormais. Quant à IC7, il s'active à transformer cette tension d'entrée en un courant proportionnel destiné à traverser le composant à tester, débit qui peut se situer entre $\pm 40 \mu A$ et $\pm 40 mA$, selon la valeur de résistance sélectionnée pour R_{SENSE} , 100 W, 1 kW, 10 kW ou 100 kW. Le courant maximal

en sortie correspond, à peu de chose près, à la tension en sortie de IC6a divisée par R_{SENSE} .

Le courant qui parcourt le DUT (*Device Under Test*, le patient à examiner) provoque à ses bornes une chute de tension que l'amplificateur différentiel IC6b va évaluer. Une erreur de décalage d'entrée pourrait s'y manifester en

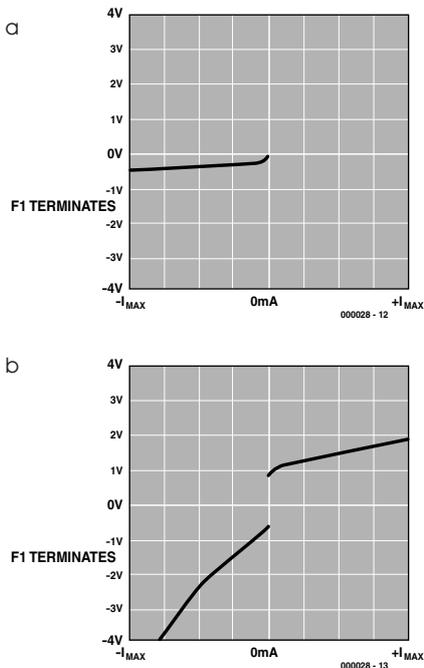


Figure 2. Deux exemples de courbes I/U relevées. En a, celle d'une diode Schottky ; en b, un circuit intégré analogique plus complexe.

fonction de la résistance commutée pour la gamme de courant choisie. Pour en limiter les effets, on reprend la tension présente sur l'entrée non inverseuse de IC7, là où elle est à basse impédance. L'inconvénient, c'est qu'elle est entachée du décalage d'entrée de l'amplificateur opérationnel IC7, mais l'avantage, c'est que cette erreur-ci est constante.

Le gain de l'amplificateur différentiel résulte, de concert avec le décalage additionnel, en un débattement maximum en sortie de 4,096 V, juste ce qu'il faut pour rester dans le domaine admissible à l'entrée unipolaire du convertisseur A/N à 12 bits IC3. La résistance de 3,3 kΩ en série avec l'entrée du CAN plafonne le courant d'entrée au cas où la tension de sortie de IC6b dépasserait la tension d'alimentation de IC3.

En phase de mesure, le logiciel entraîne le CNA à délivrer un courant en marches d'escalier. La tension qui en résulte aux bornes du DUT, le CAN la mesure et les données recueillies seront alors présentées à l'écran sous une

Le logiciel en BASIC s'appelle « I-V Curve Tracer », il a été rédigé par Terry Millward de chez Maxim UK et est disponible sur leur site Web :

www.maxim-ic.com/TechSupport/other.htm

```
'LISTING 1 - BASIC PROGRAM

'LPT1 OUT @ &H378, IN @ &H379
'LPT2 OUT @ &H278, IN @ &H279

'25 WAY D TYPE

'SIGNALS TO CIRCUIT
'PIN 4 D2 (OUT) SCLK
'PIN 5 D3 (OUT) DATA OUT (FROM PC)
'PIN 6 D4 (OUT) CS\

'SIGNALS FROM CIRCUIT
'PIN 15 D3 (IN) DATA IN (TO PC). ALSO SIGNALS EOC
'PINS 18-25 ARE GROUND

'INTRODUCTION

PRINT "WELCOME TO THE MAXIM CURRENT-VOLTAGE CURVE TRACER"
PRINT

INTRO:
PRINT "WHERE IS THE CIRCUIT CONNECTED? ENTER 1 FOR LPT1 OR 2 FOR LPT2"
INPUT P%
IF P% = 1 THEN PORT& = &H378 'SET LPT1
IF P% = 2 THEN PORT& = &H278 'SET LPT2
IF P% = 1 OR P% = 2 THEN GOTO INTRO1 'TRAP ERROR
PRINT "WRONG!!!!!! PLEASE TRY AGAIN"
GOTO INTRO
INTRO1:

ON KEY(1) GOSUB FINISH 'F1 EXITS
KEY(1) ON

MAIN: 'MAIN BIT OF PROGRAM

'DEFINE SOME VARIABLES
DIM Y(512) 'ARRAY TO HOLD PLOT DATA
DIM DIN(12) AS INTEGER, DOUT(12) AS INTEGER 'DATA IN AND DATA OUT

'SET UP DISPLAY FOR OUTPUT
CLS 0
SCREEN 12
WINDOW (-120, -55)-(520, 435) 'VGA SCREEN
LINE (0, -5)-(0, 410), 1 'DEFINE WINDOW CO-ORDINATES
LINE (-5, 0)-(512, 0), 1 'DRAW A FEW LINES
LINE (512, -5)-(512, 410), 1
LINE (-5, 410)-(512, 410), 1
LINE (-5, 205)-(512, 205), 1 'CENTRAL AXES
LINE (256, -5)-(256, 410), 1
LINE (-5, 51)-(0, 51), 1 'MARKERS
LINE (-5, 102)-(0, 102), 1
LINE (-5, 153)-(0, 153), 1
LINE (-5, 256)-(0, 256), 1
LINE (-5, 308)-(0, 308), 1
LINE (-5, 359)-(0, 359), 1
LINE (64, -5)-(64, 0), 1
LINE (128, -5)-(128, 0), 1
LINE (192, -5)-(192, 0), 1
LINE (320, -5)-(320, 0), 1
LINE (384, -5)-(384, 0), 1
LINE (448, -5)-(448, 0), 1

COLOR 9 'LABELS
LOCATE 1, 1, 0: PRINT "MAXIM CURRENT-VOLTAGE CURVE TRACER"
LOCATE 20, 1, 0: PRINT "F1 TERMINATES"
LOCATE 2, 12, 0: PRINT "+4V"
LOCATE 15, 13, 0: PRINT "0V"
LOCATE 27, 12, 0: PRINT "-4V"
LOCATE 28, 15, 0: PRINT "-Imax"
LOCATE 28, 46, 0: PRINT "0mA"
LOCATE 28, 75, 0: PRINT "+Imax"

LOCATE 10, 1, 0
PRINT "Rs Imax"
PRINT "100R 40mA"
PRINT "1K 4mA"
PRINT "10K 400uA"
PRINT "100K 40uA"

START: 'START OF PLOT ROUTINE
IDATA& = &H10 'INITIALISE PORT, SCLK=0, CS\=1
OUT PORT&, IDATA&

Z& = 8 'INITIALISE MAX531
GOSUB IO
```

```

FOR X& = 1 TO 511 STEP 1
  Z& = 8 * (X& + 1)
  GOSUB IO

  PSET (X&, Y(X&)), 0
  IF Y(X&) = 0 THEN PSET (X&, Y(X&)), 1
  IF Y(X&) = 205 THEN PSET (X&, Y(X&)), 1
  IF X& = 256 THEN PSET (X&, Y(X&)), 1
  Y(X&) = INT(ODATA& / 10)
  IF Y(X&) > 408 THEN Y(X&) = 409
  IF Y(X&) < 1 THEN Y(X&) = 1
  PSET (X&, Y(X&)), 4
NEXT X&
GOTO START

IO:
ODATA& = &H0
IDATA& = IDATA& AND &HEF
OUT PORT&, IDATA&
WAIT (PORT& + &H1), &H8

DOUT
IDATA& = IDATA& OR &H4
OUT PORT&, IDATA&
IDATA& = IDATA& AND &HF3
OUT PORT&, IDATA&

FOR SHIFT = 11 TO 0 STEP -1
  DOUT(SHIFT) = (INP(PORT& + &H1) AND &H8)
  ODATA& = ODATA& + DOUT(SHIFT) * 2 ^ (SHIFT - 3)
  IDATA& = IDATA& OR ((Z& AND (2 ^ SHIFT)) / (2 ^ SHIFT) * 8)

  OUT PORT&, IDATA&
  IDATA& = IDATA& OR &H4
  OUT PORT&, IDATA&
  IDATA& = IDATA& AND &HF3
  OUT PORT&, IDATA&
NEXT SHIFT
IDATA& = IDATA& OR &H10
OUT PORT&, IDATA&

RETURN
FINISH:
END

```

```

'X& IS X AXIS FOR PLOT
'NEXT VALUE FOR MAX531

'RESET BACKGROUND
'CATCH BOTTOM LINE AT START
'CATCH HORIZ CENTRE LINE
'CATCH VERT CENTRE LINE

'CHECK FOR OVER-RANGES

'SET NEW VALUE

'AROUND AGAIN

'DATA I/O ROUTINE

'CS\ SET TO 0

'WAIT FOR EOC FROM CIRCUIT

'SCLK CYCLE TO SHIFT 189 DATA TO

'SCLK TO 1

'SCLK TO 0

'GET DATA FROM MAX189
'COMPILE DATA
'DATA TO GO TO MAX531

'SCLK TO 1

'DATA BIT BACK TO 0, SCLK TO

'CS\ SET TO 1

```

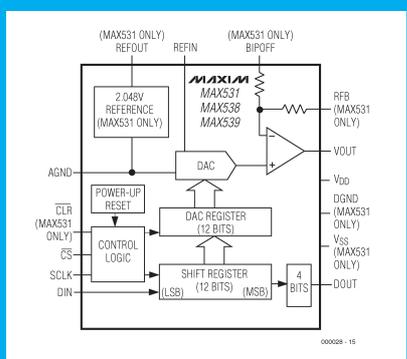
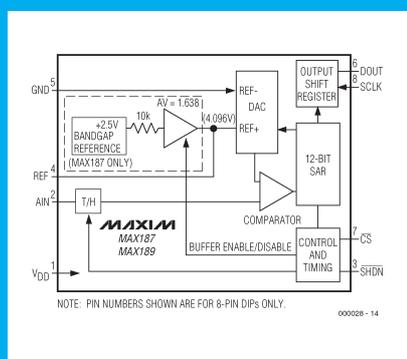
définition de 640 x 480 points. Deux exemples de résultats obtenus sont visibles à la **figure 2**. La résolution de 12 bits est, dans le cas présent, superflue, mais elle permet de concevoir des applications qui requièrent une plus haute précision, l'adjonction d'une loupe logicielle, par exemple. Quelques mots de l'alimentation. En pratique, pour assurer un fonctionnement correct de la source de courant, IC7 et IC6 doivent disposer de tensions symétriques de ±15 V. Les autres circuits intégrés se satisfont de ±5 V. C'est l'affaire des régulateurs de tension MAX663 et MAX664 (IC1 et IC2). Le logiciel en QBASIC commence par demander sur quel port d'imprimante le montage est branché (LPT1 ou 2). Il construit ensuite le cadre graphique dans lequel il trace la courbe I/U relative au composant mis en examen. On peut quitter le programme à l'aide de la touche de fonction F1. Souvenez-vous que le logiciel s'exécute sous environnement DOS réel, donc pas à l'intérieur d'une fenêtre Windows. Vous trouverez le QBASIC dans un répertoire appelé « OLDMSDOS » sur le CD-ROM de Windows, ou encore dans une ancienne version de MS-DOS.

(000028)

Source : Maxim Integrated Products

Convertisseurs sériels

La simplicité du montage décrit ici, on la doit principalement à la mise en œuvre de convertisseurs sériels, les MAX189 et MAX531. Le MAX189 est un convertisseur A/N sériel doté d'une résolution de 12 bits et qui travaille sous une tension unique de +5 V. Son domaine d'admissibilité s'étend lui aussi de 0 à +5 V. Le cœur de la puce est un CAN à approximations successives, avec un temps de conversion de 8,5 μs, assisté d'un circuit échantillonneur (1,5 μs), d'un générateur d'horloge intégré et d'une interface sérielle rapide à trois fils, comme le montre le diagramme fonctionnel de la **figure a**.



La vitesse de conversion du MAX189 atteint 75 000 échantillons par seconde. Son interface lui procure une connectivité aisée tant à un PC qu'à un microprocesseur, le présent montage en est témoin. Contrairement à son grand frère le MAX187, celui-ci ne dispose pas de référence de tension embarquée, mais c'est sans conséquence ici, puisque le CNA que nous lui avons associé y pourvoit. La puissance nécessaire ne dépasse pas 7,5 mW en service, ce qui en fait un candidat sérieux pour un appareil alimenté sur piles ; en mode de veille, sa consommation descend même à 10 μW.

Le MAX189 est disponible en boîtier DIP à huit broches et en version SO à seize broches.

vous le découvrez à la **figure b**. Ce convertisseur N/A à 12 bits fonctionne lui aussi à partir d'une alimentation unique de +5 V. Du fait qu'une partie de ce montage-ci réclame une alimentation bipolaire, nous avons opté pour le MAX531 qui travaille également en ±5 V. Sa consommation de courant typique vaut à peine 260 μA, compte tenu de la source de référence interne de 2,048 V. Le circuit intégré est fourni sous boîtier DIP ou SO à seize broches. La tension de décalage d'entrée, le gain et la linéarité sont optimisés au moment de la fabrication, si bien que l'utilisateur n'a plus à s'en soucier.

L'amplificateur opérationnel de sortie du MAX531 est capable, au choix, de fournir un gain unitaire ou double et de délivrer une tension de sortie unipolaire ou bipolaire. Un registre à décalage interne s'occupe de mémoriser les données qui lui parviennent sous forme sérielle.

Java est un langage parlé dans le monde entier. Trop nombreux sont ceux qui pensent que la seule fonction de ce langage de programmation développé par SUN Microsystems est de doter les pages Internet de fonctionnalités additionnelles attrayantes mais secondaires, les *applets*. Loin de là. Java est un langage complet permettant de créer des *applets* pour Internet mais également des applications autonomes pour les plates-formes les plus variées. Avez-vous jamais pensé rencontrer une application Java dans un anneau, sur une carte de crédit, voire dans votre grille-pain ? Tout cela est parfaitement possible !

Gerrit Polder

multimètre Java

logiciel pratique pour multimètres RS-232

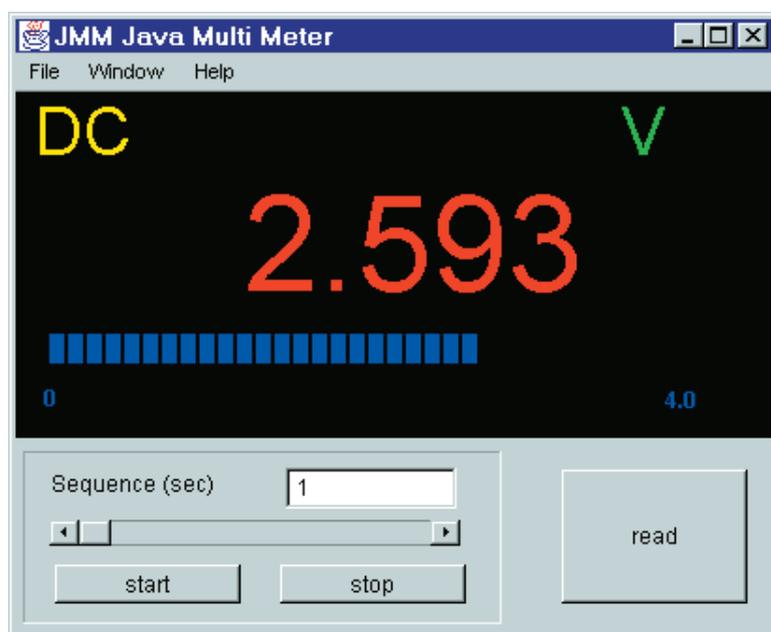


Figure 1. La fenêtre principale du Multimètre Java affiche le paramétrage du multimètre connecté au système ainsi que, sous la forme d'un nombre et d'un barreau, la valeur mesurée. Les boutons permettent une prise en compte manuelle d'une nouvelle valeur voire celle d'une série de valeurs à intervalle préprogrammé.

Nous allons utiliser Java ici pour la lecture de multimètres numériques dotés d'un port RS-232 (le Voltcraft 3850d par exemple). Nous renvoyons ceux d'entre nos lecteurs qui aimeraient en savoir plus au sujet de ce type de multimètres à l'article publié dans le numéro d'avril 97 (page 22 et suivantes).

JMM, nous lui avons gardé le raccourci de sa dénomination anglaise de *Java Multi Meter*, est étonnamment simple. La fenêtre principale affiche la valeur de mesure, la plage et un barreau (repère semi-analogique), et comporte

un certain nombre de boutons. Le bouton READ présent en bas à droite sert à... la lecture d'une valeur, les boutons START et STOP permettant des mesures répétées séparées par un intervalle réglable par le biais d'une réglette (*Sequence*).

Rien de bien spécial jusqu'à présent. Mais ce n'est pas tout. On découvre, au-dessus de la fenêtre, une barre de tâche offrant 2 options, à savoir « *Plot* » et « *Log* ». L'activation de l'option « *Log* » se traduit par l'apparition d'une fenêtre d'acquisition affichant toutes les

valeurs de mesure et le tampon chronodateur correspondant. Pratique pour une rétrospective. Il est en outre possible de sauvegarder l'information de la fenêtre d'acquisition pour un traitement ultérieur, par le biais d'un tableur par exemple.

En cas d'activation de la fonction « *Plot* » on voit s'ouvrir une fenêtre d'affichage dans laquelle les valeurs de mesure apparaissent sous forme graphique. Cette fonction de traçage est sophistiquée. L'adjonction d'un point de mesure se traduit par une remise à l'échelle automatique. On pourra, par le dessin, à l'aide de la souris, d'un rectangle, agrandir le graphique (mouvement de la souris vers le coin inférieur droit) ou en augmenter l'échelle (le réduire, par mouvement de la souris vers le coin supérieur gauche). Une action sur le bouton « *Fill* » se traduit par un réaffichage de toutes les données. Il est possible d'ouvrir simultanément plusieurs fenêtres de traçage. Toute nouvelle donnée de mesure apparaît inévitablement dans la dernière fenêtre ouverte.

Comment ça marche ?

Java est un langage orienté objet. On crée des objets qui communiquent entre eux et sont actifs « semi »-simultanément. Les objets les plus importants que connaisse JMM sont :

- l'objet principal, les données de mesure, les boutons et un temporisateur (*timer*) qui, lorsqu'il est actif, envoie à intervalle régulier un « D » vers le port RS-232.
- un objet de réception RS-232 qui col-

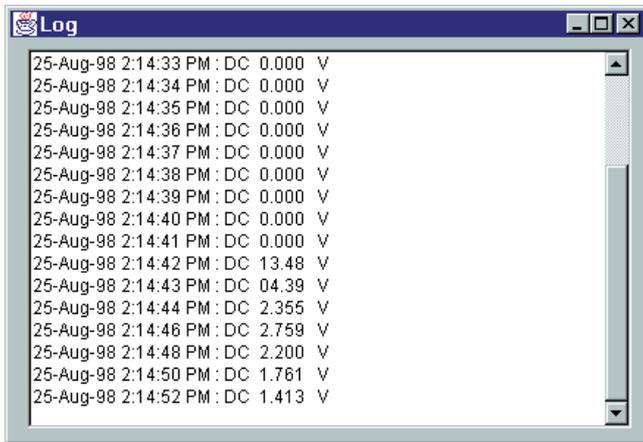


Figure 2. La fenêtre d'acquisition récapitule les différentes mesures effectuées identifiées par un tampon chronodateur.

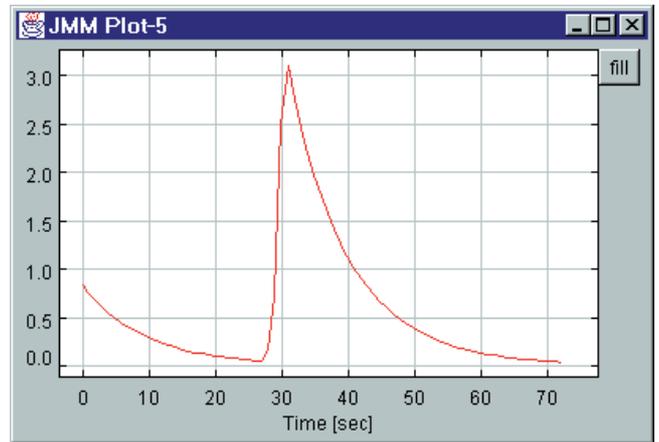


Figure 3. Le module de traçage visualise graphiquement les dernières mesures effectuées.

lecte les données RS-232 et qui, après réception d'un <CR> (**Carriage Return** = retour chariot) envoie la totalité de la chaîne vers l'objet principal.

- ▶ un objet d'acquisition (*log*) qui reçoit des chaînes de mesure en provenance de l'objet principal, y accole un tampon chronodateur et place les chaînes proprement dans une liste bien ordonnée.
- ▶ des objets de traçage (*plot*) dont le plus récent visualise graphiquement les données lui ayant été transmises par l'objet principal.

Le matériel requis

Il n'est pas nécessaire que l'ordinateur utilisé soit des plus récents. On a besoin, cela va de soi, d'un PC tournant sous Windows 95/98 ou NT. Il nous faut en outre un multimètre numérique doté d'un port RS-232 (le Voltcraft 3850d évoqué plus haut par exemple) capable de fournir les données à l'ordinateur par le biais d'un canal sériel. Il ne reste plus qu'à interconnecter le PC et le multimètre à l'aide d'un câble RS-232 adéquat.

Le logiciel utilisé

Le programme a été créé à l'aide des logiciels suivants :

- ▶ Symantec Visual Cafe. Un environnement de programmation en Java puissant.
- ▶ le logiciel de port sériel Solutions Consulting. Il s'agit de classes (programmes) Java et de DLL Windows permettant à Java d'utiliser les ports RS-232 d'un PC.
- ▶ PT-Plot, un programme de traçage en Java.

L'une des caractéristiques de Java est que ce langage s'accommode de toutes les plateformes. Ceci tient au fait que l'on fait tourner les programmes Java sur ce que l'on appelle une Machine Virtuelle. Visual Cafe permet de combiner les programmes en Java et la Machine Virtuelle en un fichier .EXE. JMM met cette

capacité à profit. Il faudra cependant installer un certain nombre de DLL de source Symantec. Il existe, à cet effet, un programme d'installation se trouvant, avec les autres fichiers requis par JMM, sur le CD-ROM « *PC-software 98-99* » disponible chez PUBLITRONIC.

(002010)

Le programme JMM s'était vu attribuer le 3^{ème} prix du concours PC-Software organisé en Juillet/Août 1998. Les lauréats de ce concours ont été « gravé » sur le CD-ROM évoqué plus haut.

Les fichiers nécessaires

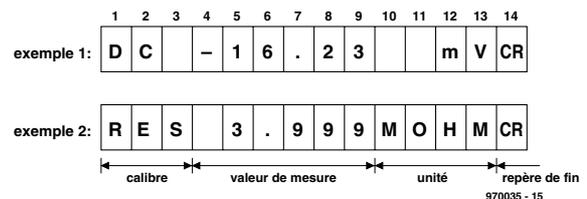
jmm.exe	Java Multi Meter, le programme proprement dit.
csdll	Ce répertoire contient un certain nombre de DLL pour le port sériel de Solutions Consulting. Ces DLL devront être placées dans le répertoire c:\windows\system32 (Windows 95/98) ou c:\winnt\system32 (Windows NT)
snjrt20.exe	Le programme d'installation des DLL runtime pour le Java de Symantec.
libwin95	Fichiers propriétés (property) pour Windows 95/98. Copier ces fichiers dans le répertoire c:\windows\system\lib.
libwinnt	Fichiers propriétés pour Windows NT. Les copier dans le répertoire c:\winnt\system32\lib.

Le protocole sériel

Il est relativement facile de programmer la communication entre le PC et un multimètre à interface sérielle lorsque l'on utilise un langage de haut niveau tel que Visual BASIC, Visual C (Java) ou Visual Pascal (Delphi).

Il faut commencer par initialiser l'interface sérielle mise en oeuvre. Elle doit être mise, sur la plupart des MultiMètre Numériques (MMN), à 1 200 bauds, sans bit de parité, 7 bits de donnée de format ASCII, 2 bits d'arrêt et acquittement logiciel (software handshake). Le transfert des données peut débuter. Il ne reste plus à l'ordinateur (au programme en fait) qu'à saisir les données de mesure.

On envoie pour cela le caractère ASCII « D » (68) vers le MMN qui renvoie alors à l'ordinateur une série de caractères (chaîne) comportant la valeur de mesure instantanée, l'unité et le calibre. La chaîne reçue se compose de 14 octets (cf. le graphique ci-dessous). Les MMN des types 506 et M-3860M travaillent différemment. Le dernier nommé travaille à 9 600 bauds; il ne cesse d'envoyer les valeurs de mesures de l'affichage principal et des 3 affichages additionnels sous la forme d'un unique paquet de données qui a, partant, une longueur de 56 octets. Si le 506 travaille bien à 1 200 bauds, le paquet de données qu'il émet a une longueur variable entre 6 et 15 octets. Les MMN sont relativement lents, ils n'envoient de nouvelle mesure vers le PC au mieux que toutes les 0,5 s.



Les microprocesseurs sont des « êtres » pluridisciplinaires. L'une de leurs tâches premières est d'acquérir des données, de leur faire subir un traitement quelconque pour ensuite visualiser les résultats de cette opération. On a besoin, pour cette dernière phase, à l'importance souvent capitale, d'un affichage. Le présent montage prouve qu'il est possible, avec peu de composants, de réaliser, à peu de frais, un affichage bien contrasté et partant parfaitement lisible.

Projet : Ingo Gerlach

affichage à LED flexible

à combiner avec nombre de systèmes à microprocesseur

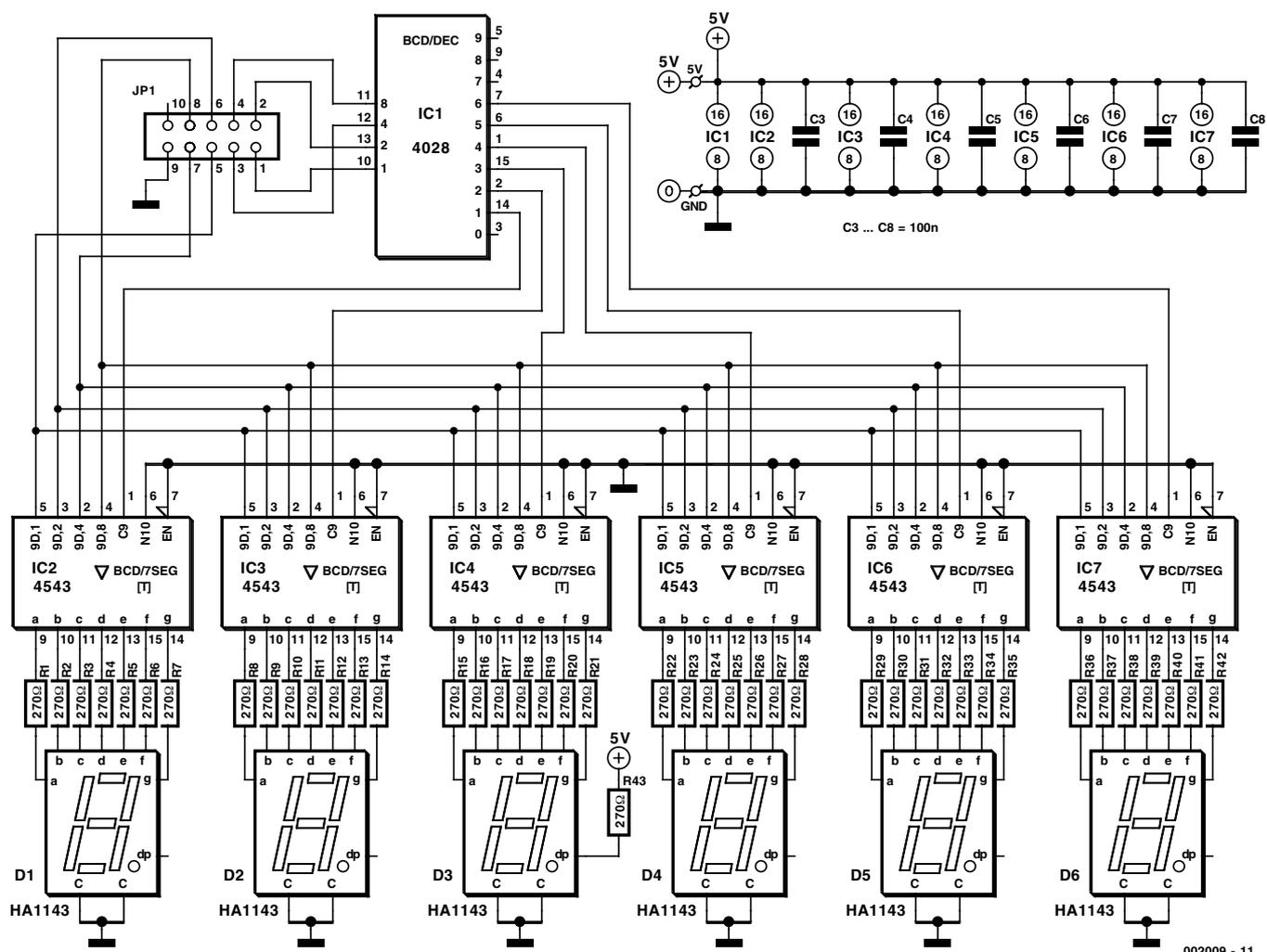


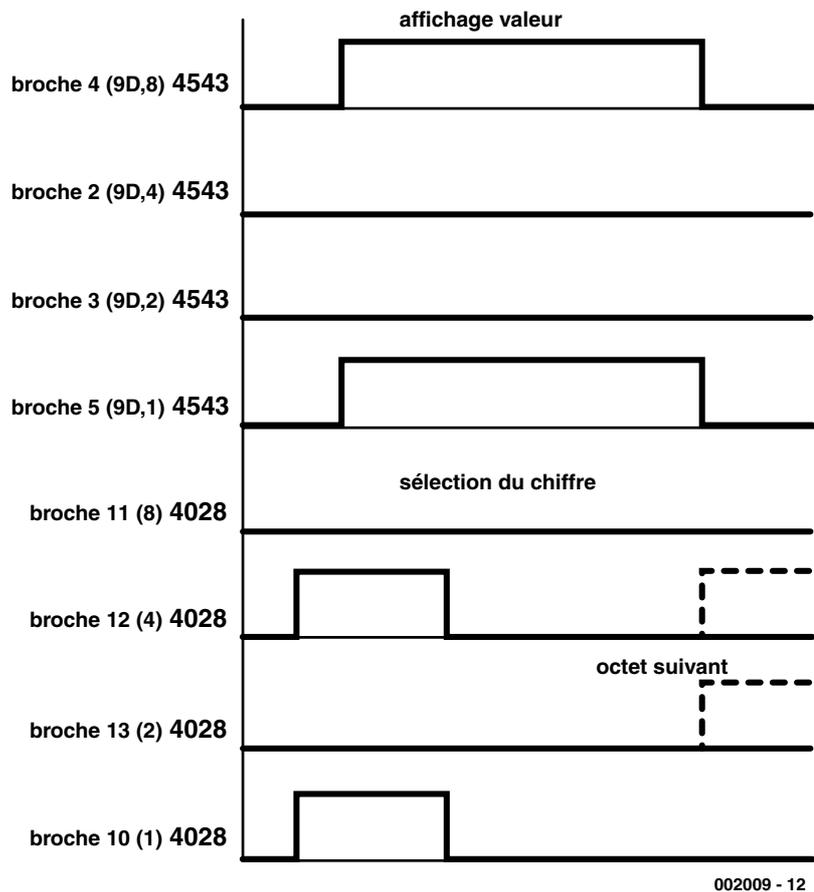
Figure 1. Le schéma de l'affichage à LED. Il n'utilise que des composants courants. L'approche adoptée donne un affichage flexible ne requérant que peu de temps processeur.

L'absence d'un affichage de bonne qualité rendrait nombre de systèmes à microprocesseurs difficilement utilisables. Par nature, les microprocesseurs sont des « boîtes noires » capables, sans que cela ne soit visible de l'extérieur, d'effectuer, très rapidement, une quantité importante de calculs; ces calculs n'étant pas une fin en eux-mêmes (l'utilisateur désirent voir clairement les résultats finaux), nombre de projets requièrent un affichage. De plus en plus souvent on utilise des affichages à cristaux liquides (LCD). Les raisons de ce choix sont évidentes :

- ▶ un affichage LCD peut visualiser des chiffres et des caractères alphanumériques;
 - ▶ le contrôleur de LCD embarqué se charge du pilotage de l'affichage qui ne requiert de ce fait que peu de temps processeur;
 - ▶ les affichages LCD ne consomment que peu d'énergie;
 - ▶ ces affichages sont compacts.
- Outre ces avantages, les affichages LCD présentent bien évidemment aussi quelques inconvénients. En effet :
- ▶ ne donnant eux-mêmes pas de lumière, ils ont besoin, dans des conditions de luminosité limites, d'un rétro-éclairage;
 - ▶ leur angle de lecture est limité;
 - ▶ ils ne sont utilisables que dans une plage de température limitée;
 - ▶ leur contraste est relativement faible;
 - ▶ ils coûtent assez cher;
 - ▶ il peut se faire que chacun d'entre eux ait besoin de son propre pilote;
 - ▶ les dimensions de l'affichage sont réduites;
 - ▶ leur durée de vie est limitée.

En résumé : dans certains cas il est bon d'opter pour un affichage LCD, dans d'autres un affichage à LED constitue une option mieux justifiée. Nous verrons, dans cet article, qu'il est possible de réaliser, un affichage à LED à faible coût comportant un maximum de 6 afficheurs. Le cahier des charges auquel était confronté le présent concept était le suivant. Le montage devait :

- ▶ utiliser le moins de lignes d'E/S possible;
- ▶ ne pas coûter cher;
- ▶ ne pas requérir trop de temps processeur;



002009 - 12

Figure 2. Le chronodiagramme du pilotage. Les 4 signaux supérieurs déterminent le code visualisé par l'afficheur (9 dans le cas présent), les 4 signaux inférieurs l'afficheur attaqué (5 ici).

- ▶ être flexible et partant facilement extensible;
- ▶ pouvoir être combiné à pratiquement n'importe quel microcontrôleur.

L'aspect matériel

La figure 1 nous propose le schéma de cette réalisation. Elle ne requiert que 2 types de circuits intégrés courants et très abordables. IC1 est un 4028, un démultiplexeur tout ce qu'il y a de plus simple, les 6 autres circuits intégrés étant des 4543, un décodeur BCD à verrou (*latch*) et pilote d'affichage (*driver*) intégrés.

Les affichages utilisés sont des afficheurs dits 7 segments à LED, à cathode commune (**Common**

Cathode). Ceci explique que leur broche CC soit reliée à la masse. Le reste des broches, a, b à g, sont reliées directement à la sortie correspondante du pilote d'affichage concerné, IC2 à IC7. Chaque affichage comporte une dernière broche, dp. Cette broche sert à la commande du point décimal. Dans le cas présent, seul le point décimal de l'affichage numéro 3, LED3, est activé. Ceci explique que la broche dp de LED3 soit reliée au +5 V par le biais d'une résistance-talon de 270 Ω, R43. Si l'on préfère mettre le point décimal à un autre niveau, la modification requise est vite faite.

L'ensemble de l'affichage est relié au système à microprocesseur par le biais d'un connecteur 10 points (2 rangées

Publicité

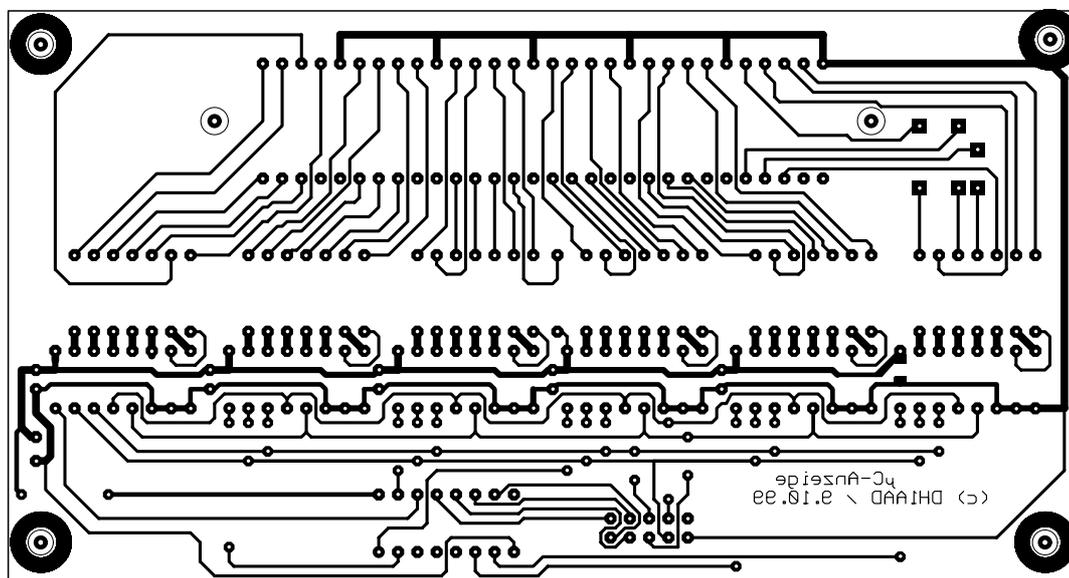
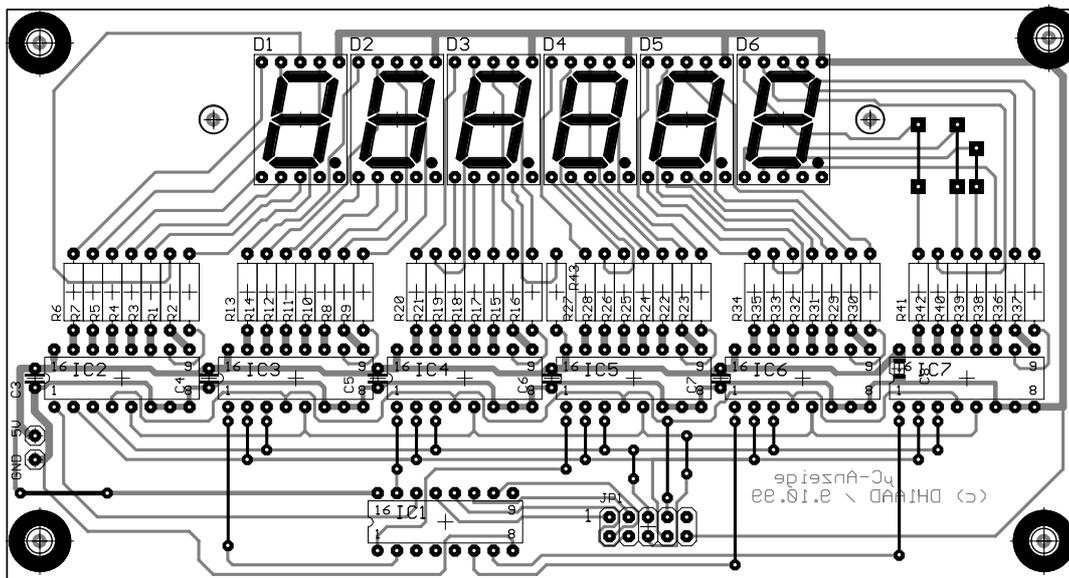


Figure 3. Dessin des pistes et sérigraphie des composants de la platine permettant de réaliser un affichage à LED.

de 5 contacts). 9 seulement de ses broches sont en fait utilisées.

Comme l'une des broches se trouve à la masse, cela signifie que l'on n'utilise que 8 lignes d'E/S pour le pilotage de l'affichage. Les broches 1 à 4 véhiculent un signal à 4 bits servant à la sélection de l'afficheur requis. La combinaison de bits présentées par lesdites broches détermine la sortie de IC1 devant présenter un niveau haut. La combinaison 0000 n'est pas utilisée, la broche 3 (Q0) de IC1 n'étant pas reliée à un afficheur. Les 4 lignes de signal restantes (5 à 8) servent à la génération du code BCD devant attaquer l'afficheur en question.

Dès que le code BCD correct se trouve sur ces lignes, l'entrée LD (*Load*, broche 1) du contrôleur concernée est

mise au niveau haut. Lors de la transition haut-bas suivante (flanc descendant) le 4543 transfère le code appliqué aux entrées 1A à 1D (broches 2 à 5). Une matrice intégrée dans le composant détermine alors les sorties (A à G) à mettre au niveau haut. Les segments correspondants de l'afficheur s'allument. Le chronodiagramme de ce processus est visualisé en **figure 2**.

Les 4 bits du haut montrent que c'est le code BCD 1001 que l'on applique aux entrées du pilote d'affichage. On active ensuite, par le biais du 4028, IC5, le code 0101 (5_D). L'approche adoptée présente 2 avantages importants : Il n'est pas nécessaire, tant qu'il ne faut pas modifier l'affichage, d'envoyer de nouveaux signaux de commande à l'affichage.

Il est en outre possible de ne modifier qu'un seul afficheur.

Ces 2 caractéristiques réduisent très sensiblement la charge du processeur. Le reste du circuit n'appelle que fort peu de commentaires.

L'alimentation est une alimentation asymétrique de 5 V. Chaque circuit intégré a été doté de son condensateur de découplage.

La valeur des résistances-talon est celle que requiert la tension d'alimentation choisie. On pourra, pour forcer quelque peu la luminosité des afficheurs, abaisser à 180 Ω la valeur des résistances-talon. On pourra au contraire, si l'on préfère une luminosité moindre (et partant une consommation de courant plus faible), augmenter en conséquence leur valeur.

La platine

L'auteur a réalisé un dessin de platine que nous vous proposons en **figure 3**. Il vous faudra la graver vous-même, mais comme il s'agit d'une simple face, cela ne devrait pas poser de problème.

On commencera par la mise en place des ponts de câblage. Ce sera ensuite tour du reste des composants. Les circuits intégrés seront, de préférence, montés sur support. Attention à soigner les soudures. La résistance la plus à

droite associée à IC2 à IC7 n'est pas numérotée : il s'agit de la résistance de pilotage du point décimal, notre R43 du schéma. À vous de choisir s'il faut un point décimal et où le placer. Il suffira ensuite de monter la résistance-série (270 Ω) requise pour activer le point décimal correspondant.

Programmes à titre d'exemple

Le pilotage de l'affichage à LED en combinaison avec un microcontrôleur

requiert du logiciel. Nous vous proposons, à titre d'exemple, un programme de pilotage (une routine en langage machine dans le cas présent) pour les processeurs AT90S1200 à 8515 d'Atmel. Nous avons opté, de manière à faciliter l'adaptation autant que faire se peut, pour un pilote distinct.

On pourra ainsi appeler ce pilote dans une application. Il suffit dans ces conditions d'écrire le pilote une fois pour toutes pour qu'il soit utilisable avec différents systèmes. Le **listage 1** constitue le pilote proprement dit. Il est

```
*****
;* File Name      :LEDDisp.inc
;* Title          :Driver for LED Display
;* Date          :Ingo Gerlach / 10.10.99
;* Version       :1.0 / 11.10.99
;* Version       :
;* µC            :AT90S1200...8515
;*              :
;* Changes       :
;*              :
*****
;
;
; Main program register variables
;-----
;.def temp      = r16
; Registers / LED
;-----
;.def cntr      = r20 ; counter
;.def dly       = r21 ; delay loop variable
;.def pos       = r23 ; position
;.def byte      = r24 ; byte

; Equates
;-----
;.equ LED_qty = 6 ; number of LEDs
;.equ LED_Del = 45 ; delay
;.equ OutPort = PortB

; Functions
; LED_Blank : switch display on
; LED_Null  : reset display 0 ( Null)
; LED_Show  : show bytes , transport byte (R24),
position (R23)

; **** Switch display off
;*****
LED_Blank: ldi cntr,LED_QTY
LedLoop1: ldi temp,192
          add temp,cntr
          out OutPort,temp
          Rcall Led_Delay
          dec cntr
          brne LedLoop1
          Ret

;*****
; **** Reset display
;*****
LED_Null: ldi cntr,LED_QTY ; load number of LEDs
LedLoop2: out OutPort,cntr
          Rcall Led_Delay
          dec cntr
          brne LedLoop2
          out OutPort,cntr
          Ret

;*****
; **** Show byte
;*****
LED_Show: mov temp,pos ; position in register
          out OutPort,temp; activate BCD-
to-decimal decoder, LD 4543
          Rcall Led_Delay ; short delay
          mov temp,byte ; value in
register
          swap temp ; value high
nibble
          add temp,pos ; goto position
          out OutPort,temp; 4028 / 4543
move value to display
          Rcall Led_Delay ; short delay
          sub temp,pos
          out OutPort,temp; LD signal
off, store value
          Rcall Led_Delay
          Ret

;*****
; * Internal functions !!!

; **** Delay LED display
;*****
LED_Delay: ldi dly,LED_Del
LedLoop:  dec dly
          brne LEDLoop
          ret
```

Listage 1. Le pilote d'affichage à LED écrit en langage machine pourra être facilement intégré à nombre d'applications.

Publicité

facile d'en suivre le fil.

Le **listage 2** est un petit programme de démonstration. Le programme commence par mettre l'affichage à 0 avant d'afficher le nombre 145675. Si l'on a opté pour un point décimal au

niveau du 3^{ème} afficheur, ce nombre sera 145.675.

Vous pouvez maintenant, avec cet affichage à LED flexible, procéder vos propres expériences en toute quiétude. S'il vous faut adapter le code pour

d'autres familles de processeurs, les commentaires donnés dans les listages devraient vous faciliter la vie.

(002009-1)

Texte : Hans Steeman

```

;*****
;* File Name      :LED.asm
;* Title         :Test program for LED display
;* Date          :Ingo Gerlach / 10.10.99
;* Version       :1.0 / 10.10.99
;* Version       :
;* µC            :AT90S1200...8515
;*
;* Changes      :
;*
;*****
;***** Directives
;
.device AT90S1200           ;device type
.NOLIST

.include "1200def.inc"

.list
.listmac

; Show data
; Structure of data
;
;      MSB                LSB
;      7 6 5 4          3 2 1 0
;      0 0 0 0          0 0 0 0
;
;      Select position 1 = 1. 2 = 2. etc
;      Number in BCD code
;
;e.g.  10010010b = 146d = pos. 2, value 9
;
; Main program register variables
;-----
.def    temp            = r16

; Registers / LED
;-----
.def    cntr            = r20    ; counter
.def    dly             = r21    ; delay loop variable
.def    pos             = r23    ; position
.def    byte            = r24    ; byte

; Equates
;-----
.equ    LED_qty = 6           ; number of LEDs
.equ    LED_Del = 40          ; delay
.equ    OutPort = PortB

;***** Interrupt vector table
reset:

rjmp  main ; main routine
reti   ; external interrupt0 handle
reti   ; T/C0 overflow interrupt handle
reti   ; analogue comparator interrupt handle

;***** Functions
;*****
;***** Main *****

main:
; ldi  temp, LOW(RAMEND) ; setup StackPointer for
> 90S1200
; out  SPL, temp        ; initialize SPL
; ldi  temp, HIGH(RAMEND)
; out  SPH, temp        ; initialize SPH

ldi  temp,255          ; temp = 255
out  ddrb,temp         ; port B output

Rcall LED_Null        ; reset display

mainloop:
; Show 145.675

ldi  Pos,1
ldi  Byte,1
Rcall Led_Show

ldi  Pos,2
ldi  Byte,4
Rcall Led_Show

ldi  Pos,3
ldi  Byte,5
Rcall Led_Show

ldi  Pos,4
ldi  Byte,6
Rcall Led_Show

ldi  Pos,5
ldi  Byte,7
Rcall Led_Show

ldi  Pos,6
ldi  Byte,5
Rcall Led_Show

forever:    rjmp forever

; ***** End of main program *****

; *** Include Files ***
.include "LEDDisp.inc"

```

Listage 2. Exemple de programme illustrant l'intégration du pilote dans une application donnée.