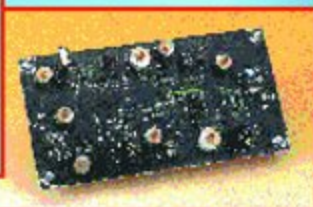


+PC-PLUS:

- texte défilant par clavier PC •
- N64C²PC : manette Nin64 → PC •
- le secret des codes de clavier •



**ampli audio
50 W compact**



**convertisseur
2 mètres**

télécommande IR
pour lecteurs miniDisc de Sony

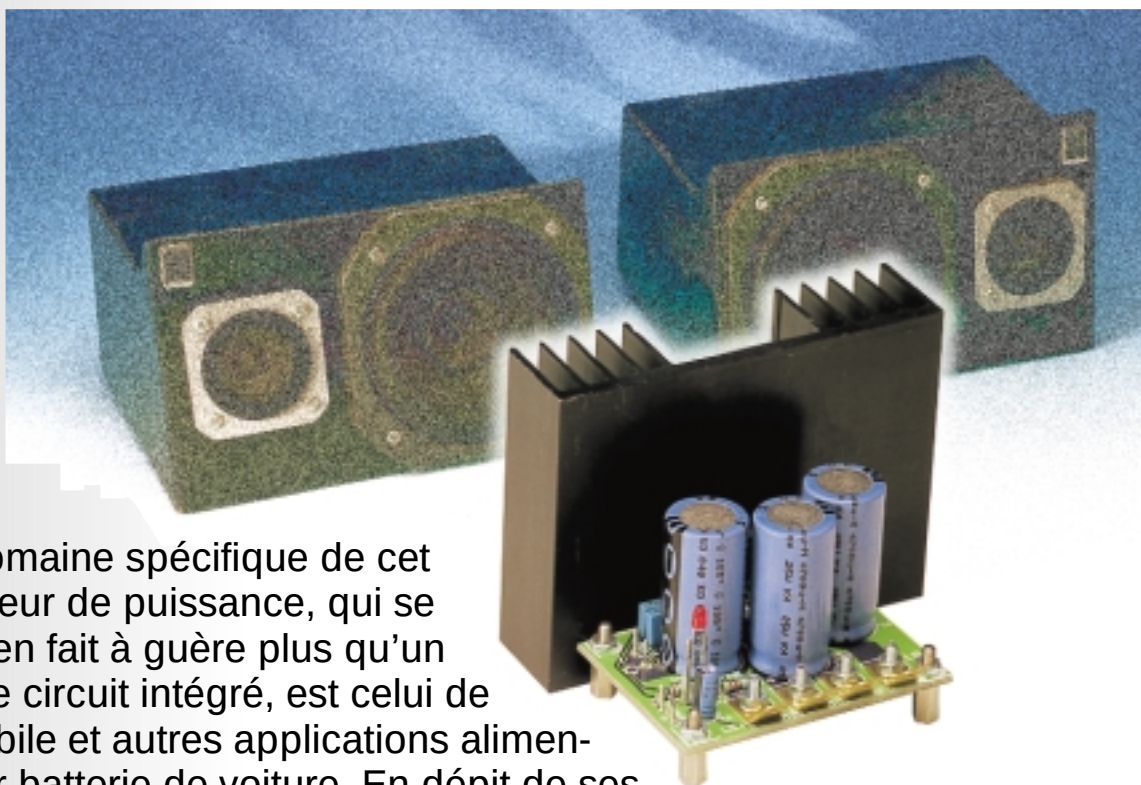


**MIDI-
Knobbox**



concept spécifique auto ampli mono-puce

plus de 50 watts à partir d'une batterie 12 V



Le domaine spécifique de cet amplificateur de puissance, qui se résume en fait à guère plus qu'un unique circuit intégré, est celui de l'automobile et autres applications alimentées par batterie de voiture. En dépit de ses dimensions presque ridicules, il détonne par la puissance qu'il est en mesure de fournir.

Les amplificateurs audio se suivent... et ne se ressemblent pas. La grande majorité des amplis de puissance ayant l'honneur des colonnes d'Elektor, sont destinés à rendre des services « intramuros », dans un salon ou un studio. Ils requièrent des tensions d'alimentation comprises entre 60 et 150 V (réparties le cas échéant sur une paire de tensions symétriques), de sorte qu'il n'est pas question de les embarquer à bord d'un véhicule.

Les amplificateurs alimentables par le biais d'une batterie de 12 V font partie d'une catégorie toute différente. Ils doivent être spécifiquement prévus pour pouvoir travailler avec une alimentation aussi faible. Si l'on veut en outre disposer d'une « certaine » puissance, les

choses se compliquent sensiblement. Un calcul élémentaire permet de constater qu'il ne faut pas espérer, à partir d'une tension d'alimentation de 12 V (14,4 V au maximum lorsque la batterie est chargée à plein), plus de 6 W si l'on utilise un amplificateur faisant appel à une approche conventionnelle. Le choix d'une approche en pont permet d'espérer de l'ordre de 20 watts, mais c'est bien là le maximum de puissance que l'on puisse atteindre à une tension d'alimentation aussi faible. De nos jours, la jeune garde tient à disposer d'une certaine puissance, pour ne pas dire d'une puissance certaine, non pas 6 ni même 20 watts, mais bien plus, beaucoup plus. Comment ce souhait se laisse-t-il se réaliser ?

L'approche paraissant la plus logique consiste à opter, pour l'amplificateur, pour une tension d'alimentation plus élevée, ce qui est réalisable par l'utilisation d'un convertisseur rehausseur de tension qui relèvera la tension de batterie à une valeur sensiblement plus élevée. Cette solution présente 2 inconvénients : un prix relativement élevé et le fait de constituer une source potentielle (et connue) de parasites. Vu la quantité d'électronique sensible croissante que l'on trouve dans nos voitures modernes, cette caractéristique est de moins en moins souhaitable et souhaitée.

Il existe heureusement aujourd'hui une alternative pour tous les amateurs de watts. Philips Semiconductors a pré-

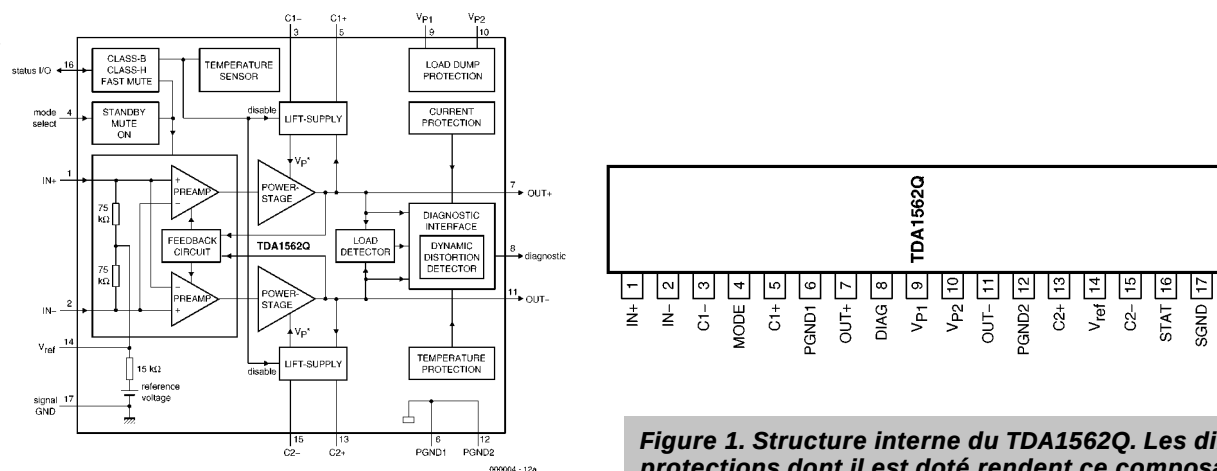


Figure 1. Structure interne du TDA1562Q. Les différentes protections dont il est doté rendent ce composant quasiment indestructible.

senté, voici quelques années déjà, un amplificateur audio intégré mono-puce spécialement prévu à cette intention, le TDA1560Q, un composant capable, à partir d'une tension de batterie de 12 V, de fournir une puissance audio de 30 W dans une charge de 8 Ω et cela, cela va de soi, sans nécessiter de convertisseur (que l'on connaît également sous la dénomination d'onduleur). Il est fait appel, pour cela à ce que l'on appelle un fonctionnement en « classe H », mode auquel nous revenons dans un encadré séparé.

Nous avons eu l'occasion, dans le numéro 201 (mars 1995), de vous présenter ce composant dans le détail dans un article intitulé « étage de puissance audio ». Ce circuit intégré s'est vu accorder, tout récemment, une cure de jouvence, de sorte qu'il est réapparu, amélioré sous certains points et avec une puissance de sortie sensiblement plus élevée. La fiche fabricant annonce 70 W dans 4 Ω à une distorsion de 10%, valeur ne nous paraissant pas réaliste. À une distorsion de 1% nous avons mesuré, sur notre prototype, une puissance de 54 watts dans 4 Ω , valeur pour le moins impressionnante.

C'est en particulier cette augmentation de la puissance qui nous a poussé à développer, autour de ce successeur du TDA1560Q qu'est le TDA1562Q, un nouvel amplificateur (à monter dans une voiture ou sur tout autre mobile doté d'une batterie 12 V). Le nombre de composants externes nécessaires ayant, lui, diminué, la platine de ce nouvel ampli est encore plus compacte que son homologue de 1995.

LE TDA1562Q EN 3 MOTS

La structure interne du TDA1562Q est très proche de celle de son prédécesseur. Nous allons l'examiner dans les grandes lignes sachant qu'il est fort peu probable que tout le monde ait encore en tête l'article de mars 95. La **figure 1** nous montre le synoptique de

TDA1562Q. Une paire de sous-ensembles méritant que l'on s'y intéresse sont ceux baptisés « lift-supply ». Ils sont requis par l'approche en classe H. Le circuit intégré procède à une mesure du signal d'entrée et anticipe au niveau de la modulation que devront, en fonction de cet élément, subir les transistors de puissance (c'est-à-dire de sortie). Si ces derniers risquent d'arriver en saturation la tension d'alimentation est augmentée brièvement par une commutation des condensateurs connectés aux broches 3/5 et 13/15. Le TDA1562Q comporte, outre l'amplificateur d'entrée et l'étage de sortie en classe H, les dispositifs de sécurité requis pour un fonctionnement sans risque. Un circuit de protection en courant interne protège le composant contre tout dépassement de l'intensité maximale du courant de sortie et les courts-circuits. La thermoprotection

connaît 2 niveaux. En cas de dépassement de la première limite, le circuit passe tout simplement d'un fonctionnement en classe H à un mode en classe B : il n'est plus question d'une augmentation quelconque de la tension d'alimentation. En cas de dépassement, ensuite, de la seconde limite, le niveau de la modulation des transistors de sortie est purement et simplement limité.

Il existe en outre une protection contre une tension d'alimentation trop élevée ainsi qu'une autre contre une impédance de charge trop faible. Lorsque l'impédance tombe en-dessous d'une valeur limite prédéterminée, le circuit commence par passer de la classe H à la classe B ; une impédance inférieure à 0,5 Ω est considérée comme un court-circuit, situation qui se traduit par une mise hors-circuit pure et simple du circuit intégré.

Caractéristiques techniques :

Spécifications :

- Puissance de sortie élevée (système en classe H)
- Dissipation faible en présence de signaux musique
- Protégé contre les courts-circuits
- Thermo-protection
- Commutateur de mise en veille
- Absence de plocs de mise en et hors-fonction
- Indication optique en cas de problème

Résultats de mesure :

(à $U_b = 14,4$ V)

Tension d'alimentation

Sensibilité :

Impédance d'entrée :

Puissance de sortie :

Distorsion harmonique totale (THD + N) :

à 1 W/4 Ω :

à 35 W/4 Ω :

Rapport signal/bruit (à 1 W/4 Ω) :

Bande passante de puissance :

Courant de repos :

8 à 18 V

0,76 V_{eff}

70 k Ω

54 W_{eff} dans 4 Ω ($f = 1$ kHz, THD + N = 1%)

0,046% (1 kHz)

0,29% (20 kHz)

0,12% (1 kHz)

0,7% (20 kHz)

88 dBA

7,5 Hz à 185 kHz (25 W/4 Ω)

135 mA environ (marche)

0,2 mA environ (en veille)

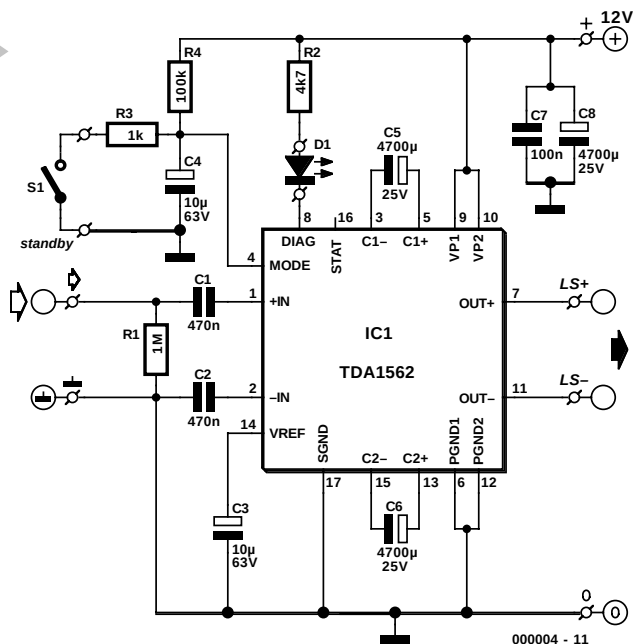


Figure 2. L'électronique de notre module amplificateur brille par sa simplicité. La LED sert à la signalisation d'un problème.

UNE POIGNÉE DE COMPOSANTS

Comme nous le disions plus haut, un simple coup d'oeil au schéma (complet) de la **figure 2** permet de constater qu'il ne faut que très peu de composants externes au TDA1562Q pour prendre vie, moins de la moitié de ceux que requerrait la version précédente. Il n'est plus question de réseaux de compensation pour assurer la stabilité, l'absence de bruits à la mise sous tension permettant elle de se passer de temporisation de mise en fonction.

Les seuls composants requis, hormis ceux assurant le découplage de la tension d'alimentation sont les condensa-

teurs électrochimiques de « classe H », C5 et C6, les condensateurs d'entrée C1 et C2, la LED de signalisation D1 et le réseau RC de l'interrupteur S1, R4/C4, pris à l'entrée de sélection de mode (broche 4).

Si nous avons déjà parlé des premiers composants, nous reviendrons à D1 un peu plus loin. En ce qui concerne C1 et C2, nous pouvons nous contenter de signaler qu'il est possible, en raison de l'impédance d'entrée élevée du circuit intégré, de se contenter de condensateurs de faible valeur.

Il nous reste à parler des composants pris à l'entrée de sélection de mode (« mode select »). Cette entrée sert à faire

passer le circuit intégré en mode d'attente avec « silencieux » (*mute*). Lors de l'application de la tension d'alimentation le TDA1562Q est automatiquement d'abord mis en mode silencieux avant d'être activé. Le réseau R4/C4 introduit une temporisation de quelques dixièmes de seconde entre les 2 états, ce qui permet, à la mise sous tension, d'éliminer les parasites source de bruits gênants. L'interrupteur S1 permet une mise en mode d'attente (*standby*) lorsque l'on veut, pour une durée quelconque, interrompre le signal en sortie. L'amplificateur est quasi-instantanément prêt à l'emploi, la consommation de courant étant, avec ses 0,2 mA, négligeable. La résistance R3 évite, la circulation d'un courant de court-circuit lorsque, à la fermeture de S1, le condensateur C4 se décharge.

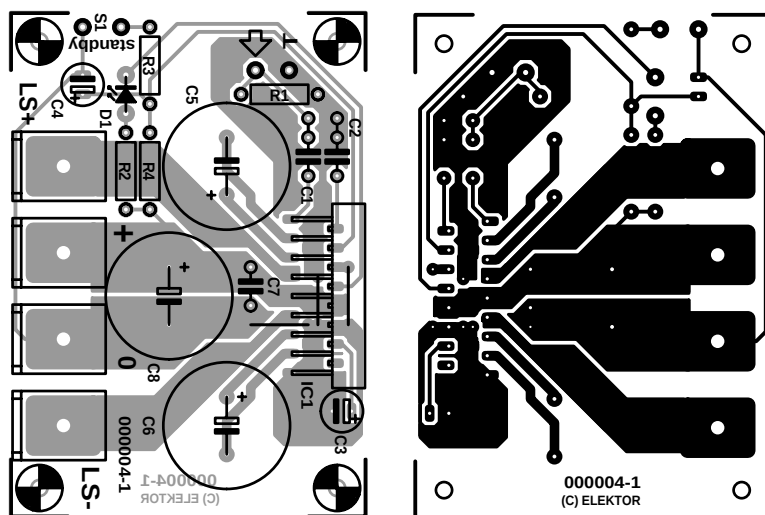
SIGNALISATION

VISUELLE DE PROBLÈMES

La sortie de diagnostic (broche 8) du TDA1562 a, elle aussi, évolué sensiblement depuis la version précédente. Comme le prouve le schéma, elle peut maintenant être utilisée pour le pilotage direct d'une LED, D1, qui sert d'indicateur optique de situation anormale. Cette LED doit être éteinte en fonctionnement normal. Son allumage peut avoir 4 raisons :

1) Le signal de sortie arrive en butée (surmodulation). Le sous-ensemble interne responsable est appelé *Dynamic Distorsion Detector*, D³ pour les intimes (cf. la figure 1). La pratique nous a appris que cette situation se présentait à une distorsion de 1,6% (mesurée à 1 kHz). Cette LED remplit, partant, une fonction d'indicateur

Figure 3. Pour peu que l'on sache souder, la réalisation de cette platine prend moins d'une heure.



Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 MΩ
R2 = 4kΩ7
R3 = 1 kΩ
R4 = 100 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 470 nF
C3, C4 = 10 µF/63 V radial
C5, C6, C8 = 4 700 µF/25 V radial (diamètre max. 18 mm, pas de 7,5 mm)
C7 = 100 nF pas de 5 mm

Semi-conducteurs :

D1 = LED à haut rendement
IC1 = TDA1562Q (Philips)

Divers :

interrupteur unipolaire
4 languettes auto pour fixation par vis M3
radiateur pour IC1 ($R_{th} < 2,5$ K/W)

d'écrtage (*clipping*).

2) Présence d'un court-circuit entre les sorties ou entre l'une des entrées et la tension d'alimentation.

Dans le premier cas on aura déconnexion des sorties, le circuit de protection s'assurant, à intervalles réguliers, de la disparition ou non du court-circuit. La sortie DIAG est ainsi, toutes les 20 ms, inactivée pendant 50 μ s. En cas de court-circuit avec la tension d'alimentation la ligne DIAG reste activée en permanence.

3) Le capteur interne mesure une température de 145 °C ce qui fait entrer la protection en fonction.

4) L'amplificateur se trouve en cours de montée en alimentation. Dès qu'il passe en mode actif (« on ») la LED s'éteint. Si, au cours de ce processus, il y a un problème au niveau de la charge de sortie, la LED reste allumée.

UNE PLATINE COMPACTE

Nous avons dessiné, à l'intention de cette réalisation, une platine (simple face) dont on retrouve le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 3**. Pour un amplificateur complet, ce circuit imprimé est étonnamment compact, à peine plus de la moitié de la surface de la précédente version. Le nombre de composants est très faible, une partie importante de la surface étant occupée par les 4 connecteurs à languette de type auto auxquels viennent se brancher les haut-parleurs et l'alimentation. La compacité de cette platine se paie aussi par un inconvénient. La mise en place des condensateurs exige un rien de doigté si l'on ne veut pas avoir de problème de placement du circuit intégré. Il faudra, partant, commencer par placer le circuit intégré sur son radiateur (avec un rien de pâte thermoconductrice) et, après avoir placé cet ensemble dans un boîtier adéquat, s'assurer que le côté « pistes » de la platine soit encore facilement accessible. Une fois que le radiateur et la platine auront été fixés fermement dans le boîtier on pourra procéder au soudage des broches du circuit intégré. La **figure 4** vous montre à quoi devrait ressembler votre montage une fois terminé. Attention, lors de la mise en boîtier de la platine, à éviter tout court-circuit entre l'une des bornes des haut-parleurs et un contact de masse. Le circuit est bien protégé il est vrai, mais il est préférable de ne pas tenter le diable. On aura, dans la majorité des cas, à placer une paire de modules d'amplification dans le boîtier, le premier pour le canal gauche, le second pour le canal droit (ou inversement bien entendu). S'il vous semble qu'une puissance de 2 x 54 watts n'est pas suffisante, vous pouvez envisager de piloter les paires de haut-parleurs avant et arrière de votre véhicule chacune par une paire de

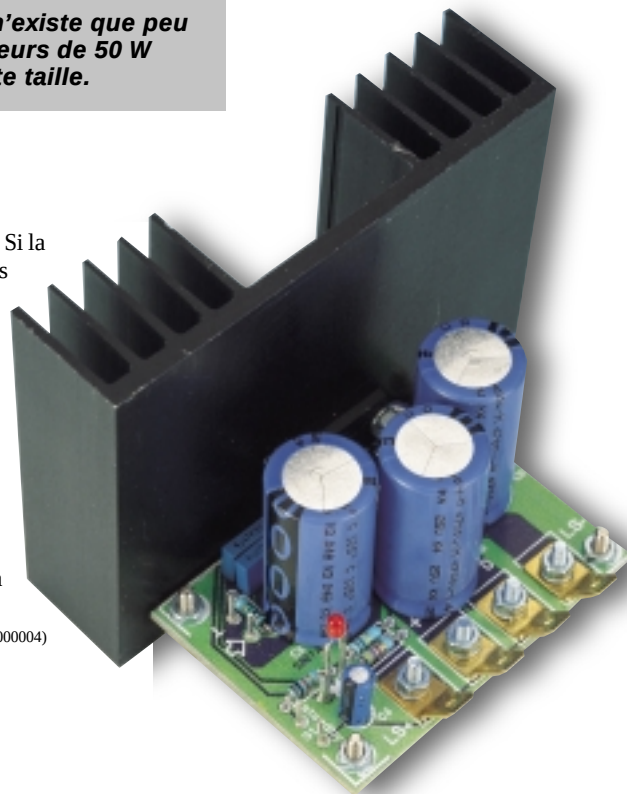
Figure 4. Il n'existe que peu d'amplificateurs de 50 W d'aussi petite taille.

modules amplificateurs. Si la concurrence n'est pas convaincue, il vous restera la possibilité de piloter séparément les woofers et les tweeters des 4 haut-parleurs. Le nombre de modules nécessaires passe alors à 8, la puissance totale atteignant dans ce cas-là pas moins de 400 watts... Attention à l'intégrité des vitres...

(000004)

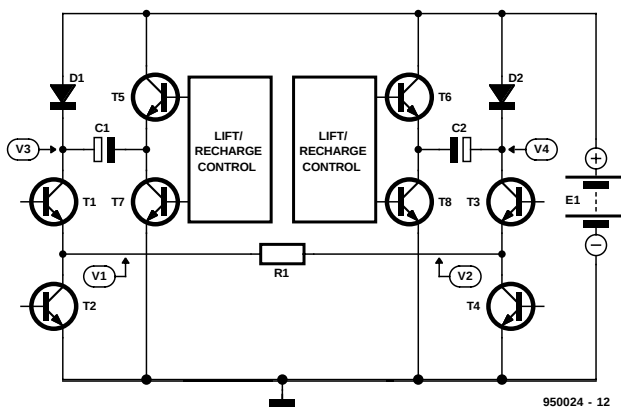
Technique : Ton Giesberts

Texte : Sjef van Rooij



Classe H

Si les classes A et AB sont des paramétrages d'amplificateurs de puissance connus, la variante dite classe G l'est moins. Elle a été développée pour permettre l'obtention une puissance élevée et ce à une dissipation relativement faible des transistors de sortie. Philips est allé plus loin et a imaginé le principe de la classe H. Son but n'est pas de réduire la dissipation (avantage secondaire fort apprécié du reste) mais d'obtenir des puissances importantes à partir de tensions faibles (fournies par les batteries). On utilise à cet effet une paire de condensateurs additionnels chargés par la tension de batterie, condensateurs qui sont pris en série avec l'alimentation de 12 V lors de pics de surmodulation brefs. La tension d'alimentation se voit ainsi, momentanément, multipliée par 2. Sur notre schéma, les transistors T1 à T4 constituent l'amplificateur « standard », T5 à T8



associés aux condensateurs C1 et C2, constituant l'extension en classe H. Aux puissances faibles, T7 et T8 sont passants, les condensateurs C1 et C2 se chargeant ainsi, par le biais des diodes D1 et D2, pratiquement au niveau de la tension d'alimentation. Lorsque, lors de crêtes de surmodulation, la tension V1 ou V2 augmente au point d'amener T1 ou T3 tout près de la saturation, le circuit interne « lift/recharge control » du TDA1562Q détecte cette situation. Il procède au blocage de T7 et T8, et à l'ouverture des transistors T5 et T6 : C1 et C2 se trouvent pris en série avec l'alimentation, les diodes D1 et D2 évitant que la charge des condensateurs ne disparaisse en direction de la batterie.

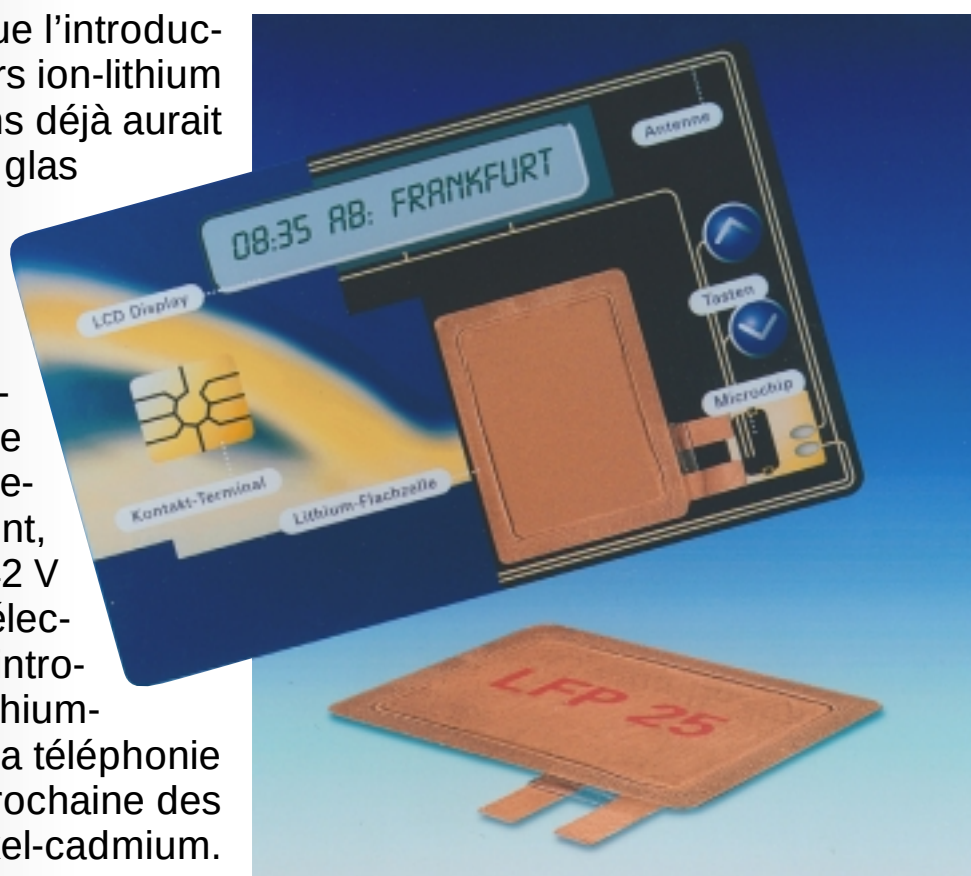
Une fois la crête de surmodulation passée, les condensateurs électrochimiques sont remis à la masse par le biais de T7/T8, ce qui en permet la recharge.

ça bouge chez les accus et batteries

*progrès ponctuels –
révolution toujours possible*

On aurait pu penser que l'introduction des accumulateurs ion-lithium depuis... presque 5 ans déjà aurait sonné, ou presque, le glas

des innovations. Un examen plus approfondi de la situation indique toutefois que, à côté des améliorations ponctuelles, de grands chambardements se préparent, comme le passage à 42 V dans l'alimentation électrique des véhicules, l'introduction des accus lithium-polymère dans la téléphonie mobile et la retraite prochaine des accus nickel-cadmium.



Elektor n'a pas attendu pour publier un rapport exhaustif sur les propriétés et les applications des accumulateurs ion-lithium, la technique de charge y comprise ; la parution de cet article date en effet de septembre 1996. Cette technique a gagné depuis du terrain, avant tout dans le domaine des ordinateurs portatifs et des caméscopes. Le nombre d'unités produites, passé de 140 millions (1996) à 385 millions (1999), a donc plus que doublé. Seul le secteur des accumulateurs ion-lithium destinés à la téléphonie mobile a marqué un léger recul en Europe. La composition

usuelle de l'anode et de la cathode est restée fondamentalement la même : anode en graphite ou coke, cathode en oxyde de lithium-cobalt ou en oxyde de lithium-manganèse baignant dans un électrolyte liquide comportant un sel de lithium. La combinaison graphite/oxyde de lithium-cobalt qui fournit la densité énergétique et le nombre de cycles (durée de vie) les plus élevés est celle à laquelle la plupart des fabricants donnent (encore) la préférence. La capacité spécifique est un peu plus faible avec un oxyde de lithium-manganèse, mais cette matière présente des

avantages tant économiques qu'écologiques et son importance devrait encore croître à l'avenir. L'oxyde de lithium-nickel peut aussi servir de matière constitutive de la cathode ; il occupe une position intermédiaire entre l'oxyde de lithium-cobalt et l'oxyde de lithium-manganèse.

PETITS ET GRANDS

Des batteries ion-lithium rechargeables sont disponibles depuis peu sous forme de piles boutons de très petite taille (**figure 1**). Elles servent principalement à sauvegarder le contenu de la mémoire d'un ordinateur. L'alimentation de secours de l'horloge en temps réel (*Real Time Clock – RTC*) des PC en « consomme » à elle seule environ 120 millions par an. L'auto-décharge de ces piles boutons est beaucoup plus lente (des années plutôt que des mois) que celle des modèles NiCd ou NiMH et une seule pile bouton ion-lithium de 3,6 à 3,8 V remplace avantageusement 3 NiCd ou NiMH (1,2 V seulement). Ajoutons que l'utilisation d'oxyde de manganèse comme matière de cathode s'accorde mieux avec l'environnement que lorsque l'accumulateur contient du nickel ou du cobalt, voire du cadmium. Le modèle ion-lithium s'est aussi taillé une place à une vitesse remarquable dans la compétition opposant les batteries de grande puissance des véhicules électriques et hybrides. En France, les premières Peugeot 106 « Vedelic » qui ont fait leur apparition sur les routes sont équipées d'accumulateurs ion-lithium de SAFT qui leur donnent une autonomie de 200 km et leur permettent de pousser des pointes à 110 km/h. La toute dernière génération de batteries ion-lithium est déjà représentée dans des véhicules expérimentaux : les accus lithium-polymère de 3M et Hydro-Québec ont fourni des résultats prometteurs. De l'avis des fabricants, la filière ion-lithium présente encore un potentiel de croissance qui justifie les investissements de recherche considérables accordés.

LITHIUM-POLYMÈRE

Le développement d'électrolytes solides sous forme de polymères qui s'est poursuivi pendant de nombreuses années permettra de substituer le film polymère microporeux entre l'anode et la cathode des cellules au lithium, qui ne servait jusqu'ici que de séparateur,



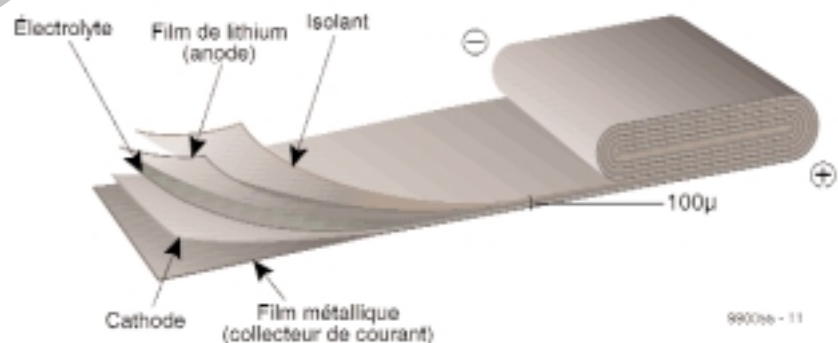
Figure 1 Les piles boutons rechargeables ion-lithium ont de bonnes chances de conquérir le marché des batteries de sauvegarde. Avantages : faible autodécharge – et 3,6 V par cellule !

aux électrolytes organiques liquides conventionnels. L'emploi d'un électrolyte entièrement polymérisé se heurte à la faible conductibilité des ions lithium qui ne devient acceptable qu'à haute température (100 °C et plus) et

limite le courant admissible des cellules à température ambiante. C'est pourquoi les prototypes d'accumulateurs lithium-polymère disponibles actuellement sont basés sur un électrolyte polymérisé dont un électrolyte liquide,

Figure 2. Principe de la structure d'une batterie lithium-polymère. L'utilisation d'une seule épaisseur de feuille de préférence à un enroulement permet de réaliser un accumulateur si plat qu'il peut même tenir dans une carte à puce.

2



Publicité

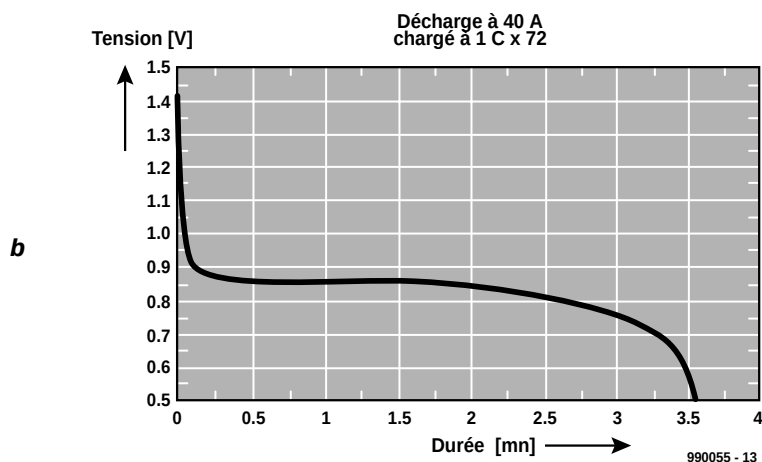
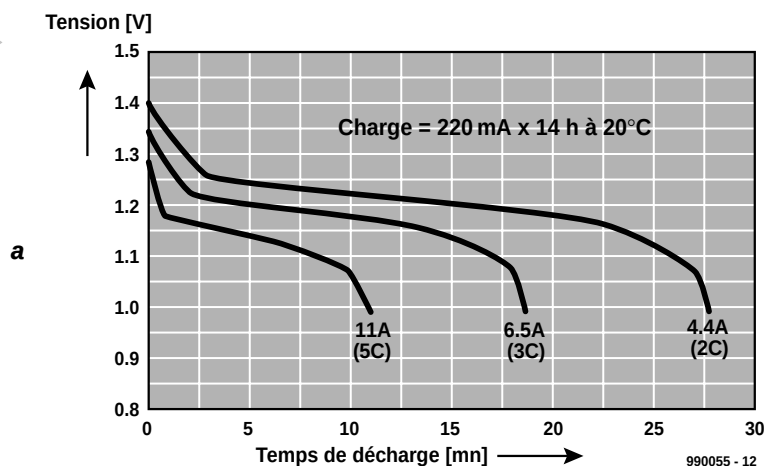


Figure 3. Décharge d'une cellule NiMH (Sub-C) à courants très élevés (figure 3 a) et en « presque court-circuit » de 40 A (figure 3b).

Figure 4. Des accumulateurs NiMH robustes offrant une capacité de 1 100 mAh constituent un remplacement idéal des accumulateurs NiCd 600 mAh dans les téléphones DECT.



et non pas le polymère, assure comme auparavant le transport des ions. Il faut pour cela recourir à un « truc » permettant au film de polymère d'englober si complètement l'électrolyte qu'il garde les propriétés mécaniques d'un film plastique (en fait une sorte d'électrolyte « mouillé à sec »). Si l'on parvient aussi à réaliser l'anode et la cathode sous forme de feuillets, il devient possible de réaliser des cellules individuelles très plates que l'on peut combiner physiquement sous les formes les plus diverses (**figure 2**). Le but des travaux de développement consiste à atteindre un palier énergétique encore plus élevé en ayant recours au lithium métallique comme matière de l'anode. Un pur électrolyte polymérisé permet aussi de se passer de circuit de protection, d'où une meilleure densité énergétique par rapport au poids. Il est déjà possible de fabriquer industriellement des cellules lithium-polymère hautes de 0,5 à 0,7 mm. La première génération d'accumulateurs pour téléphonie mobile est épaisse de 3 à 7 mm pour une capacité de 450 à 700 mAh (par exemple 500 mAh, tension 3,7 V, dimensions 50 mm x 33 mm x 4 mm, et poids de 15 g seulement !). Outre la valeur élevée de la densité énergétique et l'amélioration de la sécurité (plus de fuites, le polymère protège des courts-circuits), la plus grande flexibilité de conception permet d'intégrer l'accumulateur dans l'une ou l'autre partie du boîtier, par exemple au dos de l'afficheur d'un ordinateur bloc-notes.

Un autre champ d'application de la technique lithium-polymère est constitué par l'alimentation de cartes à puces au moyen de films d'alimentation extra-plats qui ne sont toutefois pas encore rechargeables.

ADIEU NICAD

On le sait depuis longtemps, mais on n'ose l'avouer : les jours des accumulateurs NiCd sont comptés. Un projet de directive de l'UE prévoit l'interdiction des accumulateurs NiCd dès 2008 – sans que l'industrie locale ne subisse de traumatisme particulier, d'autant plus que la plupart des accu NiCd sont fabriqués en Asie. Ce n'est toutefois pas uniquement la protection de l'environnement qui sonne le glas des accumulateurs NiCd, mais aussi le fait qu'ils peuvent être actuellement remplacés par des accumulateurs NiMH dans la majorité des cas. Il en va de même pour les alimentations de secours, les téléphones sans fil et, récemment, même pour les applications avides de courant (tournevis sur accumulateur, perceuses, véhicules électriques, fabrication de maquettes). Les piles rondes Sub-C (diamètre 23 mm, longueur hors-tout 42,6 mm) très usitées dans le domaine des courants élevés suppor-

tent actuellement des pointes de 40 A (figures 3a et 3b) et atteignent une capacité de 3 Ah. Le développement de capacité de la filière NiMH semble loin d'être terminé. Alors que la plage de capacité normale des mini-piles classiques (R6) s'étendait récemment de 1 200 à 1 300 mAh, le « standard » actuel atteint 1 500 à 1 600 mAh et l'on prévoit 1 800 mAh dans le courant de l'année. Les cellules NiMH ont donc atteint environ le double de la capacité des cellules NiCd. Même les batteries primaires alcali-manganèse prévues pour les courants moyens se font lentement mais sûrement rattraper. La durée de fonctionnement des accumulateurs NiMH prévus pour les courants élevés dépasse toujours celle des batteries alcalines de modèle identique.

Il faut toutefois noter que la très forte augmentation de la capacité nominale des accumulateurs NiMH « gonflés » s'effectue aux dépens du nombre de cycles, donc de la durée de vie et de la robustesse. C'est pourquoi on devrait donner la préférence aux accus NiMH de plus faible capacité, moins onéreux et plus robustes, dans les applications telles que le téléphone sans fil où le mode d'attente ou la décharge totale ont tendance à dominer. Pour ne citer qu'un exemple, les accumulateurs « Phone Power » de Varta en technique NiMH qui sont spécialement conçus pour remplacer les R6 NiCd dans les téléphones DECT (figure 4) offrent « seulement » une capacité de 1 100 mAh, ce qui prolonge leur durée de vie.

L'accroissement rapide de capacité allant de paire avec le maintien des coûts à un niveau modique permet aussi d'expliquer pourquoi les piles ion-lithium n'ont pas (encore) tenu leurs promesses sur le marché GSM (Global System for Mobiles). NiMH a même pu s'imposer dans les appareils haut de gamme. On a même conçu entre-temps des circuits intégrés spéciaux convertisseurs de tension qui permettent de remplacer la cellule au lithium d'un téléphone portatif (3,6 V) par deux cellules NiMH (2,4 V).

Le développement de cellules NiMH pouvant fournir une forte intensité en régime continu a aussi placé les batteries NiMH petites mais puissantes en bonne place dans la course à l'équipement des véhicules hybrides. Citons la batterie d'automobile NiMH de Varta

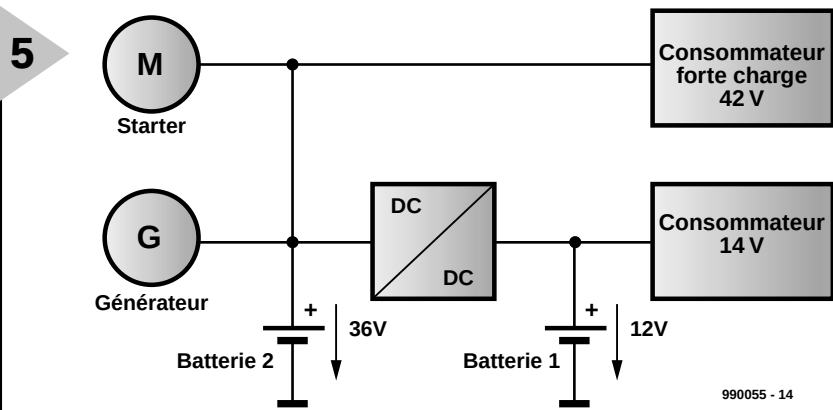


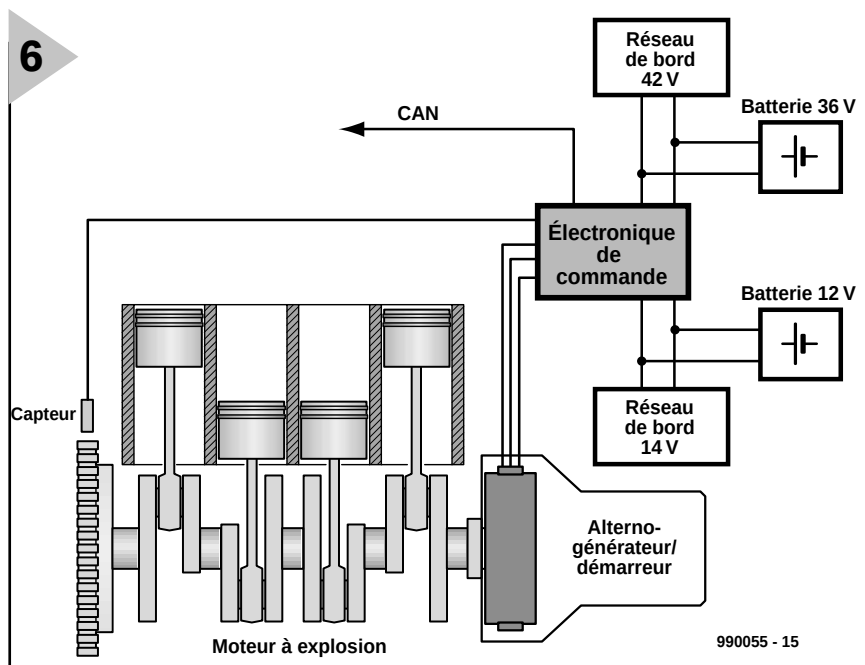
Figure 5. Avec des accus 36 V dans le nouveau millénaire. Le futur réseau à bord d'une voiture sera de 14 et 42 V.

fournissant 250 V/10 Ah qui a fonctionné pendant plus de 50 000 km sans problème dans une « Smart ». Une équipe de Varta a même développé une batterie NiMH pour le véhicule électrique « Panoz Q9 » destiné aux rallyes qui délivre la puissance incroyable de 90 kW alors qu'elle ne pèse que 100 kg.

ACCUMULATEURS À L'EAU-DE-VIE

Non, ce n'est pas un gag, comme en témoignent les rapports répétés sur les piles à combustible pour ordinateurs portatifs alimentées au méthanol. Bien que les experts fassent preuve d'un certain scepticisme à l'égard des commu-

Figure 6. Machine asynchrone dans la transmission : Alternogénérateur/démarrreur intégré au réseau de bord à 2 tensions.



7

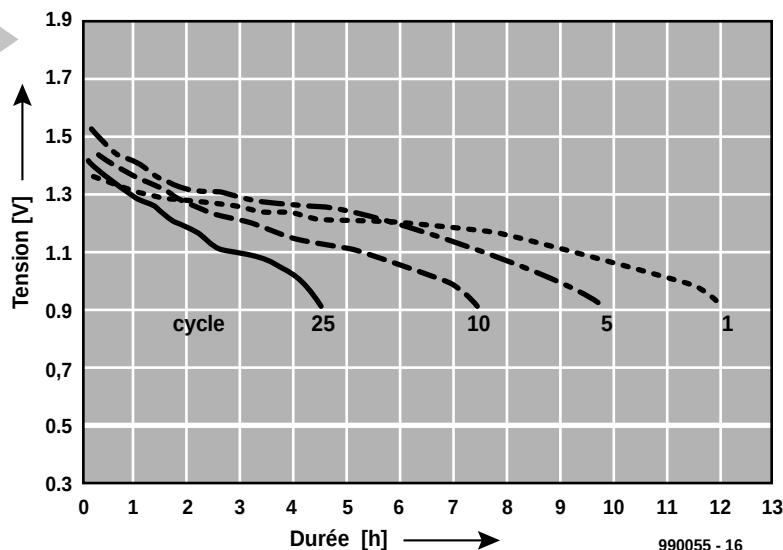


Figure 7. Courbe caractéristique de la tension d'une cellule alcaline R6 rechargeable pour un courant de décharge de 125 mA (Accucell) et 25 cycles.

niqûés du réalisateur Bob Hockaday en provenance des USA, l'Allemagne peut se targuer de résultats fort concrets basés sur une réalisation similaire. Le Dr Angelika Heinzl de l'Institut Fraunhofer ISE qui se consacre aux systèmes basés sur l'énergie solaire a même reçu le Prix Allemand de l'Avenir (*Deutscher Zukunftspreis*) avec un ex-collaborateur de l'ISE, le Dr Roland Nolte. Contrairement aux cellules empilées des piles à combustibles usuelles, celles de la pile à combustible de l'ISE sont disposées côte à côte. Cela

veut dire que cette pile à combustible est formée d'un ruban extrêmement plat et flexible qui peut être incorporé dans des boîtiers de formes les plus diverses. On peut aussi empiler plusieurs rubans, ouvrant ainsi la voie à une fabrication en série dont les matériaux et la structure semblent économiquement viables. Ces rubans pourraient bientôt remplacer les batteries de nombreux appareils électroniques portatifs – une véritable révolution. En 1998 déjà, des chercheurs de Fribourg (Suisse) ont réalisé un modèle

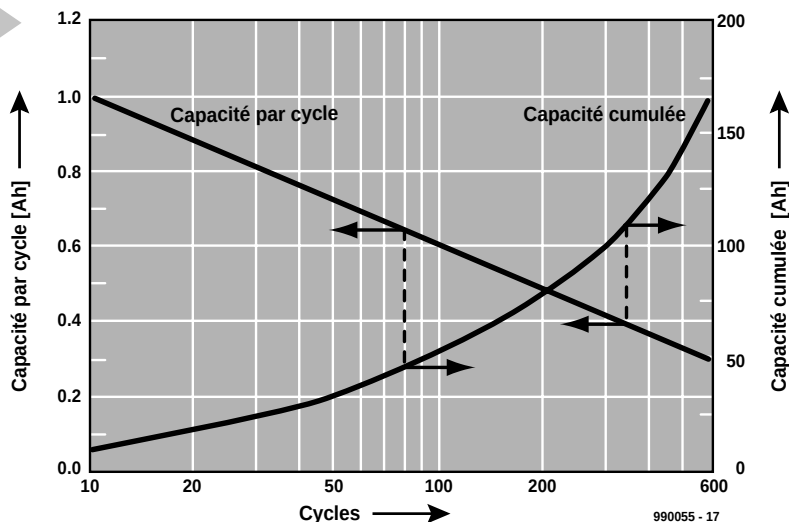
expérimental d'ordinateur portatif d'une puissance de 25 W alimenté par une unité de stockage hydrure métallique/hydrogène d'une capacité de 400 Wh (environ 130 l d'hydrogène). La taille totale des 2 composants – pile à combustible et unité de stockage – équivaut à celle d'un accumulateur ordinaire d'ordinateur portatif mais leur capacité donne à la machine une autonomie de 10 heures par rapport au fonctionnement de 2 à 3 heures possible jusqu'alors. Les rubans de piles à combustible offrent donc dès à présent une densité énergétique par unité de volume supérieure à celle des accumulateurs ion-lithium, sans parler d'une amélioration de la durée de vie et d'un recyclage plus commode. Le potentiel d'innovation est encore largement inexploité : presque tout reste à faire dans le domaine de la miniaturisation des parties constituantes.

LA VOITURE 42 V

Le passage du réseau de bord de 6 à 12 V, il y a de cela environ 35 ans, a conduit peu de temps après à l'introduction de l'alternateur triphasé. Le début du nouveau millénaire marquera entre autre le passage de 12 à 36 V (tension nominale de la batterie) qui correspondra vraisemblablement à l'introduction d'un « alternogénérateur/démarrreur ». Quant à la tension de bord, elle passera vraisemblablement de 14 V à 42 V. Le réseau 14 V est toutefois conservé pour l'électronique du véhicule et pour les utilisations électriques à faible puissance (figure 5). Ce choix est basé sur de bonnes raisons dont en particulier : élévation de la puissance requise par le nombre croissant de dispositifs électro(n)iques du véhicule, amélioration du rendement des systèmes électriques et, enfin, économie de poids. L'augmentation de tension entraîne celle du rendement, et le système à 2 tensions peut être optimisé en fonction de divers impératifs en faisant appel à 2 accumulateurs. Il existe des accumulateurs au plomb 12 V et 36 V présentant des performances améliorées, les batteries à matelas de verre absorbant **AGM** (*Absorbent Glass Mat*) dans lesquelles des microfibrilles de verre placées entre des plaques de poids, de forme et de composition appropriés retiennent l'acide captif. Cette construction empêche la dispersion du contenu de la batterie en cas de rupture et rend tout entretien superflu ; la batterie AGM est plus légère et plus compacte et survit à trois fois plus de cycles de décharge, ce qui la rend particulièrement apte à jouer le rôle de batterie d'alimentation. La batterie 36 V pourra aussi être constituée d'un accumulateur nickel-hydrure métallique ou ion-lithium.

Le concept des 2 tensions allié à celui

Figure 8. Relation entre la décharge totale, le nombre de cycles et la capacité cumulée (cellule rechargeable RAMTM, taille R6). La cellule est déjà inutilisable au bout de 10 cycles lorsque la décharge s'effectue à 1 000 mAh.



8

de l'alternogénérateur/démarrreur présente des perspectives intéressantes de diminution d'énergie et de poids (**figure 6**). L'alternogénérateur/démarrreur est une machine asynchrone triphasée très compacte, servant de démarrage et d'alternateur, intégrée entre le moteur et la transmission. Un boîtier électronique gère toutes les fonctions de commande et d'asservissement. Ce boîtier contient l'onduleur de démarrage triphasé capable de commuter 68 kVA, le régulateur de la génératrice, le régulateur de charge des 2 batteries et un convertisseur DC/DC bidirectionnel 42 V/14 V de 3 kW. Le rendement total en régime d'alternateur dans le domaine de puissance normale qui atteint 4,2 kW peut dépasser 90 %, ci-inclus les pertes causées par l'électronique. Compte tenu du couple élevé que l'alternodémarrreur KSG doit exercer au démarrage, il peut fournir plus de 20 kW en régime d'alternateur et servir aussi à assurer dynamiquement la marche régulière du moteur et à amortir les oscillations de la transmission (« à-coups »). Si la capacité de l'accumulateur le permet, l'alternodémarrreur KSG peut aussi servir d'appoint au moteur à combustion interne au démarrage et lors des accélérations, ouvrant ainsi la voie au concept hybride.

EN GUISE DE CONCLUSION : ALCALINES AVEC ET SANS CHARGE

Commençons par les batteries non rechargeables : le marché accueille une nouvelle génération de batteries alcali-manganèse de capacité plus élevée et dont les propriétés sont nettement supérieures lorsque le courant est élevé. Les nouveaux modèles « High-Power » de marques réputées comme Varta, Panasonic et Philips marquent une amélioration indubitable par rapport à leurs prédécesseurs alcali-manganèse. La durée de fonctionnement à charge élevée a été prolongée jusqu'à 45 %, ce qui correspond à un temps de décharge de presque 1,5 heures (au lieu d'une heure) dans les applications à courant extrêmement élevé (1 000 mA fournis par une pile R6). On dépasse largement 2 heures de fonctionnement à 600 mA, on en atteint environ 14 à 150 mA et on dépasse 18 heures à 120 mA.

Littérature :

les accus modernes & leurs techniques de recharge, *Elektor* n°198, décembre 1994, page 16 et suivantes

piles alcalines au manganèse rechargeables, *Elektor* n°204, juin 1995, page 32 et suivantes

recharge de piles alcalines, *Elektor* n°204, juin 1995, page 52 et suivantes

les accus & leurs technologies, *Elektor* n°219, septembre 1996, page 12 et suivantes

LM3420-xxx, contrôleur de charge pour accus lithium-ions, *Elektor* n°219, septembre 1996, page 12 et suivantes

régénérateur pour piles alcalines, *Elektor* n°222, décembre 1996, page 20 et suivantes

chargeur d'accus Li, *Elektor* n°253/254, juillet/août 1999, pages 40 et 41

Liens intéressants :

<http://www.varta.de>

<http://www.saft.fr>

<http://www.ise.fhg.de>

<http://www.conti.de/cas/isad>

<http://www.lithiumpolymerbattery.com>

<http://www.valence-tech.com>

<http://www.gaia-akku.com>

<http://www.electrochem.org>

<http://www.energyrelateddevices.com>

<http://www.eveready.com>

<http://www.accucell.de>

<http://www.bti.ca/corp.htm>

<http://www.rayovac.com/products/recharge/recharge.shtml>

Les facteurs d'amélioration déterminants sont basés sur la diminution de la résistance interne par l'utilisation de conteneurs frottés avec du graphite et l'usage d'une forme pulvérulente très conductrice de ce dernier pour la cathode, par l'emploi de gel de zinc pour l'anode et d'une matière de remplissage plus efficace au dioxyde de manganèse en augmentant le volume interne.

Les batteries alcalines rechargeables (contrairement aux cellules NiMH les plus récentes) ne peuvent, elles, prétendre à de telles performances. Les « véritables » 1,5 V fournis par la batterie au dire des fabricants deviennent aussi un peu moins crédibles lorsqu'on considère que la tension décroît plus ou moins rapidement selon la charge et que sa valeur moyenne prise sur toute la durée de la décharge ne dépasse pas 1,2 V. La résistance interne étant relativement élevée, la capacité décroît rapidement lorsque le courant de décharge est élevé. Une pile ronde R6 rechargeable atteint déjà sa capacité nominale (1 800 mAh) lorsque la décharge n'est encore que de l'ordre de 30 mA ; elle n'est plus que d'environ 1 500 mAh à 125 mA et 1 200 mAh à 300 mA (décharge jusqu'à 0,9 V dans les 3 cas). Mais ces valeurs de la capacité ne s'appliquent qu'aux premières décharges d'une batterie flambant neuve. La décroissance de la capacité en fonction du nombre de recharges est illustrée dans la **figure 7** dans le cas d'une décharge à 125 mA. Pour aug-

menter le nombre de cycles, il faut que la décharge se termine lorsque la tension dépasse encore 0,9 V ; une décharge plus poussée réduit au contraire le nombre de cycles de façon drastique.

L'auto-décharge plus faible est un avantage incontestable par rapport aux accus NiMH, tandis que la meilleure compatibilité avec l'environnement, une batterie alcaline rechargeable, reste discutable. La pollution causée par une cellule (fabrication et élimination) peut être plus faible que celle d'une batterie NiMH, mais cela ne change rien au fait qu'il faut plusieurs cellules alcalines pour assurer la même dépense d'énergie (voir la **figure 8**). En résumé, une cellule alcaline ronde R6, même lorsqu'elle n'a pas subi de décharge plus totale que 0,5 Ah par cycle, atteint une capacité cumulative de 75 Ah si l'on s'en tient au dire du fabricant. Même si l'on n'atteint pas toujours en pratique le nombre de cycles > 1 000 indiqué par le fabricant, une cellule NiMH de la même taille atteint au moins 500 Ah (et cela en moins de 500 cycles), tandis que ce n'est pas 10 à 50 batteries (non rechargeables) alcali-manganèse qu'il faut remplacer mais bien 100 à 500 en pratique. Où se trouve la plus grande contribution à l'environnement ?

(990055)

Texte: Ernst Krempelsauer

convertisseur pour la bande des 2 mètres

pour capturer les signaux longue distance (DX) sur 144 MHz

Si vous êtes en possession d'un récepteur à ondes courtes de couverture universelle, et souhaitez étendre sa fréquence vers la bande radio-amateur des 2 mètres, le circuit ci-dessous est fait pour vous. Facile à construire à partir de composants bon marché, le convertisseur devrait être un excellent exercice d'initiation pour des radio-amateurs débutants enthousiastes. C'est aussi un parfait compagnon du mini-récepteur O.C. décrit l'année dernière dans ces colonnes.



La bande des 2 mètres pour radioamateurs est toujours la bande la plus populaire dans le monde. Elle s'étend de 144 à 146 MHz dans la plupart des pays européens, et de 144 à 148 MHz dans d'autres pays comme les États-Unis ou l'Australie. Traditionnellement, cette bande est associée aux communications proches, d'une distance maximum d'à peu près 80 km, utilisant une modulation de fréquence à bande étroite (NBFM = *Narrow-Band Frequency Modulation*) et des niveaux de puissance d'au plus 50 watts. Ceci est aussi appelé « trafic local » par certains radioamateurs. Grâce aux relativement faibles dimensions des antennes et à la profusion générale de mâts japonais bon marché de haute technologie et de kits radio privés reconvertis, la bande des 2 mètres est aussi la bande favorite pour les communications à partir d'engins mobiles et portables, il n'est qu'à voir la présence de stations répétitrices créées et gérées par des amateurs dans beaucoup de pays. La partie inférieure de la bande des 2 mètres est réservée pour les modes

de communication à bande étroite comme le morse et les bandes latérales uniques (BLU). Grâce aux plus petites largeurs de bande et donc aux meilleurs taux de réponse signal/bruit pour les faibles signaux, ces modes offrent de plus grands rayons d'action que la modulation NBFM. Le « son » de la section de bande entre par exemple 144,000 et 144,400 MHz n'est donc pas très éloigné de celui d'une bande à ondes courtes comme celle des 10 mètres (28 MHz). Sous réserve que vous utilisiez une bonne antenne directionnelle (comme une Yagi), vous devriez être en mesure de capter les identifiants morse de balises de faible puissance aussi bien que les signaux morse et BLU de stations bien au-delà du champ des ondes NBFM.

POURQUOI UN CONVERTISSEUR ?

Beaucoup de débutants en radio commencent avec un récepteur à ondes courtes d'occasion. Il s'agit généralement d'un récepteur de couverture

universelle pour les réceptions d'ondes CW/USB/LSB/AM/RTTY (CW = *Continuous Wave*, ondes entretenues - morse, USB = *Upper Side Band*, bande latérale supérieure, LSB = *Lower Side Band*, bande latérale inférieure, AM = *Amplitude Modulation*, modulation d'amplitude, RTTY = *Radio TeleType Writer*, telex) entre 150 kHz et 30 MHz. Le Yaesu FRG-7 est un parfait exemple de ce type de récepteur, et bien que sa conception date de quelques 25 ans, il est toujours très demandé dans le commerce radioamateur. Les mêmes débutants n'auront pas toujours non plus les fonds (ni la licence) pour acheter un émetteur-récepteur universel à très haute fréquence VHF (VHF = *Very High Frequency*), aussi pourquoi ne pas ajouter une réception de la bande des 2 mètres à la capacité du récepteur d'ondes courtes disponible ? Avec un peu de chance, celui-ci disposera en même temps d'un mode NBFM, vous pourrez donc aussi écouter le trafic « local » et faire la connaissance des radioamateurs de votre région.

Il faut noter que la réception des signaux DX (longue distance) dans la bande des 2 mètres requiert une bonne antenne directionnelle disposant d'un gain d'au moins 10 dB et d'un câble coaxial à faibles pertes pour l'entrée du récepteur (ou du convertisseur). Quel que soit le préamplificateur à faible bruit que vous ayez en tête, l'expérience prouve qu'il est nettement moins efficace qu'une bonne antenne positionnée à une hauteur suffisante. Respectant une tradition bien établie dans le monde des radioamateurs, le convertisseur présenté mélange les signaux les amenant de la bande des 2 mètres jusqu'à celle des 10 mètres (28,0-29,7 MHz).

COMMENT ÇA MARCHE

Le schéma du circuit du convertisseur de la bande des 2 mètres est présenté en **figure 1**. Comme vous le voyez, il n'utilise que cinq composants actifs, tous de la variété la plus courante. Sa conception comporte quatre sections : un oscillateur local, un mélangeur, un palier d'entrée et un palier de sortie, qui sont expliquées successivement ci-dessous.

L'oscillateur local (LO = Local Oscillator)

Le transistor T1 et le quartz X1 sont configurés pour former un oscillateur dont la fréquence de sortie est de 38,667 MHz. Le quartz travaille en mode « 3^e harmonique » (*third-overtone*). Le condensateur ajustable C1 permet d'ajuster l'oscillateur. Le signal de sortie de l'oscillateur est fourni au tripleur de fréquence T2 dont le circuit collecteur de sortie est ajusté sur 116 MHz par L3 en combinaison avec le condensateur ajustable C7. Le signal

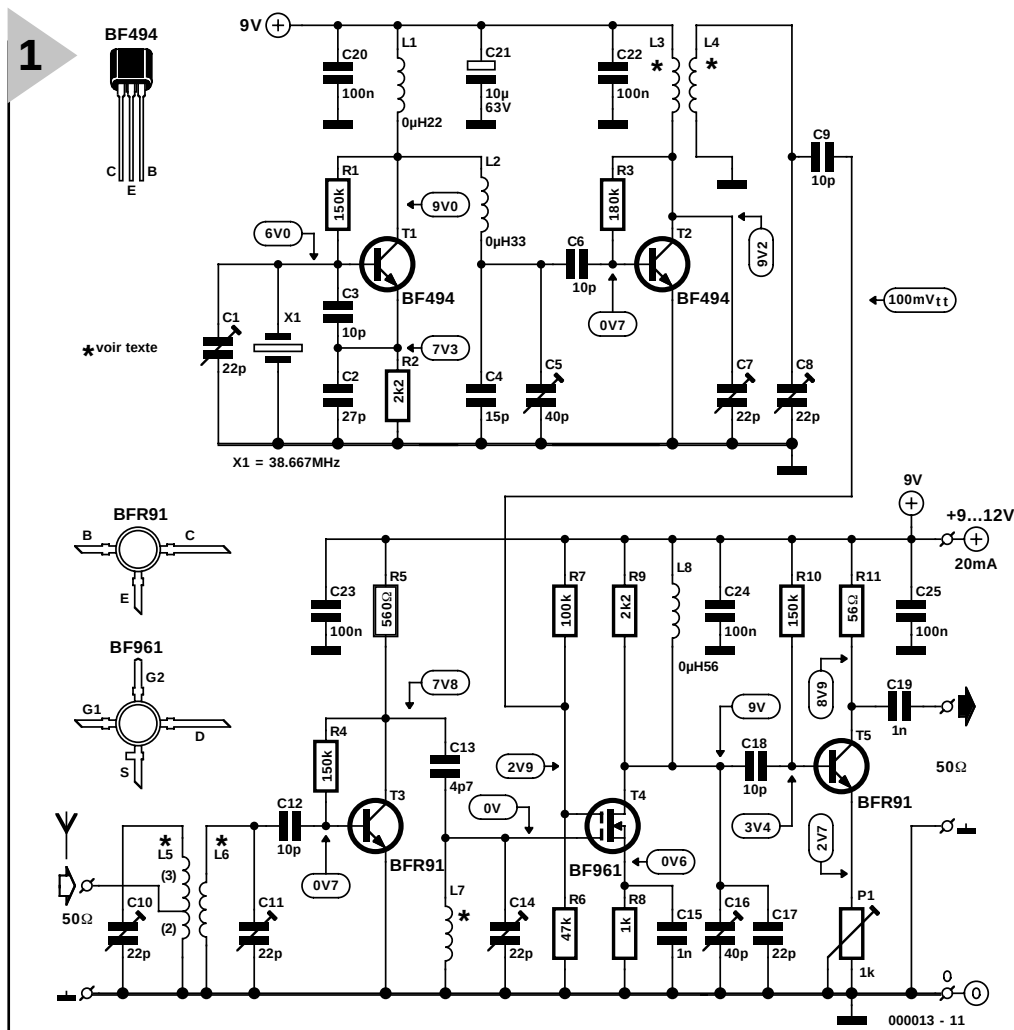


Figure 1. Schéma du circuit du convertisseur 2 m vers 10 m.

local de l'oscillateur, qui a un niveau crête à crête d'environ 100 mV, est couplé par induction (via L4) au mélangeur.

Le mélangeur

Le mélangeur du convertisseur est un transistor MOSFET à double grille de type BF961, T4. Le signal de l'oscillateur local est appliqué à la grille 2 (G2) et le signal radio d'entrée à la grille 1 (G1). Notez que G2 est conservé à un potentiel fixe d'environ 2,9 V par les résistances R6 et R7, cependant que G1 est mis à la masse en continu. Ceci est la configuration traditionnelle, avec les résistances de G2 déterminant le gain de conversion. Les résultats du mélangeur sont obtenus au drain du transistor BF961. Ces résultats sont, en principe : $144 + 116 = 260$ MHz, $144 - 116 = 28$ MHz et le signal résiduel de l'oscillateur local LO à 116 MHz. La combinaison L8/C16/C17 est réglée à 28,8 MHz et sert à supprimer le composant 116 MHz de l'oscillateur local LO – étant donnée la différence de fréquence entre les composants, il n'est pas difficile d'obtenir une suppression suffisante.

Le palier d'entrée

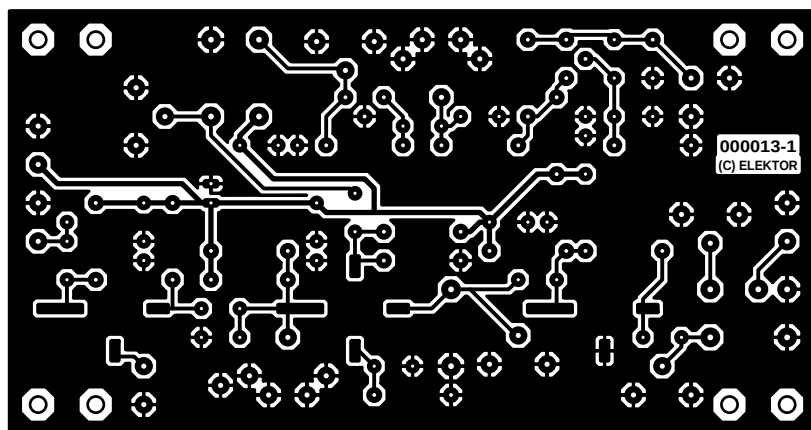
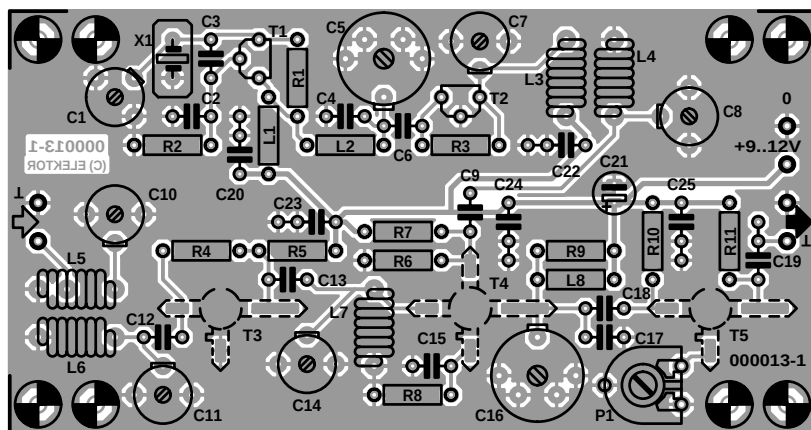
Le signal de l'antenne des 2 mètres est

couplé par induction à la base du transistor T3, un transistor VHF/UHF (UHF = *Ultra High Frequency*, ultra haute fréquence) de faible bruit de type BFR91. La paire de bobines d'entrée L5-L6 est réglée exactement à 144 MHz au moyen des condensateurs ajustables C10 et C11. Le filtre de bande en entrée sert à supprimer les fréquences images de $116 - 28 = 88$ MHz et, en même temps, à faire coïncider le transistor à l'impédance du câble de 50 Ω. Le signal amplifié est couplé par capacité à la grille 1 du mélangeur via le condensateur C13.

Le palier de sortie

La fonction principale du palier de pilotage autour du transistor T5 est de procurer une bonne correspondance avec l'entrée du récepteur (50 Ω). Le gain de ce palier est rendu réglable par l'ajustable P1 pour contrôler qu'aucune suralimentation ne se produise avec des récepteurs trop sensibles aux ondes courtes.

Le convertisseur est alimenté par une alimentation régulée et bien découplée avec une sortie entre 9 et 12 volts. La consommation de courant est de l'ordre de 20 mA.



CONSTRUCTION

Le convertisseur est construit sur une platine de circuit imprimé à simple face dont le schéma est fourni en **figure 2**. Cette platine est disponible auprès des adresses habituelles.

Avant de commencer les soudures, nous vous conseillons de réaliser les bobines L3 à L7. Ceci n'est pas difficile. Prenez un crayon ou un forêt d'un diamètre de 4,5 mm et enroulez autour de lui 5 tours de fil de cuivre argenté SWG20 (d'un diamètre approximatif de 0,8 mm). Étirez ensuite régulièrement les enroulements jusqu'à ce que la bobine atteigne une longueur d'à peu près 10 mm. Sur L5 seulement, dérivez la bobine deux tours avant le côté que vous voulez connecter à la masse (regardez le schéma d'implantation des composants). La dérivation est réalisée avec un petit morceau de fil mis à nu. Faites attention qu'il ne court-circuite pas les boucles adjacentes ! Les bobines couplées L5-L6 et L3-L4 doivent être espacées d'1 mm.

Ensuite, installez les éléments sur la platine, sauf les transistors T3, T4 et T5. Rappelez-vous qu'un travail de soudure soigneux et précis vous apportera en retour un circuit fonctionnant comme une horloge.

Pour réduire le plus possible les capacités parasites, **les transistors BFR91 et BF961 sont fixés sur la face de soudure de la platine. Ceci est indiqué par leur silhouette en pointillés sur la sérigraphie de l'implantation des composants.** Regardez avec attention les indications d'orientation sur ces transistors pour contrôler qu'ils sont montés dans le bon sens. Sur le BFR91, le collecteur est la patte la plus longue ; sur le BF961, la source a une petite marque et le drain est la patte la plus longue.

Une fois complétée, la platine doit être insérée dans une boîte métallique. Pour notre prototype, nous avons utilisé une petite boîte en aluminium moulé de chez Hammond. L'entrée et la sortie du convertisseur radio peuvent être des supports de style BNC ou SO239, selon ce que vous avez sous la main. Les connexions entre les supports et les broches correspondantes de la platine doivent être réalisées en câble coaxial, par exemple, des câbles RG174 ou RG58.

UN OUTIL DE RÉGLAGE

Nous sommes sûrs qu'une simple sonde radio telle que celle présentée en **figure 3** vous sera très utile pour le réglage des circuits radio. Construisez-la et vous vous demanderez comment vous avez pu vous en passer jusqu'ici. La sonde consiste en un boîtier de stylo en aluminium (un stylo feutre, nettoyé, bien sûr), dans lequel est installé un petit détecteur à diode. Le bout du fil de cuivre ou de soudure est soigneusement limé pour obtenir une pointe aiguë. Le choix de la diode n'est pas décisif. Alors que les diodes hyperfré-

Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine simple face. 3 transistors sont montés côté « pistes » !

Liste des composants

Résistances :

R1, R4, R10 = 150 k Ω
 R2, R9 = 2 k Ω
 R3 = 180 k Ω
 R5 = 560 Ω
 R6 = 47 k Ω
 R7 = 100 k Ω
 R8 = 1 k Ω
 R11 = 56 Ω
 P1 = ajustable 1 k Ω horizontal

Condensateurs :

C1, C7, C8, C10, C11, C14 = ajustable 22 pF
 C2 = 27 pF
 C3, C6, C9, C12, C18 = 10 pF
 C4 = 15 pF
 C5, C16 = ajustable 40 pF
 C13 = 4 pF7
 C15, C19 = 1 nF, au pas de 5 mm
 C17 = 22 pF
 C20, C22-C25 = 100 nF céramique
 C21 = 10 μ F/63 V radial

Sels :

L1 = self miniature 0 μ H22
 L2 = self miniature 0 μ H33
 L3-L7 = 5 spires de fil de cuivre argenté de 0mm8 de diamètre (SWG20), diamètre intérieur de 4,5 mm et de 10 mm de long écartement de 1 mm entre les sels couplées, prise intermédiaire à 2 spires de la masse
 L8 = self miniature 0 μ H56

Semi-conducteurs :

T1, T2 = BF494
 T3, T5 = BFR91
 T4 = BF961

Divers :

X1 = quartz 38,667MHz (3^e harmonique)
 boîtier : 56x107x25 (dimensions intérieures) tel que, par exemple, Hammond 1590B

quences SHF (SHF = *Super High Frequency*) comme la 1S99 permettent de réaliser des mesures jusqu'au milieu de la gamme des GHz, une banale BAT82 convient aux circuits VHF comme le convertisseur présenté.

La sonde est uniquement prévue pour donner des indications relatives, en apportant un moyen simple de « pousser » les bobines à leur fréquence de résonance. Elle ne chargera que légèrement le circuit testé et ne nécessite pas une mise à la masse. La tension de sortie est fournie aux entrées d'un voltmètre – de préférence analogique de façon à constater la « tendance ». Dans notre cas, les mouvements de l'aiguille d'un antique instrument à bobine

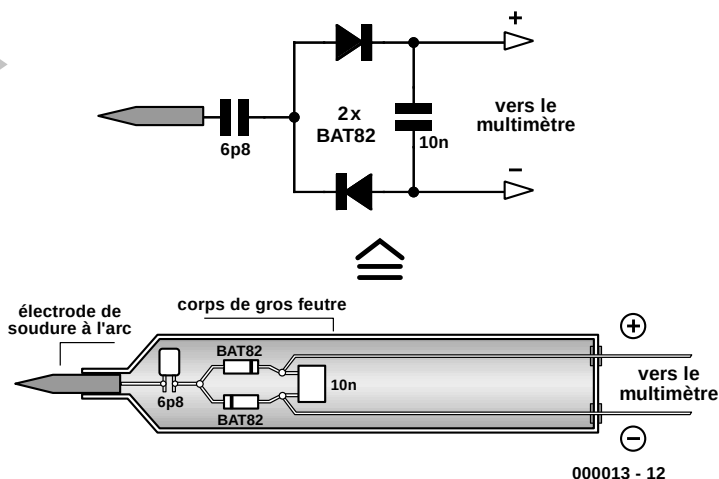


Figure 3. Construisez cette simple sonde radio et le réglage du convertisseur sera un jeu d'enfant.

mobile sont plus utiles que des chiffres déroulés sur un voltmètre numérique.

RÉGLAGE

Commencez par régler tous les condensateurs ajustables de la platine à leur course maximum, sauf C1 qui sera placé à mi-parcours. Connectez le convertisseur au récepteur et branchez l'alimentation. Réglez P1 à mi-parcours. Mesurez la consommation de courant. Si elle correspond à ce qui est attendu, continuez le processus de réglage comme indiqué ci-dessous. « Chaud » signifie présence d'ondes radio, « froid » absence d'ondes radio, c'est-à-dire alimentation neutre ou positive. « Pousser à la crête » signifie régler pour une lecture maximum le voltmètre connecté à la sonde, ou pour une lecture maximum le S-mètre du récepteur. À propos de la sonde, la valeur maximum que vous lisez n'est pas significative en soi, c'est la crête que vous devez rechercher.

- ▶ Placez la pointe de la sonde sur le côté chaud du condensateur ajustable C5 et réglez celui-ci pour obtenir la valeur maximum sur le voltmètre.
- ▶ Connectez la sonde à environ un tour du côté froid de L3 et poussez à la crête C7. Vous cherchez la première crête à partir de la pleine mesure. Si vous ne la trouvez pas, changez la sensibilité de $f_{osc} \times 3$ à $f_{osc} \times 4$.
- ▶ Connectez la sonde à un tour du côté froid de L4 et poussez à la crête C8. Utilisez la première crête en partant de la pleine mesure. Si vous ne la trouvez pas, changez la sensibilité de $f_{osc} \times 3$ à $f_{osc} \times 4$.
- ▶ Positionnez C10, C11 et C14 à mi-parcours.
- ▶ Réglez le récepteur à 28,800 MHz et ajustez C16 pour le bruit maximum.
- ▶ Assurez-vous qu'un signal relativement fort est reçu dans une fréquence située entre 144,800 et

145,000 MHz (générateur radio, sinon demandez à un radio-amateur local). Poussez à la crête C10, C11 et C14 pour la meilleure réception. Réduisez le signal d'entrée selon le besoin pour être sûr de toujours trouver une crête.

- ▶ Ajustez C1 de façon à ce que la lecture de la fréquence sur le récepteur corresponde à la fréquence du

signal, par exemple 144,800 MHz = 28,800 MHz.

- ▶ Supprimez le signal d'entrée et ajustez P1 de façon à ce que le S-mètre du récepteur commence juste à bouger.
- ▶ Réglez sur un faible signal dans la bande des 2 mètres et ajustez soigneusement C10, C11 et C14 pour la plus forte indication du S-mètre.

Ceci termine le réglage du convertisseur.

LA BANDE DES SATELLITES MÉTÉO

En modifiant la fréquence injectée dans l'oscillateur local LO à 109 MHz, il devrait être possible d'utiliser le convertisseur pour recevoir les signaux des satellites météo en orbite basse dans la bande des 137 MHz. Un quartz de 36,333 MHz (à nouveau, en 3^e harmonique) est nécessaire, de même qu'un nouveau réglage de tous les condensateurs ajustables pour les fréquences légèrement inférieures.

(000013-1)

Cartographie de la bande des 144-146 MHz

(recommandation de l'IARU-International Radio Amateur Union)

144,000 – 144,500 MHz

Réservé au trafic radio. Quelques sous-bandes importantes :

- 144,000 – 144,025 : EME (earth-moon-earth, terre-lune-terre ou « rebondissement » sur la lune)
- 144,050 : appel morse
- 144,100 : dispersion Meteor en morse
- 144,150 : fréquence morse longue distance
- 144,300 : appel bande latérale unique BLU
- 144,400 – 144,490 : Balises
- 144,490 – 144,500 : Bande limite des balises, pas de transmissions

144,500 – 144,800 MHz

Tous modes, comprenant :

- 144,500 : Appel bande latérale TV (SSTV)
- 144,600 : Appel télex (RTTY)
- 144,700 : Appel fax
- 144,750 : Appel TV haute définition (ATV)

144,800 – 144,990 MHz

Modes numériques (Paquets Radio)

145,000 0 – 145,187 5 MHz

Fréquences d'entrée de répéteurs (trame 12.5 kHz, décalage 600 kHz)

145,200 0 – 145,587 5 MHz

Canaux simplex, FM, trame 12,5 kHz.

145,600 0 – 145,787 5 MHz

Fréquences de sortie de répéteurs (trame 12,5 kHz, décalage 600 kHz)

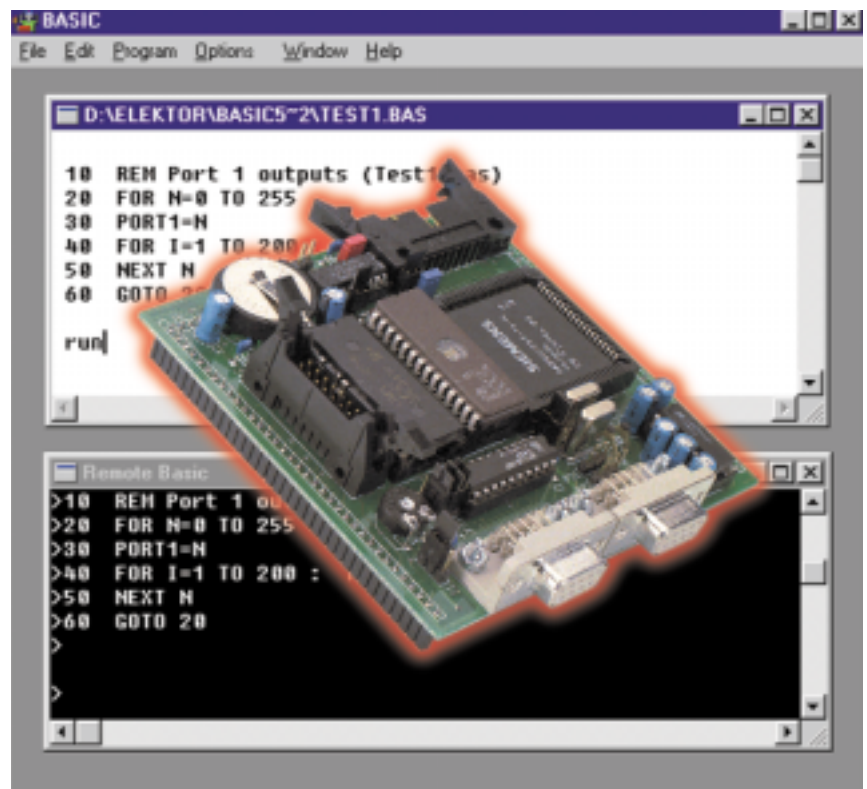
145,800 0 – 146,000 0 MHz

Services satellite

BASIC-537

langage évolué pour 80535 ou 537

Le BASIC du 8252AH ne suffit plus, tel quel, au bonheur des héritiers de la famille 8051. Permettez-nous de vous présenter un interpréteur modifié, qui gère aussi les 80535 et 537, comme vous avez pu le remarquer dans les récents projets d'Elektor, la mono-carte à 80C537 et la « 537-Lite ».



À l'origine, l'interpréteur du BASIC52 d'Intel était livré sous la forme d'un microcontrôleur programmé par masque, immatriculé 8052AH-BASIC. Au démarrage, l'interpréteur mesurait d'initiative la RAM disponible et la vitesse de transmission du terminal qui lui était connecté. En outre, la puce disposait de la fonction de démarrage automatique (*autostart*), capable de lancer l'exécution du logiciel dès la mise sous tension. Il est encore réalisable maintenant de programmer une EPROM, pour qui dispose toujours de la puce Intel d'origine.

Parce que depuis lors, la puce 8052AH-BASIC n'est plus fabriquée, mais le logiciel est entré dans le domaine public, si bien que le graver dans une EPROM est aujourd'hui parfaitement légal. C'est d'ailleurs le meilleur moyen de se constituer un système BASIC respectueux de l'énergie, en partant d'un processeur 80C32. On

n'y perd que la faculté de programmer la puce, comme sur le modèle original. Celui qui a un jour essayé de marier un système à 80535 ou 80537 à l'interpréteur BASIC52 en EPROM se souvient à coup sûr de la cuisante déception à laquelle il s'est exposé, à cause de profondes disparités lors de l'initialisation du port sériel entre le 8052 et les deux héritiers en question. En cause, le temporisateur 2 qui est incompatible avec celui du 8052.

Remplacer la routine de mise à zéro suffit à se débarrasser du problème. L'interpréteur BASIC52 prévoyait déjà l'appel d'une routine particulière d'initialisation au moyen de ses propres instructions. Rien n'empêche donc d'écrire des modifications pour l'adapter aux nouveaux microcontrôleurs. Il s'agit en particulier de la mettre en adéquation avec les cartes qui ont été publiées par Elektor, la mono-carte à 80C537 et la nouvelle « 537-Lite ».

Le BASIC-537 offre les caractéristiques suivantes :

- ♦ débit de données de 9 600 bauds à 12 MHz
- ♦ une RAM de 32 Koctets
- ♦ six nouvelles commandes
- ♦ interrogation directe des convertisseurs A/N
- ♦ attaque d'affichage LCD (adresse FFC0H)
- ♦ démarrage automatique.

L'interpréteur BASIC couvre le domaine d'adresses de 0000 à 403F_H en EPROM et considère que la RAM de 32 K commence, elle aussi, en 0000_H. Sur les platines à 80 537, il y a quelques cavaliers à positionner, mais pour déterminer les domaines d'adresses comme il faut, le **tableau 1** vous y aidera.

Mono-carte à 80C537

- ♦ L'EPROM BASIC-537 (EPS996532-1) prend place dans IC2.
- ♦ IC4 prend la forme d'une RAM de 32 Koctets
- ♦ IC5 et IC5 restent libres
- ♦ Tous les 6 cavaliers de J1A sont reliés à J1C (mode autonome (stand alone))

Paramétrage

de la mono-carte « 537-Lite »

- ♦ J7:1-2 (12 MHz)
- ♦ J1A à 1C: 1-2 (mode autonome)
- ♦ inverseur S1: RUN

Tableau 1. Paramétrages requis par les cartes à 537.

En principe, l'utilisation de l'interpréteur BASIC ne requiert qu'un logiciel de terminal à 9 600 bauds. Après la mise en marche, le BASIC se manifeste par un message de présentation :

```
MCS-51™ BASIC V1.1 / ES537
READY
>
```

On peut alors saisir normalement les instructions en BASIC avec numéros de lignes. À la fin de chacune d'elles, l'interpréteur traduit l'instruction complète en langage machine et la sauvegarde en RAM. La commande *RUN* lance le logiciel, tandis que *Ctrl C* permet à tout moment d'en interrompre l'exécution. *LIST* expédie le programme complet au terminal. *NEW* efface la mémoire.

En lieu et place d'un simple terminal, on peut aussi charger sous environnement Windows le logiciel BASIC.EXE disponible également sur la disquette. Il s'agit d'un programme qui combine

les fonctions d'un terminal à celles d'un éditeur spécialement destiné au BASIC-537. Sur la disquette (EPS996029-1), vous trouverez aussi un synoptique des instructions (BASIC52.HLP), un fichier d'initialisation (SBASIC.INI), le contenu binaire de l'EPROM (BASIC537.BIN), ainsi que des exemples de programmes affectés de l'extension BAS.

L'ÉDITEUR DE PROGRAMME

Lors du premier démarrage, notre BASIC.EXE est prévu pour travailler via COM2. Dans le menu *Options / RS232*, vous avez le moyen de mettre en action une autre interface. Les options en usage en fin de session seront sauvegardées dans le fichier SBASIC.INI.

À la mise sous tension de la monocrate, le BASIC-537 s'annonce par le message de départ. On peut alors charger le premier programme et le lancer. Le programme de démonstration Test1.bas exécute la routine « Port de sortie » par le Port P1 et se sert de l'instruction *PORT1* du BASIC52.

```
10 REM Sorties par port
20 FOR N=0 TO 255
30 PORT1=N
40 FOR I=1 TO 200 : NEXT I
50 NEXT N
60 GOTO 20
RUN
```

BASIC.EXE affiche deux fenêtres de texte. Celle du haut travaille en éditeur de texte et dispose de toute une série de fonctions en ce sens. Celle du bas draine tous les caractères émis par le microcontrôleur. Chaque fois qu'en édition on actionne la touche <RETURN>, une ligne complète est envoyée au contrôleur.

Elle revient en écho dans la fenêtre du terminal. L'opérateur peut éditer à sa guise chaque ligne avant de la transférer. C'est valable également pour les lignes situées plus haut dans le texte et qui peuvent subir ainsi des modifications ultérieures. Dans la fenêtre du terminal, il est à tout moment possible d'observer si une instruction a été acceptée ou si elle a suscité un message d'erreur. Mais l'opérateur peut aussi activer la fenêtre du terminal et y saisir du texte qui sera transmis sous forme de caractères. On dispose, par l'intermédiaire du menu *Program*, de différentes fonctions spéciales du logiciel, *RUN*, *LIST*, *BREAK*, *CONTINUE* et *NEW* comme commandes de l'interpréteur à bord du microcontrôleur et de *CLS* pour effacer le contenu de la fenêtre de terminal. On y visionne le programme achevé par la commande *LIST* et de là, il est loisible de le sauvegarder sur le support choisi.

Bien sûr, outre les lignes d'instruction

du programme, on peut envoyer par le clavier des commandes directes telles que *NEW*, *LIST* ou *RUN*. Pour effectuer des vérifications, on peut tout autant adresser des requêtes comme par exemple *PRINT PORT1*. Une particularité du procédé réside dans le fait qu'un programme en cours de chargement ne remplace que les lignes de même numéro dans le programme qui y résidait auparavant. Voilà qui permet aisément de compléter le logiciel d'une nouvelle routine, sans détruire le programme existant. Et puis quand on veut tout remettre à plat, il y a la commande *NEW* qui efface tout pour mieux recommencer.

Charger un logiciel se fait par *Fichier / Ouvrir*, mais au préalable, il faut arrêter tout programme éventuellement en cours d'exécution par *Program / Break* et l'éliminer de la mémoire par *Program / New*. Le texte du nouveau logiciel s'affiche alors dans l'éditeur ainsi que dans la fenêtre du terminal, si l'interpréteur était déjà actif. On peut ouvrir plusieurs fenêtres d'édition simultanément, cela aide quand on désire copier et coller des fragments du logiciel entre des parties éloignées l'une de l'autre.

SURVOL DES INSTRUCTIONS

Le **tableau 2** mentionne les principales instructions et fonctions du BASIC-537. De nombreuses fonctions particulières ont été adaptées spécialement à l'environnement des microcontrôleurs. À l'inverse, certaines instructions présentes à l'origine dans le BASIC52 n'ont pas été reprises parce que désormais inutiles. Ajoutées aussi, spécifiquement pour le 80537, 4 nouvelles instructions.

Le domaine de mesure des 12 entrées analogiques possibles, qui s'étend normalement de 0 à 5 V, peut être modifié par l'instruction *DAPR*, laquelle inscrit un octet dans le registre *ad hoc*. Pour chaque mesure, on a l'occasion de donner un paramètre de commande de quatre bits grâce auquel on peut définir une limite haute et un seuil, ce qui forme un octet en tout. Les bits 0 à 3 fixent le seuil en pas de 5/16 de volt et de la même manière les bits 4 à 7 décident du plafond. Les deux références de tension doivent respecter au moins 1,25 V de distance entre elles. À titre d'exemple, l'octet de paramétrage 84_H définit de la sorte une plage de mesure entre 1,25 V et 2,5 V, tandis que la valeur 00_H rétablit la gamme d'origine de 0 V à 5 V.

Les instructions *SFR* et *WrSFR* permettent d'exécuter toutes les fonctions matérielles particulières du 80C537, l'accès aux deux ports sériels, les temporisateurs, tous les ports supplémentaires, etc. Garantir un accès aisé à l'intégralité des registres à fonctions spé-

Commandes

RUN Ctrl-C CONT LIST NEW

Opérateurs

+ - / * = > >= < <= <> .AND. .OR. .XOR. ABS() NOT() INT() SGN() SQR() RND LOG()
EXP() SIN() COS() TAN() ATN()

Instructions

CALL DATA READ RESTORE DIM DO-WHILE DO-UNTIL END FOR-TO-STEP NEXT GOSUB ON-
GOTO ON-GOSUB IF-THEN-ELSE INPUT LET ONERR PRINT REM STOP

Instructions étendues du BASIC-537

ONEX1 Appel d'une routine après interruption numéro 1
ONTIME Appel du temporisateur d'interruption
RETI Fin d'une routine d'interruption
PH0., PH1. Sortie d'un nombre hexadécimal sans/avec zéros
PUSH, POP Données vers ou en provenance de la pile d'argument
STRING Réservation de mémoire pour chaînes de texte
IDLE Attendre une interruption

Opérateurs pour fonctions spécifiques et variables-système

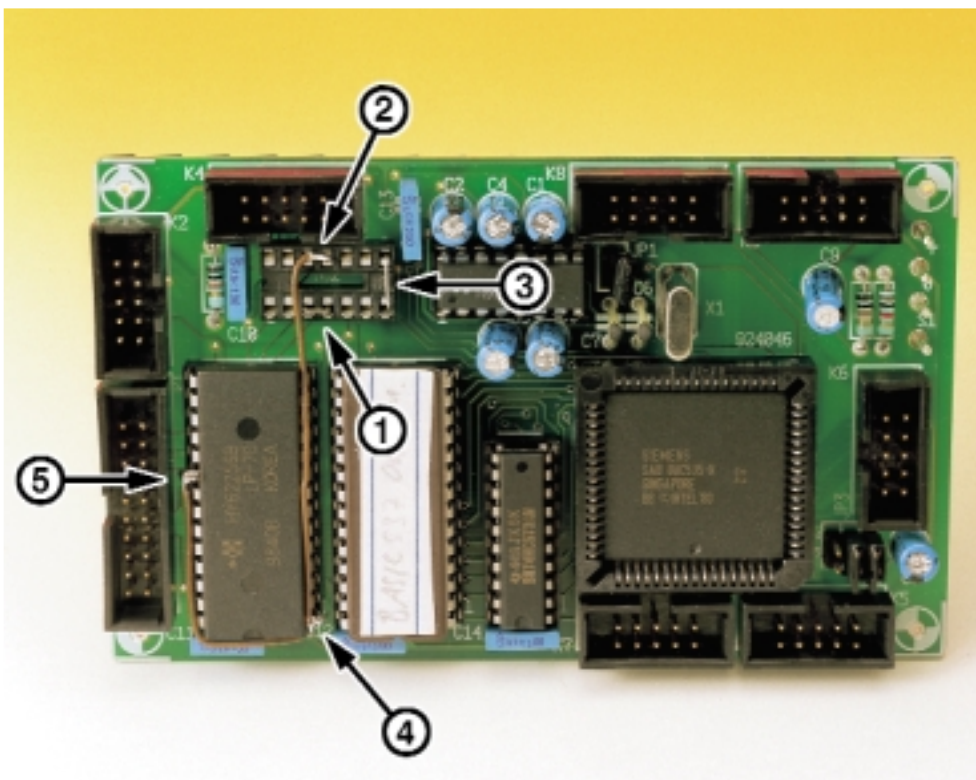
CBY() DBY() XBY() GET IE IP PCON T2CON TCON TIME TIMER0 TIMER2 PI XTAL MTOP LEN
FREE

Traitement des E/S du 80C537

AD (canal) (lecture seule)	C = AD (0)	valeur analogique (0 à 5V) à l'entrée AD0
	C = AD (11)	valeur analogique (0 à 5V) à l'entrée AD11
DAPR (écriture seule)	DAPR = 128	faire passer la plage de mesure à 2,5 V
SFR (lecture seule)	print SFR (90H)	lectures des registres à fonction spéciale (SFR)
WrSFR (écriture seule)	WrSFR 90H,255	écriture des registres à fonction spéciale (SFR)

Tableau 2. Panorama des instructions du BASIC-537.

Figure 1. Modification de la mono-carte « 537-Lite »



ciales (SFR) est une vraie gageure pour un interpréteur, du fait que tous les dérivés du 8051 n'y permettent que l'accès direct, quelque chose comme **mov 90h, A**. Il n'est donc pas possible de se servir d'un autre registre pour y mémoriser l'adresse des SFR.

mais probablement utile aussi pour ceux qui n'existent pas encore et seront appelés à lui succéder.

COMMANDE D'UN LCD

Le BASIC52 est capable de diriger les informations en provenance de l'interface série vers une routine de sortie particulière. Cette faculté a été mise à profit en BASIC-537 pour la commande d'un afficheur LCD, mais en élargissant considérablement le champ d'action par rapport aux instructions normales. Une seule nouvelle commande suffit à l'initialisation des LCD (**LCDINIT**) et une autre à positionner les données à afficher (**CURSOR**). La nouvelle mono-carte « 537-Lite » possède un raccordement pour module LCD. La communication s'effectue dans un domaine d'adresses qui débute en **FFC0H**. L'afficheur est d'abord initialisé par la commande **LCDINIT**. Il existe ensuite différentes possibilités d'y inscrire des caractères. Chacune des positions est indiquée par **CURSOR**. La commande **PRINT@** écrit directement dans l'affi-

chage. Pour vous aider à utiliser ces instructions, il y a, sur la disquette, un programme de démonstration, disponible également par Internet (sur le site d'Elektor s'entend).

Le logiciel peut aussi bien transmettre des informations par *PRINT* vers le terminal et par *PRINT@* vers l'afficheur LCD. Toutes les données seront mises au format voulu par l'intermédiaire de *USING*. Le saut de ligne n'est cependant pas prévu sur l'afficheur LCD. Il faudra donc, au besoin, renvoyer à la bonne position les données de sortie par une instruction *CURSOR*. On peut indifféremment utiliser des afficheurs à une, deux ou quatre lignes. Le programme exemplatif LCD1.BAS indique la manière de placer les caractères au début de chaque ligne.

Mais il existe une autre méthode d'envoyer un état de sortie complet sur LCD. Elle fait appel à la commande *UO 1*. Il suffit ensuite d'envoyer la commande inverse *UO 0* pour commuter de nouveau la sortie vers le terminal.

DÉMARRAGE AUTOMATIQUE

Le BASIC52 d'origine vérifie, lors du démarrage, la totalité de la RAM, l'efface et lance le programme qu'il reconnaît dans l'EPROM additionnelle. Les deux mono-cartes à 80C537 sont équipées d'une pile tampon pour l'alimentation permanente de la RAM, si bien que le dernier programme chargé s'y trouve encore au moment de la mise sous tension de la carte. Il faut donc modifier l'initialisation du BASIC de manière à lancer spontanément un programme disponible.

Pour ce faire, il n'y a qu'à charger le programme dans la mémoire du système, débrancher le cordon sériel du PC et laisser la mono-carte travailler seule. À chaque démarrage, le programme s'exécute, pour peu que la pile au lithium de la RAM fournisse encore une tension suffisante pour en retenir le contenu. Et si vous ne voulez plus rejouer le même morceau lors du prochain démarrage, vous n'aurez qu'à envoyer une commande *NEW*.

POUR LE 80 535 AUSSI !

N'oublions pas qu'il existe aussi des systèmes à 80535, largement répandus, ne pensons qu'à l'impériale à 80C535 proposée par Elektor (octobre 1992). Ces systèmes-là peuvent aussi bénéficier du nouvel interpréteur, moyennant quelques adaptations.

Le système doit travailler à 12 MHz, ce qui résulte en un débit binaire de 9 600 bauds. Les autres sont possibles, mais il faut alors disposer du logiciel qui s'en accommode. Le convertisseur A/N ne possède que huit canaux, mais est compatible. Naturellement, le 80 535 ne possède pas autant de temporisateurs, de ports, etc.

Le BASIC52 d'Intel s'attend à trouver une RAM à partir de l'adresse 0000. Rien d'autre ne vient troubler l'initialisation. L'impériale à 80C535 répartit toutefois son domaine d'adresses en deux segments, de 4000 à 7FFF et de C000 à FFFF. Une logique un peu particulière veille à ce que la RAM puisse emmagasiner également des codes de programme dans ces domaines.

La transformation est toute simple, on extrait IC2 (une quadruple porte NAND 74HC00) de son support et on le remplace par trois petits ponts de câblage :

broches	fonction	destination
3 à 4	OE\ RAM	directement à RD\
11 à 12	CE\ RAM	directement à A14
7 à 8	CS\ EPROM	à la masse.

Dans cette configuration, le système dispose de 16 Ko de RAM à partir de l'adresse 0000. Le BASIC-537 s'en contente. Il faut cependant lui indiquer qu'il n'a que 16 Ko de mémoire à sa disposition, c'est ce qui se fait par la déclaration :

MTOP = 16383

Cette ligne devra figurer également au commencement de chaque programme, sinon l'interpréteur fera l'initialisation sur 32 Ko à la prochaine mise en marche. Comme toutes les variables sont répertoriées en commençant par le bout de la RAM, le BASIC-537 doit absolument en connaître la dimension précise, sous peine de renverser tout à côté.

Qui préfère utiliser la RAM complète de 32 Ko devra encore prévoir deux autres modifications.

- ◆ La broche 1 de la RAM (A14) ne sera pas insérée dans le support, mais reliée au fil d'adresse A14, par exemple la broche 12 du support de IC2.
- ◆ La broche 20 de la RAM (CE\) doit également être tenue à l'écart du support et reliée au fil A15, disponible sur le même support, c'est la broche 1 qui vient d'être libérée.

À présent, le système voit la totalité des 32 Ko de RAM, sans interruption depuis l'adresse 0000 et la déclaration de la mémoire disponible MTOP n'est plus nécessaire.

L'impériale à 80C535 n'est pas équipée de batterie tampon, mais rien n'empêche de choisir une RAM avec pile intégrée, ce qu'on appelle de la RAM Zerower. Elle se comportera dès lors comme la nouvelle platine à 80C537 et assurera le démarrage automatique des programmes qu'elle contient. Mais sans avoir recours à ce luxe, le BASIC étendu peut vous offrir la fonction *autostart*. Si la tension reste

présente lors d'une mise à zéro, le programme installé peut redémarrer tout de suite, un avantage appréciable au cours de la mise au point d'un logiciel. Au lieu d'un *BREAK* suivi de *RUN*, on pousse simplement sur le bouton de mise à zéro.

Autre différence, les modèles d'afficheurs LCD utilisables. La platine à 535 n'est pas dotée de la logique de décodage pour LCD. Il lui faudra donc un montage auxiliaire ou bien lui consacrer un port et y travailler en mode à quatre bits. L'attaque demande aussi un supplément de codage en BASIC.

Tous les ports du 80 535 ne peuvent d'ailleurs pas être adressés directement, ni par l'intermédiaire d'un SFR. Les commandes P3, P4 et P5 ne fonctionnent qu'en sortie. On peut leur envoyer des messages de sortie immédiats, du style *P4=255*. En entrée, les commandes *InP3*, *InP4*, *InP5* et *InP6* sont hélas moins pratiques, puisque les valeurs doivent être lues via la pile de registres. L'état d'entrée transite alors par une variable :

InP4 : POP A : PRINT A

Les instructions immédiates pour les ports sont également acceptées par le 80C537, mais seulement jusqu'au port P6. Le BASIC52 n'autorise qu'un nombre limité de nouveaux mots-clés. C'est pourquoi il est impossible de conférer un nom individuel à toutes les nouvelles fonctions. Aussi va-t-on continuer à programmer le matériel spécialisé du contrôleur avec l'aide des registres d'adresse. Précisément dans le cas des opérations de collecte d'information, le passage par un registre d'adresse est souvent plus élégant (*Print SFR(OE8h)*) que l'utilisation des commandes de port immédiates.

Il est assez facile de rédiger soi-même les routines de mise à zéro et l'extension des commandes, parce que le BASIC52 possède déjà des interfaces appropriées. La littérature proposée n'est d'ailleurs pas avare de descriptions précises des différentes étapes à franchir pour réaliser ce travail.

000018

Littérature

B. Kainka/H.-J. Berndt - *Je pilote les interfaces de mon PC sous Windows.*

K.-H. Dietsche/M. Oshmann - *Automate Programmable MATCHBOX*

D'autres renseignements, exemples de programmes, y compris pour le processeur 535, ainsi qu'un terminal sous DOS pour le BASIC52 sont également disponibles via la page d'accueil Internet du site de l'auteur :

<http://home.t-online.de/home/B.Kainka>

MIDI-Knobbox

synthétiseur logiciel facile d'utilisation

Les manipulations complexes, par le biais du clavier et de la souris, que requiert le réglage de sons, sur l'écran d'un PC, à l'aide d'un synthétiseur logiciel, rendent ce dernier on ne peut plus « barbant ». C'est alors que, telle une brise rafraîchissante, passe la *MIDI-Knobbox*.

projet : Thorsten Klose

Tout PC (multimédia) moderne possède sa carte-son. La plupart des utilisateurs de PC s'en servent uniquement pour la génération des sons requis par le système d'exploitation, la lecture de CD audio ou la génération des effets sonores qui accompagnent les jeux et les présentations. Ils n'utilisent en fait que les possibilités standard offertes par le logiciel accompagnant la carte-son, bien qu'il existe tant de programmes qui permettent, même à une personne ne connaissant rien à la musique, d'exploiter les multiples possibilités d'une carte-son moderne, nous voulons parler des synthétiseurs logiciels. Il arrive même que ce type de synthétiseur fasse partie du set de logiciels

accompagnant certaines cartes-son (les plus sophistiquées). Il existe aussi des synthétiseurs logiciels qui ne sont pas fournis en complément d'un type de carte-son donné, *Generator* de *Native Instruments* ou *Rebirth* de *Propellerhead* par exemple. Ces logiciels simulent les fonctions et émulent les organes de commande d'un synthétiseur : un écran débordant de potentiomètres à glissière, de boutons en tous genres, tous pilotables par le biais de la souris, et qui constituent une sorte de noeud gordien indéchiffrable pour toute personne désirant s'essayer à plus qu'à uniquement déplacer l'un ou l'autre organe de commande.

Le montage que nous nous proposons de décrire ici facilite très sensiblement l'utilisation d'un synthétiseur logiciel. Il met à contribution la faculté qu'ont les synthétiseurs logiciels de recevoir des codes MIDI et de les utiliser pour la commande de certains types de contrôleurs. Ceci permet de réduire la partie matérielle à la partie congrue : un microcontrôleur scrute, par le biais d'un convertisseur analogique/numérique à 8 canaux, successivement, les positions de 8 potentiomètres ordinaires. En cas de modification de la position de l'un ou de plusieurs des potentiomètres, le microcontrôleur transmet cette information, sous format MIDI, à l'entrée MIDI de la carte-son. Le synthétiseur logiciel convertit les codes MIDI en positions réactualisées des organes de commande correspondants.



LAYER ET SUPER-LAYER

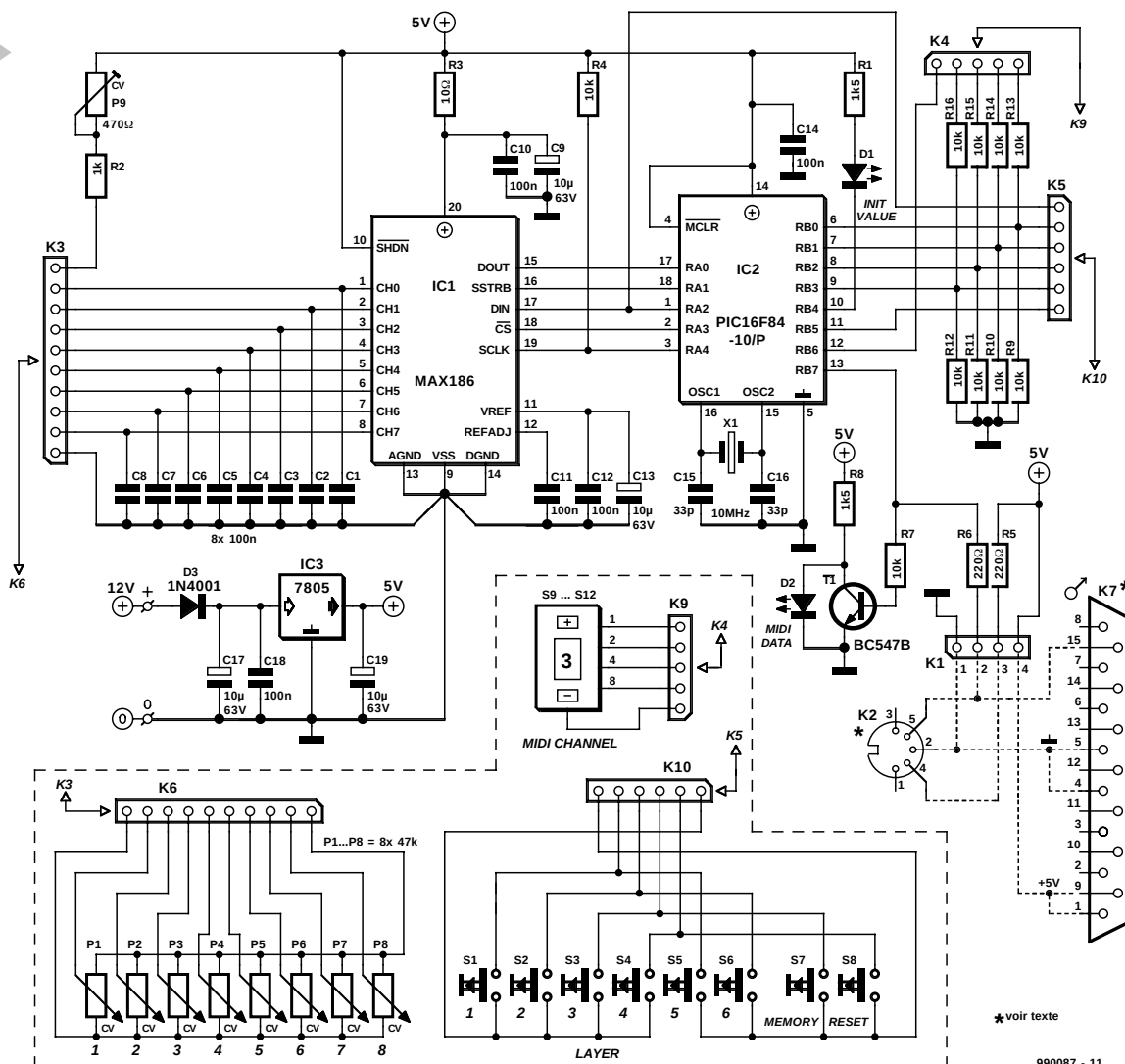
Si l'on a affaire à MIDI, on se trouve confronté régulièrement à la notion quelque peu nébuleuse de Layer. Il ne s'agit en fait que de groupes comportant chacun 8 fonctions du synthétiseur associées aux 8 potentiomètres présents sur la *Knobbox*; ce sont donc une sorte de niveaux de fonctions superposés (strates) des potentiomètres. La *Knobbox* comporte des touches permettant de choisir l'un des 6 niveaux disponibles. En fonction du niveau choisi, le même potentiomètre (ou le contrôleur) envoie des codes MIDI différents.

L'attribution des niveaux pour les fonctions spécifiques n'est pas la même d'un synthétiseur à l'autre; on peut en effet définir différents groupes de synthétiseurs. Ces différentes catégories sont appelées des super-niveaux (*Super-Layer*). Le logiciel de la *Knobbox* connaît les 3 groupes les plus courants et adapte les codes MIDI en fonction de la situation.

Le **tableau 1** donne le contenu des 6 niveaux « inclus » dans les 3 super-niveaux.

LE MATÉRIEL

On a vite fait d'identifier, dans le schéma représenté en **figure 2**, les composants les plus importants du matériel évoqués au cours des lignes précé-



990087 - 11

Figure 1. Le microcontrôleur lit les états des touches/sélecteur ainsi que, successivement, les valeurs des 8 potentiomètres.

dentés : les 8 potentiomètres attaquent les canaux 0 à 8 du convertisseur A/N, IC1. Le MAX186, un circuit intégré que nous avons déjà eu l'occasion d'utiliser dans d'autres réalisations décrites dans Elektor, dispose d'une interface vers le microcontrôleur, IC2, par le biais de laquelle circulent la ligne de données en sortie, DOUT, celle de l'horloge, SCLK, et celle du paramétrage du multiplexeur, DIN. Le pilotage du convertisseur se fait par le biais des lignes SSTRB et CS, et ce au rythme du signal d'horloge SCLK.

Le microcontrôleur utilisé est un PIC16F84 (Microchip) cadencé à 10 MHz. Outre les positions des potentiomètres, il prend également en compte les paramètres du niveau (S1 à S6), du canal MIDI (S9 à S12) et l'état de 2 touches additionnelles, à savoir MEMO et RESET. Le **tableau 2** récapitule les fonctions des différents sélecteurs et touches.

La communication MIDI avec la carte-son se fait par le biais de la ligne RB7. La LED D2 (qui clignote) permet un contrôle optique des signaux MIDI. Ce n'est pas sans raison que nous avons prévus à ce niveau 2 variantes de

connexion. La *MIDI-Knobbox* devra impérativement être reliée à la carte-son par le biais d'une véritable interface MIDI à isolation optique. La carte-son AWE-64 est, par exemple, accompagnée d'une interface à isolation optique, mais on peut également la commander séparément. Cela devrait vous coûter moins de 200 FF, mais on peut également envisager de réaliser l'un des nombreux montages publiés dans Elektor prévus à cet effet, l'interface MIDI du numéro double de 1995, en page 81, par exemple. Moins élégant, mais on pourra, en l'absence de connexion d'un autre appareil MIDI, envisager de connecter la *MIDI-Knobbox* directement du microcontrôleur à l'interface pour manette de jeux à 15 broches du PC, sachant que celle-ci possède également une entrée MIDI-IN. À ce niveau, une résistance-série de 220 Ω prise dans la ligne de données sert de protection contre un court-circuit.

Cette approche présente un avantage : l'alimentation de la *Knobbox* peut se faire par le biais de la connexion pour manette de jeux (*joystick*), ce qui per-

met de supprimer D3, C17, C18 et IC3.

Ceci nous amène à parler de l'alimentation. Ce module est, dans le cas d'une interface MIDI digne de ce nom, indispensable et ce sous la forme d'un adaptateur secteur externe sachant qu'il est impératif de réaliser une isolation galvanique entre le PC et les appareils MIDI y étant reliés. Un simple adaptateur secteur, fournissant une tension de +12 V attaquant les condensateurs C17 à C19 et le régulateur IC3, fournit alors les +5 V régulés requis. D3 évite tout dommage au niveau de l'électronique que pourrait entraîner une inversion malencontreuse de la polarité de la tension d'alimentation.

ON NE PEUT PLUS COMPACT

Nous avons, pour vous simplifier la vie au maximum, dessiné un circuit imprimé de la taille d'un paquet de cigarettes, platine dont la **figure 2** vous propose le dessin des pistes et la sérigraphie. Il ne faut guère plus d'une

Tableau 1. Association des potentiomètres aux niveaux (layer) et super-niveaux (super-layer).								
Layer	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
super-layer1 (synthétiseurs AWE, EMU8000 et EMU10k-1)								
layer1	Controller 10..17							
layer2	Controller 18..1F							
layer3	volume	Pan.	expr.	mod.	LP cutoff	LP reson.	Chorus	Reverb
layer4	LFO1 delay	LFO1 freq.	LFO1 pitch	LFO1 vol.	LFO2 delay	LFO2 freq.	LFO2 pitch	LFO2 vol.
layer5	Env1 delay	Env1 attack	Env1 hold	Env1 decay	Env1 sustain	Env1 release	Env1 pitch	Env1 cutoff
layer6	Env2 delay	Env2 attack	Env2 hold	Env2 decay	Env2 sustain	Env2 release	-, -	
super-layer2 (synthétiseur XG)								
layer1	Controller 10..17							
layer2	Controller 18..1F							
layer3	volume	Pan	expr.	mod.	portamento	reverb	chorus	variation
layer4	attack	Decay	release	vib. Delay	vib. Rate	vib. Depth	cutoff	resonance
layer5	pitch init	Pitch attack	pitch rel.	p.r. time	vel. lim. L	vel. lim. H	-, -	
layer6	ben. Pitch	Ben. Filter	ben. ampl.	ben. LFO PMOD	ben. FMOD D	ben. AMOD		
super-layer3 (synthétiseur logiciel)								
layer1	Controller 00..07							
layer2	Controller 08..0F							
layer3	Controller 10..17							
layer4	Controller 18..1F							
layer5	Controller 20..27							
layer6	Controller 28..2F							

demi-heure pour le doter de ses composants. Attention à respecter la polarité des condensateurs électrochimiques, des LED et des circuits intégrés et à ne pas oublier d'implanter le pont de câblage à proximité de K5. Il est temps ensuite de passer à la réalisation de l'unité de commande. Les touches, potentiomètres et sélecteur seront fixés dans la face avant du cof-

fret dans un ordre aussi logique que possible, tel celui que nous proposons en **figure 3 par exemple**, l'interconnexion entre les organes de commande et la platine se faisant à l'aide de morceaux de câble en nappe. On peut également envisager de les monter sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles et de les câbler en wrapping. Pourquoi n'envisageriez-vous pas de

dessiner votre propre platine à cet effet. Les morceaux de câble en nappe requis seront coupés à la longueur requise.

LES PREMIERS ESSAIS

Il nous faut absolument, pour un test exhaustif de la *MIDI-Knobbox*, un moniteur MIDI à fonction MIDI-THRU pour PC de manière à pouvoir

Tableau 2. Fonction des organes de commande.		
Composant	Dénomination	Fonction
LED D2	Message MIDI	Clignote lors de la transmission, par le biais du port MIDI-OUT, d'un message MIDI. Clignote aussi lorsqu'un potentiomètre se trouve précisément à mi-chemin entre 2 niveaux de quantification.
LED D1	Init Value	Clignote après mise sous tension, pour indiquer qu'il faut opter, par le biais de S1 à S3, pour l'un des 3 super-niveaux, est allumée en cas d'application, au dernier potentiomètre manipulé, de la valeur d'initialisation.
Sélecteur S1 à S4	Canal MIDI	Sélecteur à bouton-poussoir à 4 positions actives : sélection du canal MIDI (codage binaire).
Potentiomètres P1 à P8	Fader	Potentiomètres servant à ajuster les valeurs requises.
Touches S1 à S6	Layer	Servent à la sélection des niveaux 1 à 6, S1 à S3 servant également, après une mise sous tension, à la sélection des super-niveaux.
Touche S7	Memo	Mémoriser la dernière valeur modifiée dans le cadre du niveau actuel.
Touche S8	Reset	Écraser les valeurs actuelles par les valeurs d'initialisation prédéfinies.

Liste des composants

Résistances :

R1,R8 = 1k Ω 5
R2 = 1 k Ω
R3 = 10 Ω
R4,R7,R9 à R16 = 10 k Ω
R5,R6 = 220 Ω
P1 à P8 = potentiomètre 47 k Ω lin
P9 = ajustable 470 Ω

Condensateurs :

C1 à C8,C10 à C12,C14,C18 = 100 nF
C9,C13,C17,C19 = 10 μ F/63 V radial
C15,C16 = 33 pF

Semi-conducteurs :

D1,D2 = LED haut rendement
D3 = 1N4001
T1 = BC547B
IC1 = MAX186BEPP (Maxim)
IC2 = PIC16F84-10/P (programmé EPS996521-1)
IC3 = 7805

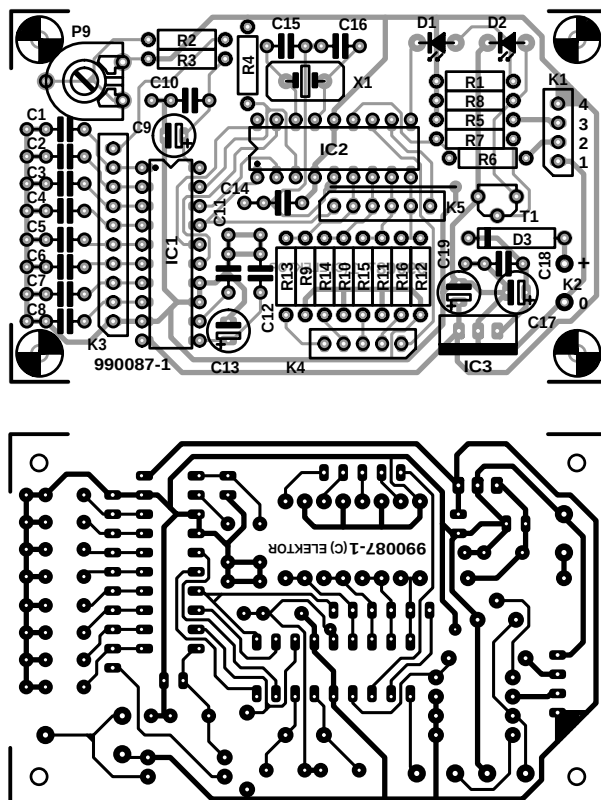
Divers :

K1 = embase mâle à 1 rangée de 4 contacts
K2 = 2 picots
K3,K6 = embase mâle à 1 rangée de 10 contacts
K4,K9 = embase mâle à 1 rangée de 5 contacts
K5,K10 = embase mâle à 1 rangée de 6 contacts
K7 = embase Sub D châssis à 15 broches mâle *
K8 = embase châssis DIN à 5 contacts à 180 °
K11 = embase jack d'alimentation
S1 à S8 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail (touche Digitast par exemple)
S9 à S12 = sélecteur à bouton-poussoirs (roue codeuse)
X1 = quartz 10 MHz boîtier 216 x 130 x 77 mm tel que, par exemple, TEKO 363

visualiser à l'écran les données MIDI émises et ajuster correctement les potentiomètres. Un encadré distinct vous propose une information additionnelle à ce sujet. Il est temps, après un dernier coup d'oeil critique à ses soudures, d'interconnecter les différents sous-ensembles, avant de connecter la *Knobbox* au PC, de mettre les mettre, elle et PC, sous tension et de lancer le moniteur MIDI. Vu que, lorsque le PIC est encore vierge, toutes les valeurs se trouvent, avant initialisation, à FF_H; une action sur la touche de RAZ (Reset) les met à une valeur valide selon le protocole MIDI. On opte ensuite, par une double action sur S1, pour les niveaux Super-Layer1 et Layer1 (par défaut).

Voici venu l'instant de vérité : une action sur l'un des potentiomètres devrait se traduire par le clignotement de la LED D2 et l'apparition, sur le moniteur MIDI, de codes de commande dont les valeurs peuvent varier

2



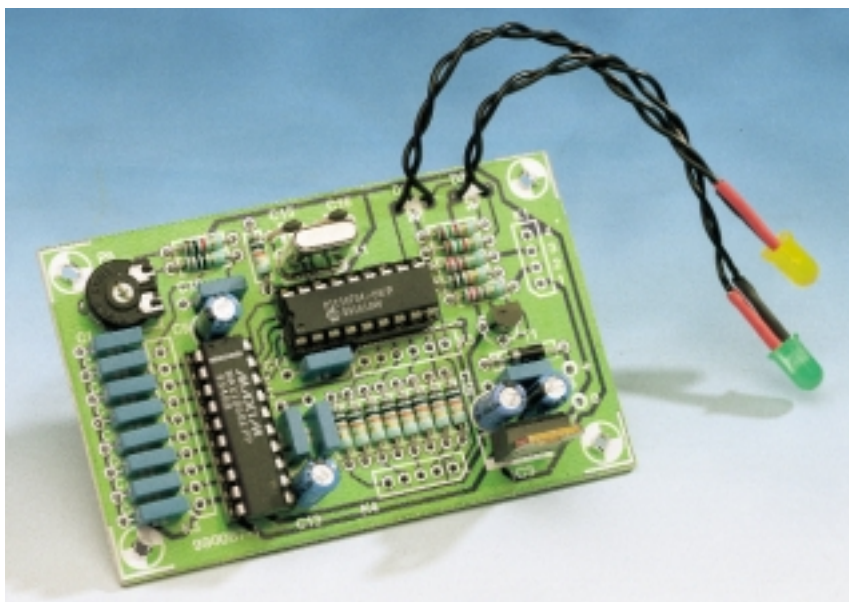
entre 0 et 127.

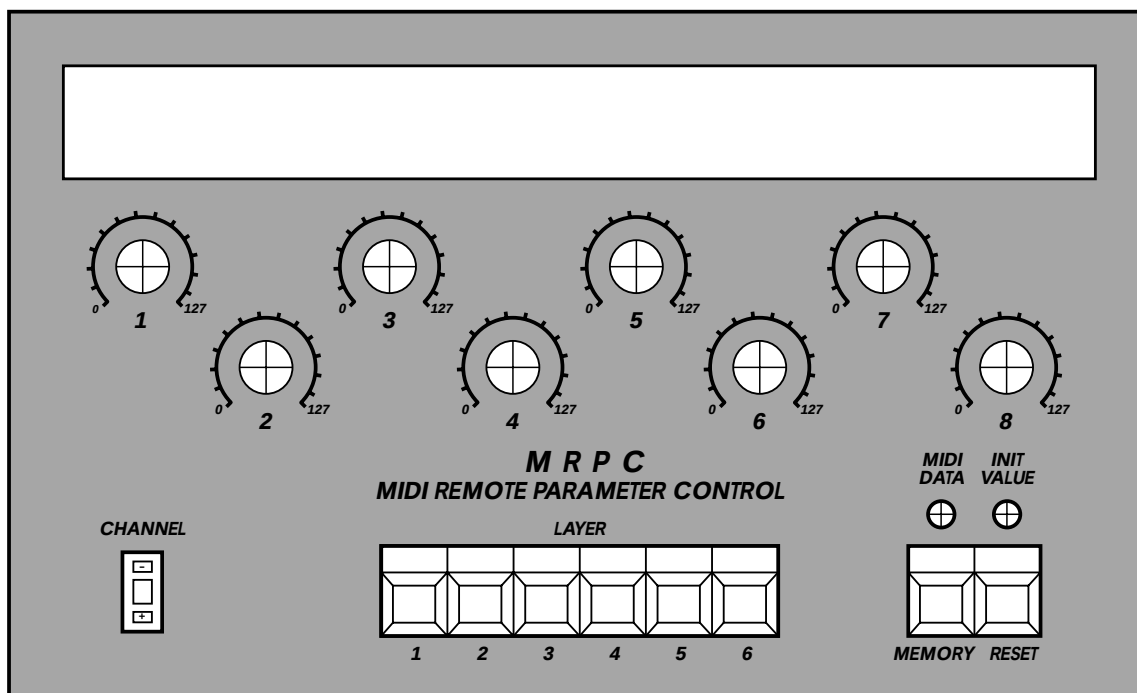
Il faudra, si cela n'est pas le cas, réviser soigneusement sa réalisation, le câblage et le paramétrage du moniteur MIDI, et si, en dépit de cela rien ne marche on pourra mettre en cause soit Windows soit la carte-son.

Si le moniteur MIDI visualise les premiers événements MIDI (*Event*), tout va bien. Notons que l'ajustable P9, présent dans le circuit, offre une possibilité de réglage de manière à ce que les valeurs restent bien entre 0 et 127. On vérifiera qu'il est possible de changer, par le biais de S9 à S12, en binaire, de canal MIDI et ainsi que le niveau (*layer*). On a, en cas de changement de niveau, émission systématique, par le biais de l'interface MIDI, des valeurs de potentiomètres

Figure 2. L'électronique insufflant la vie à la Knobbox prend place sur cette petite platine.

stockées en tout dernier lieu. Cette façon de faire a l'avantage de réinitialiser les paramètres, tant du synthétiseur que de la carte-son, qui reprennent les éléments tels qu'ils avaient été stockés précédemment. Supposons que nous jouions, en niveau 3, sur le volume, pour ensuite passer à un autre niveau et, plus tard, revenir à ce fameux niveau 3; le volume reprend alors sa valeur d'origine. Il faudra, si l'on veut bloquer ce processus, appuyer uniquement sur la touche MEMO avant le changement de niveau. Par cette action





990087 - F

on ne mémorise que les valeurs ayant changé après le dernier changement de niveau.
(990087)

Texte: Rolf Gerstendorf
Technique: Karel Walraven

Figure 3. L'un des positionnements les plus logiques des organes de commande sur la face avant (reproduite ici à 70% de sa taille réelle).

Moniteurs MIDI

Il existe, pour le PC, toute une ribambelle de moniteurs MIDI parfaitement fonctionnels. MIDI-OX, dont on peut télécharger la version 6.0, gratuitement depuis Internet à l'adresse www.members.xoom.com/MIDIOX/index.htm, est un excellent programme en la matière. Après installation et démarrage du programme il faut commencer, par le biais du Menu Options/MIDI Devices ou par un clic sur le bouton bleu foncé doté d'un connecteur DIN à 5 contacts, par sélectionner les appareils MIDI (**figure A**). Sur le présent PC l'entrée MIDI-IN et la sortie MIDI-OUT de la SoundBlaster SB16 sont actives. La fenêtre « MIDI Port Activity » de la **figure B** apparaît en cas d'action sur l'icône DIN vert clair du second groupe d'icônes. Chaque entrée et sortie MIDI se voit attribuer une rangée de LED propres, ce qui permet de voir sur lequel des canaux MIDI il se passe quelque chose.

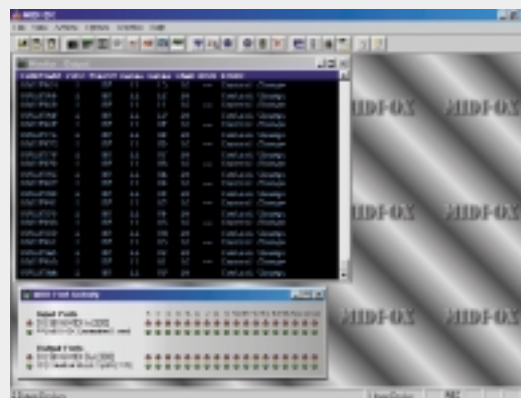
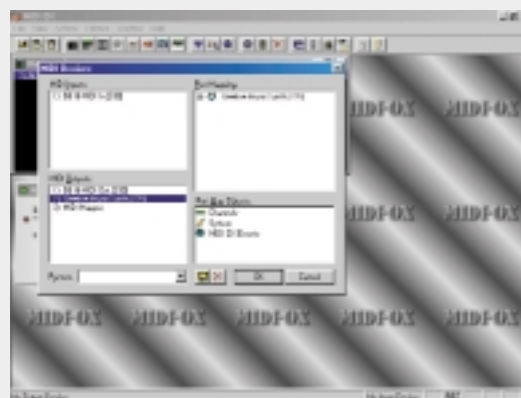
Le contenu des données émises apparaît dans la fenêtre « Monitor - Output ». La première colonne reproduit le tampon horodateur (généré par MIDI-OX) du message MIDI, la seconde le port MIDI par lequel elles sont arrivées (le port MIDI 1 de la SB16 dans le cas présent). L'octet suivant 0BFH regroupe à la fois un Control Change (rendu par le « B ») et le numéro du canal MIDI concerné (le « F » identifie le canal MIDI numéro 16). DATA1 rend les numéros d'ordre du contrôleur (0 à 127 dans le cas présent), DATA2 les valeurs qui leur sont attribuées. Ici encore, comme dans le cas de DATA1, on n'utilise que les 7 bits de poids faible (LSB) ce qui se traduit par une plage allant de 0 à 127. CHAN identifie (lui aussi) le canal MIDI concerné. On notera que les normes MIDI connaissent les numéros de canal allant de 1 à 16, nombre de programmes préfèrent eux aller de 0 à 15. En cas d'activation d'autres super-niveaux ou de changement de niveau, les messages affichés par le moniteur varient. Ceux qui aimeraient en savoir plus sur tout ce qui concerne MIDI, trouveront, par exemple, chez Eddie's Home - MIDI - RPN and NRPN à l'adresse :

<http://members.delosnet.com.tlc/nrpn.htm>, une littérature fort intéressante.

La fonction principale de MIDI-OX est de permettre le contrôle du fonctionnement d'appareils MIDI. Il existe, pour ceux qui aimeraient entrer dans les arcanes de MIDI, des programmes puissants très confortables tels que Generator de Native Instruments, adresse : http://www.native-instruments.com/0_start/index.html ou Rebirth de Propellerhead, adresse : www.propellerheads.se/x-home.htm.

Il existe des versions de démonstration gratuites de chacun de ces programmes, à la durée de vie (fortement) limitée et ne comportant pas de fonction de sauvegarde, mais qui conviennent parfaitement si l'on veut se faire la main sur la « Knobbybox ». Notons que l'auteur possède sa propre page d'accueil sur Internet à l'adresse :

<http://mabuse.phil.uni-passau.de/~klose/midibox.html>.



électronique en ligne

Nick's hardware area *une boîte à questions électronique universelle*

Les amateurs d'électronique ont souvent besoin de l'une ou l'autre information : code des couleurs des composants, schémas d'applications de toutes sortes, brochages de connecteurs voire un manuel décrivant comment graver ses propres platines. On trouvera toutes ces informations sur le site de Nick, une adresse à retenir !

Le vrai nom de Nick est Nicola Asuni; il habite en Sardaigne. On trouve, sur son site, toutes les informations d'électronique pratique (sans jeu de mot) dont peut avoir besoin l'amateur d'électronique au quotidien. On peut, depuis la page d'accueil située à l'adresse : (<http://www.nickhardware.da.ru>) accéder à plusieurs départements qui ont chacun une adresse propre :

Circuits (www.circuits.da.ru) – une collection de petits schémas en tous genres, subdivisés en rubriques telles que infra-rouge, téléphone, son, cartes à puce, filtres. Ce dernier domaine est particulièrement étoffé.

Pinouts (www.pinouts.da.ru) – les initiés prétendent que Nick possède l'une des plus grandes collections de tableaux de brochages que l'on puisse trouver sur Internet. Si nous ne pouvons ni confirmer ni infirmer cette affirmation il nous faut cependant reconnaître qu'elle est impressionnante. On y trouve les types de connecteurs, de câbles d'interconnexion et d'adaptateurs les plus impossibles.

Guides – un certain nombre de manuels qui traitent des sujets électroniques les plus divers, allant de la gravure de circuits imprimés aux unités SI et dérivées, en passant par un cours de soudage, le code des couleurs des composants passifs, sans oublier la sécurité en électricité.

News – une section rassemblant les derniers potins dans divers domaines, celui de la micro-informatique en particulier.

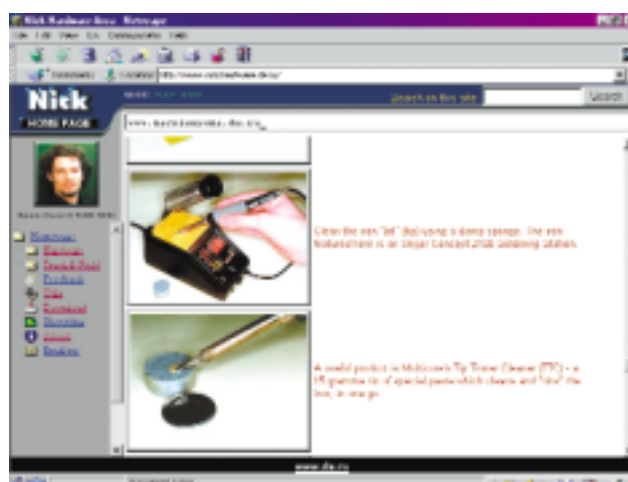
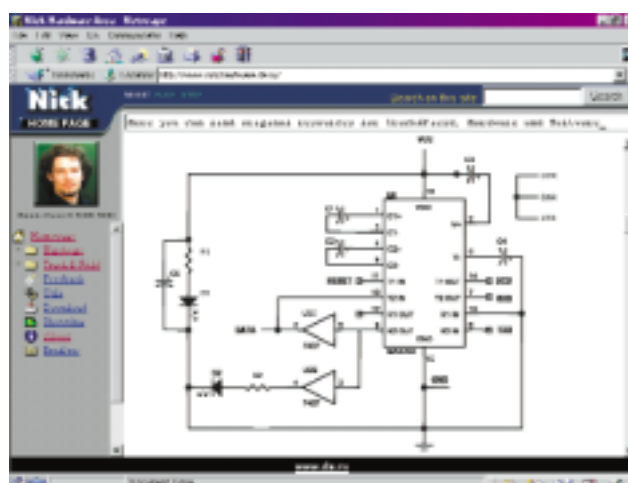
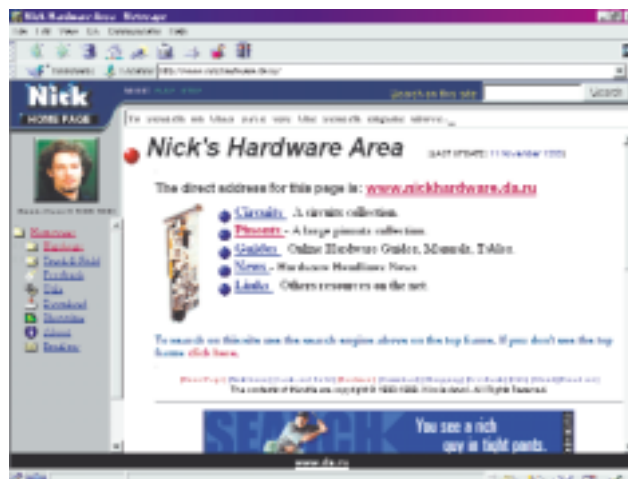
Links – une liste d'autres adresses sur Internet offrant des informations utiles, réparties en une division ordinateurs/électronique et un secteur de liens vers les standards.

Ce site comporte en outre une section permettant le téléchargement de programmes gratuits (programmes en C++ et manuels pour ce langage, et des programmes écrits par Nick lui-même).

On pourra toujours utiliser le moteur de recherche présent sur le site pour tenter de trouver un sujet quelconque. Le site de Nick est un joyau que ne manqueront pas d'apprécier tous les électroniciens, qu'ils soient amateurs ou professionnels. Cette adresse mérite de se trouver dans la liste des vos sites favoris !

(005013)

Texte : Harry Baggen



mono-carte « 537-Lite »

2^e partie : programmation et mise en oeuvre

Une fois la construction du noyau à 537 et les premières vérifications de son fonctionnement et de sa capacité de communiquer effectuées, nous pouvons passer à sa programmation. Il faudra cependant tenir compte d'un certain nombre de spécificités.

projet : Prof. Dr. B vom Berg
et Peter Groppe

Nous verrons en outre comment, par l'adjonction d'extensions et de composants additionnels, utiliser cette mono-carte gigogne dans la pratique.

MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MONO-CARTE « 537-LITE »

L'une des caractéristiques importantes de cette mono-carte, à laquelle elle doit en fait sa puissance remarquable est l'existence de 3 modes de fonctionnement, Autonome (*Stand-alone*), Téléchargement (*Program-download*) et Exécution (*Run*).

Le **tableau 1** donne les cavaliers à implanter et les positions dans lesquelles les mettre eux et l'inverseur S1. Le mode **Autonome** est celui que l'on choisira lors de l'utilisation finale de la carte dans son application après s'être assuré d'un fonctionnement impeccable du programme de l'application. Le programme d'application est alors, après une remise à zéro (*Reset*) démarré instantanément depuis l'EPROM.

En mode **Téléchargement** il est possible, par le biais d'un programme « terminal » de transférer le pro-

gramme en cours de développement du PC-hôte vers la mono-carte. Le lancement du programme se fait, dans ce mode, depuis le PC de développement.

L'EPROM comporte le Moniteur, la RAM fait elle office de mémoire de programme et de données combinée. Le cavalier JP7 doit toujours, lorsque l'on se trouve dans ce mode, se trouver en position « 12 MHz », sachant que sinon le paramétrage du taux de transfert (*baudrate*) des données est incorrect.

Une fois le programme transféré vers la carte, on pourra placer JP7 en position « 16 MHz », ce qui se traduira, après une RAZ, par une exécution 33% plus rapide du programme. Il ne faudra pas oublier alors que tous les processus chronologiques tant au niveau du système que du programmes se feront eux aussi plus rapidement.

Le programme Moniteur se trouvant dans l'EPROM permet une saisie directe d'instructions en assembleur et un débogage aisé au niveau assembleur. L'instruction *help* a comme réponse une énumération des fonctions disponibles.

Le mode **Exécution** permet, pour finir, de lancer, après une RAZ, le programme

d'application transféré en dernier lorsque le système se trouvait en mode Téléchargement. Ceci signifie, qu'après une RAZ, le programme s'exécute depuis la mémoire de RAM. La RAM se comporte alors comme le ferait une mémoire de programme en EPROM, de sorte qu'il n'est plus nécessaire de griller son EPROM pour pouvoir faire tourner le programme en mode Autonome. La RAM sert à la fois de mémoire de programme (instructions) et de mémoire de données.

Ce mode implique l'utilisation d'une pile-tampon sachant que la RAM est, comme vous n'êtes pas sans le savoir, une mémoire volatile qui, si elle n'est pas alimentée par un accu de sauvegarde, perd son contenu dès la disparition de la tension d'alimentation.

En mode de fonctionnement numéro 2 (avec EPROM Moniteur), le programme moniteur met automatiquement l'interface série SS0 au paramétrage correct, à savoir 9 600 bauds, un bit d'arrêt pas de bit de parité, de sorte que la communication avec le PC ne devrait pas poser le moindre problème. Lorsque l'on travaille dans les 2 autres modes (Autonome et Exécution), cette initialisation d'interface n'est pas faite. Il faudra partant intégrer sa propre routine de paramétrage de SS0 si l'on veut assurer une communication correcte avec le PC.

LA PROGRAMMATION

Il vous faudra, avant de pouvoir vous lancer dans la programmation, vous faire une idée de la cartographie de mémoire de la mono-carte « 537-Lite », vu que les instructions et les données se partagent le même circuit de mémoire de RAM, IC7. Ce domaine d'adresses commun va de 0000 à 7FFF_H, soit 32 Koctets.

Il faut, dans l'environnement de programmation (compilateur ou interpré-

Tableau 1. Positions du cavalier et de l'inverseur S1 en fonction des 3 modes de fonctionnement.

Mode de fonctionnement	Cavalier J11,J12,J13	Inverseur S1	EPROM IC2	RAM IC7
Autonome	1-2	sans objet	Programme d'application	Données*
Téléchargement	2-3	LOAD RAM	Moniteur	Programme d'application et données*
Exécution	2-3	RUN	non actif	Programme d'application et données*

*: Circuit de 32 Koctets, domaine des adresses 0 à 7FFF_H

teur 8051) définir avec précision le domaine attribué au code de programme d'une part et celui laissé aux données, pour éviter tout recouvrement des espaces de programme et de données aux conséquences catastrophiques (mutilation).

Il faut en outre se rappeler que le programme Moniteur présent en EPROM, chargé, entre autres, du pilotage du mode de Téléchargement, a besoin, lui aussi, pour pouvoir travailler d'un rien de mémoire qui ne doit pas être écrasé ni par des instructions ni par des données. Le domaine en question s'étend, dans la RAM, de 7F00_H à 7FFF_H.

Cet état de choses a bien entendu des conséquences lors d'écriture d'un programme :

◆ Le domaine de RAM mis à la disposition

7FFF	Fin de l'ensemble du domaine de mémoire RAM (fixe) : 32 Koctets taille : 256 octets
7F00	Adresse de début fixe du domaine d'adresses destiné au programme Moniteur
7EFF	Fin du domaine de mémoire de données (fixe) taille : 7,75 Koctets
6000	Début du domaine de mémoire de données (début)
5FFF	Fin du domaine du code de programme Taille : 24,0 Koctets
0000	Début du domaine destiné au code du programme (variable)



Tableau 2. Cartographie de la mémoire RAM.

du programme et des données s'étend de

0000_H à 7FFF_H et a, partant, une taille de 32 512 octets.

◆ Le domaine de la mémoire de programme commence toujours à l'adresse 0000_H, le domaine de la mémoire des données y étant adjacent.

◆ Il est impératif de faire attention à l'adresse de début du domaine de la mémoire de données.

◆ Le domaine de la mémoire de données ne doit pas interférer avec le domaine de mémoire attribué au Moniteur. Le

```
(* p2: Saisie de valeurs de mesure analogiques avec la mono-carte « 537-Lite » *)
program p2;
(* Définition des variables *)
const
  (* Pour le CAN *)
  adcon0 = $d8;
  addat  = $d9;
  dapr   = $da;
  busy   = $dc;

var
  (* Convertisseur A/N *)
  adu:byte;

  (* Divers *)
  i,zw: byte;

(* Routine Saisie *)
(* Programme principal *)
begin

  (* Effacer l'écran *)
  write(chr($1a));

  (** Texte du message **)
  writeln('Programme p2: Saisie de valeurs de mesure analogiques avec la mono-carte « 537-Lite »');
  writeln;
  writeln(' Saisie des valeurs de mesure en cours .....');
  writeln;

(* Boucle principale *)
repeat
  (* Début de la boucle sans fin *)

  (* Saisir les valeurs de mesure et les afficher *)
  for i:=0 to 2 do
    (* Conversion de 3 valeurs de mesure *)
    begin
      adu:=reg(adcon0); (* lire adcon *)
      adu:=adu and %11000000; (* conversion unique,
Start interne *)
      adu:=adu or i; (* Choix du canal *)
      writereg(adu,adcon0); (* Transfert de la valeur dans SFR *)
      writereg(0,dapr); (* Début de la conversion *)
      repeat until (bit(busy)=false); (* Attendre la fin *)
      zw:=reg(addat); (* lire la valeur convertie *)
      write('Entrée AN',i,' : ',zw); (* Visualisation à
l'écran *)
      writeln(' = ',(zw*5)/256,' V');(* Conversion en volts et affichage *)
      end;
      writeln; (* Afficher ligne vide *)

      (* Attendre : de l'ordre de 1 000 ms jusqu'à la mesure suivante *)
      wait 25ms(40);

    until false; (* Fin de la boucle sans fin *)

end.
```

Figure 1. Listage du programme ps.pas.

Programme p2: Saisie de valeurs de mesure analogiques avec la mono-carte « 537-Lite »

=====

Saisie des valeurs de mesure en cours.....

Entrée AN0:	118	= 2.3046875e0 V
Entrée AN1:	122	= 2.3828125e0 V
Entrée AN2:	118	= 2.3046875e0 V
Entrée AN0:	66	= 1.2890625e0 V
Entrée AN1:	56	= 1.0937500e0 V
Entrée AN2:	29	= 5.6640625e-1 V
Entrée AN0:	75	= 1.4648437e0 V
Entrée AN1:	91	= 1.7773437e0 V
Entrée AN2:	109	= 2.1289062e0 V
Entrée AN0:	107	= 2.0898437e0 V
Entrée AN1:	112	= 2.1875000e0 V
Entrée AN2:	111	= 2.1679687e0 V

Figure 2. Recopie d'écran des résultats de mesure produits par le programme p2.pas.

tableau 2 rend cette cartographie de la mémoire.

Un petit exemple vous permettra de mieux comprendre ce dont il faut tenir compte lors de la programmation.

Un programme d'une vingtaine de Koctets requérant une mémoire de données de 5 Koctets environ est en cours de mise au point et nécessite partant un rien de mémoire additionnelle. Il faudra donc faire savoir au compilateur/interpréteur que la mémoire de code débute à 0000_H et la mémoire des données à 6000_H.

On dispose partant de 24 576 octets de mémoire de programme (24 Koctets) et de 7 936 octets (7,75 Koctets) de mémoire de données.

Il faudra donc faire attention, lors d'une reprise du développement du programme, à ce que le programme n'aille pas au-delà de la limite de 5FFF_H et que les données n'aillent elles pas au-delà de 7EFF_H, sachant que sinon les 2 fichiers de données correspondants se détruisent l'un l'autre.

La programmation de la mono-carte se fait en 4 étapes :

Le programme d'application est saisi sous l'égide d'un langage de programmation classique pour 8051, Assembler51, C51, Basic52, PL/M51 ou autre Pascal51. Pascal51 et Basic52 permettent de créer rapidement des applications puissantes. Le produit généré doit en tous les cas être un fichier en format Intel-Hex, un fichier doté de l'extension *.hex ou encore un fichier ASCII comportant les mots-clés (tokens) Basic.

► Ce fichier est transféré par le biais de l'une des interfaces sérieelles du PC vers la mono-carte « 537-Lite ».

► Le programme peut ensuite être testé en association avec le matériel-cible.

► Une fois que l'on aura éliminé toutes les erreurs et que partant le pro-

gramme marchera comme il faut, on aura le choix entre 2 options pour le transfert de la version définitive du programme dans le système :

► Programmer une EPROM et la substituer à l'EPROM Moniteur. Le système travaille alors en mode Autonome (mode de fonctionnement 1), de sorte que l'on dispose de 32 Koctets de mémoire de données et autant de mémoire de programme.

► Une fois le programme téléchargé on bascule l'inverseur S1 en position RUN (mode de fonctionnement 3), de sorte que le programme s'exécute en RAM. En cas de présence d'un accu-tampon, le contenu de la RAM reste sauvegardé même après coupure de la tension d'alimentation. Une pile au lithium fournit l'énergie nécessaire pendant un certain nombre d'années. L'intérêt de cette seconde approche est qu'elle ne requiert pas la fabrication d'une EPROM, et partant ne vous oblige pas à disposer d'un effaceur et d'un programmeur d'EPROM.

APPLICATIONS DANS LA PRATIQUE

Le noyau à 537 n'est bien entendu pas destiné à se joindre à la longue rangée de mono-cartes à microcontrôleur au chômage; il pourra servir à nombre d'applications pratiques. Exemple typique : le pilotage d'un système à bus CAN, tel celui décrit ailleurs dans ce numéro.

On pourra trouver d'autres expériences et applications telles que sous-ensembles pilotés sérielement (convertisseur N/A à 3 canaux, capteur de tem-

pérature, affichage LED), connexion de claviers, générateur de parole, cartes d'E/S numérique et analogiques, transfert de données par IrDA, radio, etc, dans les ouvrages déjà parus et donnés dans la bibliographie ou à paraître prochainement. En dépit du peu de place dont nous disposons ici, nous voudrions, par un exemple, expliquer comment programmer la mono-carte « 537-Lite » sous la houlette de la version DOS de Pascal51. Cet environnement de développement de programme intégré tourne gentiment sous Windows95/98 à l'intérieur d'une fenêtre DOS. Après avoir lancé l'Éditeur *nilied.exe*, il faut commencer par définir, une fois pour toutes le modèle de mémoire, ce que l'on fait par le biais de l'option NiliPascal-Parameter du menu (figure 1). Le paramétrage minimum consiste à définir le début des domaines attribués aux mémoires de programme et de données, la fréquence d'horloge du microcontrôleur et la vitesse de transmission (baudrate) des données entre le PC et la mono-carte. Une fois ce paramétrage sauvegardé le menu est refermé.

On peut ensuite saisir un programme par le biais du clavier voire, si l'on veut se simplifier la vie, charger l'un de ceux qui se trouvent sur la disquette (EPS 976008-1). Le programme servant d'exemple, *p2.pas*, prend en compte, une fois par seconde, les tensions appliquées aux 3 premières entrées, AN0, AN1 et AN2, du convertisseur analogique/numérique embarqué à bord de la puce du 80C537. On pourra appliquer aux broches 3, 4, 5 et 15 du connecteur K3 différentes tensions comprises entre 0 et +5 V et vérifier sur l'écran la numérisation des valeurs correspondantes.

La touche Shift/F9 assure une conversion sans erreur du programme *p2.pas*, la sortie de l'Éditeur de programme se faisant par un Alt+X classique; on se retrouve en DOS. On transfère ensuite le programme vers la mono-carte « 537-Lite » comme indiqué plus haut et on en lance l'exécution. On devrait voir apparaître à l'écran un affichage proche de celui représenté en figure 2.

(990054-2)

N.B. Le numéro de l'EPROM moniteur est bien EPS 976510-1 et non pas 996510-1.

Texte : Rolf Gerstendorf

Technique : Hans Bonekamp

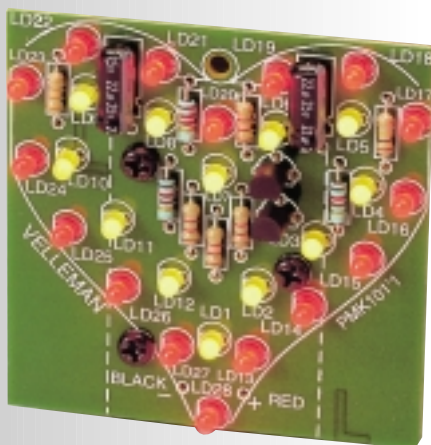
Bibliographie :

[1] Bernd Vom Berg, Peter Groppe
Je programme en Pascal les microcontrôleurs de la famille 8051 – Publitronic/Elektor 1998

[2] O'Nile V. Som
Compilateur croisé PASCAL pour les µC de la famille 8051 – Publitronic/Elektor 1998

coeur de la St Valentin

un cadeau original



Il est possible, en peu de temps, presque sans effort et pour pas bien cher, de réaliser un montage électronique original que l'on pourra offrir comme cadeau. Velleman est l'une des sources de ce type de kits et nous nous sommes fait plaisir en réalisant notre coeur de la St Valentin, reste à savoir à qui l'offrir incognito.

Les amateurs d'électronique sont, en règle générale, des gens sérieux pratiquant leur violon d'Ingres avec les plus grands respect et assiduité. Il leur arrive même d'être trop sérieux. Les critères de sélection d'un projet à réaliser soi-même sont son application pratique et ses performances. Ils ne parlent que de distorsion, de rapport signal/bruit, de capacité de mémoire et de fréquence d'horloge, disséquant ces paramètres jusqu'au dixième de décibel voire le millième de pourcent.

Rien à redire à ce sujet bien entendu, mais il nous arrive de nous demander si l'on ne perd pas ainsi une partie de l'essence du plaisir de l'art de souder. Il n'y a aucune raison d'affubler l'électronique d'un carcan de sérieux qu'elle ne mérite pas; elle peut également être ludique, amusante, attrayante et sans prétention. Il est possible aussi, à peu de frais et avec de petits moyens, de créer des « babioles » originales, une sonnette de porte amusante, un che-
nillard, voire un « bijou » aguichant.

Il n'est pas exclu que votre entourage adore encore plus ce genre de montage plus qu'il n'apprécie tous ces appareils complexes, vu que ces derniers resteront toujours pour eux, sans aucun doute, un mystère de l'électronique.

CLIGNOTANT

Le numéro double « Hors-Gabarit » d'Elektor met toujours un point d'honneur à vous proposer l'une ou l'autre de ces réalisations ludiques. Mais nous ne sommes pas les seuls à « subvenir à ce besoin », la preuve : tous les kits de ce genre proposés par nombre d'autres sociétés vendant des kits.

C'est ainsi que nous découvrîmes, dans le programme de la société Velleman, un coeur de (ou pour) la St Valentin. Un montage ludique très présent constitué de quelques LED rouges dis-

posées en forme de 2 coeurs entrelacés dont le clignotement ne manquera pas d'attirer l'attention. D'un caractère décoratif indéniable, ce montage mérite sans aucun doute d'être offert à une personne vous tenant à coeur.

Il ne faut pas s'attendre à découvrir une électronique révolutionnaire au coeur de ce montage.

Comme le montre le schéma, il ne s'agit en fait de rien de plus que d'un multivibrateur astable constitué de 2 petits transistors de la famille BC, dans les lignes de collecteurs desquels sont prises 7 rangées de 4 LED chacune. Les LED LD1 à LD12 constituent le coeur intérieur, les LED LD13 à LD25 le coeur extérieur. Ces 2 coeurs battent (s'illuminent) alternativement.

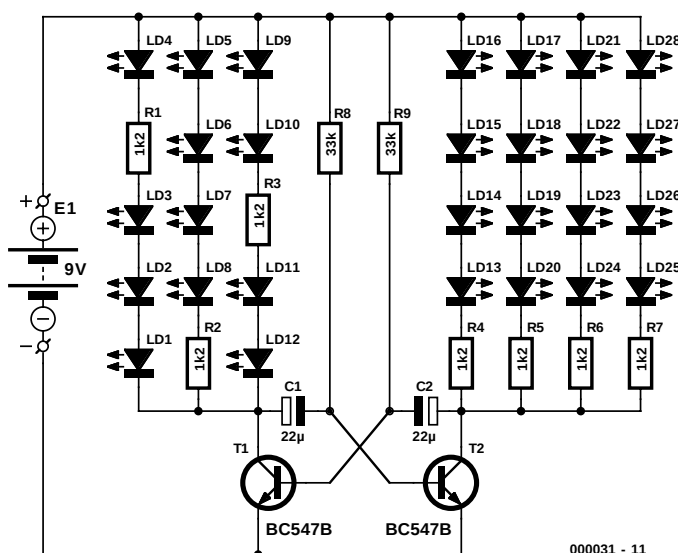
Les résistances de limitation de courant R1 à R7 limitent à la partie congrue la consommation de courant des LED (à haut rendement). De ce fait, la consommation de courant n'atteint que quelque 8 mA, ce qui permet à une pile

de 9 V de tenir de l'ordre d'une journée. Ceux d'entre vous qui aimeraient personnaliser leur coeur pour la St Valentin pourront envisager d'utiliser des LED de couleur différente pour chacun des coeurs, le jaune étant indubitablement une couleur « chaude ». Il faudra, dans ce cas-là, vu la chute de tension importante qu'introduisent les LED de couleur jaune, faire passer la valeur des résistances de limitation à de l'ordre de 820 Ω (sous peine sinon d'une luminosité trop faible).

Nous ne savons pas si Velleman donne une garantie sur ce montage. Nous ne pensons pas que son fonctionnement risque de poser un problème. Nous ne pouvons pas non plus, de notre côté, vous garantir que ce cadeau touchera la corde sensible de la personne à qui vous le destinez. Vu le prix très abordable de cette réalisation, le risque mérite d'être couru...

(000031)

Texte : Sjef van Rooij



000031 - 11

cours de programmation BASIC Stamp (6)

6^e partie : introduction du concept de MEF (FSM)

par Dennis Clark

21

Le Boe-Bot (*Board of Education RoBot*) de Parallax est un robot tout ce qu'il y a de plus simple, monté sur un châssis en aluminium supportant une paire de servo-commandes Fubata. Lesdites servos ont été modifiées de manière à permettre une rotation continue et ce à différentes vitesses.

Le BoE comporte une petite zone de prototypage pouvant recevoir de petits montages expérimentaux. Il va vous falloir, si vous voulez pouvoir réaliser le potentiel fascinant du BoE-Bot quant à sa capacité de se comporter en robot, apprendre à le programmer ! Dans le présent article, et les suivants, nous allons voir comment obtenir du robot un déplacement aléatoire, voire ultérieurement « réfléchi » en vue de détecter et d'éviter les obstacles se trouvant sur son chemin. Nous verrons également comment programmer votre BoE-Bot de manière à ce qu'il paraisse remplir simultanément toutes ces fonctions. Nous verrons en outre comment induire votre robot à des comportements que vous ne lui aurez pas même inculqués !

EXÉCUTION LINÉAIRE CONTRE EXÉCUTION CONCURRENTE ET LA MEF

Dans un programme, l'exécution des différentes instructions est séquentielle, c'est-à-dire que l'instruction suivante ne peut être lancée qu'une fois que l'instruction précédente est ter-

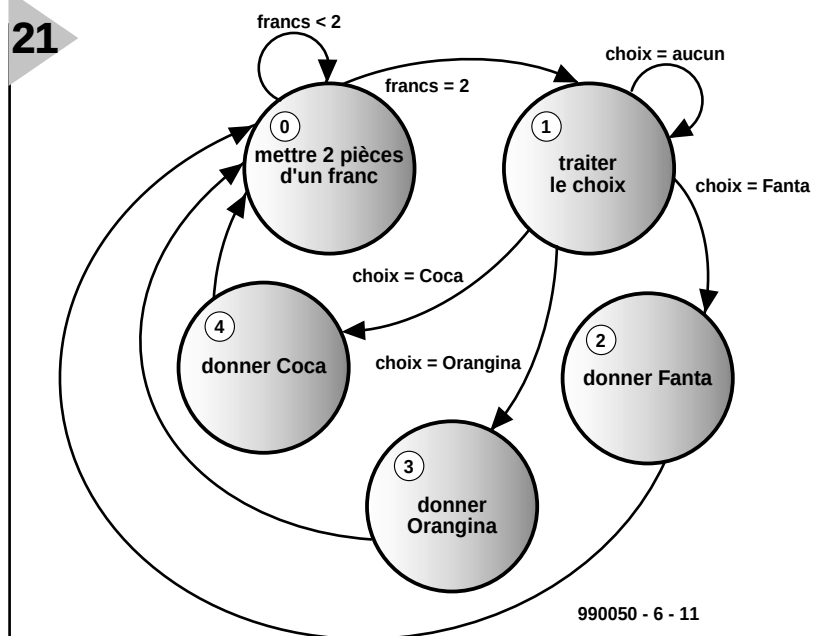


Figure 21. Concept d'une machine d'état fini pour la distribution de boissons fraîches.

minée. S'il n'y a qu'une seule ligne logique à devoir être suivie, cela signifie que le programme s'exécute linéairement, de son début à sa fin. On a exécution concurrente, c'est-à-dire simultanée, lorsqu'il semble que l'on a plusieurs « fils » logiques s'exécutant, à ce qui semble être le même instant. « Comment puis-je faire cela ? » pouvez-vous vous demander. Dans le cas du processeur Basic Stamp II de Parallax, cela est possible par l'utilisation de 2 sections de code indépendantes appelées modules (*modules*), ou dans notre cas, routines (*subroutines*) qui seront rappelées à plusieurs reprises avant d'avoir rem-

pli leur fonction. Il vous faudra, pour cela, savoir exactement où

vous vous trouvez dans votre routine de manière à savoir où redémarrer lorsque vous y retournez. L'une des meilleures solutions pour la résolution de ce problème est ce que l'on appelle la MEF (**M**achine d'**É**tat **F**ini ou FSM pour *Finite State Machine*). Vu que votre routine ne doit exécuter qu'un nombre faible d'actions et qu'à un moment donné elle a accompli sa tâche, on parle d'une liste *finie*. Il existe plusieurs formes de MEF, le présent type de MEF est un hybride que nous utiliserons spécifiquement pour la programmation robotique. Cette MEF de

Listing 9. Programmation linéaire contre MEF.

Routine de commande de servo à base de linéaire

```
act:
  for I = 1 to 10
    pulsout LEFT,750
    Pulsout RIGHT,750
    pause 20
  next
return
```

Routine de commande de servo à base de MEF

```
act:
  if aDur > 0 then aDec
    aDur = 5
    pulsout LEFT,750
    pulsout RIGHT,750
    goto aDone
  aDec:
    aDur = aDur - 1
  aDone:
    return
```

comportement (*behaviour FSM*) est une sorte de machine d'état ne fournissant pas de sorties, se contentant de changer d'état en fonction de l'entrée et de l'état présent. Chaque activité que la MEF entreprend est un état, unique dans son déroulement et distinct, de par sa définition, de tous les autres états.

Si ces notions vous paraissent quelque peu confuses, essayons-nous à une sorte d'application réelle pour tenter de comprendre la MEF, un distributeur de boissons fraîches. Nous allons, pour ne pas trop compliquer la structure de notre distributeur, imaginer une machine relativement simplette, dont les spécifications techniques sont les suivantes :

- ◆ n'accepte que des pièces de un franc ;
- ◆ requiert 2 francs pour donner une boisson ;
- ◆ ne rend pas l'argent que vous y avez mis ;
- ◆ ne rend pas la monnaie, ni de pièce qui ne serait pas un franc ;
- ◆ propose du Coca-Cola, de l'Orangina et du Fanta ;
- ◆ son stock de boissons est illimité et partant, elle ne se trouve jamais à sec.

Comme vous le constatez, nous avons, pour simplifier cette explication, éliminé toutes les exceptions (*exceptions*) ou conditions de problème qu'un distributeur de boissons « normal » pourrait connaître, approche artificielle, pour une raison au moins : nous ne fabriquons pas de distributeurs de boissons. Il n'en reste pas moins qu'il nous faudra, lors de la conception de nos propres MEF, penser aux exceptions et conditions d'erreur ! La **figure 21** vous propose le synoptique de notre MEF de distribution de boissons. Les nombres soulignés à l'intérieur des cercles représentent le numéro d'état pour l'état concerné. Une ligne se terminant par une flèche indique une transition d'un état à un autre (la flèche donnant le sens de cette opération). Si une ligne de transition comporte une

étiquette (*label*), cette dernière est le résultat de la fonction de transition et définit la condition requise pour ce changement d'état. Une ligne sans label, est une transition ayant toujours lieu dès que la fonction de l'état correspondant est terminée. Les lignes qui retournent à un état indiquent une itération, ou signifient que la MEF garde cet état en effectuant une opération jusqu'à ce que soit atteinte une condition finale, moment auquel se fera une transition étiquetée. Dans le présent exemple nous constatons que notre MEF de distribution restera à l'état 0 jusqu'à ce qu'elle ait reçu 2 pièces de 1 franc, instant à partir duquel notre MEF passera à l'état 1. Là, nous allons passer notre temps à surveiller les boutons par le biais desquels se fera la sélection. Une fois cette sélection faite, notre MEF passera à l'état 2, 3 ou 4, en fonction du choix ayant été fait par le client assoiffé. Depuis ces derniers états, la MEF retourne à l'état 0, une fois le processus de distribution terminé. C'est là le procédé de définition et de représentation généralement utilisé dans le cas des MEF et que nous utiliserons également pour définir les comportements de notre BoE-Bot.

On appelle état de sauvegarde (*saving state*) le fait de se rappeler où l'on se trouve à l'intérieur d'une routine; il est essentiel si l'on veut pouvoir reprendre cette routine à l'endroit où l'on avait quitté au cours de sa dernière exécution. Chaque état de notre MEF de comportement sera exécuté lors de l'appel de sa routine et il quittera la routine lorsque l'état concerné est terminé. Les appels ultérieurs à cette routine exécuteront l'état correct suivant défini. À quoi cela peut-il servir ?

Jetons un coup d'œil à 2 petits morceaux de code repris dans le **listing 9**; ils vont nous montrer pourquoi l'ensemble du programme peut tourner plus vite. Ces 2 morceaux de code pilotent les servos qui servent à faire bouger notre robot; ne vous en faites pas (trop) si vous n'en comprenez pas le détail, nous verrons en cours de route

la fonction de ce code. Ce qu'il faut que vous sachiez est qu'une servo-commande, telles celles utilisées ici, requiert de recevoir une impulsion de 1 à 2 ms toutes les 20 à 30 ms sous peine de ne pas fonctionner correctement. Si la fréquence est trop rapide (7 ms) par exemple, la servo entrera en oscillation (*jitter*), si elle est trop lente (toutes les 50 ms par exemple), la servo s'arrêtera. Ces impulsions doivent arriver continuellement et régulièrement pour que la servo fonctionne sans heurts, une impulsion unique ne présente pas de grand intérêt pour elle.

Le code proposé à gauche paraît très simple et rapide, mais les apparences peuvent être trompeuses. Les instructions *pulsout* servent à produire une impulsion de la largeur requise pour obtenir la rotation des servos. Comme nous le disions plus haut, cette impulsion doit se répéter toutes les 20 à 30 ms pour que la servo réponde correctement. Il faut également une répétition de cette impulsion pour que le moteur tourne et conserve sa rotation. L'instruction *pause* se traduit, au niveau du Stamp II, par une pause de 20 ms, chacune des impulsions envoyées aura une longueur de $2\mu s * 750 = 1,5\text{ ms}$. Dans ces conditions, chaque passage dans cette boucle *for/next* nécessitera $3\text{ ms} + 20\text{ ms} = 23\text{ ms}$ au minimum, 10 boucles requérant 230 ms. Pendant ce quart de seconde il ne peut rien se passer d'autre !

Jetons maintenant un coup d'œil au code de droite qui implémente une MEF à 2 états servant à mouvoir les servos. Nous voyons que la routine de droite effectuée, à un moment quelconque, l'une ou l'autre des 2 opérations. La première opération consiste à fournir des impulsions aux servos et à définir la variable *aDur*. La seconde opération consiste elle tout simplement à décrémenter la variable *aDur*. Quel que soit le cas, nous quittons la routine une fois l'opération effectuée. Chacune de ces opérations est définie comme un état (*state*) pour l'acte (*act*) de comportement.

Nous entrerons dans le détail de la description et de la conception de machines d'état en vu de comportements robotiques en utilisant des exemples et des programmes que vous écrirez pour votre Boe-Bot dans des articles ultérieurs.

Revenons à nos exemples de code; essayons de calculer le temps requis par l'exécution de la routine de gauche. Sachant que le Stamp II exécute de l'ordre de 4 000 lignes de code à la seconde, cela signifie que l'exécution de chaque instruction prend quelque 250 μ s. Les instructions *pulsout* ont, nous le savons, besoin de 1,5 ms pour leur exécution sachant que c'est là la longueur de l'impulsion émise. Il faut, dans l'état 1, 3 ms pour les instructions *pulsout* + 750 μ s pour les 3 autres instructions, ce qui nous donne 3,75 ms. Dans l'état 2, notre seconde routine nécessitera de l'ordre de 750 μ s de temps de calcul pour chacune de ses exécutions.

Au lieu des 230 ms de temps processeur requis par la routine gauche il nous faudra cette fois $5 * 750 \mu s + 3,75 ms = 7,5 ms$ de temps processeur total (souvenez-vous que nous y passons 5 fois après l'impulsion de sortie initiale) pour obtenir le même résultat. Si nous ne comptons qu'une unique boucle de 23 ms pour chacun des passages dans la première routine, nous aurons économisé 15,5 ms de temps processeur, ce qui, à 4 000 instructions par seconde, correspond à 62 instructions pouvant être exécutées ailleurs tout en assurant exactement la même activité au niveau des moteurs de nos servos. Si nous comptons le temps total de 230 ms pour la boucle gauche, nous gagnons 226 ms ce qui revient au nombre impressionnant de 904 instructions !

Mais pourquoi cela est-il important ? Un robot ne se contente pas de se promener sans but dans son environnement; il a, normalement, l'une ou l'autre tâche à accomplir. Qu'il lui faille trouver un feu à éteindre, des ordures à ramasser voire un autre robot à attaquer, il s'occupe à quelque chose de plus important que de juste piloter ses moteurs.

Si nous utilisons la routine de pilotage de moteur proposée plus haut à gauche, le robot ne fait rien d'autre que de se concentrer à commander les moteurs pendant 230 ms. Au cours de cet intervalle de temps il n'a pas le temps de s'intéresser à un capteur, de ramasser une ordure ou d'éteindre un feu. S'il rencontre un obstacle il s'y bloque jusqu'à ce qu'il en ait terminé avec sa boucle et qu'il puisse passer à autre chose. Chacun des comportements additionnels que nous implémentons dans notre robot constitue une certaine activité qu'il lui faudra exécuter dans un ordre convenable. À quoi cela nous sert-il de détecter un

objet après l'avoir percuté !

Supposons que notre robot ait à exécuter, pour atteindre un objectif donné, les comportements suivants énumérés ici dans l'ordre inverse de leur priorité :

- ♦ aller vers le nord jusqu'à être rentré à la maison (choix d'une direction à suivre) ;
- ♦ éviter toute collision par l'utilisation de la détection de proximité à IR (en cas de danger potentiel, opter pour une autre direction) ;
- ♦ en cas de collision, faire marche arrière et tourner à gauche (nouveau choix d'une autre direction où aller) ;
- ♦ arrêter et émettre un signal lorsqu'il est rentré à la maison (ne pas choisir de direction, s'arrêter sans plus) ;
- ♦ choisir la direction où aller ayant la priorité la plus élevée et prendre les mesures requises pour l'implémenter.

Nombre de ces comportements demanderont aux moteurs d'exécuter une action ou une autre : faire marche arrière, tourner à gauche, etc... Chacun de ces comportements nécessitera de se tourner vers les capteurs en vue d'effectuer ses actions. Chacun de ces comportements (basé sur le système proposé) sera une MEF implémentée dans des routines qui seront appelées depuis l'une ou l'autre boucle du code principal (nous définirons certains de ces comportements ultérieurement). Dans l'action (*act*) de la routine de pilotage du moteur donnée dans l'extrait de code de droite, on a définition d'une variable *aDur*. Lors du premier appel à la MEF d'action, *aDur* est mis à 5. Ceci signifie que les instructions de *pulsout* seront exécutées une fois, les 5 fois suivantes où l'on aura appelé à la routine d'action il ne se passera rien exception faite d'une décrémentation de *aDur* avant de quitter la routine. Ceci signifie qu'elle perdra le moins de temps possible dans la routine. À quoi cela peut-il bien être utile ? Cela est utile vu que l'action peut se contenter d'envoyer les dites actions *pulsout* une fois toutes les 20 ou 30 ms. Notre robot peut s'intéresser à ses capteurs et choisir l'action moteur suivante pendant qu'il est en train d'attendre d'émettre la série d'impulsions de sortie suivante. De cette façon, nous utilisons le temps requis par la lecture des capteurs et la prise de décision dans ces 4 autres routines comme temporisation à respecter impérativement entre les impulsions envoyées aux moteurs des servos, plutôt que de perdre ce temps par le biais d'une instruction *pause* !

En fait, cela donne l'impression que tout se passe simultanément en non pas séquentiellement, une chose après l'autre. Si nous avons opté pour un modèle de programmation linéaire plutôt que pour des MEF pour implémenter tous les comportements et

actions requis, nous ne serions pas en mesure de jeter un coup d'oeil à la boussole ou de tenter de détecter un obstacle, tant que les 230 ms requises par l'extrait de code de gauche ne se seront pas écoulées. Au cours de cet intervalle, notre robot pourrait fort bien ne pas avoir « vu » la chaise se trouvant devant lui avant qu'il n'ait le temps de changer de direction. Notons que le chiffre 5 adopté pour *aDur* n'a rien d'impératif, il sert uniquement de valeur de base. Cette valeur s'est avérée être celle se traduisant par la chronologie la plus souple. Nous avons utilisé cette valeur sur notre robot et l'avons diminuée au fur et à mesure de l'adjonction de nouveaux comportements. Ainsi, avec 4 comportements actifs, la routine d'action met *aDur* à 2 seulement.

Si nous implémentons tous nos comportements comme des MEF, ceci a pour effet d'interlacer le code à exécuter pour chacune des routines de manière à ce qu'aucun des comportements n'ait à attendre que le comportement précédent ait terminé pour effectuer une partie au moins de la tâche qu'il doit exécuter au cours de sa propre routine. Ceci améliore le temps de réponse du robot par rapport à son environnement. Cela se traduit, dans le cas de la routine d'action ci-dessus, par une réponse plus souple du moteur et une réaction plus rapide en face d'obstacles et d'objectifs.

Avant d'utiliser la méthode de MEF d'implémentation de comportement, nous avons constaté que le robot hésitait de plus en plus longtemps au fur et à mesure de l'adjonction de nouveaux comportements et de comportements plus complexes. La méthode de MEF élimine pratiquement cette hésitation. Elle est plus complexe à concevoir et à coder que la programmation linéaire, mais les résultats sont, à notre avis, en relation avec la complexité. Essayez de programmer vos robots tant en linéaire qu'en MEF et nous pensons que vous ne manquerez pas d'admettre que l'utilisation de MEF améliore les capacités de votre robot et nous permet de tirer le meilleur de notre Stamp II. Il se peut, le cas échéant, qu'une série de comportements devienne tellement complexe que même l'utilisation de MEF n'empêchera pas une certaine hésitation, mais nous pouvons aller bien plus loin en utilisant des MEF comme modèle de programmation plutôt que la programmation linéaire avant que nous n'en arrivions là.

(990050-6)

Nous poursuivrons, le mois prochain, par une méthode dite de Programmation Inclusive (Subsumptive) qui nous aidera à développer un plan par étape, destiné à la mise en oeuvre d'un comportement robotisé.

télécommande IR

pour le baladeur MiniDisc MZ-R30 de Sony

extension pratique pour un lecteur populaire

Le lecteur/enregistreur MZ-R30 est livré accompagné de sa propre télécommande par câble prévue principalement pour être utilisée dans un environnement de baladeur classique. Mais l'utilisation que voulait en faire notre auteur, Mr Brian Houghton, à savoir l'enregistrement de répétitions d'un chœur, impliquait une possibilité de télécommande de la fonction marche/arrêt qu'il était impossible de réaliser à l'aide de la télécommande câblée. Nous vous proposons sa solution à ce problème, élégante et abordable.



Permettez-nous, une fois n'est pas coutume, de commencer par l'aspect historique de cette réalisation plutôt que par sa technique.

J'ai découvert, nous dit l'auteur, sur le site Internet « **The Minidisk Community Pages** », à l'adresse :

<http://www.amulation.com/minidisc>

des informations très intéressantes sur la technique de télécommande des fonctions du Sony MZ-R30, à savoir l'application de valeurs de résistances différentes entre une paire de conducteurs. Au départ j'ai mis la main sur un émetteur « HomeCall » et son récepteur travaillant à 173 MHz et ne requérant pas

Figure 1. Modification du câble de télécommande fourni avec le Walkman MD de Sony.

de licence, le récepteur étant monté dans un boîtier de commande contenant un rien de logique CMOS. Ce système HF fonctionnait correctement jusqu'à une centaine de pieds (rappelez-vous, nous sommes en Grande Bretagne), mais présentait une certaine inertie de réponse (5 s) et ne permettait qu'une unique fonction, à savoir « Pause ». Vous pouvez, si le sujet vous intéresse, trouver les informations concernant cette télécommande à l'adresse :

http://www.amulation.com/minidisc/mzr30_remote_radio/index.html.

J'ai reçu un certain nombre d'E-mails concernant ce concept au nombre desquels un envoyé par un étudiant qui voulait réaliser une télécommande IR complète dont le prix ne devait pas dépasser 50 £. Ceci incita l'auteur à tenter une nouvelle approche.

LE CONCEPT

Ce projet se subdivise, logiquement, en 2 parties :

– Le **transmetteur de poing** doté d'une série de boutons-poussoirs de sélection de fonction, un encodeur et l'émetteur IR.

– Le **récepteur/décodeur** comportant le récepteur IR, le décodeur et une série de commutateurs analogiques servant à la sélection de l'échelle de résistances. Le connecteur de la télécommande présent sur le Walkman MD de Sony est spécifique et ne se vend malheureusement pas séparément dans le commerce et comme la télécommande à câble complète vaut, à elle seule, déjà 50 £, il fut décidé de faire subir une opération mineure au câble existant.

MODIFICATIONS DE LA TÉLÉCOMMANDE PAR CÂBLE

Le mini-boîtier de la télécommande fut ouvert en douceur et le câble existant déconnecté. J'ai doté l'extrémité ainsi libre du câble d'origine d'une embase mini-XLR à 5 contacts. Dès lors, ce câble peut être utilisé pour connecter l'unité de commande IR au Walkman. La **figure 1** montre la modification à laquelle il a été procédé.

L'auteur fabriqua un nouveau câble utilisant 5 conducteurs très fins récupérés sur un câble multibrin quelconque et un morceau de gaine thermorétractable de 3 mm; l'une des extrémités fut dotée d'un connecteur mini-XLR à 5 contacts, l'autre venant se fixer au boîtier d'origine de la télécommande. Ceci permet d'avoir les fonctions de télécommande par câble d'origine par

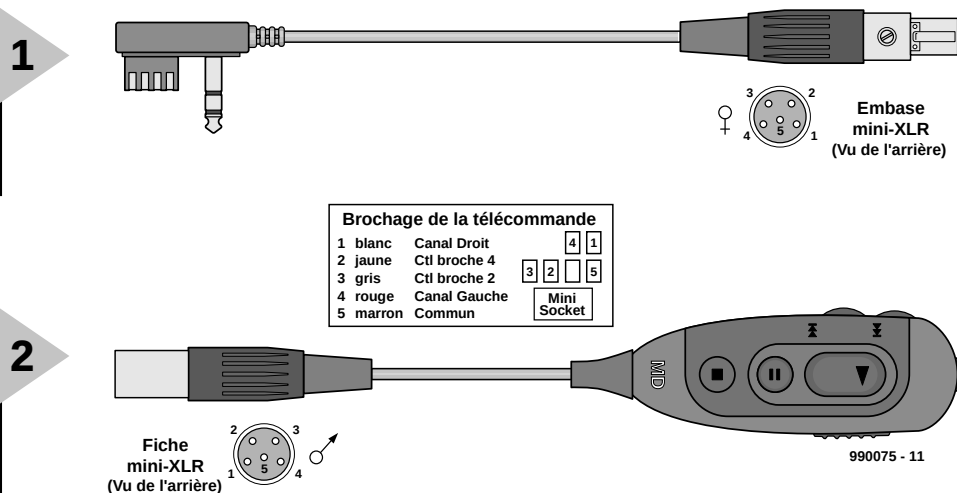


Figure 2. On pourra réutiliser le mini-boîtier de la télécommande pour peu qu'on le dote d'un nouveau connecteur.

le biais de ce « câble adaptateur ». La **figure 2** illustre cette opération.

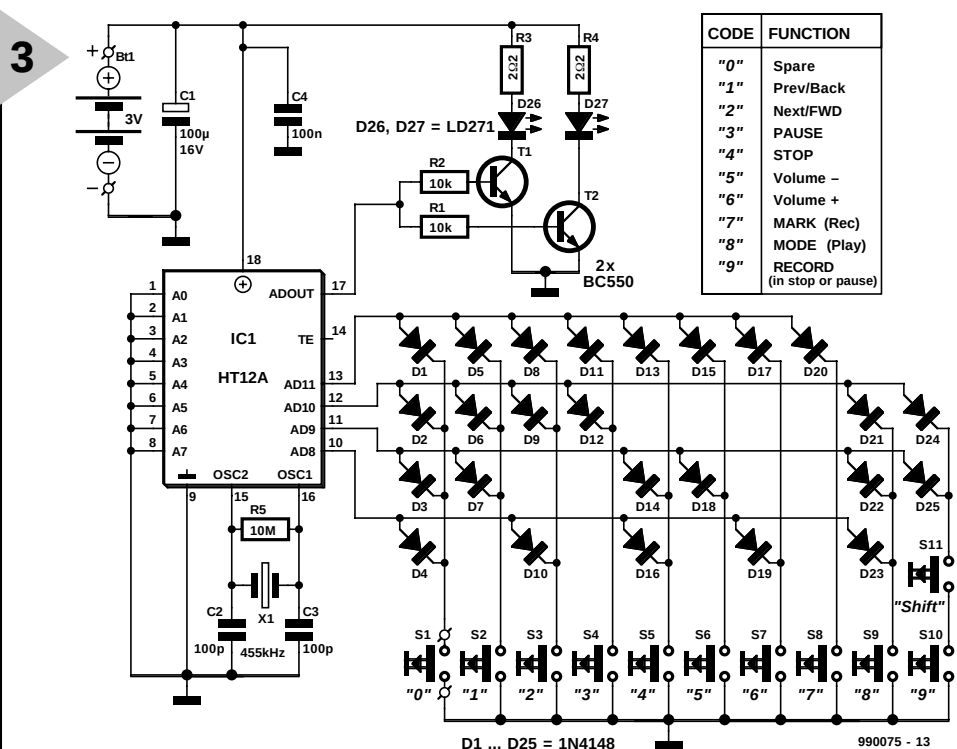
LE TRANSMETTEUR DE POING

La **figure 3** vous propose le schéma du boîtier de commande à tenir dans la main. Le composant-clé est un circuit encodeur de télécommande HT12A de Holtek. Nous vous proposons, ailleurs dans ce magazine, sous la dénomination d'Infocartes, les fiches de caractéristiques (condensées) de ce circuit intégré très intéressant et utilisable à toutes les sauces.

Toute action sur un bouton mettra à 0 volt la (ou les) diode(s) concernée(s) pour forcer au niveau bas les entrées de données de l'encodeur. Toute entrée de donnée passant au niveau bas « réveille » l'encodeur, démarre

l'oscillateur 455 kHz, le flux de données codées quittant la sortie Dout (broche 17) et attaquant les 2 transistors et partant les 2 diodes IR d'émission. La valeur faible des résistances-série (2,2 Ω) fait que les diodes IR sont pilotées par des impulsions de courant d'une intensité relativement élevée, le courant moyen par transistor ne dépassant pas quelque 10 mA lui. Le condensateur électrolytique de forte capacité C1 est essentiel si l'on veut pouvoir passer outre la résistance interne relativement élevée de la paire de piles R6 ou R14. Nous vous proposons, sous la forme d'un tableau présent dans le schéma, la correspondance entre le numéro du

Figure 3. Schéma de la télécommande de poing.



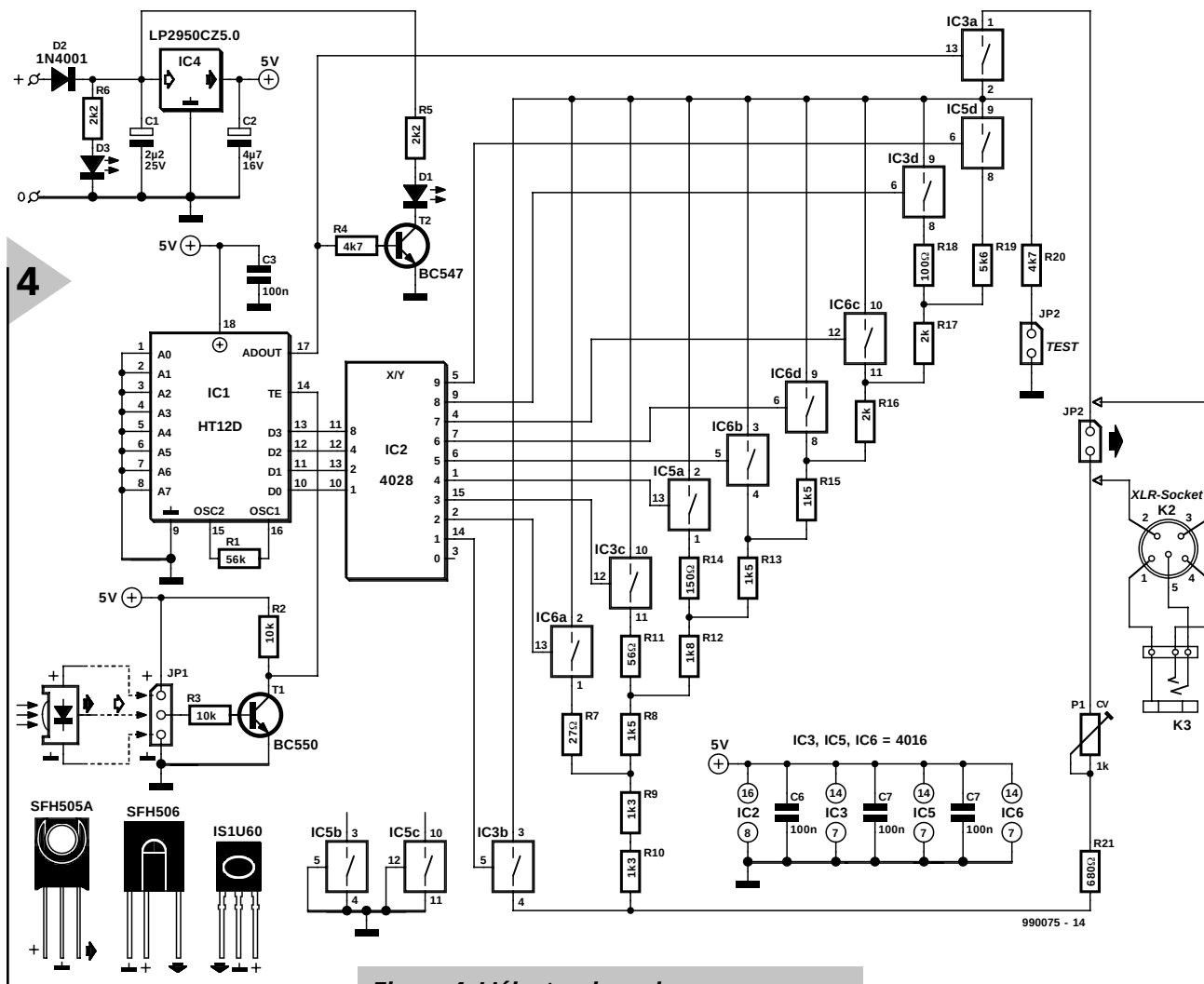
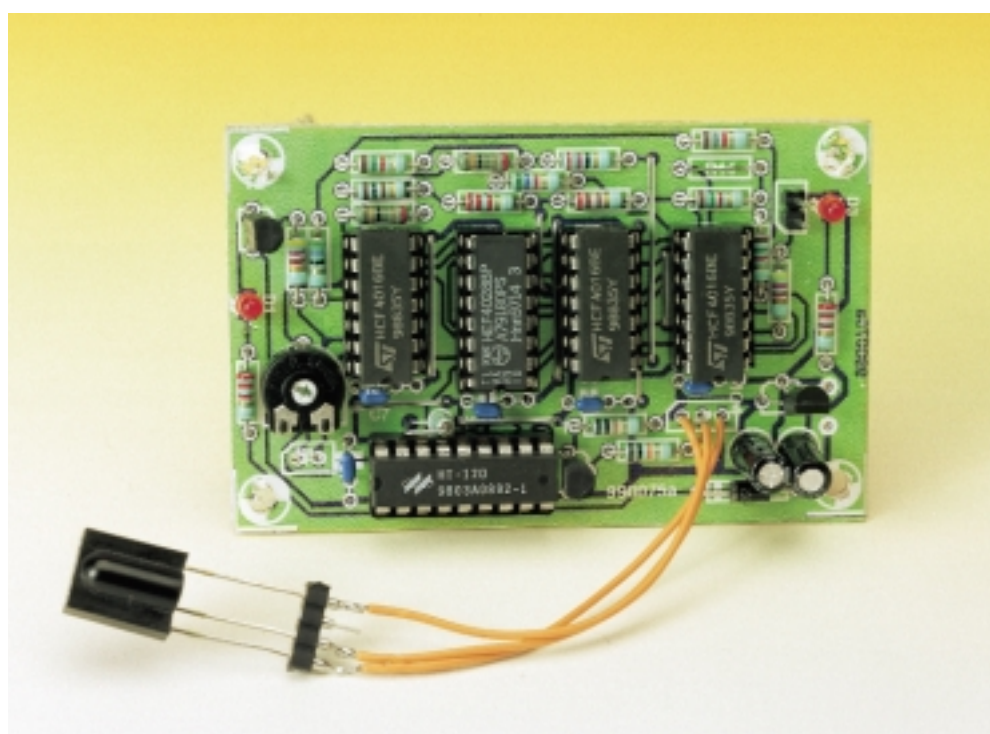


Figure 4. L'électronique du récepteur/décodeur de la télécommande.

bouton-poussoir, le code transmis et la fonction associée au niveau de l'enregistreur MD. On notera qu'il faut

appuyer simultanément sur les boutons-poussoirs S10 et S11 pour déclencher la fonction RECORD (enregistre-

ment). Ceci a pour but d'éviter une sélection, par inadvertance, du mode enregistrement.



L'UNITÉ RÉCEPTEUR/DÉCODEUR

Le MZ-R30 requiert, pour reconnaître un certain nombre de fonctions sélectionnées par le biais de son connecteur d'entrée de télécommande, l'une ou l'autre valeurs de résistance spécifiques : le **tableau 1** vous propose une correspondance entre lesdites valeurs et les fonctions réalisées. Le code de la troisième colonne représente la valeur décimale de la donnée à 4 bits utilisée par les encodeurs/décodeurs IR.

La mise en oeuvre de commutateurs électroniques du type 4016, intégrés dans IC3, IC5 et IC6, associés à un réseau de résistances, R7 à R20, constitue une méthode simple et bon

marché de choix de la valeur de résistance nécessaire.

Un circuit intégré récepteur IR du type IS1U60 (Sharp) détecte la porteuse IR; le signal présent à sa sortie subit une inversion au niveau de T1 avant d'attaquer le décodeur HT12D qui stocke

les 4 bits de donnée originaux. Cette donnée est ensuite présentée à un décodeur BCD/décimal, un 4028 (IC2),

qui sélectionne l'un des 9 commutateurs analogiques. Ces derniers définissent alors le point correspondant sur une

Figure 5. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants. Il faudra séparer les 2 modules constituant cette réalisation.

Liste des composants

Récepteur/décodeur (Platine 990075a)

Résistances :

R1 = 56 k Ω
 R2, R3 = 10 k Ω
 R4, R20 = 4 k Ω
 R5, R6 = 2 k Ω
 R7 = 27 Ω
 R8, R13, R15 = 1 k Ω
 R9, R10 = 1 k Ω
 R11 = 56 Ω
 R12 = 1 k Ω
 R14 = 150 Ω
 R16, R17 = 2 k Ω
 R18 = 100 Ω
 R19 = 5 k Ω
 R21 = 680 Ω
 P1 = ajustable 1 k Ω horizontal

Condensateurs :

C1 = 2 μ F/25 V radial
 C2 = 4 μ F/16 V radial
 C3 à C7 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1, D3 = LED faible courant
 D2 = 1N4001
 T1, T2 = BC550
 IC1 = HT12D (Holtek)
 IC2 = 4028
 IC3, IC5, IC6 = 4016
 IC4 = LP2950-CZ5.0 (National Semiconductor)
 JP1 = SFH506-36

Liste des composants

Émetteur (Platine 990075b)

Résistances :

R1, R2 = 10 k Ω
 R3, R4 = 2 Ω
 R5 = 10 M Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/16 V radial
 C2, C3 = 100 pF
 C4 = 100 nF

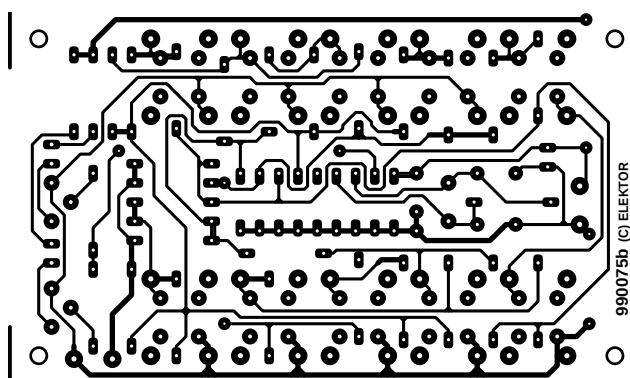
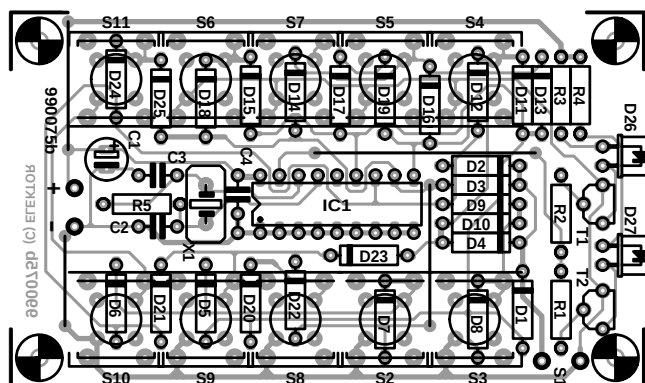
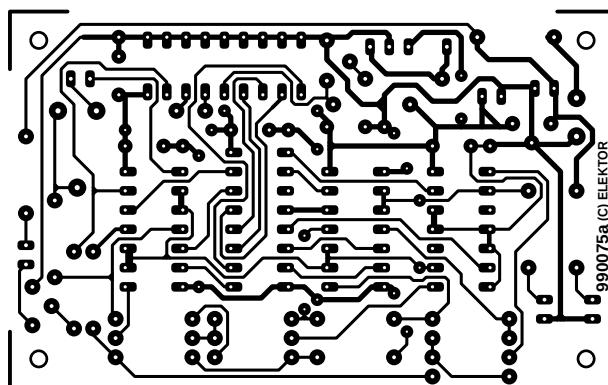
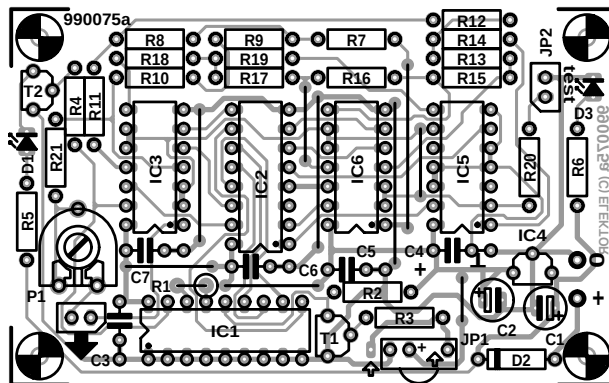
Semi-conducteurs :

D1 à D25 = 1N4148
 D26, D27 = LD271 ou LED IR similaire
 T1, T2 = BC550
 IC1 = HT12A (Holtek)

Divers :

S1 à S11 = bouton-poussoir encartable Multimec ou D6-R-RD
 BT1 = 2 piles R6 (AAA) ou R14 (AA)
 X1 = résonateur céramique 455 kHz (SB455E par exemple)

5





échelle à résistances qui sera utilisé par le MZ-R30 pour exécuter la fonction choisie.

Un commutateur analogique commun, IC3a, piloté par la broche VT du décodeur IR sert à valider la sortie sachant que la donnée de 4 bits est verrouillée par le décodeur et qu'elle sélectionne toujours le dernier commutateur utilisé. La valeur de résistance la plus faible utilisable, « Preview/Back » est de 1 000 Ω , pour ce faire, un ajustable de 1 k Ω , mis à une valeur de l'ordre de 700 Ω , est pris en série avec la résistance totale de 300 Ω des 2 commutateurs électroniques. Une LED de forte luminosité, D1, s'allume au même instant pour signaler un fonctionnement correct.

La valeur de résistance associée à chacun des codes de commande est indiquée au niveau de JP2, la sortie du circuit. Le schéma vous suggère un brochage vers une embase mini-DIN. On peut également opter pour une embase mini-XLR. Le brochage est, dans ce cas-là, le suivant :

Broche 1:	Audio Gauche
Broche 2:	broche 1 de IC3a
Broche 3:	ajustable P1
Broche 4:	Audio Droit
Broche 5:	Audio Commun

Le IS1U60 peut être remplacé par un SFH505A ou SFH506 (tous deux de Siemens). Leurs brochages différant de celui du IS1U60, il faudra faire atten-

tion leur de leur connexion à la platine. La sortie du récepteur de la télécommande est connectée à une embase miniature qui, à son tour, est reliée, par le biais d'un morceau de câble de faible longueur à l'entrée de télécommande du MD30-RZ.

Nous reviendrons à la fonction du cavalier de test JP2.

L'alimentation du récepteur/décodeur pourra se faire par le biais de tout adaptateur secteur capable de fournir un courant de l'ordre de 100 mA à une tension continue comprise entre 8 et 12 V.

LA CONSTRUCTION

Nous vous proposons, en **figure 5**, le circuit imprimé dessiné pour ce projet. Il faudra commencer par séparer le récepteur de l'émetteur à l'aide d'un trait de scie.

Il faudra, comme il s'agit d'une platine simple face, commencer par l'implantation d'un certain nombre de ponts de câblage.

La mise en place des composants, en respect avec la liste des composants et la sérigraphie, ne doit pas poser de problème. Assurez-vous du respect de la polarité de tous les composants en ayant une, diodes, LED, transistors, condensateurs électrolytiques et circuits intégrés. Les HT12 seront, de préférence, montés sur (de bons) supports. La platine de l'émetteur comporte un certain nombre de diodes à monter côté « pistes ». Les diodes de l'émetteur IR pourront être dotées d'un réflecteur pour en accroître la directivité. L'auteur a monté sa télécommande de point dans un boîtier HH1 (Maplin) qui dispose de suffisamment de place pour recevoir un connecteur pour 2 piles R6 alcalines rechargeables.

RÉGLAGE

Le seul réglage requis consiste au positionnement de l'ajustable P1 en vue de compenser la résistance induite par les commutateurs analogiques. Voici comment procéder :

- Installer le cavalier JP2. Ceci interconnecte la résistance de 4k Ω 7 du rail commun du réseau à la masse (0 V).
- Brancher un multimètre numérique mis dans le calibre lui permettant de mesurer une résistance de 7 050 Ω entre les broches de sortie 2 et 3 du connecteur XLR. Alimenter le récepteur/décodeur et choisir le code 4 « Stop » de la télécommande de poing.
- Jouer sur l'ajustable pour lire 7 050 Ω sur le multimètre.
- Couper l'alimentation, débrancher le multimètre et enlever le cavalier JP2.
- Connecter le récepteur/décodeur au MZ-R30 et tester l'ensemble des fonctions.

(990050-1)

Texte : J. Buiting

Technique : L. Lemmens

Tableau 1. Code de la télécommande pour le Walkman MiniDisc.

Fonction:	Résistance:	Code:
Preview/Back	1 000 Ω	1
Next/Forward	3 627 Ω	2
Pause	5 156 Ω	3
Stop	7 050 Ω	4
Volume (-)	8 400 Ω	5
Volume (+)	9 900 Ω	6
Mark	11 900 Ω	7
Mode	14 000 Ω	8
Record	19 500 Ω	9

HT12D

Circuits intégrés
Fonction spéciale



HT12D décodeur de la série 212

Fabricant
Holtek Semiconductor Inc.



Internet: <http://www.holtek.com.tw>

Caractéristiques (HT12D seul) :

- ▶ Tension de service : 2,4 à 12 V
- ▶ Technologie CMOS faible puissance et bonne immunité au bruit
- ▶ Faible courant de veille (*standby*)
- ▶ Peut décoder 12 bits d'information
- ▶ Complémentaire des encodeurs de la série 212 d'Holtek
- ▶ Paramétrage binaire de l'adresse
- ▶ Triple vérification des codes reçus
- ▶ Combinaison numérique adresse/donnée
- ▶ 8 bits d'adresse et 4 bits de données
- ▶ L'oscillateur intégré se satisfait de résistances à tolérance de 5%
- ▶ Indicateur signalant une transmission valide
- ▶ Interfaçage aisé avec un moyen de transmission

HF ou IR

- ▶ Ne requiert qu'un nombre minime de composants externes

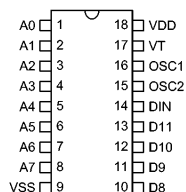
Exemple d'application

Télécommande IR pour Walkman MiniDisc MZ-R30 de Sony, Elektor n° 260, février 2000

Description générale

Le décodeur HT12D est un composant CMOS LSI (*Large Scale Integration*) destiné aux applications de télécommande. Il travaille en tandem avec les encodeurs de la série 212 d'Holtek. Il faut, si l'on veut garantir un fonctionnement correct du système,

8-Address
4-Data



HT12D
-18 DIP
Brochage

Description des broches			
Dénomination	E/S	Connexion interne	Description
A0 à A11	E	NMOS TRANSMISSION GATE	Broches d'entrée pour le paramétrage de A0 à A11. Elles peuvent être forcées de l'extérieur soit à VDD soit à VSS.
D8 à D11	S	CMOS OUT	Broches de sortie de données.
DIN	E	CMOS IN	Broche d'entrée de données sérielles.
VT	S	CMOS OUT	Transmission valide, active au niveau haut.
OSC1	E	OSCILLATOR	Broche d'entrée de l'oscillateur.
OSC2	S	OSCILLATOR	Broche de sortie de l'oscillateur.
VSS	E	—	Ligne d'alimentation négative (GND = Masse).
VDD	E	—	Ligne d'alimentation positive.

HT12A

Circuits intégrés
Fonction spéciale



HT12A encodeur de la série 212

Fabricant
Holtek Semiconductor Inc.



Internet: <http://www.holtek.com.tw>

Caractéristiques (HT12A seul) :

- ▶ Tension de service : 2,4 à 5 V
- ▶ Technologie CMOS faible puissance et bonne immunité au bruit
- ▶ Faible courant de veille (*standby*) : 0,1 μ A (typique) à VDD = 5 V
- ▶ Porteuse à 38 kHz en tant que médium de transmission IR
- ▶ Complémentaire des décodeurs de la série 212 d'Holtek
- ▶ Transmission minimum : 1 mot
- ▶ L'oscillateur intégré se satisfait de résistances à tolérance de 5%

- ▶ Le code de données présente une polarité positive
- ▶ Ne requiert qu'un nombre minime de composants externes
- ▶ Disponible en boîtier DIP à 18 broches ou SOP à 20 broches

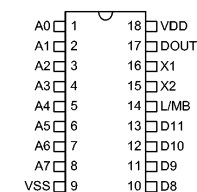
Exemple d'application

Télécommande IR pour Walkman MiniDisc MZ-R30 de Sony, Elektor n° 260, février 2000

Description générale

Les encodeurs de la série 212 HT12A et HT12E sont des composants CMOS LSI (*Large Scale Integration*)

8-Address
4-Data



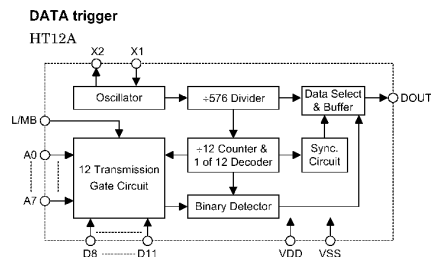
HT12A
-18 DIP
Brochage

Description des broches (HT12A seul)			
Dénomination	E/S	Connexion interne	Description
A0 à A7	E	CMOS IN, pull-high	Broches d'entrée pour le paramétrage de A0 à A7. Elles peuvent être forcées de l'extérieur soit à VSS soit laissées en l'air.
D8 à D11	E	CMOS IN, pull-high	Broches d'entrée pour le paramétrage des données D8-D11 et de validation de la transmission. Elles peuvent être forcées de l'extérieur soit à VSS soit laissées en l'air.
DOUT	S	CMOS OUT	Sortie de transmission des données sérielles de l'encodeur.
L/MB	E	CMOS IN pull-high	Broche de sélection du format momentané/verrouillé des données. Verrouillé : flottant ou VDD. Momentané : VSS.
OSC1	E	OSCILLATOR 1	Broche d'entrée de l'oscillateur.
OSC2	S	OSCILLATOR 1	Broche de sortie de l'oscillateur.
X1	E	OSCILLATOR 2	Broche d'entrée de l'oscillateur à résonateur 455 kHz.
X2	S	OSCILLATOR 2	Broche de sortie de l'oscillateur à résonateur 455 kHz.
VSS	E	—	Ligne d'alimentation négative (GND = Masse).
VDD	E	—	Ligne d'alimentation positive.



HT12A

Circuits intégrés
Fonction spéciale



Synoptique du HT12A

destinés aux applications de télécommande. Ils sont capables d'encoder une information consistant de N bits d'adresse et de 12 N bits de données. Chaque entrée d'adresse/donnée peut être mise dans l'un des 2 états logiques. Les adresses/données programmées sont transmises accompagnées de bits d'entête (*header*) par le biais d'un véhicule de transmission soit HF soit IR à la réception d'un signal de déclenchement. La possibilité d'opter pour un déclenchement sur données (*DATA Trigger*) du HT12A accroît la flexibilité des encodeurs de la série 2¹² qui peuvent ainsi être utilisés pour de nombreuses applications. Le HT12A met à disposition une porteuse de 38 kHz pour les systèmes faisant appel à l'infrarouge.

Description fonctionnelle

Fonctionnement

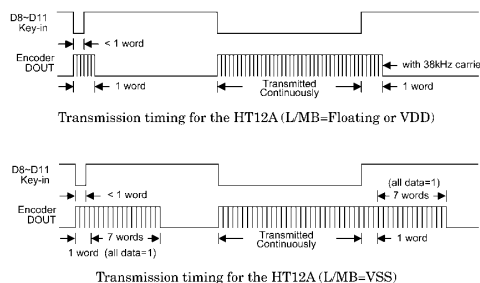
L'encodeur HT12A démarre un cycle de transmission de 4 mots à la réception d'un signal de validation de transmission (D8 à D11, actif au niveau bas). Ce cycle s'auto-répète tant que le valideur de transmis-

sion (D8 à D11) est maintenu au niveau bas. Dès que le valideur de transmission repasse au niveau haut la sortie de l'encodeur complète son cycle final puis s'arrête, comme l'illustre le chrono-diagramme de transmission représenté ci-contre.

Mot d'information

Si L/MB = 1 le composant se trouve en mode de verrouillage (pour une utilisation avec les décodeurs de données du type à verrouillage (*latch*)). En cas de levée de la validation de transmission en cours d'une transmission la broche DOUT complète l'émission d'un mot et s'arrête ensuite. À l'inverse, si L/MB = 0, le composant se trouve en mode Momentané (pour une utilisation avec les décodeurs de données du type momentané).

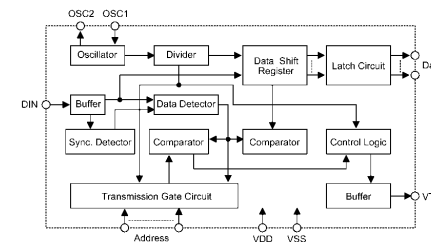
En cas de levée de la validation de transmission en cours d'une transmission la broche DOUT complète l'émission d'un mot pour ajouter ensuite 7 mots comportant tous le code de donnée « 1 ».



Chrono-diagramme de transmission du HT12A (L/MB = VSS)

HT12D

Circuits intégrés
Fonction spéciale



Synoptique du HT12D

opter pour une paire encodeur/décodeur ayant le même nombre d'adresses et aux formats de donnée identiques.

Les décodeurs reçoivent les adresses et données sous forme sérielle fournies par un encodeur programmé de la série 2¹², informations transmises par le biais d'une porteuse travaillant en HF ou en InfraRouge (IR). Ils procèdent, continuellement, à une triple comparaison des données sérielles en entrée avec leur propre adresse locale. En l'absence de codes erronés ou incompatibles, les codes des données d'entrée sont transférés vers les broches de sortie.

La broche VT (*Valid Transmission*) passe au niveau haut pour signaler la validité de la transmission.

Le décodeur HT12D est en mesure de décoder une information consistant en N bits d'adresse et 12 N bits de données. Le paramétrage du HT12D est tel que ce circuit fournit 8 bits d'adresse et 4 bits de données.

miers bits des périodes de code comme des adresses et les 12 N derniers bits comme des données, le facteur N représentant le nombre du code d'adresse. Un signal sur la broche DIN active l'oscillateur qui, à son tour, décode les adresses et données entrantes.

Les décodeurs vérifient ensuite, 3 fois, à la suite, les adresses reçues. Si les codes d'adresse reçus coïncident avec le contenu de l'adresse locale du décodeur les 12 N bits de données sont décodés en vue d'activer les broches de sortie, la broche VT étant mise au niveau haut pour signaler la validité de la transmission. Ceci restera le cas jusqu'à la réception d'un code d'adresse incorrect ou l'absence pure et simple de signal.

La sortie de la broche VT ne reste au niveau haut que si la transmission est valide; elle se trouve sinon au niveau bas pour le reste du temps.

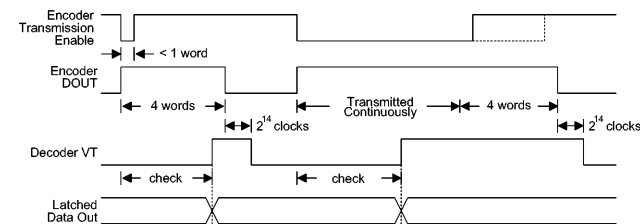
Description fonctionnelle

Fonctionnement

Le décodeur HT12D reçoit des données qui lui sont transmises par un encodeur et interprète les N pre-

Type de sortie

Le HT12D possède 4 broches de données du type verrou dont les données ne changent pas jusqu'à réception de nouvelles données.



Chrono-diagramme du HT12D

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.



Le site Elektor nouveau

Je trouve qu'il est temps qu'Elektor renouvelle son site Internet. J'ai été heureusement surpris de découvrir une nouvelle page d'accueil. Belle présentation. Je trouve plus important encore la création d'un forum (newsgroup) et d'une chatroom. Il m'arrive de temps en temps de souhaiter communiquer avec d'autres amateurs d'électronique. Et c'est justement au niveau de l'électronique que nombre de projets capotent lorsque l'on se trouve confronté à des problèmes dont on ne connaît pas la solution. Une page de forum et une possibilité de discussion seraient des extensions fort appréciées.

R. Manthei (par E-mail)

La rédaction ne peut qu'opiner affirmativement de la tête.

(La rédaction)

FAQs concernant le nouveau site Internet

Quelle est l'adresse de la nouvelle page d'accueil ?

Nous avons ouvert l'accès au site Elektor nouvelle mouture le 13 décembre dernier. Depuis lors, le serveur dont l'adresse est www.elektor.presse.fr présente la page d'accueil nouvelle version. Si vous continuez de voir apparaître sur votre écran l'ancienne présentation (page bleue) il est fort probable que votre browser a stocké la page d'accueil du site Elektor dans son cache et qu'il la cherche à cet endroit. Pour actualiser le site, vous pouvez cliquer sur le bouton « Reload » voire « ». Si ceci ne change rien à l'aspect de la page, il vous faudra effacer le contenu du cache. Cette option se trouve dans le menu « Options » de la plupart des browsers.

Où puis-je, en tant qu'abonné à Elektor, trouver le code d'accès et le mot de passe pour entrer dans la rubrique « Téléchargement » ?

Si vous ouvrez la page « Réserver

aux abonnés » vous trouverez dans le texte en haut de page les indications où trouver les éléments requis pour l'accès à cette rubrique réservée aux abonnés : les abonnés à Elektor trouveront sur la page « Abonnement » de leur magazine les code d'accès et mot de passe requis ; ils sont valables jusqu'à la fin du mois de publication du magazine concerné. Chaque nouveau numéro donnera une nouvelle paire de code d'accès + mot de passe.

À quel moment dois-je entrer le code d'accès et le mot de passe pour le téléchargement ?

La page « Réserver aux abonnés » montrant les fichiers téléchargeables est accessible librement. La question du code d'accès et du mot de passe ne se pose que lorsque vous voulez effectuer un téléchargement de l'un (ou de plusieurs) des fichiers proposés à cet endroit et que vous activez à cet effet le bouton « Download » situé à la droite du fichier concerné.

Ne trouvez-vous pas qu'une vitesse de téléchargement légèrement inférieure à 1 Kb/s est sur le bord faible ?

Indiscutablement ! Mais cela dépend également de la vitesse de votre modem, celle de votre propre fournisseur d'accès (provider) et de l'heure à laquelle vous surfez. Si vous avez un modem 33k6 ou 56k, vous devriez atteindre des vitesses de transfert sensiblement plus élevées. Cependant, lors du lancement de notre nouveau site, le nombre de lecteurs d'Elektor curieux (ce dont nous nous réjouissons bien entendu) n'a pas manqué d'avoir une conséquence sensible sur la vitesse du serveur. Depuis lors la situation s'est stabilisée bien que la demande soit encore très importante.

Dès lors que je tente de télécharger le fichier d'une platine mon browser affiche une page vide et il ne se passe plus rien. Avez-vous un problème ou les téléchargements ne sont-ils pas encore prêts ?

Les téléchargements sont parés en ce qui nous concerne, et sont parfaitement fonctionnels. Le problème que vous rencontrez peut avoir différentes causes :

1. Le serveur peut avoir, tout au début, été surchargé par une demande trop importante. Votre page vide aurait dû, au bout d'un certain temps, se remplir. Depuis lors les temps de transfert doivent être redevenus standards.

2. Le Plug-In du Reader d'Acrobat ne fonctionne pas comme il le devrait sur votre ordinateur. Vous pouvez le vérifier à l'aide de la procédure suivante : cliquer le bouton droit de votre souris sur l'un des boutons « Download » et choisissez l'option « Save target as ». Vous pouvez ensuite désigner un répertoire quelconque où stocker le fichier. Si cette opération se fait correctement il est fort probable que votre ordinateur ne sache pas quoi faire des fichiers à l'extension .pdf et qu'il se plante à ce niveau. Il vous faut dans ce cas-là, réinstaller Le Reader d'Acrobat et vérifier le paramétrage de votre browser.

Ne serait-il pas possible de prévoir une possibilité de téléchargement de la table des matières telle qu'elle apparaît dans le numéro de décembre au format .pdf ?

Nous avons prévu cette possibilité dès la seconde semaine de décembre. Vous trouverez cette table des matières annuelle dans la rubrique « Téléchargements » que dans celle baptisée « Numéros actuels » à la position correspondante du sommaire du numéro de décembre 1999 (12/99). Nous prévoyons de mettre en route, très prochainement, sous le bouton « Index des magazines » notre moteur de recherche EIT (Elektor Item Tracer) permettant une recherche au niveau des noms d'articles et bien d'autres repères.

Pourquoi ai-je affichage d'un message d'erreur lors de la saisie du code d'accès ?

Il se peut que vous ayez interverti le mot de passe et le code d'accès et le mot de passe ou que

vous vous soyez trompé lors de leur entrée. Cela peut également être dû à une surcharge du serveur (nous l'avons constaté une unique fois lors de nos tests de fonctionnement), mais peu de temps après tout était à nouveau O.K. Cela peut également être dû à Votre browser, encore que cela ne soit guère probable, sachant que nous avons testé l'accès au serveur tant sous Netscape que sous l'Internet Explorer et cela jusqu'à la version 3 de ces produits. Si vous avez des problèmes d'accès persistants, faites-nous savoir par E-mail à l'adresse redaction@elektor.presse.fr la version du browser que vous utilisez.

Le logiciel de dessin de FPGA d'Atmel

Je me suis beaucoup réjoui de trouver un CD-ROM d'Atmel avec votre numéro de novembre. J'ai malheureusement dû constater, après l'installation du programme, que le fichier de licence qui s'y trouve est périmé à partir du 1.10.99 et que les Tools d'Everest cessent de coopérer. Que s'est-il passé ?

Stefan Falcke (par E-mail)

*Il nous faut reconnaître qu'il semble que lors de la production de ce CD-ROM, Atmel n'a pas pensé à la date de validité de ce fichier. Il est possible de télécharger un fichier d'actualisation (update) des Tools d'Everest à l'adresse Atmel.com -> FPGA -> software qui permet une utilisation plus longue. Il n'est malheureusement pas possible de faire autrement que de chercher cette actualisation d'EDS jusqu'à l'apparition d'un nouveau CD-ROM d'Atmel avec la version 7.0 d'IDS (ce CD-ROM comportera également la version la plus récente de Everest-EDS). La source de ce nouveau CD-ROM (lorsqu'il sera disponible) sera la même que celle du Starter Kit (www.kanda.com, voire www.ineltek.com).
(La rédaction)*

implémentation du bus I²C

nouvelles instructions pour BASIC MCS-51

BASIC MCS-51 jouit d'une grande faveur mais trahit son âge par l'absence d'instruction de pilotage du bus I²C. Il est heureux que cette variante de BASIC permette d'incorporer facilement des instructions « maison ».

projet : Hans-Jürgen Böhling

Lorsque, il y a plus d'une douzaine d'années, les ingénieurs de développement travaillant chez Intel présentaient au public l'interpréteur BASIC 8052-AH sur microcontrôleur programmable par masquage, utilisé jusque là à titre expérimental, la communication par bus I²C faisait tout juste ses premiers pas. On a donc bien sûr omis de se pencher sur les instructions de commande d'un bus I²C.

Il est bien sûr possible de programmer la communication avec le bus I²C en se servant des instructions disponibles car le cahier des charges du bus I²C ne spécifie pas de fréquence d'horloge minimale. S'il ne s'agit que de communiquer avec quelques composants I²C, il est facile d'inclure les sous-programmes *Send Byte*, *Get Byte*, *Start* et *Stop* du **listing 1** dans un programme. Ces sous-programmes se servent du port P1.6 comme liaison sérielle de données SDA et du port P1.5 comme liaison sérielle d'horloge SCL. Les circuits externes du microcontrôleur se limitent aux 4 composants de la **figure 1**. Mais la vitesse de ces « instructions » laisse fortement à désirer.

Le jeu d'instructions de BASIC MCS-51, débarrassé entre-temps de la carapace rigide du microcontrôleur spécial, et dont de nombreuses variantes ont été utilisées à maintes reprises dans des

```

10 REM *****
20 REM * I2C-Communication with MCS-51-BASIC *
30 REM * over Ports 1.5 (SCL) and 1.6 (SDA) *
40 REM *
50 REM * (C) H.-J. Boehling 07.29.99 *
60 REM * www.germany.net/teilnehmer/101.107378 *
70 REM * www.isis.de/members/~boehling *
80 REM *****
90 REM
100 CLKL=0DFH : CLKH=20H : DATL=0BFH : DATH=40H
110 REM +++ I2C Test +++++
120 REM This test sends out value 0 to 255 to a PCF8574 and read it back
130 ADDR=040H : REM I2C address
140 FOR BYTEOUT=0 TO 255
150 GOSUB 270
160 IF (ACK.OR.OUT)>0 THEN 220
170 GOSUB 350
180 IF (ACK.OR.OUT)>0 THEN 220
190 PRINT "Read back:",BYTEIN
200 NEXT
210 GOTO 130
220 REM +++ I2C Transmission error +++++
230 GOSUB 810 : REM Stop condition
240 IF ACK>0 THEN PRINT "ACK failed!"
250 IF OUT>0 THEN PRINT "Time out!"
260 GOTO 150
270 REM *** Send Data to I2C *****
280 GOSUB 730 : REM Start condition
290 BOUT=ADDR.AND.0FEH : REM Set write mode
300 GOSUB 420 : REM Send address out
310 BOUT=BYTEOUT
320 GOSUB 420 : REM Send byte out
330 GOSUB 810 : REM Stop condition
340 RETURN
350 REM *** Read Data from I2C *****
360 GOSUB 730 : REM Start condition
370 BOUT=ADDR.OR.1 : REM Set read mode
380 GOSUB 420 : REM Send address out
390 GOSUB 580 : REM read byte in
400 GOSUB 810 : REM Stop condition
410 RETURN
420 REM === I2C Send Byte =====
430 BIT=80H : WERT=0.5
440 FOR I=1 TO 8
450 SDA=(BOUT.AND.BIT)*WERT : REM Set data to bit of byte
460 BIT=BIT/2 : WERT=WERT+WERT : REM Set pointer to next bit
470 GOSUB 860 : REM Make clock low
480 PT1=PORT1.AND.DATL : PORT1=PT1.OR.SDA : REM Send bit out
490 GOSUB 890 : REM Make clock high
500 NEXT
510 REM -- Get ACK -----
520 GOSUB 860 : REM Make clock low
530 GOSUB 950 : REM Make data high
540 GOSUB 890 : REM Make clock high

```

projets Elektor, peut être étendu plus facilement que celui de la majorité des langages évolués. L'auteur a donc pu implémenter les mêmes sous-programmes sous forme d'instructions BASIC MCS-51, ce qui permet d'atteindre une fréquence d'horloge d'environ 40 kHz. L'utilisation des 4 nouvelles instructions : *I2CPUT*, *I2CGET*, *I2CSTART* et *I2CSTOP* constitue presque un jeu d'enfant et se trouve à l'adresse 40_H de la partie « communication avec un PCF8574 » du **listage 2** *I2C Communication Test*. Le programme écrit les valeurs de 0 à 255 dans le composant E/S et les relit par l'intermédiaire du bus I²C.

Le listage du reste des instructions source qui se trouve sur la disquette **EPS006006-1** ou dans la zone de téléchargement du site Elektor (www.elektor.presse.fr) doit être assemblé dans un fichier HEX au moyen d'un programme d'assemblage croisé avant de pouvoir être gravé dans une EPROM de 16 Ko avec l'assembleur BASIC d'origine. Nous recommandons le programme d'assemblage croisé du domaine public (Freeware) *ASEM-51* de W. W. Heinz. L'EPROM peut aussi être gravée directement sur la carte (*on board*) lorsque le matériel du système BASIC MCS-51 le permet. Il faut disposer alors du programme *EPROM-MER.LIS*. Ces deux programmes sont disponibles gratuitement sur le site Internet de l'ordinateur de commande BASIC

80C32

Texte : Rolf Gerstendorf
Technique : Karl Walraven

Bibliographie :

Le manuel du bus I²C
Éditions Publitrone/Elektor, 1995

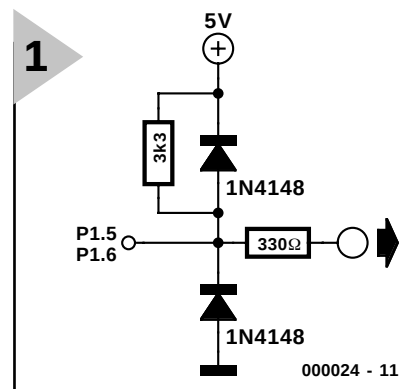
```

550 ACK=PORT1.AND.DATH : REM If data is high ACK failed
560 GOSUB 860 : REM Make clock low
570 RETURN
580 REM === I2C Get Byte =====
590 BYTEIN=0 : WERT=0.5
600 FOR I=1 TO 8
610 GOSUB 860 : REM Make clock low
620 GOSUB 950 : REM Make data high
630 GOSUB 890 : REM Make clock high
640 SDA=(PORT1.AND.DATH)/WERT : REM Read data...
650 BYTEIN=BYTEIN.OR.SDA : REM ...to bit of byte
660 WERT=WERT+WERT : REM Set pointer to next bit
670 NEXT
680 REM -- Do ACK -----
690 GOSUB 860 : REM Make clock low
700 GOSUB 920 : REM Make data low to set ACK ok
710 GOSUB 890 : REM Make clock high
720 RETURN
730 REM === I2C Start condition =====
740 OUT=0 : REM Reset time out counter
750 GOSUB 950 : REM Make data high
760 GOSUB 890 : REM Make clock high
770 IF OUT=3 THEN 800 : REM Wait 3 times for clock and data high
780 IF (PORT1.AND.60H)<>60H THEN OUT=OUT+1 : GOTO 770
790 GOSUB 920 : REM Make data low (start condition)
800 RETURN
810 REM === I2C Stop condition =====
820 GOSUB 920 : REM Make data low
830 GOSUB 890 : REM Make clock high
840 GOSUB 950 : REM Make data high
850 RETURN
860 REM -- Set Port 1.5 (SCL) to Low -----
870 PT1=PORT1.AND.CLKL : PORT1=PT1
880 RETURN
890 REM -- Set Port 1.5 (SCL) to High -----
900 PT1=PORT1.OR.CLKH : PORT1=PT1
910 RETURN
920 REM -- Set Port 1.6 (SDA) to Low -----
930 PT1=PORT1.AND.DATL : PORT1=PT1
940 RETURN
950 REM -- Set Port 1.6 (SDA) to High -----
960 PT1=PORT1.OR.DATH : PORT1=PT1
970 RETURN

```

Listage 1. I²C avec MCS-51-BASIC.

Figure 1. Connexions de port vers les lignes de bus I²C.



000024 - 11

Listage 2. Utilisation des 4 nouvelles instructions.

```

10 REM *****
20 REM * I2C Communication Test *
30 REM * (C) H.-J. Boehling 08.29.99 *
40 REM *****
50 ADDR=40H
60 FOR I=0 TO 255
70 PRINT I,
80 REM ===== I2C Write =====
90 I2CSTART
100 IF DBY(18H)=0 I2CPUT (ADDR) ELSE 260
110 IF DBY(18H)=0 I2CPUT (I) ELSE 260
120 I2CSTOP
130 REM ===== I2C Read =====
140 I2CSTART
150 IF DBY(18H)=0 I2CPUT (ADDR.OR.1) ELSE 260
160 IF DBY(18H)=0 I2CGET B ELSE 260
170 PRINT B
180 I2CSTOP
190 NEXT
200 REM ===== Wait for key =====
210 K=GET : IF K>0 THEN 210
220 PRINT "Weiter?"
230 K=GET : IF K=0 THEN 230
240 GOTO 60
250 REM ===== I2C Error =====
260 STATUS=DBY(18H)
270 FOR J=1 TO 3 : I2CSTOP : NEXT
280 IF STATUS.AND.2=2 THEN PRINT "Time out error!"
290 IF STATUS.AND.4=4 THEN PRINT "Busy error!"
300 IF STATUS.AND.8=8 THEN PRINT "No acknowledge error!"
310 GOTO 90

```

Des commandes par touches emberlificotées et un pilotage par souris alambiqué peuvent faire perdre toute envie de jouer aux plus beaux jeux que connaisse le PC. L'idéal serait de combiner une manipulation évidente « à la Nintendo 64 » à la puissance du PC. Cet article nous montre comment connecter un contrôleur N64 au port jeux d'un PC.

projet : Kurt Schuster

N64C²PC

pilotez vos jeux PC
par manette de Nintendo 64



Notre N64C²PC, permet, comme l'indique sa dénomination cryptique, la connexion d'un contrôleur de Nintendo 64 (N64C), combinaison d'un manche de commande et d'une série de boutons, extrêmement populaire et d'une qualité inégalée et au prix étonnamment abordable, au port jeux d'un PC (d'où le ²PC qui se dit *to PC*) –ou encore à celui dont sont dotés la plupart des cartes-son actuelles– sans qu'il ne soit nécessaire d'installer quelque pilote additionnel que ce soit. Vous pourrez dès alors, jouer à vos jeux préférés en utilisant un contrôleur N64 tombant parfaitement dans la main plutôt qu'en vous abîmant les doigts sur un clavier et/ou les poignets (Attention : MRI !) sur une souris de PC.

Ce que propose le contrôleur de N64...

On découvre au cœur dudit contrôleur, outre une série de commutateurs à film plastique, une unité optique analogique précise dont le fonctionnement est proche de celui d'une souris. L'ensemble de commande donne, sur interrogation, les états des commutateurs et de l'unité

analogique, la communication se faisant de façon bidirectionnelle par le biais d'une ligne unique qui présente, au repos, un niveau haut. Cela signifie que cette ligne sert tout autant à l'émission d'instructions vers le contrôleur qu'à la réception des données requises en provenance de ce dernier. Il faut, pour que le contrôleur fournisse des données, commencer par lui envoyer un octet de commande. On peut, si la ligne de liaison est libre, ce qui, nous le disons, se traduit par l'existence prolongée d'un niveau haut, procéder à la transmission de l'octet de commande; le contrôleur répond à l'émission d'un \$01, en donnant les informations d'état de tous les boutons et la position du manche de commande analogique. La transmission d'un bit requiert, tant à l'émission qu'à la réception, 4 μ s, un niveau bas prenant la forme de 3 μ s de niveau bas + 1 μ s de niveau haut, un niveau haut le format inverse à savoir 1 μ s de niveau bas suivie de 3 μ s de niveau haut. On peut, si l'on veut, lors de l'émission d'un octet de commande, retarder quelque peu la réponse, laisser le dernier bit transmis traîner quelque peu au niveau bas, le pro-

chain niveau haut se traduisant ensuite par une réponse dans les 2 à 3 μ s qui suivent. Cette durée de réponse n'est pas constante sachant que le contrôleur et notre N64C²PC, disposant chacun de leur horloge propre, travaillent en mode asynchrone. Un premier prototype à base de 8051 cadencé à 12 MHz (ce qui se traduit par une durée de cycle de 1 μ s) apparut ne pas être suffisamment rapide pour s'accommoder de la chronologie critique du contrôleur N64. Ce ne fut qu'avec un microcontrôleur du type AT89C2051-24PC de l'écurie Atmel, cadencé à 24 MHz lui, que la communication put se faire de façon stable. Puisque nous en sommes à parler du matériel, dont on retrouve d'ailleurs le schéma en **figure 1**, on constate que le reste de l'électronique se résume à quelques résistances de limitation de courant et à une paire d'horloges. La raison en est simple : les seuls quartz 24 MHz que l'on puisse trouver, sont, en règle générale, des modèles à résonance-série. Un tel quartz, qui ne travaille pas à sa fréquence fondamentale, est inutilisable dans le présent montage ! On pourra, s'il s'avérait impossible de mettre la main sur un quartz 24 MHz travaillant à sa fondamentale, utiliser un module d'oscillateur à quartz 24 MHz (cf. la liste des composants).

Revenons à la communication : la réponse à un \$01 prend la forme d'une série de 4 octets constituant l'information d'état du contrôleur, bit de poids fort (MSB = **M**ost **S**ignificant **B**it), comme l'illustre le **tableau 1**, en premier.

... n'est pas ce qu'attend le port jeux

Une manette de jeu de PC dans sa forme la plus simple ne requiert pas d'élément de commutation actif, les

2 boutons prenant la forme de contacts simples vers la masse. Le port jeux du PC –ou la carte-son qui s'y substitue– procède à une interrogation rudimentaire pour savoir si lesdits boutons se trouvent au niveau haut ou au niveau bas.

Dans le cas d'une manette de commande analogique les choses se compliquent quelque peu. La manette prend la forme physique d'une paire de potentiomètres (X et Y) dont la résistance est de l'ordre de 100 k Ω , ces potentiomètres se trouvant à la tension d'alimentation. On charge, par le biais de ces potentiomètres, des condensateurs se trouvant sur la carte, composants montés de façon à déterminer la pseudo-période de multivibrateurs monostables dont ils font partie. On peut, à partir du rapport cyclique du monostable, déterminer les positions des potentiomètres. On a, selon le cas, commande ou interrogation simultanée de toutes les unités analogiques. Un port jeux de PC classique permet la connexion de 2 manettes de jeu, ce qui se traduit par la présence de 4 entrées « numériques » et autant d'entrées analogiques. Il arrive, rarement d'ailleurs, qu'il ne soit possible de ne brancher qu'une manette de jeu au port jeux de certains PC.

La conjonction de 2 mondes

Il n'est pas sorcier de se rendre compte que ces 2 mondes ne sont pas faits, au départ, pour s'entendre sans autre forme de procès. L'interrogation des valeurs d'état du contrôleur N64 et leur traitement ne devrait pas poser de problème, mais comment faire, sans avoir besoin d'une électronique complexe, pour commander le port jeux du PC ? La commande des boutons peut, elle, se faire relativement facilement, vu qu'il suffit de placer, à intervalle régulier, les bits importants du contrôleur N64 sur des lignes du microcontrôleur.

Comment les choses doivent-elles se passer dans le cas des valeurs numériques du manche de commande analogique ? Une astuce peut nous sortir d'embarras : le microcontrôleur (de l'interface) attend un niveau bas de courte durée sur l'une des lignes des potentiomètres ce qui correspond à la décharge cyclique du condensateur de la carte de port de jeux du PC. À partir de cet instant, le microcontrôleur force toutes les lignes des potentiomètres au niveau bas, ce qui bloque toute charge des condensateurs et démarre son temporisateur (*timer*).

En fonction de la position du manche analogique du contrôleur N64 les dif-

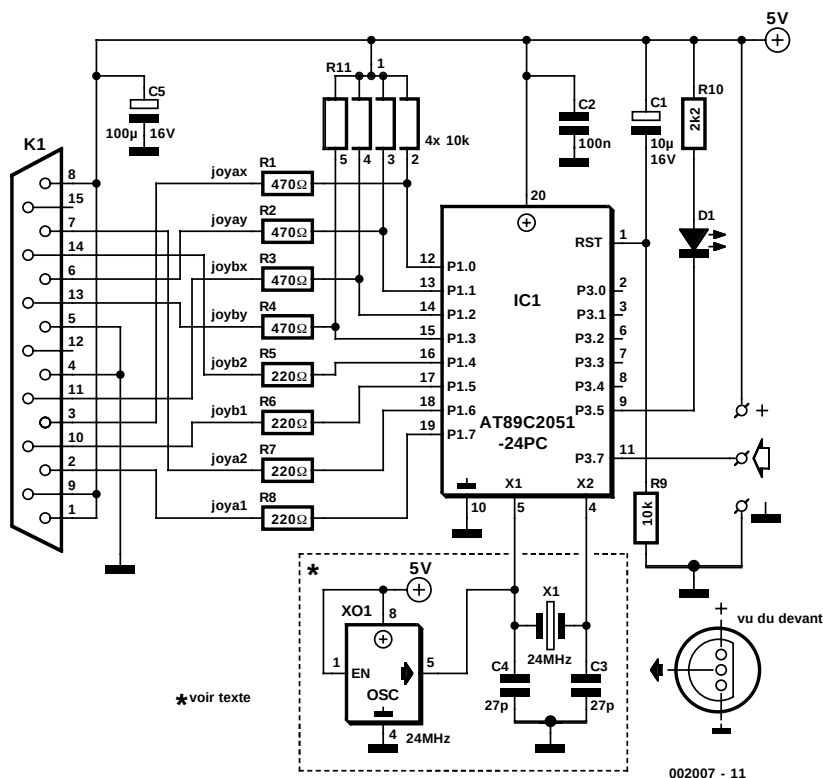


Figure 1. Un microcontrôleur, quelques résistances et un oscillateur, voici la recette de notre « intercalaire ».

férentes lignes des potentiomètres passent l'une après l'autre, à un moment donné, au niveau haut, le condensateur correspondant se chargeant rapidement par le biais de la sortie du microcontrôleur. Le multivibrateur correspondant donne la position imaginaire du potentiomètre. On pourrait, à l'aide d'un oscilloscope, découvrir aux sorties correspondantes du AT89C2051, un signal MLI (à **Modulation en Largeur d'Impulsion**, PWM pour **Pulse Width Modulation** en anglais) d'une période de quelque 840 μ s et possédant un rapport cyclique variant, en fonction de la position du potentiomètre, entre 50 et 90%. La position médiane d'un potentiomètre se traduit par un rapport cyclique de 70%.

Du détail au programme

Le programme, code-source compris, vous sera proposé sous peu, sur le site Internet d'Elektor, à l'adresse www.elektor.presse.fr, dans la rubrique **téléchargements**. Il vous est également possible, si vous ne voulez pas vous frotter à la programmation du microcontrôleur, de l'acheter tout programmé auprès des adresses habituelles (dont Publitronic).

Une fois la pile du microcontrôleur et les 2 temporisateurs initialisés, démarrés et l'inhibition de leurs interruptions levée, on se trouve au coeur de la

boucle principale du programme. On commence par fixer la chronologie du manche A (unité analogique) dans la routine *prepajoyt* et du manche B dans *prepbjoyt* (respectivement croix et boutons C). Les temporisateurs T0 et T1 concernent la chronologie du manche A, T0 pour l'axe des X, T1 pour celui des Y. T0 se charge en outre du mode *Timeout* qui évite que le pro-

Tableau 1. Information d'état sérielle du contrôleur N64.

Byte 1	
Bit 7	bouton A
Bit 6	bouton B
Bit 5	bouton Z
Bit 4	bouton Start
Bit 3	Up de la croix
Bit 2	Down de la croix
Bit 1	Left de la croix
Bit 0	Right de la croix
Byte 2	
Bit 7	inconnu, toujours à 0
Bit 6	inconnu, toujours à 0
Bit 5	bouton L
Bit 4	bouton R
Bit 3	Up du combiné C
Bit 2	Down du combiné C
Bit 1	Left du combiné C
Bit 0	Right du combiné C
Byte 3	
X du manche analogique	
Byte 4	
Y du manche analogique	

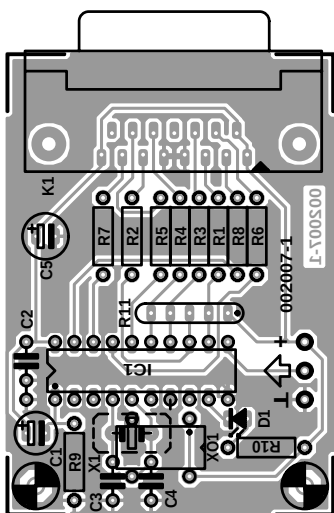


Figure 2. La platine de l'adaptateur N64/PC.

gramme ne se plante dans une boucle d'interrogation sans fin en cas de déconnexion brutale du contrôleur N64 ou d'un mauvais contact (intermittent). Si cette situation se présentait, il deviendrait impossible de réinitialiser un contrôleur N64 rebranché sans avoir auparavant procédé à une réinitialisation manuelle du microcontrôleur.

La totalité du programme est synchronisée avec l'ensemble le plus lent et le moins flexible, le port jeu du PC. L'instruction *jnb JOYAX,** attend la décharge du condensateur. Lorsque la carte des ports jeux a terminé ce processus, le microcontrôleur remet les 4 lignes des potentiomètres JOYAX/Y et JOYBX/Y au niveau bas et démarre les temporisateurs T0 et T1 pour JOYAX/Y qui sont attribués au manche analogique.

À ce niveau aussi, ce sont des valeurs analogiques que l'on attend, de sorte qu'en l'absence de temporisateurs additionnels dans le microcontrôleur, c'est la routine *joybtiming* qui prend la chronologie à son compte. Le port jeu reçoit, au travers de quelques NOP (**No OPeration**) et boucles imbriquées, les informations dont il a besoin.

Les lignes JOYBX/Y sont remises au niveau haut après mesure du temps. Il est également prévu, par le biais d'une logique bouton-on/bouton-off simple, la définition d'un déplacement en Y qui ne connaît pas moins de 3 niveaux. On pourra ainsi, s'il faut, pour un jeu donné, utiliser, respectivement la croix et les boutons du combiné C pour les déplacements avant et arrière, et par le biais du bouton L, opter pour l'un des 3 modes de déplacement, à savoir lent, normal et rapide. La plage du rapport cyclique passe ainsi d'un 58 à 78% (valeur par défaut) à 48 à 88 et 40 à 97% dans le dernier cas.

On attend, une fois les 2 temporisateurs

logiciels écoulés, que les temporisateurs matériels T0 et T1 aient, par le biais d'une interruption, fait leur travail. Lorsqu'ils sont eux-mêmes écoulés, la ligne JOYAX/Y se retrouve au niveau haut. Vu que le programme pourrait maintenant se planter facilement dans la partie de programme qui suit en raison de la chronologie critique de cette dernière, l'interruption du temporisateur 0 se voit déclarée, dans la routine *initmtt*, comme étant un signal de détresse de dépassement de durée (*time-out*). Si le contrôleur N64 ne répond pas dans un intervalle de temps déterminé, le programme redémarre. La routine *sendbyteA* envoie l'instruction \$01-informations d'état, l'instruction qui suit, *getbytes* lit ensuite les 4 octets d'état du contrôleur N64. Les octets 1 à 4 atterrissent dans les registres R4 à R7 pour un traitement ultérieur. Avant la lecture de chaque octet on procède à une synchronisation précise au niveau du bit, processus suivi d'une nouvelle désactivation du mode *timeout* du temporisateur 0, les valeurs tout juste saisies étant ensuite traitées à l'intérieur de la routine *handlebuttons*. On respecte le câblage défini dans le **tableau 2**.

Une action répétitive sur le bouton L se traduit par un changement, en 3 étapes, de la vitesse de déplacement des boutons C/B-up/down. Une fois les boutons sont évalués et leurs états transmis au port jeux du PC, on a redémarrage de la boucle à son début avec évaluation des valeurs de la manette analogique prises en compte. La routine *calctiming* convertit et échelonne ces valeurs en cycles de processeur, pour les fournir aux temporisateurs matériels et logiciels au cours du cycle suivant, qui débute par la décharge du condensateur.

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4 = 470 Ω

R5 à R8 = 220 Ω

R9 = 10 k Ω

R10 = 2k Ω 2

R11 = réseau SIL de 4 x 10 k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/16 V vertical

C2 = 100 nF

C3,C4 = 27 pF (*)

C5 = 100 μ F/16 V vertical

Semi-conducteurs :

D1 = LED à faible courant

IC1 = AT89C2051-24PC (programmé, EPS006504-1)

Divers :

K1 = embase sub D à 15 broches
encartable mâle en équerre

X1 ou XO1 = quartz 24 M MHz
(fondamentale) ou oscillateur à quartz
24 MHz (Seiko-Epson SG531P-24MHz) (*)

Gam(in)e(rie)s

Il faut, pour pouvoir utiliser la nouvelle manette de jeux sous Win95/98 la déclarer au système. Vous devriez trouver, dans le module *Program/System*, une icône représentant la manette de jeux. Il vous faudra, si tel n'est pas le cas, installer le module concernant la manette de jeux (*Joystick*). La solution la plus simple consiste à ajouter (*Add*) une nouvelle manette de jeux (à 4 axes et 4 boutons).

On vérifie ensuite, par une calibration (*Calibration*), que les boutons Up/Down de la croix et les boutons correspondants du combiné C permettent, par une action sur le bouton L, de passer à la vitesse la plus élevée (reconnaisable par le « débattement » maximum à l'écran). On sauvegarde ensuite

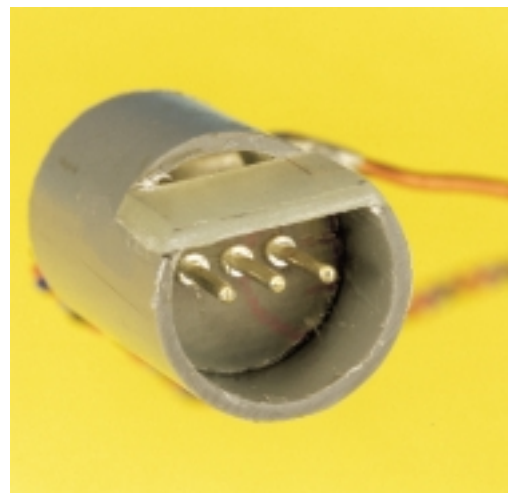


Figure 3. Voici comment contourner des problèmes de connexion.

cette configuration en lui donnant la dénomination, par exemple, de *N64*. Il arrive que l'on ait besoin de ce nom pour la configuration de l'un ou l'autre jeu. Il suffit, pour jouer à des programmes ludiques (jeux) d'une génération plus ancienne et tournant sous DOS, de procéder à une calibration de la manette de jeux.

Certains jeux, *Unreal* pour ne pas en citer, proposent des configurations complexes pour les manettes de jeux et tiennent à ce qu'on les essaie. Dans d'autres cas, comme avec *HalfLife*, on a besoin d'un petit fichier de configuration de manette qui comporte le paramétrage défini. Le jeu cherche à trouver ce fichier dans un sous-répertoire donné (c:\Sierra\Half-Live\valve par exemple). Les fichiers *Readme* des jeux donnent un certain nombre d'informations. Le **tableau 3** vous propose 2 fichiers de configuration typiques.

Conseils de réalisation

La réalisation du montage en s'aidant de la platine représentée en **figure 2** ne devrait pas poser de problème. Le microcontrôleur prend place sur un support de bonne qualité. Nous avons évoqué, en début d'article, la possibilité de choix entre un quartz et un oscillateur à quartz intégré. Dans le cas de l'utilisation d'un oscillateur intégré on n'implantera ni C3, ni C4 (ni X1 bien évidemment). On risque de rencontrer un problème d'approvisionnement au niveau des connecteurs (différents) des contrôleurs, les embases correspondantes étant difficiles à trouver. Il existe 3 solutions envisageables : on récupère cette embase sur une console N64 défectueuse, on coupe le câble de liaison et on réalise un câble d'adaptation doté d'un connecteur DIN ou Mini-XLR à 3 broches (et de l'autre de l'embase femelle correspondante). On peut aussi, comme l'illustre la **figure 3**, s'aider de 3 picots (diamètre 1,3 mm) auxquels on connecte une petite longueur de câble trifilaire ce qui permet d'attaquer les entrées du AT89C2051. Il est recommandé, pour éviter toute inversion de polarité, de souder les picots à un intervalle de 3,75 mm sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles et de les placer dans une contre-fiche (cf. la photo où nous avons utilisé un morceau de tube de plastique de 3/4"); il est impossible ainsi de se tromper lors de la prise de l'adaptateur dans la ligne reliant le contrôleur au PC tout en garantissant l'intégrité du câble d'origine.

(002007)

Tableau 2. Câblage des signaux entre le N64 et le port jeux du PC.

contrôleur N64	Port de jeux du PC	Ligne
bouton A	bouton 1 du manche A	JOYAB1
bouton B	bouton 2 du manche A	JOYAB2
bouton Z	bouton 1 du manche B	JOYBB1
bouton Start/R	bouton 2 du manche B	JOYBB2
axe des X analogique	X analogique du manche A	JOYAAX
axe des Y analogique	Y analogique du manche A	JOYAAY
C/B left/right	X analogique du manche B	JOYBAX
C/B up/down	Y analogique du manche B	JOYBAY

C = croix, B = boutons du combiné C

Tableau 3. 2 fichiers de configuration de manche de commande typiques.

```
// name joystick.cfg
// analog turn and look version
//
// x analog turn left/right
// y analog look up/down
// C move left/right
// C move forward/backward
// configure in game: A alternate fire, B duck, Z fire, R/Start jump
//
joyname "N64"
joyadvanced 1
joyadvaxisx 4
joyadvaxisy 2
joyadvaxisz 1
joyadvaxisr 3
joyadvaxisu 0
joyadvaxisv 0
joyforwardsensitivity -1.0
joysidesensitivity 1.0
joypitchsensitivity -1.0
joyyawsensitivity -1.0
joyforwardthreshold 0.1
joysidethreshold 0.1
joypitchthreshold 0.1
joyyawthreshold 0.1
joyadvancedupdate
```

Une seconde variante :

```
// name joystick.cfg
// analog turn and move version
//
// x analog turn left/right
// y analog move forward/backward
// C look up/down
// C move left/right
// configure in game: A jump, B alternate fire, Z fire, R/Start duck
//
joyname "N64"
joyadvanced 1
joyadvaxisx 4
joyadvaxisy 1
joyadvaxisz 2
joyadvaxisr 3
joyadvaxisu 0
joyadvaxisv 0
joyforwardsensitivity -1.0
joysidesensitivity 1.0
joypitchsensitivity 1.0
joyyawsensitivity -1.0
joyforwardthreshold 0.1
joysidethreshold 0.1
joypitchthreshold 0.1
joyyawthreshold 0.1
joyadvancedupdate
```

Ce circuit doit sa naissance au besoin qu'eût, un jour, un concepteur d'appliquer manuellement des codes numériques à un circuit de conversion numérique/analogique. Cette électronique fut, ultérieurement, modifiée pour le test d'un interrupteur protégé par un opto-isolateur requérant un circuit de commande à transistors à collecteur ouvert. Le circuit présenté ici combine les avantages de ces 2 « ancêtres ».

projet : Adrian Grace

générateur d'octets

pour la mise à l'épreuve de CNA et de commandes numériques

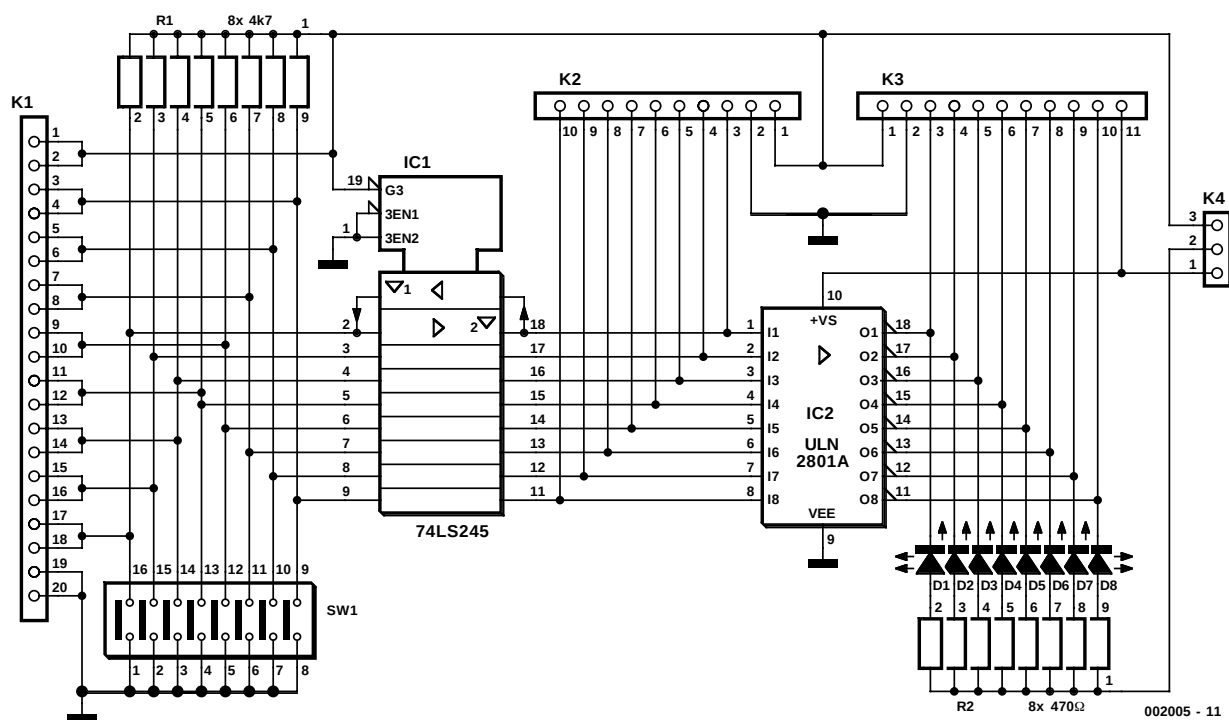


Figure 1. L'électronique du générateur d'octets.

Sur le schéma de la **figure 1**, SW1 est un octuple interrupteur DIL (à 16 broches donc) monté sur un support DIL à 16 broches. Le point commun de cet interrupteur est relié à la masse, les sorties commutables étant elles forcées au +5 V par le biais d'un réseau SIL de 8 résistances de 4kΩ7, R1. Ces lignes attaquent ensuite, après avoir également été dérivées vers K1, qui peut prendre la forme d'une double barrette

autosécable de 10 contacts ou d'une embase DIL à 20 contacts, les entrées de IC1, un 74LS245, monté en tampon. Les sortie de IC1 sont reliés et à l'embase K2 et aux entrées de IC2, un ULN2801A, un circuit de commande à 8 Darlington dotés de sorties à collecteur ouvert. Les sorties de IC2 sont amenées sur l'embase K3. L'activation des contacts de SW1 se traduit par la présence de signaux de sor-

tie TTL sur K2, ou d'une sortie à collecteur ouvert sur K3. Comme nous l'apprend le **tableau 1**, les brochages des embases K2 et K3 sont pratiquement identiques, à la présence près, sur K3, d'un contact supplémentaire, la broche 11. Le ULN2801A, IC2, est doté de diodes de protection internes qui lui permettent la commande de charges inductives telles que des relais. Le point commun de ces diodes internes est amené

Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau SIL de 8 résistances de 4kΩ7
R2 = réseau SIL de 8 résistances de 470 Ω

Semi-conducteurs :

IC1 = 74LS245 ou 74HCT245
IC2 = ULN2801A (Sprague)

Divers :

D1 à D8 = LED à haut rendement 5 x 2 mm
K1 = embase femelle DIL à 2 rangées de 10 contacts
K2 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 10 contacts
K3 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 11 contacts
K4 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 3 contacts + cavalier support tulipe à 16 broches

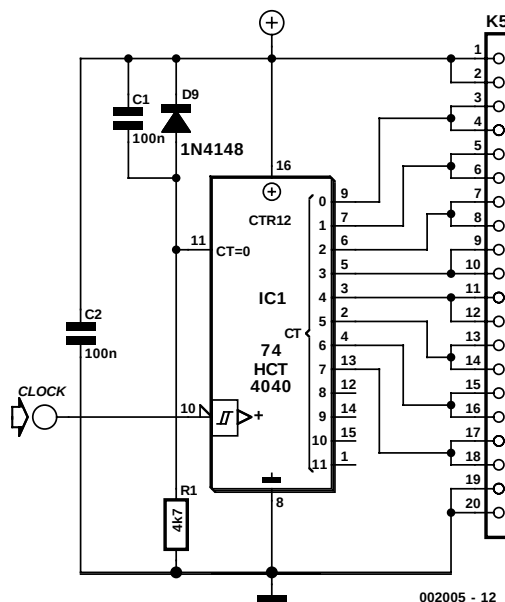


Figure 2. Extension d'horloge optionnelle à brancher sur l'embase K1 du générateur.

à la broche 10 de IC2, ce point devant être relié à la tension d'alimentation de la charge. Cette approche renvoie vers l'alimentation de la charge toute crête inductive qui pourrait naître de la commutation de la charge, protégeant ainsi le reste de l'électronique.

L'alimentation du circuit pourra se faire, en fonction de l'application, par le biais des broches 1 (+5V) et 2 (0 V) de K2 ou K3, ainsi que la broche 11 de K3. L'électronique centrale comporte un indicateur logique rudimentaire. En cas de connexion à K1 du circuit à surveiller, la série de 8 LED connectées aux sorties à collecteur ouvert de IC2 visualisent l'état dudit circuit. L'embase K4 permet de choisir le mode d'alimentation des LED. On mettra un

cavalier entre les broches 2 et 3 pour une alimentation en +5 V et entre les broches 1 et 2 pour une alimentation par source extérieure.

Extensions

Une extension simple permet à ce circuit de travailler avec une source de signal d'horloge externe, cf. le schéma de la **figure 2**.

Si l'on a sorti l'octuple interrupteur DIL de son support (ou que l'on s'est assuré de l'ouverture de tous ses contacts), le circuit principal pourra être piloté par une source d'horloge plutôt que manuellement.

La source d'horloge externe est reliée au circuit principal par le biais d'un câble en nappe à 20 conducteurs. L'auteur a trouvé plus simple d'utiliser un connecteur à 2 rangées de 10 contacts même si cela se traduit par une doublure des 10 lignes de signal, plutôt qu'un connecteur à une

rangée de 10 contacts. Le câble plat est doté d'une paire de connecteurs correspondant aux embases montées sur les 2 platines.

La source d'horloge fait appel à un 74HCT4040, IC1. Il s'agit de la version à sortie TTL du 4040 CMOS standard. 8 sorties séquentielles, Q0 à Q7 (CT0 à CT7), sont véhiculées par le câble plat, les sorties Q8 à Q11 (CT8 à CT11) n'étant pas utilisées. Le réseau R1/C1 effectue une remise à zéro à la mise sous tension de IC1, la diode D9 permettant la décharge de C1 une fois la tension d'alimentation coupée.

La source d'horloge (de niveau TTL) est branchée entre les points GND et CLOCK. On pourra, en fonction de la fréquence requise, envisager de connecter un morceau de câble au point CLOCK en tant que source d'horloge rustique fournissant un signal dérivé du secteur par induction.

(002005-1)

Texte : Jan Buiting

Liste des composants de l'extension d'horloge

Résistances :

R1 = 4kΩ7

Condensateurs :

C1 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D9 = 1N4148
IC1 = 74HCT4040

Divers :

K5 = embase femelle DIL à 2 rangées de 10 contacts
K6a, K6b = câble en nappe à 20 conducteurs doté de 2 connecteurs mâles DIL à 2 rangées de 10 contacts (en fonction des embases sur les cartes)

Tableau 1. Brochage & fonctions

K1 broche #	Fonction	K2 broche #	Fonction	K3 broche #	Fonction
1,2	+ 5 V	1	+ 5 V	1	+ 5 V
3,4	DI-1	2	0 V	2	0 V
5,6	DI-2	3	D0-1	3	D0-1
7,8	DI-3	4	D0-2	4	D0-2
9,10	DI-4	5	D0-3	5	D0-3
11,12	DI-5	6	D0-4	6	D0-4
13,14	DI-6	7	D0-5	7	D0-5
15,16	DI-7	8	D0-6	8	D0-6
17,18	DI-8	9	D0-7	9	D0-7
19,20	0 V	10	D0-8	10	D0-8
				11	V+

...sans jamais le trouver, vous le découvrirez dans cette contribution en exclusivité dans Elektor (où d'autre ?). La question ne se pose pas, elle s'impose : on a par exemple souvent recours à un clavier dans les applications sur microcontrôleur pour introduire des commandes ou réagir à des événements. Mais pourquoi investir un grand effort dans la réalisation d'un clavier quand on dispose (à très bon compte) d'un clavier d'ordinateur personnel ? Il n'y a qu'un problème : il faut connaître exactement les signaux fournis par le clavier d'un ordinateur personnel.

codage du clavier PC

tout ce que vous avez toujours voulu savoir sur les signaux d'un clavier de PC...



Codes du clavier

Le clavier le plus répandu est le MF2 (clavier **MultiFonctions** version 2), développé à l'origine par IBM pour les ordinateurs des séries XT, AT et PS/2. Ce clavier est devenu entre-temps une norme industrielle ; presque tous les ordinateurs personnels en sont équipés. Le clavier lui-même contient un contrôleur qui engendre le code et communique avec l'interface de l'ordinateur personnel. Il s'agit généralement d'un microcontrôleur programmable par masquage. Les données sont transmises et reçues selon le protocole IBM. Les instructions comportent, entre autres, la commande des LED, le taux de répétition et le temps de réponse des

Un clavier d'ordinateur personnel, disponible partout et ce à un prix modique, est d'un emploi familier et, lorsqu'il est relié directement à un système à microcontrôleur, présente en outre l'avantage important de ne nécessiter qu'un nombre restreint de broches d'accès aux ports par rapport à un clavier composé de touches séparées. Un clavier d'ordinateur personnel, qui fournit un signal sériel, constitue donc le complément idéal

d'un projet à base de microcontrôleur. La structure du signal d'un clavier d'ordinateur personnel comporte bien entendu quelques particularités.

La transmission sérielle des signaux de données est assurée par deux liaisons. L'une d'elle (*data*) assure le transfert des données proprement dites, l'autre (*clock*) celui de la fréquence d'horloge. Le protocole de transmission de données sérielle, complexe, est décrit en détail dans la section suivante.

touches ainsi que le choix des codes de scrutation dont le clavier MF2 offre trois versions. Le Set (de codes) 1 est utilisé par les ordinateurs compatibles PC/XT et PS/2-30 et le Set 2 par les ordinateurs compatibles AT et le reste des ordinateurs compatibles PS/2. Le Set 3 est prévu pour les stations de travail et l'émulation de terminaux sur PC. Le pilote du clavier spécifique au pays du système d'exploitation « traduit » la pression sur une touche par un caractère.

La pression sur une touche du clavier engendre un « code de travail » (*make code*). Ce code correspond au code clavier de la touche. La fonction de répétition envoie régulièrement le code de travail tant que la touche est enfoncée. Le temps de réponse et le taux de répétition de cette fonction sont programmables.

Quand la touche est relâchée, le clavier engendre un « code de repos » (*break code*). Le set 3 de codes clavier ne comporte pas de code de repos et la fonction de répétition est désactivée. Après une réinitialisation, le clavier choisit implicitement le set 2 de codes clavier.

Notons qu'un clavier d'ordinateur personnel XT n'est pas programmable car le contrôleur interne n'est pas conçu pour recevoir des données. Les claviers ne sont devenus plus faciles à utiliser qu'avec l'introduction de l'ordinateur AT, car on peut adapter par logiciel leur comportement aux besoins de l'utilisateur. La description qui suit se réfère à un clavier configuré en mode AT.

Émission et réception

La **figure 1** représente le brochage des 2 connecteurs de clavier les plus utilisés (connecteur DIN 5 broches et connecteur PS/2 6 broches). La tension d'alimentation de 5V est fournie au clavier par le PC, la consommation n'atteint qu'environ 200 mA.

Le signal d'horloge, généralement défini par le clavier, se situe entre 10 et 16,7 kHz. Les données envoyées se composent d'un bit de départ (toujours 0), de 8 bits de données (bit 0 en tête), d'un bit de parité et d'un bit d'arrêt (toujours 1). La **figure 2** représente le chronodiagramme de la transmission sérielle des données.

Le contrôleur du clavier identifie la transmission de données par un appareil ou système externe (normalement l'ordinateur personnel) **en direction du clavier** au fait que la ligne de transmission de données de l'appareil (l'ordinateur personnel) est mise à la masse. Le clavier émet de ce fait un signal d'horloge et attend les données en synchronisme avec ce signal. La liaison des données doit alors se trouver au niveau haut en tant que bit d'arrêt. Si cela n'est pas le cas, la synchronisation continue jusqu'à ce que cette condition soit remplie. La commande FE_H est ensuite émise comme demande d'un nouveau paquet de données. Les données sont copiées lorsque le flanc du signal de synchronisation croît. Après la reconnaissance du bit d'arrêt, le contrôleur du clavier place la ligne de transmission des don-

nées au niveau bas pour la durée d'un bit. Le clavier répond à chaque commande reçue (hormis ECHO et RESEND) au bout de 20 ms au plus par l'octet de confirmation FAH (ACK).

Déroulement si le clavier transmet des données en format AT à un appareil externe :

Avant d'émettre des données, le clavier contrôle la liaison d'horloge et la liaison des données pour voir si elles se trouvent à la masse. Il est possible de bloquer la communication en figeant la liaison d'horloge au niveau bas. Dans ce cas, les données à transmettre font l'objet d'une mémorisation interne. Ce n'est que lorsque la liaison d'horloge et la ligne de transmission des données sont placées au niveau haut que le cla-

vier peut transmettre des données. La ligne de transmission des données est placée au niveau bas (bit de départ) et un signal d'horloge est engendré. Les données sont valables lorsque le flanc du signal de synchronisation décroît et sont modifiées après le flanc croissant du signal de synchronisation.

L'implémentation d'un clavier MF2 dans un système basé sur un microcontrôleur requiert en outre les informations ci-dessous sur **les commandes et les codes de réponse principaux** d'un clavier AT. Les codes du clavier, c'est-à-dire les codes émis selon le groupe de codes clavier quand une touche est pressée, sont présentés dans le **tableau**.

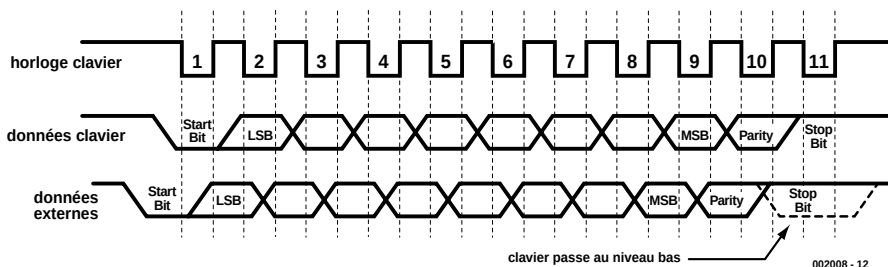


Figure 2. Chronogramme de la transmission sérielle des données entre le clavier et le PC.

Commandes principales

SET/RESET MODE INDICATORS → Code ED_H

Cette instruction de 2 octets détermine le comportement des LED.

Commande : ED_H

Commande : 0000 0xxx

Bit 0 : Scroll Lock

Bit 1 : Num Lock

Bit 2 : Caps Lock

1 = allumer LED, 0 = éteindre LED

ÉCHO → Code EE_H

Le clavier répond à cette commande par EE_H ce qui permet de vérifier qu'il est présent.

CHOIX DE CODES CLAVIER → Code F0_H

Ces 2 octets de commande permettent de choisir le groupe de codes clavier. Après une réinitialisation, le clavier choisit implicitement le set 2 de codes clavier. Il est plus facile de se servir du set 3 pour les applications sur microcontrôleur car presque aucune touche n'émet un code d'interruption et la fonction de répétition n'est pas en service.

Commande : F0_H

Commande : 0000 00xx

01 = Code clavier 1

10 = Code clavier 2

11 = Code clavier 3

LECTURE DU CODE D'IDENTIFICATION → Code F2_H

Après cette commande, le clavier transmet 3 octets codés par le fabricant.

Premier octet = FA_H (ACK)

Second octet = xxxx xxxx

Troisième octet = xxxx xxxx

VITESSE/DÉLAI DE RÉPÉTITION AUTOMATIQUE

(TYPEMATIC RATE/DELAY) → Code F3_H

Ces deux octets ajustent le taux de répétition des touches et le délai précédant le début de la répétition.

Commande : F3_H

Commande : 0xxx xxxx

Bit 6	Bit 5	Délai (±20 %)
0	0	150 ms
0	1	500 ms
1	0	750 ms
1	1	1 s

Les bits 0 à 4 définissent la fréquence de répétition de 2 à 30 Hz. Les 3 fréquences suivantes serviront d'exemple :

Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Fréquence (±20 %)
0	0	0	0	0	30 Hz
0	1	1	1	1	8 Hz
1	1	1	1	1	2 Hz

CONFIGURER TOUTES LES TOUCHES →

Codes F7_H/F8_H/F9_H/FA_H

Ces commandes donnent aux touches les attributs suivants :

- F7_H Fonction de répétition pour toutes les touches
- F8_H Toutes les touches fournissent un code de travail (*make*) et un code de repos (*break*)
- F9_H Toutes les touches ne fournissent qu'un code de travail
- FA_H Toutes les touches comportent la fonction de répétition et fournissent un code de travail ainsi qu'un code de repos

Ces commandes ne fonctionnent que si le set 3 de codes clavier a été sélectionné au préalable.

RÉINITIALISATION → Code FF_H

Cette commande restaure toutes les valeurs implicites de la configuration du clavier.

Principaux codes de retour

ABOUTISSEMENT DE BAT → Code AA_H

Cet octet est envoyé au système externe lors de l'application de la tension d'alimentation ou de la reconnaissance de la commande RÉINITIALISATION (FF_H). Indique la réussite de l'auto-test.

RENOI D'UN NACK

(accusé de réception négatif) → Code FE_H

Cet octet est envoyé lors de la détection d'une erreur de transmission.

ACK (accusé de réception) → Code FA_H

Cet octet est envoyé à l'appareil externe en réponse à chaque commande reçue.

DÉPASSEMENT (OVERRUN) → Code 00_H/FF_H

Toutes les touches pressées sont mémorisées dans le clavier jusqu'à ce que leurs codes puissent être transmis à l'appareil externe par la liaison série. Un dépassement de capacité mémoire provoque l'envoi de l'octet 00_H dans le cas des codes clavier 2 et 3 et de l'octet FF_H dans le cas du code clavier 1.

PRÉFIXE DU CODE DE REPOS → Code F0_H

Le code de repos des codes clavier 2 est précédé de l'octet F0_H

Exemple de programmation

Terminons par un petit exemple indiquant comment adresser un clavier AT à partir d'un système (microcontrôleur) : Plaçons le clavier sous une tension d'alimentation de +5 V. Le contrôleur des touches contenu dans le clavier effectue alors un auto-test. Le clavier envoie AA_H si l'auto-test a réussi. Le set de codes clavier est ensuite choisi. L'exemple, basé sur le set 3, comporte les commandes CHOIX DE CODES CLAVIER et le code clavier 3 :

1. Placer la liaison des données à la

masse

2. Envoyer la commande F0_H en synchronisme avec l'horloge du clavier
3. Le clavier confirme par FA_H (ACK)
4. Placer la liaison des données à la masse
5. Envoyer la commande 03_H en synchronisme avec l'horloge du clavier
6. Le clavier confirme par FA_H (ACK) Il est alors possible de presser une touche dont le code, tiré du set 3 de codes clavier (consulter le **tableau**), sera reçu :
7. Presser la touche « G » du clavier
8. Le clavier envoie le code 34_H

Un exemple d'application pratique d'un clavier de PC à un système basé sur un microcontrôleur est proposé ailleurs dans ce magazine, sous le titre de « écriture lumineuse par clavier de PC ». Le clavier de PC sert à introduire le texte d'un affichage LED à écriture lumineuse. Le clavier est décodé par un microcontrôleur COP-8 et la transmission à l'affichage à écriture lumineuse est effectuée par une liaison à infrarouges. La photo au début de l'article montre d'ailleurs la petite platine comportant le décodeur du clavier et l'émetteur IR.

002008-1

Tableau de codes fournis par un clavier pour chacune des touches en fonction du set de Scan-Code.

Symbole	Scan-Code-Set 1		Scan-Code-Set 2		Scan-Code-Set 3	
	Make	Break	Make	Break	Code	Type
^	29	A9	0E	F0-0E	0E	T
1	02	82	16	F0-16	16	T
2	03	83	1E	F0-1E	1E	T
3	04	84	26	F0-26	26	T
4	05	85	25	F0-25	25	T
5	06	86	2E	F0-2E	2E	T
6	07	87	36	F0-36	36	T
7	08	88	3D	F0-3D	3D	T
8	09	89	3E	F0-3E	3E	T
9	0A	8A	46	F0-46	46	T
0	0B	8B	45	F0-45	45	T
ß (-)	0C	8C	4E	F0-4E	4E	T
' (=)	0D	8D	55	F0-55	55	T
← Back	0E	8E	66	F0-66	66	T
← → Tab	0F	8F	0D	F0-0D	0D	T
Q	10	90	15	F0-15	15	T
W	11	91	1D	F0-1D	1D	T
E	12	92	24	F0-24	24	T
R	13	93	2D	F0-2D	2D	T
T	14	94	2C	F0-2C	2C	T
Z (Y)	15	95	35	F0-35	35	T
U	16	96	3C	F0-3C	3C	T
I	17	97	43	F0-43	43	T
O	18	98	44	F0-44	44	T
P	19	99	4D	F0-4D	4D	T
Ü (J)	1A	9A	54	F0-54	54	T
+ (J)	1B	9B	5B	F0-5B	5B	T
CapsLock	3A	BA	58	F0-58	14	M,B
A	1E	9E	1C	F0-1C	1C	T
S	1F	9F	1B	F0-1B	1B	T
D	20	A0	23	F0-23	23	T
F	21	A1	2B	F0-2B	2B	T
G	22	A2	34	F0-34	34	T
H	23	A3	33	F0-33	33	T
J	24	A4	3B	F0-3B	3B	T
K	25	A5	42	F0-42	42	T
L	26	A6	4B	F0-4B	4B	T
Ô (,)	27	A7	4C	F0-4C	4C	T
Â (,)	28	A8	52	F0-52	52	T
#	2B	AB	5D	F0-5D	53	T
Return	1C	9C	5A	F0-5A	5A	T
Shift l.	2A	AA	12	F0-12	12	M,B
<	56	D6	61	F0-61	13	T
Y (Z)	2C	AC	1A	F0-1A	1A	T
X	2D	AD	22	F0-22	22	T
C	2E	AE	21	F0-21	21	T
V	2F	AF	2A	F0-2A	2A	T
B	30	B0	32	F0-32	32	T
N	31	B1	31	F0-31	31	T
M	32	B2	3A	F0-3A	3A	T
,	33	B3	41	F0-41	41	T
.	34	B4	49	F0-49	49	T
- (/)	35	B5	4A	F0-4A	4A	T
Shift r.	36	B6	59	F0-59	59	M,B
Strg l.	1D	9D	14	F0-14	11	M,B
Alt l.	38	B8	11	F0-11	19	M,B
Space	39	B9	29	F0-29	29	T

Symbole	Scan-Code-Set 1		Scan-Code-Set 2		Scan-Code-Set 3	
	Make	Break	Make	Break	Kode	Type
NumLock	45	C5	77	F0-77	76	M
7 Nb	47	C7	6C	F0-6C	6C	M
4 Nb	4B	CB	6B	F0-6B	6B	M
1 Nb	4F	CF	69	F0-69	69	M
/ Nb	E0-35	E0-B5	E0-4A	E0-F0-4A	77	M
8 Nb	48	C8	75	F0-75	75	M
5 Nb	4C	CC	73	F0-73	73	M
2 Nb	50	D0	72	F0-72	72	M
0 Nb	52	D2	70	F0-70	70	M
* Nb	37	B7	7C	F0-7C	7E	M
9 Nb	49	C9	7D	F0-7D	7D	M
6 Nb	4D	CD	74	F0-74	74	M
3 Nb	51	D1	7A	F0-7A	7A	M
Entf Nb	53	D3	71	F0-71	71	M
- Nb	4A	CA	7B	F0-7B	84	M
+ Nb	4E	CE	79	F0-79	7C	M
Enter	E0-1C	E0-9C	E0-5A	E0-F0-5A	79	T
Esc	01	01	76	F0-76	08	M
F1	3B	BB	05	F0-05	07	M
F2	3C	BC	06	F0-06	0F	M
F3	3D	BD	04	F0-04	17	M
F4	3E	BE	0C	F0-0C	1F	M
F5	3F	BF	03	F0-03	27	M
F6	40	C0	0B	F0-0B	2F	M
F7	41	C1	83	F0-83	37	M
F8	42	C2	0A	F0-0A	3F	M
F9	43	C3	01	F0-01	47	M
F10	44	C4	09	F0-09	AF	M
F11	57	D7	78	F0-78	56	M
F12	58	D8	07	F0-07	5E	M
PrtSc	E0-2A-E0-37	E0-B7-E0-AA	E0-12-E0-7C	E0-F0-7C-E0-F0-12	57	M
Scroll Lock	46	C6	7E	F0-7E	5F	M
Pause	E1-1D-45-E1-9D-C5	no Break-code	E1-12-77-E1-F0-14-F0-77	no Break-code	62	M
Insert	E0-52	E0-D2	E0-70	E0-F0-70	67	M
Delete	E0-53	E0-D3	E0-71	E0-F0-71	64	T
←	E0-4B	E0-CB	E0-6B	E0-F0-6B	61	T
Home	E0-47	E0-C7	E0-6C	E0-F0-6C	6E	M
End	E0-4F	E0-CF	E0-69	E0-F0-69	65	M
↑	E0-48	E0-C8	E0-75	E0-F0-75	63	T
↓	E0-50	E0-D0	E0-72	E0-F0-72	60	T
PgUp	E0-49	E0-C9	E0-7D	E0-F0-7D	6F	M
PgDn	E0-51	E0-D1	E0-7A	E0-F0-7A	6D	M
→	E0-4D	E0-CD	E0-74	E0-F0-74	6A	T
Nb = bloc numérique M = Make code lors de l'action sur une touche. B = Break code correspondant au relâchement d'une touche. T = Typematic fonction de répétition avec retard + Make						

Les valeurs entre parenthèse () concernent un clavier international (UK + US).

Il existe actuellement une variété innombrable d'écritures lumineuses pour vitrines, panneaux indicateurs à contenu variable ou tout simplement destinées à attirer l'attention. Les appareils se prêtant à cet emploi sont toutefois relativement coûteux et leur réalisation dépasse le niveau du simple bricolage. Le projet d'écriture lumineuse présenté ici, aussi simple à réaliser qu'à utiliser a, en outre, l'avantage d'être peu coûteux.

Caractéristiques techniques

Mémorisation limitée à 508 caractères
6 caractères visibles simultanément sur une
matrice 7x35 de diodes lumineuses
Portée de l'émetteur : environ 10 m
Alimentation 12V de l'émetteur et du récepteur

écriture lumineuse par clavier de PC

avec commande par microcontrôleur COP8



Ce projet répond aux critères de réalisation et de fonctionnement évoqués dans le sommaire de cet article. On a sciemment renoncé à réaliser une zone d'affichage aussi grande que possible offrant une pléthore de modes de représentation, car cela nécessiterait un microcontrôleur puissant ou un ordinateur monocarte. L'électronique que nous présentons est commandée par un microcontrôleur peu coûteux de National Semiconductor comportant 4K de ROM et n'est constituée que de composants disponibles partout.

Les dispositifs d'écriture lumineuse sont habituellement munis d'un clavier intégré à l'unité d'affichage. La disposition des touches de ces claviers n'est généralement pas standard, ce qui complique la programmation. La matrice requiert en outre une platine de grande surface munie de touches coûteuses, ce qui va à l'encontre des objectifs d'un projet de réalisation « maison ». Le concept décrit ici est basé sur l'emploi d'un clavier pour PC AT qui envoie les données à l'unité d'affichage par infrarouges. L'emploi d'un clavier standard de PC permet de programmer commodément l'écriture lumineuse à distance (jusqu'à 10m).

Il est possible de réutiliser l'émetteur et son clavier dans d'autres projets pour simplifier l'utilisation et la construction d'appareils. Le décodage des informations fournies par 128 touches ou

Liste des composants (Émetteur)

Résistances :

R1 = 10 Ω
R2 = 100 k Ω
R3 = 470 Ω
R4 = 1 M Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 33 pF
C3 = 100 nF
C4 = 220 μ F/16 V

Semi-conducteurs :

D1 = TSUB8201 (Temic), alternative : SFH485, LD274
T1 = ZTX603 (Zetex)
IC1 = COP8782 (programmé EPS996527-1)
IC2 = 7805
IC3 = ZSM560 (Zetex)

Divers :

K1 = embase DIN 180° à 5 broches ou embase PS2
X1 = quartz 10 MHz

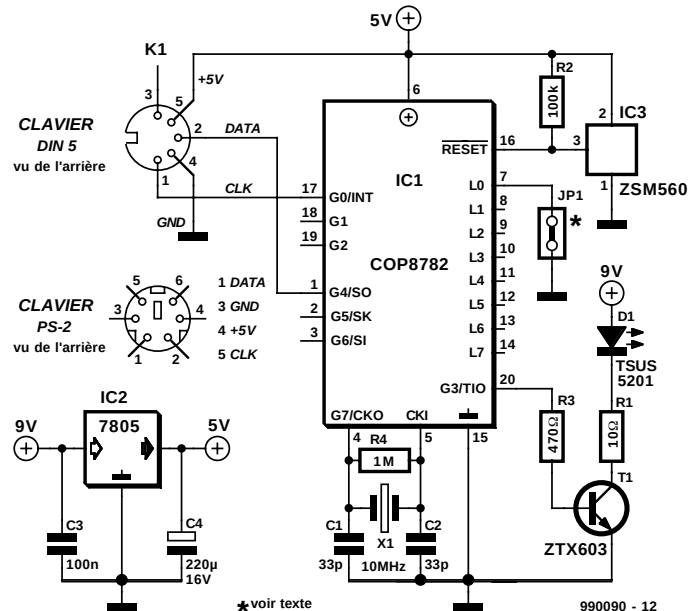


Figure 1. L'émetteur de saisie ne se compose que d'un microcontrôleur COP8 et d'un étage d'émission d'infrarouge.

moins ne nécessite qu'une broche d'un port du microcontrôleur du récepteur.

L'émetteur

Le microcontrôleur de l'émetteur dont le circuit est représenté dans la **figure 1** reçoit le signal sériel numérisé du clavier du PC et le convertit en un protocole envoyé par infrarouges à l'unité d'affichage. L'évaluation du signal du clavier (son décodage) est décrit dans un article séparé de ce numéro. Le microcontrôleur de l'émetteur active le groupe 3 de codes clavier après une réinitialisation, allume la LED de verrouillage du défilement (*Scroll Lock*) du clavier comme indicateur, bloque le code de repos de la touche majuscule et transmet le code de la touche à l'unité d'affichage.

Le cavalier JP1 (à la broche 7 du

Le microcontrôleur

Le microcontrôleur de National Semiconductor utilisé dans les unités d'émission et de réception est parfait pour ce projet ; qu'on en juge :

- ◆ EPROM OTP 4096 x 8
- ◆ 128 octets de RAM
- ◆ Temps de cycle de 1 μ s à 10 MHz
- ◆ Temporisateur 16 bits à modes de fonctionnement Temporisateur à auto-rechargement, Temporisateur compteur d'événements externes ou Temporisateur avec fonction de saisie
- ◆ 16 ports E/S dont 14 individuellement programmables comme entrée ou sortie
- ◆ Choix des broches de configuration Tri-State, push-pull ou pull-up
- ◆ Interface Microwire
- ◆ Sources d'interruptions : interruption externe à sélection du flanc, interruption par temporisateur ou interruption par logiciel

Le type COP8782 a acquis entre-temps un successeur, le COP8SAC7, qui possède des caractéristiques plus poussées mais qui est compatible pour l'essentiel au niveau des broches et des fonctions. Un kit d'initiation ne permettant malheureusement pas d'effectuer d'émulation en temps réel offre des possibilités de programmation pour OTP, sans oublier un aperçu exhaustif de cette famille de microcontrôleurs peu coûteux mais intéressants du point de vue technique. Dans le cas de projets plus complexes qui requièrent des tests de comportement du contrôleur en temps réel, il faut se procurer un émulateur sous peine de voir le projet dégénérer en une série interminable d'essais.

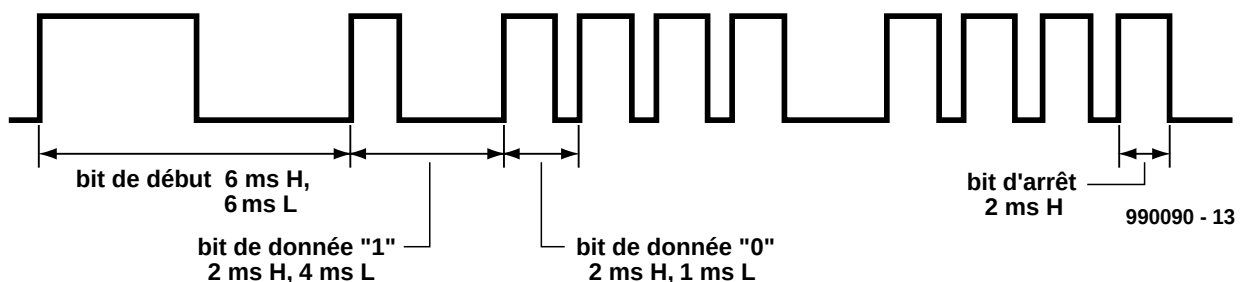


Figure 2. Télégramme de l'émetteur qui modulera la porteuse de 36 kHz. Exemple : 88H.

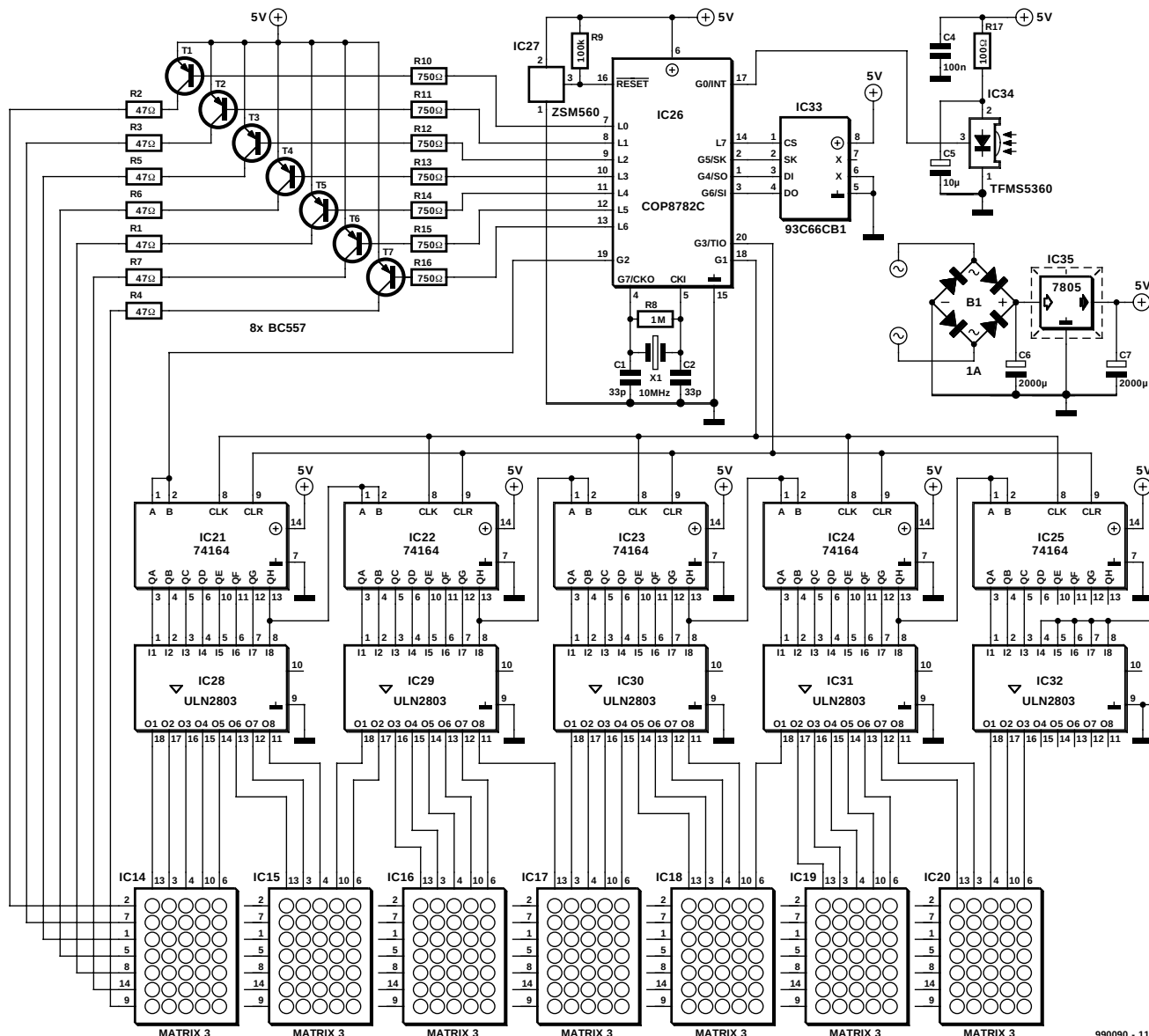


Figure 3. Circuit du récepteur et de la matrice LED à 7 positions.

contrôleur) permet de choisir entre un clavier QWERTY (implanté) ou QWERTZ (non implanté).

La transmission des données est effectuée par modulation d'une porteuse de 36 kHz pour éviter les perturbations. Les données envoyées se composent d'un bit de départ, de 8 bits de données, d'un bit de parité et d'un bit d'arrêt. Le microcontrôleur est cadencé à 10 MHz, ce qui est relativement rapide, pour pouvoir décoder correctement le flux de données en provenance du clavier et générer par logiciel la porteuse de 36 kHz destinée à la diode à rayonnement infrarouge. La **figure 2** montre par exemple un télégramme contenant le caractère 88_H avant modulation. La diode à infrarouges D1 est attaquée par un transistor Darlington T1. La valeur de la résistance R1 limitant le courant est intentionnellement basse

pour augmenter la portée et une LED à forte intensité de rayonnement a été choisie dans le même but. Mais il est possible d'utiliser en principe n'importe quelle LED IR. La faible longueur des paquets de données, qui réduit le temps de commutation du transistor, l'empêche de s'échauffer. Le composant de réinitialisation IC3 assure le bon démarrage du microcontrôleur. La consommation de l'émetteur, clavier compris, est d'environ 110 mA. On peut se dispenser de bloc d'alimentation secteur vu le caractère sporadique de l'utilisation de l'appareil et se rabattre sur un bloc d'alimentation 9 V.

Le récepteur

Les informations transmises sont démodulées par le récepteur de signal IR, IC34 de la **figure 3**. Ce circuit intégré

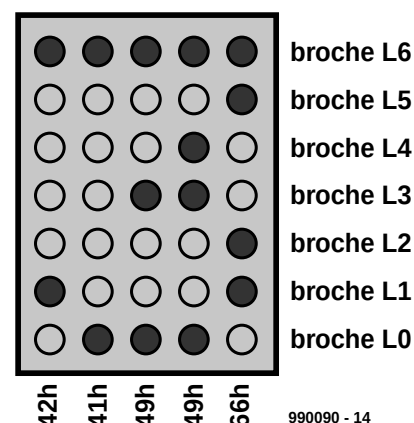


Figure 4. Représentation du chiffre 3 sur un élément matriciel 5x7

Liste des composants (Récepteur)

Résistances :

R1 à R7 = 47 Ω
R8 = 1 M Ω
R9 = 100 k Ω
R10 à R16 = 750 Ω
R17 = 100 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 33 pF
C4 = 100 nF
C5 = 10 μ F/16 V
C6 = 2 000 μ F/25 V (ou 2 200 μ F/25 V)
C7 = 2 000 μ F/16 V (ou 2 200 μ F/16 V)

Semi-conducteurs :

B1 = pont B80C1000
T1 à T7 = BC557
IC14 à IC20 = OM1001C (Opto Devices)
IC21 à IC25 = 74164
IC26 = COP8782C (programmé **EPS 996527-2**)
IC27 = ZSM560 (Zetex)
IC28 à IC32 = ULN2803 (Sprague)
IC33 = 93C66CB1 (ST-Microelectronics)
IC34 = TFMS5360 (Temic), alternative :
TSOP1736
IC35 = 7805

Divers :

embase basse tension
radiateur pour IC35
X1 = quartz 10 MHz

extrêmement sensible, conçu spécialement pour la fréquence porteuse de 36 kHz, se compose d'une photodiode, d'un étage amplificateur, d'un filtre et d'un démodulateur. R17 et C5 constituent aussi un filtre passe-bas qui élimine les erreurs de réception. Le microcontrôleur IC26 scrute le signal toutes les 400 μ s et un algorithme spécial élimine les perturbations de courte durée (s'il en reste). La durée des impulsions et des interruptions est estimée, puis toutes deux sont comparées à des valeurs de référence. Le logiciel calcule ensuite la parité du signal reçu et la compare à l'état du bit de parité de la transmission. Les caractères sont représentés par des matrices de 7x5 LED qui sont, certes, un peu plus coûteuses que 35 diodes lumineuses séparées, mais bien plus faciles à monter. Comme il n'est pas possible de commander simultanément toutes les diodes lumineuses, il faut les allumer successivement par multiplexage de façon à ce que l'utilisateur ne s'aperçoive de rien. Le nombre de LED qui s'allument simultanément est limité à 7, c'est-à-dire une colonne. L'inertie de notre vision nous fait voir une image unique de $7 \times 35 = 245$ points. Un cycle d'affichage débute par un niveau haut à l'entrée des données du

premier registre à décalage IC21 qui dure le temps d'une impulsion d'horloge. Les 5 registres à décalage en cascade sont cadencés simultanément par une interruption toutes les 400 μ s, de sorte que la colonne active se déploie de QA de IC21 à QH de IC25. IC28 à IC32 sont de simples circuits intégrés d'attaque qui se contentent de fournir un courant suffisant aux matrices. Chaque colonne d'une matrice correspond à une cellule de la RAM du microcontrôleur. L'information à représenter dans la colonne adressée apparaît pendant 400 μ s aux sorties L0 à L6 du microcontrôleur IC26. Les transistors (T1 à T7) sont ici aussi intercalés comme étages d'attaque. Le multiplexage doit fournir un courant suffisant aux LED pour qu'elles soient assez lumineuses même de jour. Il faut donc absolument utiliser des éléments matriciels dont l'intensité lumineuse dépasse 3 mcd/20 mA.

Les informations sur l'écriture lumineuse sont mémorisées en permanence dans les 512 octets de l'EEPROM sérielle IC33. L'accès aux données est accéléré en adressant l'EEPROM par le bus Microwire du microcontrôleur à une fréquence d'horloge de 500 kHz. Le clavier du PC fournit le code clavier d'une touche par l'entremise du signal à infrarouges ; le nombre 3 fournit par exemple le code 26_H. On fait appel à une table de conversion pour représenter le nombre sur une matrice 7x5 comme dans la **figure 4** de sorte que, dans le cas du chiffre 3, on obtient les valeurs 42_H, 41_H, 49_H, 59_H, 66_H qui seront attribuées successivement aux colonnes. IC36 est aussi un ZSM560 comme dans le circuit de l'émetteur et produit une impulsion de réinitialisation du microcontrôleur lors de la mise sous tension. Le récepteur consomme environ 25 mA lorsque tous les affichages sont éteints et environ 100 mA (moyenne) ou 200 mA (courant de pointe) en fonctionnement. Il est donc préférable de renoncer à utiliser une batterie ou un petit accumulateur comme alimentation. Mieux vaut recourir à un bloc d'alimentation secteur de

12 V ou, faute d'alimentation par le réseau, à un accumulateur au plomb ou un accumulateur de voiture de 12 V.

Utilisation

Le texte de l'écriture lumineuse saisi en dernier apparaît automatiquement lors de la mise sous tension. L'inscription *ELEKTOR* est affichée si rien n'a encore été programmé. Brancher alors un clavier de PC à l'émetteur avant de le mettre en marche. La LED de verrouillage du défilement s'allume si tout fonctionne correctement. L'affichage est effacé et le curseur apparaît lorsqu'on presse la touche F2. C'est le moment d'introduire le texte. Presser brièvement la touche des majuscules pour passer des minuscules aux majuscules. Le curseur changera de forme. Les saisies erronées peuvent être effacées jusqu'au premier caractère de la surface d'affichage en se servant de la touche de rappel arrière (*Backspace*). Il n'est pas possible d'effacer les caractères précédents : il faut interrompre le processus d'introduction en cours en pressant ESC et recommencer en pressant F2. Toujours terminer la saisie par RETURN. L'écriture lumineuse se met automatiquement en marche.

Une fois le texte parcouru, l'heure est automatiquement affichée pendant environ 15 s. Mettre à l'heure en pressant F1. Si cet affichage alterné n'est pas désirable, on peut modifier la fonctionnalité en pressant F3/F4. Le **tableau 2** indique la correspondance des touches du clavier. Comme le microcontrôleur ne possède pas d'horloge à quartz en temps réel 32 kHz séparée, le rythme élevé et la tolérance du quartz rendent la mesure du temps relativement imprécise. Un petit condensateur d'appoint remplaçant C1 y remédiera dans une certaine mesure.

(990090)

Texte : Rolf Gerstendorf

Fonctions des touches du clavier

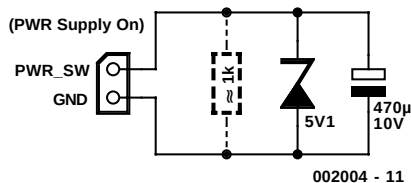
Touche ESC :	interruption de la saisie
Touche F1 :	introduction de l'heure
Touche F2 :	introduction de l'écriture lumineuse
Touche F3 :	écriture lumineuse activée ou désactivée
Touche F4 :	heure activée ou désactivée
Touche SHIFT :	commutation majuscules/minuscules
Touche RETURN :	fin d'un processus de saisie Mise en marche de l'écriture lumineuse.
Touche ← :	effacement de caractères dans la fenêtre de saisie

Le (petit) montage présenté ici permet, lors du montage, dans un boîtier AT, d'une alimentation ATX et d'une carte-mère AT dotée de connecteurs d'alimentation ATX et AT, d'économiser la mise en place d'un bouton additionnel.

projet : Rolf Freitag

ersatz d'interrupteur ATX

En effet on peut substituer, à cette touche qui serait requise par la ligne ATX Power Switch/Soft Power Switch (PWR), une électronique compacte et étonnamment simple, mais parfaitement testée sur différentes machines. On en retrouve le schéma ci-contre. La diode zener sert de protection tant contre une surtension que contre une inversion de polarité, sachant qu'elle produit, en cas d'une inversion de polarité, une mise hors-fonction de l'alimentation ATX au bout de quelque 5 s, étant donné le courant de court-circuit hors-normes de 1 A qui s'établit. On pourrait, le cas échéant, opter pour un condensateur de capacité plus faible,



mais il faudra, dans ce cas-là, vérifier soi-même le fonctionnement de son propre montage. Il faudra, si l'on ne dispose pas d'une documentation technique complète de sa carte-mère, s'assurer, à l'aide d'un testeur de continuité, de l'identité du contact de

masse. La présence de la résistance (dessinée en pointillés) ne se justifie que si l'on veut pouvoir redémarrer le PC dans les 10 s qui suivent son arrêt et que, partant, le condensateur puisse se décharger suffisamment vite. Une résistance de 1 kΩ définit une constante de temps de l'ordre de 0,5 s. On pourrait également envisager, vu que le condensateur remplit en outre une fonction de régulation de la tension, d'utiliser ce montage au cas où l'alimentation ATX se met hors-circuit sans qu'on ne le veuille et ceci en raison de variations de la tension véhiculées par la ligne PWR Supply On.

(002004)

AIDES À LA RÉALISATION

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

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

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

3kΩ9 = 3,9 kΩ 4µF7 = 4,7 µF

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

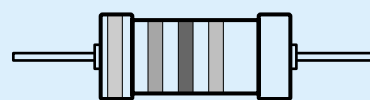
Lors de la mise en place des composants on commencera en règle générale par l'implantation des composants passifs de la taille la plus faible, c'est-à-dire les ponts de câblage, les résistances et les petits condensateurs; on passera ensuite aux supports pour circuits intégrés, aux relais, aux condensateurs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

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

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

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

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



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

Exemples :

marron-rouge-marron-or = 120 Ω, $\pm 5\%$
jaune-violet-orange-marron = 47 kΩ, $\pm 1\%$

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