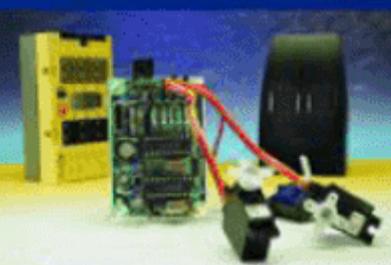




**Fréquencemètre
multifonction**



**Interface
Servomoteur
IR pour RCX**

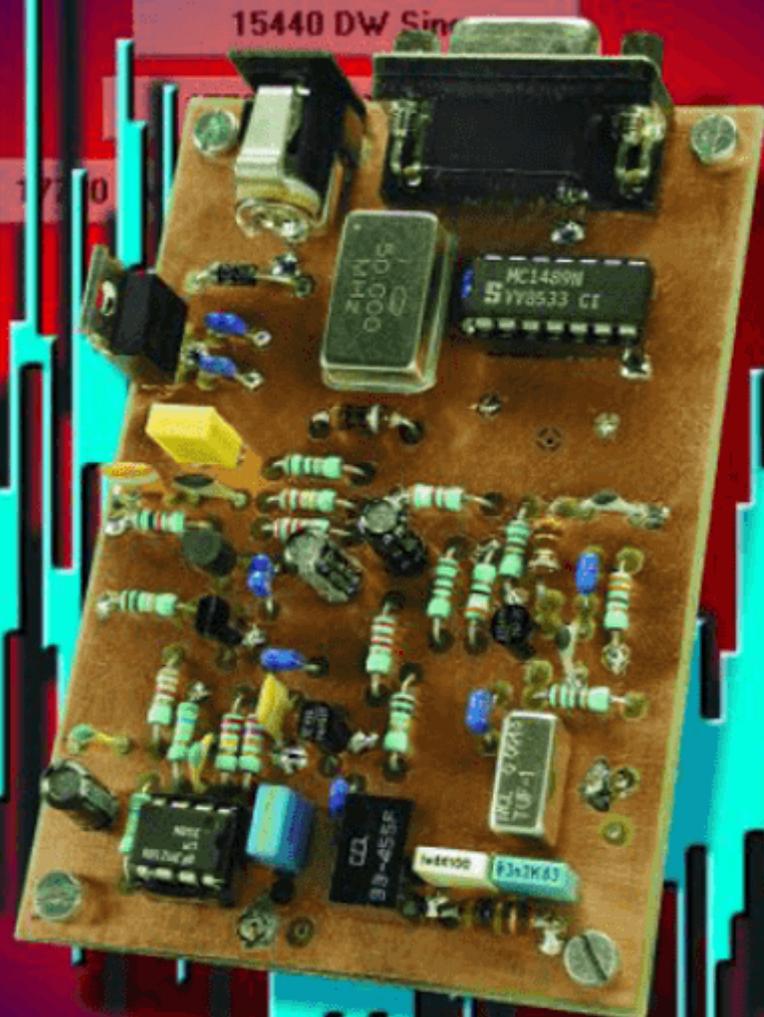
**Un onduleur
pour tous**

**Réveil
numérique
à PIC**

**L'énergie
éolienne ?**

O.C. EN NUMÉRIQUE

RÉCEPTEUR DRM

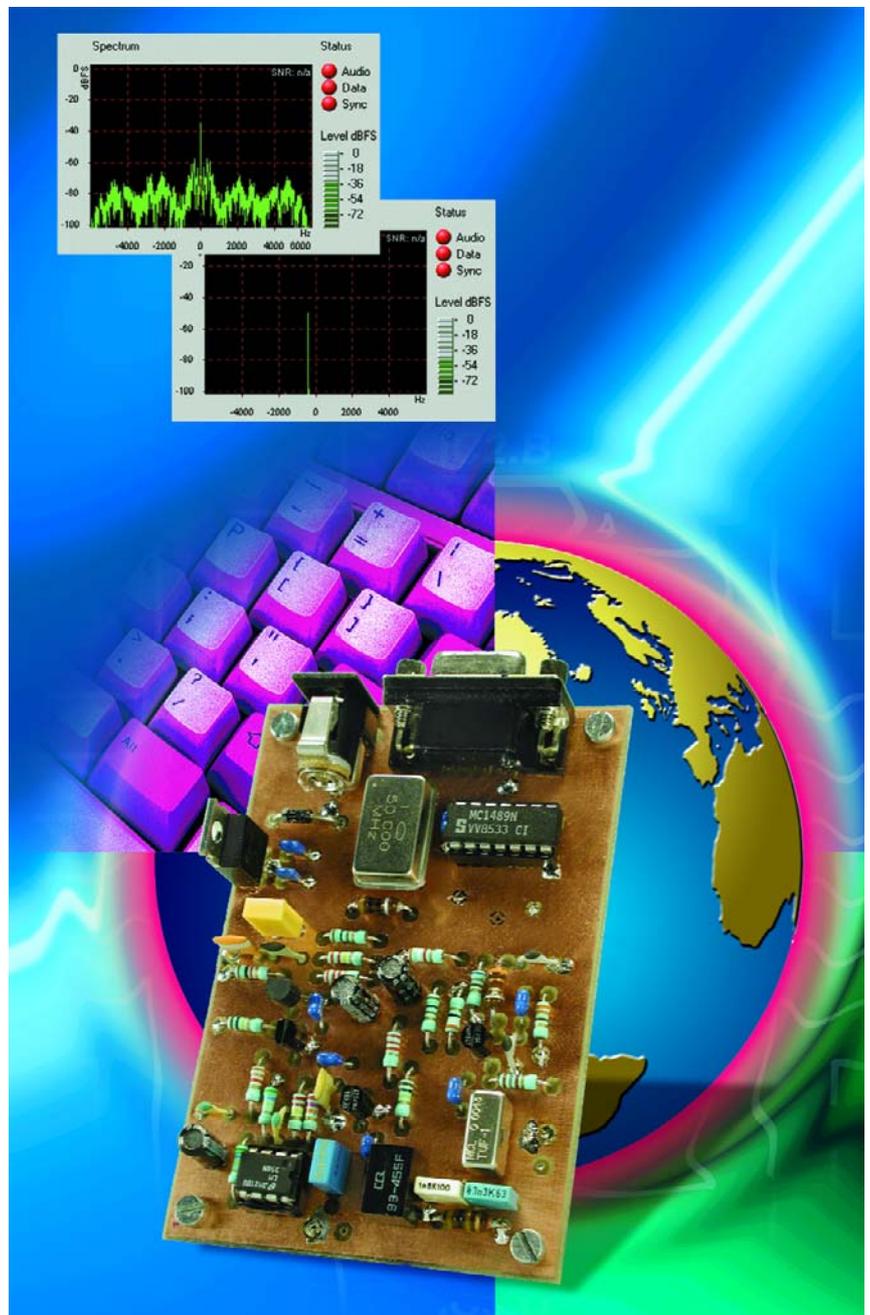


Récepteur DRM « maison »

Radio numérique de 500 kHz à 22 MHz

Burkhard Kainka

Avec ce projet, Elektor est sans doute le premier magazine d'électronique à proposer un récepteur DRM abordable à réaliser soi-même permettant la réception d'émissions de radio numérique, à peine sorties des limbes et ce en qualité MP4. La syntonisation se fait en numérique par le biais d'une interface RS-232 de PC qui se voit appliquer, au niveau de sa carte-son, le signal de sortie de 12 kHz en provenance du récepteur et se charge de la démodulation et du décodage MPEG.



Depuis le 15.12.2003 la radio numérique trafiquant sur les Petites Ondes et les Ondes Courtes et connue sous la dénomination de DRM (*Digital Radio Mondiale*) est entrée dans une nouvelle phase. Le codage est passé à MP4 ce qui se traduit par un son meilleur. Nous avons développé ce récepteur unique à l'intention de tous les lecteurs qui aimeraient se mettre à l'écoute de DRM à moindres frais.

Le but du développement a été de réaliser un récepteur caractérisé par une bonne réceptivité mais ne requérant pas de points d'étalonnage. Nous avons évité l'utilisation de selfs spéciales ou de condensateurs variables, nous limitant à la mise en oeuvre d'inductances fixes disponibles partout. Cette approche ne manquera pas de plaire à tous ceux d'entre nos lecteurs qui se sentent plus à l'aise en électronique numérique qu'en HF. Aucun étalonnage, pas besoin d'appareil de mesure spécial, il suffit d'un réglage par logiciel simple de manière à compenser les tolérances au niveau des fréquences de l'oscillateur.

Nous avons vu comment fonctionne DRM, en particulier au niveau du codage et transmission du signal, dans le numéro 294 de ce magazine [1]. Très précisément un an plus tard, dans le numéro 306 [2], nous avons expliqué comment capter DRM (*Digital Radio Mondiale*) à l'aide de l'émetteur de mesure DDS d'Elektor [3] et décoder le signal à l'aide d'un PC de bureau ou portable. Le récepteur DRM de réalisation personnelle décrit ici utilise une synthèse numérique directe (DDS = *Direct Digital Synthesis*). Nous ne pouvons que vous recommander la lecture des 3 articles cités dans la bibliographie à titre d'information sur les bases et les raisons de l'approche adoptée.

Interface DRM

Nous pouvons en fait considérer que notre récepteur est une interface DRM pour le PC. Comme le montre le **figure 1a**, le récepteur DRM possède 2 liaisons avec l'ordinateur : par le biais de l'interface série (RS-232), le récepteur reçoit l'information de pilotage numérique pour la syntonisation du récepteur sur la fréquence de la

station DRM émettrice souhaitée. À la sortie du récepteur DRM on ne dispose pas, contrairement à ce qui est le cas avec un récepteur radio normal, d'un signal de son, que l'on peut écouter par le biais d'une combinaison amplificateur + enceintes ou casque d'écoute. Le récepteur mélange quasiment le signal de l'émetteur DRM vers le bas avec une fréquence intermédiaire (FI) de 12 kHz.

À sa sortie, on dispose de ce fait d'un mélange typique au DRM de fréquences porteuses modulées qui, ensemble, véhiculent le signal audio sous la forme d'un flux de données. Ce spectre DRM, un mélange de fréquences d'une bande passante de 10 kHz, attaque une carte-son de PC (entrée Ligne, voire entrée micro si le signal est faible). La carte-son numérise le signal et un programme de réception DRM, dont le coeur est un démodulateur/décodageur DRM logiciel, se charge de la démodulation du signal DRM ainsi que du décodage MP4 du flux de données entrant. On dispose alors à la sortie de la carte-son, du signal stéréo de qualité Hi-Fi qui pourra être reproduit par les haut-parleurs (du PC).

Super double

Comme le montre le synoptique de la **figure 1b**, le signal d'un émetteur DRM subit un double mélange : la première fois avec une

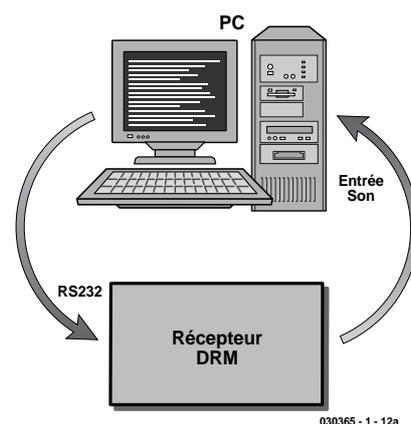


Figure 1a. Le récepteur DRM possède une double liaison vers le PC : l'une série pour la syntonisation, l'autre vers l'entrée de la carte-son pour le décodage du signal.

fréquence d'oscillateur variable (syntonisation) sur une fréquence intermédiaire (FI) de 455 kHz, et la seconde fois, avec une fréquence d'oscillateur fixe de 467 kHz, de manière à mélanger vers le bas, à savoir 12 kHz, le signal FI de 455 kHz. Cette approche est connue, dans le monde des récepteurs, sous la dénomination de Super double par opposition au super(hétérodyne) simple auquel il manque ce second mélangeur. Le premier oscillateur de mélange est ce que l'on appelle un « synthétiseur »; c'est un oscillateur dont la fréquence est ajustée de façon numérique. Il s'agit ici d'un oscillateur DDS se laissant piloter en fréquence par le biais de l'interface RS-232, reliée elle à l'interface COM du PC.

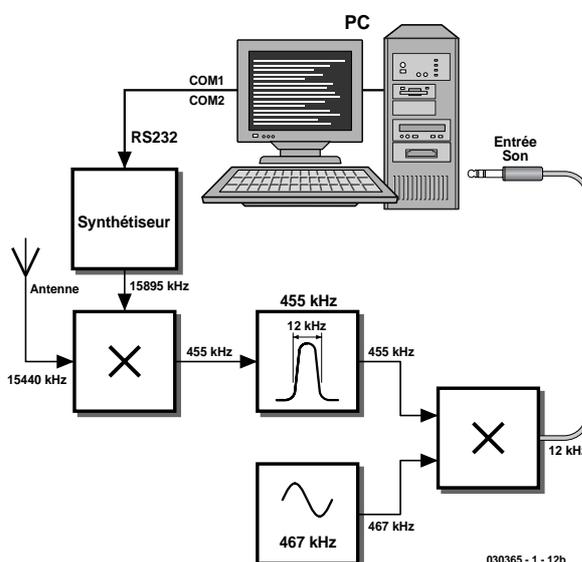


Figure 1b. Synoptique du récepteur DRM qui, étant du type super double, mélange le signal d'une station DRM avec une FI de 455 kHz puis vers 12 kHz.

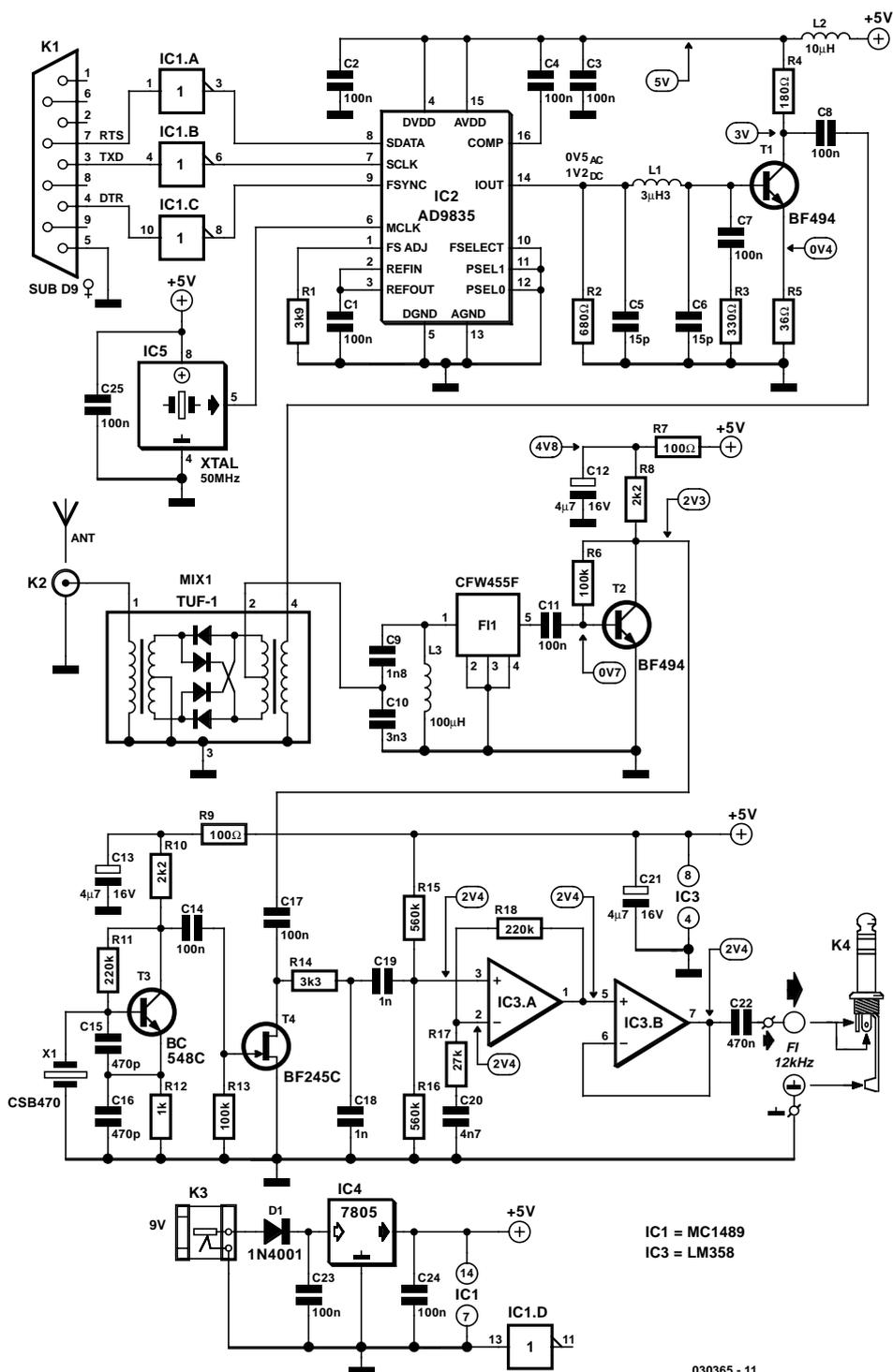
L'électronique

Il est facile de retrouver le synoptique dans le circuit de la **figure 2**. L'oscillateur DDS centré sur IC2 envoie son signal, par le biais de T1, au premier mélangeur, MIX1, un mélangeur en anneau à diodes. La fréquence intermédiaire de 455 kHz passe par un filtre céramique à pente raide, FI1, caractérisé par une bande passante de 12 kHz. Un étage d'am-

plification FI basé sur un BF494, T2, augmente le niveau de quelque 20 dB, avant que le signal n'attaque le second mélangeur, un mélangeur passif à FET, un BF245, T4. Le second oscillateur est stabilisé par un résonateur céramique du type CBS470, décalé de 3 kHz vers 467 kHz. Le signal FI de 12 kHz résultant traverse un filtre passe-

bande rudimentaire avant d'être amplifié de 20 dB et tamponné par une paire d'amplificateurs opérationnels, IC3; il est ensuite disponible à la sortie pour être transmis à la carte-son du PC.

La pureté de phase de l'oscillateur mélangeur est d'une importance capitale pour une bonne réception DRM. Notre récepteur DRM répond à



IC1 = MC1489
IC3 = LM358

030365 - 11

Figure 2. L'électronique du récepteur DRM se caractérise par la syntonisation par PC d'un oscillateur DDS et 2 mélangeurs à niveau fixe.

ce cahier des charges exigeant : le VFO (*Variable Frequency Oscillator*) DDS produit un signal d'oscillateur à

la pureté de phase extrême. Un autre facteur très important, la réponse aux signaux forts du trajet du signal

est elle garantie par le mélangeur utilisé.

Les résultats répondent aux espoirs : le logiciel DRMA permet d'atteindre, avec une antenne filaire, des écarts parasite allant au-delà de 30 dB, valeur que n'atteignent que des récepteurs de prix élevé.

Il est possible, en dépit de la simplicité du circuit et de l'absence d'étalonnage qu'il connaît, d'obtenir des résultats aussi bons parce qu'en DRM certaines des exigences que connaît la réception en modulation d'amplitude (MA) conventionnelle jouent un rôle bien moins important en DRM.

La plage de dynamique de la carte-son du PC est, en association avec le logiciel DRM, en mesure de traiter sans le moindre problème les différences de niveaux allant jusqu'à 30 dB normalement rencontrées. Ceci nous permet de nous passer de CAG (**C**ommande **A**utomatique de **G**ain = AGC en anglais). DRM ne requiert pas non plus une sensibilité importante. Même si l'on optait pour un gain d'ensemble plus important, cela ne permettrait pas une réception meilleure de signaux DRM très faibles (en deçà de 10 V environ) sachant que la marge de bruit (*noise margin*) effective avec la bande passante importante de 10 kHz ne serait pas suffisante. Un gain plus important se traduirait tout simplement par une augmentation du bruit. Lors du développement il s'est avéré que le récepteur s'en sort fort bien sans requérir de circuit de syntonisation amont. Primo, avec ses 910 kHz (2 x 455 kHz), la fréquence-miroir se situe pratiquement toujours hors des bandes radio adjacentes, secundo, le décodeur DRM supporte étonnamment bien les parasites.

On pourra, si on le souhaite ou que le besoin s'en fasse sentir, utiliser une antenne avec présélection. Un autre article donnera des informations sur la réalisation d'une telle antenne. Normalement, une simple antenne filaire d'une longueur comprise entre 3 et 10 mètres devrait parfaitement suffire, si tant est qu'elle soit suspendue librement et branchée directement à l'entrée du mélangeur.

Plus de détails

L'entrée de l'antenne présentant une impédance de l'ordre de 50 Ω est reliée directement en bande large au mélangeur en anneau à diodes TUF-1. Le mélangeur abaisse le signal à 455 kHz à impédance faible. Le TUF-1 est dimensionné pour une plage de fréquences allant de 2 MHz à 600 kHz. En fait, rien n'interdit de travailler en deçà de 2 MHz, ce qui se traduit par une chute de l'impédance d'entrée et une augmentation importante de sa composante inductive. Dans la pratique, le récepteur travaille de façon très satisfaisante dans le

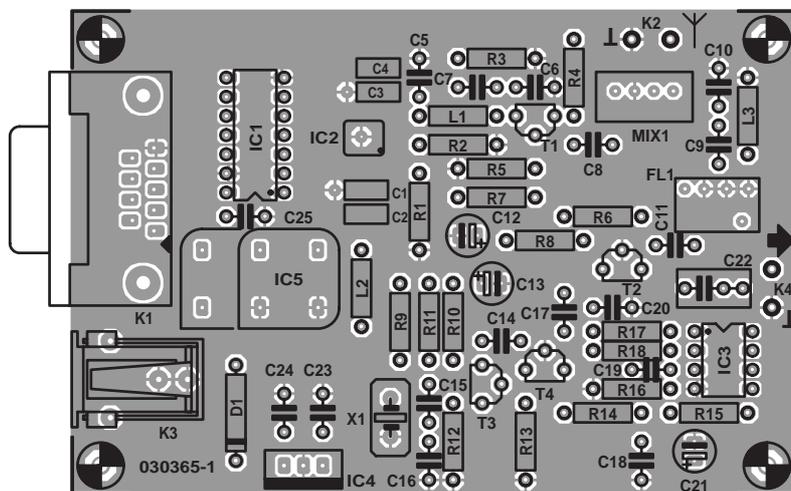


Figure 3. La platine est une double face à trous métallisés. Il faut impérativement veiller, lors de l'implantation des composants, à ce que les connexions des composants de la partie HF soient les plus courtes possible.

Liste des composants

Résistances :

- R1 = 3kΩ9
- R2 = 680 Ω
- R3 = 330 Ω
- R4 = 180 Ω
- R5 = 39 Ω
- R6,R13 = 100 kΩ
- R7,R9 = 100 Ω
- R8,R10 = 2kΩ2
- R11 = 220 kΩ
- R12 = 1 kΩ
- R14 = 3kΩ3
- R15,R16 = 560 kΩ
- R17 = 27 kΩ
- R18 = 220 kΩ

Condensateurs :

- C1 à C4 = 100 nF CMS 1208
- C5,C6 = 15 pF
- C7,C8,C11,C14,C17,C23,C24,C25 = 100 nF au pas de 5 mm
- C9 = 1nF8 au pas de 5 mm
- C10 = 3nF3 au pas de 5 mm
- C12,C13,C21 = 4μF7/16 V axial
- C15,C16 = 470 pF
- C18,C19 = 1 nF au pas de 5 mm
- C20 = 4nF7 au pas de 5 mm
- C22 = 470 nF

Semi-conducteurs :

- D1 = 1N4001
- T1,T2 = BF494
- T3 = BC548C, BC549C, BC550C
- T4 = BF245C
- IC1 = MCI489 N

- IC2 = AD9835 BRU (Analog Devices)
- IC3 = LM358 N
- IC4 = 7805
- IC5 = oscillateur à quartz 50 MHz 8 ou 14 DIP

Selfs :

- L1 = 3μH3
- L2 = 10 μH
- L3 = 100 μH

Divers :

- K1 = embase Sub-D 9_points en équerre encartable
- K2 = 2 picots
- K3 = embase-jack d'alimentation encartable pour adaptateur secteur
- K4 = câble doté d'un jack 3,5 mm mono ou stéréo
- MIX1 = TUF-1 (Mini-Circuits)
- FL1 = CFW455F (filtre céramique 455 kHz, bande passante 12 kHz)
- X1 = CSB470 (résonateur céramique 470 kHz)
- câble sériel (pour liaison RS-232) 1:1 avec embase et connecteur (**pas** de câble modem zéro, **pas** de conducteurs croisés !)
- Platine** EPS030365-1*
- Disquette avec software pour PC** EPS030365-11*

* auprès des adresses habituelles et www.elektor.fr

** Software et dessin des pistes sont également disponibles au téléchargement sous www.elektor.fr

domaine des Petites Ondes jusqu'à 500 kHz. On a, à la sortie du mélangeur en anneau, un réseau adaptateur large bande pour 455 kHz. L'impédance est rehaussée d'un facteur 10 environ par le biais d'un circuit résonant à prise intermédiaire capacitive de sorte qu'elle convienne, avec sa valeur proche de 1 k Ω , à la résistance d'entrée du filtre céramique CFW455F. Une grande précision n'est pas requise à ce niveau, vu que dans la plupart des cas l'impédance effective de l'antenne dépasse les 50 Ω . Le circuit résonant doté d'une inductance fixe de 100 μ H, travaille à un facteur de qualité faible ($Q < 10$) de sorte que la bande passante se situe au delà de quelque 50 kHz et que la tolérance des composants n'a rien de critique. Il n'est partant pas nécessaire d'étalonner la self. Ceci n'empêche cependant pas le réseau adaptateur de contribuer à la sélectivité générale du filtre FI. Le filtre CFW455F possède une bande passante de 12 kHz, le DRM requérant lui 10 kHz, mais il n'y a pas d'inconvénient à en avoir un peu plus. En fait, il est même important de disposer d'une bande passante un peu plus importante de manière à disposer d'un peu de marge en cas de dérives de fréquence du second oscillateur. Si le second oscillateur travaille, par exemple, non pas exactement à 467 kHz, mais, disons à 467,5 kHz, la première FI se décale à 455,5 kHz. Le logiciel doit alors syntoniser le premier oscillateur 500 Hz plus haut. En fin de processus on dispose cependant du signal de 12 kHz nécessaire. La première FI légèrement décalée passe sans problème par le filtre FI. Ceci a permis de se passer d'un quartz spécial coûteux dans le second oscillateur. Le second oscillateur oscillant à 467 kHz utilise un résonateur céramique bon marché du type CSB470. De par la capacité importante de l'oscillateur induite par C15 et C16, est décalée de 3 kHz vers le bas et sa dérive maximale ne dépasse pas 1 kHz. On trouve, en aval du filtre FI, un seul étage d'amplification donnant un gain de 20 dB, T2. Comme il n'y a pas, en amont de cet étage, de préamplification ou de gain introduit lors d'un mélange, et qu'en outre le filtre FI provoque lui une atténuation du signal, les niveaux de signal sont si faibles qu'il n'y a pas le moindre risque de surmodulation. Le JFET BF245, T4, travaille en mélangeur à FET passif qui, à l'image d'un découpeur HF, court-circuite le signal au rythme de l'oscillateur. L'intérêt de cette approche est, outre sa simplicité, sa grande plage de dynamique. Le mélangeur traite des signaux allant jusqu'à plus de 100 mV sans distorsion détectable.

Syntonisation DDS

Le VFO DDS basé sur un AD9835 d'Analog

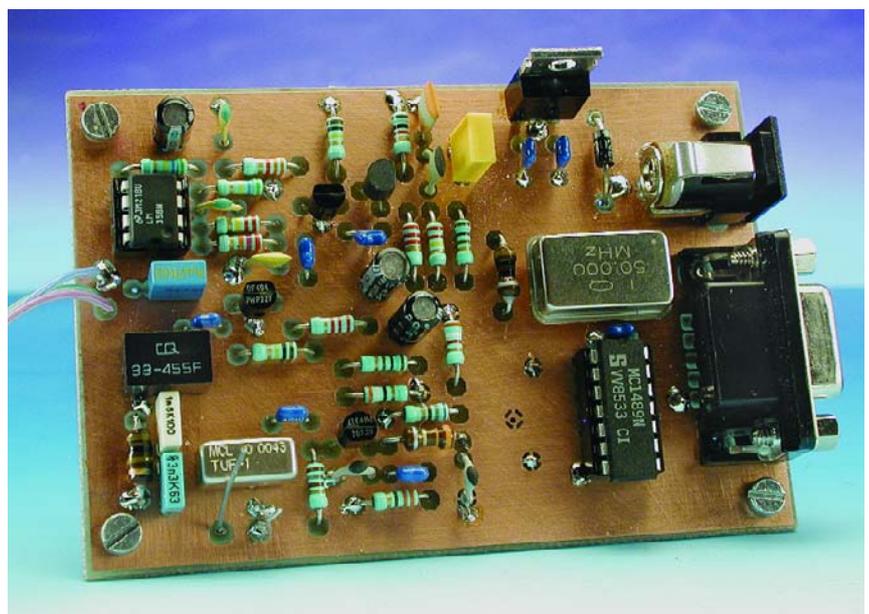
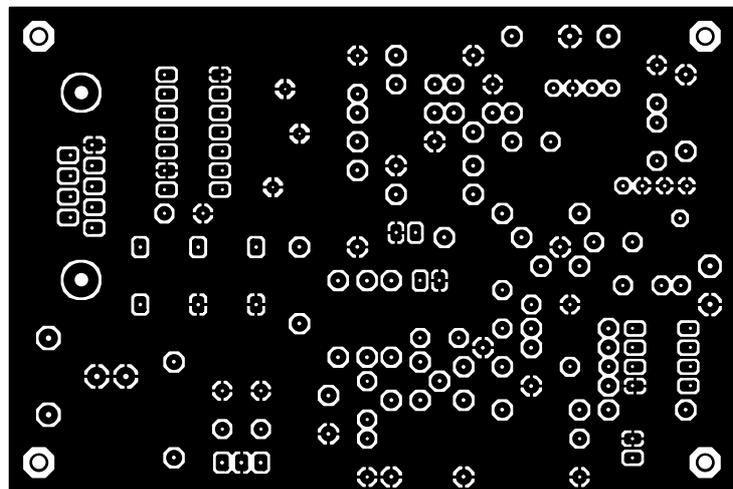
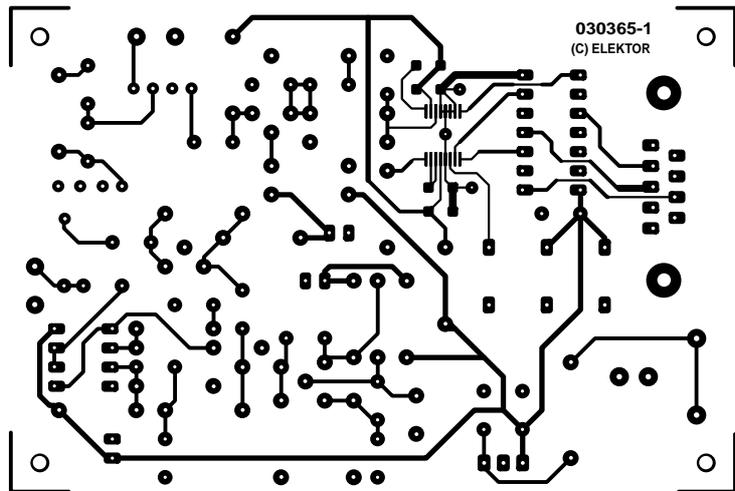


Figure 4. Le côté « composants » du prototype d'Elektor. Le plan de cuivre permet de réaliser des mises à la masse très courtes.

Devices est piloté directement, sans l'entremise d'un microcontrôleur, depuis l'interface RS-232. Le récepteur de puissance MC1489 est chargé de l'adaptation de niveau. Le signal d'horloge de 50 MHz permet, théoriquement, une plage de syntonisation allant jusqu'à 25 MHz. Cependant, dans la pratique, les signaux de sortie sont, à proximité de cette limite, tellement faibles qu'il ne faut pas aller à plus de 24 MHz environ. Un filtre passe-bas simple, C5, L1 et C6, dont la fréquence-limite se situe à 24 MHz environ, assure une atténuation suffisante des harmoniques. Un étage d'amplification additionnel garantit une modulation à niveau suffisant du mélangeur.

Analog Devices propose toute une ribambelle de circuits DDS différents, dont certains travaillent à une fréquence d'horloge plus importante. Nous avons opté pour le AD9835 en raison de son prix relativement abordable et de sa disponibilité. La valeur faible de la FI, de 455 kHz seulement, a pour conséquence que la fréquence du VFO n'est que légèrement supérieure à la fréquence du récepteur. La limite supérieure de la fréquence du VFO n'est pas définie avec précision, l'amplitude du VFO se contentant de diminuer progressivement au-delà de 20 MHz. Ceci explique que nous ayons même réussi, par exemple, à capter une station DW sur 21 780 kHz à Trinco-

malee (Sri-Lanka).

Nous avons développé un programme pour PC, **DRM.exe**, permettant d'ajuster la fréquence de réception, mais permettant également la calibration nécessaire du récepteur. Nous décrivons, dans l'encadré « Pas à pas », la mise en oeuvre du récepteur. Il faudra, lors de la première exécution de **DRM.exe**, indiquer le port de l'interface sérielle à utiliser. Le paramétrage par défaut est COM1, mais rien n'interdit d'opter pour COM2. Ce paramètre, ainsi que les autres, sont stockés dans le fichier *Init.txt* par action sur le bouton « *Save Setup* », fichier d'initialisation chargé automatiquement lors du prochain lancement du programme. Une fois que la liaison sérielle est établie correctement, il devient possible, par le biais du régleur (dans le haut de la fenêtre, cf. **figure 6**), d'ajuster la fréquence de réception avec une résolution de 1 kHz. Les flèches du bord donnent des pas de 1 kHz, un clic sur les boutons proches du régleur fait passer à un pas de 10 kHz.

Calibration

Il faut procéder à une calibration de la fréquence vu que les 2 oscillateurs du récepteur possèdent inévitablement une certaine tolérance et qu'ils ne sont pas étalonnés au niveau du matériel. Il faut commen-

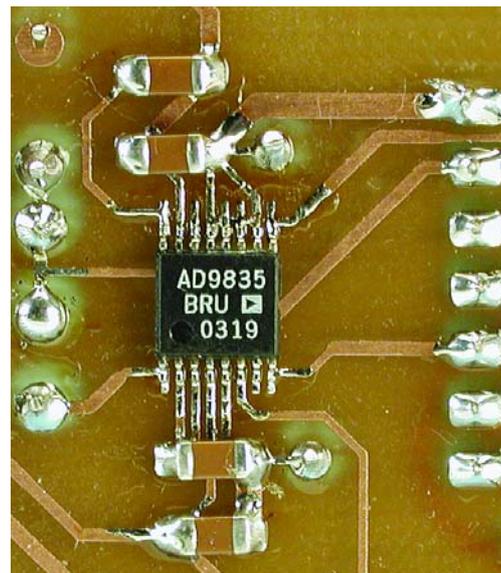


Figure 5. Le circuit intégré DDS disponible en CMS seulement, vient se placer, avec 4 condensateurs CMS, sur le côté « pistes » de la platine.

cer par déterminer la fréquence précise du second oscillateur (en nominal 467 kHz). On commence pour cela par régler à zéro la fréquence de réception (mettre le régleur de la fenêtre en butée vers la gauche) et on lance le logiciel DRM (Note : nous utiliserons par la suite le programme « DRM Software Radio » de Fraunhofer IIS, mais rien n'interdit d'utiliser un autre programme, « Dream » par exemple. – cf. le texte encadré : « Logiciel du décodeur »).

Le récepteur n'est pas encore connecté à l'an-

Pas à pas

Voici les étapes à suivre pour la connexion du récepteur DRM au PC :

1. Établir la liaison sérielle à l'aide d'un câble 1:1
2. Relier la sortie de l'amplificateur à l'entrée Ligne de la carte-son du PC à l'aide d'un câble BF blindé
3. Mettre l'alimentation du récepteur en fonction
4. Démarrer le logiciel DRM et sélectionner la carte-son en tant que source et cible
5. Ouvrir la fenêtre de contrôle de volume (avec le régleur) sur l'écran (un double clic sur le symbole de haut-parleur) en bas à droite sur la barre de tâches du Bureau Windows ou par le biais de la fonction Démarrer/Programmes/Accessoires/Divertissement (Contrôle du volume)
6. Sous Options/Propriétés à « Ajuster le volume pour » opter pour **Enregistrement**
7. Cocher l'entrée utilisée (« Line-In » ou « Microphone ») et cliquer OK
8. Ajuster dans la fenêtre qui apparaît alors le volume correspondant à l'entrée choisie
9. Revenir à Options/Propriétés, « Ajuster le volume pour » opter pour **Lecture**. Décocher toutes les entrées exception faite de l'entrée utilisée (**Sons Wave** normalement). Utiliser les 2 régleurs de gauche pour ajuster le volume des haut-parleurs du PC.
10. Démarrer le programme DRM.exe pour la syntonisation sur une station.

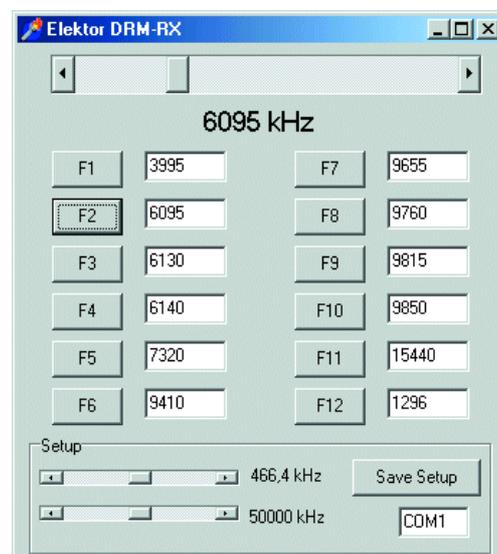


Figure 6. Le programme tournant sous Windows DRM.exe servant à la syntonisation du récepteur DRM.

tenne. Le spectre, cf. **figure 7**, ne présente qu'une seule ligne, naissant de la syntonisation très exactement sur la fréquence intermédiaire du premier oscillateur. (Note : si l'on n'a mis le récepteur sous tension qu'après démarrage du logiciel, la ligne ne sera visible qu'après un léger déplacement du régleur. Si, en dépit de cette action, la ligne reste invisible, il se peut que le signal d'entrée soit trop faible, auquel cas il est préférable d'utiliser l'entrée micro de la carte-son. Le bruit du récepteur devrait être à peine visible dans

le bas de l'image. Il peut également se faire que la ligne se trouve hors de l'image. Il faudra dans ce cas-là jouer sur le régleur pour la rendre visible). Il faut ensuite, dans le domaine *Setup*, jouer sur la position du régleur supérieur jusqu'à ce que la ligne se trouve très exactement au centre du spectre. Le signal de sortie du récepteur est alors de 12 kHz très précisément. Sur notre prototype le réglage correct était obtenu à 466,4 kHz, ce qui signifie que le second oscillateur présentait une dérive de 600 Hz vers le bas corrigée à partir de ce moment par un décalage de même valeur du premier oscillateur. La plage de réglage de la calibration ± 2 kHz.

La seconde étape consiste à compenser la dérive de l'oscillateur maître. L'oscillateur à quartz de 50,000 MHz possède une tolérance usine de ± 100 ppm, c'est-à-dire de 100 Hz par MHz, ce qui signifie que la dérive réelle pourrait atteindre, à 50 MHz, jusqu'à 5 kHz au maximum. Dans le cas d'une fréquence de réception située aux alentours de 10 MHz la dérive serait de 1 kHz. Pour le réglage on branche une antenne et on recherche un émetteur MA puissant travaillant dans le domaine des Ondes Courtes (syntoniser par le régleur supérieur dans **DRM.exe**). Toutes les stations radio sont réparties sur une grille de 5 kHz extrêmement précise et peuvent être utilisées comme étalon de fréquence. La **figure 8** montre le spectre d'une station MA trafiquant sur 6 085 kHz. Il faut maintenant jouer sur le régleur du bas de façon à ce que la porteuse de l'émetteur se trouve très exactement au centre.

Théoriquement il faudrait reprendre la première calibration puis la seconde en peaufinant à chaque fois le réglage. Dans la pratique, cela ne s'avère pas nécessaire vu que la petite dérive de l'oscillateur maître ne répercute qu'à 1% environ dans le domaine de la FI. Ainsi, si l'on a constaté une dérive de 1 kHz à 50 MHz, l'erreur à 455 kHz n'est que de 10 Hz environ. Le logiciel DRM ne requiert lui qu'une précision absolue de ± 500 Hz.

Il ne faudra pas oublier, une fois terminée la calibration des oscillateurs, de mémoriser les données de *Setup* de manière à ce qu'elles soient

prises en compte lors d'un prochain démarrage. Notons au passage que d'autres données sont mémorisées au cours de ce même processus, au nombre desquelles la fréquence en cours d'utilisation. Ainsi, lors d'un prochain démarrage, le programme démarre sur la fréquence en question. Il est également possible de mémoriser dans le fichier *Setup* toutes les touches de stations et leur fréquence correspondante. À noter qu'il est possible de modifier ce fichier à l'aide d'un éditeur de texte. Vous pourrez ainsi, si en dépit de nos recommandations bien intentionnées, vous décidez de surcadrer votre DDS en le dotant d'un oscillateur à quartz de 60 MHz, y entrer les nouvelles fréquences.

Commande sous VB

La commande de la syntonisation par le biais du PC ouvre des perspectives intéressantes, telles que l'attribution de noms de station aux touches de mémorisation ou l'écoute à une heure donnée d'un programme préféré. À noter que la DDS peut aussi servir à des mesures. Pour ne pas couper les ailes aux ambitions de nos lecteurs, nous nous proposons, à l'aide d'un exemple simple écrit en Visual Basic (VB), comment piloter la DDS. La **figure 9** montre l'interface utilisateur du programme de démonstration. Il comporte un régleur, des touches de stations et 2 fréquences préférées qu'il est possible d'éditer. Nous n'avons pas prévu de calibration accessible à l'utilisateur et réalisé cette dernière sous la forme de constantes prises dans le programme.

Le **listage 1** donne les 2 procédures les plus importantes du programme. Output (Data) sert à écrire à chaque fois 16 bits dans un registre du AD9835. La procédure LO calcule la fréquence et le contenu du registre du circuit intégré DDS requis. La fréquence de sortie est paramétrée par une valeur de 32 bits de sorte que le pas vaut $50 \text{ MHz} / 2^{32} = 0,011 \text{ 64 Hz}$. La fiche de caractéristiques du composant explique avec force détails l'attribution des registres et leur adressage dans la partie de poids fort du mot de commande à 16 bits. Le programme de démonstration donne les 7 contenus de registre

Listage 1

Extraits du programme en VB

```
Const XTAL = 40000
Const IF1 = 454.3

Private Sub output(Data)
    TXD 0
    Delay 0.1
    DTR 1          ' CE
    Delay 0.1
    BitValue = &H8000&
    For n = 0 To 15
        If (Data And BitValue) >
            0 Then RTS 0 Else RTS 1
            Delay 0.1
            TXD 1          ' clock
            Delay 0.1
            TXD 0
            Delay 0.1
            Delay 0.1
            BitValue = BitValue \ 2
    Next n
    Delay 0.1
    DTR 0
    Delay 0.1
End Sub

Private Sub LO(freq)
    HScroll1.Value = freq
    Label1.Caption =
        Str$(freq) + " kHz"
    Dim frg As Long
    Dim freqLo As Long
    Dim freqHi As Long
    Dim Daten As Long
    freq=freq+IF1 'add IF1
    frg=Int(freq/XTAL*
        4294967296#)
    freqHi=frg&H10000
    freqLo=frg-freqHi&H10000
    freqLoL=freqLo And &HFF
    freqLoH=freqLo\&H100
    freqHiL=freqHi And &HFF
    freqHiH=freqHi \ &H100
    output &HF800& 'Reset
    '4 Bytes to FREQ0
    output(&H3000& + freqLoL)
    output(&H2100& + freqLoH)
    output(&H3200& + freqHiL)
    output(&H2300& + freqHiH)
    output &H8000& 'Sync
    output &HC000& 'Reset end
End Sub
```

Logiciel du décodeur

On a besoin, pour la mise en oeuvre du récepteur DRM, outre du logiciel de calibration **DRM.EXE** (téléchargeable depuis notre site : www.elektor.fr), également d'un décodeur logiciel. L'utilisateur a le choix entre 2 produits.

DRM Software Radio de l'Institut Fraunhofer IIS dans sa version 2.034 peut être acheté en ligne pour de l'ordre de 60 € à l'adresse www.drmx.org. Le paiement se fait par carte de crédit. L'information de téléchargement et une clé de déverrouillage sont envoyées par Courriel.

La version la plus récente du programme supporte le nouveau standard DRM sur base de MP4, introduit le 15 décembre dernier. La plupart des stations DRM trafiquant en OC émettent actuellement en stéréo et peuvent se targuer, avec ce programme, d'une excellente qualité de sonore.

Le projet Open Source **DREAM** de Volker Fischer et Alexander Kurpiers de l'Institut pour la Technologie de Communication de l'Université de Darmstadt en est actuellement à sa version 1.0. Le programme est fourni uniquement sous forme de code-source C++ (<http://sourceforge.net/projects/drm/>, sachant que les auteurs ont intégré des sous-ensembles externes qu'il faudra télécharger auprès des différents fabricants concernés. Le projet pourra être compilé soit pour Windows soit pour Linux. Si vous n'avez pas l'habitude de travailler avec un compilateur C++, il vous faudra faire appel à un ami qui pourra effectuer cette compilation pour vous. DREAM V1.0 est devenu un concurrent de DRM Software Radio dont il faut tenir compte. La stabilité du programme est remarquable, son exigence en ressources PC est moindre que celle des versions précédentes. Il est même devenu possible depuis, de recevoir des images, le programme pouvant écrire un fichier .log récapitulant les résultats de réception.

DREAM est très tolérant en ce qui concerne la position en fréquence de la bande de base DRM et scanne l'ensemble de la plage comprise entre 0 et 24 kHz. Il propose, comme alternative, un mode de réception MA. Le récepteur DRM devient alors utilisable dans les bandes radio classiques des G.O. (Grandes Ondes), P.O. (Petites Ondes) et O.C. (Ondes Courtes).

Dans l'un des prochains numéros, nous reviendrons aux Décodeurs Logiciels. Les programmes DRM tournent sous toutes les versions de Windows à partir de Windows 98 (c'est-à-dire 98, 200, NT et XP).

important pour le réglage d'une fréquence. Chaque valeur de fréquence est subdivisée en 4 octets qui sont stockés dans 4 registres partiels.

On trouve, au début du fichier-source du programme, 2 constantes qu'il faudra adapter pour calibrer la fréquence. On trouvera dans le pro-

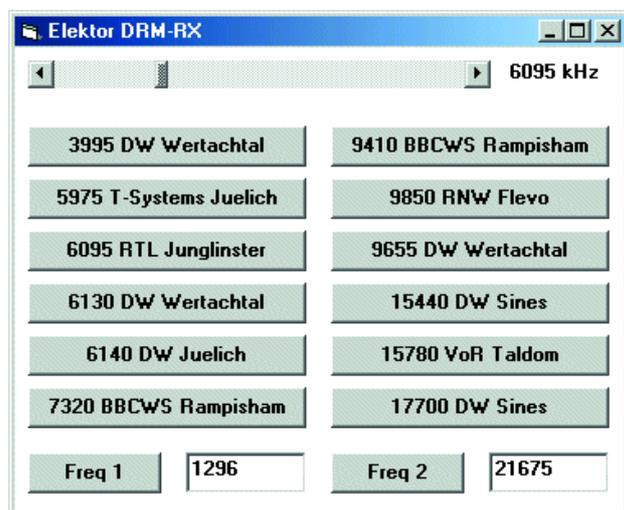


Figure 9. L'interface utilisateur du programme de démonstration en VB servant à la syntonisation.

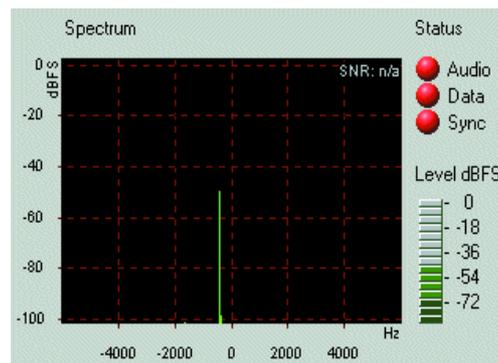


Figure 7. Calibration de la FI, ici avec le programme DRM Software Radio (Version 2.034).

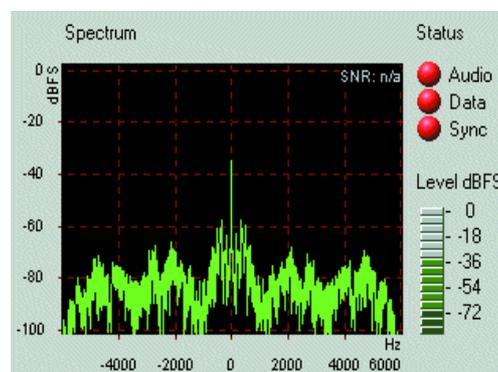


Figure 8. Une station en MA fait office d'étalon de fréquence.

gramme utilisateur du récepteur les données nécessaires. XTAL = 50000 correspond à la fréquence exacte de l'oscillateur à quartz. IF1 = 455 définit la fréquence intermédiaire. Si l'on a, par exemple, trouvé une fréquence de 466,3 kHz, la valeur de la FI sera : $466,3 - 12 = 454,3$ kHz. Le pilotage de l'interface RS-232 se fait par le biais d'un module BAS que l'auteur a déjà décrit en [3].

(030365-1)

Bibliographie

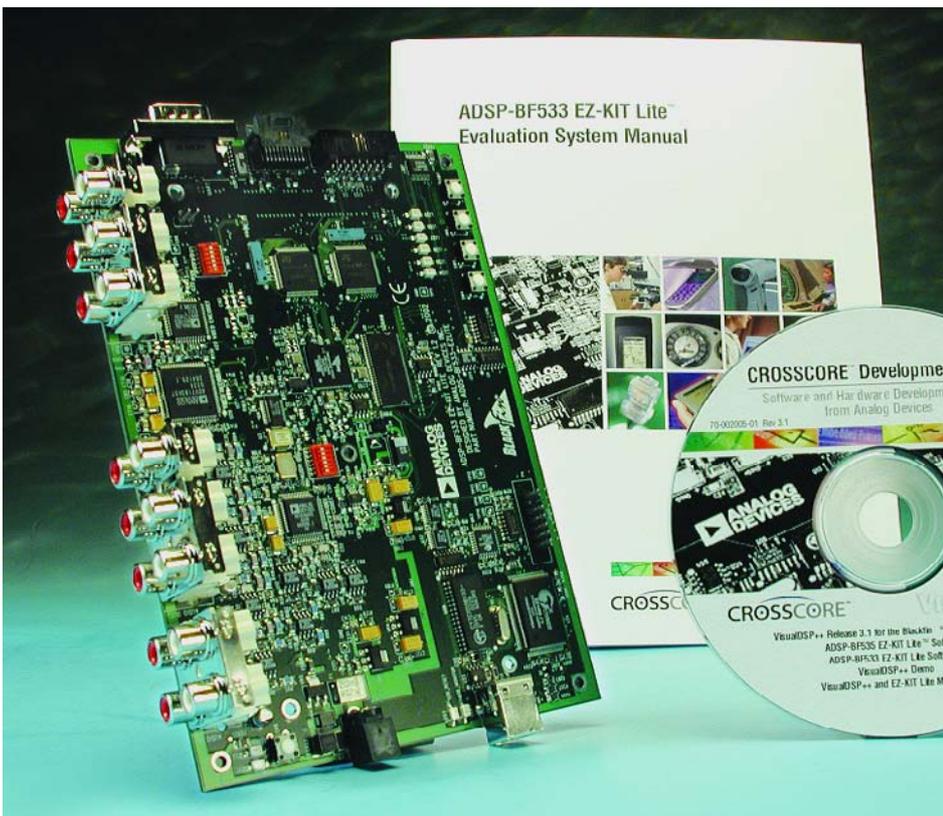
- [1] H. Weber, Digital Radio Mondiale, Elektor n°294, 12/2002, page 38 et suivantes
- [2] B. Kainka, Contact avec DRM, Elektor n°306, 12/2003, page 74 et suivantes
- [3] B. Kainka, Petites expériences d'électronique avec mon PC, Visual Basic en pratique, Publitronic 2001
- [4] Kainka/Schneider, DRM-Empfangspraxis en allemand, Franzis 2004

ADSP-BF533-EZ-KIT Lite

Kit de développement pour DSP Blackfin®

Paul Goossens

Vouloir s'initier aux DSP est une excellente idée, mais il est très difficile de trouver un bon point de départ pour se lancer dans l'expérimentation à base de DSP. La majorité des projets à base de DSP travaillent à des fréquences très élevées (tant en interne qu'en externe), ce qui se traduit par un dessin de la platine relativement critique.



De plus, ces composants étant, la plupart du temps, du type CMS voire BGA, leur soudage ou implantation est une opération souvent laborieuse. Les DSP les plus récents sont proposés en boîtier BGA (*Ball-Grid-Array*). Ce simple fait enlève à l'amateur toute envie de développer lui-même un mon-

tage à base de DSP. Dans ces conditions, une bonne approche consiste à démarrer avec un kit de développement. Non seulement en raison de la difficulté de concevoir et fabriquer un tel circuit imprimé mais certainement pour

l'environnement de développement et les exemples de projet qui sont quasiment toujours proposés avec une telle carte d'évaluation. Il existe nombre de kits de développement pour DSP sur le marché. Nous voulons, par le présent article, vous décrire l'un d'entre eux, à savoir le ADSP-BF533-EZ-KIT Lite de Analog Devices.

Qui dit kit dit

- Une platine d'évaluation extrêmement riche en composants
- Un CD-ROM comportant l'environnement de développement Visual DSP++ (version de démo) avec des exemples et une documentation technique exhaustive
- Un manuel Système
- Un module d'alimentation
- Un câble USB

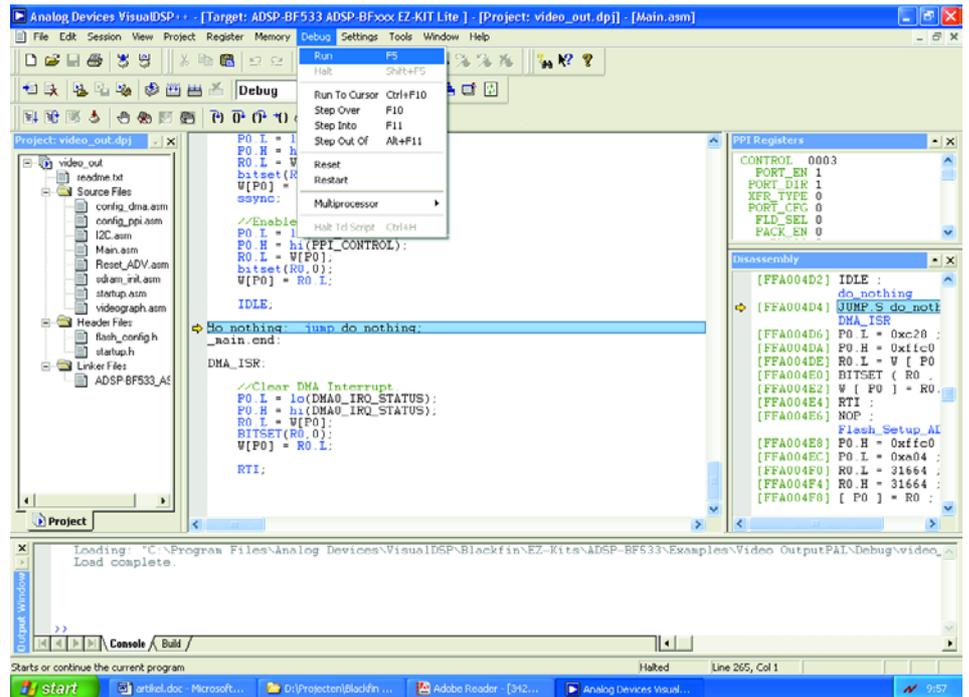
Au coeur de la platine règne un DSP du type ADSP-533. Ce DSP est l'un des 4 membres de la famille Blackfin® d'Analog Devices. La platine est richement dotée d'Entrées/Sorties et de circuits de mémoire. On trouve ainsi une SDRAM de 32 Moctets (16 M x 16 bits), 2 mémoires Flash comportant 1 Moctet de mémoire Flash primaire, 64 Koctets de Flash secondaire, 32 Koctets de SRAM et 256 octets intégrant les registres de

configuration. Ces composants, des PDS4256 de ST, mériteraient un article à eux seuls, en raison de leur multi-fonctionnalités; nous aurons l'occasion, dans un article publié dans un prochain numéro, de revenir à cette famille de façon plus détaillée. Au niveau des interfaces audio, cette carte comporte pas moins de 4 entrées et 6 sorties analogiques. Elles sont pilotées par un codec capable de commander toutes ces lignes à 48 kHz. Il est même possible, si l'on choisit de n'utiliser que la moitié des entrées et des sorties (2 et 3), d'arriver à un taux d'échantillonnage de 96 kHz.

La puissance du DSP mis en oeuvre est telle qu'il est également possible d'envisager du traitement vidéo. C'est d'ailleurs là la raison de la présence, sur cette carte, d'une interface vidéo. Elle comporte à cet effet 3 entrées et 3 sorties vidéo analogiques. Nous reviendrons un peu plus loin sur la dite interface vidéo. Il va sans dire qu'un kit de développement ne saurait se passer d'une interface de programmation. La présente carte offre une double approche, soit une interface JTAG classique, soit, caractéristique méritant d'être relevée, une connexion USB. Ces connexions permettent non seulement la programmation, mais aussi le débogage en temps réel ! Signalons, pour finir, la présence d'une interface RS-232, de 4 touches (sans anti-rebond !) et de 6 LED pouvant être pilotées par les Entrées/Sorties. Une carte d'évaluation ne saurait se passer d'alimentation; on en trouve partant une fournissant toutes les tensions nécessaires à partir d'un module d'alimentation secteur. Sous le dessous de la platine on trouve 3 connecteurs par le biais desquels il est possible d'accéder à tous les signaux importants dans le cas d'une application personnelle.

Logiciels

Le logiciel est un aspect primordial dans le succès d'un kit de développement. Les programmes tournant sous Windows accompagnant ce kit sont très évolués. Il nous faut cependant signaler qu'il s'agit d'une version « Lite » qui présente un certain nombre de limitations par rapport à



sa grande soeur. Dans la pratique, ces limitations ne constituent pas de gros obstacle. Ainsi, la taille maximale d'un programme personnel est limité à 20 Koctets et les sessions de simulation et d'émulation ne sont pas accessibles. De plus il n'est possible, avec cette version, de ne connecter qu'une seule carte DSP à la fois. À noter que le programme ne démarre que si la carte est connectée au PC et qu'elle est alimentée. Les langages de programmation supportés sont l'assembleur, C et C++. Ces deux derniers en particulier sont très intéressants lorsque l'on veut tester le fonctionnement correct d'un algorithme que l'on vient d'écrire. Rien n'interdit ensuite de reprogrammer éventuellement cet algorithme en assembleur si l'on obtient les meilleures performances de rapidité. Il nous faut remarquer que dans le cas présent la syntaxe assembleur est très claire et que la programmation en assembleur est notablement moins cryptique qu'avec les DSP des autres fabricants. Un point positif non seulement pour les débutants mais même un programmeur expérimenté ne manquera pas d'apprécier une syntaxe claire et précise. L'environnement de développement est très complet et intègre tous les modules dont on peut avoir besoin pour l'écriture de ses propres programmes, leur débogage et leur

transfert (*download*) vers la carte DSP. Il comporte aussi l'un ou l'autre outil utile, tel qu'un visualisateur d'image (*picture-viewer*) qui permet de visualiser un graphisme (ou une trame du signal vidéo) se trouvant dans la mémoire du DSP. Il va sans dire qu'il est possible d'examiner et de modifier tous les registres internes du DSP de même que la mémoire externe.

Le DSP

Le DSP utilisé possède de nombreux modules fonctionnels embarqués. Nous n'en voulons pour témoin que la fiche de caractéristiques de 936 pages servant à la description de l'aspect matériel du DSP. Résumons-en les caractéristiques les plus importantes.

Si l'on tient compte de tous les périphériques embarqués sur le DSP, son set d'instructions est, pour un DSP, pour le moins étonnant. On trouve, outre les instructions classiques d'un DSP, aussi des instructions CPU « normales » telles que manipulations de bit simples, etc., ce qui ne manque pas, en ce qui concerne la programmation, de simplifier le passage d'un microcontrôleur vers un DSP. Ceci ne signifie cependant pas qu'un programmeur DSP ne saura pas apprécier ces instructions...

Dans le cas d'un DSP, la partie mathématique est bien évidemment la plus importante. À l'image de la plupart des autres DSP disponibles sur le marché, ce DSP intègre 2 unités de calculs fortement optimisées capable chacune d'exécuter une opération par cycle d'horloge, peu importe qu'il s'agisse d'une multiplication, d'une addition ou d'un décalage (*shift*). Dans le cas d'une fréquence d'horloge interne de 600 MHz, cela se traduit

par une puissance de calcul de 1,2 GMACS ! Largement suffisant pour la majorité des applications multimédia actuelles.

Cette vitesse de traitement s'accroît encore sensiblement (jusqu'à 4 fois) si l'on opte pour des instructions vidéo sur 8 bits. Vous ne manquez pas de penser : 8 bits, mais cela ne date-t-il pas du siècle dernier ? Rien n'est moins vrai, sachant que la plupart des algorithmes vidéo (tels que le standard MPEG) utilisent énormément des données de 8 bits.

Le flux de données

Une telle puissance de calcul a de quoi impressionner, mais elle ne sert pas à grand chose à moins que l'on ait affaire à un flux de données extrêmement rapide. C'est là qu'entrent en scène les DAG (*Data Address Generator*). On peut les considérer comme des pointeurs qui, selon le cas, peuvent utiliser un offset, incrémentent/décrémentent automatiquement et génèrent éventuellement un adressage bit-reverse (pour les connaisseurs : pratique lors d'une analyse FFT). Ces fonctions requièrent une liaison rapide avec la mémoire. Outre de la mémoire cache de niveau 1 et de niveau 2, le DSP possède également un contrôleur de SDRAM capable, sans adjonction de composant supplémentaire, de s'accommoder de 128 Moctets de SDRAM maximum.

Il est également possible d'adresser d'autres types de mémoires. Il faut alors que le programmeur indique de quel type de mémoire il s'agit et quelle est la vitesse d'accès de sorte que l'on peut également utiliser des composants de mémoire standard. Il est ainsi prévu de pouvoir accéder à, outre de la SDRAM, de la SRAM, de la Flash ou de la ROM, et cela sans adjonction de logique externe. Le composant comporte en outre un contrôleur DMA 12 canaux (!) de manière à permettre un écoulement fluide du flux de données, ce contrôleur étant relié à différentes interfaces. Tout ceci permet de transférer de grandes quantités de données tandis que le processeur peut tranquillement continuer ses opérations.

Quelques interfaces intéressantes

Et si tout cela n'était pas suffisant, le DSP possède également un contrôleur USB. Il est possible, par son biais, de réaliser facilement une interface vers un ordinateur externe. Signalons à l'intention des plus férus d'entre nos lecteurs que le DSP embarque également une interface PCI étoffée qui pourra travailler tant en hôte qu'en esclave dans un système PCI ! Nous ne pouvons pas passer sous silence l'in-

terface PPI. Il s'agit d'une interface parallèle musclée capable, par elle-même, d'envoyer et de recevoir des images vidéo et aussi, le cas échéant, de générer les canaux de synchronisation requis.

Exemples

On ne sera guère étonné d'apprendre que le kit de développement est accompagné, comme tout kit de développement qui se respecte, d'un certain nombre d'exemples qui tournent sur la carte d'évaluation. Ces exemples peuvent servir de base à une application de votre cru. L'un des exemples proposés consiste à produire une mire à l'aide de l'encodeur vidéo. L'exemple proposé génère malheureusement un signal NTSC, alors que la plupart des téléviseurs européens travaillent selon la norme PAL (c'est également le cas des téléviseurs multi-standard de l'Hexagone). Il est vrai que les téléviseurs les plus modernes peuvent d'ailleurs également traiter du NTSC. Cela nous a quand même paru être une limitation gênante, raison pour laquelle nous avons décidé d'adapter par nos soins l'exemple en question pour lui faire produire des signaux PAL. Cet exercice constituait un bon entraînement pour se faire la main sur le DSP et l'encodeur vidéo. La fiche de caractéristiques indique qu'il faut configurer le circuit intégré par l'interface I²C, ce qui nous amena à écrire quelques routines I²C simples. En fin de document on trouve une liste donnant les paramétrages correspondant aux différentes normes TV. Rassurez-vous, notre adaptation ne marcha pas du premier coup, car nous n'avions pas pensé à un détail. Il manquait en effet dans la liste des registres I²C et des valeurs correspondantes, une paire de registres réservés à des extensions ultérieures du circuit intégré.

Si donc vous voulez configurer vous-même cet encodeur vidéo pour l'une de vos applications, il ne faudra pas oublier qu'il manque dans la liste les 2 registres aux sous-adresses 5 et 6. Il faut soit y écrire un « 0 » soit, mieux encore, tout simplement les sauter. Attention donc à ne pas transférer, sans autres précautions, la liste publiée vers le composant ! L'exemple servant à la génération

d'un signal vidéo PAL est téléchargeable gratuitement depuis notre site (www.elektor.fr) sous la dénomination **EPS030439-11** sous le mois concerné.

Extensions

S'il devait se faire que les périphériques embarqués ne répondent pas à tous vos souhaits, il reste toujours la possibilité de procéder à une extension du matériel par le biais des 3 connecteurs implantés sur le dessous de la platine. Ils véhiculent tous les signaux importants.

À noter en outre qu'Analog Devices propose des extensions toutes faites destinées à cette carte, de sorte que les programmeurs qui n'aiment pas concevoir eux-mêmes du matériel pourront aussi accroître les possibilités de cette carte. Lorsque nous parlons de cartes d'extension il s'agit, entre autres, d'une possibilité de connexion d'une caméra externe, de convertisseurs A/N et N/A rapides, etc. Les Entrées/Sorties classiques d'un DSP..

En guise de conclusion

Le processeur est doté, nous le disions, de nombreuses possibilités dont il nous est impossible de donner le détail, les pages de magazine disponibles ne suffiraient pas. Il vaut sans doute la peine d'examiner d'un peu plus près les puces d'E/S.

Il est difficile de parler de kit bon marché (245 \$US hors frais de port) mais il n'est resté pas très abordable surtout si l'on tient compte des possibilités offertes.

Après avoir pris le temps de nous intéresser au ADSP-BF533-EZ-KIT Lite nous pouvons dire qu'il s'agit d'un système très puissant dont la complexité de programmation est parfaitement maîtrisable. Il ne s'agit évidemment pas d'un matériel à mettre dans les mains d'un débutant, mais il n'est cependant pas nécessaire d'être un expert en DSP pour réaliser, en l'utilisant comme base, des projets intéressants. Un kit à recommander sans arrière-pensée pour l'électronicien curieux désireux rester à niveau !

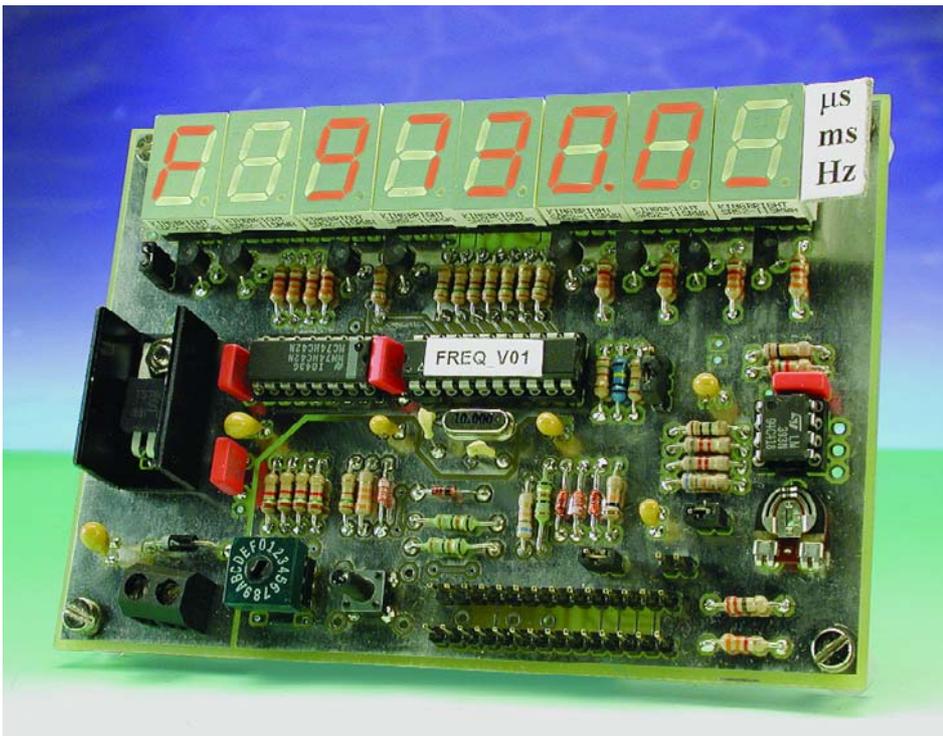
(030439)

Fréquencemètre

Et compteur pour toute mesure du temps

Reinhard Zenzinger

La simplicité de construction de ce compteur d'événements et fréquencemètre universel provient du microcontrôleur qui lui confère en outre de nombreuses possibilités de mesure et un maniement agréable. L'accent a aussi été placé sur l'insensibilité aux parasites et l'ergonomie.



Quel laboratoire d'électronique pourrait raisonnablement se passer d'un compteur fréquencemètre ? Le circuit principal de ce genre d'appareils n'est généralement pas très compliqué. Nous disposons depuis longtemps de circuits intégrés capables d'assurer la mesure de fréquence, d'intervalle de temps ou de compter et de présenter le résultat sur écran LCD ou à LED. De nos jours, ils sont souvent réduits au rôle d'accessoire sur géné-

rateurs de fonctions et peu choyés du point de vue technique.

Qu'attendons-nous d'un bon fréquencemètre ? La première priorité, évidemment, sera la précision de mesure et elle devra perdurer de longues années (stabilité à long terme). Naturellement, nous aimerions aussi, sans qu'il en coûte trop, un vaste domaine de fréquence et

tant mieux si l'appareil peut exécuter plusieurs fonctions de mesure tout en restant d'une manipulation aisée, s'il offre à la fois une grande sensibilité et reste peu vulnérable aux parasites. Pareilles exigences antagonistes, on ne les conciliera pas sans accepter l'un ou l'autre compromis.

Le fréquencemètre décrit ici, que peut-il nous proposer ? La gamme de fréquence s'étend du continu à 4 MHz. À première vue, elle semble un peu étroite, mais il s'agit d'un bon compromis. À moins d'être radio-amateur ou concepteur de circuits HF, on n'a que rarement à mesurer des fréquences plus hautes. Ensuite, quand on passe dans les mégahertz et à fortiori dans les gigahertz, des amplificateurs et des diviseurs de fréquence préalables sont indispensables en amont d'un microcontrôleur ordinaire pour ramener l'amplitude et la fréquence à l'intérieur du domaine de ses possibilités. Plutôt que de nous lancer dans cette course, nous pouvons tabler ici sur une haute précision, l'erreur de mesure maximale est de ± 100 ppm ± 1 chiffre. On ne pourrait pas parler d'appareil universel s'il ne mesurait que la fréquence. Il saisit des impulsions d'une largeur de $1 \mu\text{s}$ au moins et en chronomètre d'autres dont la durée atteint 1 000 s. Il s'agit de

Caractéristiques techniques et fonctions

- Trois périodes de porte en fréquencesmètre
- Mesure de période en milli- et microsecondes
- Largeur d'impulsion de l'alternance positive ou négative en milli- et microsecondes
- Compteur d'événements jusqu'à 10⁷
- Chronomètre avec temps intermédiaires, résolution de 10 ms
- Affichage sur huit chiffres à sept segments
- Temps de pause réglable entre 1 et 5 s ou relance manuelle
- Résolution de 0,1 μs et 0,1 s
- Fréquence maximale de 4 MHz
- Minimum de largeur d'impulsion mesurable de 1 μs
- Maximum de largeur d'impulsion mesurable de 1 000 s
- Plage de tensions d'entrée de 10 mV à 5 V, protection jusqu'à 30 V (plus hautes tensions par diviseur externe)
- Indication de dépassement, effacement des zéros non significatifs, avertissement de mesure erronée.

signaux d'entrée compris entre 10 mV et 5 V, mais un diviseur de tension externe permet naturellement de mesurer de plus hautes tensions. De même, un diviseur de fréquence externe autorise le traitement de fréquences plus élevées. C'est un compteur BCD à 16 étages qui exécute la mesure et applique le résultat à un affichage à huit chiffres. Le **tableau** vous résume les fonctions et les détails techniques du projet.

Le contrôleur et sa cour

À ce stade, il serait superflu d'analyser un bloc-diagramme du compteur fréquencesmètre. Les groupes fonctionnels autour du microcontrôleur, l'affichage, la sélection de la fonction de mesure, la mise en forme du signal et l'alimentation, vous les identifierez du premier coup d'œil dans le schéma détaillé de la **figure 1**. Observons ces groupes avant

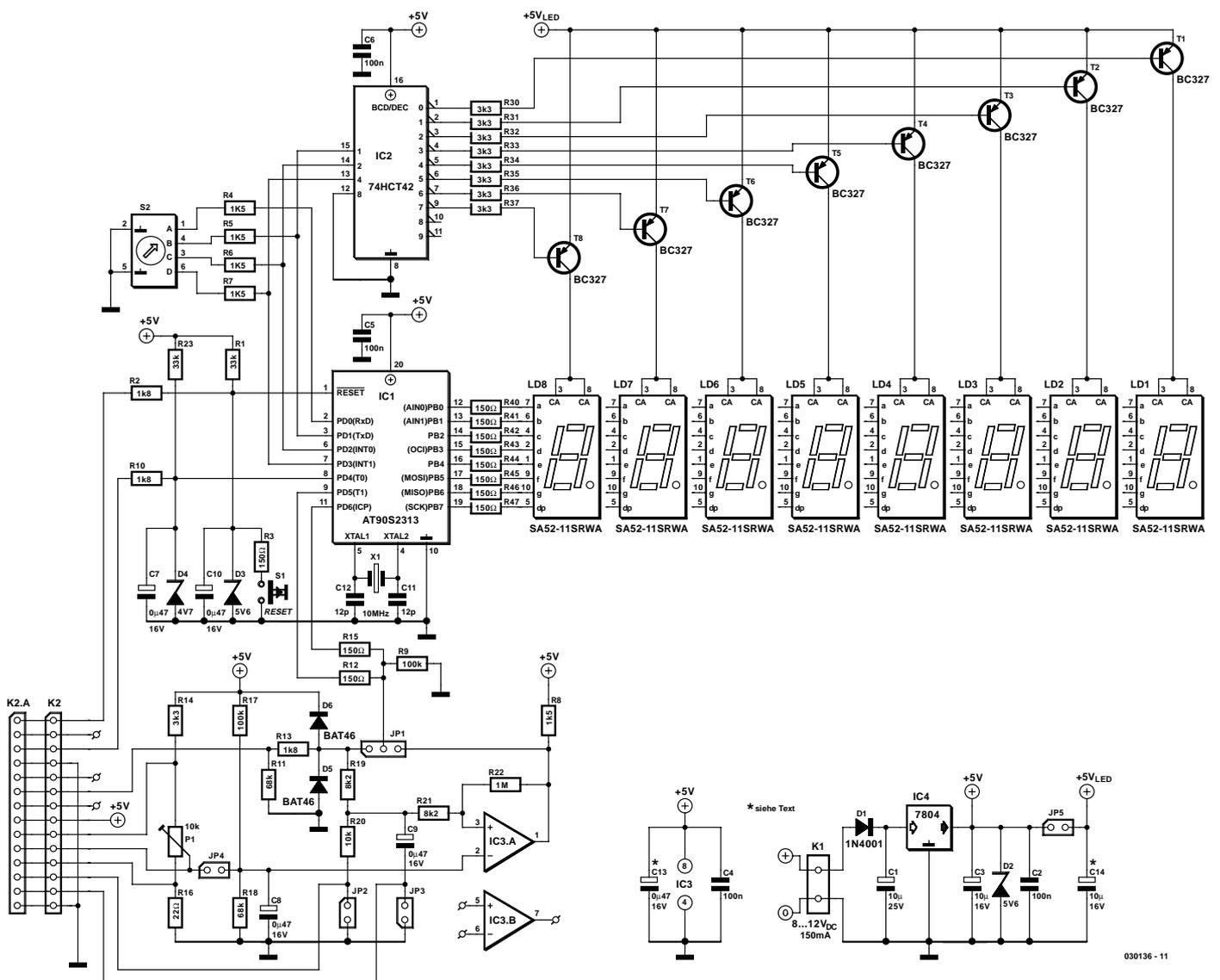


Figure 1. Centré sur son microcontrôleur, le schéma du compteur fréquencesmètre reste clair.

d'en venir à l'exploration des modes de travail et du logiciel.

La pièce centrale est un microcontrôleur AT90S2313 de la firme Atmel. Il est cadencé à 10 MHz. En tout, il dispose de 15 ports d'E/S dont la configuration est libre. Le port B est fixé en configuration de sortie et commande chacun des segments de l'afficheur. Le port D en revanche présente un panaché de configurations : selon les nécessités, les lignes basculent individuellement de fonction d'entrée à celle de sortie. Seuls, PD0 et PD4 sont toujours des entrées, avec les résistances de forçage haut (environ 50 k Ω) actives. PD1 à PD3 ne travaillent en entrée qu'après une mise à zéro ou un changement de fonction. En service normal, ils deviennent des sorties pour piloter l'affichage.

Pour PD5 et PD6, on a choisi de ne pas brancher les résistances de rappel au niveau haut. Ouvertes, ces entrées de port sont au niveau logique bas, des œuvres de R9. Les entrées PD5 et PD6 sont reliées en parallèle (par les résistances de découplage R15 et R12). En voici la raison : PD5 exerce une fonction spéciale et commande directement le compteur temporisateur interne indépendamment du cycle du programme, comme ce serait sans doute requis en haute fréquence. PD6 lance une routine d'interruption qui réagit immédiatement au signal d'entrée, nécessité imposée par la mesure de très courtes périodes ou d'impulsions. Lorsqu'on se place en mode de chronométrie, PD5 et PD6 opèrent en sorties, R12 et R15 servent alors à limiter le courant.

Mise en forme du signal

C'est la barrette à 14 bornes K2 qui assure la liaison entre l'entrée du signal à mesurer et les composants externes de commande. Le signal atteint l'amplificateur de mesure par K2.6. La résistance R11 maintient un niveau bas stable lorsque l'entrée est ouverte. R13 et les diodes Schottky rapides D5 et D6 protègent l'entrée de surtensions jusqu'à 30 V. Une diode zener aurait ici causé un trop fort amortissement sur les hautes fréquences et les flancs raides.

On peut envoyer le signal à mesurer par le cavalier JP1 vers les broches 9 et 11 du microcontrôleur. Une possibilité offerte pour un signal d'entrée de niveaux TTL, entre 0 et 5 V, quand sa fréquence est trop élevée pour le comparateur. Dans l'autre position du cavalier, le circuit du comparateur IC3.A intervient. Le signal est alors appliqué, via R19 et R21, à l'entrée non-inverseuse du LM393. L'entrée inverseuse est portée à une tension fixe voisine de 2 V formée par le diviseur de tension R17/R18. Dès que la tension d'entrée à la broche 3 dépasse cette valeur, la sortie

du comparateur s'inverse et entraîne le niveau des lignes de port PD.5 et PD.6 du microcontrôleur. Une résistance d'hystérésis R22 sur le comparateur évite les oscillations sur les signaux à flancs lents.

Jusqu'ici, nous avons supposé qu'aucun des cavaliers JP2 à JP4 n'était placé, pas plus que les bornes K2.8 à 13 n'étaient utilisées. Le cavalier JP4 met en service le diviseur de tension R16, P1, R14. Ces résistances sont nettement plus petites que R17 et R18, de manière à n'exercer que peu d'influence sur la tension de seuil à l'entrée inverseuse du comparateur. Ce potentiomètre peut d'ailleurs prendre place en face avant, auquel cas l'ajustable P1 ne sera pas implanté, on utilisera alors les bornes K2.9 à 11. Avec les valeurs indiquées, la plage de réglage s'étend de 10 mV à 3,7 V environ et correspond au domaine réaliste de fonctionnement du comparateur LM339 alimenté sous 5 V.

Le cavalier JP2, ou son substitut par liaison extérieure entre K2.12 et la masse, met en service le diviseur de tension R13+R19/R20, qui réduit de moitié la tension du signal à mesurer. Un diviseur externe permettrait d'appliquer à l'appareil de plus hautes tensions.

Enfin, le cavalier JP3 (ou un autre fil entre K2.13 et la masse) insère le condensateur d'affaiblissement C8, bien utile avec des signaux fortement perturbés ou en cas de commande par un contact mécanique. En plus de l'entrée de mesure évoquée, il existe encore deux autres lignes de K2 vers le microcontrôleur. K2.3 est une entrée de commande numérique reliée à PD.4. Elle profite de la protection de R10 et de la diode zener D4 et peut servir à des fonctions additionnelles. Le condensateur C7 a pour but d'atténuer les effets des rebonds d'un interrupteur externe.

Le bouton S1 produit la mise à zéro ou le démarrage. Son antiparasite repose sur R1 et C10, alors que R3 préserve les contacts sensibles de S1. On peut aussi brancher sur K2.1 un bouton extérieur, la ligne est mise à l'abri des surtensions jusqu'à 30 V par R2 et D3.

La sélection du mode de fonctionnement est confiée au commutateur BCD S2. Quatre lignes, A à D, atta-

quent via R4 à R7 quatre entrées de port, PD0 à PD3. Les trois dernières exercent une double fonction. En service normal, elles sont commutées en sorties et servent au multiplex de l'affichage, d'où les résistances R4 à R7 pour éviter le court-circuit.

Affichage

Un afficheur à huit chiffres demande, en BCD, trois lignes de sélection qu'un 74HCT décodera en décimal. Les transistors T1 à T8 pilotent à tour de rôle chacun des chiffres à une récurrence d'à peu près 80 Hz. Pour ce faire, ils doivent commuter un courant voisin de 160 mA. Il faut normalement que le délai de blocage soit court (<1 μ s) pour éviter des anomalies dans l'affichage à cause du chevauchement. Dans ce projet, pareil effet a été éliminé par le logiciel, si bien que des transistors ordinaires pourront convenir.

Tous les segments analogues des huit chiffres sont connectés ensemble et commandés directement par le port B du microcontrôleur. La limitation de courant indispensable aux segments à LED est obtenue par la mise en série de résistances individuelles, R40 à R47.

Alimentation

La platine s'alimente par l'intermédiaire des deux bornes de K1 à une source d'une tension continue comprise entre 8 et 12 V. D1 protège de l'inversion de polarité. Si la tension est plus élevée (jusqu'à 15 V), il faudra monter le régulateur 7805 (1 A) sur un radiateur, sinon le plan de masse suffit. Les condensateurs C1, C2 et C3 assument comme d'habitude les fonctions de réservoir et de filtre. La diode zener D2 limite la tension d'alimentation à une valeur de sécurité d'environ 5,6 V si jamais la protection contre les surtensions à l'entrée de mesure devait absorber trop de courant. Chaque puce est dotée d'un découplage de proximité de 100 nF, C4, C5 et C6.

Sur la platine, l'alimentation des afficheurs à 7 segments est séparée du reste afin de limiter les parasites produits par le multiplex. C'est qu'il y circule quelque 160 mA. Si nécessaire, en fonction de l'ondulation résiduelle présente sur K1, on peut

ajouter les condensateurs électrolytiques C13 et C14.

Maniement

Le compteur fréquencemètre universel, malgré le peu de composant et leur faible coût, peut se flatter d'un maniement facile et d'un affichage à huit chiffres très lisible. Il offre, comme on le voit dans le **tableau 2**, onze fonctions principales et trois annexes (pour le réglage), que l'on peut enclencher à tout moment au moyen du commutateur BCD S2.

À la mise sous tension, les réglages normaux se chargent (pause de 3 s, flanc positif). Si nécessaire, les positions CONFIG1 et CONFIG2 permettent de changer ces réglages. Avec le commutateur dans la position voulue, il suffit d'appuyer un certain nombre de fois sur le bouton de mise à zéro pour atteindre le réglage souhaité, puis finalement de revenir à la fonction désirée.

Lors de chaque sélection de fonction, un nouveau processus de mesure démarre. Le septième chiffre clignote pendant l'attente d'un déclenchement et tout au long de la mesure. À la fin de la mesure, DP0 (le point décimal de la position 0) s'allume brièvement, de sorte que l'utilisateur est tenu au courant du suivi de la mesure, spécialement pour les mesures courtes et la mise à jour de l'affichage en fin de processus. Lors de chaque réglage en position CONFIG1, il y a d'abord une halte, réglable entre 1 et 5 s ou manuellement (Start), pour permettre la lecture, puis une nouvelle mesure commence.

Une entrée séparée d'ouverture de porte (K2.3 vers PD.4) permet de réaliser différentes fonctions, par exemple une lecture intermédiaire pendant une mesure de fréquence ou un comptage. Si l'on met cette entrée à zéro, l'affichage reste stable et si elle y est maintenue en perma-

nence, l'affichage ne change que lorsqu'une nouvelle mesure se termine. De cette manière, l'écran reste lisible à tout moment. Cette même entrée de porte permet de commander le démarrage, l'arrêt et la remise à zéro, de quoi transformer l'appareil en chronomètre.

L'indication de **dépassement** est confiée au point décimal du septième chiffre. Normalement, la valeur mesurée s'inscrit sur les chiffres 1 à 6. En cas de dépassement du sixième chiffre, le septième affiche le résultat à la place du symbole de la fonction. Mais si le septième chiffre est aussi dépassé, on l'indique en allumant le point décimal du septième chiffre et en faisant clignoter ce chiffre. L'indication de dépassement s'active également lors de la mesure d'une impulsion trop courte (<1,6 µs) ou d'une fréquence trop haute (>300 kHz). C'est ici l'afficheur qui donne l'avertissement.

Le montage est doté de la suppression automatique des zéros non significatifs. Il n'y a que dans le mode de changement d'affichage en fin de mesure que les zéros apparaissent selon l'avancement de la mesure et, en fin de

S2	Affichage des LED								Fonction
	7	6	5	4	3	2	1	0	
0	—	—	—	—	—	—	—	—	Aucune (réservé)
1	8.	8.	8.	8.	8.	8.	8.	8.	Affichage de tous les segments et du PD
2		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée d'impulsion de la demi-période positive en microsecondes
3		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée d'impulsion de la demi-période positive en millisecondes
4		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée d'impulsion de la demi-période négative en microsecondes
5		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée d'impulsion de la demi-période négative en millisecondes
6		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée de la période en microsecondes
7		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de durée de la période en millisecondes
8		W6	W5	W4	W3	W2	W1	0	Mesure de fréquence – durée de porte de 0,1 s
9		W6	W5	W4	W3	W2	W1	—	Mesure de fréquence – durée de porte de 1 s
10		W6	W5	W4	W3	W2.	W1	—	Mesure de fréquence – durée de porte de 10 s
11		W6	W5	W4	W3	W2	W1	.	Compteur d'événements à 7 positions
12		W6	W5	W4	W3.	W2	W1	.	Fonction chronomètre avec temps intermédiaire, résolution 1/100 ^{ème} seconde
13	—	—	—	—	—	—	—	—	Aucune (réservé)
14		C	F	C	—	1..5	—		Paramétrage de la durée de pause entre mesures successives (1 à 5 s) Lancement manuel
15		C	F	C	—				Paramétrage du flanc de comptage (positif/négatif)

W6 à W1 : Valeur de mesure ou de comptage

Dans le cas d'une valeur de mesure à plus de 6 positions, la 7ème est automatiquement utilisée pour l'affichage de la valeur. La fonction n'est partant plus affichée. La position 7 clignote au cours de la mesure.

Le point décimal (PD) en position 7 correspond au dépassement/valeur limite

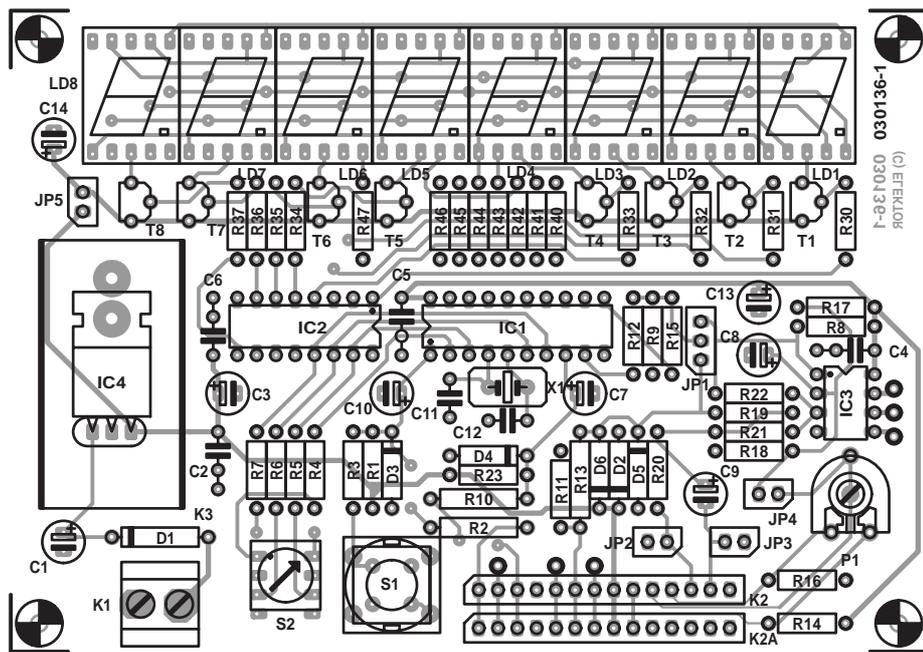


Figure 2. Une platine à double face préserve la compacité du compteur universel.

mesure, l'affichage est rempli. Les zéros restent si la mesure suivante est plus petite, mais on peut les effacer par le RESET. En cas de lecture intermédiaire, demandée par l'entrée séparée, les zéros suivent aussi la progression de la mesure et dès que cette demande est levée (par exemple le chronomètre ou le compteur d'événements), l'affichage est immédiatement actualisé.

Fonctions

La fonction « **mesure d'impulsion et période** » permet de mesurer leur durée. Comme le montre la photo, la position 0 de l'afficheur indique alors, par commutation du segment horizontal de l'afficheur s'il s'agit de μ s, ms ou Hz. Comme le montre en outre la photo, la position 7, visualise le symbole de la fonction. Le point décimal se place en deuxième position. Après le lancement de la mesure, l'appareil attend que se présente le prochain flanc valable, selon le réglage introduit. En mesure de période, on part toujours du flanc positif. En option, on peut intercaler un comparateur sur le trajet du signal. Il sera particulièrement utile quand on ne travaille pas sur des ondes carrées. Pour une **mesure de fréquence**, on peut choisir des largeurs de porte de 0,1 s, 1 s ou 10 s. En position 0 le segment horizontal inférieur représente le symbole du « Hz » et en position 7 un F comme fréquence. Le point décimal n'apparaît en deuxième position que pour une fenêtre de 10 s, sinon la valeur 0 s'affiche

en position 0 ou 1. Si l'on est en fonction de **compteur d'événements**, le point décimal en position zéro s'allume et le septième chiffre indique si l'on a choisi le flanc positif ou le négatif. La direction du flanc de départ se règle en CONFIG2, par défaut il est positif. L'appareil peut compter et afficher des impulsions dont la récurrence va jusqu'à 4 MHz. Une lecture intermédiaire est possible, il faut mettre à zéro l'entrée de porte, auquel cas DP0 clignote pour vous en avertir. Le **chronomètre** offre une résolution de 1/100^{ème} de seconde. On commande le départ, la lecture intermédiaire et la mise à zéro exclusivement sur l'entrée K2.3 par bouton extérieur. Au repos s'affiche la valeur 0.00 ms et en position 0, le segment horizontal central représente le symbole « ms », tandis qu'en position 7 apparaît le C de Clock. DP0 est éteint. Un bref appui sur le bouton lance la montre. Le temps défile, DP0 s'éclaire en permanence. À tout moment, on peut demander un temps intermédiaire ou l'arrêt en poussant brièvement sur le bouton. L'affichage se maintient, DP0 clignote pour signaler que la mesure continue. Une rapide action sur le bouton et l'affichage actualisé reprend, DP0 est allumé. On peut

Liste des composants

- Résistances :**
 R1,R23 = 33 k Ω
 R2,R10,R13 = 1k Ω
 R3,R12,R15,R40 à R47 = 150 Ω
 R4 à R8 = 1k Ω
 R9,R17 = 100 k Ω
 R11,R18 = 68 k Ω
 R14,R30 à R37 = 3k Ω
 R16 = 22 Ω
 R19,R21 = 8k Ω
 R20 = 10 k Ω
 R22 = 1 M Ω
 P1 = ajustable 10 k Ω horizontal(+axe*)

- Condensateurs :**
 C1 = 10 μ F/25 V axial (tantale éventuellement)
 C3 = 10 μ F/16 V axial (tantale éventuellement)
 C2,C4 à C6 = 100 nF
 C7 à C10 = 47 μ F/16V axial (tantale éventuellement)
 C11,C12 = 22 pF
 C13,C14 = 10 μ F/16 V axial (tantale éventuellement) (uniquement si nécessaire)

- Semi-conducteurs :**
 D1 = 1N4001
 D2,D3 = diode zener 5V6/500 mW
 D4 = diode zener 4V7/500 mW

répéter la manœuvre à volonté. Pour revenir à zéro, il faut pousser longtemps (>2 s) sur le bouton ou actionner le RESET.

Construction et mise en service

La **figure 2** vous présente la platine à double face garnie pour le compteur universel. Bien que de petite dimension, elle ne demande aucun CMS, rien que des composants « normaux », de quoi vous éviter les maux de tête et vous permettre de vous concentrer sur la polarité correcte des composants pendant le montage. Il faudra placer toutes les puces DIL dans de bons supports. Après garnissage et soudage, un contrôle optique sérieux s'impose, au besoin à la loupe. Ne mettons pas encore les puces ni les afficheurs à LED et branchons une tension d'à peu près 8 V (de préférence puisée à

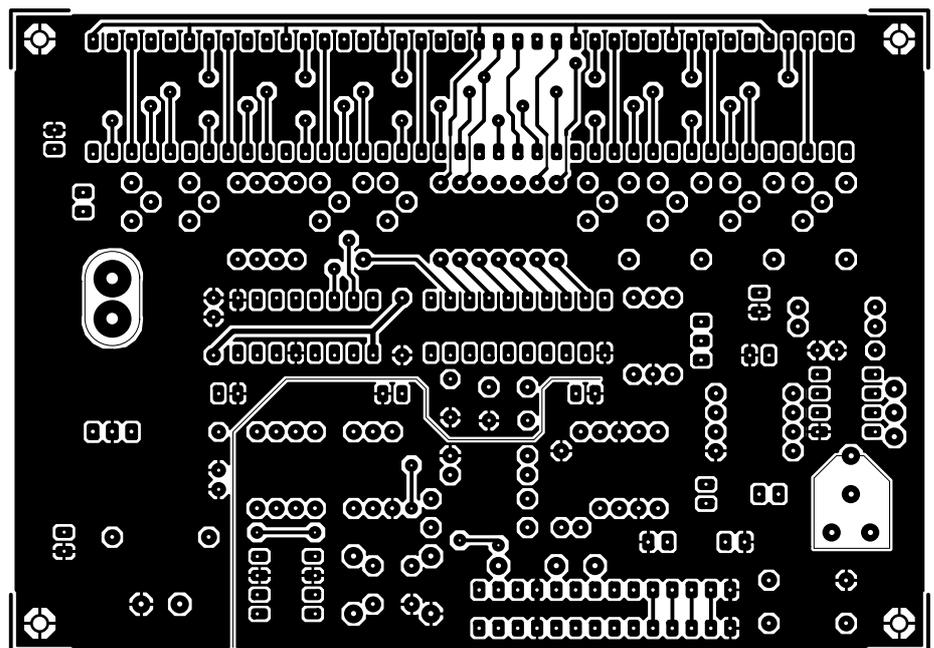
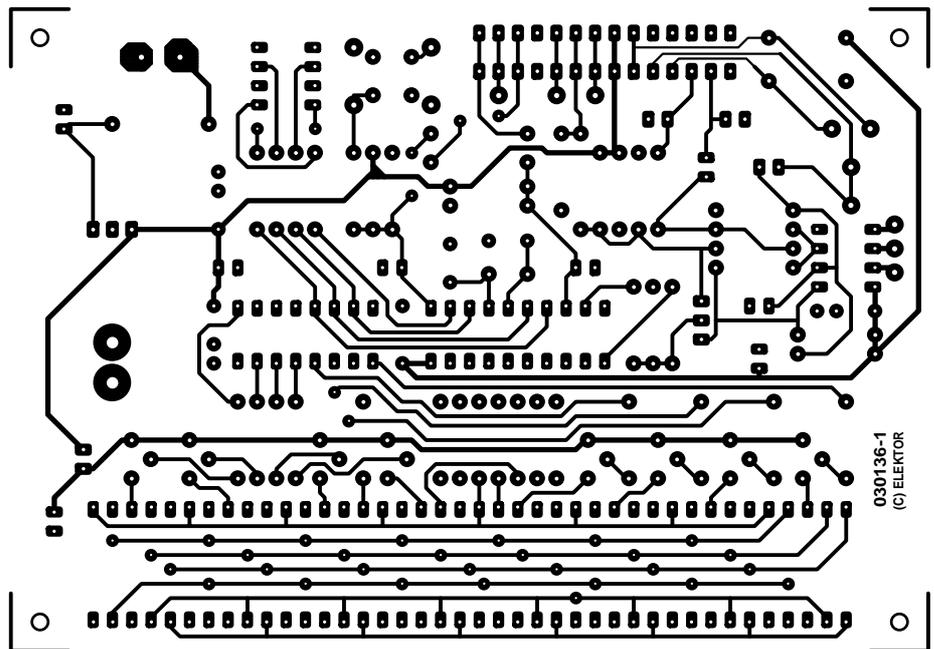
D5,D6 = BAT46
 T1 à T8 = BC327-25
 IC1 = AT90S2313-10PC
 (programmé **EPS 030136-41***)
 IC2 = 74HCT42 ou 74HC42
 IC3 = LM393 (DIP 8 broches)
 IC4 = 7805

Divers :

JP1 = embase à 1 rangée de 3 contacts + cavalier
 JP2 à JP5 = embase à 1 rangée de 2 contacts + cavalier
 K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm (RM5)
 K2,K2A = embase autosécable à 1 rangée de 14 contacts
 S1 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail (miniature)
 S2 = commutateur BCD (16 positions)
 X1 = quartz 10 MHz
 LD1 à LD8 = afficheur SA52-11SRWA (Kingbright)
 support pour CI 8, 16 et 20 broches
 radiateur pour IC4 (U25, 30 K/W)
 Platine** EPS 030136-1*
 Disquette** EPS 030136-11*

* cf. le site Internet d'Elektor à l'adresse : www.elektor.fr

** Le programme et le dessin des pistes sont également téléchargeables depuis www.elektor.fr



une source à limitation de courant) et vérifions si la tension d'alimentation arrive bien aux différents points où elle est attendue. On peut en profiter pour tester la protection contre les surtensions d'entrée.

Toutes vérifications faites, nous allons insérer les afficheurs. Deux câbles d'essai vont nous aider à en tester tous les segments. L'un d'eux va relier successivement les broches 1 à 7, puis 9 à la masse, l'autre s'attache à IC3, pour mettre les broches 12 à 19 à la masse, pour les segments. Si l'examen est réussi, on peut en déduire que les chiffres et les transistors T1 à T8 sont en bon état et qu'il est temps d'insérer dans le bon sens les puces dans leur support. Pour finir, on testera toutes les fonctions. La précision de l'appareil repose essentiellement sur celle de l'oscillateur à quartz. Libre à vous de la mettre au point par une judicieuse sélection

des condensateurs C11 et C12. Dès avant la réalisation de la platine, vous vous êtes probablement interrogé sur l'habillage à réserver à ce compteur fréquencemètre. En réalité, la platine complète est capable de survivre telle quelle, juchée simplement sur quelques entretoises et associée à un bloc d'alimentation secteur (8 à 12 V =, 300 mA) relié à K1.

Si vous avez décidé de la protéger dans un joli coffret en plastique, il

vous faudra naturellement amener en face avant les organes de commande. Un boîtier à couvercle transparent (comme les types P3 ou P4 de TEKO, par exemple) vous épargnera beaucoup de travail, puisqu'il ne faudra ni scier ni limer de découpe pour les afficheurs à LED, que vous installerez dès lors dans des supports plats. Si vous devez les placer à travers une façade opaque, il vous reste encore la variante des connexions enroulées à interposer, au départ de barrettes à cosses adéquates.

La platine est maintenue par quatre entre-

toises à la distance voulue de la face, que l'axe du commutateur S2 traverse. C'est un trou plus large qu'il faudra forer pour faire passer le bouton de mise à zéro S1, il doit être facile à manipuler.

Nous n'approfondirons pas davantage l'importance des cavaliers JP2 à JP4. En fouinant un peu dans la boîte de bricolage ou dans les magasins d'électronique, on trouve des interrupteurs à poussoir miniatures que l'on peut installer directement sur la platine, sans câbles. Sinon, il faudra repartir du connecteur double K2/K2A (brochage identique). Il en va de même pour le potentiomètre. On peut prendre pour P1 un modèle avec un axe qui dépasse ou forer un trou dans la face pour y introduire un tournevis, question de ne pas devoir se donner la peine de le raccorder à K2/K2A.

L'entrée de porte est dotée d'un bouton de mise à la masse et d'une prise à deux pôles branchée en parallèle. On peut donc la commander autant en manuel que par l'électronique. Quant à l'entrée de mesure, elle sera, sans hésitation, équipée d'une prise BNC.

Garde au bruit

Le circuit d'entrée présente une impédance relativement haute. Selon la position des cavaliers, la résistance d'entrée s'élève entre 15 et 65 k Ω . Avec des cordons d'entrée longs et non protégés ou dans un environnement parasité, des signaux indésirables à 50 Hz (par exemple issus d'une commande à découpage de phase) peuvent perturber la mesure. S'il est amusant de pouvoir mesurer la fréquence du secteur sans avoir à y toucher, mieux vaut savoir exactement ce qu'on est occupé à mesurer. Comme nous voulons mesurer des fréquences jusqu'à 4 MHz avec cet appareil, il n'est pas question de condensateurs d'atténuation à l'entrée. D'autres possibilités s'offrent à nous, comme de choisir un point de prélèvement du signal à basse impédance ou de blinder les cordons ou encore d'installer à l'entrée une résistance de bouclage d'une valeur inférieure à 10 k Ω .

Pour programmer soi-même

Le contrôleur est disponible tout programmé (**EPS030136-41**) auprès des adresses habituelles.

Si vous préférez le programmer vous-même, libre à vous de télécharger le code source et le fichier .hex de notre site (www.elektor.fr) ou encore de le commander sur disquette (**EPS030136-11**).

Il vous faudra savoir ceci :

LB1 = 1 (non programmé)

LB2 = 1 (non programmé)

SPIEN = 0 (par défaut, programmation série possible)

FSTRT = 1 (par défaut)

(030136)

SG3526B – Régulateur MLI

Fabricant :

Linfinity

<http://www.microsemi.com>

Fiche de caractéristique

<http://www.microsemi.com/datasheets/SG1526.pdf>

Caractéristiques :

- Tension de service : Référence bande interdite 5 V à faible dérive (1%)
- Fréquence de l'oscillateur de 1 Hz à 500 kHz
- 2 sorties (100 mA source/drain)
- Limitation de courant numérique
- Réjection d'impulsion double
- Durée de porte programmable
- Protection sous-tension améliorée
- Mesure d'impulsion individuelle
- Démarrage en douceur programmable
- Plage de mode commun de la limitation de courant étendue
- Ports logiques compatibles TTL/CMOs
- Correction de symétrie
- Possibilité de synchroniser 6 circuits intégrés
- Temporisation de mise hors-fonction (*shutdown*) améliorée
- Temps d'établissement et de chute améliorés

Description :

Le SG3526B est un modulateur en largeur d'impulsion (MLI = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais) puissant conçu à l'intention des alimentations à découpage; ses caractéristiques tant fonctionnelles qu'électriques sont sensiblement améliorées par rapport à au standard de l'industrie avec lequel il est compatible broche à broche, le SG1526 : une référence par bande interdite (*band-gap*) aux caractéristiques de régulation et de dérive plus favorables, une protection en sous-tension améliorée, de meilleurs coefficients de température pour la fréquence de l'oscillateur et de la valeur de seuil de mesure de tension, une tolérance plus faible de la chronologie de démarrage en douceur, un comportement de mise hors-fonction bien plus rapide. Une logique de réjection des impulsions doubles (multiples) améliorée garantit un fonctionnement plus rapide et une

conception aisée du circuit de commande en sortie avec un courant de saturation faible et des temps d'établissement et de chute plus courts. L'étage de sortie du circuit intégré peut être utilisé en mode asymétrique (*single-ended*) ou en push-pull dans des régulateurs à découpage de quelque polarité que ce soit, avec ou sans inductance. Le SG3526B est spécifié pour la plage de température commerciale de 0 à 70 °C. Les SG1526B et SG2526B sont identiques au SG3526B à leur plage de température près. Le SG1526B est prévu pour le militaire (-55 à +150 °C), le SG2526B pour la plage industrielle (-25 à +150 °C).

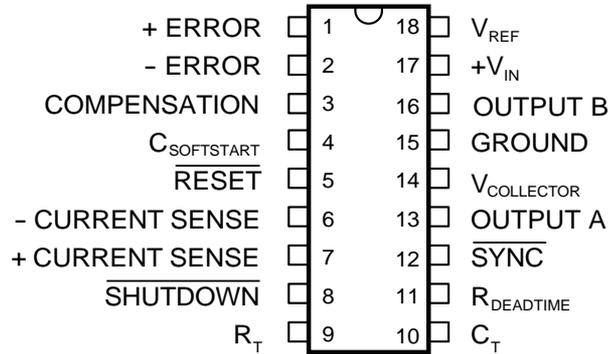
Application typique :

Onduleur,, Elektor n°309 mars 2004

Formes de boîtier et brochage :

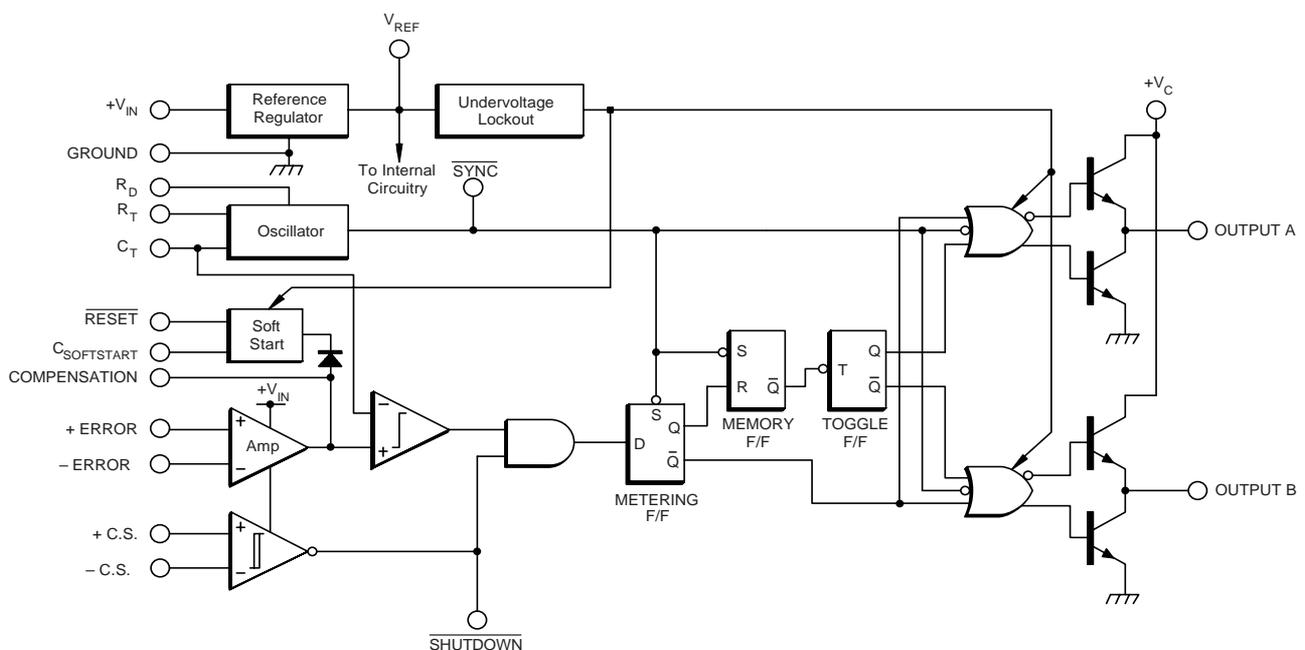
Type	Boîtier
SG3526BJ	18 broches DIP céramique
SG3526BN	18 broches DIP plastique
SG3526BDW	18 broches SOIC Wide Body plastique
SG3526BL	20 broches Chip Carrier céramique

Broche	Fonction
1	+ Amplificateur d'erreur
2	- Amplificateur d'erreur
3	Compensation
4	Condensateur de démarrage en douceur
5	Réinitialisation (<i>Reset</i>)
6	- Détecteur de courant
7	+ Détecteur de courant
8	Entrée de mise hors-fonction
9	Résistance pour l'oscillateur
10	Condensateur pour l'oscillateur
11	Résistance de durée de porte
12	Synchronisation
13	Sortie A
14	Tension collecteur (sortie)
15	Masse
16	Sortie B
17	Tension d'entrée
18	Tension de référence



Paramètres de fonctionnement recommandé et maximum :

Paramètre	Recommandé	Maximum	Unité
Tension de service de référence V _{IN}	8 à 35	40	V
Tension de service collecteur	4,5 à 35	40	V
Courant de sortie (source/drain)	0 à 100	200	mA
Courant de sortie de référence	0 à 20	50	mA
Consommation de courant du port logique		15	mA
Tension de l'entrée logique		-0,3 à +5,5	V
Tension de l'entrée analogique		-0,3 à V _{IN}	V
Température de la jonction	0 à 70	150	°C
Résistance thermique de la jonction – broches	J: 25; N: 30		K/W
Résistance thermique de la jonction – environnement	J: 70; N: 60		K/W
Plage de fréquences de l'oscillateur	1 à 500 k		Hz
Résistance de timing de l'oscillateur	2 à 150		kΩ
Condensateur de timing de l'oscillateur	470 p à 20 μ		F
Plage de durée de porte (à 40 kHz)	5 à 50		%



Caractéristiques électriques ($V_{IN} = 15\text{ V}$, sur la plage de température sauf mention contraire)

Paramètre	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
RÉFÉRENCE					
Tension de sortie	$T_{amb} = 25\text{ °C}$	4,90	5,00	5,10	V
Régulation tension	$V_{IN} = 8\text{ à }35\text{ V}$		10	20	mV
Régulation de la charge	$I_L = 0\text{ à }20\text{ mA}$		10	25	mV
Stabilité en température			15	50	mV
Dérive totale de la sortie	V_{IN} , Charge, Température	4,85	5,00	5,10	V
Courant de court-circuit	$V_{REF} = 0, V_{IN}$	25	50	125	mA
Tension de bruit en sortie	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$		40	200	μV_{rms}
Stabilité à long terme	$T_{amb} = 125\text{ °C}$, 1 000 h		20	50	mV
OSZILLATEUR					
Erreur initiale	$T_{amb} = 25\text{ °C}$	± 3	± 8		%
Stabilité en tension	$V_{IN} = 8\text{ à }35\text{ V}$		$\pm 0,5$	$\pm 1,0$	%
Stabilité en température			± 3	± 5	%
Fréquence minimale	$R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$			1,0	Hz
Fréquence maximale	$R_T = 2\text{ k}\Omega$, $C_T = 470\text{ pF}$	500			kHz
Tension de dents de scie de crête	$V_{IN} = 35\text{ V}$	2,5	3,0	3,5	V
Tension de dents de scie minimale	$V_{IN} = 8\text{ V}$	0,5	1,0	1,1	V
Largeur de l'impulsion de synchro	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ vers V_{REF}		1,0	2,0	μs
PROTECTION EN SOUS-TENSION					
Tension de sortie de $\overline{\text{Reset}}$	$V_{REF} = 3,8\text{ V}$		0,2	0,4	V
Tension de sortie de $\overline{\text{Reset}}$	$V_{REF} = 4,8\text{ V}$	2,4	4,8		V
AMPLIFICATEUR D'ERREUR ($V_{CM} = 0\text{ à }5,2\text{ V}$)					
Tension d'offset en entrée	$R_S \leq 2\text{ k}\Omega$		2	10	mV
Courant de repos en entrée			-350	-2000	nA
Courant d'offset en entrée			35	200	nA
Gain en continu	$R_L \geq 10\text{ M}\Omega$	60	72		dB
Produit gain x bande passante	$G_V = 0\text{ dB}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$	1	2		MHz
Transconductance C_C	$30\text{ k}\Omega \leq R_L \leq 1\text{ M}\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$	1,1	1,5		ms
Sortie Niveau Bas	$V_{Pin1} - V_{Pin2} > 150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$		0,2	0,4	V
Sortie Niveau Haut	$V_{Pin2} - V_{Pin1} > 150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$	3,6	4,2		V
Réjection mode commun	$R_S \leq 2\text{ k}\Omega$	70	94		dB
Réjection de la tension d'alimentation	$V_{IN} = 8\text{ à }35\text{ V}$	66	80		dB

Caractéristiques électriques ($V_{IN} = 15\text{ V}$, sur la plage de température sauf mention contraire)

Paramètre	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
COMPAREUR MLI					
Rapport cyclique minimum	$V_{comp} = 0,4\text{ V}$			0	%
Rapport cyclique maximal	$V_{comp} = 3,6\text{ V}$	45	49		%
PORTS NUMÉRIQUES, SYNC, SHUTDOWN, RESET					
Tension de sortie Haute	$I_{SOURCE} = 40\ \mu\text{A}$	2,4	4		V
Tension de sortie Basse	$I_{SINK} = 3,6\text{ mA}$		0,2	0,4	V
Courant d'entrée Haut	$V_{IH} = 2,4\text{ V}$		-125	-200	μA
Courant d'entrée Bas	$V_{IL} = 0,4\text{ V}$		-225	-360	μA
Délai de mise hors-fonction				400	ns
COMPAREUR DE LIMITATION DE COURANT					
Tension de détection (sense)	$R_S \leq 50\ \Omega$	80	100	120	mV
Courant de repos en entrée			-3	-10	μA
Délais vers la sortie			400		ns
DÉMARRAGE EN DOUCEUR					
Erreur de la tension de clamp	$\overline{\text{Reset}} = 0,4\text{ V}$		0,1	0,4	V
Courant de charge C_S	$\overline{\text{Reset}} = 2,4\text{ V}$	50	100	150	μA
PILOTE DE SORTIE					
Tension de sortie Bas	$I_{SOURCE} = 20\text{ mA}$	12,5	13,5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$	12	13		V
Tension de sortie Haut	$I_{SINK} = 20\text{ mA}$	0,2	0,3		V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		1,2	2	V
Courant de fuite au collecteur	$V_C = 40\text{ V}$		50	150	μA
Temps d'établissement	$C_L = 1\ 000\text{ pF}$		0,3	0,4	μs
Temps de retombée	$C_L = 1\ 000\text{ pF}$		0,1	0,15	μs
ALIMENTATION					
Consommation de courant en standby	$\overline{\text{Shutdown}} = 0,4\text{ V}$		18	30	mA

Énergie Éolienne

Bonne idée ou perte de temps?

Gregg Grant

gregg@grantg52.fsnet.co.uk

Le gouvernement du Royaume Uni a récemment annoncé la plus grande expansion au monde en matière d'énergie éolienne. Jusqu'où ce schéma est-il réaliste ? Quels en sont les pièges, techniques et autres, et jusqu'à quel point est-il économiquement viable ? Il est temps d'examiner de plus près la production éolienne.

Le vent, c'est simplement de l'air en mouvement, avec une masse et une énergie. Il a été utilisé depuis des siècles, l'exemple le plus évident en sont les moulins à vent. En 1850, l'Américain Daniel Halliday développa le moulin à vent agricole « multi-pales », un appareil relativement simple qui a inspiré les premières tentatives de transformation du vent en une forme d'énergie qui pourrait être soit stockée pour usage ultérieur, soit utilisée ailleurs.

Comme en Europe et en Amérique l'électrification s'étendait graduellement aux zones rurales, les moulins générateurs devinrent relativement communs dans les zones les plus reculées des deux continents.

En 1890, le Danemark – une nation sans ressources énergétiques naturelles telles que le charbon ou les chutes d'eau – comptait environ 7 000 de ces générateurs éoliens en activité, lesquels produisaient à peu près un quart de la consommation énergétique du pays. En conséquence, le gouvernement danois de l'époque avait décidé de développer d'avantage la production énergétique à base de générateurs électriques éoliens.

A la fin du 19^{ème} siècle, quelques 72 générateurs, les premiers du genre, avaient été construits. Ils étaient constitués d'une tour de 25 mètres, laquelle supportait un rotor quadripale d'environ 22 mètres de diamètre, lui-même couplé par un système de transmission à un générateur installé au niveau du sol. Ces générateurs éoliens continuèrent à fournir de la puissance au réseau national danois jus-

qu'en 1968, lorsque la dernière de ces machines fut arrêtée pour des raisons économiques.

Dans le même temps en Amérique, les développements en matière d'alimentation éolienne furent majoritairement une question de fabrication et de marketing de ce qui était appelé « chargeurs éoliens ». Il s'agissait d'hélices bipales, occasionnellement tripales, d'environ quatre mètres de diamètre et capable de fournir suffisamment d'électricité que pour alimenter quelques lampes, une radio et (éventuellement) une machine à laver ou un réfrigérateur.

Quelque 500 000 de ces générateurs fournissaient de l'électricité à travers le Midwest, jusqu'à ce qu'en 1960 la REA (« Rural Electrification Administration ») procède finalement au raccordement de la région au réseau national.

En Europe aussi bon nombre d'ingénieurs et d'inventeurs tentèrent de découvrir des méthodes efficaces pour récolter l'énergie du vent. En 1922, l'ingénieur finlandais Sigurd Savonius développa le rotor qui porte son nom. Il était composé de lames semi-circulaires, assemblées à partir de deux sections d'un bidon d'huile, coupé en deux le long de son



axe vertical, et ressoudées ensemble après décalage par rapport à l'axe de façon à former un « S ». Dans les années 1970, une version moderne de cet appareil à vent était disponible en Amérique et générait quelques 5 kW d'électricité à partir d'un vent de 12 mètres/seconde.

Neuf ans après Savonius, l'ingénieur en énergie français Georges Darrieus breveta le schéma d'une turbine à vent dont les pales étaient construites à partir de bandes de métal torsadées. Celles-ci étaient attachées au sommet et à la base de l'arbre principal et étaient courbées vers l'extérieur à mi-hauteur, un peu à la manière des lames d'un robot de cuisine. Cet appareil avait toutefois un inconvénient : il ne démarrait pas tout seul. Quoiqu'il en soit, un exemplaire de ce modèle, avec des pales en aluminium, fut construit au « Sandia National Laboratory » en Amérique et, durant les essais, produisit quelques 60 kW d'électricité à partir d'un vent soufflant à un peu plus de 12 m/s (43 km/h).

Quoiqu'il en soit, les plus efficaces des générateurs éoliens semblent être ceux basés sur la classique hélice « hollandaise » (puisque ce sont les Hollandais qui ont effectué la plupart des études techniques initiales dans le domaine de l'énergie éolienne). C'est bien sûr pour ce système que les Américains optèrent quand, en 1939, ils lancèrent leur premier projet d'envergure en matière de générateurs éoliens.

Palmer Putnam, l'ingénieur responsable, choisit alors comme emplacement pour le générateur une colline balayée par les vents dans le Vermont. Ce générateur était constitué de deux pales de huit tonnes en acier inoxydable lui donnant un diamètre de 53 mètres. Achievé en 1941, ce générateur commença à fournir quelques 1 500 kW au réseau national. Cependant, une catastrophe se produisit quatre ans plus tard quand une des pales se détacha de l'axe et termina sa course sous forme d'un paquet de tôles froissées quelques 240 mètres plus loin. Le projet fut ensuite abandonné.

Les avancées technologiques du dernier demi-siècle ont fait de la puissance éolienne une alternative viable aux énergies fossiles et depuis le

milieu des années 1990 un certain nombre de concepts ont été évalués aux Etats Unis (US), en Europe et au Royaume Uni (UK).

Génération Eolienne

Il y a trois facteurs qui régissent la conversion du vent en énergie électrique. Il s'agit de la vitesse du vent, du facteur de conversion et de la forme et de la taille des pales de la turbine.

La vitesse du vent

Le Royaume Uni bénéficie d'une position géographique enviable du point de vue de la vitesse du vent, ainsi que le montre un rapide coup d'œil à la **Figure 1**. Les vents les plus puissants se retrouvent le long des côtes des îles britanniques faisant face à l'Atlantique, donnant au Royaume Uni quelques 40% du total du potentiel d'énergie éolienne exploitable en Europe.

L'énergie éolienne est proportionnelle au cube de la vitesse du vent, ce qui revient à dire que si la vitesse du vent double, sa puissance en est multipliée par huit. En fait, durant un coup de vent ou une tempête, la vitesse du vent peut être jusqu'à cinq fois plus élevée que la vitesse moyenne pour laquelle la turbine a été conçue. Cela veut dire que les contraintes quelle subit peuvent être jusqu'à 125 fois celles des conditions normales de fonctionnement.

Facteur de conversion

Au plus véloce le vent, au plus rapide sera le mouvement de la turbine et, par conséquent, plus élevée sera la quantité d'énergie électrique produite. En résumé, la puissance en sortie augmente avec la vitesse du vent, bien qu'il n'y ait bien évidemment aucune puissance fournie quand le vent est trop faible.

La majorité des appareils du commerce commencent à produire en petite quantité à partir de vents de l'ordre de quatre mètres/seconde. La puissance fournie augmente alors avec la vitesse du vent, jusqu'à ce que la puissance de sortie nominale soit atteinte.

Forme et dimensionnement de la turbine

Les turbines bipales sont plus cou-

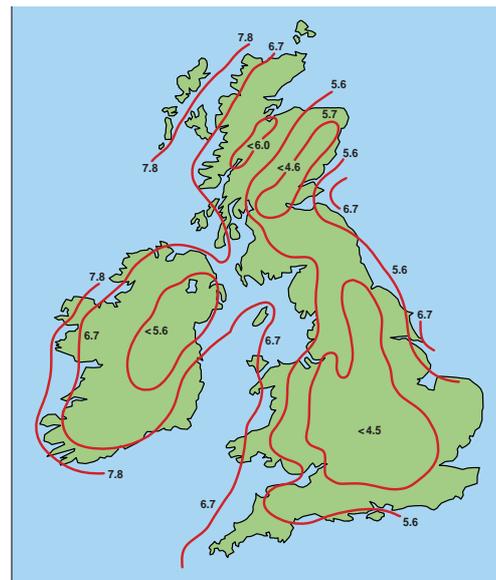


Figure 1. Cartographie de la distribution de la force du vent au Royaume Uni.

rantes dans la mesure ou elles permettent de plus grandes vitesses mais le modèle tripale représenté à la **figure 2** bénéficie quant à lui d'une plus grande stabilité et génère donc moins de vibrations. La puissance produite est proportionnelle au carré du diamètre du cercle couvert par les pales, ce qui signifie – pour une turbine standard à axe horizontal – que le doublement de la surface du cercle tracé par l'extrémité des pales en mouvement double le potentiel de puissance générée.

A l'heure actuelle, la fabrication des pales est fort influencée par la technologie aéronautique, en particulier celle des ailes de planeur. Les pales sont orientées de manière à ce que les forces générées propulsent le rotor dans un mouvement circulaire, réalisant de la sorte un équilibre entre portance maximum et traînée minimum. Dans l'état actuel des choses, les pales des turbines modernes tournent à peu près 10 fois plus vite que la vitesse de base du vent.

L'équipement

Les modèles actuels de turbines sont deux fois plus efficaces que ceux des turbines d'il y a 20 ans et, sur la même période, le coût de ces machines a été réduit d'un facteur trois. Actuellement, certains modèles sont capables de produire des centaines de kilowatts et, très bientôt, de plus grands modèles – parfois désignés par le terme d'« aérogénérateur » - capable de produire 20 mégawatts et constitués de turbines dont les pales couvriront un diamètre de

50 mètres, seront mis en production.

A la **figure 2**, la turbine tripale (1) peut voir le comportement de ses pales modifié. En en modifiant l'inclinaison (2), les pales peuvent opérer avec une efficacité maximum malgré des conditions de vent changeantes.

Comme l'ensemble du bloc rotor se positionne en fonction du vent, les pales font tourner l'axe de l'hélice (4), lequel est couplé au générateur (5) par l'intermédiaire de la boîte de vitesses (6). Le modèle tripale à inclinaison variable a démontré la supériorité de son concept et les plus grandes « fermes à vent » sont constituées de milliers de ces turbines reliées ensemble. Elles sont capables de produire autant d'électricité qu'une centrale électrique à carburant fossile.

La première exploitation éolienne commerciale du Royaume Uni, constituée de dix turbines d'origine danoise d'une capacité de 400 kW chacune et capable d'alimenter en électricité quelques 3 000 foyers, a été connectée à une partie du réseau national en décembre 1991. Au même moment, quelques 500 mégawatts étaient produits de la sorte sur le continent, dont la plus grande partie au Danemark.

C'est de loin aux Etats Unis tout au long des années 1980 que la plus grande augmentation de production d'énergie éolienne a été enregistrée. De généreux incitants, sous forme de réduction de taxes fédérales, ont permis la création d'une capacité de production installée d'environ 1 500 mégawatts, une fois encore produite en grande partie par de l'équipement danois. Les Danois sont une

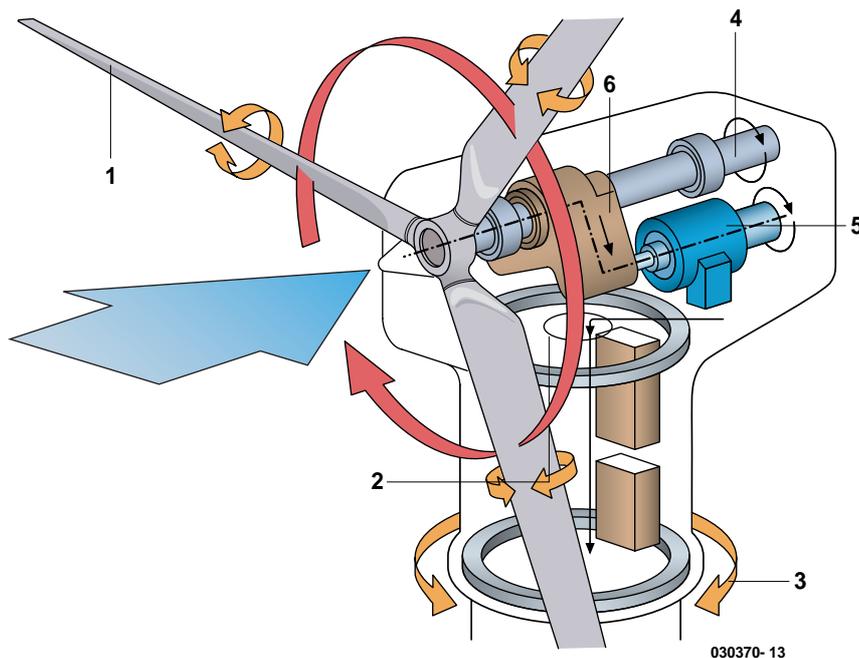


Figure 2. Concept de base d'une turbine tripale.

des rares nations possédant une industrie de fabrication de générateurs éoliens viable, laquelle exporte sa production dans le monde entier. Durant la reprise en matière de production d'énergie éolienne aux Etats Unis, les Danois ont engrangé environ 130 millions de livres sterling par an en ventes à l'exportation.

Bien qu'il y ait assez de vent circulant jour et nuit pour satisfaire l'ensemble des besoins énergétiques de la planète – et malgré le fait que seulement 2% de la lumière solaire atteignant la Terre soit convertie en énergie éolienne – ce potentiel d'énergie est « saupoudré » avec parcimonie. Ceci dit, l'utilisation de l'énergie éolienne augmente de 20% par an et il en a été ainsi durant la dernière décennie. En temps qu'industrie en pleine expansion, elle n'a que peu de concurrence, même de la part du gaz ou du pétrole. Aux Etats Unis par exemple, les états du Texas et du Nord et du Sud Dakota disposent de suffisamment de vent exploitable pour rencontrer les besoins actuels en électricité de l'ensemble de l'Amérique.

Inconvénients

Primo, il y a le problème non négligeable de la constance du vent; deusio, les interférences que les turbines

éoliennes provoquent au niveau des radars et, tertio, personne n'a encore jamais découvert de méthode économiquement intéressante pour stocker l'énergie produite en excédent quand le vent souffle plus fort. En fin de compte, l'inconvénient le plus étonnant vient des objections du lobby environnemental.

Il semble qu'ils aient quatre sujets de mécontentement principaux. En premier lieu le bruit excessif, deuxièmement l'effet négatif sur le paysage, troisièmement l'impact sur la flore et la faune locales et, finalement, la très importante surface au sol que les exploitations éoliennes occupent.

Comme l'illustre la **figure 3**, le bruit est le moins important des points mentionnés précédemment. Par exemple, une personne se trouvant à environ 43 mètres d'une turbine éolienne ne percevrait qu'un niveau sonore du même ordre que celui auquel elle serait soumise dans une habitation standard tout au long d'une journée normale. De plus, une exploitation éolienne de 30 turbines de 300 kW ne produit que 45 dB de bruit à quelques 500 mètres de la turbine la plus proche. C'est un peu plus de la moitié des 80 dB qui sont considérés comme le seuil dangereux pour l'ouïe humaine. Même en termes de dégâts au pay-

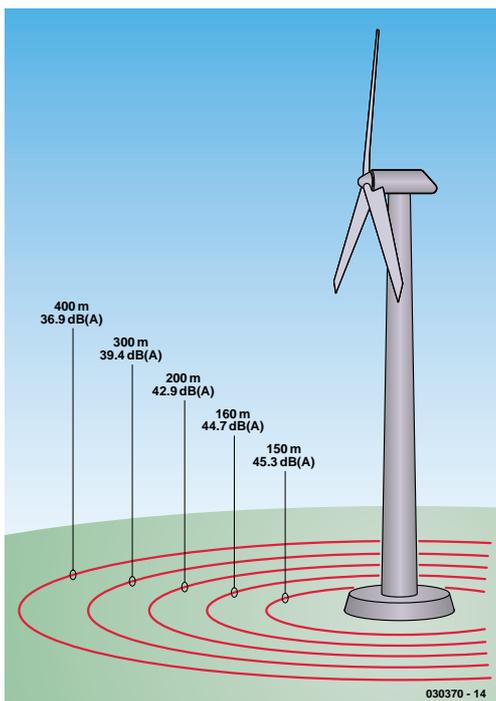


Figure 3. Signature de bruit d'une turbine éolienne tripale.

sage, le lobby environnemental est loin d'être sur un terrain solide. Les turbines éoliennes ne sont pas plus laides que les pylônes électriques, structures qui ont été acceptées depuis longtemps, même par le lobby écologique. Une fois mise en route, environ 98% de la surface au sol utilisée par une exploitation éolienne peut retourner à son état naturel, favorisant (peut-être) par là-même une plus grande diversité au niveau de la faune et de la flore que celles présentes précédemment dans cette zone. Pour ce qui concerne l'impact direct sur la faune et la flore, les environnementalistes marquent clairement un point. Pour d'évidentes raisons, les turbines éoliennes sont installées dans des zones dégagées, souvent sur des landes surélevées, soit exactement le type de territoire sur lequel les oiseaux de proie chassent fréquemment.

Le problème des radars est lui-aussi quelque chose d'autre et, selon la « British Wind Energy Association », représente un des obstacles principaux rencontrés par l'industrie. Le MOD (Ministère de la Défense) par exemple s'oppose à environ 34% de toutes les nouvelles propositions d'exploitations éoliennes.

Les turbines peuvent atteindre 180 mètres de haut, ce qui, en considérant également leur mode de rotation, fait que les signaux radar qu'elles réfléchissent peuvent être 1 000 fois plus intenses que ceux réfléchis par un petit avion. Ils sont également difficiles à filtrer puisque d'un balayage à l'autre, le radar peut percevoir l'écho de différentes pales interférant avec les échos d'un avion survolant l'exploitation éolienne.

Le problème peut être atténué en fabriquant des pales dans un matériau virtuellement invisible au radar, réduisant par là même l'intensité du signal qui peut alors être filtré de la même manière que le sont par exemple les échos d'un building. Le problème est donc de parvenir à ce résultat sans augmenter les coûts de fabrication ni réduire la résistance des pales.

Les coûts que cela implique

Le **tableau 1** donne une comparaison – pour le début des années 1990 –

entre le coût de l'électricité générée à partir du vent par rapport à trois autres technologies majeures de génération d'énergie. Bien sûr, depuis cette période les actions technologiques – et partant les profits et les finances en général - ont pris une raclée.

Cependant, entre avril et juillet de cette année, les actions technologiques se sont plutôt bien comportées, du moins celles qui ont survécu à la crise. Elles n'ont cependant attiré en mars que 9 millions de livres sterling en nouveaux investissements, à comparer avec la masse des 879 millions qui y furent investis en mars 2000.

Compte tenu de ce qui précède, qu'est-ce qui a convaincu le gouvernement, et dans une certaine mesure le monde de la finance, de ce que l'énergie éolienne était la voie à suivre en matière de production d'énergie ? Plus encore, que devons-nous déduire du fait que le gouvernement a en fait déjà alloué des crédits en matière d'investissements et de support au développement de l'énergie éolienne ?

Deux choses : l'adhésion du Royaume Uni au protocole de Kyoto, selon lequel les pays industrialisés de la planète se sont mis d'accord pour réduire les émissions de dioxyde de carbone de 10% d'ici à l'an 2010, et l'idée du gouvernement que l'énergie éolienne est en mesure de fournir de l'électricité à un foyer anglais sur six.

Alors que le gouvernement semble enthousiaste à propos de l'énergie éolienne, le monde financier reste circonspect dans la mesure où le sujet implique ce que les hommes d'argent qualifient « d'investissement précoce », ce qui rend les prévisions de retour sur investissement pour le moins aléatoires.

Ils perçoivent également un risque technologique parce que, à la fois pour la production terrestre et maritime, alors que l'énergie éolienne bénéficie déjà d'un acquis considérable en matière de recherche et développement, personne ne l'a réalisé auparavant à l'échelle des plans du gouvernement. La question pour le monde financier est donc la suivante : est-ce que la production éolienne maritime sera rentable sur le long terme ?

Tableau 1 : Coûts de génération d'énergie.

Technologie	Coût (€ cent/kilowatt/heure)
Charbon	5,25 à 6 €cent
Gaz	3,45 à 4,2 €cent
Énergie nucléaire	7,5 à 11,25 €cent
Énergie éolienne	4,35 à 7,8 €cent

Note de la Rédaction: Ces chiffres sont ceux ayant trait à la situation en Grande-Bretagne. Il est fort probable que le coût au kilowatt/heure du nucléaire en France se situe sensiblement en-deçà du chiffre donné ci-dessus.

A l'heure actuelle, les deux plus grosses organisations fournissant de l'énergie produite à partir du vent au Royaume Uni sont « Power Gen Renewables » et « National Wind Power ». La première génère quelques 120 mégawatts (MW) à partir de son site de production éolienne de 16 unités à Bowbeat Hill à proximité de Peebles. Pour l'instant la plus grande de ces installations, elle produit la moitié de la puissance nécessaire aux foyers de la région des comtés frontaliers du Nord. National Wind Power possède 14 unités terrestres générant environ 160 MW.

Malgré cela, l'effet négatif de ces installations tel qu'il est perçu sur le paysage – ainsi que nous l'évoquions précédemment – a conduit l'industrie à se déplacer vers la production maritime et National Wind Power a planifié d'achever la première exploitation éolienne maritime du Royaume Uni le long de la côte de la Galles du Nord plus tard dans l'année. Power Gen Renewables a également opté pour un mouvement vers la mer et l'entrée en service de sa nouvelle implantation de Great Yarmouth est prévue à l'automne 2004.

Le gouvernement du Royaume Uni estime que la production d'énergie éolienne maritime est capable de fournir de l'électricité à un foyer anglais sur six. C'est l'un des aspects de son plan de 6 millions de Livres Sterling destiné à faire du Royaume Uni le plus grand promoteur d'installations de production éolienne maritime. Si cela semble être un montant important, ce n'est cependant pas surprenant puisque les sites éoliens maritimes sont 30% à 40% plus chers à exploiter que les installations terrestres.

Quoiqu'il en soit, les deux compagnies sont d'avis que les exploitations maritimes permettront au Royaume Uni de satisfaire à ses obligations selon les accords de Kyoto. Que cela permette de fournir suffisamment d'énergie à un sixième des foyers du pays et cela à un prix compétitif, c'est une toute autre affaire.

Stockage des données sur CompactFlash

Avec BASCOM-AVR

Franz Josef Vögel

L'interface CompactFlash pour la *carte 89S8252 Flash* peut aussi servir à stocker en mode compatible DOS les données d'un contrôleur AVR utilisé, par exemple, comme enregistreur chronologique. Le pilote nécessaire a été réalisé avec BASCOM-AVR.

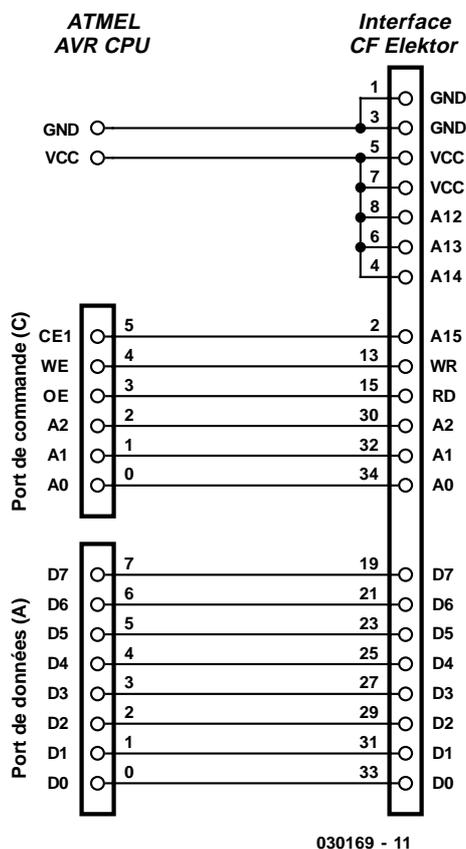


Figure 1. Connexion de l'interface CF d'Elektor au contrôleur AVR.

L'interface CompactFlash devrait être utilisée avec une carte de développement ATMEL (carte de test ATMEGA103 fabriquée par RIBU) et BASCOM-AVR. Mais, bien que cette carte offre tous les ports nécessaires, il lui manque malheureusement les broches CPU RD, WR et ALE nécessaires pour raccorder une RAM externe. Il nous faudra donc retraverser nos manches –et ce à 2 reprises.

Interface CompactFlash

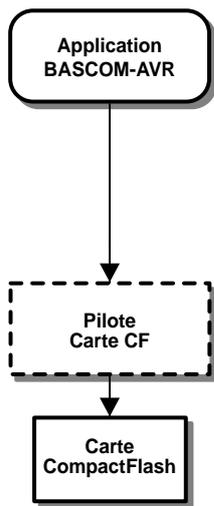
Comme on peut le constater en considérant la **figure 1**, l'aspect matériel du raccordement à un microcontrôleur en mode E/S normal ne requiert guère de modifications. Les 8 lignes de données D0 à D7 aboutissent à un port du contrôleur. Les lignes de commande restantes sont raccordées à 6 broches d'un second port. Les lignes d'adressage A0 à A2 sont raccordées aux broches 0 à 2. Les lignes d'écriture/lecture WR (*Write*) et RD (*Read*) sont raccordées aux broches 3 et 4 du port de commande. L'activation de l'entrée « Chip Enable » de la carte CompactFlash est effectuée au moyen d'un décodeur d'adresse (porte NAND) qui place CE1 à l'état

bas lorsque l'adresse en mode RAM externe se trouve dans la zone F000 à FFFF.

La solution utilisée ici requiert toutefois que l'entrée CE1 de la carte CompactFlash soit activée par sa propre broche de sortie. Pour cela, la broche 5 du port de commande est reliée à A12 (une entrée de la logique NAND). Les 3 autres entrées (A13, A14, A15) de la porte NAND sont forcées directement à la tension VCC, de sorte que la sortie de la porte NAND bascule de l'état haut à l'état bas en cas d'application d'un niveau haut à la ligne CE activant de ce fait la carte CF. On a donc besoin en tout de 14 broches E/S du CPU. Comme la carte CompactFlash n'est activée que par l'entrée CE, une partie au moins des autres lignes disponibles du CPU peut être utilisée pour d'autres périphériques, par exemple un module LCD.

Pilote pour CompactFlash

Les fonctions du pilote logiciel pour une carte CompactFlash se résument en principe à la lecture et à l'écriture de secteurs de 512 octets ainsi qu'à l'initialisation des ports (broches E/S). Le pilote doit réinitia-



030169 - 12

Figure 2. L'application écrit et lit des secteurs individuels de la carte CF.

liser la carte CF si l'interface n'est pas en mesure d'effectuer elle-même un « POWER ON RESET ». Le logiciel doit en outre déterminer la présence ou l'absence de la carte CF dans le système. Le pilote d'une carte CF ou d'un autre support de mémoire (SmartCard, carte MultiMedia) doit donc offrir les fonctions suivantes :

DriveReadSector

Lecture d'un secteur

DriveWriteSector

Écriture d'un secteur

DriveReset

Réinitialisation du support de mémoire

DriveInit

Initialisation de la périphérie du CPU comportant aussi la réinitialisation du support de mémoire

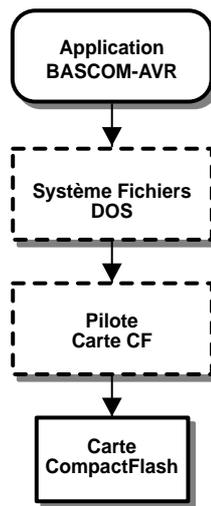
DriveCheck

Vérification de la disponibilité du support de mémoire et de son état de marche.

DriveGetIdentify

Lecture du bloc interne des paramètres de la carte CF

Les désignations en gras sont aussi les noms des fonctions implémentées en BASCOM-AVR. Les séquences d'appel et la description exacte des fonctions se trouvent dans le fichier d'aide [1] qui peut être téléchargé gratuitement à partir de la page d'accueil du concepteur



030169 - 13

Figure 3. L'application écrit et lit des fichiers DOS.

de BASCOM, *MSC Electronics*. Ces fonctions offrent au microprocesseur une capacité mémoire démesurée pour une somme relativement dérisoire si l'on tient compte de la baisse récente du prix des cartes CF (128 Mo ne coûtent actuellement plus guère que 50 €, voire encore moins).

La question se pose encore de savoir comment stocker les données sur la carte CF si elles doivent être transférées sur un PC pour être évaluées. Si le microcontrôleur écrit les données secteur par secteur sur la carte CF, le programme du PC doit aussi lire la carte CF secteur par secteur au moyen d'un adaptateur et interpréter les données.

Une autre possibilité consisterait à écrire à partir du PC un gros fichier vide (ne comportant que des espaces) sur une carte CF fraîchement formatée. Le microcontrôleur devrait alors inscrire séquentiellement les données ligne par ligne en format ASCII dans les secteurs occupés. À la fin de l'enregistrement des données, le PC devrait pouvoir lire celles-ci, par exemple avec Excel, en accédant au fichier sous le nom attribué sans qu'il soit nécessaire de disposer d'un programme spécial.

La troisième méthode, de loin la plus élégante, consiste à réaliser un système de fichiers DOS avec *BASCOM-AVR*. L'application tournant sur le

microcontrôleur dispose alors de toutes les fonctions nécessaires pour créer, ouvrir, lire et écrire des fichiers ASCII ou binaires sur une carte CF formatée DOS (figure 3).

Système de fichiers DOS

La réalisation d'un système de fichiers DOS pour *BASCOM-AVR* commence par la recherche sur Internet d'informations concernant la gestion des fichiers DOS/Windows sur disque dur. Il existe quelques sites [2] très complets et dont les représentations graphiques comblent les vœux les plus fous. Toutefois, les informations reflètent parfois un peu trop les expériences de l'auteur et ne concordent pas complètement. Le document *Microsoft Extensible Firmware Initiative, FAT32 File System Specification* [3] présente l'avantage d'avoir été rédigé par l'inventeur du système de fichiers DOS et est de plus conçu en fonction des systèmes enfouis (*embedded systems*). Son titre est trompeur : malgré la seule mention de FAT32, FAT12 et FAT16 ne sont pas oubliés.

Les options suivantes ont été choisies au cours de la réalisation :

– *Système de fichiers DOS FAT-16*

DOS FAT16 est le système de fichiers standard pour volumes de stockage entre 32 et 512 Moctets (MB). Théoriquement, le domaine s'étend de 4 MB à 2 GB et couvre donc toute la gamme des cartes CompactFlash. La gestion des groupes (*clusters*) dans le tableau FAT par FAT12 et FAT32 est plus complexe.

– *Format court (8.3) des noms de fichiers DOS*

Les systèmes à microcontrôleurs ne possèdent en général pas d'unités d'entrée et de sortie permettant de manipuler commodément les longs noms de fichiers. La restriction aux noms courts ne constitue donc pas une lacune, d'autant plus qu'il est possible d'y accéder par l'entremise d'un nom d'alias.

– *Fichiers uniquement dans le répertoire racine*

Le répertoire racine dans le formatage standard peut gérer 512 fichiers. Cela devrait suffire, même si les applications requièrent un grand nombre de fichiers. Il est aussi possible de stocker des fichiers dans des sous-répertoires de la carte, mais pas de les ouvrir.

– *Secteurs de 512 octets*

Comme il n'est possible de transférer les données que par secteur à partir de la carte CF et vu que la taille des secteurs influence directement le besoin en SRAM, AVR-DOS a été conçu pour la taille standard de

512 octets, bien que les systèmes d'exploitation de Microsoft puissent aussi gérer 1, 2, 4 Koctets, etc.

– Adressage LBA des secteurs

L'adressage des secteurs sur la carte CF est basé sur le modèle « adresse de bloc logique » LBA (*Logical Block Address*) qui attribue à chaque secteur une adresse linéaire absolue. La méthode cylindre/tête/secteur dite C/H/S (*Cylinder /Head/Sector*) couramment utilisée aux temps héroïques des premiers disques durs n'est pas supportée. Le système de fichiers a été complètement écrit en langage assembleur AVR.

Options de configuration

Le système DOS peut être configuré en fonction du nombre de fichiers simultanément ouverts. Les fichiers ouverts sont gérés dans des tampons d'identificateurs de fichiers (*file handle buffers*) occupant chacun 534 octets. Ils contiennent, outre le tampon du secteur de 512 octets proprement dit, des informations supplémentaires comme le numéro du fichier, le pointeur sur le répertoire et le numéro de groupe. Le nombre maximum de tampons d'identificateurs de fichiers dépend de la RAM disponible et peut, le cas échéant, être augmenté au moyen de RAM externe. Le système DOS est conçu pour ne permettre l'ouverture multiple d'un fichier qu'en mode lecture (INPUT). Toute tentative d'ouvrir plusieurs fois le même fichier en mode écriture ou écriture/lecture est détectée.

Une autre option de configuration concerne la gestion des répertoires et des informations FAT. Les informations peuvent être stockées dans un tampon commun, ce qui occupe moins de RAM, ou dans des tampons séparés pour une gestion plus rapide des fichiers. Dans ce dernier cas, le secteur courant lors d'un passage de l'accès du FAT à celui du répertoire ou réciproquement est déjà mémorisé dans la RAM ; il est donc superflu de le recharger à partir de la carte CF.

Implémentation en BASCOM-AVR

La syntaxe des sous-programmes intégrés dans la version la plus récente de BASCOM-AVR (1.11.7.4) est compatible avec celle de la gestion de fichiers d'une application en QBASIC/VBA/VB. Les sous-programmes d'E/S écrits dans ces « dialectes » de Basic peuvent donc être repris sans grand effort. On s'aperçoit immédiatement que l'implémentation des instructions présentées dans le tableau dépasse de loin les exigences minimales de l'enregistrement des données.

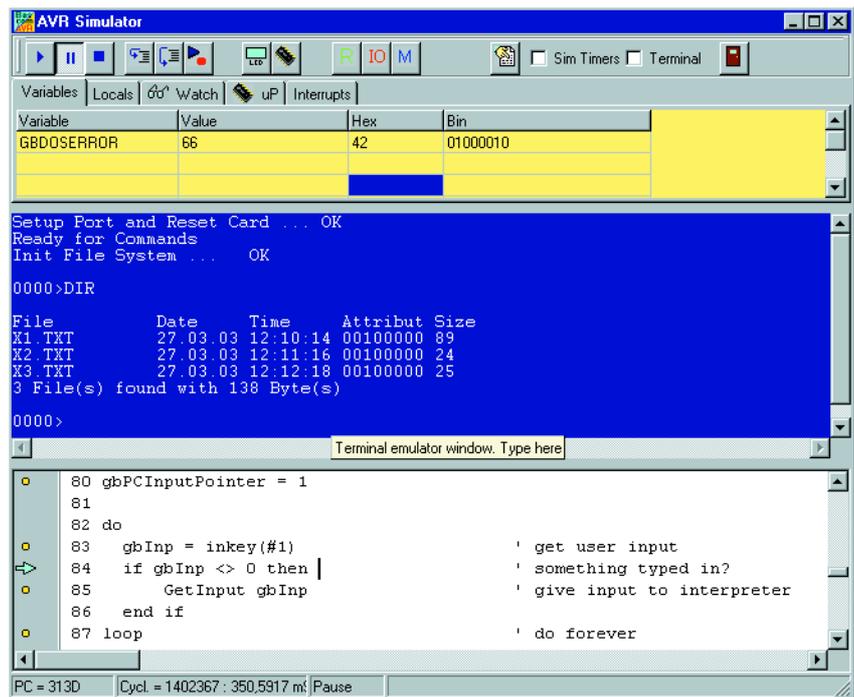


Figure 4. Copie d'écran du second exemple de programme tournant avec le simulateur AVR du progiciel BASCOM.

Exemple 1. Mémoriser la valeur du convertisseur A/N

```
Dim bError as Byte
Dim wValue1 as Word , wValue2 as Word , wValue3 as Word
Dim wsecond as Word

' Initialiser Système Fichier
bError = InitFileSystem(1)
If bError <> 0 then
    Print "Pas trouvé de Système Fichier valide"
End
End If

' Configurer et démarrer le convertisseur A/N
Config ADC = Single , Prescaler = Auto
Start ADC

' Créer le Fichier pour l'écrire
Open "AD1.txt" For Output As #10
For wSecond = 1 to 36000 ' Compteur des secondes pour 10 heures
    wValue1 = GetADC(1) ' 1. Lecture valeur analogique
    wValue2 = GetADC(2) ' 2. Lecture valeur analogique
    wValue3 = GetADC(3) ' 3. Lecture valeur analogique
    ' Écrire valeur avec compteur de secondes dans le fichier
    Write #10 , wSecond , wValue1 , wValue2 , wValue3
    Wait 1 ' Attendre 1 seconde
Next
Close #10
End
```

La description exacte du fonctionnement de toutes les instructions sortirait du cadre de cet article. Mais ces informations se trouvent aussi dans le fichier d'aide [1] déjà mentionné. Contentons-nous de donner un aperçu

des possibilités du système de fichiers AVR-DOS dans 2 exemples simples. Le **premier exemple** traite de l'enregistrement des valeurs de 3 entrées CAN pendant 10 secondes. Le système est tout d'abord initialisé.

Le code d'erreur obtenu est 0 si BASIC-AVR a pu lire correctement le système de fichiers. La valeur 0 indique de façon générale que la fonc-

tion du sous-programme DOS s'est déroulée correctement.

Dans le **second exemple**, le contenu du répertoire est lu à l'aide de

5 lignes d'instructions. Une recherche de tous les fichiers possédant l'extension « DAT » est tout d'abord effectuée. L'instruction PRINT envoie ensuite le nom de chaque fichier, la

Tableau I. Liste des instructions

Disk/Directory

- **GetFileSystem**

Lectures des données nécessaires du Master Boot Record (MBR) et du Partition Boot Record (PBR) de la carte CF pour initialisation du Système Fichiers (n'existe pas dans la syntaxe QBASIC/VBA/VB).

- **DISKSIZE**

Taille de la capacité totale de la carte CF exprimée en octets (n'existe pas dans la syntaxe QBASIC/VBA/VB).

- **DISKFREE**

Capacité de la carte CF disponible exprimée en octets

- **KILL <FileName>**

Efface un fichier présent sur la carte CF

- **DIR([<FileName>])**

Recherche le premier ou nom de fichier suivant convenable sur la carte CF

- **FILELEN([<FileName>])**

Taille d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

- **FILEDATETIME([<FileName>])**

Date et heure d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

- **FILEDATE ↵([<FileName>])**

Date d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

- **FILEDATETIME([<FileName>])**

Date et heure d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

- **FILEDATE ↵([<FileName>])**

Date d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

- **FILETIME ↵([<FileName>])**

Heure d'un fichier dans le répertoire racine d'un nom de fichier donné ou du dernier fichier trouvé par l'instruction DIR

Création, ouverture, écriture et lecture de fichier

- **Open <FileName> FOR INPUT/OUTPUT/APPEND/BINARY AS #<File#>** Ouvre/crée un fichier en mode lecture en cas de INPUT, en mode écriture en cas de OUTPUT/APPEND, en lecture/écriture en mode BINARY

Fournit un numéro de fichier libre, élément que l'on pourra utiliser dans les fonctions OPEN.

- **FREEFILE()**

Ferme un fichier et libère le File-Handle

- **CLOSE <File#>**

- **FLUSH [<File#>]**

Écrit le/les tampons fichier actuellement en RAM vers la carte CF et réactualise le répertoire (n'existe pas dans la syntaxe QBASIC/VBA/VB).

- **PRINT #<File#> , Variable1 ; Variable2; ...**

Écrit les données au format texte dans un fichier texte qui a été ouvert à l'aide de OUTPUT ou Append

- **WRITE #<File#> , Variable1 , Variable2, ...**

Écrit les données au format texte dans un fichier texte qui a été ouvert à l'aide de OUTPUT ou Append. Les différents champs de données sont séparés par des virgules et les chaînes de caractères mises entre guillemets.

- **INPUT #<File#> , Variable1 , Variable2, ...**

Lit des données d'un fichier au format texte dans des variables programme, plus particulièrement des données ayant été écrites dans un fichier à l'aide d'une instruction WRITE. Les champs de données doivent être séparés par des virgules et les chaînes de caractères, si tant est qu'elles comportent des virgules enfouies, être mises entre guillemets.

- **LINE INPUT #<File> , StringVariable**

Lit une ligne d'un fichier texte vers une variable de chaîne de caractères.

- **GET #<File#> , <Variable> [, Position]**

Lit des données au format binaire dans une variable de programme quelconque depuis un fichier ouvert en mode BINARY.

- **PUT #<File#> , <Variable> [, Position]**

Écrit une variable de programme quelconque au format binaire dans un fichier ayant été ouvert en mode BINARY.

- **SEEK #<File#> [, <New Position>]**

Donne la position du fichier de la prochaine opération de lecture/écriture. Il est également possible, par le biais du paramètre <New Position>, de le modifier dans le cas de fichiers en Binary.

Informations d'état concernant les fichiers ouverts

- **EOF #<File#>**

Fournit l'état End of File (Fin de fichier)

- **LOC #<File#>**

Fournit la position du fichier concerné par la dernière opération de lecture/écriture

- **LOF #<File#>**

Fournit la longueur du fichier exprimée en octets

- **FILEATTR #<File#>**

Fournit le mode d'ouverture du fichier

Divers

- **BLOAD <FileName> , <SRAM-Adresse>**

Écrit le contenu d'un fichier dans la zone de RAM du microcontrôleur à compter de l'adresse SRAM

- **BSAVE <FileName> , <SRAM-Adresse> , <Length>**

Mémoirise dans un fichier une zone de RAM du microcontrôleur

date et l'heure de sa dernière modification et sa longueur à l'interface série.

Simulation

Un simulateur convivial fait partie du progiciel BASCOM. Il permet de tester le programme sur le PC avant de flasher la mémoire. Il est aussi possible, dans une certaine mesure, de faire de même avec la carte CF. En effet, un pilote écrit dans ce but permet de simuler la mémoire d'une carte CF (bien qu'avec 59 Koctets et un répertoire comportant 16 fichiers au plus) dans le domaine étendu de la RAM de l'AVR. Le pilote lié n'est pas celui de la carte CF : il est remplacé par un pilote « XRAM_Drive ». Une fois encore le concept de pilote modulaire fait preuve de sa supériorité en permettant de spécifier un autre support de mémoire par le jeu d'une simple instruction. Il est non seulement possible de vérifier le fonctionnement de l'application dans un environnement DOS, mais aussi celui du stockage des données dans le domaine RAM externe. Selon Microsoft, il faut gérer un disque de 59 Koctets à 4 Moctets avec FAT 12 et non avec FAT 16. Mais comme cette « partition » n'existe que vir-

Exemple 2. Répertoire de la carte CF

```
Dim strFileName as String * 12
strFileName = Dir("**.dat")      ' 1. Chercher Fichier
While strFileName <> ""      ' Trouvé Fichier ?
    Print strFileName ; " " ; FileDate() ; " " ; FileTime() ; _
        " " ; FileLen()
    strFileName = Dir()      ' Chercher Fichier suivant
WEnd
```

tuellement, le temps d'un essai, cette faute de style n'a aucune importance. La copie d'écran du simulateur (figure 4) représente l'exemple 2 complété par l'affichage de l'octet des

attributs en format binaire. On aperçoit aussi la liste des fichiers dans le format de la commande DIR de DOS.

(030169)

[1] Fichier d'aide pour BASCOM-AVR

www.mcselec.com/download/avr/beta/bashtml.zip

[2] Informations concernant FAT sous DOS

www.beginningtoseethelight.org/fat16/index.php

www.win.tue.nl/~aeb/linux/smartmedia/SmartMedia_Format.pdf

[2] Microsoft Extensible Firmware Initiative, FAT32 File System Specification

www.microsoft.com/hwdev/download/hardware/FATGEN103.doc

Exigez le vrai microphone directionnel, Elektor n°306, Décembre 2003, page 46 et suivantes

La formule donnée en colonne gauche de la page 48 comporte une petite erreur ; il faut lire $R8 = d / (c \cdot C7)$ (et non pas C3).

Amplificateur pour casque stéréo, Elektor n°305, Novembre 2003, page 44 et suivantes

Nous avons malheureusement oublié de donner la liste des composants de l'alimentation de l'amplificateur pour casque stéréo. La voici avec un peu de retard. Merci Mr Quillard.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 470 Ω / 1 W
R2 = 8kΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 220 μF / 35 V radial
C3, C4 = 470 μF / 63 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4004
D4 = LED à haut rendement

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
K3 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
F1 = porte-fusible + fusible 63 mA
TRI = transfo 2x6 V / 10 VA tel que, par exemple, ERA type EI 48 / 16,8

À la seconde et à la minute avec DC77, Elektor n°301/302, Juillet/Août 2003, page 114

La pseudo-période de IC2.A est trop courte d'un facteur 10. De ce fait, le schéma doit subir une double modification. Il faudra partant faire passer la valeur du potentiomètre P1 de 100 kΩ à 1 MΩ et celle de la résistance R7 de 120 kΩ à 330 kΩ. Le texte comporte une double erreur. Il

faut lire dans la bas de la colonne de gauche : ...et génère une impulsion de 20 ms pour l'inverseur de sortie T3. De même, dans la colonne de droite, ...diode lumineuse rouge « low current » commutée par T1 (et non pas T3) affiche le... Désolés !

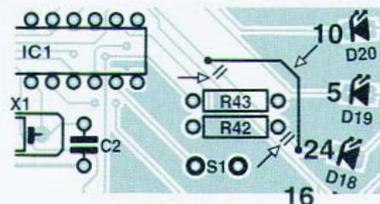
Codeur pour simulateur de vol, Elektor n°308, Janvier 2004, page 28

La liste des composants n'indique pas de valeur pour P1 et P2. Comme vous pouvez le déduire du schéma, il s'agit d'un modèle 10 kΩ. Malheureusement, le numéro de nomenclature indiqué est celui de la version 100 kΩ. Si vous n'arrivez

pas à mettre la main sur une version 10 kΩ (numéro de nomenclature CTS 25A103A60TB, le 103 signifiant 10 + 3 zéros = 10 000 Ω) vous pouvez également utiliser une version 100 kΩ (numéro de nomenclature CTS 25A104A60TB, 104 = 100 000 Ω).

Roulette à LED, Elektor n°307, Janvier 2004, page 46 et suivantes

La platine comporte malheureusement un court-circuit entre l'anode de la LED D18 et la ligne d'alimentation positive, le +5 V. Pour éliminer ce court-circuit il faudra effectuer 2 interruptions de piste et poser un pont de câblage (cf. le croquis ci-dessous).



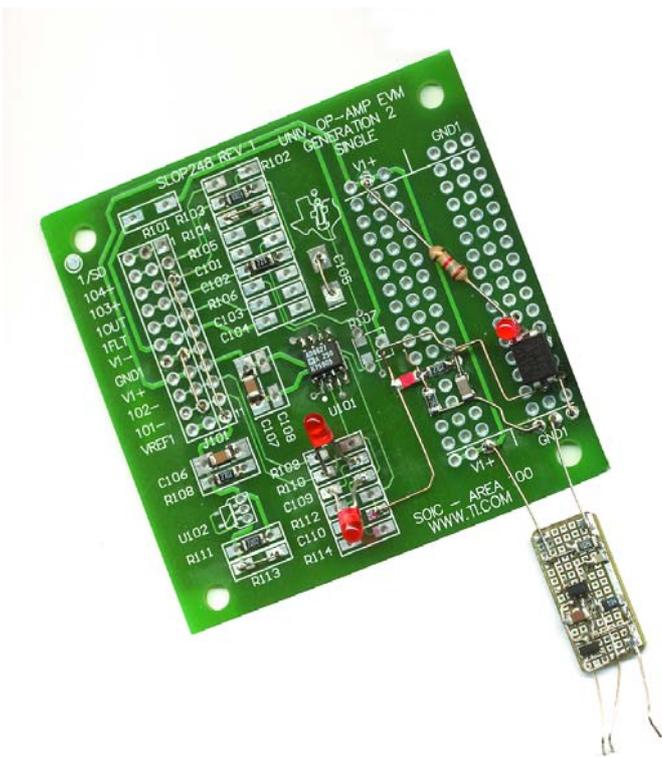
Analyse sensorielle de la lumière

Des LED pour la mesure de la lumière diurne

Klaus-Jürgen Thiesler

kjt@gmx.de

Un capteur de lumière dont la « vision » est proche de celle de l'être humain est basé, en général, sur des photo-conducteurs ou des photo-capteurs spéciaux et donc coûteux. On ignore généralement que les LED usuelles et notre œil réagissent de façon similaire à la lumière.



Les photo-détecteurs de lumière visible sont généralement basés sur des photo-résistances (*Light Dependent Resistor*, LDR), un composant assez connu. Leur spectre de sensibilité est proche de celui de l'œil humain. Inconvénients et « avantages » de ces composants à notre époque de CMS : grande taille, tolérances élevées, forte dépendance de température et courant de détection élevé. Ils sont en outre coûteux et effroyablement lents. Le changement de résistance des LDR

aux variations lumineuses est de l'ordre de la seconde – aussi lent que notre œil.

Il n'existe que peu de photodiodes dont la sensibilité soit semblable à celle de l'œil humain. La sensibilité de la plupart d'entre elles se situe dans l'infrarouge jusqu'à 1 100 nm. La photodiode spéciale au silicium BPW21 fonctionne dans le domaine visible de 425 à 675 nm et possède

un boîtier métallique rond TO5 avec une surface active de 7,5 mm². Elle sert d'élément de référence, ce qui à son prix, mais elle est précise, très linéaire, et plus rapide qu'une LDR ($t_{off} \approx 3$ s) de plusieurs ordres de grandeur ($t_{on/off} = 6$ μs). Elle sert couramment de référence d'exposition solaire dans les installations photovoltaïques. Ce phototransistor, périmé, est remplacé par le BPW21R de Vishay Semiconductors. Il est donc encore largement disponible. Son prix, avec l'ampli opérationnel de précision AD820 d'Analog Devices, n'est toutefois pas beaucoup plus bas.

Les « capteurs optiques intelligents » constituent une autre classe de détecteurs pour travaux de laboratoire. Citons le TCS230 de TAOS, le HSDL9000 d'Agilent Technologies et le TSL230 de Texas Instruments. D'autres composants fonctionnent comme convertisseurs lumière-fréquence. Le HSMF-C118 d'Agilent Technologies est une LED tricolore RVB (Rouge Vert Bleu = RGB pour Red Green Blue en anglais) en boîtier CMS. Le **tableau 1** donne un aperçu des détecteurs qui peuvent capter la lumière du jour.

Un certain nombre de fabricants de puces ont tenté jadis de remédier à

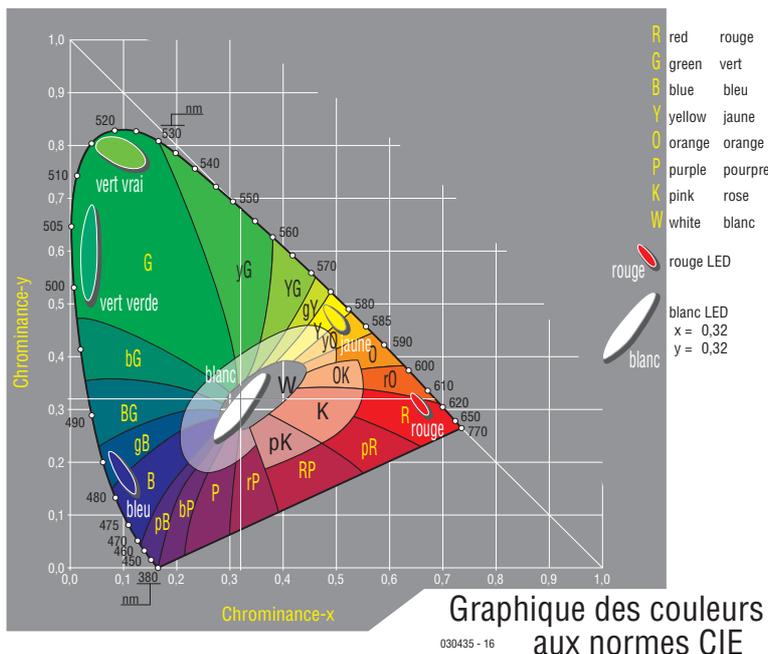


Figure 1. Gamme de couleurs du tableau normalisé de la CIE et zones étroitement délimitées des LED.

quelques inconvénients des capteurs. Des paramètres auraient permis l'adaptation à la lumière visible et le temps de réaction devait être amélioré par rapport aux LDR passives. Le MCS3xx est un capteur RVB en couleurs vraies (TrueColor) à 3 éléments de détection pour applications de laboratoire. Sa précision se paie. Il offre une normalisation de la sensibilité spectrale et un filtrage des couleurs. Il sera suivi d'autres circuits intégrés à barrettes de capteurs semblables aux détecteurs CCD (Charge Coupled Device). L'OPT301 monolithique de Burr-Brown possède une sensibilité relative de 80 % au jaune. Le maximum se situe dans l'infrarouge. Il n'existe qu'en boîtier métallique hermétique TO99. Son alimentation symétrique constitue un handicap dans de nombreux circuits actuels. Il nécessite un filtre à infrarouges pour fonctionner comme capteur de la lumière du jour.

Pleins feux sur la lumière diurne

Les IR à grande longueur d'onde constituent une fraction élevée de la lumière diurne. Les rayons solaires nous semblent chauds, mais moins à

l'aube qu'au crépuscule. La lumière lunaire, qui comporte au contraire une proportion élevée d'UV de faible longueur d'onde, nous paraît froide. Notre cerveau « voit » en effet aussi avec l'épiderme : ce n'est pas sans raison qu'on qualifie la composition spectrale de la lumière de « température de couleur ». Notre vision s'est adaptée en conséquence : le décalage subi par le spectre atténué la perception des couleurs lorsque l'intensité lumineuse décroît.

Les lampes à incandescence émettent un taux élevé d'IR ; les UV en sont presque absents. L'œil ne perçoit pas les grandes longueurs d'onde (IR/rayonnement calorifique), contrairement aux cellules de l'épiderme. Comme cet intervalle contient le pic de sensibilité de la majorité des détecteurs au silicium, ils ne conviennent pas à la détection de la lumière du jour et de la lumière artificielle. Une LED ordinaire, quelle que soit sa couleur, émet de la lumière visible ; c'est son boulot après tout. Le rendement est misérable, car la puce convertit en chaleur presque toute sa puissance dont la faiblesse rend cet effet à peine perceptible. Par rapport aux autres sources artificielles, les LED émettent une lumière presque monochromatique à très haute saturation de couleur. Dans le diagramme CIE de la figure 1, les champs de couleurs de la LED sont tous situés près du bord externe de la ligne en fer à cheval de la saturation maximale de couleur. La saturation tend par contre vers 0 dans la zone blanche.

Le modèle CIE

Le modèle CIE n'est pas idéal : il ne permet pas d'expliquer certaines couleurs comme marron ou doré. Il ne peut donc pas servir à définir et à préciser notre perception subjective des couleurs. Les couleurs sortant du cadre de RVB/CMYK/LAB et d'autres modèles sont engendrées par notre cerveau. La perception du spectre visible par les cônes sensibles à la couleur et les bâtonnets de la rétine se chevauche fortement. Ils participent donc tous à la formation de l'image. Les informations sont transmises au cerveau par les impulsions chimiques du faisceau nerveux. Les impulsions transmises au cerveau qui les

Tableau 1. Capteurs intégrés de lumière diurne

Description	Topologie	Sensibilité		Fabricant	Boîtier
		Plage en nm	Maximum en nm		
BPW 21	Photodiode PN	420 à 675	565	Vishay	TO 5 - 2 broches
OPT 101	Photodiode à OTA	280 à 1200	850	Burr-Brown	SO 8 + DIP 8 + SIP 5
OPT 301	Photodiode à OTA	200 à 1150	750	Burr-Brown	TO 99 - 8 broches
TSL 25x	Photodiode à OTA	300 à 1100	780	Texas Instr.	Plastik - 3 broches
MCS3xx	3 Photodiodes RVB PN*	400 à 510 490 à 610 590 à 750	-	Jencolour	TO 5 + SO 8

* Circuit intégré capteur de couleur RVB tri-champs Truecolor à filtre d'interférence diélectrique et sensibilité spectrale normalisée avec/sans blocage des IR.

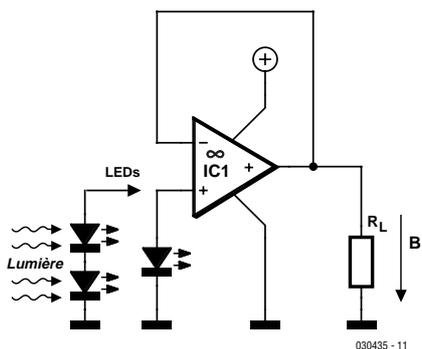


Figure 2. La résistance des entrées de l'ampli opérationnel CMOS utilisé comme convertisseur d'impédance est si élevée qu'elle n'influence presque pas la photo-tension des détecteurs LED.

reconstitue en image couleur sont préalablement assemblées par des interactions entre les cellules nerveuses. Les récepteurs ne transmettent en effet que des impulsions dépourvues d'informations couleur. Les couleurs sont engendrées dans le cerveau par la combinaison et les relations réciproques des impulsions.

Un écran plat fait de LED RVB commandées individuellement permet de créer une image en « couleurs vraies ». Mais les « couleurs spéciales » font aussi défaut. Par contre, la saturation de couleur d'un afficheur LED n'est atteinte ni par une impression artistique, ni par un afficheur LC à réflexion, ni par un moniteur à tube, ni même par des lampes à incandescence à verre coloré. La lumière du projecteur de film du cinéma provient d'un arc ! Bref, on voit dans quelle mesure les LED, comparées à l'œil humain, peuvent servir à réaliser de bons capteurs de couleur. Si la réalisation de capteurs de couleur haut de gamme basés sur des LED n'en est qu'à ses débuts, ceux-ci semblent toutefois prometteurs.

À rebours

Renversons simplement la vapeur ! Au lieu de nous servir des diodes lumineuses comme source, éclairons une LED jaune ou verte non montée et relions-la à un voltmètre très sensible. La tension lue dépend de l'intensité lumineuse parvenant à la LED.

La tension mesurée est hélas inutilisable : la taille minuscule de la surface sensible à la lumière et le faible rendement ne permettent d'obtenir que des courants de l'ordre du femto-ampère. Même la résistance d'un voltmètre numérique n'atteint pas celle d'une LED servant de capteur. La LED détectrice du circuit de la **figure 2** est reliée à l'entrée non inverseuse d'un ampli opérationnel. Ce dernier sert de convertisseur d'impédance. L'influence de la résistance de plusieurs téraohms ($10^{12} \Omega$) des entrées JFET ou CMOS sur la

tension du capteur LED est presque négligeable. Le **tableau 2** reproduit les valeurs de tension de la LED détectrice mesurées avec ce circuit. Il n'est pas tout à fait exact de parler de convertisseur d'impédance : il s'agit d'un amplificateur à transimpédance, un quadripôle qui peut effectuer une transmission de courant, de tension et d'impédance. Dans la figure 2, l'amplificateur à transimpédance ne sert que de convertisseur d'impédance. Mais ne nous étendons pas sur ce sujet.

La **figure 3** représente un interrupteur électronique qui enclenche la charge R_L au crépuscule et la déclenche à l'aube. Le réseau R1 à R3 fournit une tension de référence $U_{REF} = 2,25 \text{ V}$ à l'entrée non inverseuse avec une hystérésis mesurée d'environ 250 mV. Ce seuil n'est pas critique, il est prévu pour 2 LED faible courant jaunes en série. Deux capteurs à LED orientés dans

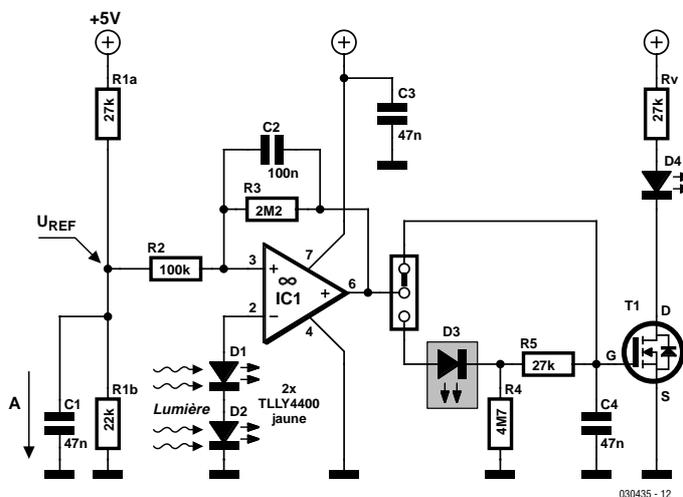


Figure 3. Commutateur « lumière du jour » fonctionnant avec presque tous les amplis opérationnels JFET/CMOS.

Tableau 2. Tension de LED équivalente à lumière aube/crépuscule moyenne et nuit sans lune (sortie de la figure 1)

LED	Type	U_{BIAS} [V] pour 1 LED		U_{BIAS} [V] pour 2 LED	
		crépuscule	noir	crépuscule	noir
jaune	TLLY4400 (3 mm faible courant)	1,1	0,8	2,2	1,0
rouge	TLLR4400 (3 mm faible courant)	1,0	- 1	2,0	- 1
vert	TLLG4400 (3 mm faible courant)	1,2	0,8	2,4	1,4
bleu ³	LF-59EBGBC (5 mm RVB)	1,5	- 2	2,4	- 2

1 : une LED rouge détecte le rayonnement calorifique proche, ce qui rend impossible une mesure de la lumière nocturne !

2 : non mesuré

3 : bleu n'a été connecté qu'une fois

2 directions différentes commuteront assez rapidement à l'aube ou au crépuscule. Une tolérance des résistances de 10 % suffit pour ce circuit. Les 2 LED rendent le circuit insensible à la lumière artificielle (réverbères, phares de voitures) qui ne tombera que sur une seule LED. Le « circuit de retard » constitué par LED3, R4, R5 et C4 accentue cet effet. La gaine thermorétractable de LED3 améliore considérablement ses propriétés de blocage par rapport à une diode normale.

Quel amplificateur opérationnel ?

Un TLC271 à MOSFET canal P à l'entrée devrait être adéquat car son courant de polarisation à l'entrée est aussi faible que celui du AD820. Il tend toutefois à osciller au point de commutation. Cette tendance à osciller est aussi impossible à éliminer

des TLC271, OPA132, AD8035, AD8510 et TLE2081. Le réseau R2, R3 et C2 engendre l'hystérésis des AD8065, AD820 et AD8610 qui élimine de la commutation les battements dus à l'approche « furtive » de l'aube ou du crépuscule. Ces derniers amplificateurs opérationnels peuvent se passer de circuit de retard.

Le TL081 n'utilise pas l'élément d'intégration comme indicateur de la valeur de seuil mais uniquement comme réinjecteur pour la valeur de gain. C'est pourquoi il faut qu'un trigger de Schmitt commute la valeur de seuil entre la sortie de IC1 et LED3 comme dans la figure 2. Les oscillations du TL081 ne sont de toute façon pas très prononcées.

La haute précision de l'OPA655 est complètement superflue pour un capteur de lumière diurne (et il est coûteux). Il permet de réaliser un détecteur rapide pour arcs électriques. Il est par ailleurs conçu pour

une alimentation bipolaire de ± 5 V.

La photo en début d'article montre une platine d'expérimentation (EVM) de Texas Instruments utilisée par l'auteur pour tester différents amplis op à JFET dans le circuit du capteur de lumière diurne.

Le **tableau 3** donne un aperçu des amplificateurs opérationnels testés avec succès dans ce circuit. Les autres types d'amplificateurs opérationnels à transistors d'entrée bipolaires ou à MOSFET complémentaires sont inadéquats : leurs entrées possèdent une résistance trop basse ou un courant de décalage (offset) bien trop élevé. Ces courants de décalage sont dus à la différence inévitable entre les courants de grille des transistors complémentaires de l'étage d'entrée.

Le redimensionnement de R1a/b permet d'ajuster le point de commutation à d'autres intensités lumineuses ou LED. Il vaut mieux alors court-circuiter l'élément de temporisation (LED3, R4, R5). Celui-ci cause un délai d'extinction d'environ 3 s. Cela peut paraître court par rapport à la durée de l'aube sous nos latitudes, mais ça marche. Ne perdons

Tableau 3. Sélection d'ampli op à étage d'entrée JFET utilisables

Type	PBP en MHz	Offset en μ V	Bias d'entrée en pA	U_{CC} en V	I_{CC} en mA	U_{IN} max. en V	Fabricant	Boîtier	Testé	Notes
AD8033	80	1.000	1,5	+5 à 24	3,3	0 à $+U_{CC}-3$	Analog Devices	SO 8 + SOT 23	oui	Shutdown
AD8065	145	400	2	+5 à 24	6,4	0 à $+U_{CC}-3$	Analog Devices	SOT 23	oui	
AD820	1,8	100	2	+3 à 36	0,65	-0,2 à $+U_{CC}-1$	Analog Devices	SO 8 + DIP 8	oui	
AD8610	25	85	2	+5 à 26	3,5	0 à $+U_{CC}-3$	Analog Devices	SO 8 + MSOP8	oui	
AD8627	5	500	0,5	+5 à 26	0,75	0 à $+U_{CC}-1$	Analog Devices	SO 8 + SC70	oui	
OPA132	8	250	5	+5 à 36	4	rail à rail (entrée et sortie)	Burr-Brown	SO 8 + DIP 8	oui	THD = 0,000 08%
TLE2071	10	500	6	+4,5 à 36	1,7	0 à $+U_{CC}$	Texas Instr.	SO 8 + DIP 8	oui	Offset ajustable
TLE2081	10	1.100	6	+4,5 à 36	1,7	0 à $+U_{CC}$	Texas Instr.	SO 8 + DIP 8	oui	Offset ajustable
TL081C	3	3.000	5	+4,5 à 16	1,4	0 à $+U_{CC}$	Texas Instr.	SO 8 + DIP 8	oui	Offset ajustable
TLC271C	0,09	1.100	0,1	+3 à 16	1	-0,2 à $+U_{CC}-1$	Texas Instr.	SO 8 + DIP 8	oui	Offset ajustable
OPA655	240	1.000	-5	$\pm 4,75$ à 5,25	25	$\pm 2,75$	Burr-Brown	SO 8 + DIP 8	non	
INA121	-	200	4	$\pm 2,25$ à 18	0,45	$-U_{CC}+2$ à $+U_{CC}-1$	Burr-Brown	SO 8 + DIP 8	non	InAmp de précision

pas de vue le fait que la vision colorée de notre œil couvre une plage dynamique d'intensité lumineuse d'approximativement 100 dB (environ 0,1 à 20 000 lux) !

À l'aube et au crépuscule, la tension de polarisation de la LED augmente ou diminue rapidement. L'hystérésis du point de commutation est donc assez rapidement franchie. Il faut recourir à des amplificateurs opérationnels modernes tels que le AD8610 lorsque la durée du crépuscule (du matin ou du soir) est très longue. Leur commutation est très stable et leur hystérésis lumineuse très courte. Dans ce cas, il est possible de se passer de temporisation.

Des spectres et des êtres

La **figure 4** montre la différence de sensibilité lumineuse entre l'œil humain de jour et de nuit et divers composants électroniques. La sensibilité de notre œil à la couleur varie en fonction de l'intensité lumineuse. Cela n'a rien d'étonnant : il est conçu pour s'adapter à la lumière bleuâtre de la lune proche des UV tout comme à la lumière jaunâtre du soleil qui tire sur l'infrarouge. La rétine, qui s'adapte à différentes luminosités, s'accoutume aussi aux couleurs après une plus longue exposition. Une feuille de papier blanc est blanche, même éclairée par une lampe à incandescence. Notre mémoire dit « feuille blanche », même si celle-ci reflète une lumière tirant sur le jaune-rouge.

En passant de la vision nocturne à la vision diurne, notre œil fait montre d'une faculté d'adaptation hors du commun aux changements de luminosités. De 0,000 01 à 1 000 000 cd/m², une dynamique de 220 dB hors de portée de n'importe quel élément artificiel ! La vision des couleurs et des contrastes croît avec l'intensité lumineuse, puis décroît lorsque la lumière devient très intense. L'œil traite une grande partie des différences de luminosités en noir et blanc. Sa dynamique couleur atteint « seulement » 100 dB.

La perception des couleurs chez l'être humain est individuelle. Un vert consensuel, un gris mondialement neutre, un blanc vraiment blanc ? Chimères ! Le calibrage d'un écran s'effectue toujours en fonction de la perception subjective de son utilisateur. Il est par contre parfaitement possible de normaliser les sources d'émission les unes par rapport aux autres : le gris d'un ciel couvert à midi, le blanc d'une lampe à incandescence, le jaune Sahara d'une carrosserie de voiture sont techniquement mesurables, (parfois) modifiables et reproductibles.

La rétine, qui tapisse le fond de l'œil, est un réseau de cellules réceptrices en forme de

cônes et de bâtonnets qui transforment la lumière incidente en substances électrochimiques (énergie neuronale). Leur disposition et leur quantité sur la demi-sphère antérieure de l'œil ne sont pas uniformes. Elles varient selon l'emplacement sur la rétine mais aussi entre individus.

Environ 120 millions de bâtonnets assurent la vision nocturne, environ 6 millions de cônes la vision diurne. Tout comme les LED de couleurs différentes, possédant chacune sa bande étroite et son intensité de rayonnement propre, les cellules sensorielles sont subtilement différenciées en fonction de la luminosité, du contraste et des couleurs, mais leurs bandes sont plus étendues. Les spectres des 3 types de cônes sensibles à la lumière du jour se chevauchent fortement là où la longueur

d'onde passe de courte à moyenne à longue (cônes C/M/L, Court/Moyen/Long), à l'inverse des LED au rayonnement presque monochromatique.

Comme les cellules sensorielles « S » sont moins sensibles aux stimuli, les couleurs proches du bleu semblent plus sombres que celle de la gamme vert-rouge. Le recouvrement important de sensibilité spectrale des cônes C, M, L place le maximum de sensibilité diurne aux couleurs (vision photopique) d'un « œil moyen » à 555 nm (vert). La photorésistance BPW21 et le système de signalisation lumineuse du rail et de la navigation sont des exemples d'application de ce fait. Les feux de circulation actuels dont le vert est accompagné d'un pourcentage élevé de bleu sont, au contraire, conçus pour tenir compte des personnes

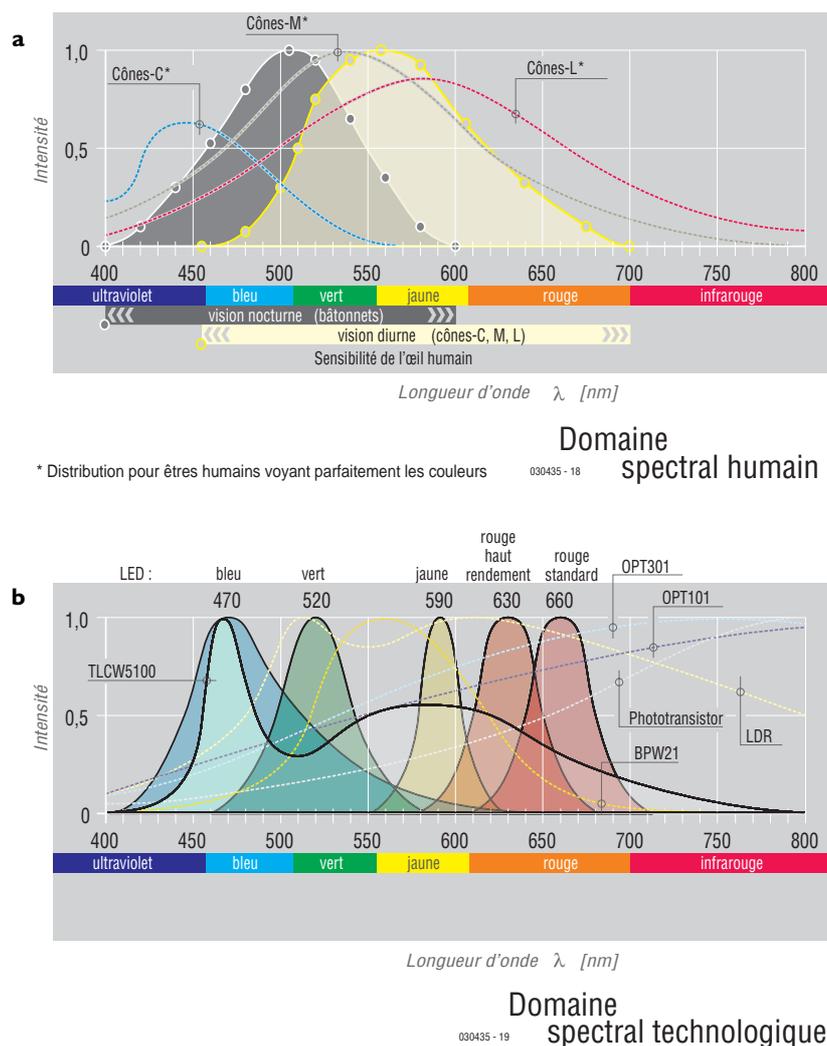


Figure 4. Comparaison des domaines spectraux : (a) humain, (b) technique.

dont la perception des couleurs est anormale.

Le cristallin absorbe les UV. Un implant plastique remplaçant la lentille cornéenne naturelle d'une personne souffrant de cataracte permettra aux cônes S de celle-ci de percevoir les UV jusqu'à moins de 300 nm. Les insectes sont particulièrement sensibles à la lumière UV. Le maximum de sensibilité spectrale d'un œil normal en vision nocturne (vision scotopique) est situé à 507 nm.

Des interactions entre bandes de cellules nerveuses voisines se produisent dans la rétine, les nerfs optiques et les cellules cérébrales lors de la transmission des données des cellules sensorielles au cerveau. Une image virtuelle n'est formée que lorsque le cerveau convertit les impulsions nerveuses reçues et les traite en fonction des informations déjà présentes. L'œil n'est qu'un capteur, les cellules sensorielles sont complètement insensibles aux couleurs et aux formes. Elles ne font que convertir l'énergie lumineuse en excitations électrochimiques dépourvues d'informations picturales. On peut établir une analogie avec un processeur graphique et les 3 lignes RVB reliées au moniteur : seules des tensions sont transférées, à l'exclusion de toute information picturale. L'œil convertit pour ainsi dire numériquement l'image photoréaliste transmise aux récepteurs par la pupille et le cristallin. L'interaction entre récepteurs voisins, nerfs optiques et cellules cérébrales crée une image photoréaliste dont le tramage, les effets de moiré et les limites de dégradé sont complètement exclus, contrairement à un écran ou à une impression. Ces derniers ne disposent malheureusement pas d'un cerveau. L'excitation chromatique du cerveau n'est donc due qu'à la combinaison des informations de tous les récepteurs et nerfs optiques.

Isaac Newton : « La lumière évoque les couleurs qui sont en nous ».

La complexité de ces conversions et transmissions électrochimiques rend toute normalisation impossible. Les variations de taux de substances corporelles (par exemple avitaminose) peuvent en outre modifier la perception des couleurs. Lors de l'épuisement des substances corpo-

relles, qui se traduit finalement par un « voile noir », le cerveau perçoit les choses toujours plus en blanc, les couleurs pâlisent et les tons de gris s'éclaircissent.

La perception des couleurs par notre cerveau ne joue qu'un rôle secondaire. On s'en aperçoit lorsqu'on essaie (vainement) de déterminer l'éloignement d'une source lumineuse. Nous savons approximativement quel est l'éloignement d'une étoile dans le ciel nocturne. Nous pouvons à la rigueur, grâce à son environnement, estimer la distance nous séparant d'une lampe. Outre les couleurs rayonnées par un objet, le cerveau a besoin d'informations sur sa structure et la nature de sa surface. Toutes ces informations de couleur, placées dans le cadre des expériences déjà mémorisées, sont nécessaires pour créer une image. Dans un cas de ce genre, il se peut que l'encéphale ait aussi recours à des impulsions du toucher, du goût, de l'odorat et de l'ouïe. Et n'oublions le second œil.

Environ 8 à 10 % des européens et 0,5 à 1 % des européennes souffrent de daltonisme héréditaire. Le rapport de sensibilité des 3 types C/M/L de cônes diurnes est : bleu 10 %, vert 48 % et rouge 42 %. La sensibilité des 3 types de cônes d'un daltonien est différente (par exemple, déficience du vert, avec bleu 30 %, vert 30 % et rouge 40 %). Cette différence varie considérablement. Une personne sera encore capable de distinguer le vert du rouge, une autre non. Chez d'autres, les symptômes se limitent à la fovéa (zone de meilleure vision). La répartition des cônes varie entre individus et aussi selon l'emplacement sur la rétine : la reconnaissance du rouge-vert décroît à mesure de leur éloignement du centre de la fovéa (bord externe de la demi-sphère antérieure de l'œil).

Les cas de daltonisme intégral sont très rares : 0,003 % de la population. Il existe aussi un daltonisme dans le jaune-bleu (0,004 %). Ces anomalies sont présentes à la naissance, ne se modifient pas et ne s'acquièrent pas au cours de la vie. Elles sont héréditaires

La « normalité » rouge-vert s'applique au centre de l'Europe. À l'époque préhistorique des chasseurs et cueilleurs, il était vital de

reconnaître des traces sanglantes dans les bois et d'apercevoir les baies rouges sous les feuilles vertes. Cette normalité, rien qu'une acuité visuelle particulière aux contrastes rouge-vert, est superflue dans d'autres environnements comme le désert ou la banquise. Cette espèce de daltonisme est donc principalement liée à la nature de la vision dans un environnement déterminé.

Concepteurs de sites Web et d'appareils, un conseil ! Ne négligez jamais ces phénomènes lorsque vous traitez les aspects optiques d'un appareil : les personnes souffrant de daltonisme constituent une importante minorité de la population. Blanc, c'est quoi ? Bleu, c'est quoi ? Et un gris neutre ? Ces aspects influencent le contraste simultané (modification de la couleur d'une surface en fonction du fond), la chromostéréoscopie (le rouge semble proche, le bleu lointain), l'illisibilité d'un texte rouge sur fond vert et autres variations de teinte. C'est pourquoi il vaut mieux voir la vie en rose plutôt qu'en noir...

Les principes de nos médias électroniques sont semblables à la biologie de l'œil. Seule la conversion par nos nerfs et notre cerveau en une image photographique échappe à la technique.

Dernier regard

Le raccordement direct de LED ordinaires comme capteurs de lumière à des amplificateurs opérationnels à entrées JFET ou simple étage d'entrée MOSFET doit être élaboré avec soin. Les différentes topologies de puces se distinguent par leur comportement oscillatoire lors de la commutation.

La fréquence d'oscillation des anciens IC au point de commutation ne peut être fixée par C2 et R3 que par intégration. Dans les amplificateurs opérationnels modernes, au contraire, l'élément RC à l'entrée non inverseuse offre un comportement de commutation bien défini avec une fonction d'hystérésis pour la luminosité. Les systèmes de compensation nécessaires sont internes, donc invisibles.

Tous les amplificateurs opérationnels listés permettent de réaliser le détecteur de lumière simple de la figure 2 avec temporisation de 3 secondes. Les déviations entre les types sont bien moindres que celles des composants passifs externes. Ils permettent de réaliser un montage CMS plus précis, plus économique, plus compact et comportant moins de composants qu'un JFET BF245 discret, un ampli opérationnel standard et un potentiomètre trimmer.

(030435)

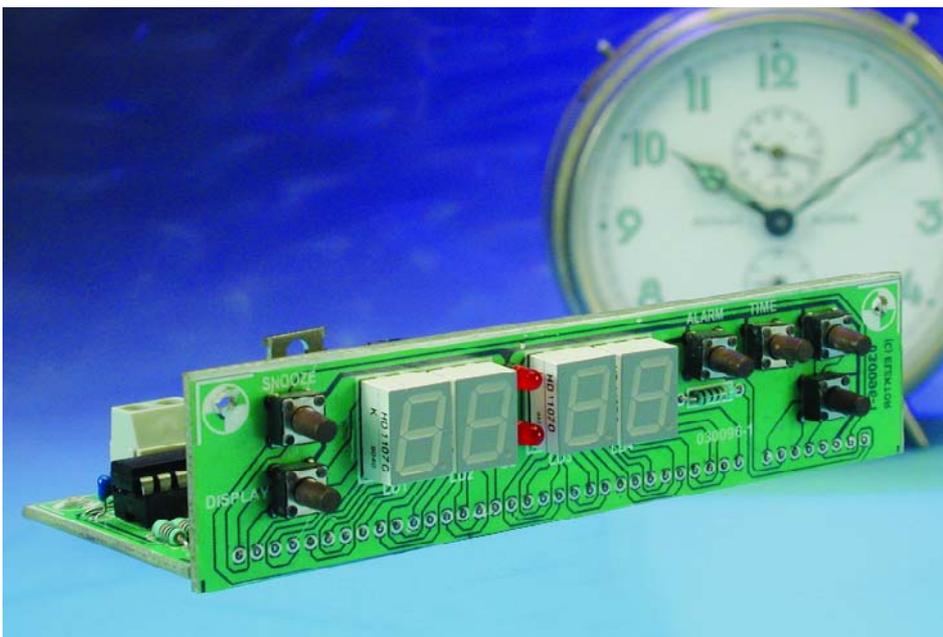
Réveil numérique

À micro PIC

M. Conde de Almeida

maconde@terra.com.br

Le réveille-matin numérique ne date pas d'hier, pourtant la plupart du temps, il souffre encore aujourd'hui de graves défauts de conception. Combien sont capables de faire la différence entre dimanche et jour de semaine, de mémoriser différentes heures de sonnerie ? Grand temps d'y mettre du sien pour faire avancer tout ça !



Les pendulettes du commerce ne vous aident guère si vous devez vous lever à une autre heure que votre conjoint ou s'il vous faut prendre des médicaments à intervalle régulier. Pire encore, si la sonnerie ne doit retentir que certains jours de la semaine et surtout pas pendant le week-end. Et les affres de la procédure de réglage, sur la plupart d'entre elles, vous connaissez ? Appuyer pour faire courir les minutes et les heures sans dépasser, sinon, retour à la case départ ! Voici une riposte à ces déficiences, elle se fonde sur un circuit à bas prix, le populaire PIC 16F84A, un microcontrôleur de Microchip.

Notre pendule numérique se souvient des jours de semaine et possède huit alarmes réglables individuellement pour se déclencher tous les jours ou seulement les jours ouvrables ou même, à votre convenance, un jour particulier. Vous pouvez régler séparément chaque chiffre vers le haut ou vers le bas (boutons + et -). Mais d'autres possibilités s'offrent encore à vous. Comme sur tout bon réveil numérique, une pile permet de garder le temps en cas de panne de courant. Dans ce

mode, l'affichage s'éteint pour économiser la pile, mais si nécessaire, vous pouvez le rallumer pour savoir l'heure, en poussant sur « Display ». Les alertes continuent à fonctionner normalement et si l'une d'elles doit se déclencher, l'affichage s'allume pour vous indiquer l'heure qu'il est. Les huit temps programmés sont mémorisés dans l'EEPROM du PIC. Nul besoin de les réintroduire même si la pile s'est épuisée. La touche de somnolence permet de différer d'une minute la sonnerie plusieurs fois, jusqu'à sa suppression définitive. Un bouton principal « Alarm On/Off » empêche toute sonnerie de retentir, quel que soit le moment. L'affichage électroluminescent offre une brillance suffisante pour une lecture à distance, dans l'obscurité. L'oscillateur à quartz de 4 MHz fournit une base de temps très précise pour l'horloge (erreur = 0,000 427 %).

Le matériel

La **figure 1** montre le schéma complet de la pendule. C'est le microcontrôleur PIC16F84 (IC3) qui est investi de tout l'entendement du système (et d'un paquet de logique). Avec RA0 à RA4 et RB5 à RB7 comme lignes de port d'entrée, RB0 à RB4 comme port de sortie, plus un total appréciable de code exéc-

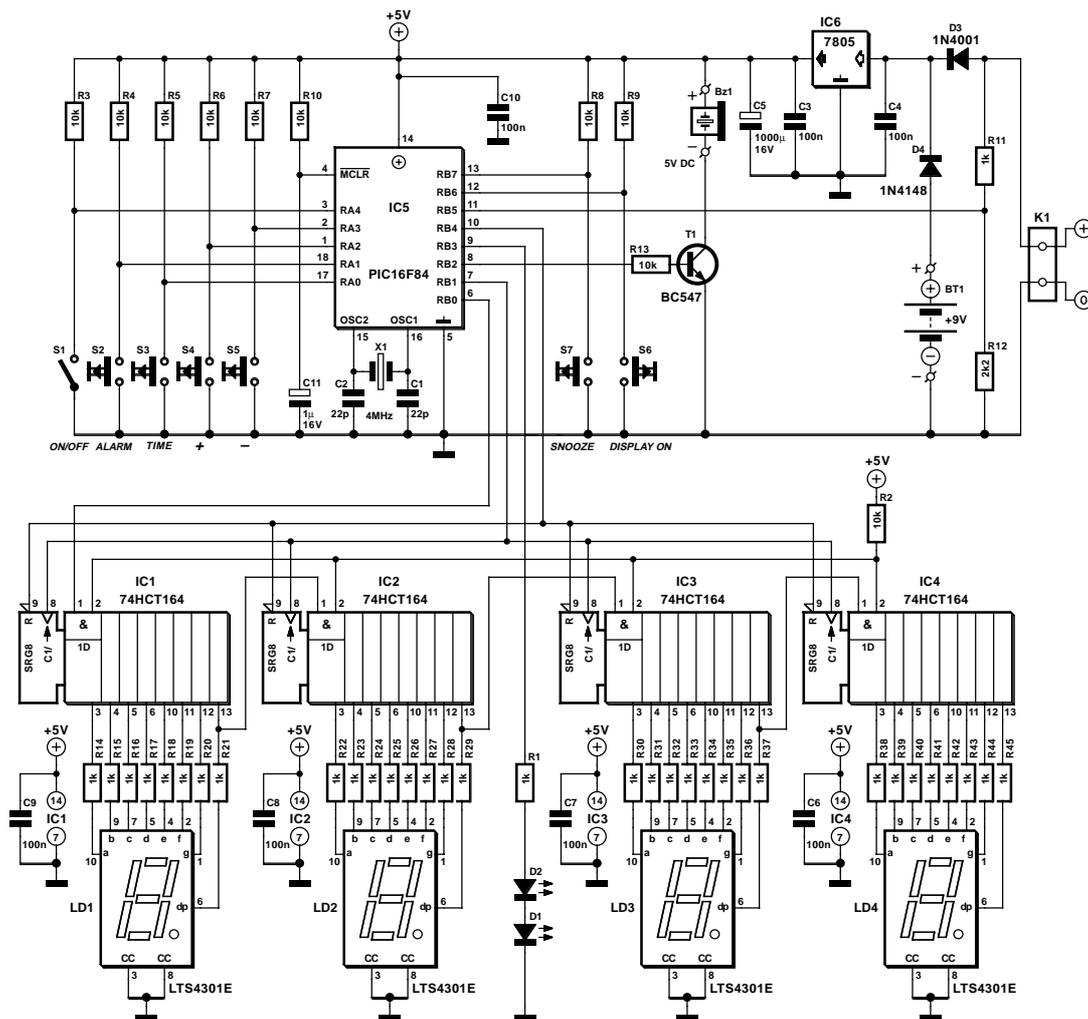


Figure 1. Schéma du réveil numérique à PIC.

table, niché en mémoire embarquée, il régit le circuit, assisté seulement d'une alimentation de 5 V et de X1, un quartz externe à 4 MHz.

La cellule R10 – C11 assure la mise à zéro à l'allumage.

Les interrupteurs S1 à S5 se branchent aux lignes du port A, toutes en configuration d'entrée. Les résistances R3 à R7 ramènent au niveau haut les broches du port A quand les interrupteurs sont ouverts. Sinon, chacune de ces entrées passe au niveau bas et déclenche l'exécution d'une routine particulière de commande de l'horloge.

Les lignes PORTB.6 et PORTB.7 sont aussi prévues en entrées, sur lesquelles R8 et R9 maintiennent un niveau haut quand les interrupteurs associés S6 et S7 sont ouverts. La fermeture de S6 permet d'activer momentanément l'affichage lorsque l'horloge fonctionne sur piles. Quant

à S7, il lance la fonction de somnolence (Snooze).

Les résistances R11 et R12 forment un diviseur de tensions alimenté par la source principale de 12 V. Elles instaurent un niveau haut sur PORTB.5 quand cette source est disponible et que l'affichage reste allumé. Autrement, en cas de panne de courant, par exemple, PORTB.5 est bas et le logiciel éteint complètement l'affichage.

Tournons-nous vers les composants que le PIC commande. Le PORTB.2 attaque le vibreur acoustique Bz1 tandis que le PORTB.3 allume les diodes LED1 et LED2, qui séparent les heures des minutes sur l'afficheur. Quatre chiffres lumineux formés de sept segments à cathode commune, LD1 à LD4, constituent l'affichage. Ils sont pilotés par quatre registreurs à décalage 74HCT164 branchés en série, IC1 à IC4. La résistance R2

sert uniquement à maintenir au niveau haut les entrées de validation des registres. Le PORTB.1 commande l'entrée d'horloge (broche 8) des registreurs à décalage et c'est PORTB.0 qui introduit les données sur la ligne DATA du premier d'entre eux (IC1 broche 1). Le logiciel du microcontrôleur fait circuler une chaîne de 32 bits dans les registreurs dès qu'il faut modifier le temps affiché. Le PORTB.4 gouverne l'entrée de mise à zéro des registreurs, il la garde au niveau bas quand l'afficheur doit être éteint.

L'alimentation de 12 V peut provenir d'un adaptateur normal continu ou alternatif. Les diodes D3 et D4 font en sorte que le courant ne puisse être fourni que par une des sources, la pile de 9 V ou le 12 V continu. Elles garantissent également que R11 et R12 ne soient alimentées que par la source de 12 V.

Les circuits logiques sont alimentés en 5 V par un régulateur 7805 (IC6). Les condensateurs C3, C4, C5 et C6 à C9 se partagent la tâche de maintenir cette tension aussi nette que possible.

En usage normal, donc sur l'adaptateur secteur, la pendule consomme quelque 75 mA. L'alimentation de secours, la pile de 9 V, ne doit fournir qu'à peu près 5 mA.

Logiciel de commande

Tout le logiciel de l'horloge a été rédigé dans le langage assembleur du PIC à l'aide de *MPLAB Integrated Development Environment* (V 5.70.40) distribué gratuitement par Microchip.

Le code source ainsi que les fichiers Hex du logiciel prêt pour la programmation du microcontrôleur PIC sont disponibles gratuitement sur le site Web d'Elektor, voyez à ce sujet le cartouche « Téléchargements gratuits ». Le numéro du fichier est **030096-11**. Si vous n'avez pas le nécessaire pour programmer vous-même le PIC, vous pouvez obtenir le microcircuit prêt à l'emploi sous la référence **030096-41** en vous adressant aux adresses habituelles.

L'ordinogramme de la **figure 2** propose un survol de la méthode opératoire. Après une routine qui initialise les broches d'E/S et les registres d'interruption, le logiciel installe le temporisateur 0 en diviseur préalable, va chercher en EEPROM les heures de déclenchement pour les copier dans la mémoire du PIC, avant d'entrer dans une boucle pendant laquelle il scrute les touches de commande et, en fonction de leur position, branche vers les routines adéquates.

À titre d'exemple, si le bouton « Alarm Adjust » est enfoncé depuis plus de

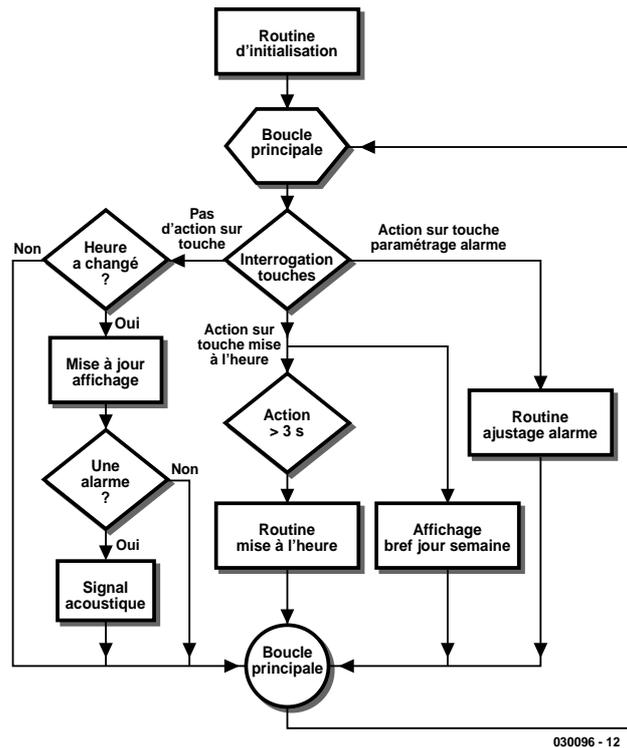
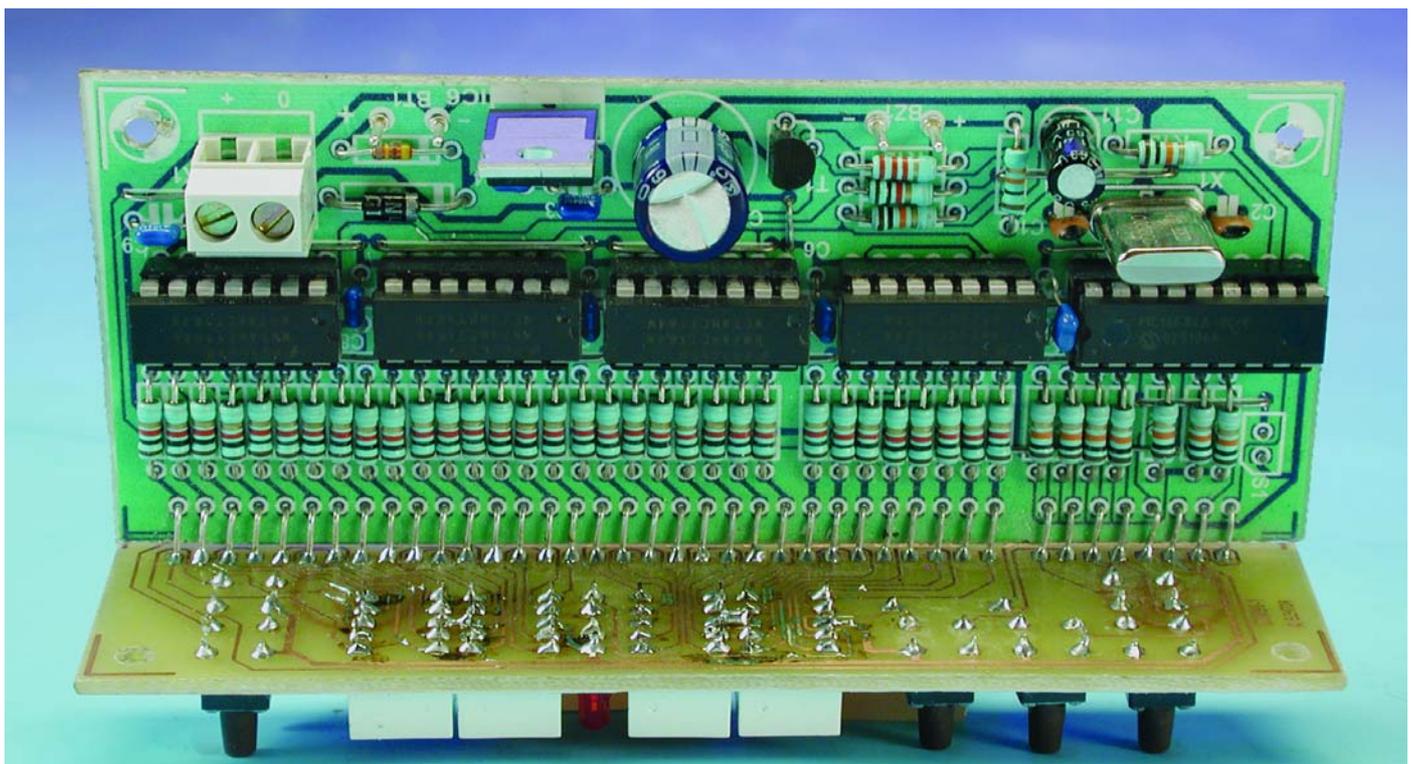


Figure 2. Ordinogramme du logiciel exécuté par le PIC.

3 secondes, il exécute la routine de réglage de l'heure de réveil jusqu'au bout, y compris la détermination du jour de semaine concerné, avant de retourner dans la boucle principale. Si l'on appuie sur ce même bouton

pendant moins de trois secondes, l'affichage indique le jour de semaine en cours.

Aussi longtemps que l'on ne touche à aucun bouton, le logiciel actualise l'affichage, vérifie s'il se produit une



Liste des composants

Résistances :

R1,R11,R14 à R45 = 1 k Ω
 R2 à R10,R13 = 10 k Ω
 R12 = 2k Ω

Condensateurs :

C1,C2 = 22 pF
 C3,C4,C6 à C10 = 100 nF
 C5 = 1 000 μ F /16 V radial
 C11 = 1 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1,D2 = LED 3 mm rouge faible courant
 D3 = 1N4001
 D4 = 1N4148
 T1 = BC547
 IC1 à IC4 = 74HCT164
 IC5 = PIC16F84-04/P
 (programmé **EPS030096-1**)
 IC6 = 7805

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 S1 = interrupteur marche/arrêt
 S2 à S7 = bouton-poussoir miniature encartable type DTS65N
 LD1 à LD4 = afficheur LTS4301E (Lite-On)
 BZ1 = résonateur (buzzer) 5 V CC (actif)
 X1 = quartz 4 MHz
 BT1 = pile compacte 9 V avec connecteur à pression
 La platine est disponible vis-a-vis The PCBShop
 La disquette avec code-source et hex (objet) du PIC disponible sous le code **EPS030096-1** auprès des sources habituelles ou au téléchargement gratuit

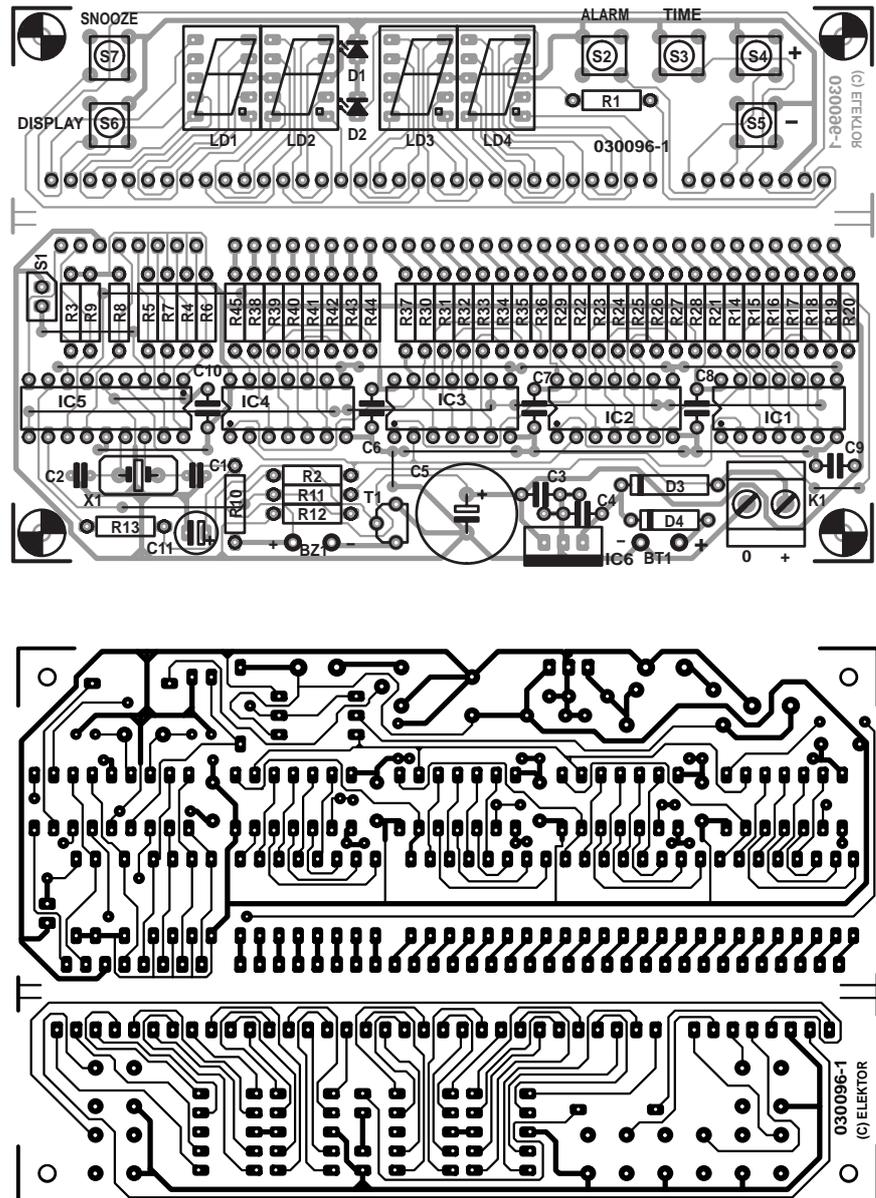


Figure 3. Tracé des pistes cuivrées et disposition des composants sur la platine de la pendule, disponible aux adresses habituelles.

concordance entre le temps présent et l'une des entrées en mémoire, auquel cas, il active le vibreur. Bien que l'ordinogramme n'en fasse pas mention, l'actualisation de l'affichage est influencée par la ligne PORTB.5 (celle qui surveille l'alimentation 12 V), puisque les processus de comparaison et de déclenchement dépendent de l'état des touches « Alarm On/Off » et « Snooze ». Un gros morceau du logiciel se rapporte au calcul du temps. Il se base sur le temporisateur 0 du microcontrôleur qui a le pouvoir d'interrompre le programme principal et de dévier son exécution vers une routine particulière dès qu'un dépassement se

produit ($FF_H \rightarrow 00_H$). Tout est arrangé pour que le temporisateur 0 arrive en bout de course toutes les 2,048 ms. Ce résultat est obtenu en réglant le diviseur préalable de manière à ce qu'il divise par huit la fréquence d'horloge du TIMER 0. Quand on l'appelle, la routine d'interruption incrémente un compteur à 16 bits, lequel génère un signal de dépassement pour la valeur de 29 297 (7271_{HEX}). Faisons le calcul : $29\,297 \times 2,048 \text{ ms} = 60\,000,256 \text{ ms}$, donc vraiment tout près de la minute. Le dépassement du compteur à 16 bits incrémente le compteur de minutes (modulo 10) qui, arrivé au

maximum, transmet le report au compteur de dizaines de minutes (modulo 6), lequel ajoutera en temps voulu une unité au compteur d'heures, lui-même chargé en fin de compte de passer au bon moment l'incrément au chiffre des dizaines d'heures. Comme nous venons de le voir, la minute de la pendule est légèrement plus longue que ce qu'il faudrait. Cette erreur se chiffre à 0,000 427 %, l'écart en temps se monte à moins de deux minutes par an, fort peu de chose en comparaison de la plupart des horloges du commerce.

Construction

Le tracé des pistes du circuit imprimé élaboré pour le réveil numérique est reproduit à la

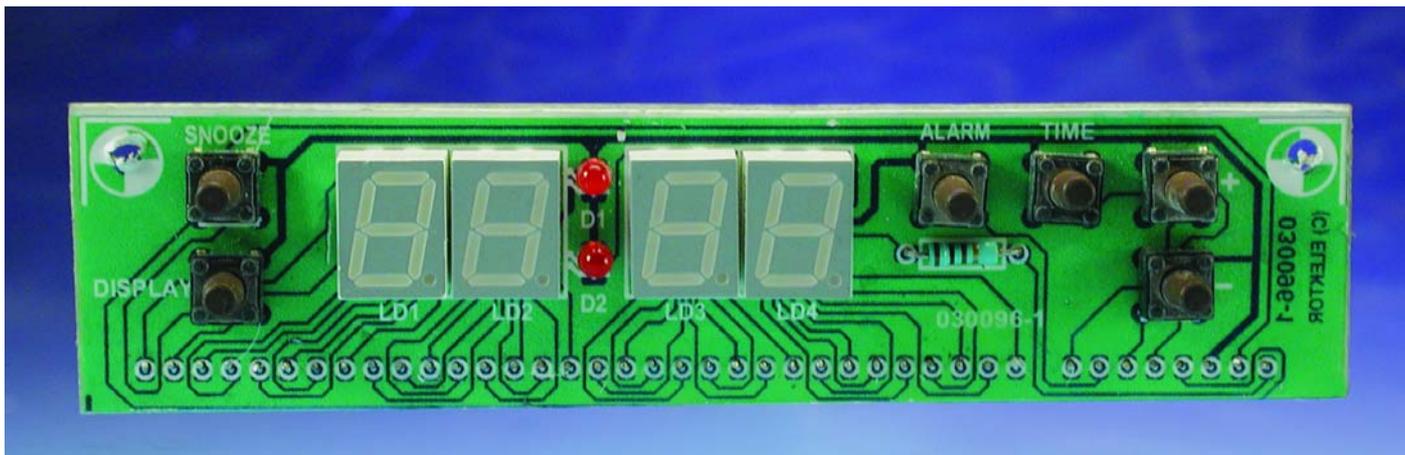


figure 3. Il faudra couper en deux la platine pour séparer de l'afficheur la partie principale.

On commence par souder les câbles de liaison sur la carte principale. Ensuite, les cinq supports de circuit intégré et les composants les plus plats. Le restant du travail devrait aller comme sur des roulettes, puisque nous n'utilisons que des composants traditionnels. Comme d'habitude, il faudra veiller à la polarité de certains composants comme les condensateurs électrolytiques, les diodes et bien sûr les afficheurs. La platine d'affichage se fixe à 90 degrés sur la carte principale. Les interconnexions entre platines s'opèrent par barrette SIL à angle droit ou par 40 bouts de fil nu rigide. Les poussoirs des interrupteurs devront dépasser légèrement le niveau des afficheurs pour assurer leur accessibilité après installation de la platine derrière la face avant. Libre à vous de rehausser la présentation générale de la pendule d'un transparent rouge.

Au multimètre, assurez-vous qu'il n'y a aucun court-circuit entre la ligne +5 V et la masse. Au moment d'insérer les puces dans les supports, repérez bien la position de la broche 1. Et lorsqu'il s'agit de manipuler des composants sensibles, il y a toujours intérêt à éviter les décharges électrostatiques par mise à la terre préalable du circuit et du corps de l'opérateur.

Mode d'emploi

La manière de régler l'heure est décrite en pictogrammes à la **figure 4**. D'autres dessins sont disponibles mais, par manque de place, nous ne les avons pas reproduits ici. Ils reprennent :

- l'afficheur de la pendule
- les touches et leurs fonctions
- l'emploi du bouton Alarm On/Off
- la commande du vibreur

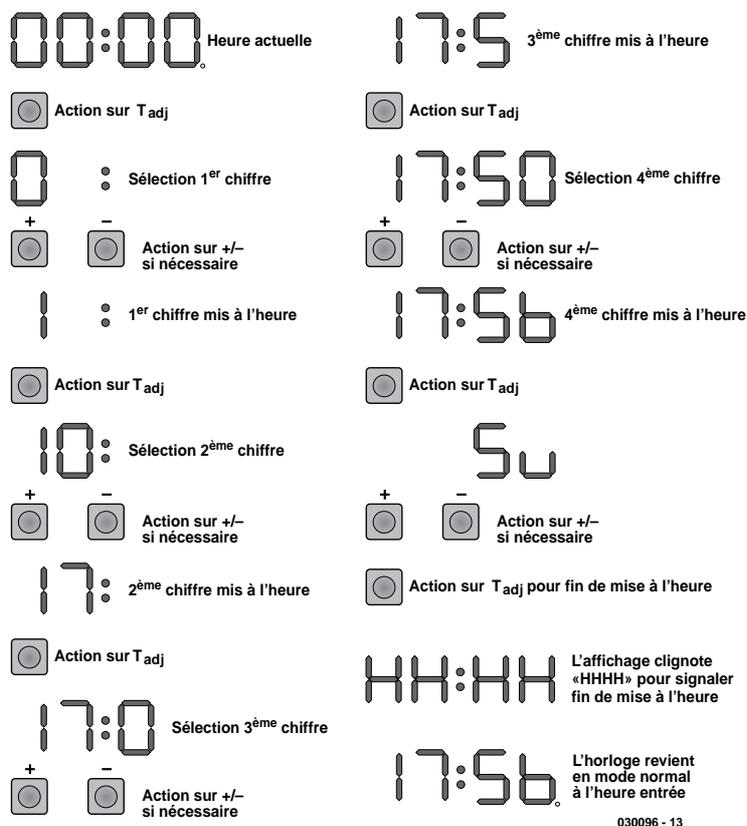


Figure 4. Le mode opératoire de réglage de l'heure.

- le travail sur pile (panne de courant)
- le réglage de l'heure de réveil.

Vous pouvez obtenir ces figures sous forme de document PDF (compressé) à la page de téléchargement gratuit du mois sous le numéro **030096-12**.

(030096-1)

Téléchargements gratuits

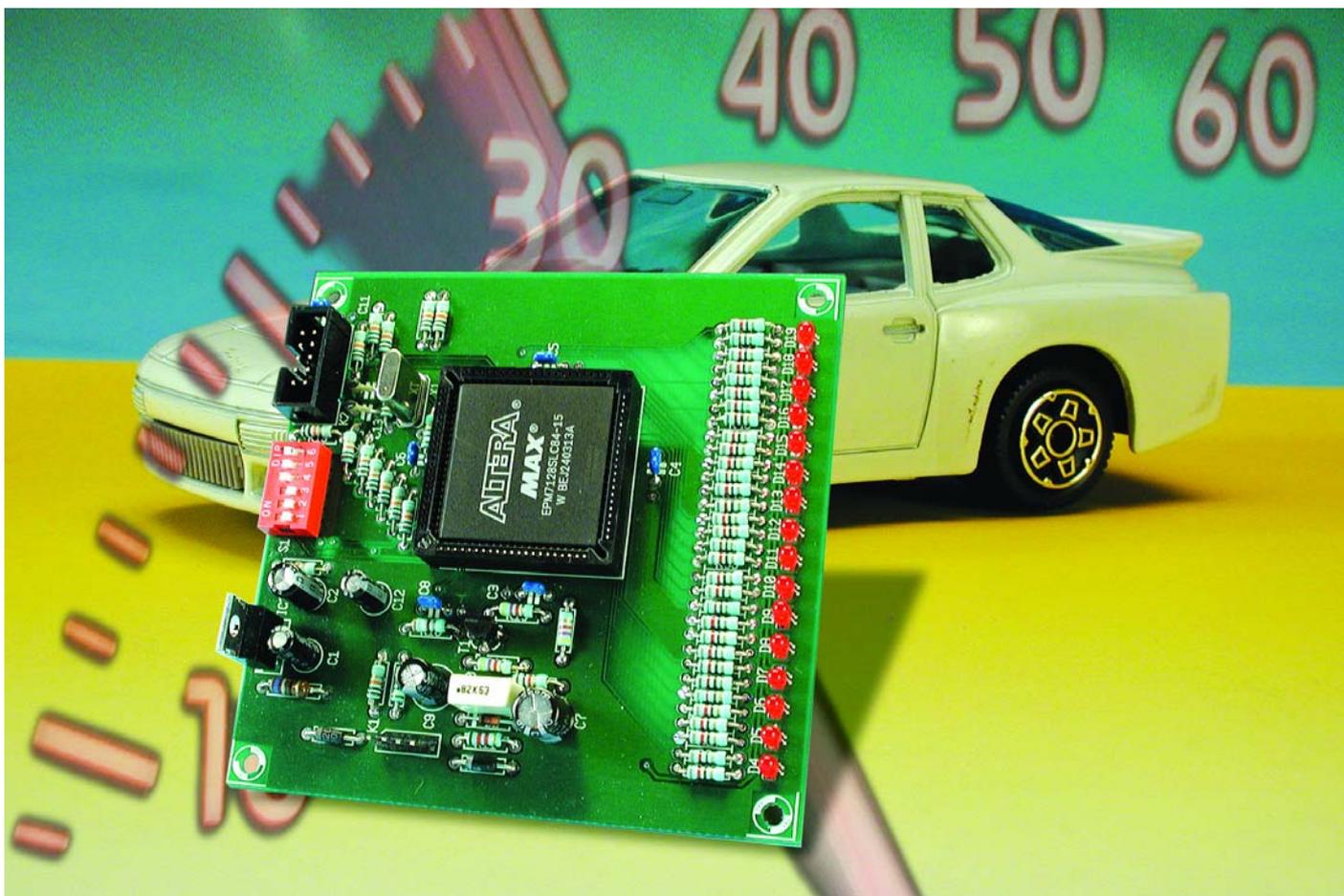
- Le code source et le code objet Hex : fichier **030096-11.zip**
- Les pictogrammes du mode d'emploi : fichier **030096-12**
- Le tracé du circuit imprimé en format PDF : fichier **030096-1.zip**
- Adresse : www.elektor.fr et choisissez la publication de ce mois-ci.

La pratique des CPLD

Partie 2 : matériel du 7000S d'Altera

Alfred Rosenkränzer

Nous allons, dans cette seconde partie, nous intéresser au matériel d'une CPLD 7000S d'Altera, pour ensuite examiner la programmation du compte-tours numérique.



Le descriptif du matériel n'a pas la prétention de se substituer à la documentation exhaustive du site Web d'Altera, mais d'expliquer la structure interne nécessaire à la compréhension.

L'unité la plus petite d'une CPLD est la macro-cellule, une bascule dotée de logique en amont. La logique peut recevoir jusqu'à 36 signaux d'entrée appliqués

simultanément sous forme Vrai (*True*) et Complément (*Complement*) c'est-à-dire non inversé et inversé). Ces signaux subissent ensuite une fonction logique ET

(AND, termes produit), chaque macro-cellule pouvant appliquer une fonction « OU » sur un maximum de 5 de ces termes produit. Si ces 5 termes OU s'avéraient insuffisants, il est possible, par le biais de différents mécanismes, de faire appel à des ressources de macro-cellules plus ou moins juxtaposées. Le résultat de la logique attaque, éventuellement au travers d'une porte OU EXclusif (EXOR), l'entrée d'une bascule bistable (*flip-flop*). Le FF peut être défini en type D, T, JK voire SR. Si l'on veut créer de la logique combinatoire pure, le FF est tout simplement ponté.

Le signal d'horloge du FF pourra être l'une des 2 horloges globales ou un terme produit de la logique. En général, on préférera un concept synchrone (tous les registres sont cadencés par la même horloge) à une approche asynchrone. Si l'horloge est fournie par la logique, on est rapidement confronté, avec ces circuits plus complexes, à des problèmes. Nous y reviendrons à la lumière d'un exemple. Il est également possible, en principe, d'utiliser simultanément les flancs d'horloge montants et descendants. |A n'utiliser que si l'on ne peut pas faire autrement, vu la diminution de la fréquence d'horloge maximale que ce choix implique.

Il est préférable, à l'aide du signal de validation (*Enable*) de déterminer le flanc du signal d'horloge adéquat. On dispose en outre d'entrées Set (positionnement à « 1 ») et Reset (mise à « 0 ») asynchrones indépendantes du signal d'horloge. Ces 2 types d'entrées peuvent être fournis par la logique, l'entrée Reset pouvant également au choix être fourni par le signal *Global-clear* (ou sa broche).

Avec les CPLD d'Altera 16 de ces macro-cellules sont rassemblées pour constituer un LAB (*Logic Array Bloc*). Chaque LAB comporte 36 signaux d'entrée qui proviennent d'un bus interne (PIA : *Programmable Interconnect Array*). Il n'est pas possible ainsi, par exemple, de comparer 2 mots de 20 bits dans un LAB vu que cela impliquerait l'utilisation de 40 entrées. En règle générale,

Tableau I

```

/*
% =====
% |
% | Fonction   : PAL pour le compte-tours AR
% |
% | =====
% | Chip-Type  : 7128S PLCC84
% | Fabricant  : Altera
% | Projet     : Compte-tours à LED programmables
% | PC-Board   : Proto
% | Référence  : Compte-tours
% | Language   : Verilog, Quartus 3.0
% | Auteur     : AR
% | Compagnie  : Moi-même
% |
% | =====
% | Version   Date      Modification/Raison
% | -----
% | V 1.0     13.10.02   Version Initiale
% | -----
% | V 2.0     08.11.02   Horloge à 455KHz, résonateur céramique
% | -----
% | V 2.1     10.11.02   Bandeau lumineux pas de LED individuelle
% | -----
% | V 3.0     28.11.02   7128, quartz 4,915 MHz, affichage des milliers
% | -----
% | V 3.1     28.12.02   Reset externe
% | -----
% | V 4.0     16.04.03   DZ_IN_B pour trigger de Schmitt
% | -----
% | V 4.1     25.05.03   Luminosité réduite si allumage des feux
% | -----
% | V 5.0     09.10.03   Traduit en Verilog
% | =====
*/

module compte-tours
(
    CLK,
    RESET,
    ZYL,
    MODE,
    LICHT,
    MRES,
    C4_IN,
    C4_OUT,
    DZ_IN,
    DZ_IN_B,
    LED_R_OA,
    LED_R_OB
);

    input          CLK;
    input [2:0]    ZYL;
    input [2:0]    MODE;
    input          LICHT;
    input          C4_IN;
    input          RESET;
    input          DZ_IN;

    output         MRES;
    reg            MRES;
    reg            Next_MRES;

    output         C4_OUT;
    reg            C4_OUT;

    output         DZ_IN_B;

```

rale, 36 signaux s'avèrent suffisants. Toutes les sorties de toutes les macro-cellules, toutes les broches d'entrée spéciales et toutes les broches d'E/S sont reliées au PIA.

Les différents membres de la série 7000S se différencient par leur nombre de LAB. Le plus petit, le 7032S possède 2 LAB et 32 macro-cellules. Les 3 derniers chiffres indiquent le nombre de macro-cellules. En fonction du composant et de son boîtier, soit toutes les macro-cellules, soit certaines d'entre elles seulement possèdent également une broche d'E/S.

Le fichier de programmation est transféré dans le composant par le biais de l'interface JTAG (évoquée dans la 1^{ère} partie du mois dernier). Le fameux Byteblaster relie le port JTAG au port parallèle du PC. Le ByteblasterMV plus récent est utilisable pour différentes tensions d'alimentation, l'ancienne version ne l'étant que pour 5 V. Il y aussi eu, par le passé, une version pour l'interface série (Bitblaster), le modèle le plus récent étant du type USB. La technique de transfert des données vers l'interface JTAG ne présente en fait aucun intérêt.

La programmation

Il existe, pour cela, nombre de sets de logiciels de différents fabricants. Altera propose MAX2PLUS et QUARTUS.

MAX2PLUS est le logiciel le moins récent et permet, dans sa version gratuite tirée de la Toile, la saisie du projet uniquement sous la forme de schéma ou de fichier texte au format AHDL. Les entrées Verilog et VHDL ne sont possibles qu'avec la version licenciée. Altera dit cesser tout développement futur de MAX2PLUS.

QUARTUS dispose, même dans sa version Toile gratuite, des langages Verilog et VHDL, permet d'utiliser des FPGA de taille plus importante mais requiert une machine notablement plus puissante et d'espace mémoire. Vu que cela ne pose pas de problème avec les ordinateurs modernes, nous optons pour QUARTUS. La version proposée par Altera actuellement au téléchargement est la version 3.0. Une fois l'installation effectuée, il reste à demander le fichier de licence (*Licence file*) par Courriel. On a besoin du numéro du disque dur ou de l'adaptateur de réseau. Il ne faut, en règle générale, que quelques minutes avant d'avoir une réponse. Tout ce processus se fait en anglais.

On a, sous QUARTUS, plusieurs possibilités d'entrée du projet. Un projet (*design*) peut avoir une structure hiérarchique, mais il est également possible de mélanger plusieurs

```

reg          DZ_IN_B;

reg    [8:0]  M;
reg    [8:0]  Next_M;

reg    [10:0] V;
reg    [10:0] Next_V;

reg          VRES;
reg          Next_VRES;

reg          DZ_IN_1D;
reg          Next_DZ_IN_1D;

reg          DZ_IN_2D;
reg          Next_DZ_IN_2D;

reg          TOR;
reg          Next_TOR;

reg          TOR_D;
reg          Next_TOR_D;

reg          TOR_NF;
reg          Next_TOR_NF;

reg    [15:0] LED;
reg    [15:0] Next_LED;
reg    [15:0] LED_R;
reg    [15:0] Next_LED_R;

reg    [15:0] LED_Z;

output [15:0] LED_R_OA;
reg    [15:0] LED_R_OA;

output [15:0] LED_R_OB;
reg    [15:0] LED_R_OB;

reg    [15:0] MASK;

reg    [4:0] i;

/*=====*/

```

formes d'entrée. Nous allons, par la suite, nous limiter à la saisie par texte et à une hiérarchie plane (1 seul plan). Nous utiliserons Verilog. Verilog n'est pas aussi proche du matériel que AHDL, mais plus facile d'emploi. Il faut, si l'on veut tirer le maximum de fonctionnalités et/ou de vitesse d'un petit composant, plus abordable partant, opter le plus souvent pour une programmation proche du matériel (*hardware*). On pourra vérifier si AHDL n'est pas mieux adapté.

Il est possible, en principe, de créer le fichier de projet (*XXX.v*) à l'aide de n'importe quel éditeur de texte. QUARTUS met cependant à disposition un éditeur spécial qui colorie les différents types de texte de couleurs différentes (mots-clé en bleu, les

commentaires en vert, etc.) de sorte qu'il est plus facile de découvrir une erreur de syntaxe telle que l'absence de fin de commentaire. Il ne faut pas utiliser de caractères spéciaux (lettres accentuées, etc.).

En-tête (header)

Le **tableau 1** donne la première partie du fichier *.v* du compte-tours numérique décrit le mois dernier. */** marque le début d'un commentaire, **/* en marque la fin. Le fichier débute par un en-tête relativement long en guise de commentaire. Une description succincte des différentes versions facilite la compréhension de l'historique du développement du programme. Il est toujours recommandé, pour les fichiers

Tableau 2

```

/*=====*/
/* FlipFlops */
always @ (posedge CLK or negedge RESET)
begin
    if (RESET == 0)
        begin
            M          <=    9'd0;
            MRES       <=    1'b0;
            V          <=   11'd0;
            VRES       <=    1'b0;
            DZ_IN_1D <=   1'b0;
            DZ_IN_2D <=   1'b0;
            TOR        <=    1'b0;
            TOR_D      <=    1'b0;
            TOR_NF     <=    1'b0;
            LED        <=   16'd0;
            LED_R      <=   16'd0;

        end
    else
        begin
            M          <=   Next_M;
            MRES       <=   Next_MRES;
            V          <=   Next_V;
            VRES       <=   Next_VRES;
            DZ_IN_1D <=   Next_DZ_IN_1D;
            DZ_IN_2D <=   Next_DZ_IN_2D;
            TOR        <=   Next_TOR;
            TOR_D      <=   Next_TOR_D;
            TOR_NF     <=   Next_TOR_NF;
            LED        <=   Next_LED;
            LED_R      <=   Next_LED_R;

        end
    end
end
/*=====*/

```

Tableau 3

```

/*=====*/
/* Oscillateur d'horloge */
always @ (C4_IN)
begin
    C4_OUT = !C4_IN;
end
end
/*=====*/

```

Tableau 4

```

/*=====*/
always @ (M or ZYL)
begin
    if (
        (M == 9'd478) && (ZYL == 3'd0) ||
        (M == 9'd238) && (ZYL == 3'd1) ||
        (M == 9'd158) && (ZYL == 3'd2) ||
        (M == 9'd118) && (ZYL == 3'd3) ||
        (M == 9'd78)  && (ZYL == 3'd4) ||
        (M == 9'd58)  && (ZYL == 3'd5) ||
        (M == 9'd38)  && (ZYL == 3'd6) ||
        (M == 9'd28)  && (ZYL == 3'd7) )
        Next_MRES = 1'b1;
    else
        Next_MRES = 1'b0;
    end
end
/*=====*/

```

importants surtout, d'en effectuer une sauvegarde (*backup*).

La description proprement dite débute par le module mot-clé (*keyword*). On a ensuite énumération de tous les signaux d'entrée de sortie. Il n'est pas impératif d'appliquer une différenciation franche, mais cela facilite la lisibilité de l'ensemble.

En fin de ligne, un commentaire décrit brièvement le signal, ultérieurement on pourra ajouter le numéro de broche à cet endroit, à titre de commentaire uniquement sachant que l'attribution d'une broche à un signal se fait dans un autre fichier.

Entrées et sorties

DZ_IN est le signal de la bobine, après son filtrage à niveau TTL par le circuit d'interface.

CLK, l'entrée d'horloge globale est dérivée de la sortie de l'oscillateur à quartz **C4_OUT**.

C4_IN est l'entrée de l'oscillateur à quartz.

MODE[2..0] est le signal de 3 interrupteurs DIP servant à sélectionner les différents modes d'affichage. S'il existe plusieurs signaux similaires, il est possible de les regrouper sous un même nom et de les utiliser soit ensemble soit individuellement : **MODE[1]** identifie ainsi un signal, **MODE[1..0]** les 2 bits de poids faible, **MODE[2..0]** tous les 3 bits.

ZYL[2..0] permet l'adaptation à différents moteurs sans qu'il ne faille reprogrammer la CPLD.

LICHT diminue la luminosité de l'affichage à LED lors de la mise en fonction des phares.

RESET représente l'entrée du réseau de remise à zéro à la mise sous tension (POR = *Power On Reset*).

C4_OUT est la sortie de l'oscillateur à quartz.

MRES est une sortie de débogage décrite ultérieurement.

LED_R_OA[15..0] sont les 16 premières sorties de commande de l'affichage à LED.

LED_R_OB[15..0] identifie la seconde série de 16 sorties de commande de l'affichage à LED. Comme une sortie ne peut drainer que 12 mA vers la masse, mais que le courant de LED requis dépasse sensiblement cette valeur, on prend à chaque fois 2 sorties en parallèle.

DZ_IN_B représente le signal d'entrée tamponné **DZ_IN**. Une paire de résistances

externes forme, par couplage, une entrée à trigger de Schmitt.

Toutes les sorties et les signaux internes sont également définies comme **reg** (registre), mais cela ne signifie pas impérativement que le signal est effectivement généré par une bascule bistable (FF).

On retrouve, dans le **tableau 2**, toutes les bascules bistables (*flip-flop*, FF). Les signaux de la liste de sensibilité (*sensibility list*, parenthèse après *always*) représentent les modifications des signaux de sortie, c'est-à-dire le flanc montant de l'horloge ou le flanc descendant du signal Reset. Tous les FF sont remis à zéro par le signal Reset. Lors d'un flanc d'horloge montant l'état du signal *Next_* est pris en compte. Ceci se traduit par une déconnexion des FF de leur logique. Ceci n'est pas indispensable mais améliore la lisibilité et est recommandé par certains Guides pour Projets Verilog, plus spécialement dans le cas de machines d'état (*state machine*).

Fonctions logiques

Le pas suivant est la création de l'oscillateur à quartz qui se résume en fait à un unique inverseur (**tableau 3**).

Les caractères « égal à » (=) des commentaires servent uniquement à définir un bloc optiquement et n'ont aucune signification additionnelle. Une courte ligne donne la fonction du module.

Le signal de sortie *C4_OUT* est obtenu par inversion du signal d'entrée *C4_IN*. Le point d'exclamation (!) invertit un signal.

Au cours de l'étape suivante, il va falloir diviser la fréquence du quartz et cela en fonction de la position de l'interrupteur *DIP_ZYL[2..0]*. Un moteur 4 temps produit tous les 2 tours, une étincelle d'allumage par cylindre (si allumage simple), avec un 4 cylindres cela nous donne 2 étincelles par tour, sur un 8 cylindres cela fait 4. Nous pourrions subdiviser ces impulsions lentes, mais cela pourrait se traduire par le scintillement de l'affichage. Il est plus élégant de diviser la fréquence d'horloge.

L'équation du **tableau 4** décrit le signal de remise à zéro *MRES* pour le compteur 9 bits, *M*. L'équation prend la forme de 8 fonctions ET, ce qui correspond aux 8 possibilités offertes par un interrupteur *DIP_3* bits. Ainsi, tous les 9 bits sont comparés aux valeurs se trouvant derrière les 2 signes égal (=). Le nombre de bits est fixé à 9, le nombre se trouvant après le « d » donne la valeur numérique. La valeur logique de la première parenthèse est « 1 », si l'état du compteur est égal au nombre donné, sinon elle est de « 0 ». Ceci vaut également pour la seconde parenthèse. Son résultat est « 1 » si les positions de

Tableau 5

```

/*=====*/
/* Compteur M, Reset par MRES, sinon incrémenter */
always @ ( M or MRES)
begin
    if (MRES ==1'b1)
        Next_M = 9'd0;
    else
        Next_M = M + 1'b1 ;
end
/*=====*/

```

Tableau 6

```

/*=====*/
/* Signal d'entrée et TOR, etc. */
always @ (DZ_IN)
begin
    DZ_IN_B = DZ_IN;
end
/*=====*/

/*=====*/
always @ (DZ_IN)
begin
    Next_DZ_IN_1D = DZ_IN;
end
/*=====*/

/*=====*/
always @ (DZ_IN_1D)
begin
    Next_DZ_IN_2D = DZ_IN_1D;
end
/*=====*/

/*=====*/
always @ (DZ_IN_1D or DZ_IN_2D or TOR)
begin
    if (DZ_IN_1D & !DZ_IN_2D)
        Next_TOR = !TOR;
    else
        Next_TOR = TOR;
end
/*=====*/
/*=====*/
always @ (TOR)
begin
    Next_TOR_D = TOR;
end
/*=====*/

/*=====*/
always @ (TOR or TOR_D)
begin
    Next_TOR_NF = !TOR & TOR_D;
end
/*=====*/

/*=====*/
always @ (TOR_NF)
begin
    Next_VRES = TOR_NF;
end
/*=====*/

```

Tableau 7

```

/*=====*/
/* Compteur V */
always @ ( V or VRES or MRES or TOR)
begin
    if (VRES == 1'b1)
        Next_V = 11'd0;
    else
        if (!VRES & MRES & TOR)
            Next_V = V + 1'b1;
        else
            Next_V = V ;
end
/*=====*/

```

Tableau 8

```

/*=====*/
/* Les LED */
/* Mode 0    1 000 à 6 000 tr/mn, Rés. 333 */
/* Mode 1    750 à 4 500 tr/mn, Rés. 250 */
/* Mode 2    4 125 à 6 000 tr/mn, Rés. 125 */
/* Mode 3    2 500 à 10 000 tr/mn, Rés. 500 */

always @ (LED[15] or MODE or VRES)
begin
    if (    LED[15] && (V == 204) && (MODE == 0) ||
        LED[15] && (V == 272) && (MODE == 1) ||
        LED[15] && (V == 204) && (MODE == 2) ||
        LED[15] && (V == 122) && (MODE == 3) )
        Next_LED[15] = 1'b0;
    else
        if (    VRES & !LED[15])
            Next_LED[15] = 1'b1;
        else
            Next_LED[15] = LED[15];
end
/*=====*/
.
.
/*=====*/
always @ (LED[0] or MODE or VRES)
begin
    if (    LED[0] && (V == 1228) && (MODE == 0) ||
        LED[0] && (V == 1637) && (MODE == 1) ||
        LED[0] && (V == 297) && (MODE == 2) ||
        LED[0] && (V == 491) && (MODE == 3) )
        Next_LED[0] = 1'b0;
    else
        if (    VRES & !LED[0])
            Next_LED[0] = 1'b1;
        else
            Next_LED[0] = LED[0];
end
/*=====*/

```

Tableau 9

```

/*=====*/
/* Transfert vers registre de sortie */
always @ (LED_R or LED or TOR_NF)
begin
    if ( TOR_NF )
        Next_LED_R[15:0] = LED[15:0];
    else
        Next_LED_R[15:0] = LED_R[15:0];
end
/*=====*/

```

l'interrupteur DIP choisies correspondent au nombre décimal. Les 2 parenthèses subissent une fonction logique ET. Ainsi, par exemple, la ligne 4 passe à « 1 » lorsque le compteur se trouve à 118 et que l'interrupteur DIP se trouve en position 3. Lors du flanc montant suivant de CLK, le compteur est incrémenté, passant à 119, MRES passant à « 1 ». Lors du signal d'horloge suivant, le compteur M[] est remis à « 0 » par MRES, ce signal passant lui-même aussi à « 0 ». Le compteur est à nouveau prêt pour le signal d'horloge suivant. Il compte de 0 à 119, passant ainsi par 120 états. Le choix d'un Reset synchrone évite la naissance d'impulsions en aiguille (*glitch*). MRES divise ainsi la fréquence d'horloge par 120.

Le **tableau 5** définit le comportement du compteur M. Si MRES est au niveau haut, tous les 9 bits de NEXT_M sont mis à « 0 », sinon ils sont mis à M + 1. Lors du flanc d'horloge montant suivant, en fonction de MRES, le compteur passera à « 0 » ou sera incrémenté.

Le **tableau 6** montre le traitement du signal d'entrée de la bobine d'allumage DZ_IN et l'impulsion qui en est dérivée. DZ_IN est tamponnée et retournée sous la forme DZ_IN_B pour constituer, avec une paire de résistances externes, un trigger de Schmitt.

Le signal d'entrée et le signal d'horloge fourni par l'oscillateur à quartz ne sont bien évidemment pas synchrones. Pour pouvoir le traiter en toute sécurité dans la CPLD, il subit un échantillonnage d'abord par le FF DZ_IN_1D puis une seconde fois par DZ_IN_2D. TOR bascule, si DZ_IN_1D se trouve au niveau haut et que DZ_IN_2D est bas, c'est-à-dire toujours en présence d'un flanc montant du signal d'entrée. Ce circuit travaille en différenciateur numérique. TOR se trouve ainsi, pendant une période du signal du compte-tours, au niveau haut, étant au niveau bas pour la période suivante. TOR_D tempore TOR d'un signal d'horloge. Pour sa part, TOR_NF détecte le flanc descendant de TOR. Ces signaux servent à piloter le processus dans le compteur et registre montés en aval.

Nous rencontrons, dans le **tableau 7**, un nouveau compteur V[10..0] à 11 bits. Le signal VRES déclenche un Reset synchrone, le comptage démarrant lorsque tant MRES que TOR se trouvent au niveau haut. MRES possède, en tant que Reset du diviseur d'horloge M[], une largeur d'une période d'horloge. De ce fait, V[] ne compte pas à chaque flanc d'horloge mais uniquement à celui déterminé par MRES. L'interrupteur DIP ZYL[] détermine la fréquence de MRES. VRES correspond au signal TOR_NF décalé d'une période d'horloge.

Affichage

Dans le **tableau 8**, chaque LED est associée à un FF que VRES positionne, à l'image d'un compteur, à « 1 ». En fonction de l'interrupteur DIP MODE[] le FF est remis à zéro lorsqu'il atteint une valeur de comptage donnée. Les commentaires donnent les plages de régime et la résolution (nombre de tours par LED). De par la présence d'un prédiviseur programmable, ces facteurs sont indépendants du moteur utilisé. Nous ne parlons ici que des LED 15 et 0. Lors de l'arrivée d'un flanc descendant de TOR (TOR_NF est haut) on a, comme dans le **tableau 9**, transfert de l'état du FF LED[] dans les registres LED_R[].

En résumé

DZ_IN représente l'impulsion de la bobine d'allumage échantillonné par 2 fois. Son flanc montant déclenche le FF à bascule TOR. Pendant la phase au niveau haut de TOR, V[] compte, MRES servant d'horloge. M[] représente le diviseur d'horloge programmable servant à l'adaptation à différents types de moteur. Les FF LED[] sont remis à « 0 » par V[] lorsqu'ils atteignent différentes valeurs de compteurs programmables. Le flanc descendant de TOR produit le transfert de l'état de LED[] vers LED_R[]. Une période d'horloge plus tard V[] et LED[] sont remis à « 1 ». Dès que TOR revient à « 1 » l'ensemble du processus redémarre.

De ce fait, une période sur deux seulement du signal de régime est prise en compte, au cours de la période suivante on a transfert des données et remise à zéro. Grâce à la mémorisation dans LED_R[] l'affichage ne scintille cependant pas.

Jusqu'à présent, l'affichage prend la forme d'un bandeau lumineux dont la longueur dépend du régime. Intéressons-nous à quelques particularités. Il faut, pour commencer, que la luminosité de l'affichage soit fonction des feux d'éclairage sur le véhicule. Cette fonction est réalisée, dans le **tableau 10**, par les 2 premières lignes de la boucle for. Si les feux sont éteints LED_Z[i] est toujours égal à LED_R[i]. Si les feux sont allumés, un troisième bit du compteur M est pris en compte. Cela se traduit par un rapport cyclique de 50% pour LED_Z[i] ainsi que pour la luminosité des LED.

Secundo, on dispose de pas moins de 8 modes d'affichage. Il est facile, sans indication supplémentaire, de s'y perdre. Difficile de savoir dans quel mode on se trouve et quel LED représente quelle valeur de régime. Pour servir de repère, les LED des milliers de tours/mn devraient s'allumer tant que « leur » régime n'est pas encore atteint. Si le

Tableau 10

```

/*=====*/
/* LED des milliers doivent s'allumer légèrement, M0, M1 et M2
déterminent rapport cyclique */
/* M0 et M1 = 1/4, pour feux éteints, M0, M1 et M2 = 1/8, pour feux
allumés */
/* Mode 0    1 000 à 6 000 tr/mn, Rés. 333, LED 0,3,6,9,12,15 */
/* Mode 1    750 à 4 500 tr/mn, Rés. 250, LED 1,5,9,13 */
/* Mode 2    4 125 à 6 000 tr/mn, Rés. 125, LED 7,15 */
/* Mode 3    2 500 à 10 000 tr/mn, Rés. 500, LED 1,3,5,7,9,11,13,15
*/

always @ (LED_R or LICHT or M or MODE)
begin
    case (MODE)
        0:          MASK = 16'b1001001001001001;
        1:          MASK = 16'b0010001000100010;
        2:          MASK = 16'b1000000010000000;
        3:          MASK = 16'b1010101010101010;
        default: MASK = 16'b0000000000000000;
    endcase

    for (i=0;i<=15;i=i+1)
        begin
            LED_Z[i] = LED_R[i] & !LICHT
                    | LED_R[i] & LICHT & M[2]
                    | MASK[i] & !LICHT & M[0] & M[1]
                    | MASK[i] & LICHT & M[0] & M[1]
                    & M[2];
        end
    end
/*=====*/

```

Tableau 11

```

/*=====*/
always @(LED_Z)
begin
    for (i=0;i<=15;i=i+1)
        begin
            if (LED_Z[i])
                LED_R_OA[i] = 1'b0;
            else
                LED_R_OA[i] = 1'bz;
        end
    end
end
/*=====*/

```

Tableau 12

```

/*=====*/
always @(LED_R or LICHT)
begin
    for (i=0;i<=15;i=i+1)
        begin
            if (LED_R[i] & !LICHT)
                LED_R_OB[i] = 1'b0;
            else
                LED_R_OB[i] = 1'bz;
        end
    end
end
/*=====*/
endmodule

```

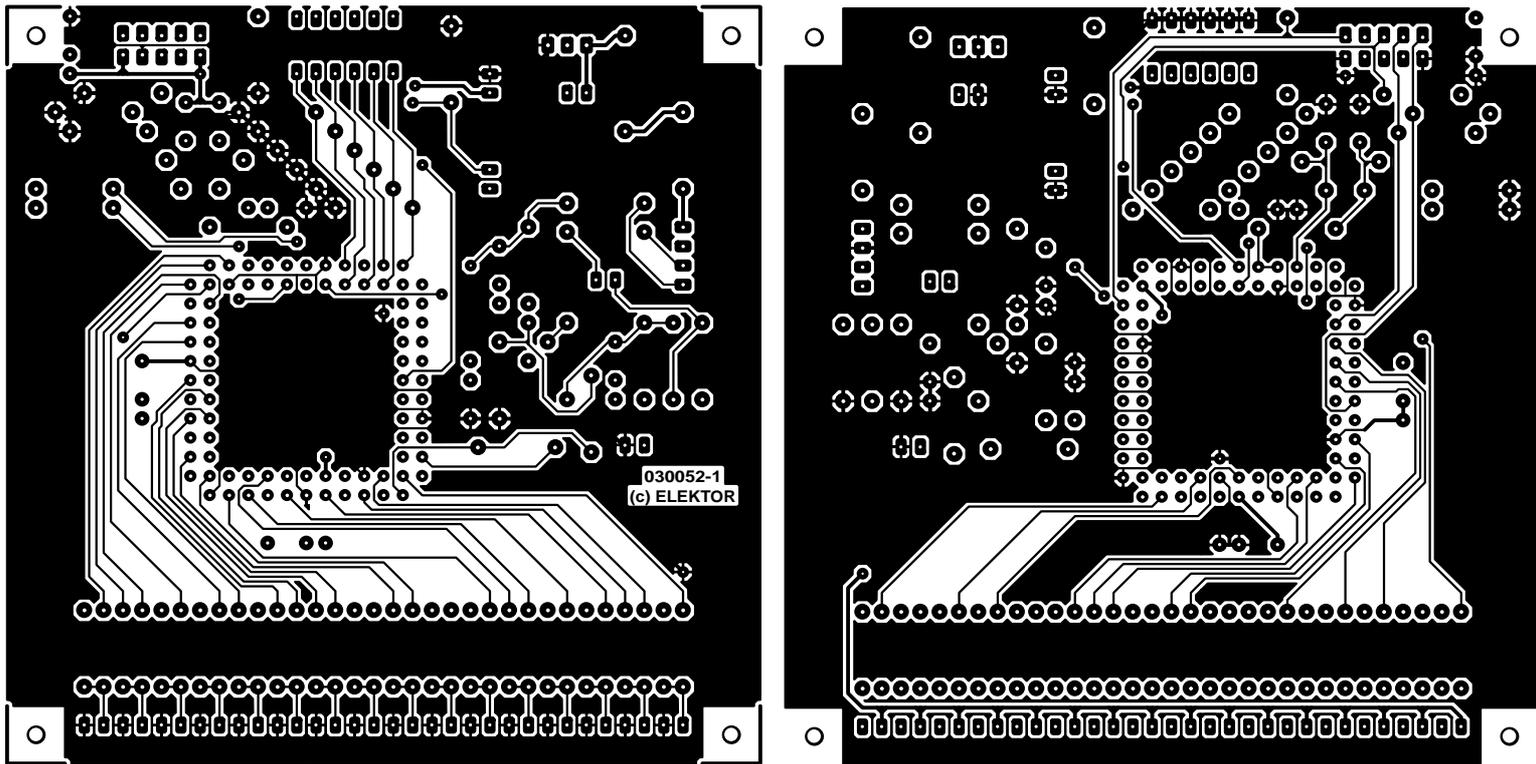


Figure 1. Dessin des pistes de la platine double face servant à la réalisation du tachymètre à CPLD présenté le mois dernier.

régime correspondant est atteint voire dépassé, les LED des milles s'allument à la même intensité que les autres LED. Il est facile de le

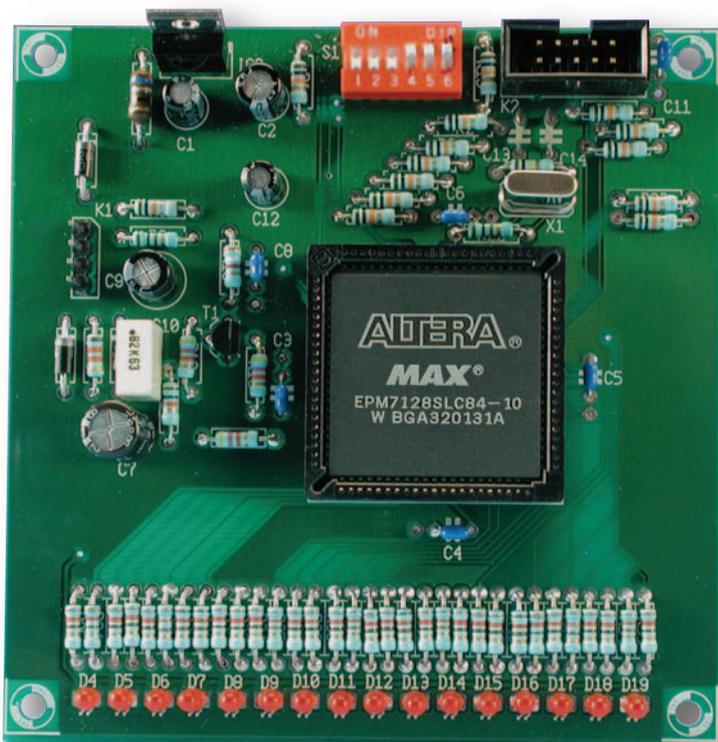
représenter sous forme binaire (16 « 0 » et « 1 » symbolisent la rangée de LED). Un « 1 » représente une LED de millier. Le signal de l'inter-

rupteur DIP MODE[] détermine le patron correspondant, qui doit bien entendu servir à la programmation de LED_R. Ici aussi, la luminosité est modifiée par le signal LICHT (par choix de rapports cycliques différents) par le biais de M[0..2].

Dans les équations du **tableau 11** les signaux LED_Z[i] sont attribués aux sorties à drain ouvert LED_R_OA[i]. Au niveau des sorties, il peut circuler de courant que vers la masse, les sorties en drain ouvert n'étant cependant pas en mesure de fournir de courant vers VCC. En tout état de cause il est possible ainsi de piloter une LED par le biais de 2 résistances connectées à 2 sorties.

Dans le **tableau 12**, enfin, les sorties LED_R_OB[i] sont pilotées directement par LED_R[i], sans LED de milliers allumées donc. Les sorties sont déconnectées totalement dès l'allumage des feux. Le mot-clé *end-module* signifie la fin du fichier de projet (*design*).

Nous voici arrivés à la fin de ces premiers pas (timides) dans le monde de la programmation. Nous envisageons la publication, à intervalle plus ou moins régulier d'autres applications de QUARTUS et Verilog illustrées par de nombreux exemples et épaulées par une platine d'expérimentation taillées sur mesure, pour faciliter la compréhension et la conversion.



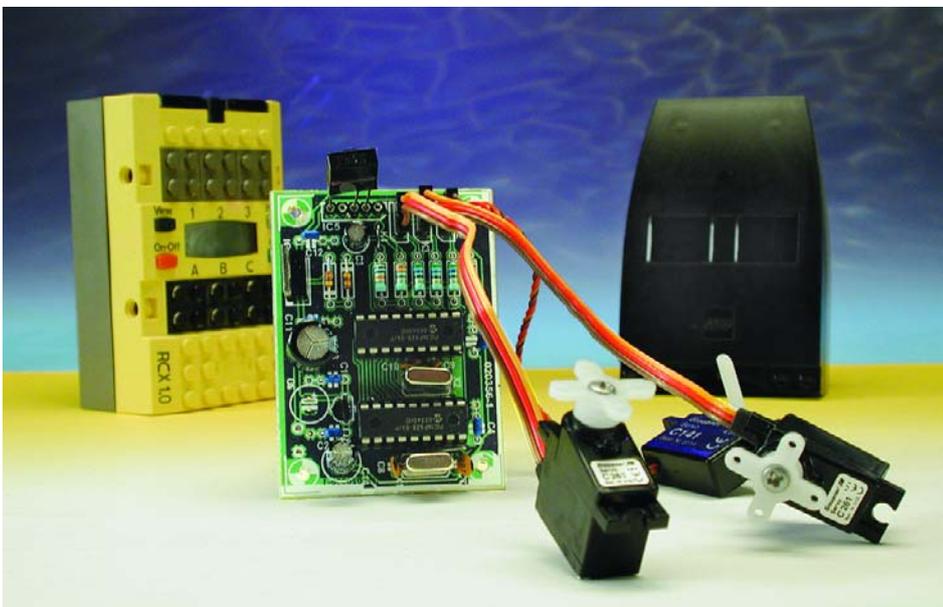
(030052-II)

Interface Servomoteur IR pour RCX

Télécommande IR pour servo de modélisme compatible RCX Lego

Claude Baumann

L'un des seuls reproches que l'on puisse faire au système Mindstorms de Lego est qu'il lui manque des moteurs à positionnement tant soit peu précis. Cette constatation a incité l'auteur à développer une interface permettant le pilotage simultané de 3 servo-commandes de modélisme par le biais de l'interface IR du composant RCX (alias le bloc « jaune »).



Pour la plupart des projets de robots, les 3 types de moteurs 9 V de Lego Technique font parfaitement l'affaire. Cependant, dès

lors que l'on cherche à réaliser des positionnements angulaires plus précis, on ne manquera pas de grin-

cer des dents en constatant le jeu présenté par les engrenages; le besoin de solutions meilleures n'en deviendra que plus évident.

Les servo-commandes utilisées dans le monde du modélisme peuvent se targuer d'une précision bien supérieure. Cependant, on se trouve confronté alors à des problèmes non seulement de connexion mécanique mais aussi de pilotage par le biais du RCX qu'il n'est pas possible d'éliminer d'un coup de baguette magique. Nous n'avons pas la prétention de vous apprendre que le RCX est le composant de pilotage central d'un système Mindstorms. Il s'agit en fait d'un petit micro-ordinateur intégré dans un bloc Lego de couleur jaune de dimensions supérieures à celles d'un bloc Lego standard.

Ralph Hempel, le créateur de pbForth, et Andreas Peter ont développé des modules auxiliaires qui permettent l'utilisation de 2 moteurs de servo avec RCX. On trouvera les descriptions correspondantes sur Internet aux adresses données en références [1] et [2]. Ralph Hempel a prévu, pour la commande de ses

Note : LEGO, Mindstorms, ROBOLAB, RCX et le logo LEGO sont des marques déposées du Lego Group. Pour de plus amples informations, veuillez vous référer à : www.lego.com/eng/info/fairplay.asp. Labview est une marque déposée de National Instruments Corporation

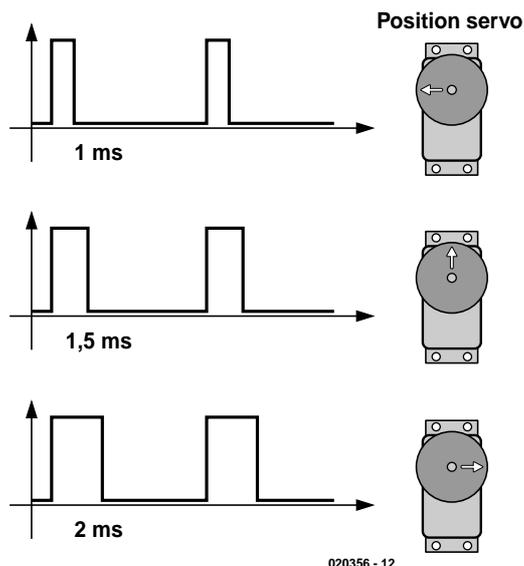


Figure 1. Principe de la commande d'une servo par le biais d'un signal impulsionnel dont la largeur d'impulsion représente la position.

modules, des instructions de programmation spécifiques en pbForth, à savoir `SERVO INIT` et `SERVO SET` [3].

On pourra, pour attaquer des servo-commandes à base du progiciel 2.0 RCX standard (RCX-Standard-Firmware 2.0), mettre à contribution l'interface proposée ici ; elle permet la commande d'un maximum de 3 servos par l'intermédiaire de l'interface IR du RCX.

Commande de servo

La commande des servos utilisées en modélisme se fait par le biais d'une sorte de MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais). Le signal de commande est un signal rectangulaire ayant une fréquence de l'ordre de 50 Hz. Dans le cas présent la fréquence exacte ne joue aucun rôle dès l'instant où elle se situe entre 30 et 60 Hz. Le transfert de l'information fait uniquement appel à la largeur d'impulsion du signal rectangulaire, facteur qui varie entre 1 et 2 ms. Comme l'illustre le chrono-diagramme de la figure 1, la position centrale de la servo se situe à 1,5 ms. Au cœur de la servo, on a déplacement, parallèlement à l'axe de commande du disque, d'un potentiomètre de position qui fournit à l'électronique montée dans la servo l'information angu-

laire requise. Il est interdit de forcer la servo au-delà de ses limites d'un côté ou de l'autre en raison de la butée du potentiomètre, vu que sinon il y a risque de dommages irrémediables. Ce pourrait être le cas en cas d'application d'impulsions dont la largeur sort du domaine autorisé. Il faut, pour commander simultanément 3 moteurs de servo-commande, générer 3 signaux rectangulaires dont les largeurs d'impulsion doivent pouvoir être variées indépendamment l'une de l'autre.

Un coup d'oeil au schéma de la figure 3 montre que la source de ces signaux est IC3, un microcontrôleur du type PIC16F628. La structure du programme enfoui dans le PIC est telle qu'à 50 Hz, on a une succession chronologique des 3 impulsions de commande en respect de la relation suivante :

$$A_{on} + A_{off} + B_{on} + B_{off} + C_{on} + C_{off} = 1/50 \text{ s} = 20 \text{ ms}$$

Dans cette formule A_{on} , B_{on} et C_{on} représentent les largeurs d'impulsion souhaitées. L'intervalle de temps de 20 ms dont nous disposons est subdivisé en 3 parties égales en respectant les conditions suivantes :

$$A_{off} = 20/3 \text{ ms} - A_{on} ; B_{off} = 20/3 \text{ ms} - B_{on} ; C_{off} = 20/3 \text{ ms} - C_{on}$$

C'est cette chronologie que repré-

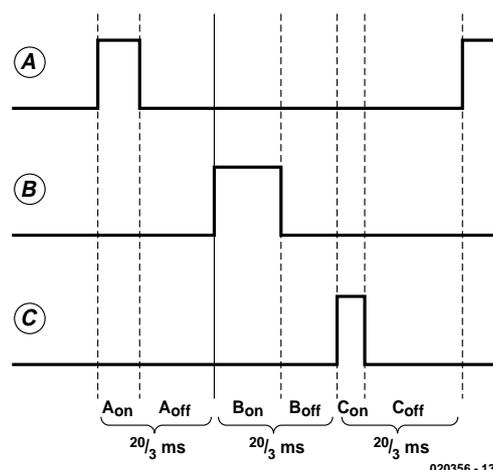


Figure 2. Chronodiagramme du signal de sortie du PIC utilisé pour la commande de 3 servos.

sente le diagramme impulsionnel de la figure 2. Grossièrement, le programme de commande et de génération d'impulsions prend (en pseudo-code) la forme suivante :

```
Label_1
    OutA on
    Wait Aon
    OutA off
    Wait Aoff

    OutB on
    Wait Bon
    OutB off
    Wait Boff

    OutC on
    Wait Con
    OutC off
    Wait Coff

    Goto Label_1
```

L'électronique de l'interface

L'alimentation de l'électronique de la figure 3 se fera par le biais d'une pile compacte 9 V dédiée. La régulation de tension réalisée à l'aide d'une paire de régulateurs de tension, IC1 et IC2, garantit un fonctionnement sans problème sans chute de tension au cours du fonctionnement du moteur de servo. En cas de commande simultanée de 3 moteurs, le courant grimpe jusqu'à 500 mA environ. Pour cette raison, il ne saurait être question de brancher l'interface à une sortie dRCX qui n'est pas prévue à cette intention. À noter la

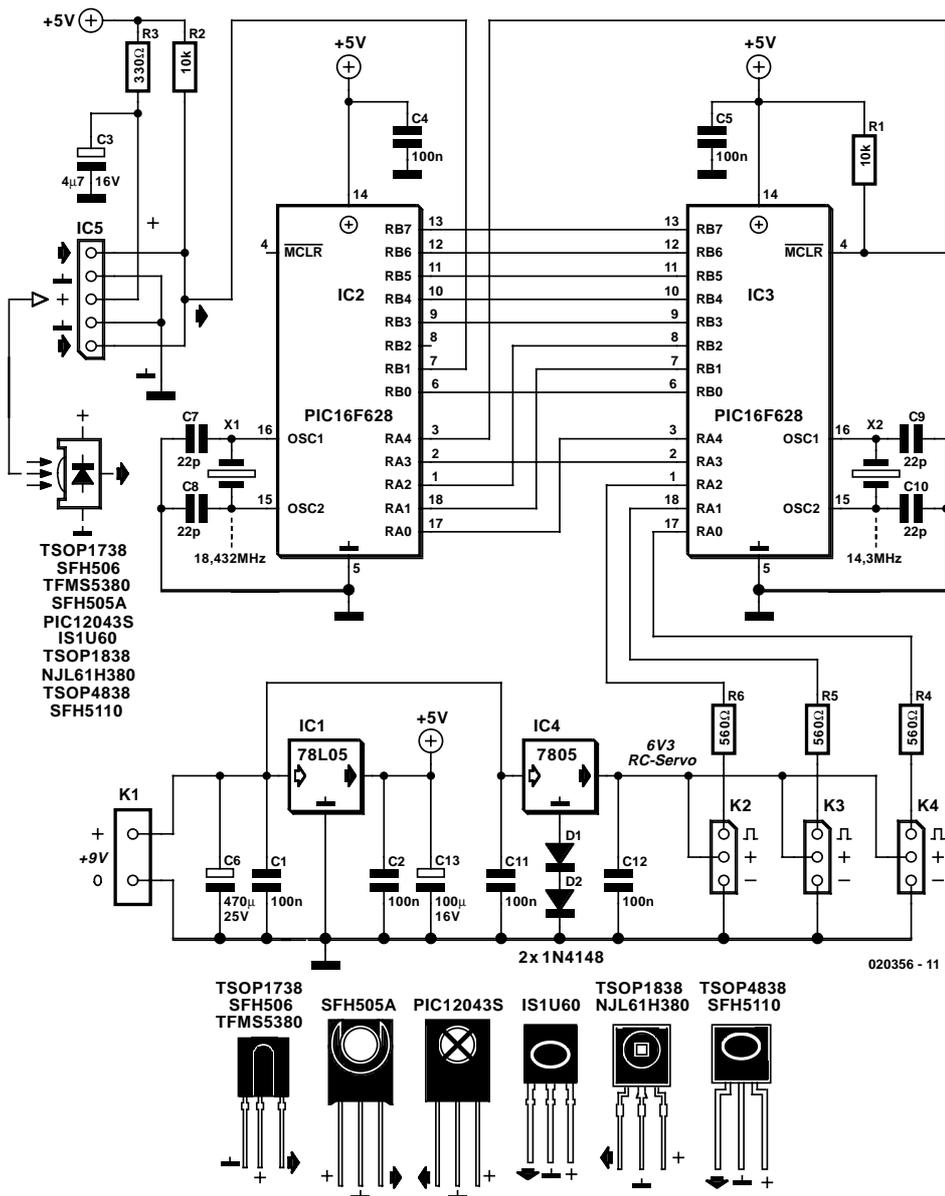


Figure 3. L'électronique se subdivise en 3 sous-ensembles : l'alimentation régulée (IC1 et IC4), le récepteur IR (TSOP1738 + IC2) et le générateur MLI (IC3).

disposition étrange des diodes D1 et D2. On a, sur chacune d'entre elles, une chute de tension de quelque 0,65 V, ce qui se traduit par un décalage du zéro de 1,3 V au niveau du 7805. De ce fait, la tension de sortie du régulateur IC4 est rehaussée de la même valeur et passe à la valeur de 6,3 V classique pour la commande des servo-commandes. L'électronique de commande par infrarouge (IR) de moteur pas à pas proprement dite comprend le récepteur IR IC5 et une paire de microcontrôleurs du type PIC16F628 montés en succession. Le premier des 2 microcontrôleurs, IC2, transmet les données sérielles qui lui ont été fournies par le récepteur IR sous format parallèle au second contrôleur, IC3. Ce processus se fait par le biais d'un bus de don-

nées à 8 bits et d'une ligne de commande à 3 bits. On déduit de ces chiffres que la résolution maximale est de 256. L'intervalle de temps de 1 ms est subdivisé en 255 pas, ce qui se traduit, en fonction des caractéristiques de la servo, à une précision angulaire meilleure que 1°. Il se peut que sur certains types de servos, cette résolution soit supérieure à la zone morte (*dead-band*, de 5 µs typique) de sorte qu'il peut arriver que le moteur de la servo ne réagisse pas à un pas individualisé (Note : les moteurs de servo ont besoin de la zone morte de manière à pouvoir, en cours de mouvement

de rotation, rendre le plus rapidement possible le signal de commande entrant égal au signal de référence interne quelque peu en retard, sans qu'il ne se produise de battement du rotor aux alentours de l'angle de consigne).

Le second PIC, IC3, est cadencé à une fréquence d'horloge de 14,3 MHz dérivée du rapport durée d'impulsion servo/cycle PIC. Cette fréquence correspond à un train d'horloge de 69,9 ns. À l'image de son prédécesseur très apprécié, le 16F84, l'exécution de la plupart des instructions RISC se fait, dans le cas du 16F628, en 4 cycles d'horloge, y compris l'incrémentation du temporisateur. De ce fait, une instruction dure 279,9 ns. Le programme enfoui dans IC3 fait appel au temporisateur (*timer*) 16 bits TMR1. Le signal de servo le plus court, celui de 1,0 ms, correspond ainsi à 3 575 incrémentations de TMR1. À noter qu'il s'agit également là du paramétrage de départ. Il est suivi par une pause OFF de $(20/3 - 1)$ ms qui correspond à 20 258 impulsions d'horloge. La durée d'impulsion exprimée en cycle de PIC répond à la formule suivante :

$$t = a * x + b, \text{ formule dans laquelle}$$

$0 < x \leq 255$, 0 est réservé à des fins spécifiques

$$a = (7\ 150 - 3\ 575)/(255-1) = 14,0, \text{ Pente (slope)}$$

$$b = 3\ 575, \text{ Décalage du point zéro (intercept)}$$

Ceci explique le choix de la fréquence d'horloge pour IC3 : le rapport 3 575/254 est presque entier. Le programme du PIC a en effet été doté d'une capacité de modification de la pente et du décalage du point zéro évoqués dans la formule quelques lignes plus haut, de manière à permettre un ajustement (*trim*) des servos. Il faut, dans le protocole de transmission, respecter certaines limites qui recommandent d'envoyer de données de 8 bits seulement. C'est pour cette raison que la pente et l'interception ne peuvent être modifiées que par nombre entier (l'interception par pas de 20 uniquement).

Tableau 1 Valeurs des lignes de commande

IC2 (UART)					
A4	A3	A0	Valeur	Valeur PortA (A7-A5, A2, A1 masqué)	Signification
0	0	0	0	0	NOP
0	0	1	1	1	Charge A
0	1	0	2	8	Charge B
0	1	1	3	9	Set Slope
1	0	0	4	16	Charge C
1	0	1	5	17	Set Intercept
1	1	0	6	24	NOP
1	1	1	7	25	Reset

Tableau 3

Le set d'instructions de Robolab (Device Instruction Set)

Instruction	Numéro	Commande
1 (1)	0	Select channel A
2 (8)	0	Select channel B
4 (16)	0	Select channel C
1 (1)	1..255	Charge A
2 (8)	1..255	Charge B
4 (16)	1..255	Charge C
3 (9)	0..255	Set slope of selected channel (default 14)
5 (17)	0..5100 (0..255)	Set intercept (DIV 20) of selected channel (default 3575)
7 (25)	x	Reset all the slopes and intercepts to default

Transfert de données

Le transfert parallèle des données entre IC2 et IC3 se fait en 2 étapes. La mise en oeuvre (exceptionnelle) de 2 microcontrôleurs se justifie par le fait que l'on affaire à un certain nombre de processus à la chronologie extrêmement critique à exécuter. Il faut, pour commencer, que l'UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* = Émetteur/Récepteur Asynchrone Universel) se trouve en permanence en mode réception, vu que l'interface n'a aucun moyen de savoir quand doit arriver une instruction IR. Il faut en outre que l'UART traite les données reçues conformément au protocole LEGO utilisé (code opératoire 0x14), ce qui se traduit, dans le cas d'un taux de transmission (*baudrate*) de 2 400 bauds, par une taille de bloc de 15 octets (bit de début, 8 bits de données, bit de parité, bit d'arrêt compris) et implique une durée de transfert de quelque 70 ms par instruction. Il faut en outre, en fonction des instructions entrant, générer

3 signaux MLI stables dont la tolérance doit être inférieure à la zone morte de la servo. La difficulté d'intégrer tous ces facteurs dans un programme tenant la route enfoui dans un unique PIC est sans rapport avec le coût d'un second 16F628.

Les broches RB1 et RB2 de IC2 sont configurées en UART et ne sont partant plus disponibles en tant que partie du bus de données parallèle. Elles sont remplacées par RA1 et RA2. Cette disposition requiert la mise en oeuvre d'au moins une ligne de commande vu qu'il n'est pas possible de positionner de façon synchrone les deux ports de IC2. En l'absence de ligne de commande, IC3 réagirait à l'apparition de valeurs intermédiaires parasites. À noter, au niveau des lignes de commande, que RA4 de IC2 requiert, étant une sortie à drain ouvert, une résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) qui prend la forme de R1 (10 kΩ).

Les 2 circuits intégrés connaissent une configuration de base qui force, en interne, **MCLR** à VDD. De ce fait,

Tableau 2

Données additionnelles du protocole LEGO pour le contrôle de la transmission

En-tête (pour tous les Opcodes)	hex 55 FF 00
Opcode	0x14 (= d20)
Opcode-Complement	0xFF-0x14 = 0xEB
Dummy	0x00
Dummy-Complement	0xFF
Dummy	0x00
Dummy-Complement	0xFF
Instruction	n
Instruction-Complement	not(n)
Data	x
Data-Complement	not(x)
Checksum	s
Checksum-Complement	not(s)

la broche de IC3 est utilisable en entrée RA5. Le **tableau 1** récapitule les valeurs des lignes de commande et leur signification.

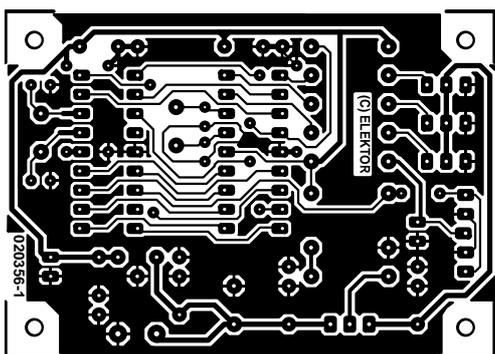
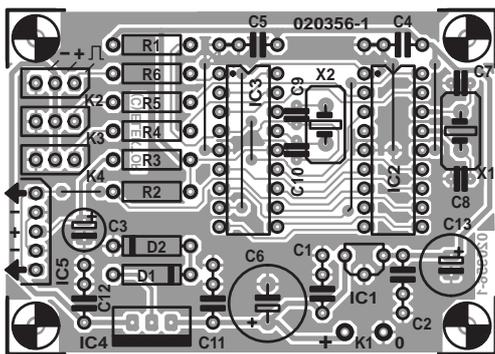
UART du RCX

On apprend, à l'adresse de LEGO Mindstorms SDK2 [4], que la version de progiciel Firmware 2.0 permet un accès utilisateur au canal d'émission de l'UART du RCX. Cette possibilité ouvre des perspectives de projets robotiques insoupçonnées. Il est possible ainsi, dans ces conditions, de faire programmer un RCX par un autre RCX, ou encore de faire en sorte que plusieurs modules RCX traitent des capteurs ou des valeurs de variables communs et ainsi de suite. Il suffit de respecter le protocole UART de LEGO et d'utiliser les codes opératoires convenables. Il faut cependant tenir compte du fait que tous les modules RCX sont adressés à l'intérieur du domaine de réception des instructions IR. D'après SDK cela peut avoir des « suites catastrophiques ». Nous avons, pour de très bonnes raisons, opté pour l'utilisation du code opératoire 0x14 (Servar ou Setv). Cette instruction n'est plus utilisée sous Robolab 2.5 vu que Firmware 2.0 a vu l'introduction d'une instruction SET universelle qui permet, en fonction du paramétrage, de déterminer des valeurs de capteurs (*clicks*) et autres variables.

Si l'on en croit la documentation technique, le code opératoire complet prend la forme suivante :

SETVAR: 0x14 variable, source, number (LO), number (HI)

(**Reply 0xE3**, il faut tenir compte du fait que le module RCX récepteur envoie, après vérification d'un code opératoire, une confirma-



Liste des composants

Résistances :

- R1, R2 = 10 kΩ
- R3 = 330 Ω
- R4 à R6 = 560 Ω

Condensateurs :

- C1, C2, C4, C5, C11, C12 = 100 nF
- C3 = 4μF/16 V radial
- C6 = 470 μF/16 V radial
- C7 à C10 = 22 pF
- C13 = 100 μF/16 V radial

Semi-conducteurs :

- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = 78L05
- IC2, IC3 = PIC16F628 (programmés, EPS 020356-41 (IC2)* et -42 (IC3)*)
- IC4 = 7805
- IC5 = TSOP1738 (cf. texte)

Divers :

- K1 = pile 9 V-compacte (cf. texte)
- K2 à K4 = embase autosécable mâle à 1 rangée de 3 contacts
- X1 = quartz 18,432 MHz
- X2 = quartz 14,3 MHz (cf. texte)
- Platine 020356-1*
- Diskette EPS 020356-11*

*Les contrôleurs programmés, la platine et les disquettes sont disponibles auprès des adresses habituelles dont www.elektor.fr/pcbs/pcbs.htm – pour le contenu de la disquette cf. L'encadré « Téléchargements pour ce projet »

Figure 4. Un dessin de platine compact; il ne faudra pas oublier les ponts de câblage...

tion de réception. Dans le cas qui nous intéresse, cela n'a pas la moindre importance. Cependant, il faudra en tout cas insérer une petite pause entre 2 émissions de codes opératoires vu que l'on risque sinon des interférences IR).

Cette instruction subit de petites modifications :

0x14 0 (dummy), 0 (dummy), instruction, data

(Les RCX concernés perdent malheureusement le contrôle de la variable 0)

L'ensemble du protocole LEGO requiert quelques données additionnelles pour le suivi de la transmission, informations récapitulées dans le **tableau 2**. Si, côté récepteur, on calcule les nombres complémentaires et la somme de vérification des octets reçus, et que l'on vérifie ensuite si l'octet suivant est bien le bon, il y a un contrôle sérieux et efficace de la qualité de la transmission des données. Bien que le RCX lui-même procède encore à un test de parité, cela n'est pas nécessaire au niveau du programme du PIC IC2 vu que l'UART 16F628 ne procède pas à un test de parité automatique. Pour le circuit intégré récepteur/démodulateur IR, l'auteur a opté pour un TSOP1738 de Vishay-Telefunken au prix très abordable.

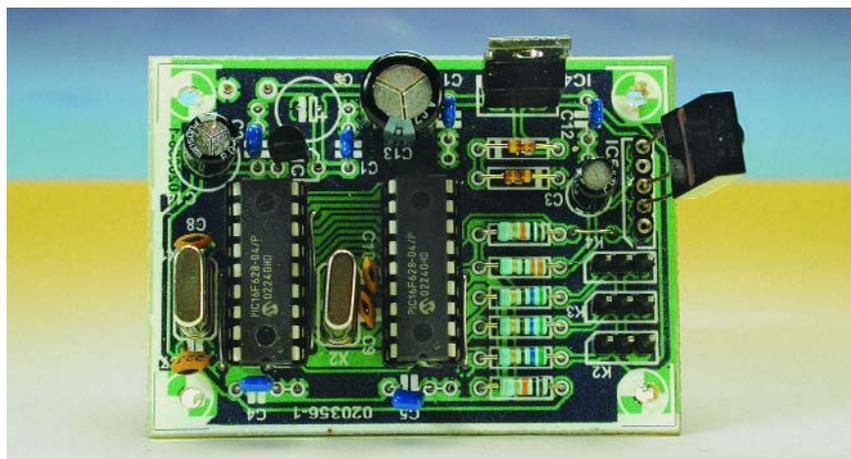
La transmission IR LEGO se fait à

38 kHz (porteuse) et 2 400 bauds. Le récepteur IR sensible permet une portée pouvant aller jusqu'à 10 mètres si tant est que le RCX soit paramétré pour une (grande) liaison IR.

Le **tableau 3** passe en revue les instructions utilisées par les programmes de Robolab. Les valeurs réellement envoyées sont mises entre parenthèse. Comme nous le disions plus haut, il faut procéder avec précaution lors de la commande de débatement (*trim*). Pour éviter de faire sortir la servo de son domaine, avec comme conséquence un risque d'endommagement, il est fortement recommandé de ne travailler que par petits pas.

La réalisation

La construction de l'interface ne devrait pas poser de problème en dépit de la relative compacité de l'implantation des composants, ce grâce à la platine proposée en **figure 4**. La mise en place des ponts de câblage requiert un minimum d'attention, mais c'est là le prix à payer si l'on veut réaliser une platine simple face. Il y a 6 ponts au total, 3 d'entre eux se trouvent sous les circuits intégrés, l'un sous IC2 et deux sous IC3. On utilisera de préférence du conducteur isolé pour les dits ponts de câblage que l'on montera alors côté « pistes ». Une autre solution consiste à utiliser un fil de cuivre extrêmement fin que l'on glissera sous les supports avant la mise en place de ces derniers. En tout état de cause, on commencera toujours l'implantation des composants par la mise en place des ponts de câblage



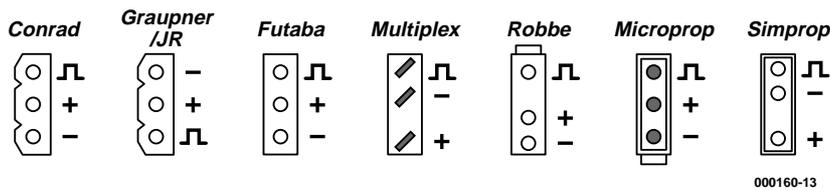


Figure 5. Brochage de différents modèles de servo-commandes.

avant de passer au soudage du reste des composants en commençant par les composants passifs. Si l'on veut être certain de réussir la réalisation il faut bien entendu non seulement

implanter et souder correctement mais aussi respecter la polarité des composants en ayant une (condensateurs électrochimiques, diodes) et le positionnement des circuits inté-

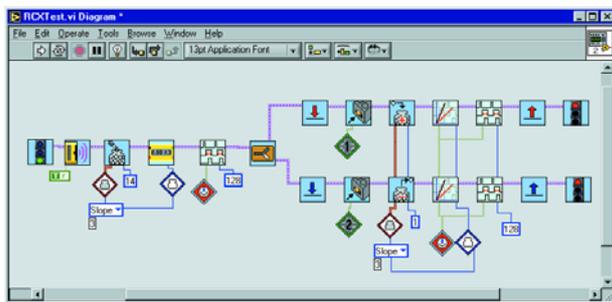


Figure 6. Un des programmes RCX à télécharger depuis www.elektor.fr. Ici, le positionnement de la servo se fait par le biais de capteurs sensibles.

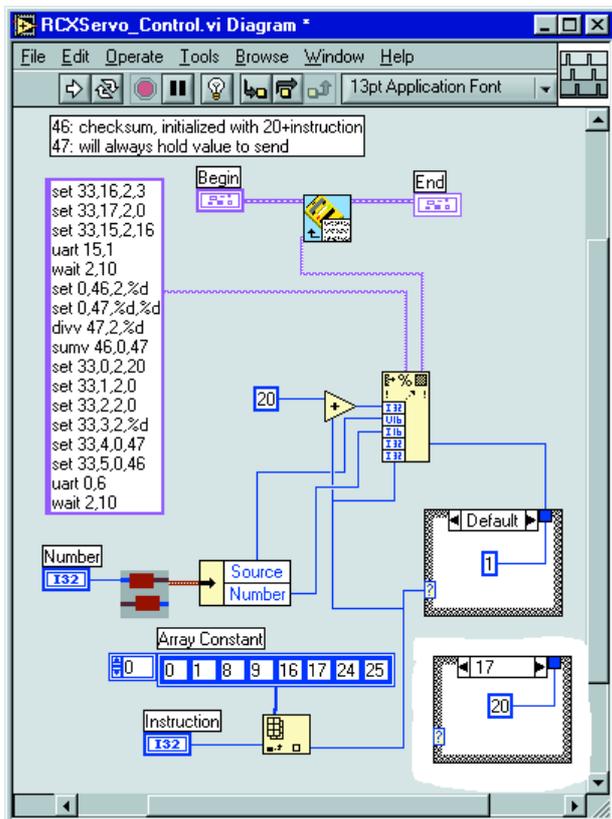


Figure 7. Le cœur du programme RCX : le mode émetteur de l'UART du RCX.

grés. Au niveau du régulateur de tension IC4, la surface métallique doit être tournée vers l'extérieur de la platine.

La connexion de la pile 9 V se fait par le biais de la paire de picots constituant K1. La consommation de courant du montage dépend principalement du nombre de servos et de la consommation de ces derniers. Si l'on dispose de suffisamment de place, il est préférable de remplacer la pile compacte de 9 V par un set de 6 piles LR6 (Mignon). La durée de vie d'une pile 9 V est en effet sensiblement moindre que celle d'une batterie de cellules LR6 (de 5 à 10 fois plus courte).

Il n'est pas impérativement nécessaire de monter le circuit intégré récepteur IC5 sur la platine. Il est fort bien possible de le décaler quelque peu et de le connecter au bornier baptisé IC5. Il est fort bien possible d'utiliser, au lieu du TSOP1738 de Vishay-Telefunken donné dans la liste des composants, d'autres récepteurs IR aux caractéristiques similaires. Nous vous proposons le brochage d'un certain nombre d'entre eux dans le schéma de la figure 4. Le type TSOP1736 est utilisable lui aussi (sa sensibilité est cependant moindre, sachant qu'il travaille sur 36 et non pas 38 kHz). Chacun de ces composants est tripode. Vous n'aurez pas manqué de noter que le bornier IC5 comporte 5 points de connexion; il a été cependant dessiné de façon à ce pour chacun des composants mentionnés, on utilise à chaque fois 3 broches juxtaposées ce qui facilite le soudage ou la connexion à distance.

Au niveau du quartz de 14,3 MHz aussi il existe une alternative. Si l'on ne devait pas disposer ou pouvoir mettre la main sur un quartz de cette fréquence on pourra le remplacer par un quartz plus facile à trouver, un 16 MHz par exemple. Les servos de radio-commande du commerce n'ont pas de problème avec la tolérance introduite par ce remplacement.

Les 3 servo-commandes viennent se brancher sur les embases K2, K3 et K4. À ce niveau aussi il faudra veiller à respecter le brochage. En effet, selon leur fabricant, le brochage du câble de connexion de la servo diffère. Nous vous proposons en **figure 5**, le brochage des câbles de connexion des servos les plus courantes.

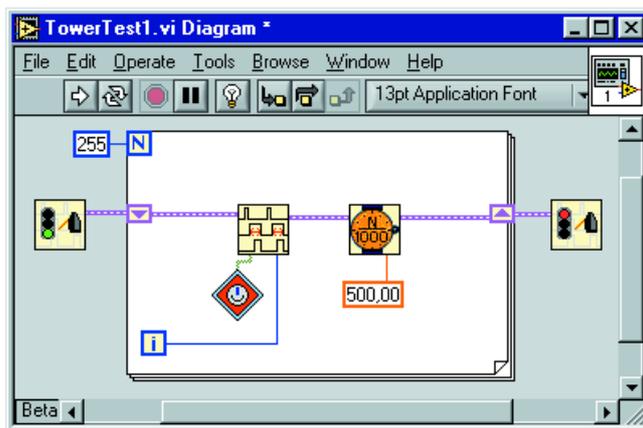
Mode d'emploi

L'interface de commande de servo se laisse piloter sous la houlette de Robolab 2.5 si tant est que l'on soit en RCX-Firmware 2.0, tant par la LEGO-Tower (RS-232 et USB) que directement par le RCX. Il existe, pour ce faire, différents programmes disponibles au téléchargement (les adresses correspondantes sont mentionnées dans l'encadré « Télécharge-

Téléchargements

Pour ce projet :

- Dessin de la platine au format .pdf à télécharger sous la dénomination **EPS 020356-1** sous www.elektor.fr/dl/dl.htm
- Programme RCX pour la commande de servos, code-source et .hex des 2 PIC sous la dénomination **EPS 020356-11** au même endroit
- L'auteur met à disposition la totalité de sa documentation, avec images au téléchargement sous la forme d'un fichier à l'adresse : www.convict.lu/IR_Servo_control.zip



ments pour ce projet »); permettez-nous de vous en présenter certains succinctement.

On découvre en **figure 6** un programme de téléchargement à 2 tâches parallèles. Dans cet exemple, le RCX augmentera ou diminuera l'angle de consigne de la servo rouge, en prenant comme référence la position médiane de la servo, en fonction du capteur sensible qui aura été touché. Les couleurs rouge, bleu et jaune sont dérivées des codes de couleur classiques de ROBOLAB. La seconde icône de programme paramètre le RCX pour une distance IR longue. L'affichage indique la valeur de pente (*slope*) momentanée. Il est possible, de la même manière, d'ajuster la valeur d'interception. Des modifications du paramètre de pente augmentent ou diminuent le débattement de la servo. Des modifications du paramètre interception n'ont pas d'autre effet que de déplacer le point zéro de la servo (le neutre).

Comme à l'accoutumée sous ROBOLAB/LABVIEW, les parties de programmes sont attribuées graphiquement à de nouvelles icônes. De cette façon, mêmes les programmes les plus complexes restent lisibles. La **figure 7** montre le coeur du programme RCX : il s'agit de l'application émission de l'UART du RCX. On trouvera de plus amples informations sur la mise en oeuvre de l'UART dans la partie documentation après installation du programme Lego-Mindstorms-SDK [4].

Le programme simple représenté en **figure 8** tourne sur PC. Le moteur de la servo rouge tourne lentement sur son domaine de déplacement. À noter la boucle FOR de LABVIEW avec registre à décalage. Par les lignes pointillées circulent des données qui s'ajoutent lors de chaque itération du registre à décalage. Cela permet, par exemple, un suivi très efficace du programme dans l'attente d'une erreur potentielle.

Les 2 icônes extérieures servent, respectivement, à l'initialisation et à la clôture de la liaison vers la LEGO-Tower. Le programme se met en quête de la liaison avec la Tower éta-

Figure 8. Ce programme simple tourne sur PC; il pilote les servos par le biais de la LEGO-Tower.

blie sous ROBOLAB. On ne pourra pas utiliser pour cela le mode classique ROBOLAB-RCX Direct, vu que celui attend toujours, côté récepteur, une confirmation de réception de la part du RCX. Dans le cas présent, on se trouve en présence d'une émission unilatérale.

La **figure 9** montre, pour terminer, le panneau principal du programme RCServo-Manager dont la mise en oeuvre est extrêmement simple. Le débattement se fait par le biais de Slope et Intercept. La Tower n'émet qu'en cas de modification de l'une

des valeurs. Si ces changements se font à court, la valeur RATE détermine le taux de cadencement.

(020356)

- [1] [www.inchlab.net/2servo interface.htm](http://www.inchlab.net/2servo%20interface.htm)
- [2] www.hempeldesigngroup.com/lego/servos/
- [3] Dave Baum, Michael Gasperi, Ralph Hempel, Luis Villa: "Extreme Mindstorms, An Advanced Guide to LEGO MINDSTORMS", Page 313.
- [4] www.csee.tufts.edu/robolab/ceeo/Resources/documentation/LEGOmindStormsSDK.zip

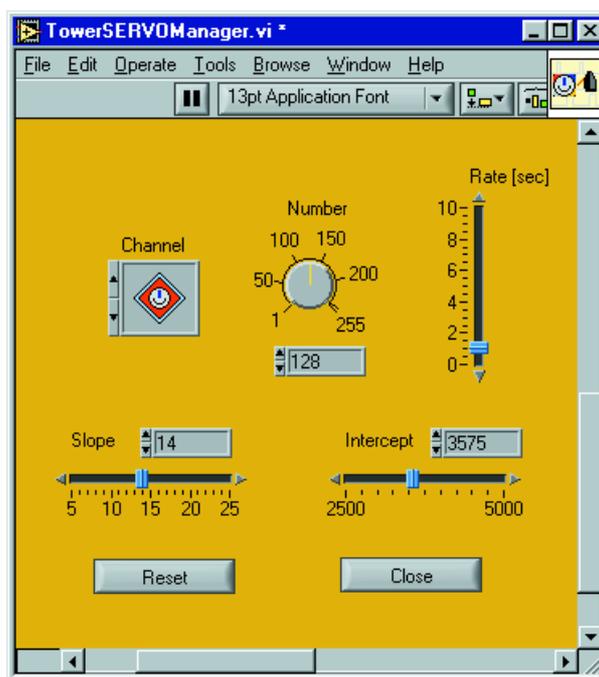


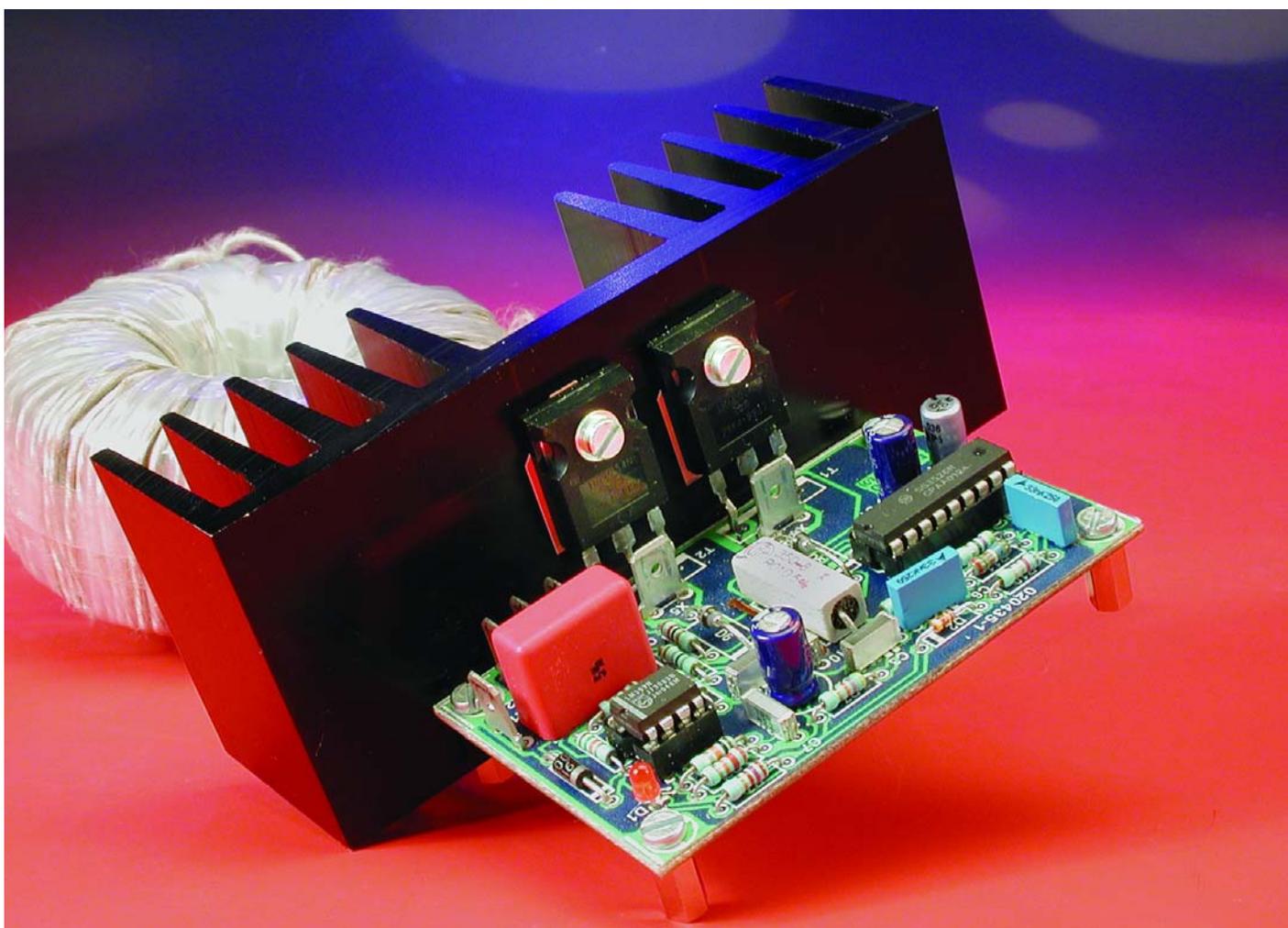
Figure 9. L'environnement du RCServo-Managers est de mise en oeuvre simple et confortable.

Un onduleur pour tous

La prise de courant nomade

Georg Gerads, Ing. Dipl.

Fête en plein air, camping, petite réparation automobile ? Comme par hasard, il manque toujours une prise de courant ou la pose du câble approprié est trop compliquée. Ah, si on disposait d'une prise mobile qui puisse fonctionner avec une batterie de voiture !



L'idée de la « prise nomade » est due à un stagiaire de l'entreprise Aixcon. Celle-ci est s'occupe normalement d'onduleurs à haute technologie et d'alimentations de grande puissance. Ce stagiaire, nommé Dirk, a longtemps essayé de construire un onduleur pour son club aéromodélisme. Il fallait disposer d'un circuit intégré spécial dont l'acquisition a posé de nombreux problèmes. La « réussite » finale (à un prix démentiel) a été, hélas, couronnée par une déflagration réduisant –littéralement– tous les espoirs en fumée...

Nous avons alors réalisé le circuit simple présenté ici. La plupart des stagiaires de Aixcon ont assemblé cet onduleur sans grands problèmes comme cadeau de Noël ou d'anniversaire et pour des camps. Et pour le cortège du carnaval d'Aix-la-Chapelle, ça va de soi. En avant la musique ! Dirk a immédiatement remis la version 1 000 W sur le terrain du club d'aéromodélisme où elle fonctionne depuis 1 an sans incident. Bref, un véritable essai sur le terrain.

Concept

Ce circuit représente la version la plus simple possible d'une prise de courant nomade. On s'est dispensé de tout sauf de l'indispensable. Donc, par exemple, pas de régulation de tension : lorsque la tension de la batterie baisse, la tension de sortie en fait autant. Mais comme presque tous les appareils consommateurs fonctionnent sans problème avec des fluctuations de tension de ± 10 à ± 15 %, la prise mobile en fait autant.

La simplicité du circuit jointe à sa robustesse et à sa fiabilité en fonctionnement constituent par contre de précieux atouts. La sortie 230V est à l'épreuve des courts-circuits permanents et une surveillance de tension met l'onduleur hors-circuit avant que la voiture ne puisse plus démarrer. Le circuit peut aussi être réalisé avec succès par de (futurs) électroniciens moins expérimentés. Ils doivent toutefois tenir compte des dangers bien réels présentés par la sortie 230 V.

Modulateur en large bande d'impulsions

Le circuit est basé sur le SG3526. Ce régulateur à découpage peu coûteux offert par plusieurs fabricants sous la désignation XX3526 peut être utilisé avec toutes les topologies d'alimentations à découpage. La fiche de données traduite et revue est disponible dans ce même numéro d'Elektor. Une fiche de caractéristiques complète (en anglais) décrivant toutes les fonctions peut être téléchargée à partir de www.unitrode.com (recherche de composant : UC3526, case à cocher : Data Sheets) au cas où le lien donné ci-après ne serait plus valide, ce qui arrive très souvent sur la Toile : <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/uc3526.html>.

La **figure 1** illustre le principe de l'onduleur. Le SG3526 commute alternativement le courant par les 2 bobines 12 V du transformateur qui sont interconnectées en leur milieu et raccordées à la tension de l'accumulateur (+12 V). Le sens du courant est

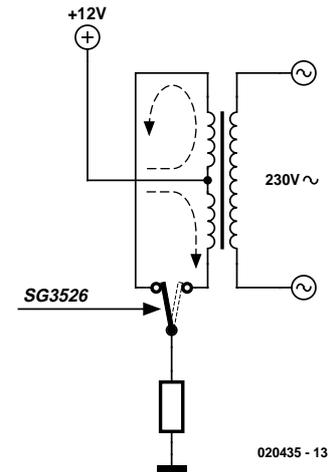


Figure 1. Schéma de principe de l'onduleur. Le véritable circuit de l'onduleur est constitué par 2 FET de puissance et la résistance à la masse sert de détecteur de courant (shunt) pour la limitation de courant par le SG3526.

inversé lors de chaque commutation, donc aussi la direction du champ magnétique dans le noyau du transformateur, ce qui engendre une tension alternative rectangulaire aux bornes du secondaire 230 V du transformateur. L'inverseur est constitué en pratique par 2 FET de puissance commandés en mode symétrique (*push-pull*). Leurs connexions source sont reliées à la masse par des résistances de très faible valeur (cf. le schéma de la **figure 3**).

Le schéma fonctionnel du SG3526 est représenté dans la **figure 2**. La tension d'entrée $+V_{IN}$ peut varier entre 7 et 35 V ; une tension de référence V_{REF} de 5 V est engendrée. Une surveillance de tension bloque les 2 étages d'attaque lorsque les tensions d'entrée n'atteignent pas 7 V. L'alimentation des circuits d'attaque est raccordée séparément à $+V_C$. La résistance en R_T et le condensateur en C_T (voir le schéma de la **figure 3**) permettent d'ajuster la fréquence (50 Hz en l'occurrence). La résistance en R_D provoque un temps mort fixe entre les circuits d'attaque Output A et Output B. On évite ainsi que les 2 circuits d'attaque et les FET de puissance qu'ils commandent conduisent simultanément.

Le condensateur en $C_{SOFTSTART}$ (C_{SS} , broche 4) cause une augmentation graduelle du rapport cyclique des sorties jusqu'à 48 % environ après la mise sous tension ou une réinitialisation. Le régulateur de tension « Amp » n'est pas utilisé dans notre circuit ; il fonctionne donc comme adaptateur d'impédance auquel la tension de référence sert de grandeur de commande. Les sorties fournissent donc un rapport cyclique maximum après la phase de mise en marche.

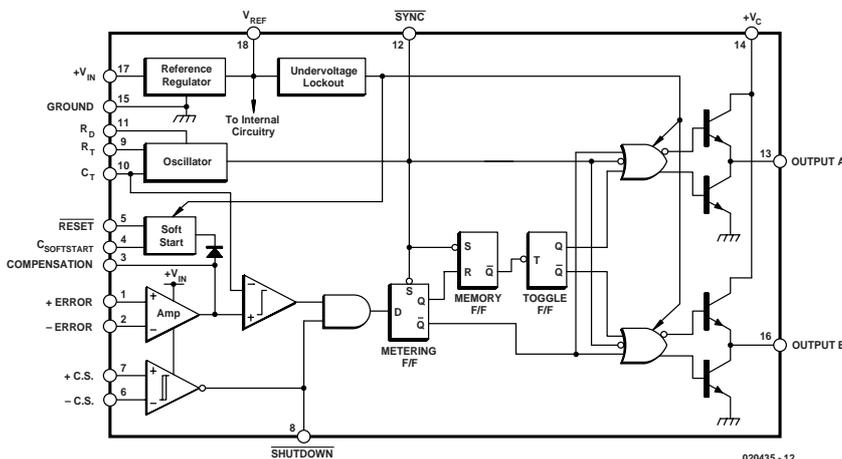


Figure 2. Schéma fonctionnel du régulateur à découpage peu coûteux SG3526.

La limitation de courant basée sur la résistance shunt R8 provoque l'arrêt lorsque la tension entre +CS et -CS (= chute de tension aux bornes de R8) dépasse 100 mV. Il est aussi possible d'activer l'arrêt de l'extérieur en mettant la broche « Shutdown » à la masse. Comme Shutdown et Reset (broche 8 et broche 5) sont interconnectées dans le cir-

cuit, le modulateur effectue un démarrage progressif (*Softstart*) après une surcharge de courant ou un arrêt externe.

Construction

Il faut utiliser un transformateur

toroïdal avec un enroulement 230 V et 2 enroulements 12 V. Un vieux transformateur toroïdal qui traîne dans la caisse à bricolage fera parfaitement l'affaire à condition de lui ajouter des enroulements 12 V. Enrouler provisoirement 10 spires de fil toronné, brancher l'enroulement 230 V du transformateur sur le secteur et mesurer la tension du secondaire. Une règle de trois permet de déterminer le nombre de spires nécessaires. Une puissance de sortie de 200 W correspond à un courant moyen de 10 A. La section devrait donc être de 1,5 mm² ou plus.

Il est crucial que les spires des 2 enroulements 12 V soient en nombre absolument égal. Il suffit d'une seule spire de différence entre les enroulements pour que le noyau atteigne immédiatement la saturation après enclenchement ; le régulateur reste bloqué en position de limitation de courant. Le sens des enroulements est tout aussi important. Raccorder en série les extrémités des 2 enroulements 12 V et bran-

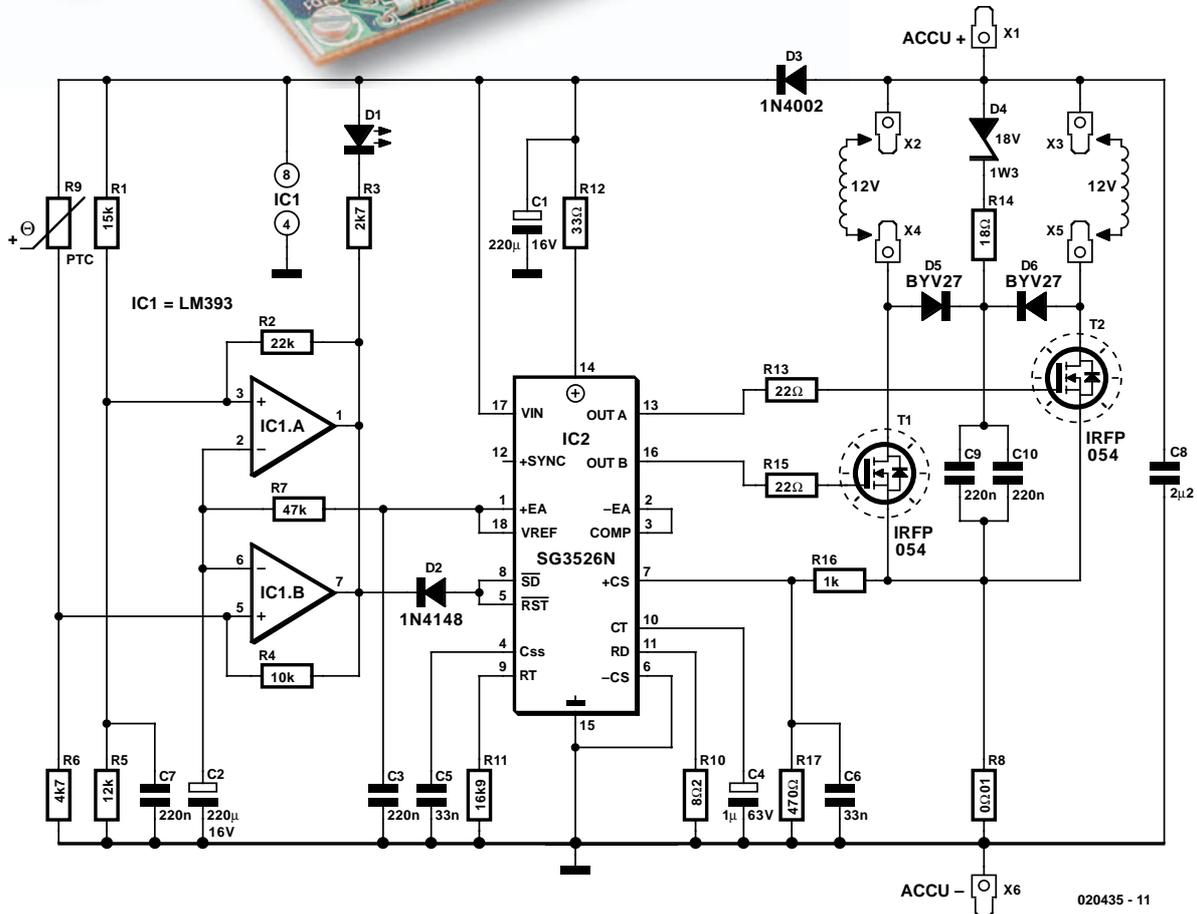
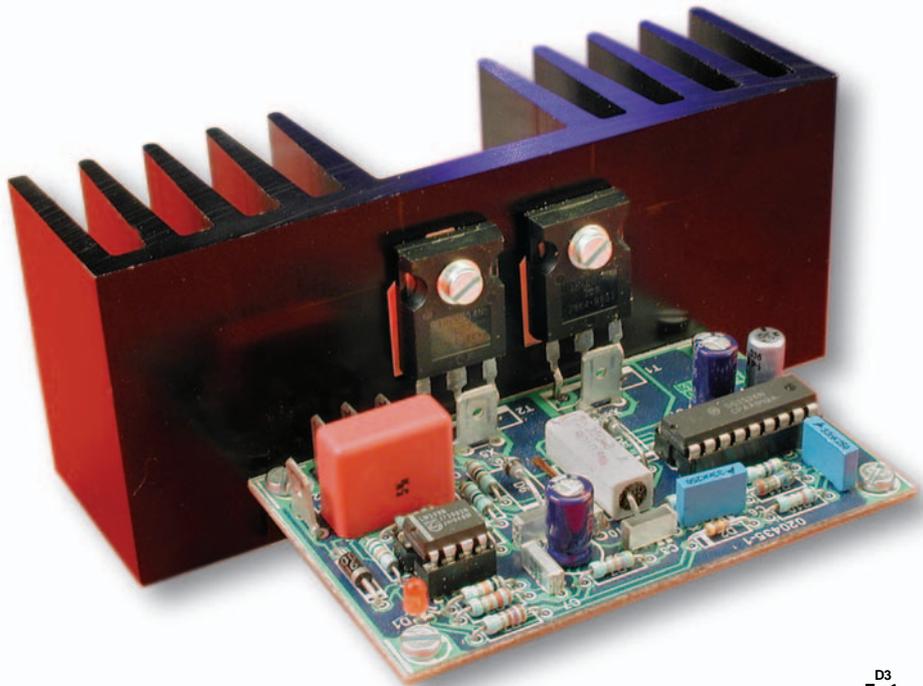


Figure 3. Circuit de l'onduleur. Le comparateur basé sur IC1 surveille la tension de la batterie et la température.

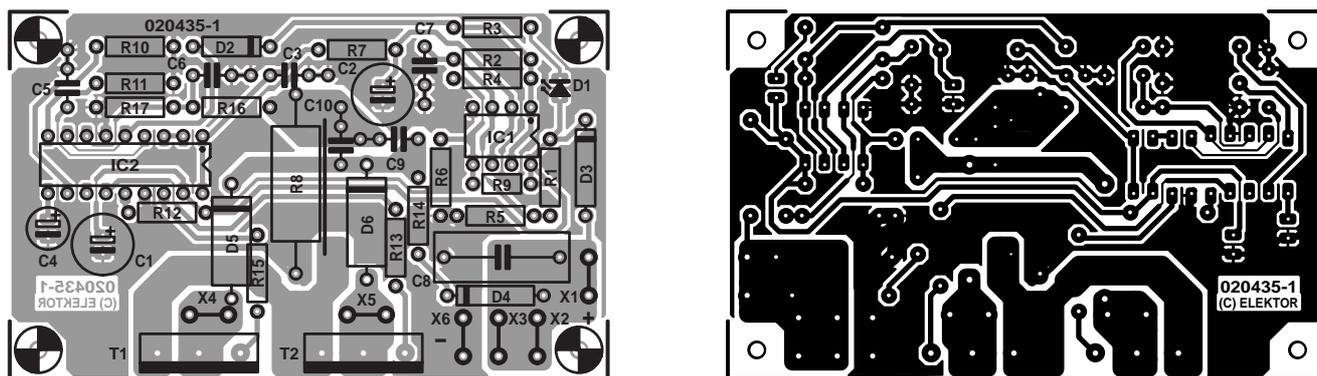


Figure 4. Disposition et plan de montage de la platine simple face destinée à l'onduleur.

cher le transformateur sur le secteur. La tension entre les 2 extrémités libres 12 V doit être de 24 V.

Les FET utilisés sont prévus pour 72 A à 55 V et $R_{\text{DS(on)}}$ vaut 12 m Ω . Il est évidemment possible de faire appel à d'autres types, mais ils doivent être prévus pour 40 A à 40 V au moins et $R_{\text{DS(on)}}$ ne doit pas dépasser 50 m Ω . Le raccordement de FET en parallèle pose rarement des problèmes. Il importe seulement que chaque FET possède sa propre résistance de grille. Le circuit parallèle devient particulièrement intéressant lorsque l'onduleur doit fournir plus de 200 W. Dans ce cas, il faut naturellement aussi adapter la limitation de courant. Il suffit d'abaisser la valeur de la résistance shunt R8, de modifier R16 et R17 du diviseur de tension ou de faire les deux.

Les onduleurs se montrent souvent rétifs avec les lampes à incandescence ou les projecteurs halogènes. La résistance à froid de ces lampes est en effet très faible ; le courant élevé bloque l'onduleur dans la plage de limitation de courant alors que la tension est encore peu élevée. La puissance nécessaire pour chauffer le filament n'est donc pas atteinte. Avec le dimensionnement proposé ici, l'onduleur 200 W devrait toutefois être en mesure d'alimenter un projecteur 150 W. Si les problèmes persistent, augmenter la valeur de C6 – mais pas trop, sous peine de perdre l'immunité aux courts-circuits. Il est aussi possible d'augmenter considérablement le délai de démarrage progressif (*soft start*) au moyen de C5 voire de s'en passer complètement. La seconde solution est vraisemblablement la plus sûre.

Le comparateur IC1 surveille la tension de la batterie et la température. Il compare les valeurs mesurées à la tension de référence de 5 V du 3526. Les 2 sorties à collecteur ouvert commutent le « Shutdown » (broche 8 du 3526) à la masse en cas de mauvais fonctionnement. La température de déclenchement dépend de l'élément PTC utilisé. Il faut ajuster R6 en fonction du type choisi. Un D901-D60-A40 d'Epcos (température de seuil 60 °C) a été sélectionné pour les prototypes. On peut tout aussi bien utiliser un interrupteur thermostatique entre 60 et 80 °C ou un fusible thermique de 90 °C. Ce dernier ne coûte que 20 centimes environ, mais il ne sert qu'une fois.

Si le dissipateur thermique est assez généreusement dimensionné, l'élément PTC peut être remplacé par un court-circuit (cavalier). La surveillance de tension se déclenche à environ 12 V. Cette valeur peut être modifiée en ajustant R1 et R5. Les résistances R2 et R4 des 2 comparateurs permettent de choisir une hystérésis assez élevée pour empêcher l'onduleur de se remettre en marche de lui-même après un dérangement. Le temps nécessaire pour charger C2 ralentit la croissance de la tension de référence lors de la mise en marche. Les fonctions de surveillance ne deviennent donc actives qu'après quelques secondes.

Le courant d'un accumulateur de voiture peut être assez élevé pour présenter des risques. Pour éviter qu'un défaut ne transforme l'onduleur en incendiaire, il faut à tout prix l'équiper d'un fusible pour voiture de 25 ou 35 A. La tension de 230 V présente aussi des risques qui peuvent

Liste des composants

Résistances :

R1 = 15 k Ω
 R2 = 22 k Ω
 R3 = 2k Ω 7
 R4 = 10 k Ω
 R5 = 12 k Ω
 R6 = 4k Ω 7
 R7 = 47 k Ω
 R8 = 0 Ω 01 (max. RM24)
 R9 = 1 k Ω (PTC, cf. texte)
 R10 = 8 Ω 2
 R11 = 16k Ω 9
 R12 = 33 Ω
 R13,R15 = 22 Ω
 R14 = 18 Ω
 R16 = 1 k Ω
 R17 = 470 Ω

Condensateurs :

C1,C2 = 220 μ F/16 V radial
 C3,C7,C9,C10 = 220 nF
 C4 = 1 μ F/63 V radial
 C5,C6 = 33 nF
 C8 = 2 μ F2/63 V RM15 MKS4 (Wima)

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge faible courant
 D2 = 1N4148
 D3 = 1N4002
 D4 = diode zener 18 V/1W3
 D5,D6 = BYV27-200
 IC1 = LM393N (National Semiconductor)
 IC2 = SG3526N (ON-Semiconductor, ex-Motorola)
 T1,T2 = IRFP054N (IRF)

Divers :

X1 à X6 = embase AMP (droite encartable)
 platine EPS020435-1 (cf. www.elektor.fr/pcbs/pcbs.htm, téléchargement du dessin des postes sous www.elektor.fr/dl/dl.htm)
 transformateur torique cf. Texte, par exemple Aixcon 230 V / 12-0-12 V/200 W

Tableau 1

Relation entre la tension de batterie et la tension de sortie

Tension batterie [V]	Tension de sortie [V]
11,5	182,4
12	194,6
12,5	202,4
13	214,3
13,5	223,0
14	231,2

être mortels, même si elle provient d'une simple batterie.

Quelques remarques sur la platine pour terminer (**figure 4**) : la grande taille des surfaces de masse et la largeur des pistes ne devraient pas nous empêcher d'étamer le tracé du courant du transformateur. Il est préférable de monter tout d'abord les connecteurs AMP qui requièrent une certaine force pour être fixés sur la platine. Un dérapage de la pince risquerait sinon d'endommager d'autres composants. Ne pas oublier le cavalier à côté de la résistance shunt R8. Il est préférable de monter cette résistance à une certaine distance de la surface de la platine pour améliorer la dissipation de chaleur. Mais rien n'empêche d'utiliser une résistance de plus grande puissance (5 W). Attention à la polarité des condensateurs électrolytiques, des diodes et des circuits intégrés (respecter le marquage). Les transistors doivent être iso-

lés du dissipateur thermique sur lequel ils sont montés.

Mise en service

Un multimètre suffit pour la mise en service. Raccorder tout d'abord l'onduleur sans transformateur à une alimentation secteur réglable et vérifier les 2 surveillances : la surveillance de tension en modifiant la tension d'entrée et la surveillance de température au moyen d'un fer à souder, d'un potentiomètre ou de tout autre moyen. Dans tous les cas, les sorties commutent à la masse et la LED s'allume lorsque la tension est plus faible à l'entrée positive du comparateur qu'à l'entrée négative. Si la surveillance fonctionne comme prévu, mesurer les 2 signaux de grille. Ils sont tous les deux nuls en cas de mauvais fonctionnement. Si tout est en ordre, chacun des 2 signaux apparaît à l'oscilloscope sous forme d'un beau signal rectangulaire bien propre dont les impulsions durent environ 10 ms. Un multimètre indiquera donc approximativement la moitié de la tension de fonctionnement.

Rien de grave à signaler ? Branchons le transformateur secteur. Il serait judicieux de retirer tout d'abord IC1 de sa monture car seule la limitation de courant peut alors provoquer un

arrêt. Si une lampe à incandescence de 100 W n'est pas allumée quelques secondes après la mise sous tension, mesurer la tension « Shutdown » (broche 8 du 3526 ou anode de D2). Si elle n'atteint pas 5 V, ajuster la limitation de courant ou le délai de démarrage progressif comme décrit plus haut.

Si tout a bien marché, vérifier l'immunité aux courts-circuits. Prudence, haute tension ! Un oscilloscope est-il disponible ? On peut mesurer le courant des FET (= tension aux bornes de R8) et augmenter la limite de courant avec R16 jusqu'à 20 % au-dessous du courant de drain permis. Il faut bien entendu court-circuiter la sortie 230 V.

Le transformateur émet, surtout à vide, un bruit plus fort qu'en fonctionnement normal sur le secteur. Il faut en chercher la cause dans la démagnétisation spontanée due à la tension rectangulaire. La saturation du noyau à vide est une épreuve particulièrement pénible pour les oreilles. Les symptômes optiques de ce phénomène se manifestent à l'oscilloscope par les courants, dont le comportement proche de dents de scie fait place à des pointes bien distinctes. Il faudrait rajouter quelques spires aux enroulements 12 V. Si cela s'avère trop compliqué, une autre possibilité consiste à augmenter légèrement la fréquence en diminuant R11. La fréquence de fonctionnement de l'onduleur passera peut-être à 55 Hz, mais elle n'est dans tous les cas pas assez précise pour un radioréveil et les autres appareils consommateurs s'en balancent.

Résultats

L'absence de régulation rend la tension de sortie dépendante de celle de l'accumulateur. La dépendance, déterminée avec un projecteur halogène 150 W en guise de charge, est indiquée dans le **tableau 1**.

La tension de sortie dépend du rapport de transformation et du courant de sortie du transformateur. Pour atteindre 230 V à partir de 13 V, il faut un transformateur muni de 2 enroulements 11 V. La mesure du rendement maximum du prototype a donné 94 %.



(020435)

Télécommandes pour le PC

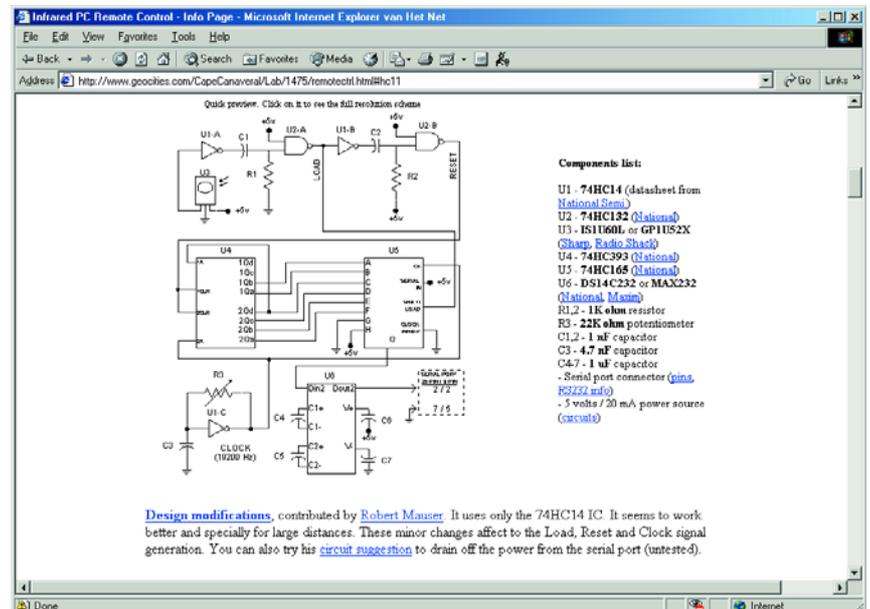
À récepteur IR de fabrication-maison

Harry Baggen

L'ordinateur étant de plus en plus souvent utilisé en centrale multimédia, pour l'enregistrement et la reproduction de vidéo et d'audio, l'utilisateur ressent de plus en plus le besoin de pouvoir commander à distance un certain nombre de fonctions, tout comme il le fait avec son installation audio ou son système TV/magnétoscope/lecteur de DVD. Il est extrêmement facile, à l'aide d'une télécommande IR standard, d'un récepteur IR de fabrication-maison, le tout épaulé par un zeste de logiciel, d'obtenir un tel mode de fonctionnement.

Un certain nombre de fabricants proposent, pour la commande des fonctions d'un PC, des télécommandes spéciales associées à des récepteurs. On découvre, sur la plupart de ces télécommandes, une sorte de système se substituant à une souris de sorte qu'il devient possible, sans fil, de se déplacer sur l'ensemble de l'écran. Le récepteur IR prend souvent la forme d'un petit module de réception qu'il faudra relier par câble à un port série du PC. Le logiciel accompagnant l'ensemble se charge du traitement des signaux IR. Bien souvent cet ensemble accompagne une carte-TV mais dans ce cas-là les fonctionnalités disponibles restent limitées aux fonctions TV et radio les plus importantes.

Il existe heureusement aujourd'hui d'autres possibilités pour coupler une télécommande au PC. Grâce à quelques programmeurs émérites il est devenu possible de réaliser, à l'aide d'une télécommande standard, en s'aidant d'un matériel relativement simple, une télécommande sans fil. Nous réaliserons notre propre récepteur IR, ce qui ne devrait naturellement pas poser de problème à un lecteur d'Elektor. (À noter que si vous possédez déjà une télécommande IR et le récepteur correspondant, une carte-TV par exemple, il devrait être parfaitement possible, dans la plupart des cas, d'utiliser ce set avec les programmes énumérés plus loin). On trouve, sur Internet, nombre de descrip-



tions de récepteurs IR à réaliser soi-même. Les projets vont de la variante la plus rudimentaire au modèle piloté par microcontrôleur, mais restent en tout état de cause de petits montages qu'il est possible de réaliser sans trop de problème. Dans la majorité des cas, les auteurs de ces projets mettent gratuitement à disposition les codes .hex à mettre

dans le microcontrôleur concerné. **How to build an IR receiver** [1] de Alessio Sangalli montre de façon détaillée et avec force photos que la réalisation d'un récepteur IR est à la portée d'un amateur d'électronique même s'il n'est pas un mousquetaire du fer à souder. Le projet est des plus simples, se composant d'un module de réception IR, d'un régu-

lateur de tension et de 3 composants passifs.

On trouve d'autres projets de ce calibre, richement illustrés eux aussi, sur le site de **Heatseekerz** [2] et celui (en allemand) de **Overclocked Inside** [3]. La spécificité de ce dernier site est que l'on y utilise un morceau de platine d'expérimentation à pastilles, alors que sur les 2 autres sites mentionnés, les composants sont directement soudés aux broches du connecteur sub-D.

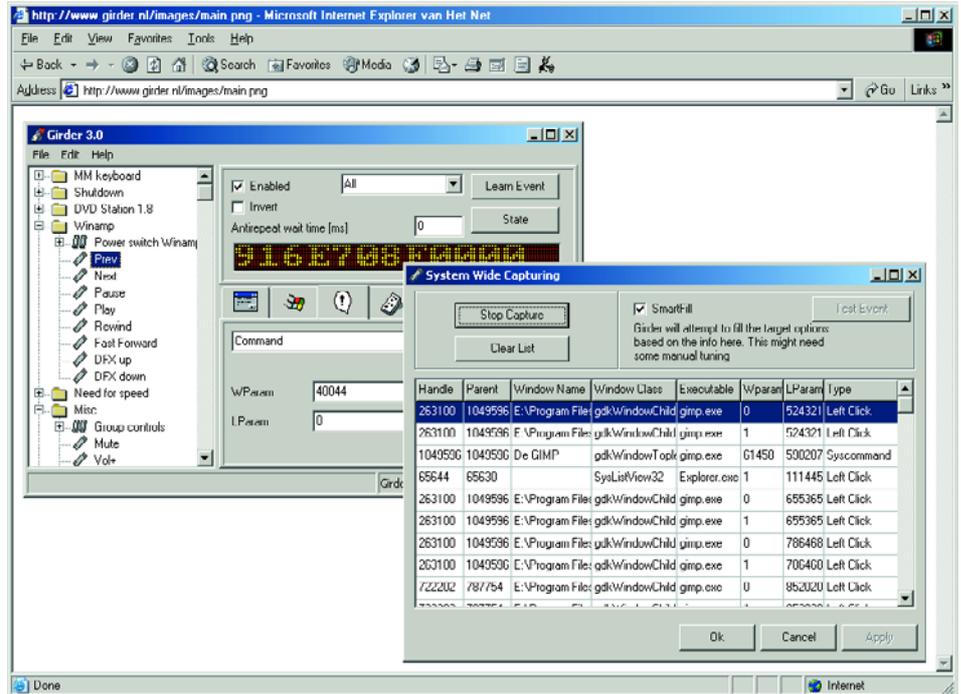
La page Info de **Infrared PC Remote Control** [4] présente une approche plus universelle. On y présente différents types de récepteurs avec ou sans contrôleur. On y mentionne également les logiciels nécessaires et on y présente quelques solutions concrétisées.

Cette page donne en outre un lien de téléchargement du programme shareware PC Remote Control.

On trouve, sur la page **UIR** [5], un montage de récepteur à base de PIC12C508/509. L'auteur montre comment il est possible de réaliser une version à base de composants standards et une autre utilisant des composants CMS (à Montage en Surface). Le **Universal Remote Control Receiver** [6] est un récepteur reposant sur un PIC16F84. Il convient, dit la documentation, à pratiquement toutes les télécommandes du commerce. L'auteur propose tant le code hexadécimal (.hex) que le dessin des pistes aux futurs réalisateurs de ce montage. Il existe également, chose rare de nos jours sur la Toile, un dossier tout en français. L'auteur propose également le logiciel correspondant, DRCS (*Dalton Remote Control Software*).

Le montage **Universal IR-receiver for serial interface** [7] est un montage comparable basé sur le projet précédent. On le trouvera sur le site de la faculté d'électronique de l'Université d'Ulm (RFA).

On a besoin, outre du matériel (émetteur et récepteur), de logiciel pour le traitement des données sérielles et leur conversion en instructions à destination de l'ordinateur. **LIRC** (*Linux Infrared Remote Control*) [8] est un programme universel qui se charge de ces fonctions. Il existe une version pour Windows disponible sur la page d'accueil de **WinLIRC** [9].



Girder [10] est un outil d'automatisme shareware tournant sous Windows capable de reconnaître un nombre impressionnant de formats de télécommandes différents qu'il utilise pour la commande de programmes tournant sous Windows et de matériels PC. En raison de la popularité de ce programme nombre de formats IR exotiques sont supportés grâce à l'entrain d'utilisateurs passionnés et actifs. La liste des plug-ins disponibles ne manquera pas de vous impressionner !

IRAssistant [11] proposé gratuite-

ment pour une utilisation privée permet aussi, de simuler, par le biais d'une télécommande, les mouvements de souris, de démarrer des programmes et de les utiliser, voire même d'exécuter des macros.

Il nous reste, pour terminer, à mentionner **uICE** [12] de MediaTexX. Ce programme shareware offre de nombreuses possibilités de commande de logiciels et de matériels. Le programme possède une interface ressemblant à Office et propose un menu affiché à l'écran et un affichage écran qui ressemble beaucoup aux affichages proposés par les téléviseurs les plus modernes.

(045012)

Adresses Internet :

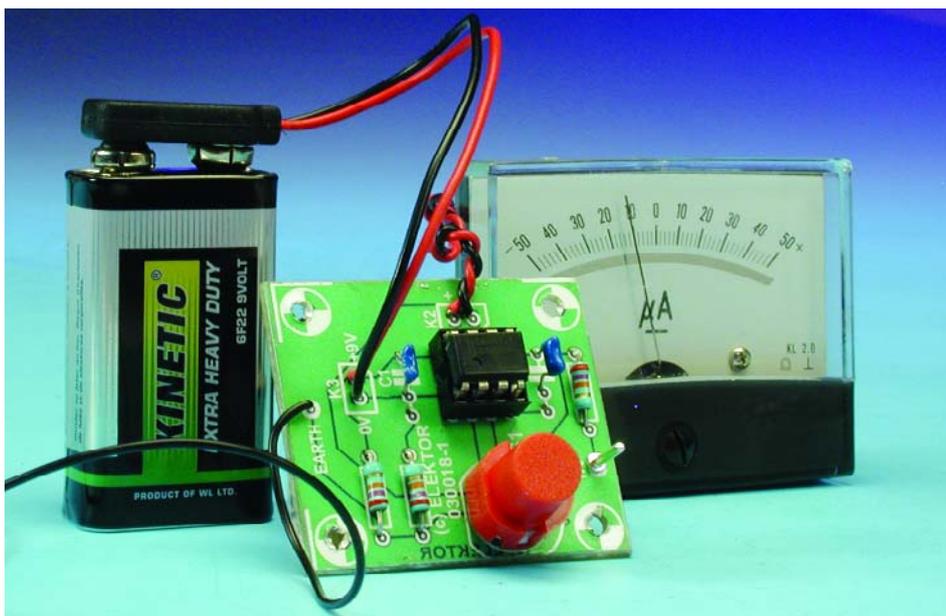
- [1] How to build an IR receiver: <http://lnx.manoweb.com/lirc/>
- [2] Heatseekerz - remote control: www.heatseekerz.net/index.php?page=articles&id=4&pagenum=1
- [3] www.ocinside.de - OverClocked inside: www.ocinside.de/go_d.html?html/lir_receiver/lir_receiver_d.html
- [4] Infrared PC Remote Control - Info Page: www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/1475/remotectrl.html
- [5] UIR - Universal Infrared Receiver: <http://fly.cc.fer.hr/~mozgic/UIR/>
- [6] Dalton Electronics - URCR: www.dalton-electronics.com/URCR/URCR.aspx
- [7] Universal IR-receiver, Microelectronics Department, University of Ulm: <http://mikro.e-technik.uni-ulm.de/research/urcr.html>
- [8] LIRC - Linux Infrared Remote Control: www.lirc.org/
- [9] WinLIRC Homepage: <http://winlirc.sourceforge.net/>
- [10] Girder: www.girder.nl/
- [11] IRAssistant: www.irassistant.com/dotcom/v_current/
- [12] MediaTexX Software Solutions: www.mediatexx.com/

Chargemètre

Sur la piste du Coulomb

Burkhard Kainka

Bien que les charges électrostatiques constituent un danger pour les composants électroniques sensibles, il n'est resté pas moins possible de les mesurer.



Dans un laboratoire s'occupant d'électronique, les charges électrostatiques sont un danger potentiel redoutable. Une moquette peut aisément se charger jusqu'à un potentiel de 20 kV. Une entrée en contact sans prise de précaution avec un circuit intégré sensible peut facilement en entraîner le trépas prématuré. Si les décharges électrostatiques posent des problèmes leur étude d'en est pas moins très intéressante. Il est possible ainsi de constater que 2 personnes possédant des souliers aux semelles de matériau différent qui se déplacent sur le même revêtement de sol peuvent se charger à des polarités différentes. Nombre de questions de physique moderne restées ouvertes attendent une

réponse. Est-il vrai que les femmes se chargent pour la plupart en négatif, alors que les hommes tendent à être positifs ? Ou cette affirmation n'est-elle rien de plus qu'un bruit lancé par des célibataires endurcis ? Seule une enquête effectuée sur un nombre d'individus suffisant pour permettre d'établir des statistiques fondées pourrait répondre à cette question, enquête à laquelle pourraient participer le plus grand nombre de lecteurs possible d'Elektor. La grandeur de mesure décisive, lors d'expérimentations avec l'électricité statique n'est pas la tension, mais la

charge électrique mesurée en Coulomb. Il n'est obligé qu'une tension élevée soit dangereuse, si le « réservoir » ne possède qu'une faible capacité. La relation décisive est rendue par l'équation suivante :

$$\text{Charge} = \text{Capacité} \times \text{Tension}$$

Un être humain possède une capacité très faible de quelques picofarads seulement. Dans ces conditions, une charge jusqu'à plusieurs kilovolts se traduit par une charge de l'ordre de quelques centaines de nanocoulombs (100 nC).

Le concept du circuit

Les éléments principaux de notre chargemètre sont en fait un condensateur de mesure et un amplificateur de mesure à impédance très élevée. Un objet chargé devra entrer brièvement en contact avec l'entrée de mesure. La charge se répartit alors également entre le corps chargé et le condensateur, de sorte que ce dernier se charge. Il est possible, grâce à l'amplificateur de mesure et à un voltmètre classique, de mesurer cette charge. Un saut de tension de 1 V correspond, avec le condensateur de mesure de 100 nF utilisé ici, à une charge mesurée de 100 nC. Avec une tension d'alimentation de 9 V, la plage de mesure d'étend de quelque -300 nC à de l'ordre de +300 nC.

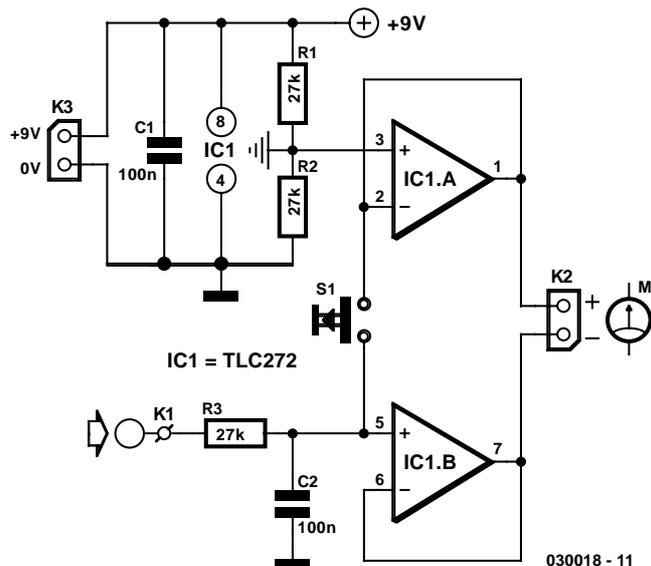


Figure 1. L'électronique de notre chargemètre est extrêmement simple.

tant que cette tension auxiliaire soit bien mise à la terre, par le biais, par exemple, d'une liaison électrique à une canalisation d'eau. Il faut, avant d'effectuer la mesure proprement dite, actionner le bouton-poussoir de mise à zéro. L'affichage du voltmètre devrait indiquer « 0 ». L'action sur le bouton-poussoir n'a pas pour effet de réaliser vraiment une décharge, mais de charger le condensateur à la moitié de la tension d'alimentation. Cependant, comme la borne négative du charge-mètre se trouve à une tension auxiliaire de 4,5 V, il affichera un « 0 ».

Processus de mesure

Il est possible maintenant de faire entrer un « objet » chargé en contact avec l'entrée de mesure. Le dit objet de mesure pourra, en fonction de la polarité de sa charge, soit charger quelque peu le condensateur, soit le

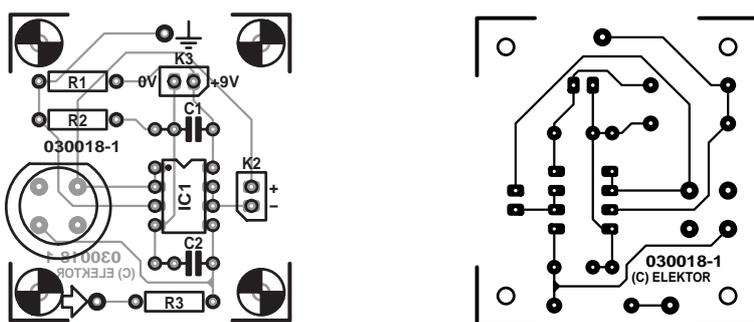
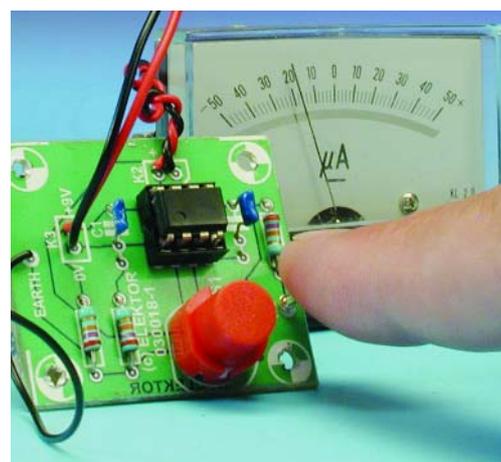


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine.



Liste des composants

Résistances :

R1, R2, R3 = 27 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

IC1 = TLC272CP (Texas Instruments)

Divers :

K1 = picot

K2 = bornier de connexion pour galvanomètre à bobine mobile ou multimètre

K3 = pile 9 V + connecteur à pression

S1 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail tel que, par exemple, D6-R

Nous utilisons ici un amplificateur opérationnel à entrée à FET vu qu'il est d'une importance capitale que l'entrée ait une impédance extrêmement élevée. Même après une mesure de plusieurs minutes, il n'y a pas de changement important de la tension de mesure. L'amplificateur de mesure proprement dit est monté

en ampli-tampon à contre-réaction totale et gain unitaire.

Le second amplificateur opérationnel IC1.A fournit une tension auxiliaire à faible impédance et de niveau égal à la moitié de la tension d'alimentation. Il est partant possible, à l'aide d'une source de tension asymétrique, de mesurer les 2 polarités. Il est impor-

decharger légèrement. Le changement de la tension se fait brutalement, on mesure ainsi une tension soit positive soit négative selon la polarité de la charge mesurée. La durée de contact avec l'entrée de mesure ne joue pas de rôle. L'important est que l'objet de mesure soit bien isolé.

Si vous avez encore de vagues souvenirs de vos cours de physique, vous vous rappellerez sans doute que les expériences d'électricité statique tenaient plus de la chance. La charge réellement portée par un objet dépend d'éventuelles erreurs d'isolation. L'humidité de l'air joue, elle aussi, un rôle très important. C'est quand l'air est sec que l'on observe le mieux les décharges électrostatiques. De plus, des ions libres se promenant dans l'air ambiant peuvent avoir un effet sur la quantité de charge. Notre chargemètre permet ainsi d'observer éloquentement le fonctionnement d'un ionisateur d'air.

(030018)