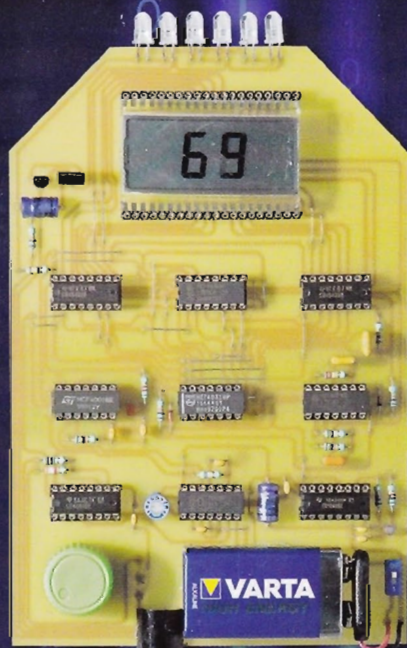


**ÉCLAIRAGE  
redondant**

**ANALYSEUR  
de trafic USB**

**CENTRALE SOLAIRE  
secourue par le secteur**

**STROBOSCOPE  
à leds  
haute luminosité**

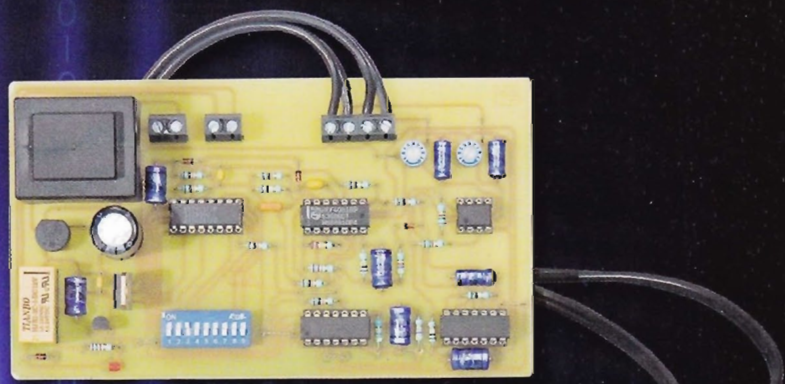


• FRANCE : 6,00 € • DOM AVION : 7,40 € • DOM  
SURFACE : 6,80 € • TOM/S : 900 CFP • PORTUGAL  
CONT. : 6,90 € • BELGIQUE : 6,50 € • ESPAGNE : 6,90 €  
• GRÈCE : 6,90 € • ITALIE : 6,80 € • MAROC : 66 MAD  
• TUNISIE : 9,50 TND • CANADA : 9,75 SCAD

L 14377 - 375 - F: 6,00 €

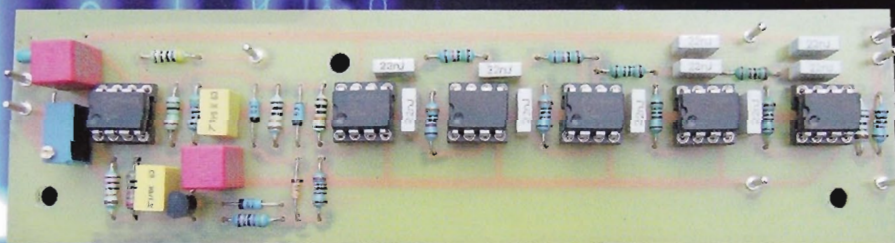


**LES DUINOMITE  
de véritables  
petits ordinateurs**



**TÉLÉCOMMANDE  
ORIGINALE  
d'une porte de garage**

**COMPRESSION DYNAMIQUE  
en audio**



## 24 / 192

Les interfaces USB Hiface, Hiface Evo et Hiface Young sont conçues pour obtenir la meilleure qualité audio directement depuis un ordinateur personnel. Elles permettent la lecture numérique directe d'un fichier audio stocké sur le disque-dur. Le fichier est directement "streamé" du disque-dur avec des résolutions allant de 16bits/44kHz jusqu'à la résolution HD master 24bits/192kHz.



### Hiface BNC:

Clef USB 2.0 vers S/PDIF sur BNC  
Ultra faible jitter, faible bruit de phase  
auto alimenté

### Hiface RCA:

Clef USB 2.0 vers S/PDIF sur RCA  
Ultra faible jitter, faible bruit de phase  
auto alimenté



Face avant

Face arrière

### Hiface Evo:

Interface multinumérique USB 2.0 vers S/PDIF (RCA et BNC), AES/EBU (XLR), optique (TosLink et ST) et I2S (RJ45). Ultra faible jitter, faible bruit de phase, élégant coffret en aluminium.



Face arrière



Face avant

### Hiface Young

Interface multinumérique et convertisseur D/A capable d'échantillonner les signaux numériques jusqu'à la résolution de 32bits/384kHz (entrée USB). A 32 bits -D / un circuit intégré est utilisé en mode non conventionnel pour permettre le fonctionnement interne en 768 kHz. Le tampon de sortie utilise un amplificateur opérationnel spécial avec très faible bruit et THD grâce à son étage de sortie en classe-A.

- Échantillonnage Fréquences(kHz) : 44.1, 48, 88.2, 96, 176.4\*, 192\*, 352.8\*\*, 384\*\* (\*: pas sur Toslink \*\*: seulement USB)
- Résolution : jusqu'à 16 de 24 bits (S/PDIF, AES/EBU, optique), 16 et 32 bits (USB)
- Réponse en fréquence : +0.1/-0.5dB de 10-20 kHz (fs = 44,1 kHz) +0.1/-0.1dB 10-90 kHz (fs = 384 kHz)
- Rapport S/B : 121dB (A pondérée, 192 kHz, 24 bits, bande passante 20 kHz)

# ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 375 - OCTOBRE 2012

## Micro/Robot/Domotique

- 8 Les DuinoMite.  
De véritables petits ordinateurs
- 26 Un éclairage redondant
- 31 Télécommande originale d'une porte de garage

## Loisirs

- 18 Centrale solaire secourue par le secteur

## Mesure

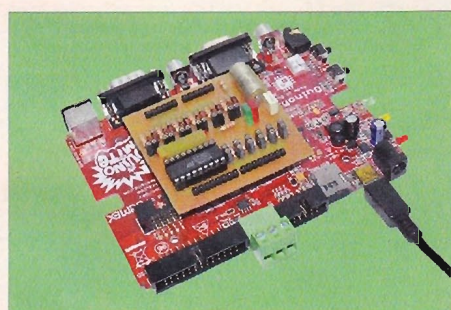
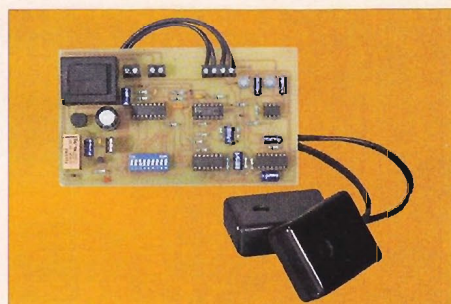
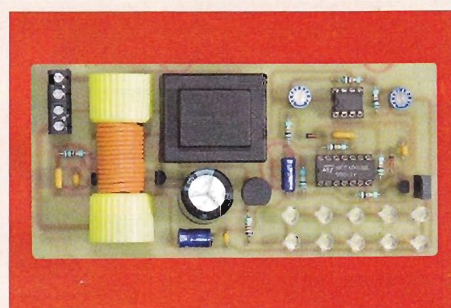
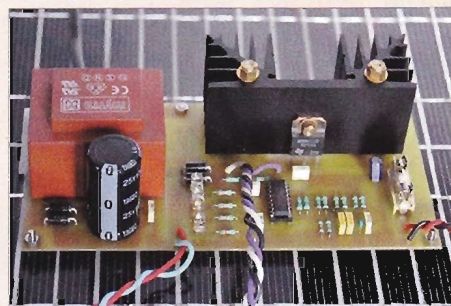
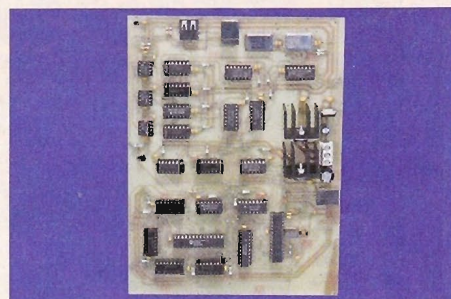
- 38 Analyseur de trafic USB
- 55 Stroboscope à leds haute luminosité

## Audio

- 61 La compression dynamique en audio

## Divers

- 6 Bulletin d'abonnement
- 17 Vente du CD «Picaxe à tout faire»
- 17 Vente des Hors-séries audio
- 36 Vente des anciens numéros
- 37 Vente du CD «Année 2010»
- 66 Petites annonces



Fondateur : Jean-Pierre Ventillard - **TRANSOCEANIC SAS** au capital de 170 000 € - 3, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80 - Fax : 01 44 65 80 90  
Internet : <http://www.electroniquepratique.com> - Président : Patrick Vercher - Directeur de la publication et de la rédaction : Patrick Vercher  
Secrétaire de rédaction : Fernanda Martins - Couverture : Fernanda Martins - Photo de couverture : © vectomart - Fotolia.com - Photographe : Antonio Delfim  
Avec la participation de : R. Knoerr, Y. Mergy, P. Oguic, J.L. Vandersleyen, O. Viacava

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01 64 66 16 39 - **COMPTABILITÉ** : Véronique Laprie-Bérout - **PUBLICITÉ** : À la revue, e-mail : [pubep@fr.oleane.com](mailto:pubep@fr.oleane.com)

I.S.S.N. 0243 4911 - N° Commission paritaire : 0914 T 85322 - Distribution : MLP - Imprimé en France/Printed in France

Imprimerie : Imprimerie de Compiègne, ZAC de Mercières, BP 60524, 60205 Compiègne Cedex - DEPOT LEGAL : OCTOBRE 2012 - Copyright © 2012 - **TRANSOCEANIC**

**ABONNEMENTS** : 18-24, quai de la Marne - 75164 Paris Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 80 26 - Fax : 01 42 00 56 92. - Préciser sur l'enveloppe « Service Abonnements »

**ATTENTION !** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

**Abonnements USA - Canada** : Contacter Express Mag - [www.expressmag.com](http://www.expressmag.com) - [expressmag@expressmag.com](mailto:expressmag@expressmag.com) - Tarif abonnement USA-Canada : 60 €

**TARIFS AU NUMÉRO** : France Métropolitaine : 6,00 € • DOM Avion : 7,40 € • DOM Surface : 6,80 € • TOM/S : 900 CFP • Portugal continental : 6,90 €

Belgique : 6,50 € • Espagne : 6,90 € • Grèce 6,90 € • Italie : 6,80 € • Maroc : 66 MAD • Tunisie : 9,50 Tnd • Canada : 9,75 \$CAD

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue *Electronique Pratique* sont rigoureusement interdites, ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc. Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société **TRANSOCEANIC**.





# abonnez-vous

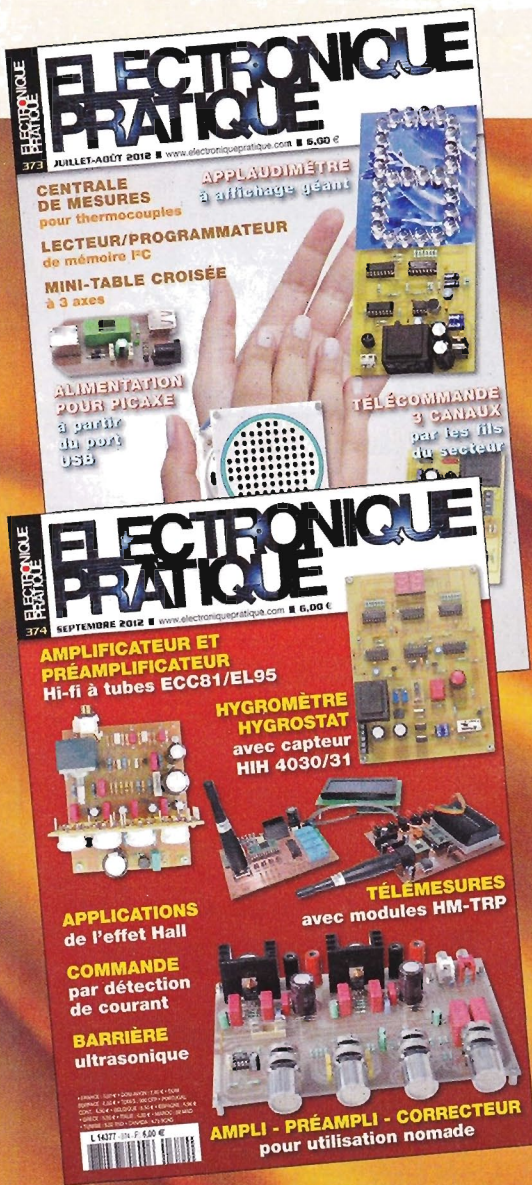
## ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

MENSUEL - 11 NUMÉROS PAR AN

Le prix de l'abonnement reste inchangé

# 43 €

seulement  
au lieu de 66 €  
Prix de vente au numéro  
France métropolitaine



Bon à retourner accompagné de votre règlement à :

**Electronique Pratique, service abonnements, 18/24 quai de la Marne 75164 Paris Cedex 19**

M.       M<sup>me</sup>       M<sup>lle</sup>

Nom

Prénom

Adresse

Code postal

Ville/Pays

Tél ou e-mail

Je désire que mon abonnement débute avec le n° : \_\_\_\_\_

**Abonnement 11 numéros** - France Métropolitaine : 43,00 € - DOM par avion : 50,00 € - TOM par avion : 60,00 €  
Union européenne + Suisse : 52,00 € - Europe (hors UE), USA, Canada : 60,00 € - Autres pays : 70,00 €

**Offre spéciale étudiant - 11 numéros (Joindre obligatoirement un document daté prouvant votre qualité d'étudiant)**

France Métropolitaine : 35,00 € - DOM par avion : 45,00 €  
Union européenne + Suisse : 47,00 € - TOM, Europe (hors UE), USA, Canada : 55,00 € - Autres pays : 65,00 €

Je choisis mon mode de paiement :

- Chèque à l'ordre d'Electronique Pratique. Le paiement par chèque est réservé à la France et aux DOM-TOM
- Virement bancaire (IBAN : FR76 3005 6000 3000 1728 445 • BIC : CCFRFRPP)
- Carte bancaire      J'inscris ici mon numéro de carte bancaire

Expire le

J'inscris ici les trois derniers chiffres du numéro cryptogramme noté au dos de ma carte

Signature (obligatoire si paiement par carte bancaire)

Conformément à la loi Informatique et libertés du 06/01/78, vous disposez d'un droit d'accès et de vérification aux données vous concernant.

EP375

# Reichelt Elektronik

## Prix et performance parfaitement en ordre

**R**eichelt Elektronik offre aux utilisateurs professionnels de stations de soudage des solutions alternatives «bon marché».

L'expéditeur spécial de composants électroniques Reichelt montre, grâce à la station de soudage numérique LF-3000 du fabricant taiwanais Xytronic, qu'il est possible d'obtenir un outil professionnel à des prix qui ne soient pas nécessairement élevés.

Le spécialiste en électronique Reichelt présente sur son site internet [www.reichelt.com](http://www.reichelt.com) de nombreuses offres intéressantes pour les utilisateurs professionnels. Dans le domaine des techniques de soudage, Reichelt offre un programme complet comprenant des appareils performants et des accessoires adaptés. En plus des stations de soudage utilisées pour les soudures sans plomb, le programme compte des systèmes d'aspiration des fumées de soudage, des stations à air chaud, des stations de dessoudage, des aiguilles à souder, de l'étain à souder, des flux décapants et bien plus encore.

### Meilleure vente en matière de techniques haute fréquence innovantes

La station de soudage numérique LF-3000 du fabricant taiwanais Xytronic constitue dans ce segment une des

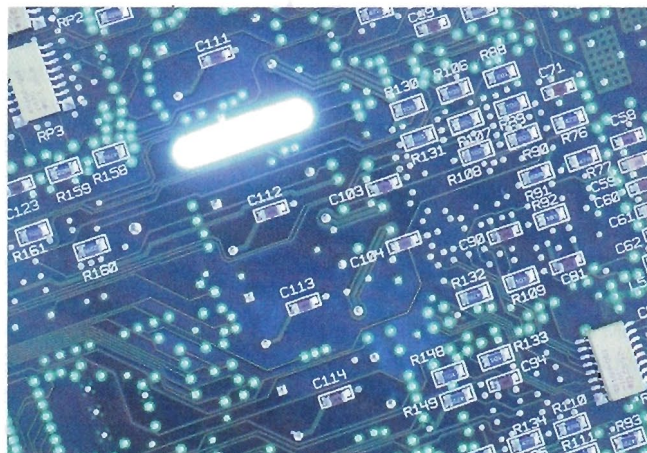
meilleures ventes. La LF-3000 offre un excellent rapport qualité-prix et de nombreuses caractéristiques qui sont particulièrement intéressantes dans le cadre d'une utilisation professionnelle, explique Holger Engelbrecht, chef de produits en matière de techniques de soudage chez Reichelt. D'un point de vue technique, elle offre surtout un élément chauffant haute fréquence innovant qui permet des temps de chauffe très courts et une précision de contrôle élevée, selon les exigences des utilisateurs professionnels.

### Travaux conformes à la RoHS et l'ESD

Avec une plage de puissance allant jusqu'à 90 W et une plage de températures entre 100 et 520°C, la station de soudage Xytronic est idéale pour les soudures sans plomb conformes à la directive RoHS. Grâce à un régulateur de tension-tension résiduelle doté d'une isolation galvanique dans le réseau, les composants électrostatiques sensibles peuvent être soudés de manière sûre et sans dommage. Une prise de compensation du potentiel permet également de réaliser des travaux selon l'ESD. Le fer à souder livré en série fonctionne à une basse tension de 36 V et est doté d'une aiguille à souder chauffée par l'intérieur, avec un capteur de température intégré pour une précision de contrôle élevée de  $\pm 3^\circ\text{C}$ .



La station de soudage LF-3000 de Xytronic est idéale pour les soudures sans plomb conformes à la RoHS.



Les stations de soudage proposées par Reichelt sont utilisées notamment dans les entreprises d'entretien et de réparation et par les fabricants de composants électroniques, comme les cartes de circuits par exemple.

## Spécialiste prototypes & petites séries

**EURO**  
CIRCUITS

PCB proto	prototypes Double Face & 4 couches
STANDARD pool	jusqu'à 8 couches avec nombreuses options
TECH pool	tracés cuivre jusqu'à 100µm en pooling
IMS pool	circuits semelle aluminium en pooling
On demand	toutes options jusqu'à 16 couches

Renseignements au +33 (0)3 86 87 07 85 - Courriel [euro@eurocircuits.com](mailto:euro@eurocircuits.com)  
Fabricant Européen de circuits imprimés professionnels

### Tous services

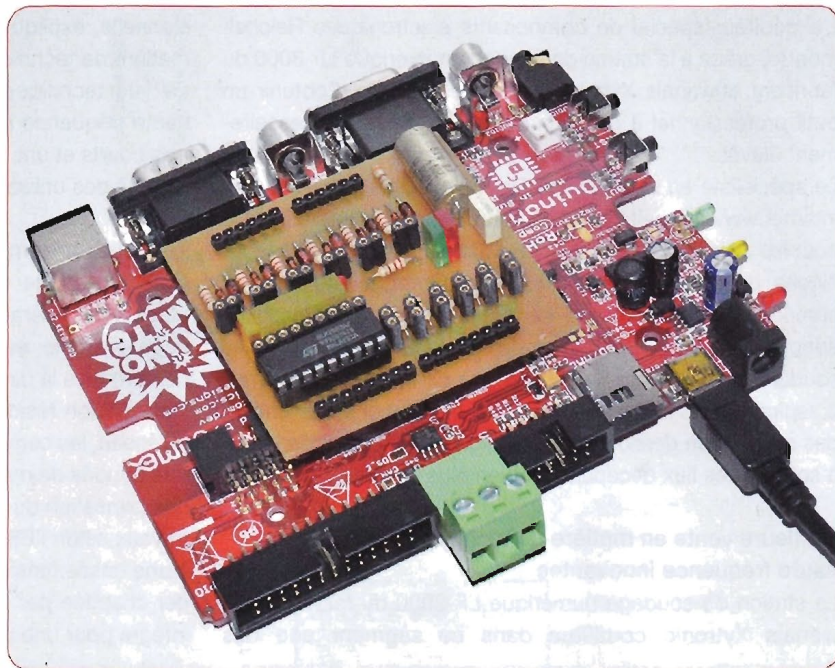
- Calcul de prix et commandes instantanés
- Pas de frais d'outillages
- Pas de minimum de commande
- Pas de paiement en ligne
- Délais à partir de 2 jours ouvrés
- Pochoirs pâte à braser

[www.eurocircuits.fr](http://www.eurocircuits.fr)

# Les DuinoMite

## De véritables petits ordinateurs

Nous allons nous intéresser à une production de la société OLIMEX, connue pour ses nombreux produits et ses platines de développements à base de microcontrôleurs variés. Le produit que nous avons souhaité vous présenter est un véritable petit ordinateur de 13 cm x 12 cm, dont le microcontrôleur contient un interpréteur Basic. De nombreux ports permettent son interfaçage avec des systèmes externes.



Les «DuinoMite» sont des platines de développements, compactes, basées sur l'utilisation du microcontrôleur PIC32MX795F512 de la Sté Microchip Technology. Il est cadencé à une vitesse de 80 MHz, contient une mémoire «flash» de 512 koctets, une mémoire RAM de 128 koctets, un port USB avec fonctionnalité OTG (On The Go), des UART, un bus I<sup>2</sup>C, un bus CAN (uniquement le DuinoMite-Méga), des convertisseurs AD et un PMP (GPIO à 80 MHz). Ce sont des ordinateurs complets, contenant un interpréteur Basic appelé MM-Basic. Lorsqu'un clavier PS2 et un moniteur VGA y sont connectés, ils deviennent indépendants et leur programmation peut s'effectuer sans l'aide d'un PC.

Il existe plusieurs modèles de platines :

- Le DuinoMite-mini (clichés 1 et 2)
- Le DuinoMite (clichés 3 et 4)
- Le DuinoMite-Méga (clichés 5 et 6)

DuinoMite est une plateforme «open source». Les schémas et fichiers sont librement téléchargeables sur le site du fabricant : [www.olimex.com](http://www.olimex.com).

Deux autres platines sont en cours de développements :

- le DuinoMite-eMéga (clichés 7 et 8) avec interface Ethernet 100 Mbps, mémoire «flash» interne 2 MB et connecteur PMP, avec horloge de 80 MHz, pouvant être utilisé pour l'interfaçage des écrans TFT et des convertisseurs rapides, avec affichage couleur VGA possible. La rapidité du PMP (port externe) permettra de transformer le DuinoMite-eMéga en analyseur logique ou en oscilloscope numérique
- le PIC32-T795, platine de développements «low cost» d'usage général.

De plus, le prix de ces platines ne gêne rien : de 25 € pour la plus petite à environ 60 € pour le DuinoMite-eMéga. Cela ne représente même pas le prix des composants achetés au détail.

### Le HARDWARE

La description du «hardware» est basée sur la platine DuinoMite-Méga. Celui-ci est en effet très semblable à celui des autres platines.

Les différents ports sont indiqués sur le dessin représenté en figure 1.

### L'alimentation

Elle peut être réalisée de quatre manières différentes :

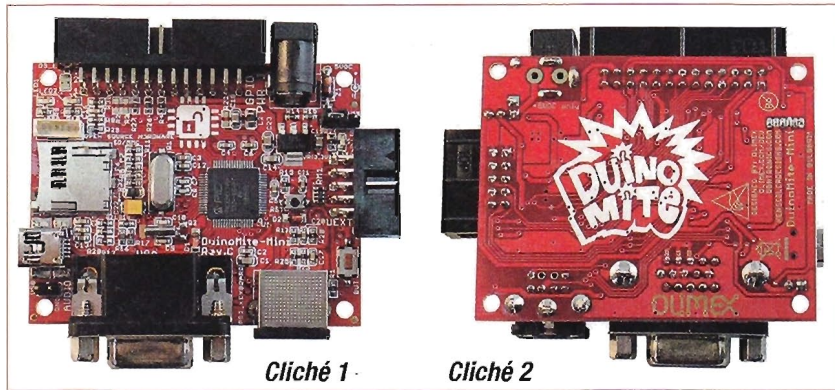
- Par le connecteur d'alimentation, sur lequel peut être appliquée une tension positive comprise entre 9 V et 30 V. La régulation de l'alimentation étant effectuée par un convertisseur CC/CC, la consommation de la platine est la même quelle que soit la valeur de la tension primaire. De plus, aucune dissipation de chaleur n'est à craindre, contrairement aux alimentations à régulateurs intégrés.

Une diode protège le système contre les inversions des polarités.

- Avec un moniteur VGA et un clavier connectés, le DuinoMite-Méga fonctionnant à la vitesse maximale, la consommation atteint 100 mA sous 12 V de tension primaire, 30 mA sous 30 V et remonte à 130 mA sous 9 V

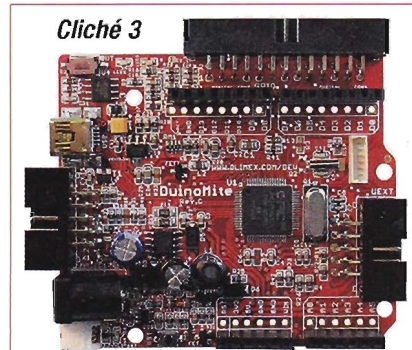
- Par le connecteur USB, lorsque la platine est connectée au port USB d'un ordinateur PC. Les 5 V sont alors amenés par le câble. Cependant, cer-



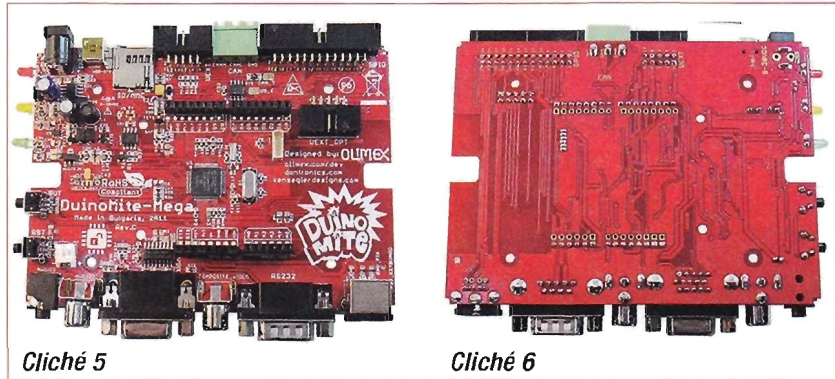


Cliché 1

Cliché 2

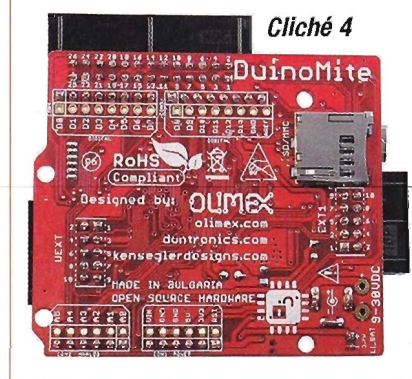


Cliché 3

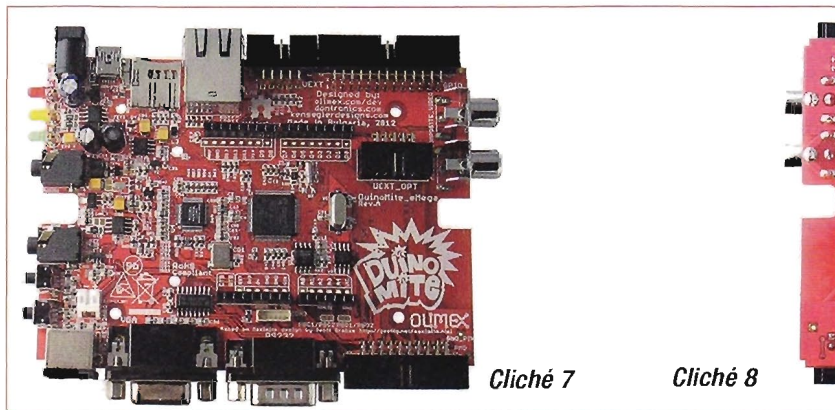


Cliché 5

Cliché 6



Cliché 4



Cliché 7

Cliché 8

tains connecteurs USB ne peuvent débiter que 100 mA, alors que le DuinoMite peut consommer jusqu'à 140 mA en fonction de sa fréquence de fonctionnement.

Dans ce cas, ces ports USB ne peuvent alimenter la platine

- Par la broche VIN des connecteurs (pour «Arduino shields») présents sur la carte
- Par une batterie LiPo : les platines DuinoMite-Méga et DuinoMite sont équipées d'un chargeur de batterie LiPo. L'état de charge de la batterie peut être mesuré par la broche RB2 du microcontrôleur. Le DuinoMite-Méga teste les entrées des connecteurs d'alimentation et USB, ou de la broche VIN, afin de mettre la batterie en char-

ge jusqu'à ce qu'elle atteigne 100% de sa capacité. Le passage entre les différents modes d'alimentation s'effectue automatiquement.

Le connecteur de batterie présent sur la carte accepte une capacité de 1 400 mA et une tension de 3,7 V.

Avec un moniteur VGA connecté et à la fréquence de fonctionnement maximale, le DuinoMite-Méga peut fonctionner une dizaine d'heures à l'aide de la batterie

### Le port USB

Le microcontrôleur PIC32MX795 contient un contrôleur USB qui peut fonctionner dans deux modes :

- Périphérique USB. Dans ce mode, le port fonctionne en USB HID (human

interface device class) ou en USB CDC (communications device class) et peut émuler des périphériques comme un clavier, une souris, un port «série», etc. Ce mode est reconnu par tous les DuinoMite

- USB OTG (on the go). Dans ce mode, le port peut interfacer des périphériques tels que clavier USB, souris USB, caméras USB, imprimantes USB, des modules WIFI, des «Memory sticks» USB, etc. Bien évidemment, ces périphériques doivent posséder leur propre «driver» afin d'être reconnus. Ce mode n'est pas reconnu par le DuinoMite-Mini

Lorsque le DuinoMite travaille en «host» USB, il peut fournir un courant de

500 mA aux périphériques USB qui lui sont connectés.

Le MM-Basic utilise le port USB comme périphérique HID lors du boot lorsqu'un nouveau «firmware» est chargé dans le microcontrôleur, puis comme port «série» CDC, afin d'établir une liaison avec le PC sur lequel tourne un logiciel de terminal qui permet d'écrire le code dans le DuinoMite sans l'aide de moniteur ni de clavier.

## La mémoire micro SD-Card

Un connecteur de Micro SD Card est intégré aux DuinoMite. Il permet l'utilisation de cartes µSD formatées en FAT16 ou FAT32. Il n'est pas utile d'utiliser une carte mémoire très rapide, le cadencement étant effectué à 20 MHz.

Cette carte est utilisée par le système comme mémoire de masse ou disque, sur lequel peuvent être sauvegardés des fichiers. Elle apparaît dans le système comme disque B:, le disque A: étant un disque virtuel utilisant la mémoire «flash» interne du microcontrôleur PIC, d'une capacité de 256 kB.

Sur le disque B:, les programmes et données sont sauvegardés sous forme de textes standards et peuvent être lus sous Windows.

Avec la µSD-Card, dix fichiers peuvent être ouverts en même temps, tandis qu'un seul fichier peut l'être sur le disque A:.

La capacité maximale de la µSD-CARD est de :

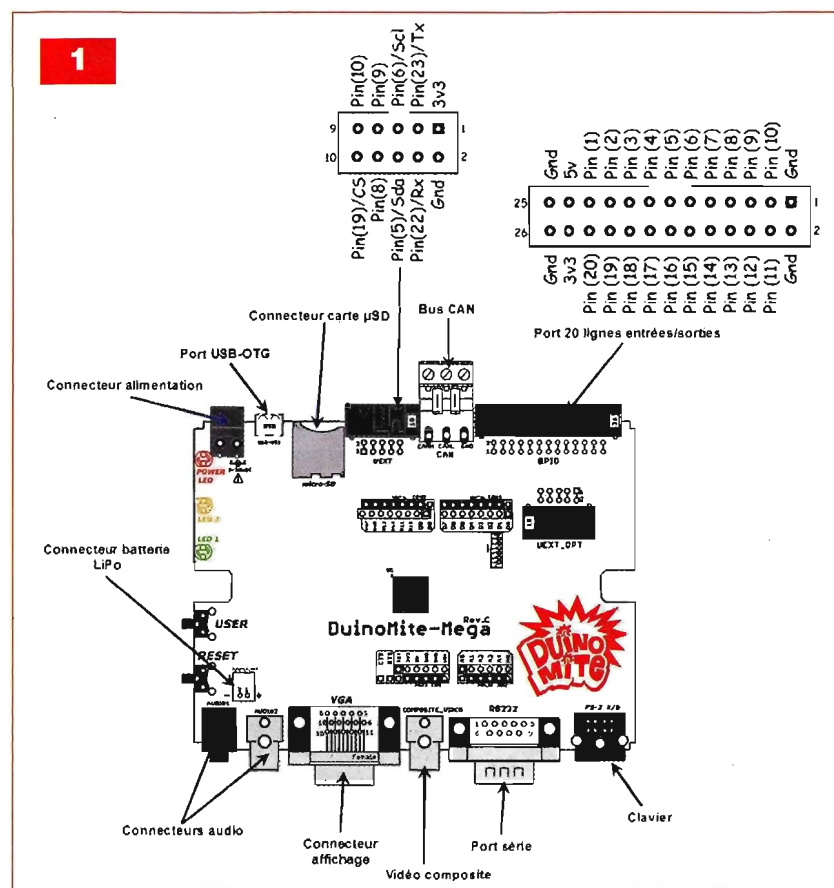
- 2 GB formatée en FAT16
- 2 TB formatée en FAT32

## Le connecteur UEXT

Le connecteur UEXT (Universal Extension Connector) permet de disposer de différents ports qui sont dédiés aux communications avec des systèmes externes (voir **figure 2**) :

- Un port «série» au standard CMOS : la ligne RXD est une «entrée» et la ligne TXD est une «sortie»
- Une interface SPI : le DuinoMite est le maître et le module externe est l'esclave. La ligne MISO est une «entrée» et la ligne MOSI est une «sortie»
- Une interface I<sup>2</sup>C : les lignes SDA et SCL sont équipées des résistances de rappels au (+) de l'alimentation

Il faut noter que certaines lignes du



connecteur UEXT peuvent être partagées avec d'autres périphériques du DuinoMite. Par exemple, l'interface SPI peut être partagée avec un écran LCD ou la carte µSD.

## Les connecteurs «ARDUINO SHIELDS»

L'Arduino est une platine de développements très connue, surtout utilisée par les débutants et les personnes ne possédant pas forcément de grandes connaissances en électronique. Arduino propose de nombreux modules pouvant s'enficher sur la platine de base et les uns sur les autres. Ces modules sont appelés «shields». Le DuinoMite-Méga est équipé des connecteurs pouvant recevoir ces «shields» (voir **figure 3**). Les différentes lignes sont réparties ainsi :

- D0 à D13 : entrées/sorties numériques
- A0 à A5 : entrées analogiques (tension maximale de 3,3 V)
- VIN : entrée de la tension d'alimentation qui permet ainsi d'alimenter le DuinoMite par cette broche
- RST : reset
- CTS, RTS : signaux de «handshake»

du connecteur RS232 du DuinoMite-Méga

Le **tableau 1** indique la concordance entre la dénomination des broches sous MM-Basic, Arduino shield et le connecteur GPIO à 26 broches que nous verrons plus loin.

## Le bus CAN

Le bus CAN (Control Area Network) est un bus standard, généralement utilisé dans l'industrie automobile. Il permet aux microcontrôleurs et aux périphériques de communiquer entre eux, sans que la présence d'un µC «maître» soit nécessaire.

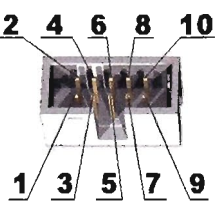
Le bus CAN n'est disponible que sur le DuinoMite-Méga.

Il n'est pas encore supporté par le MM-Basic, mais un futur «firmware» permettra de le contrôler comme un port «série» et sera vu comme un fichier.

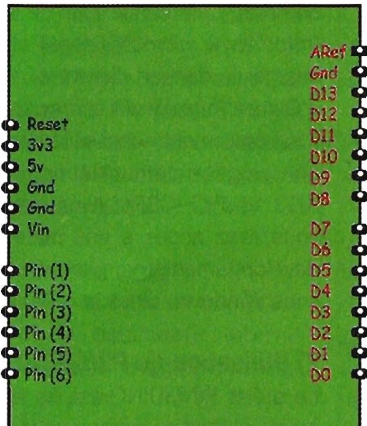
On pourra ainsi l'utiliser simplement par l'instruction **OPEN «CAN» AS #1** et utiliser ensuite les instructions :

- INPUT #
- INPUT \$
- PRINT #

Pin #	Signal Name
1	3.3V
2	GND
3	TXD
4	RXD
5	SCL
6	SDA
7	MISO
8	MOSI
9	SCK
10	SSEL



2



Connecteurs Arduino shield

3

Réf. MMBasic	Réf. Arduino	n° GPIO 26 pins
Pin(1)	A0	21
Pin(2)	A1	19
Pin(3)	A2	17
Pin(4)	A3	15
Pin(5)	A4	13
Pin(6)	A5	11
Pin(7)	D10	9
Pin(8)	D11	7
Pin(9)	D12	5
Pin(10)	D13	3
Pin(11)	D0	4
Pin(12)	D1	6
Pin(13)	D2	8
Pin(14)	D3	10
Pin(15)	D4	12
Pin(16)	D5	14
Pin(17)	D6	16
Pin(18)	D7	18
Pin(19)	D8	20
Pin(20)	D9	22
Gnd	Gnd	1, 2, 25, 26
+5 V	+5 V	23
+3,3 V	+3,3 V	24

Tableau 1

Pins	Entrée Ana.	Entrée Num.	Entrée Fréq.	Entrée période	Entrée Compt.	Interrupt. 0 vers 1	Interrupt. 1 vers 0	Sorties Num.	Sorties Numérik. Collect. ouvert
1	oui	oui	non	non	non	oui	oui	oui	oui
2	oui	oui	non	non	non	oui	oui	oui	oui
3	oui	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
4	oui	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
5	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
6	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
7	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
8	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
9	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
10	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
11	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
12	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
13	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
14	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
15	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
16	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
17	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
18	non	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
19	oui	oui	non	non	non	non	non	oui	oui
20	oui	oui	non	non	non	non	non	oui	oui

Tableau 2

Le connecteur du bus CAN dispense trois signaux : la paire torsadée CAN-H et CAN-L et la ligne de masse.

### Le connecteur GPIO

Le connecteur GPIO permet de disposer de 20 lignes d'entrées/sorties, mais

avec plusieurs restrictions. Le tableau 2 indique la fonction que peut occuper chacune de ces 20 lignes.

- les broches PIN(5) et PIN(6) (fond vert dans le tableau) sont partagées avec l'interface I<sup>2</sup>C (connecteur UEXT)
- les lignes PIN(8), PIN(9) et PIN(10) (fond bleu dans le tableau) sont partagées avec le connecteur UEXT et les signaux SPI de la µSD-CARD
- les broches PIN(11) et PIN(12) (fond orange dans le tableau) sont partagées avec le port COM4, connecteur RS232 DB9
- la broche PIN(19) (fond jaune dans le tableau) est partagée avec le signal UEXT\_#CS et VIDEO\_SEL
- la broche PIN(20) (fond mauve dans le tableau) est partagée avec LED2 et le signal VGA\_SYNC

Ainsi, si des accès sont effectués vers ces périphériques, les lignes concernées changeront d'état. Il convient donc de ne pas les utiliser, les utiliser avec prudence ou ne pas utiliser les périphériques concernés.

## Le clavier PS2

Un clavier peut être connecté au DuinoMite-Méga lorsqu'il est utilisé sans l'aide d'un PC.

La ligne CLOCK est connectée à RD6 du PIC et la ligne DATA est connectée à RD7.

Le clavier nécessite une alimentation de 5 V afin de fonctionner correctement. Il ne pourra donc pas être utilisé lorsque le DuinoMite sera alimenté au moyen de sa batterie LiPo.

## Le moniteur VGA

Le moniteur VGA utilise la ligne SPI du PIC32 afin de générer le signal «vidéo». Le signal VGA HSYNC est distribué par RD4 et le signal VGA SYNC est généré par RB12, également connecté à la LED2 (led jaune) et à la ligne «Arduino shield» D9.

Les signaux VGA rouge, vert et bleu sont connectés ensemble au moyen de straps sur le circuit imprimé du DuinoMite.

En sélectionnant ceux que l'on doit couper, on peut obtenir un affichage rouge, vert, bleu, ambre ou jaune.

Un signal «vidéo» composite est généré si le moniteur «vidéo» n'est pas connecté au DuinoMite.

Il est disponible sur un connecteur RCA. Les modes PAL, SECAM et NTSC sont

supportés. Il est à noter que la définition de l'affichage sera moindre qu'avec un moniteur VGA, mais celle-ci pourra être suffisante dans certains cas.

## Les sorties audio

Deux connecteurs «audio» sont disponibles sur les DuinoMite : un connecteur jack 3,5 mm et un connecteur RCA.

MM-Basic gère ces sorties et peut générer des fréquences allant de 20 Hz à 1 MHz.

En utilisant le paramètre «DUTY CYCLE», un signal PWM peut être généré sur ces sorties.

## Les leds

Le DuinoMite est équipé de trois leds indicatrices d'états :

- La led rouge illuminée indique la mise sous tension du DuinoMite au moyen d'une source de tension externe. Elle reste éteinte si l'alimentation s'effectue par la batterie LiPo
- La led jaune est la led de statut du fonctionnement. Si elle est illuminée, c'est que le signal «vidéo» est correctement généré et que la platine est prête à fonctionner
- La led verte est la led indiquant l'activité de la µSD-Card. Lorsqu'elle est illuminée, cela signale un accès à la mémoire de masse. C'est la ligne PIN(0) qui commande l'illumination et l'extinction de la led

## Les boutons-poussoirs

Le DuinoMite possède deux boutons-poussoirs marqués RESET et USER BUTTON.

Un appui sur RESET permet une remise à zéro du système et l'effacement de la mémoire.

Le DuinoMite possède un «boot loader» intégré qui permet la mise à jour de son «firmware» sans qu'un programmeur externe soit nécessaire.

Afin d'entrer dans le «boot loader», il suffit d'appuyer sur le bouton USER BUTTON, de rester appuyé et de presser et relâcher la touche RESET.

Au relâchement de la touche USER BUTTON, les leds jaune et verte clignent alternativement, afin d'indiquer que le DuinoMite est en mode «boot loader».

Il suffit ensuite de charger le nouveau fichier .HEX au moyen des utilitaires fournis.

## Le SOFTWARE

Il existe plusieurs façons de programmer le DuinoMite, ce qui permet d'utiliser le langage de son choix.

### 1) Utilisation de MPLAB, C32 et PIC-KIT3

La programmation en C permet d'accéder à toutes les ressources du DuinoMite. Il suffit de se procurer MPLAB-X et le compiler C32 sur le site de Microchip (<http://www.microchip.com/>) et de télécharger le dernier «firmware» sur le site d'Olimex (<http://www.olimex.com/>).

Il est également nécessaire de posséder un programmeur/débugueur (PIC-KIT3 et PIC-ICSP). Avec ce matériel, vous avez accès à une plateforme de développements complète fonctionnant sous Windows, Linux et MAC OS.

### 2) Utilisation de PINGUINO IDE

Le projet PINGUINO est un environnement complet de programmation en C. Il fonctionne avec le boot-loader et aucun programmeur n'est donc nécessaire. PINGUINO met en œuvre le langage ARDUINO qui utilise généralement les bibliothèques C++.

Les DuinoMite sont basés sur le «hardware» PIC32 PINGUINO OTG et peuvent utiliser l'environnement de programmation PINGUINO. La seule différence est qu'un autre boot-loader doit être chargé dans les DuinoMite afin de supporter l'IDE PINGUINO.

### 3) Utilisation de MM-BASIC

C'est évidemment le langage de programmation le plus simple. Il utilise la majorité des instructions de l'ancien GW-BASIC de Microsoft. Un aperçu de ce langage et des explications peuvent être trouvés sur le site <http://www.antonis.de/qbebooks/gwasman/index.html>.

## Le MM-BASIC

Lorsque le DuinoMite est mis sous tension, le message suivant apparaît :

```

MaxiMite BASIC Version x.xx
Copyright 2011, Geoff Graham
Olimex Port By kenseglerdesi
gns.com
>
    
```

Le DuinoMite est alors prêt à recevoir des données.

Le MM-Basic est un langage interprété, ce qui signifie que lorsque nous entrons une commande après le «prompt», elle est exécutée immédiatement, alors que lorsqu'un numéro de ligne est placé avant la commande, cette dernière est placée en mémoire et constitue un programme qui ne sera exécuté que lorsque la commande «run» sera entrée.

Nous donnons ci-dessous certaines des caractéristiques du MM-BASIC.

Vous pourrez voir que ces caractéristiques sont très proches ou équivalentes aux langages Basic connus.

### Opérations arithmétiques :

^ → Puissance  
 \* / \ MOD → Multiplication, division, modulus  
 + - → Addition et soustraction

### Opérateurs logiques :

NOT → inverse logique  
 AND OR XOR → ET logique, OU logique, OU exclusif logique  
 <> → différent de ...  
 < → plus petit que ...  
 > → plus grand que ...  
 <=, = < → plus petit que ... ou égal à ...  
 >=, = > → plus grand que ... ou égal à ...

### Limites :

Longueur maximale d'une ligne de commande : 255 caractères  
 Longueur maximale d'un nom de variable : 32 caractères  
 Nombre maximum de nombres des dimensions d'un tableau : 8  
 Nombre le plus grand qui peut être représenté (nombre à virgule flottante simple précision) : 3,4028347e+38  
 Nombre le plus petit qui peut être représenté (nombre à virgule flottante simple précision) : 1,17549435e-38  
 Gamme des nombres entiers pouvant être manipulés sans perte de précision : de +16 777 100 à -16 777 100  
 Longueur maximale d'une chaîne : 255 caractères  
 Numérotation maximale d'une ligne de programme : 65 000  
 Dimensions maximales d'une fonte «vidéo» téléchargeable : 64 pixels de hauteur x 255 pixels de largeur et 256 caractères

## MM-BASIC et communications série, SPI et I<sup>2</sup>C

### Les communications «série»

Quatre ports «série» sont disponibles sur le DuinoMite. Ils permettent des communications asynchrones.

Elles sont numérotées de 1 à 4 :

COM1 : RX → Arduino.D2 ou GPIO.13  
 TX → Arduino.D3 ou GPIO.14  
 RTS → Arduino.D4 or  
 GPIO.15 (si FC est utilisé)  
 CTS → Arduino.D5 or  
 GPIO.16 (si FC est utilisé)  
 COM2 : RX → Arduino.D6 ou GPIO.17  
 TX → Arduino.D7 ou GPIO.18  
 COM3 : RX → UEXT.4  
 TX → UEXT.3  
 COM4 : RX → RS232.Rx  
 TX → RS232.Tx

Les ports «série» sont ouverts par MM-BASIC à la manière d'un fichier, comme le montre l'exemple donné ci-dessous :

```
10 OPEN "COM1:9600" AS #3 '
ouverture du port série
20 PRINT #3, "HELLO" ' envoi de
HELLO
30 DATA$ = INPUT$(20,#3) ' lit 20
caractères
40 CLOSE #3
```

Les ports COM1 et COM2 sont des ports «logiciels» gérés par MM-BASIC avec une vitesse maximale qui est de 19 200 bps.

Les ports COM3 et COM4 sont de réels UART et leur vitesse maximale atteint 8 000 000 bps (115 200 bps en réalité).

### La fonction SPI

La fonction SPI de MM-BASIC agit comme «maître». C'est lui qui génère le signal d'horloge.

La syntaxe de la fonction SPI est la suivante :

```
received_data = SPI(Rx,Tx,Clock
[data],[speed])
```

où

**Rx** est le numéro de PIN pour l'entrée des données (MISO)

**Tx** est le numéro de PIN pour la sortie des données (MOSI)

**Clock** est le numéro de PIN pour le signal d'horloge généré par MM-BASIC

**Data** est optionnel et est un entier représentant l'octet à transmettre (la PIN Tx reste au niveau «bas» s'il n'est pas spécifié)

**Speed** est optionnel et est la vitesse de l'horloge représentée par une lettre (H = 500 kHz, M = 50 kHz, L = 5 kHz, la vitesse par défaut est L)

### Les communications I<sup>2</sup>C

Les communications I<sup>2</sup>C supportent les modes «maître» et «esclave».

Dans le «master mode» (maître), deux choix sont possibles : le fonctionnement normal dans lequel l'I<sup>2</sup>C envoie et reçoit puis attend jusqu'à ce que la commande soit complétée et le fonctionnement par interruption dans lequel l'I<sup>2</sup>C envoie et reçoit puis revient immédiatement pour que d'autres instructions soient exécutées.

Lorsque la transmission et la réception sont achevées, une interruption est générée.

Il existe quatre instructions dans le «master mode» (maître) :

- I2CEN → valide le module
- I2CDIS → désactive le module I<sup>2</sup>C «esclave»
- I2CSEND → envoie des données au module I<sup>2</sup>C «esclave»
- I2CRCV → reçoit des données du module I<sup>2</sup>C «esclave»

Et quatre instructions dans le «slave mode» (esclave) :

- I2CSEN → valide le module I<sup>2</sup>C en mode «esclave»
- I2CSDIS → désactive le module I<sup>2</sup>C «esclave»
- I2CSSEND → envoie des données au module I<sup>2</sup>C «maître»
- I2CSRCV → reçoit des données du module I<sup>2</sup>C «maître»

## MM-BASIC et graphiques

Les commandes graphiques de MM-BASIC interviennent uniquement sur la sortie «vidéo».

Les coordonnées, comme dans les autres systèmes, sont mesurées en pixels, (x) concernant les coordonnées horizontales et (y) les coordonnées verticales.

Le coin supérieur gauche de l'écran a pour coordonnées x = 0 et y = 0 et le

coin inférieur droit est défini par les variables (à lecture seule)  $x = \text{MM.HRES}$  et  $y = \text{MM.VRES}$ , variables dont la valeur est fonction du mode «vidéo» choisi (VGA ou composite).

MM-BASIC est doté de plusieurs commandes graphiques :

- CLS : effacement de l'écran
- PIXEL : illumination ou extinction d'un pixel
- LINE : tracé de lignes et de parallélogrammes
- CIRCLE : tracé de cercles
- SAVEBMP : sauvegarde d'un écran «vidéo» comme fichier .BMP
- LOCATE : écriture d'un texte à n'importe quel endroit de l'écran

L'exemple figurant ci-dessous permet le tracé d'un parallélogramme et l'écriture du mot STOP au centre de celui-ci :

```
200 LINE(50,75)-(150,125),1,B
210 LOCATE 80,95
220 PRINT "STOP"
```

## MM-BASIC et lignes d'entrées/sorties (GPIO)

MM-BASIC dispose d'une instruction pour la configuration des lignes d'entrées/sorties.

Cette instruction doit prendre la forme suivante :

**SETPIN pin-number, config**

ou :

**SETPIN pin-number, config, line-number**

**pin-number** est le numéro de la ligne GPIO, compris entre 1 et 20

**config** est un numéro qui définit de quelle manière sera utilisée la ligne :

- 0 → non configurée ou inactive
- 1 → entrée analogique (amplitude de 0 V à 3,3 V, précision meilleure que  $\pm 1\%$ )
- 2 → entrée numérique (niveau 0 si la tension est comprise entre 0 V et 0,65 V et niveau 1 si la tension d'entrée est comprise entre 2,5 V et 3,3 V / 5,5 V)
- 3 → entrée de fréquences (mesures de fréquences jusqu'à 200 kHz)
- 4 → entrée de périodes (mesures de périodes à partir de 10 ns)
- 5 → entrée de comptages (comptages d'impulsions jusqu'à 200 kHz et 10 ns minimum)
- 6 → interruption sur front «montant»
- 7 → interruption sur front «descendant»
- 8 → sortie numérique (sortie à 3,3 V si

niveau 1 et à 0 V si niveau 0). La valeur typique du courant «entrant» ou «sortant» est de 10 mA pour chaque «pin», le courant maximum est de 25 mA et le courant maximum pour toutes les «pins» est de 150 mA

- 9 → sortie sur collecteur «ouvert» (5 V)

**line-number** peut être ajouté uniquement si la valeur du paramètre **config** est 6 ou 7 (configuration de la ligne en interruption).

Dans ce cas, le paramètre **line-number** est le numéro de la première ligne de la routine d'interruption.

La lecture de l'état d'une ligne, configurée en entrée, est effectuée par l'instruction **PIN(n)** où **n** est le numéro de la ligne du port GPIO.

Plusieurs cas peuvent se présenter selon la configuration effectuée avec l'instruction **SETPIN pin-number, config** :

- Si la configuration est une entrée «numérique», le résultat sera 0 ou 1
- Si la configuration est une entrée «analogique», un nombre à virgule flottante compris entre 0 et 3,3 sera obtenu
- Si la configuration est une mesure de fréquences, le résultat sera lu en Hz (jusqu'à 200 000 Hz)
- Si la configuration est une mesure de périodes, le nombre obtenu sera en ms
- Si la configuration est un comptage d'impulsions, le nombre donné sera celui du comptage depuis le dernier RESET

L'instruction **PIN(0)** est un cas spécial dans lequel l'état logique du bouton USER BUTTON du DuinoMite est lu.

Un résultat de 1 (niveau «haut») indique que le bouton est appuyé.

La mise au niveau logique «bas» ou «haut» d'une ligne du connecteur GPIO configurée en «sortie» est réalisée par l'instruction **PIN(n) = 0** ou **PIN(n) = 1**.

Nous voici parvenus au terme de cette trop courte description matérielle et logicielle du DuinoMite.

Nous invitons nos lecteurs à se connecter sur les sites <https://www.olimex.com/dev/duinomite-mega.html> et <http://www.dontronics-shop.com/olimex-duinomite-mega.html> afin de disposer de la documentation complète du langage Basic utilisé par ces platines.

Ce langage est en constante évolution et des mises à jour sont disponibles.

Nous allons maintenant vous présenter la réalisation d'une petite platine additionnelle permettant de s'exercer à la programmation des lignes d'entrées/sorties du DuinoMite.

Avant toutes choses, il convient de signaler un point important.

Le DuinoMite est le dérivé d'une platine existante, le MaxiMite (<http://geoffg.net/maximite.html>) dont le «hardware» diffère quelque peu du DuinoMite.

Le MM-BASIC, créé pour cette platine, ne gère donc pas toutes les lignes GPIO du produit Olimex.

Les restrictions sont les suivantes :

### Entrées analogiques :

- Les PIN 1 à 4 peuvent être utilisées
- Les PIN 5 à 10 ne fonctionnent pas
- La PIN 21 est une entrée «virtuelle» qui permet de mesurer la tension de la batterie LiPo sur le DuinoMite (PRINT PIN(21))

### Entrées/sorties numériques :

- Les PIN 1 à 4 fonctionnent en entrées/sorties 3,3 V
- Les PIN 5, 6, 7, 11 et 12 fonctionnent en entrées/sorties 5 V et en sorties en collecteur «ouvert»
- Les PIN 13 à 18 fonctionnent en entrées/sorties 5 V et en sorties en collecteur «ouvert»
- Les PIN 8, 9, 10, 19 et 20 ne fonctionnent pas en entrées/sorties

### Comptage :

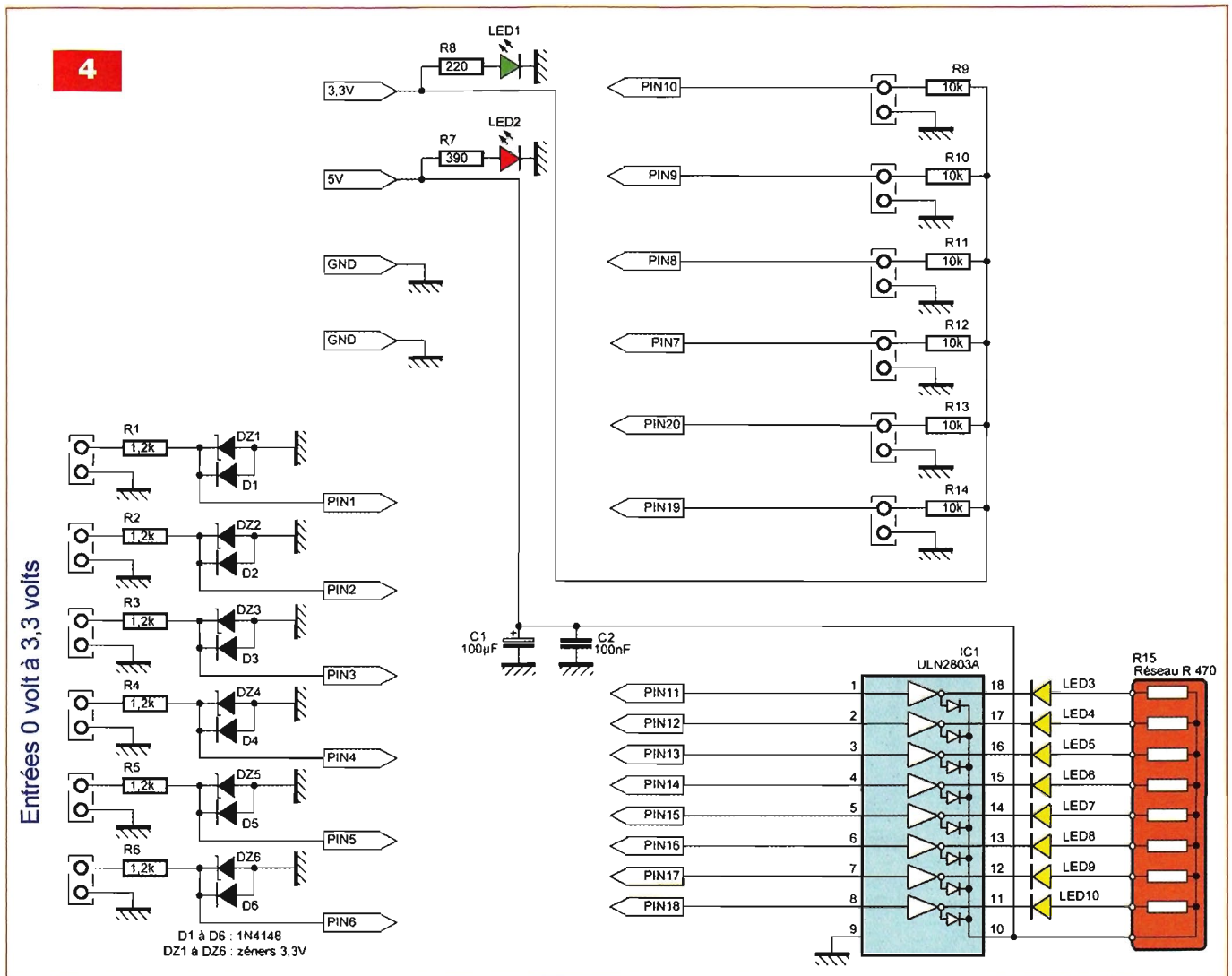
- Les PIN 5, 6 et 7 fonctionnent en mesures de fréquences, de périodes et de comptages
- Les PIN 11 à 14 ne fonctionnent pas dans ces modes

Il existe cependant une autre version du MM-BASIC, le DM-BASIC qui peut gérer ces lignes, mais avec les restrictions vues plus haut en ce qui concerne les lignes partagées.

## Le schéma théorique

Le schéma de principe de la platine est représenté en **figure 4**.

Vraiment très simple. Il ne s'agit, pour les huit lignes de sorties (PIN11 à PIN18), que d'un circuit intégré



ULN2803A permettant d'amplifier le courant de sortie. Huit leds signalent l'état «logique» de sortie des lignes.

Pour les six lignes d'entrées (seule la ligne PIN7 fonctionne) une résistance de rappel au +3,3 V est présente sur chaque entrée.

Les six lignes d'entrées analogiques PIN1 à PIN6 (seules les quatre premières fonctionnent) sont protégées par une résistance «série», une diode zéner limitant la tension à 3,3 V et une diode 1N4148 interdisant l'application des tensions négatives.

Deux leds signalent, par leur illumination, la présence des tensions de 3,3 V et 5 V sur la platine.

Deux condensateurs découplent le 5 V.

### La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est proposé en **figure 5** et l'implantation des

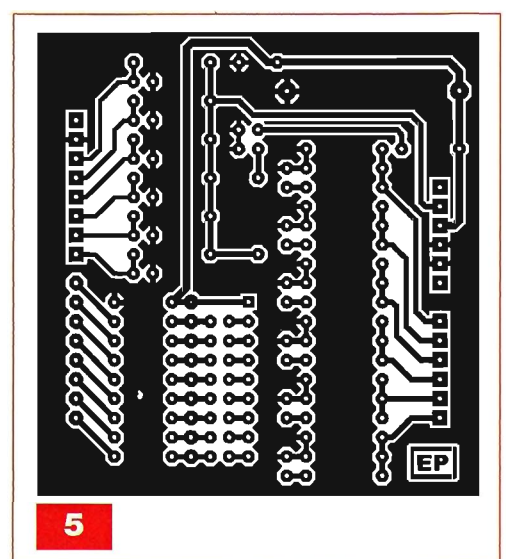
composants est, elle, représentée en **figure 6**. Le câblage de la platine ne présente aucune difficulté.

Les broches carrées, utilisées pour l'insertion de la platine dans le DuinoMite, sont des morceaux de barrette sécable mâles. Les entrées et sorties sont réalisées sur des supports femelles pour broches carrées.

Les leds sont au pas de 2,54 mm, rectangulaires, pouvant être soudées côte à côte. Le câblage achevé, nettoyer l'excédent de résine des soudages au moyen d'acétone.

### Les essais

Il est nécessaire de préparer la platine DuinoMite avant toute chose. Lancer le logiciel «HIDBootLoader.EXE». Au moyen d'un câble USB, connecter le DuinoMite au PC et appuyer sur le «USER BUTTON».



Puis, en laissant ce dernier appuyé, manœuvrer une fois le bouton RESET et relâcher le «USER BUTTON». L'écran 1 apparaît alors. Cliquer sur l'icône «Dossiers» (écran 2)

## Nomenclature

### • Résistances

R1 à R6 : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge)  
 R7 : 390  $\Omega$  (orange, blanc, marron)  
 R8 : 220  $\Omega$  (rouge, rouge, marron)  
 R9 à R14 : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
 R15 : réseau de 8 résistances de 470  $\Omega$

### • Semi-conducteurs

D1 à D6 : 1N4148  
 DZ1 à DZ6 : zéner 3,3 V  
 LED1 à LED10 : diode électroluminescente

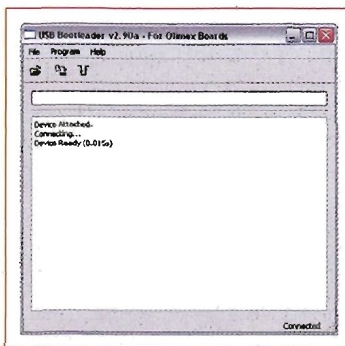
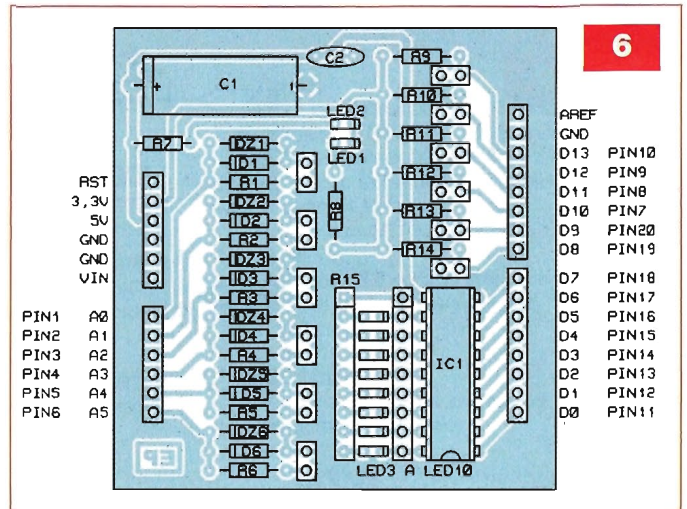
IC1 : UNL2803A ou ULN2804A

### • Condensateurs

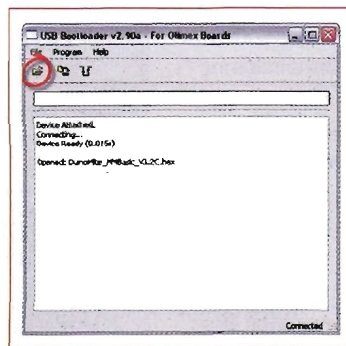
C1 : 100  $\mu$ F / 20V (tantale)  
 C2 : 100 nF

### • Divers

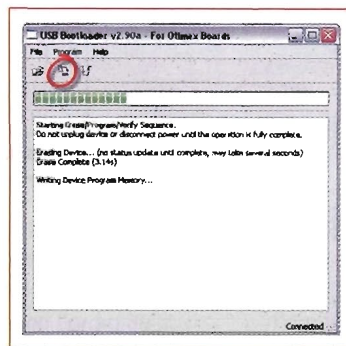
1 support pour circuit intégré à 18 broches  
 Barrette sécable de broches carrées  
 Barrette sécable de support pour broches carrées  
 1 platine DuinoMite (disponible chez Lextronic)



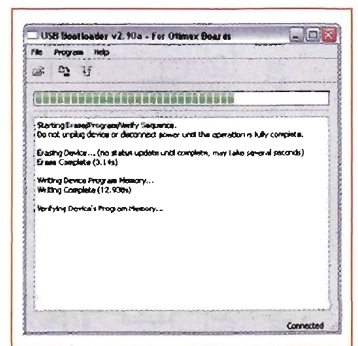
Écran 1



Écran 2



Écran 3



Écran 4

et charger le «firmware» DuinoMite\_MMBasic\_V3.2C.hex.

C'est la dernière version du MM-BASIC. Cliquer sur l'icône de programmation (écran 3). La mémoire du PIC est d'abord effacée, puis le «firmware» est chargé et la vérification de l'écriture est effectuée (écran 4).

Si tout s'est déroulé convenablement, l'écran 5 doit ensuite apparaître, qui invite à déconnecter le DuinoMite.

A sa reconnexion, le PC reconnaît un nouveau périphérique et doit rechercher les drivers.

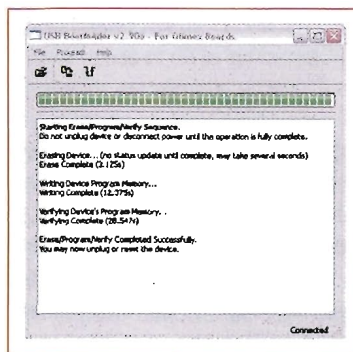
Il suffit d'indiquer le dossier dans lequel se trouvent les programmes téléchargés sur notre site et il installe les drivers du port «virtuel» COMx.

Il suffit ensuite de lancer le logiciel de terminal «TERATERM», logiciel gratuit, de configurer le port COMx.

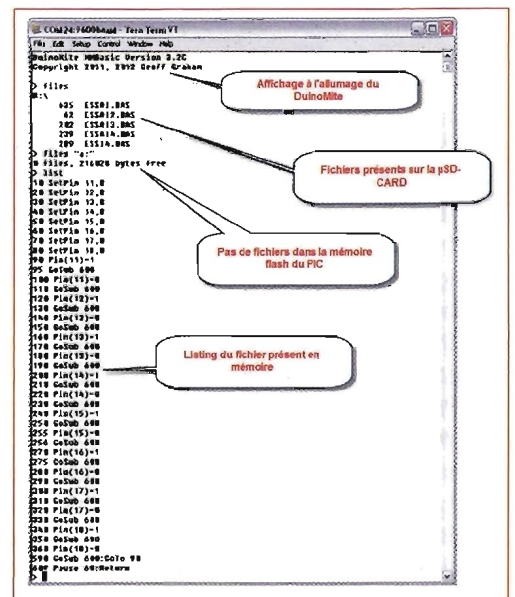
Vous devez obtenir l'écran 6.

Pour les essais, entrer les programmes ESSA1.BAS, ESSA2.BAS et ESSA3.BAS. Le premier teste les huit lignes (PIN11 à PIN18) en «sortie».

Le second teste la ligne PIN7 en



Écran 5



Écran 6

«entrée» et le troisième lit les quatre entrées analogiques PIN1 à PIN4.

Nous voici parvenus au terme de cet article qui, nous l'espérons, aura intéressé un grand nombre de nos lecteurs.

Nous les invitons à se connecter sur les

sites que nous avons indiqués où ils découvriront d'autres facettes de ces petits ordinateurs. Cela leur permettra également de se tenir informés des dernières évolutions logicielles.

**P. OGUIC**

p.oguic@gmail.com





Les éditions Transocéanic et le magazine *Electronique Pratique* proposent la série d'articles sur les microcontrôleurs Picaxe sous forme d'un CD-ROM regroupant tous les ateliers pratiques et les fichiers sources en Basic.

Ces microcontrôleurs fiables et économiques sont reconnus pour leurs performances et leur simplicité de mise en œuvre.

Les ateliers pratiques ne nécessitent pas de soudures, le câblage des expérimentations s'effectue sur une plaque à insertion rapide de 840 contacts. Seule la préparation d'un ou deux petits adaptateurs requiert quelques soudures sur des petites sections de plaques à bandes cuivrées en vue de les utiliser aisément sur la plaque de câblage rapide. Nous avons sélectionné deux  $\mu$ C. Picaxe pour l'ensemble des articles. Pour débiter, nous travaillerons avec le plus petit mais très populaire « 08M », puis nous poursuivrons avec le « 20X2 », un des plus récents et très performant car il se cadence de 4 à 64 MHz sans oscillateur externe !

Vous apprendrez à traiter de nombreuses techniques et périphériques : entrées numériques et analogiques, sorties faibles et fortes puissances, afficheurs LCD, encodeurs numériques, sondes de températures, interruptions, programmation par diagrammes ou en basic, etc.

Je désire recevoir le CD-Rom « **PICAXE À TOUT FAIRE** »

France : 18 € Autres destinations : 20 € (frais de port compris)

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_

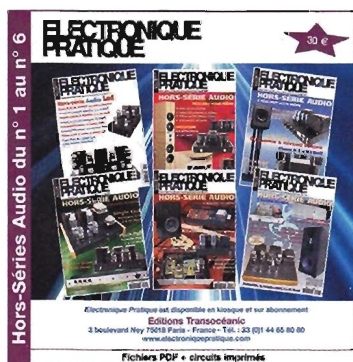
Adresse : \_\_\_\_\_

Code Postal : \_\_\_\_\_ Ville-Pays : \_\_\_\_\_

Tél. ou e-mail : \_\_\_\_\_

Je vous joins mon règlement par :  chèque  virement bancaire (IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)  
A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

## Hors-Séries Audio du n° 1 au n° 6



- Hors-Série 1**
- Push-pull de 300B/E.H. 2 x 25 Weff/4  $\Omega$  et 8  $\Omega$  sans contre-réaction
  - Push-Pull de 6V6GT 2 x 12 Weff en ultra-linéaire
  - Préamplificateur à 6U8/ECF82
  - Préamplificateur RIAA en AOP
  - Filtrage actif 24 dB/octave 2 voies pour enceinte acoustique
  - Le singlemos - Ampli/Préampli en pure classe A Mono transistor - Sans contre-réaction
  - Amplificateur classe A sans contre-réaction
  - Le TDA 7293 - 70 Weff/8  $\Omega$

- Hors-Série 2**
- Fondamentale & harmoniques
  - Push-Pull de KT90 E.H. 2 x 80 Weff
  - Single End 6550/KT88 avec câblage à l'ancienne sans CI
  - Disques noirs. Correcteur économique pour cellules à aimant mobile
  - TAD TSM2
  - Audio-dynamique ADS 130 R
  - Atohm Diablo

- Hors-Série 3**
- Puissance & Niveau sonore
  - Push-Pull de 2 x 30 Weff. Amplificateur Classe A à transistors bipolaires
  - Double Push-Pull de KT90. Bloc monophonique de 200 Weff
  - Single End de 2 x 50 Weff à transistor bipolaire et ampli OP

- La coaxiale : enceinte 2 voies
- Hors-Série 4**
- Phase & Déphasage : une question de « bon sens »
  - Préamplificateur faible bruit avec correcteur de tonalité
  - Single End de 813, 2 x 40 Weff
  - Le Watson, un amplificateur hybride 2 x 10 Weff à 2 x 15 Weff
  - Caisson de grave...
  - Amplificateurs audio, 2 x 65 Weff/8 W & 200 Weff/8 W
  - Filtre actif pour caisson d'extrême-grave

- Hors-Série 5**
- Mesure de la distorsion
  - Amplificateur monotube économique - La pentode 7591A en Single End
  - Préamplificateur à triodes 6SN7/6SL7 avec étage RIAA pour disques vinyles
  - Caisson d'extrême grave de 75 litres
  - Filtres actifs pour caisson de grave - Étude adaptée au boomer Audax PR330MO

- Hors-Série 6**
- Le mélomane 400. Amplificateur pour audiophiles 2 x 200 Weff sur charge de 8  $\Omega$
  - Une enceinte 2 voies époustoufante avec tweeter à ruban
  - Filtre actif séparateur pour caisson de basses
  - Push-Pull de triodes 6B4G, 2 x 15 Weff / 4 ou 8  $\Omega$
  - L'EL84 en Single End. Amplificateur stéréophonique 2 x 5 Weff/8  $\Omega$

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « **Hors-Séries Audio du n° 1 au n° 6** »

France : 30 € Union européenne : 32 € Autres destinations : 33 € (frais de port compris)

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_

Code Postal : \_\_\_\_\_ Ville-Pays : \_\_\_\_\_

Tél. ou e-mail : \_\_\_\_\_

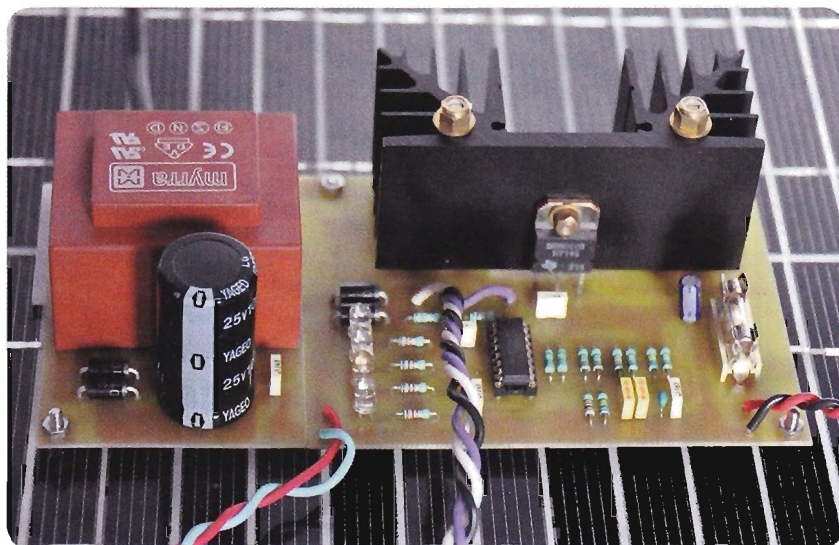
Je désire uniquement les revues encore disponibles :  HORS-SÉRIE AUDIO N°5  HORS-SÉRIE AUDIO N°6 (Attention : HORS-SÉRIE N°1, N°2, N°3 et N°4 ÉPUISÉS)  
France Métropolitaine : 7,00 € - DOM par avion : 9,00 € - UE + Suisse : 9,00 € - TOM, Europe (hors UE), Canada, USA : 10,00 € - Autres destinations : 11,00 € (Tarif par numéro, frais de port inclus)

Je vous joins mon règlement par :  chèque  virement bancaire (IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)

A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

# Centrale solaire secourue par le secteur

A ce jour, de nombreux appareils tirent leur énergie de batteries en 12 V, ou d'une tension inférieure. De plus, le prix des batteries au plomb-gel, à l'instar des panneaux solaires, devient de plus en plus abordable. Nous vous proposons de réaliser une centrale solaire en 12 V, pour tirer parti de cette énergie «verte».



**B**ien sûr, pour nos lecteurs moins chanceux ne bénéficiant pas d'un ensoleillement suffisant, nous avons équipé notre appareil d'une alimentation «secteur» destinée à prendre la relève lors des jours maussades. Non contents de vous offrir une solution «clés en mains», nous détaillerons les calculs permettant d'adapter les composants à vos besoins en fonction de la capacité et de la tension de la batterie utilisée (6 V, 12 V ou 24 V), notre centrale étant conçue pour un panneau solaire de 10 W. Nous faisons appel à un circuit intégré spécialisé, mais très courant, qui se charge de toutes les fonctions. La batterie se trouve ainsi, en permanence, sous étroite surveillance, afin d'éviter toute surcharge ou autre avarie.

Dépassant le cadre de cet article, cette centrale électrique peut convenir à tout appareil nécessitant une tension égale ou inférieure à 12 V, il suffit d'intercaler un régulateur ajustable entre la batterie et l'appareil à alimenter.

Il est même possible de recréer la tension «secteur» de 230 V en utilisant un convertisseur.

La puissance ne dépend finalement que de la capacité de la batterie.

## Caractéristiques

- Utilisation de batteries au plomb-gel de 12 V.
- Utilisation de panneaux solaires de 10 W ou plus.
- Charge de la batterie à partir d'un panneau solaire ou du secteur.
- Six intensités de charges, commutables.
- Composants courants.
- Circuits simples à réaliser (pistes larges et peu serrées).
- Adaptable à vos besoins en tension et en courant.
- Quatre leds pour visualiser toutes les phases du fonctionnement.

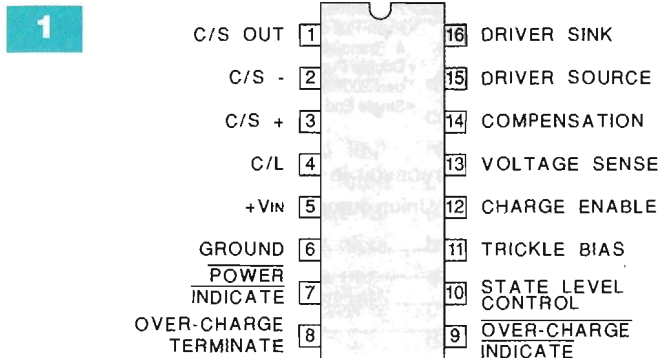
- Réalisation modulaire.
- Possibilité de simplifier le montage dans le cas d'une utilisation précise.
- Peu de câblages externes.

## Les batteries au plomb-gel et le circuit UC3906

Il existe plusieurs technologies d'accumulateurs rechargeables ; tous diffèrent par leurs caractéristiques propres et par leur méthode de charge.

Nous employons ce type de batteries, car elles sont robustes, puissantes et simples à entretenir.

Toutefois, il convient de connaître leur mode de fonctionnement et de charge. Une batterie au plomb-gel est consti-



tuée de plusieurs éléments assemblés, présentant chacun une tension théorique de 2 V.

Un accumulateur de 12 V comprend six éléments, dont la tension ne doit pas excéder 2,4 V (soit 14,4 V pour la batterie).

La charge doit s'effectuer à courant «constant», avec une étroite surveillance de la tension.

Le chargeur intégré à cette centrale respecte bien sûr ces conditions, mais protège la batterie en appliquant plusieurs phases de charge, se terminant par un mode d'entretien.

Pour les lecteurs souhaitant comprendre le principe du circuit UC3906 de la firme Unitrode, nous donnons à la **figure 1** le brochage du composant et à la **figure 2** son diagramme interne.

Notez sa complexité : il comporte un circuit de vérification de la tension d'alimentation, un générateur de tension de référence s'élevant à 2,3 V à 25°C, deux sources de tensions (25 mV et 250 mV), cinq amplificateurs opérationnels utilisés en comparateurs pour surveiller les tensions et le courant de charge, une logique de contrôle s'apparentant à une bascule FLIP-FLOP sophistiquée, deux étages à transistors pour gérer les leds de contrôles et, enfin, un étage de commande pour un transistor de puissance PNP externe.

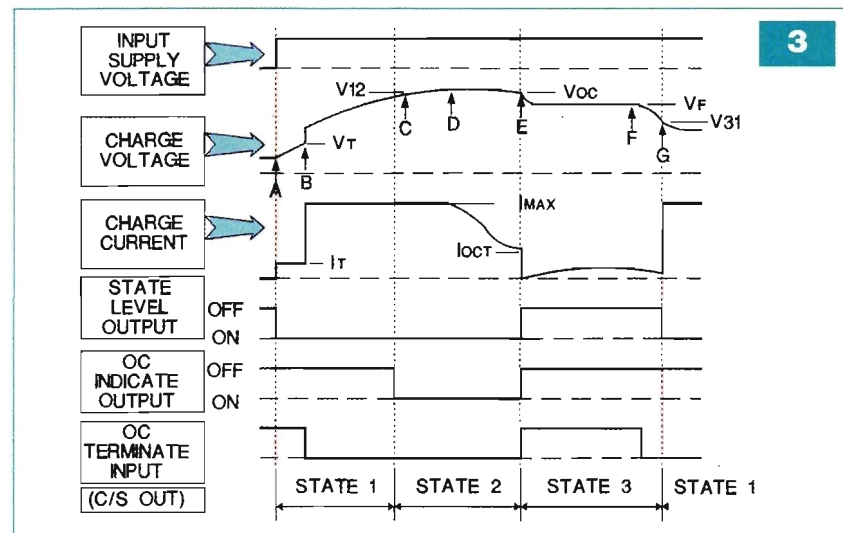
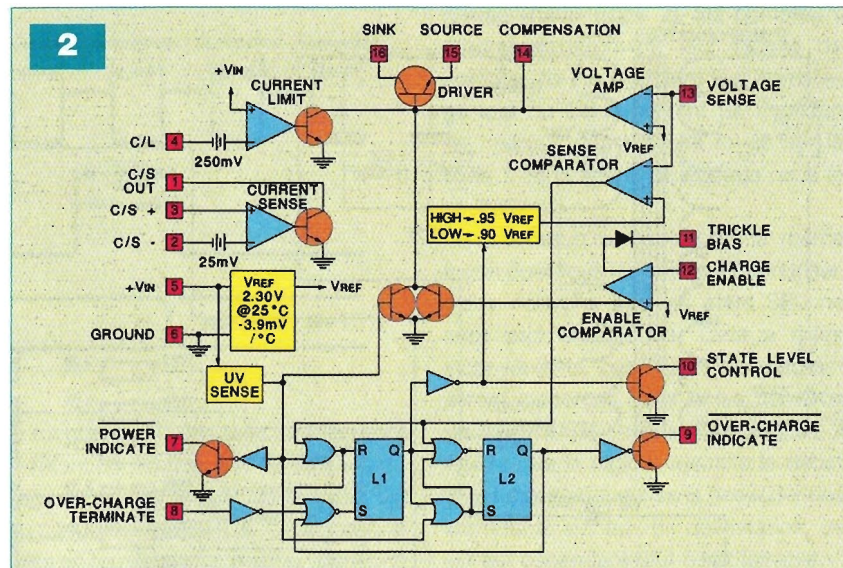
Réaliser toutes ces fonctions à l'aide de composants discrets aurait représenté de longues heures de développement.

La **figure 3**, tirée de la notice d'application du circuit UC3906 (ce qui explique les termes en anglais), montre le déroulement de toutes les étapes d'une charge complète.

De haut en bas, nous observons six courbes.

La première montre la tension d'entrée, nous voyons ensuite l'évolution de la tension de charge, puis du courant de charge, le signal de «commande» du transistor de puissance, les niveaux logiques de deux signaux et enfin tout en bas, la représentation distincte des trois phases.

Suivons l'évolution des trois étapes sur les courbes de tension et de courant de charge.



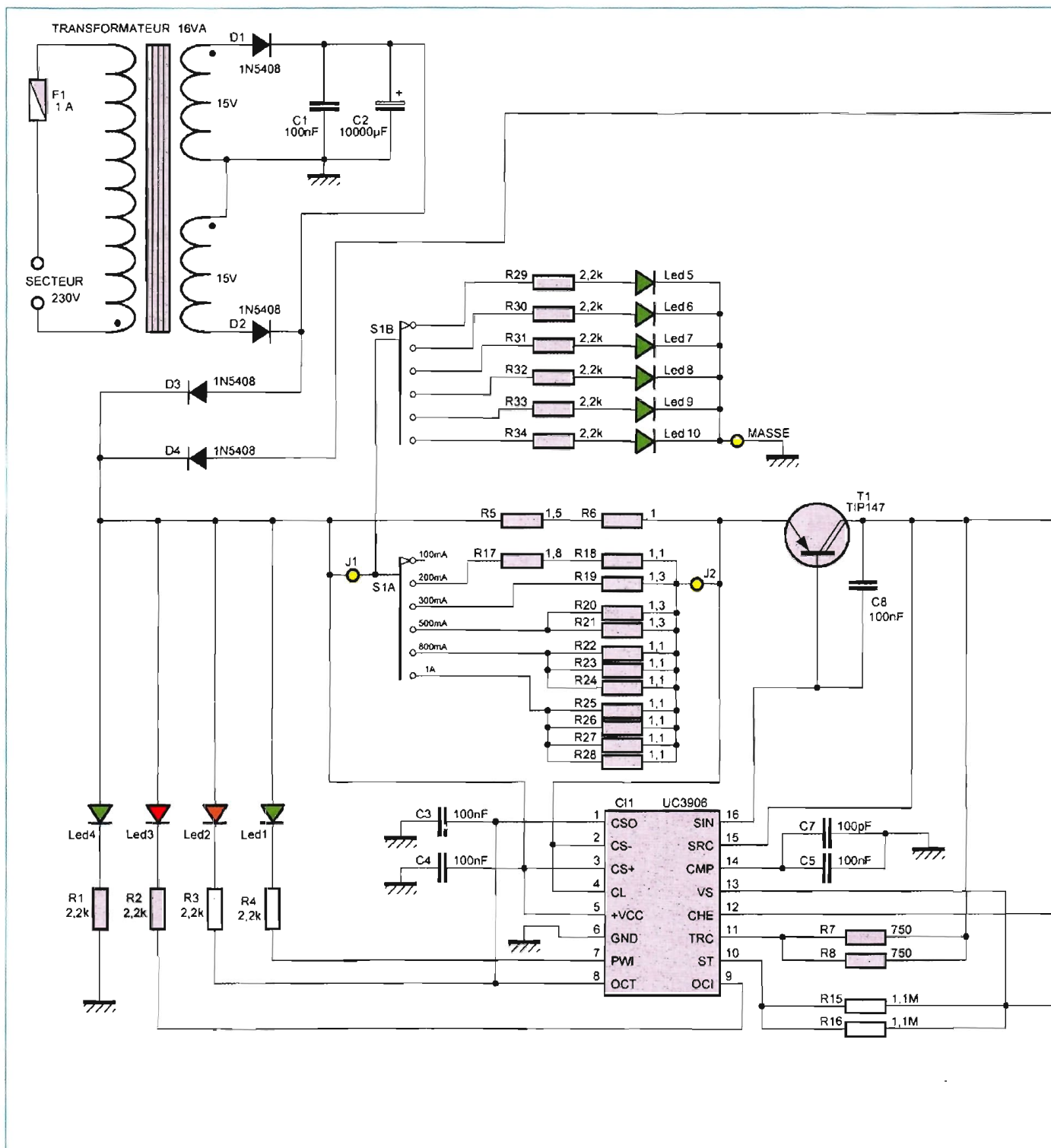
- **Stade 1 : de A à B.** Départ du cycle, à courant faible, pour analyser la batterie connectée et ainsi détecter toute anomalie (court-circuit, inversion, etc.).
- **Stade 1 : de B à C.** En l'absence de problème, la charge passe au courant nominal sélectionné.
- **Stade 2 : de C à D.** La tension de transition V12 est atteinte et le chargeur indique «led2» qu'il entre en mode «over-charge». Il ne s'agit pas d'une surcharge, mais de la charge normale pour atteindre le point de tension maximale !
- **Stade 2 : de D à E.** La tension approche de son point maximum Voc et le courant de charge diminue.
- **Stade 3 : de E à F.** Le courant de charge a atteint le point loct, la led2 s'éteint, le mode «over-charge»

est terminé et le chargeur entre en mode «float» (charge goutte à goutte) pour maintenir la tension de la batterie au niveau VF.

- **Stade 3 : de F à G.** Sur cette partie de la courbe, il est visible qu'un appareil consommant un courant plus élevé que l'intensité maximale décharge la batterie.
- **Après G.** La décharge se poursuit, jusqu'à ce que la tension tombe sous le seuil V31. Le chargeur recommence alors son cycle à partir du stade 1.

## Schéma de principe

Le schéma de principe de la **figure 4** montre l'ensemble de la centrale électrique (alimentation «secteur» de secours, panneau solaire, circuit de charge et sélecteur des courants).



Comme précisé ci-dessus, l'aspect modulaire permet de n'assembler que les sections voulues. Sous un ensoleillement fort et régulier, vous pouvez vous affranchir de l'alimentation «secteur» de secours. Si vous travaillez avec une seule capacité de batterie, vous pouvez supprimer le sélecteur des courants. Vous l'avez compris, il suffit d'adap-

ter la centrale à vos besoins. Nous verrons plus loin, dans quelles mesures modifier les valeurs des composants, pour utiliser une batterie de 6 V, 12 V ou 24 V sous une intensité maximale de 5 A.

### L'alimentation de secours

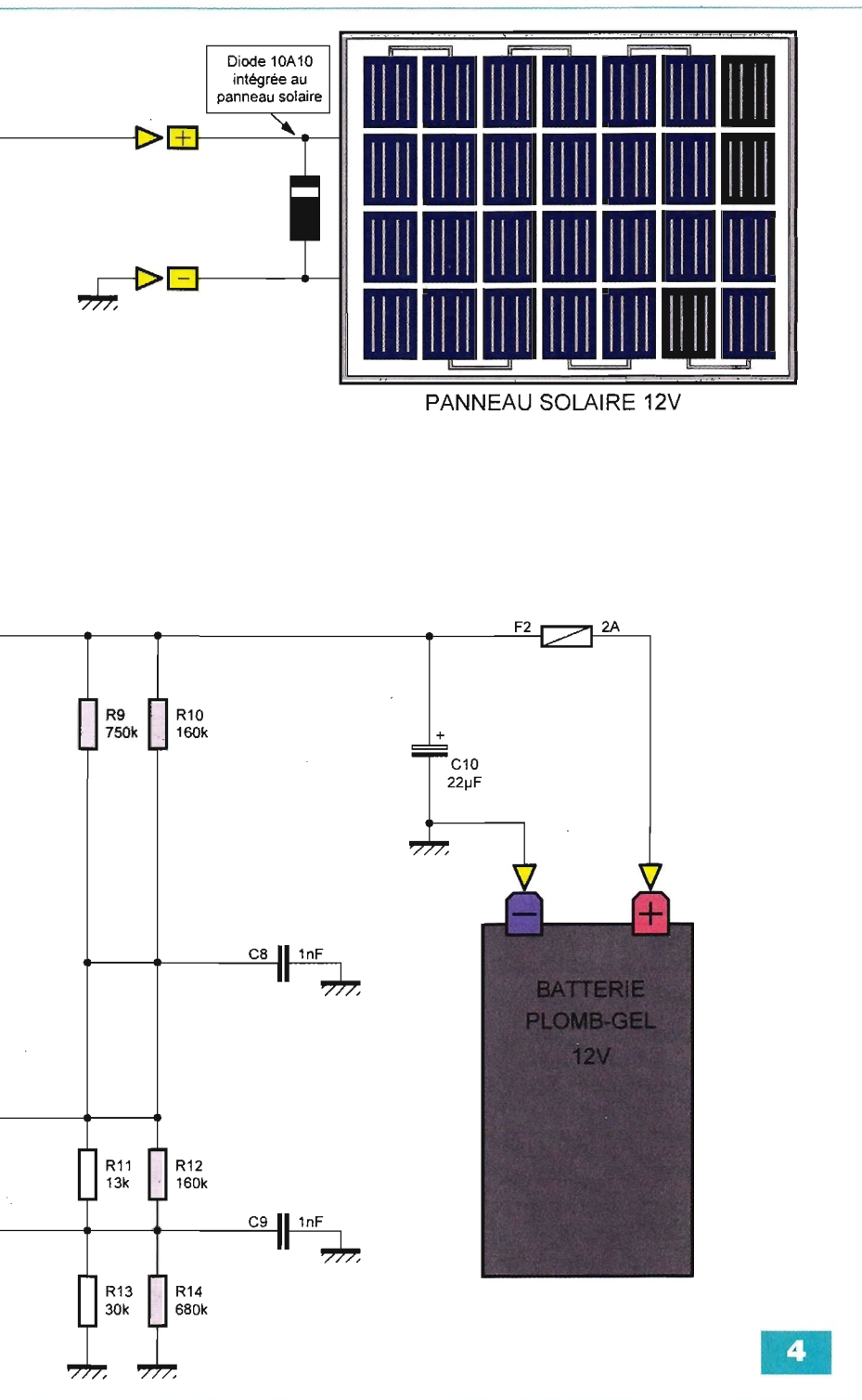
Après une première protection par fusible, le transformateur moulé de

16 VA fournit deux tensions alternatives de 15 V.

Les diodes D1 et D2 effectuent un redressement en mono-alternance. Les condensateurs C1 et C2 filtrent la tension ainsi obtenue.

### Le panneau solaire

Nous avons opté pour un modèle d'une puissance de 10 W, raisonnable



4

broche 5, la broche 3 servant à la surveillance du courant d'entrée.

Les résistances R5 et R6, montées en «série», jouent le rôle de limiteur d'intensité à 100 mA. Avec la source de tension de 250 mV, un comparateur interne mesure ainsi la mise en service de l'étage de puissance constitué du transistor T1.

Nous avons opté pour un modèle Darlington PNP, surdimensionné (10 A / 125 W), afin de pouvoir charger des batteries de fortes capacités sous un courant maximal de 5 A.

Le premier circuit du commutateur, S1A, permet, le cas échéant, de sélectionner d'autres intensités de charge, sans dépasser le maximum précité. Nous avons choisi des courants de charge compris entre 200 mA et 1 A, limités par les résistances R17 à R28.

Le fait d'employer des résistances raccordées en «parallèle» évite l'utilisation d'encombrantes résistances de puissance et améliore la précision.

Pour des courants de charge  $I_{ch}$  compris entre 1 A et 5 A, il convient de calculer la résistance à commuter selon la formule suivante :  $R = 0,25 / I_{ch}$ .

Il faut prendre en compte deux paramètres supplémentaires : la résistance ainsi calculée va se retrouver en parallèle avec R5 et R6, mais plus le courant sera élevé, plus l'incidence sera faible.

D'autre part, il faudra également changer la valeur de certains composants, à commencer par le panneau solaire, mais aussi le transformateur, les diodes, la taille du dissipateur thermique et le fusible de sortie.

Le second circuit du commutateur, S1B, visualise l'intensité sélectionnée au moyen des led5 à led10, via les résistances de limitations R29 à R34. Les résistances R7 à R16, en partenariat avec les comparateurs internes, analysent en permanence la tension présente aux bornes de la batterie.

Ces dix résistances sont couplées en «parallèle», afin d'obtenir la valeur précise théorique non normalisée, déterminée par les calculs pour une batterie au plomb-gel de 12 V.

Nous verrons, ci-dessous, comment effectuer les calculs pour des batteries de 6 V, 12 V ou 24 V.

pour notre petite application. Libre à vous de choisir un panneau plus puissant pour une utilisation plus importante, en appliquant les principes décrits ci-dessus.

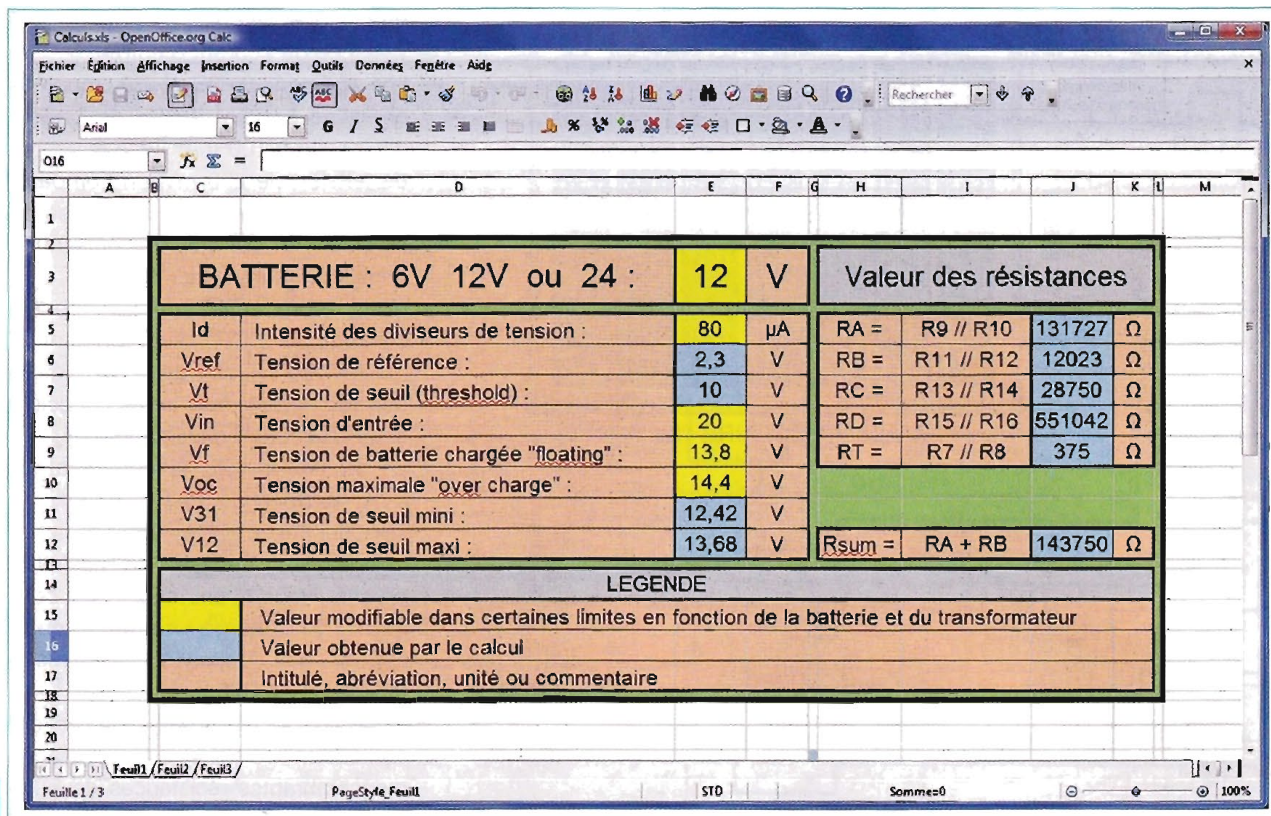
La vente de ces produits s'est démocratisée et il est très facile de s'en procurer. Comparez les prix et les performances avant d'investir.

Après la pose, pensez à effectuer un

nettoyage régulier, pour obtenir un meilleur rendement.

### Le chargeur

Les diodes D3 et D4 forment un aiguillage «anti-retour», destiné à envoyer la tension provenant soit du panneau solaire, soit de l'alimentation de secours vers l'entrée du chargeur. Le circuit UC3906 s'alimente par la



5

Résistances sur la notice	Résistances câblées	Valeurs théoriques	Valeurs normalisées	Taux d'erreurs
RA	R9 et R10 en //	131,727 kΩ	750 kΩ et 160 kΩ en //	+ 0,107%
RB	R11 et R12 en //	12,023 kΩ	13 kΩ et 160 kΩ en //	+ 0,001%
RC	R13 et R14 en //	28,750 kΩ	30 kΩ et 680 kΩ en //	- 0,062%
RD	R15 et R16 en //	551,042 kΩ	1,1 MΩ et 1,1 MΩ en //	- 0,19%
RT	R7 et R8 en //	375 Ω	750 Ω et 750 Ω en //	0%

Tableau 1

	Batterie 6 V	Batterie 12 V	Batterie 24 V
RA	45,624 kΩ	131,727 kΩ	304,173 kΩ
RB	11,876 kΩ	12,023 kΩ	12,077 kΩ
RC	28,750 kΩ	28,750 kΩ	28,750 kΩ
RD	440,833 kΩ	551,042 kΩ	606,146 kΩ
RT	225 Ω	375 Ω	525 Ω
Condensateur C1	10 000 µF / 25V	10 000 µF / 35V	10 000 µF / 63V
Transformateur	2 x 6 V	2 x 15 V	2 x 24 V
Panneau solaire	6 V en pleine charge 7,5 V nominal 11 V à vide	12 V en pleine charge 17,6 V nominal 21,6 V à vide	2 panneaux de 12 V Montés en série

Tableau 2

Le condensateur C10 effectue un dernier filtrage et le fusible F2 protège d'un éventuel court-circuit. Les condensateurs C3 à C9 découpent et évitent les oscillations parasites en divers points. Les leds 1 à 4, limitées en courant par les résistances R1 à R4, visualisent les diverses phases et états du chargeur et de la batterie. Voici leur fonction :

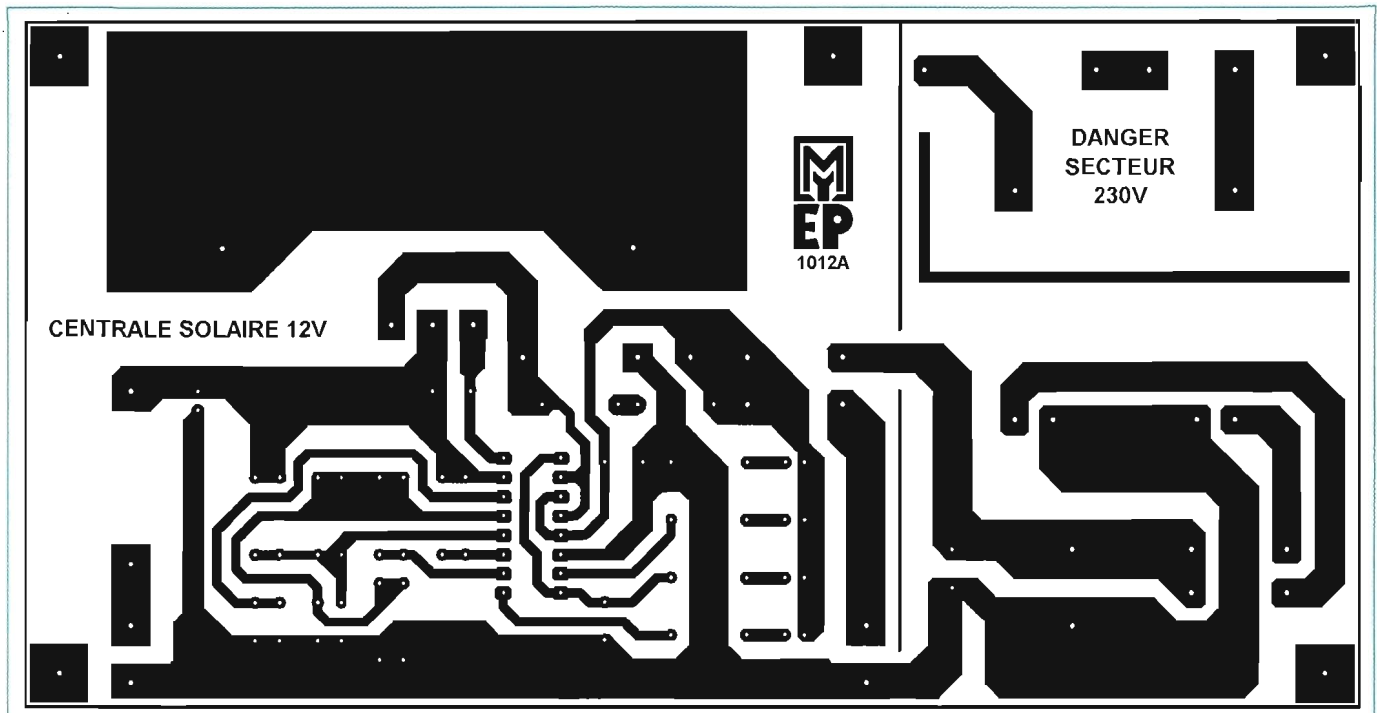
- **Led1.** Indique la mise en service et le bon fonctionnement du circuit UC3906.
- **Led2.** Atteste de la circulation du courant de charge nominal vers la batterie.
- **Led3.** Signalement d'une anomalie (inversion ou court-circuit).
- **Led4.** Visualisation de la présence de la tension issue du panneau solaire ou de l'alimentation secteur.

## Modifications et calculs théoriques

A l'intention des lecteurs désirant modifier la tension de la batterie, nous donnons avec le **tableau 1** les valeurs normalisées correspondant aux valeurs théoriques calculées pour une batterie de 12 V.

Le **tableau 2** donne les valeurs des résistances théoriques obtenues par les calculs, à adapter pour les diviseurs de tension (à vous de trouver les couples de résistances normalisées à câbler). Les formules et correspondances des abréviations utilisées par le fabricant du circuit UC3906 figurent en anglais, mais restent peu claires sur la notice du circuit (datasheet) pour les non professionnels. Vous trouverez sur notre site Internet une feuille de calculs très complète au format «Excel», mais réalisée à partir de «Open Office», la superbe suite bureautique en français et entièrement gratuite (suivez le lien en fin d'article pour la télécharger et ouvrir notre fichier : «Calculs.xls»).

Le **figure 5** montre une vue d'écran de notre fichier ouvert dans le module «Calc» de ce logiciel. En modifiant la valeur de la tension



6

de la batterie et celle de la tension d'entrée du circuit (liée au transformateur et au panneau solaire employé), vous obtenez automatiquement les valeurs théoriques des résistances.

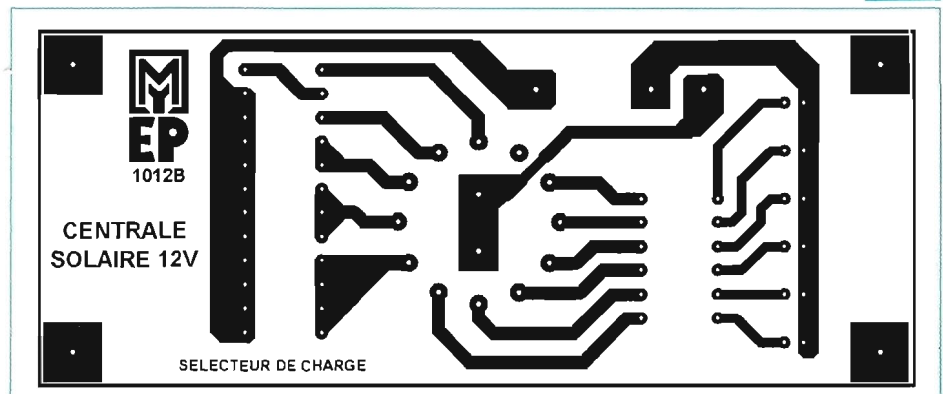
### Abréviations et formules

- **Vin**. Tension d'entrée
- **Id**. Courant du diviseur de tension (compris entre 50  $\mu$ A et 100  $\mu$ A)
- **Vref**. Tension de référence (2,3 V)
- **Voc**. Tension maximale (nombre de cellules  $\times$  2,4 V)
- **Vf**. Tension de la batterie chargée (mode entretien)
- **Vt**. Tension de seuil ( $Voc / 1,44$ )
- **It**. Courant de seuil (20 mA)
- **V31**. Tension de seuil de charge mini. ( $Vf \times 0,9$ )
- **V12**. Tension de seuil de charge maxi. ( $Voc \times 0,95$ )
- **RC**.  $Vref / Id$
- **Rsum**.  $RA + RB = (Vf - Vref) / Id$
- **RD**.  $(Vref \times Rsum) / (Voc - Vf)$
- **RA**.  $(Rsum + ((RC \times RD) / (RC + RD))) \times (1 - (Vref / Vf))$
- **RB**.  $Rsum - RA$
- **Rt**.  $(Vin - Vt - 2,5) / It$

### Réalisation pratique

Le montage tient sur deux platines dont une sécable afin de dissocier, au

7



besoin, l'alimentation «secteur» de secours. Les dessins des typons, de type simple face, sont donnés sur les figures 6 et 7.

Afin de connaître leur encombrement exact et le diamètre de leurs pattes, procurez-vous tous les composants avant de commencer le montage.

Gravez les circuits imprimés selon la méthode photographique, afin d'obtenir un travail parfait et minimiser les risques d'erreurs. Percez toutes les pastilles à l'aide d'un foret de  $\varnothing$  0,8 mm, puis alésez selon nécessité (diodes, transformateurs, etc.).

Câblez deux circuits imprimés simultanément en suivant les plans d'implantation des figures 8 et 9 et la photo A.

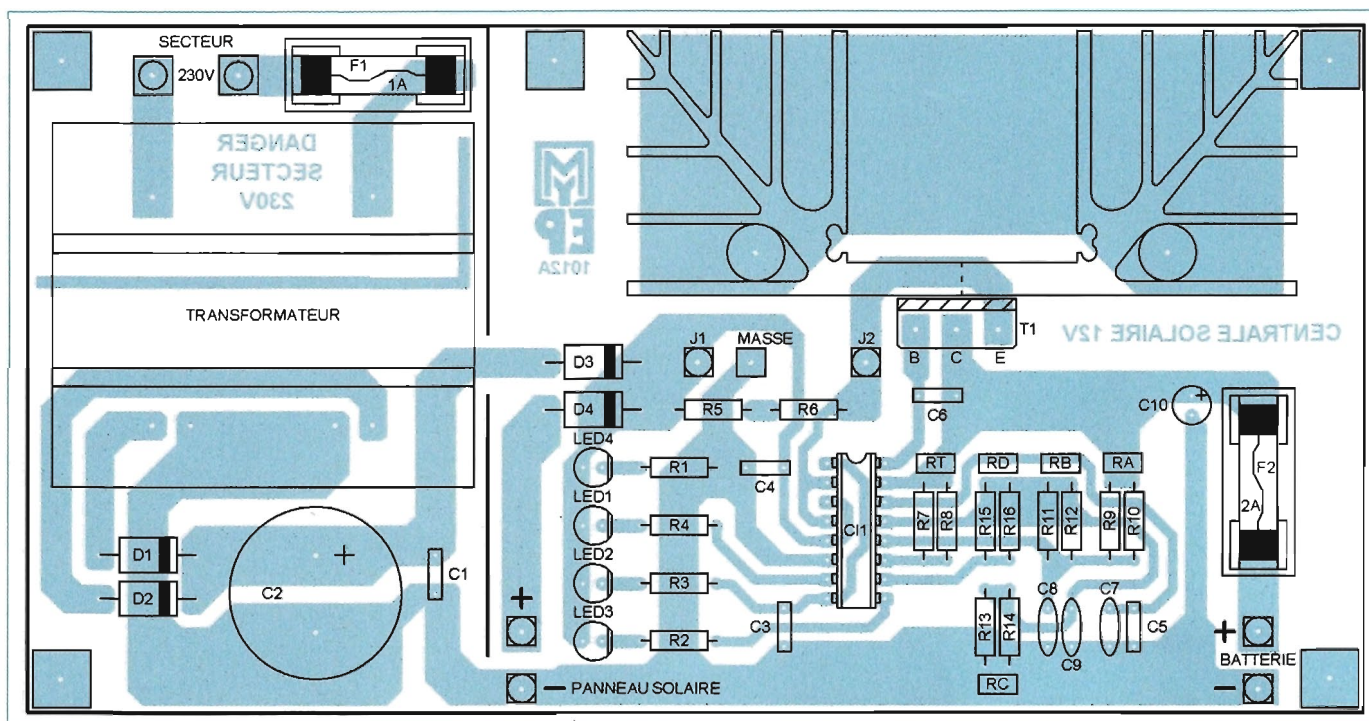
Soudez les composants par ordre de taille et de fragilité.

Commencez par les résistances, le support de circuit intégré C11, les diodes, les condensateurs au mylar, les porte-fusibles, les dix leds, les condensateurs électrochimiques, le transistor de puissance muni de son dissipateur et poursuivez ainsi jusqu'au transformateur moulé.

Le commutateur, réglé sur 6 positions, se soude simplement sur la petite platine.

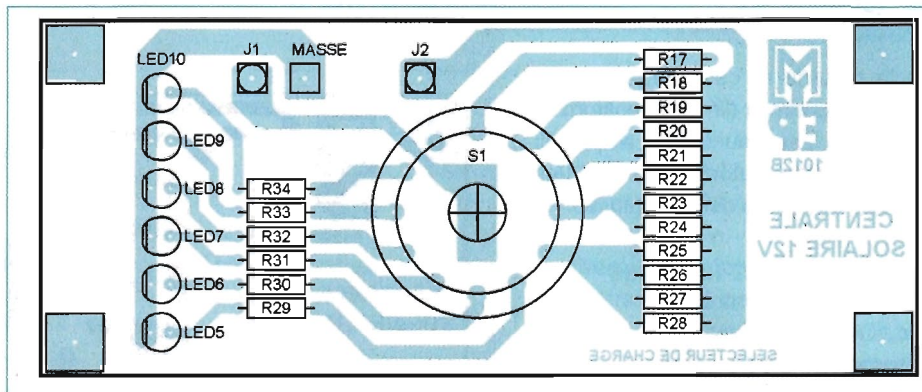
Les leds 5 à 10 doivent être soudées à hauteur suffisante pour figurer sur une éventuelle face avant.

Le circuit de commutation se raccorde à la platine principale à l'aide de trois fils souples de 1 mm<sup>2</sup> de section.



8

9



## Nomenclature

Cette liste correspond à une centrale en 12 V

### • Résistances 5% 1/2 W

R1 à R4, R29 à R34 : 2,2 k $\Omega$  (rouge, rouge, rouge)  
 R5 : 1,5  $\Omega$  (marron, vert, or)  
 R6 : 1  $\Omega$  (marron, noir, or)  
 R7, R8 : 750  $\Omega$  (violet, vert, marron)  
 R9 : 750 k $\Omega$  (violet, vert, jaune)  
 R10, R12 : 160 k $\Omega$  (marron, bleu, jaune)  
 R11 : 13 k $\Omega$  (marron, orange, orange)  
 R13 : 30 k $\Omega$  (orange, noir, orange)  
 R14 : 680 k $\Omega$  (bleu, gris, jaune)  
 R15, R16 : 1,1 M $\Omega$  (marron, marron, vert)  
 R17 : 1,8  $\Omega$  (marron, gris, or)  
 R18, R22 à R28 : 1,1  $\Omega$  (marron, marron, or)  
 R19 à R21 : 1,3  $\Omega$  (marron, orange, or)

### • Condensateurs

C1, C3 à C6 : 100 nF (mylar)  
 C2 : 10 000  $\mu$ F / 25 V (SNAP électrochimique à sorties radiales) (voir texte)  
 C7 : 100 pF (céramique)  
 C8, C9 : 1 nF (mylar)  
 C10 : 22  $\mu$ F / 63 V (électrochimique à sorties radiales)

### • Semi-conducteurs

C11 : UC3906 (Saint Quentin Radio, Gotronic, etc.)  
 D1 à D4 : 1N5404 ou 1N5408 (Saint Quentin Radio, Gotronic, etc.)  
 Led1, Led4 à Led10 :  $\varnothing$  5 mm, verte  
 Led2 :  $\varnothing$  5 mm, jaune, orange ou rouge  
 Led3 :  $\varnothing$  5 mm, rouge  
 T1 : TIP145 ou TIP147 (Saint Quentin Radio, Gotronic, etc.)

### • Divers

1 transformateur moulé 2 x 15V / 16VA (voir texte)  
 1 support de circuit intégré à 16 broches (voir texte)  
 1 dissipateur thermique pour type : ML41 hauteur 40 mm (voir texte)  
 2 porte-fusibles en boîtier isolant pour fusible en verre 5 x 20 mm  
 1 fusible en verre 5 x 20 mm de 1A  
 1 fusible en verre 5 x 20 mm de 2A (voir texte)  
 1 commutateur rotatif à 6 positions / 2 circuits pour circuit imprimé  
 Visserie métal et entretoises filetées diamètre M3 et M4  
 Fils souples de diamètre 1 à 1,5 mm<sup>2</sup>  
 Cosses et fiches bananes mâles et femelles

La figure 10 montre le câblage général de la centrale solaire, il ne présente aucune difficulté, comme son utili-

sation. Prévoyez les liaisons vers la batterie au moyen de deux fils souples (rouge et noir) de 1 mm<sup>2</sup> de

section terminés par des cosses isolées. Le panneau solaire se connecte avec le même type de fils, mais il est



préférable d'employer des fiches bananes mâles du côté du chargeur et femelles sur le panneau solaire.

Avant la première mise sous tension, vérifiez qu'aucun court-circuit ou coupure ne perturbe la bonne conduction des pistes des circuits imprimés.

Contrôlez également la valeur et le sens des composants.

Des erreurs peuvent provoquer leur destruction et une explosion lorsqu'il s'agit d'un gros condensateur électrochimique.

Une section du circuit imprimé est soumise au potentiel du secteur, il est indispensable de prendre des mesures de précautions et d'isoler cette partie avec une plaque en plastique, ou mieux encore, de prévoir un coffret non conducteur.

Cette précaution est indispensable et prévient les chocs électriques graves.

**Y. MERGY**

#### Adresse Internet de l'auteur

Mergy Yves - Électronique, Projets, Loisirs, Études et Développements  
myepled@gmail.com

#### Les liens Internet utiles pour ce sujet

Même si vous le connaissez, voici le site du magazine : [www.electroniquepratique.com](http://www.electroniquepratique.com)

Site Internet de téléchargement de la suite bureautique «Open Office» :

<http://www.openoffice.org/fr/>

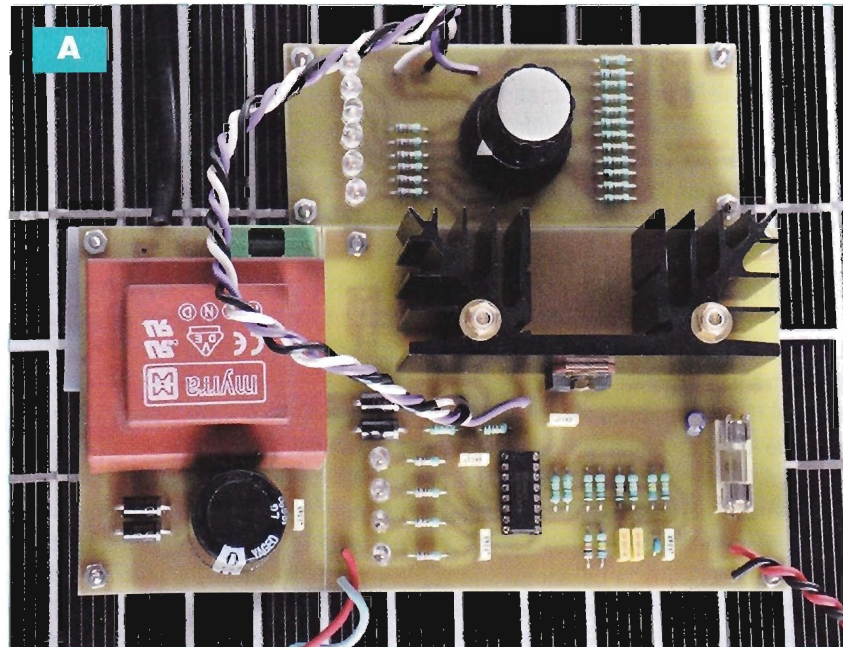
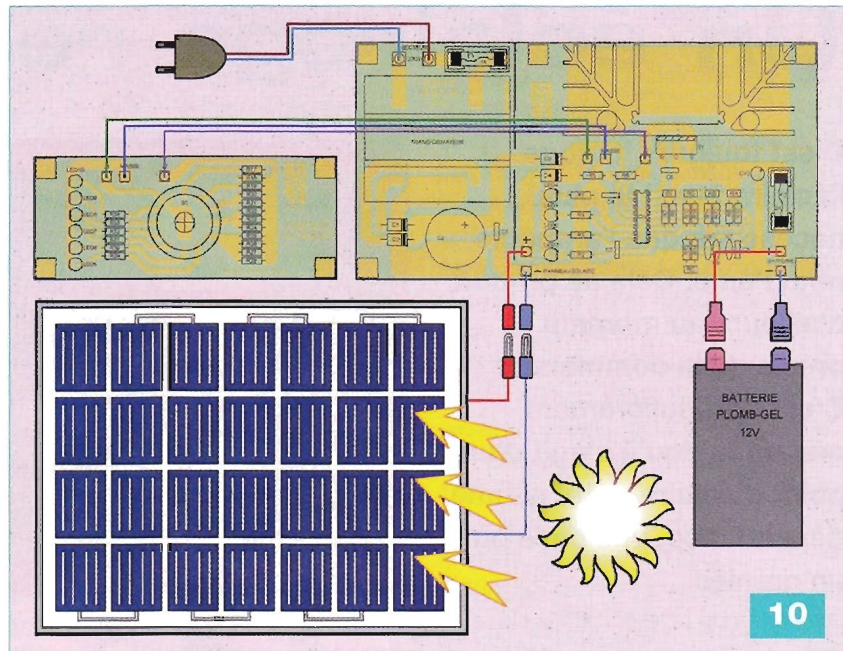
Site Internet de la société Saint Question Radio : [www.stquentin-radio.com](http://www.stquentin-radio.com)

Site Internet de la société Gotronic, distributeur des PICAXE en France :

<http://www.gotronic.fr/catalog/actif/micro.htm#25200>

Site Internet de la société Lextronic :

[www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)



**ELECTRONIQUE PRATIQUE**  
LA RÉFÉRENCE EN ÉLECTRONIQUE

<http://www.electroniquepratique.com/>

Archives   Abonnements / Achat au n°   Stereo & image   Contact

Rechercher : \_\_\_\_\_

Dernières numéros : 359, 358, 357, 356, 355, 354, 353, 352, 351, 349, 359, 358

**Les cartes à relier**

Acquisitoire de quatre sites analogiques via une dalle Bluetooth	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Convertisseur 0/1/12 V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Indicateur de niveau de niveau-glace	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Le Rébalancement. Surveillanceur audio Arduino de « Blog Labo »	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Préamplificateur stéréophonique en AOP, 4 entrées, 2 L/R - USB - 5V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Clap	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Voix ultrasonique	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.
Un robot aspirateur (2ème partie)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	47 p.

**Les articles**

Laboratoire d'expérimentation pour Arduino Uno	<input type="checkbox"/>
--	--------------------------

Imprimer    Télécharger le programme    Télécharger le circuit imprimé

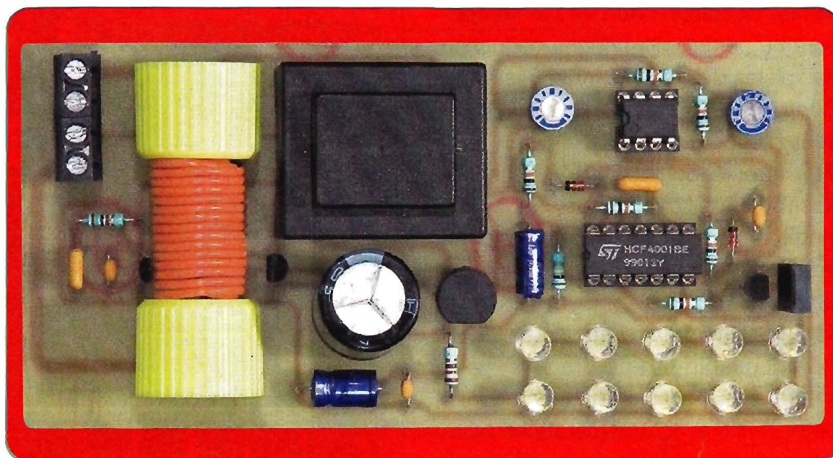
## En savoir plus...

Programmes et circuits imprimés  
relatifs à nos articles  
à télécharger gratuitement  
sur notre site web

[www.electroniquepratique.com](http://www.electroniquepratique.com)

# Un éclairage redondant

C'est toujours lorsque l'éclairage est le plus nécessaire que l'ampoule rend l'âme. Cela se produit d'ailleurs au moment précis de la commande. C'est particulièrement gênant lorsqu'il s'agit d'un point d'éclairage tel qu'une dépendance, une cave ou un grenier.



**L**e montage proposé résout favorablement ce problème. Une fois l'interrupteur de commande fermé, il détecte une non-consommation de l'ampoule et assure la redondance nécessaire par l'illumination d'une dizaine de leds blanches de type à haute luminosité.

## Le principe

Le courant d'alimentation de l'ampoule transite par une bobine, dont le faible flux magnétique émis est détecté par un capteur à effet Hall. Après amplification et intégration des alternances, cette situation, considérée comme normale, aboutit à la non-alimentation des leds de secours. En revanche, si l'ampoule est défaillante, l'absence de flux magnétique a pour conséquence la mise en fonction de l'éclairage de secours.

L'intérêt de recourir à un capteur à effet Hall réside dans le fait que le montage «basse tension» est totalement isolé électriquement du potentiel d'alimentation de 230 V.

## Le fonctionnement

### Alimentation

Le montage n'est alimenté que lorsque l'interrupteur de commande du point d'éclairage est enclenché. L'alimentation de l'ampoule transite, par ailleurs, par la bobine B que nous

évoquerons plus loin. Sur l'enroulement secondaire du transformateur d'alimentation, une tension de 12 V est récupérée. Un pont de diodes redresse les deux alternances. Le condensateur C1 effectue un premier lissage de cette tension redressée.

Sur la sortie du régulateur REG, une tension continue et stabilisée à +5 V, est disponible. Le condensateur C2 réalise un filtrage complémentaire, tandis que C3 fait office de capacité de découplage (figure 1).

### Le capteur à effet Hall

Rappelons que, si un barreau de semi-conducteur est parcouru par un courant continu (I) et que ce même barreau reçoit un champ magnétique (B) perpendiculaire à lui-même, une tension (Vh) appelée tension de Hall apparaît sur les faces latérales du barreau.

La valeur de cette tension s'exprime par la relation :

$$V_h = K_h \times B \times I$$

Dans cette relation, le facteur (Kh) est la «constante» de Hall. Sa valeur dépend du matériau constituant le barreau.

Le capteur à effet Hall, UGN 3503, exploite cette propriété fondamentale. Il s'agit d'un capteur très sensible, à sortie linéaire. Sa tension d'alimentation doit être comprise entre 4,5 V et 6 V. La densité du flux magnétique est illimitée. Quant à sa sensibilité,

elle se situe entre 0,75 mV / gauss et 1,72 mV / gauss.

Alimenté sous sa tension nominale de 5 V, il consomme 9 mA.

Sa résistance de sortie est de 50 Ω. Enfin, sa plage de températures d'utilisation va de - 20°C à + 85°C.

Dans la présente application, le capteur est placé à proximité d'une bobine parcourue par le courant d'alimentation de l'ampoule d'éclairage.

S'agissant d'un courant alternatif, la tension de sortie du capteur est variable autour d'un potentiel de référence de 2,5 V.

C'est d'ailleurs ce potentiel fixe que le capteur présente en l'absence d'une consommation de l'ampoule.

Lorsque l'ampoule est alimentée, les amplitudes des alternances de 50 Hz dépendent essentiellement de la puissance de celle-ci.

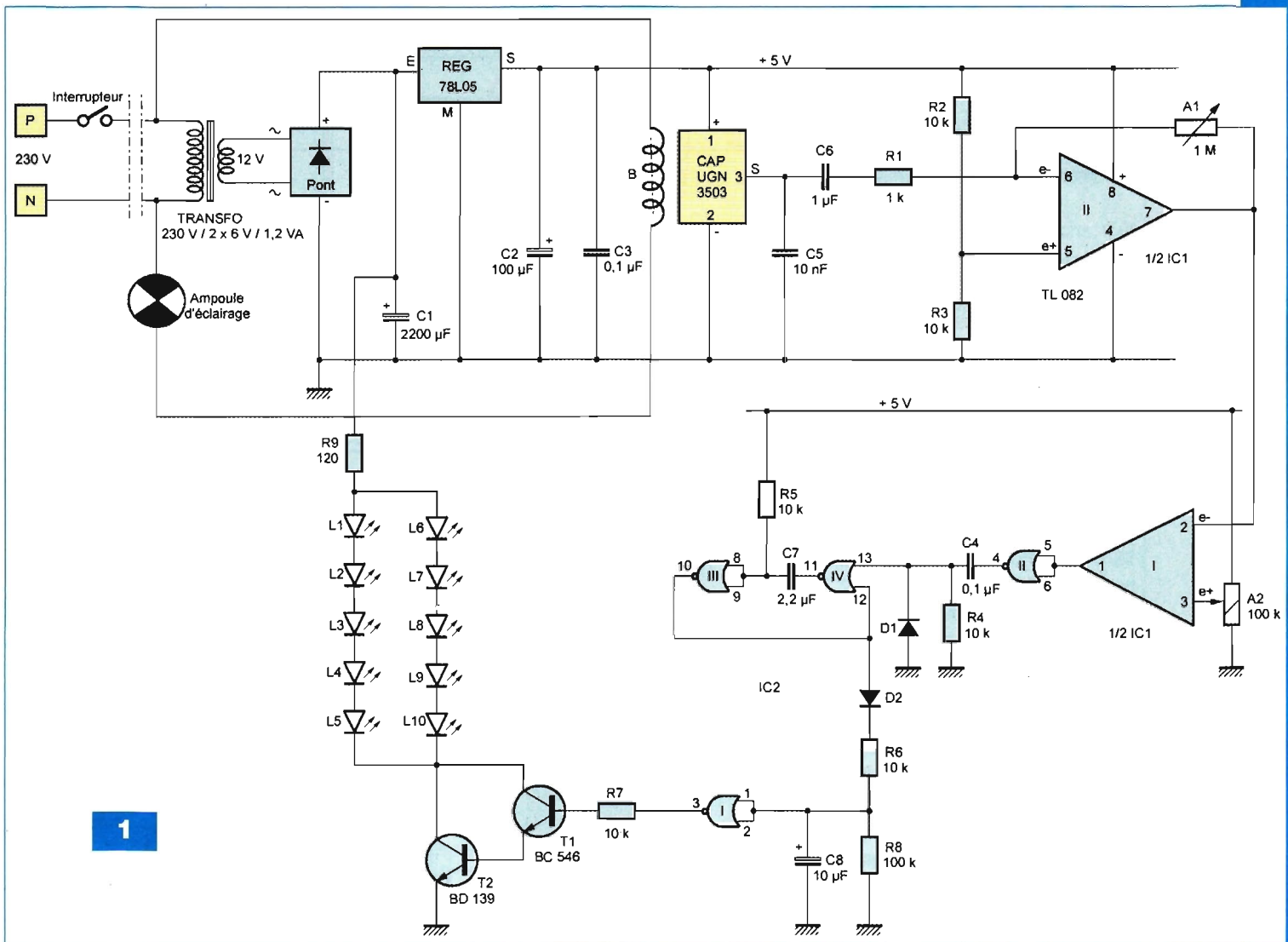
La tension crête à crête délivrée par la sortie du capteur est d'environ 50 mV pour une ampoule de 40 W. La même tension passe à 100 mV pour une puissance de 100 W.

### Amplification

L'amplificateur opérationnel (II) de IC1 est chargé d'amplifier les signaux en provenance du capteur à effet hall. A cet effet, ces derniers sont appliqués sur l'entrée «inverseuse», par l'intermédiaire de C6 et R1.

La contre-réaction est assurée par l'ajustable A1.

Rappelons que le gain (G) de cet



1

étage amplificateur est déterminé par la relation :

$$G = \frac{A1}{R1}$$

L'entrée «non-inverseuse» est soumise au potentiel fixe de 2,5 V, grâce au pont diviseur formé des résistances d'égales valeurs R2 et R3. C'est d'ailleurs cette valeur de potentiel qui est présente sur la sortie de cet étage amplificateur en cas d'absence de signaux en provenance du capteur.

En revanche, si le capteur détecte une circulation de courant à travers la bobine B, une série d'alternances dont la valeur moyenne est égale à 2,5 V, est disponible sur la sortie de l'amplificateur (II).

### Premier traitement du signal

L'amplificateur (I) de IC1 fonctionne en comparateur de potentiel. Son

entrée «inverseuse» est en liaison avec la sortie de l'amplificateur (II). Quant à son entrée «non-inverseuse», elle est soumise à un potentiel réglable grâce à l'ajustable A2.

Généralement, ce potentiel est à régler à environ 3 V.

En cas d'absence de signaux en provenance de l'amplificateur (II), ampoule d'éclairage défaillante, l'entrée «non-inverseuse» est soumise à un potentiel supérieur (3 V) à celui qui est appliqué sur l'entrée «inverseuse» (2,5 V). Il en résulte la présence d'un état «haut» permanent sur la sortie de l'amplificateur (I).

En revanche, lorsque l'ampoule est alimentée normalement, les crêtes des sinusoïdes en liaison avec l'entrée «inverseuse» de l'amplificateur (I) dépassent périodiquement (50 Hz / 20 ms), le potentiel auquel est soumise l'entrée «non-inverseuse».

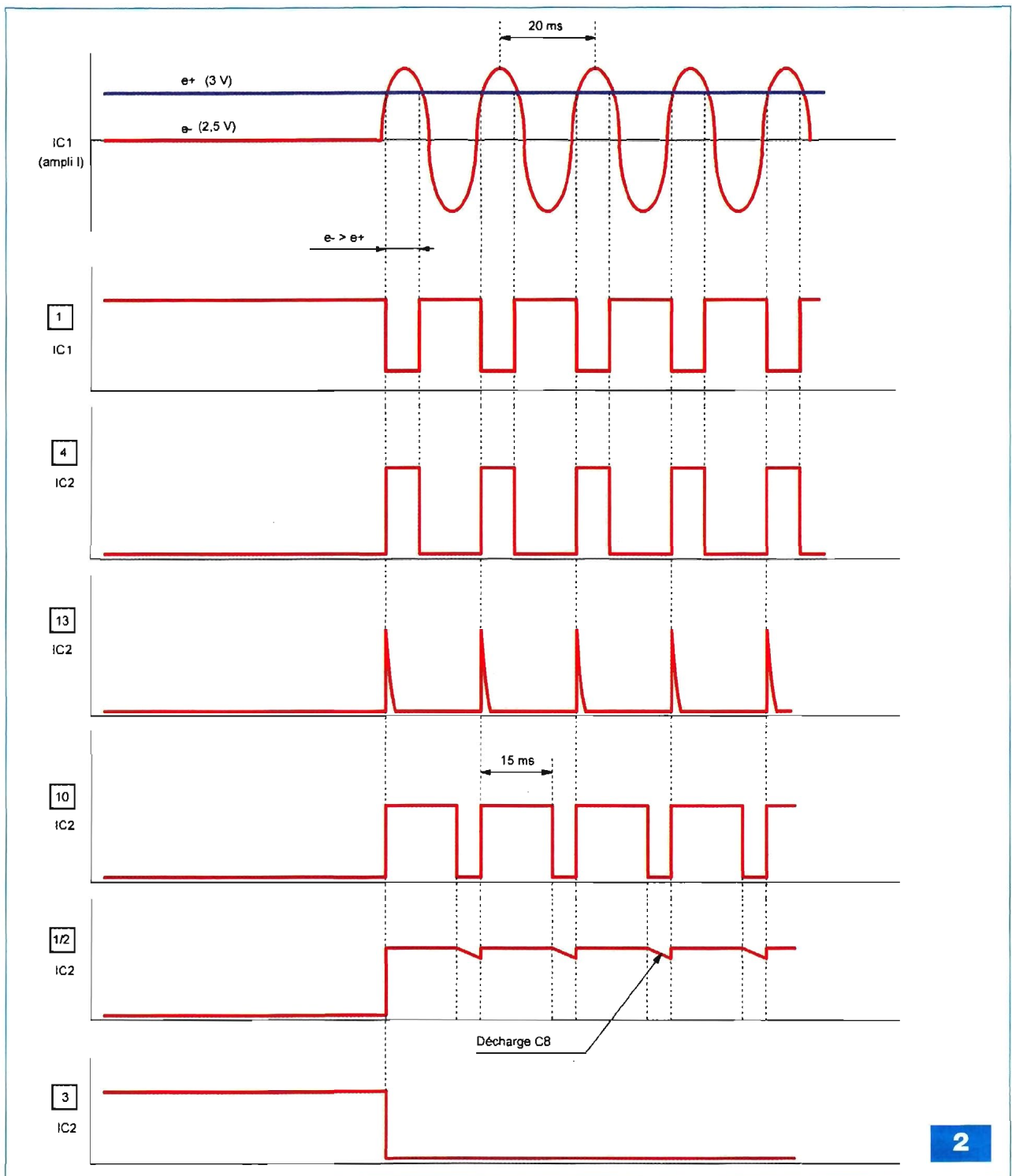
Il en résulte, sur la sortie, une succession d'états «bas» (à la tension de déchet près) aussitôt inversés en états «haut» par la porte NOR (II) de IC2 (figure 2).

### Intégration

Les fronts montants délivrés par la sortie de la porte NOR (II) de IC2 sont pris en compte par le circuit dérivateur constitué par C4, R4 et D1. A l'occasion de chaque front montant, C4 se charge rapidement à travers R4. Il s'en suit une très brève impulsion positive sur l'entrée de commande de la bascule monostable formée des portes (III) et (IV) de IC2.

Cette dernière délivre, sur sa sortie, une succession d'états «haut», dont la durée est déterminée par le produit  $0,7 \times R5 \times C7$ . Le lecteur pourra vérifier que ces durées sont de 15 ms.

Elles correspondent aux 3/4 de la



2

périodicité des successions des états «haut» (figure 2).  
 Pendant ces états «haut», le condensateur C8 se charge à travers D2 et R6. Lors des états «bas», ce même condensateur se décharge dans R8. Cette résistance est caractérisée par une valeur plus importante, d'où une pente de la courbe de décharge plus proche de l'horizontale. Il en résulte, au niveau des entrées

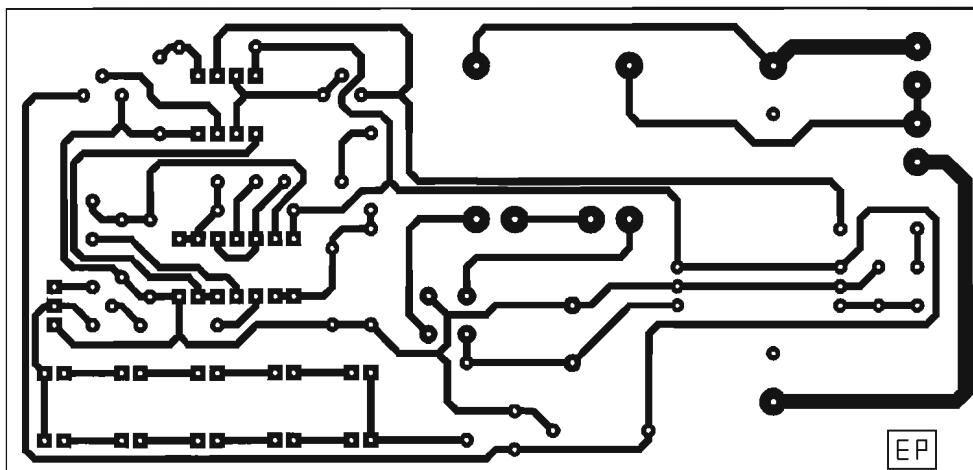
réunies de la porte NOR (I) de IC2, un état pseudo «haut», d'où un état «bas» permanent sur la sortie de cette porte.  
 Les transistors T1 et T2, montés en Darlington, sont donc bloqués. En revanche, lorsque l'ampoule d'éclairage est défaillante, la sortie de l'amplificateur (I) présente un état «haut» permanent, d'où un état «bas» sur la sortie de la porte NOR (II) de

IC2. La bascule monostable ne reçoit plus de signal de commande. Les entrées de la porte NOR (I) de IC2 sont soumises à un état «bas». Sa sortie passe à l'état «haut». Il en résulte la saturation de T1 et T2.

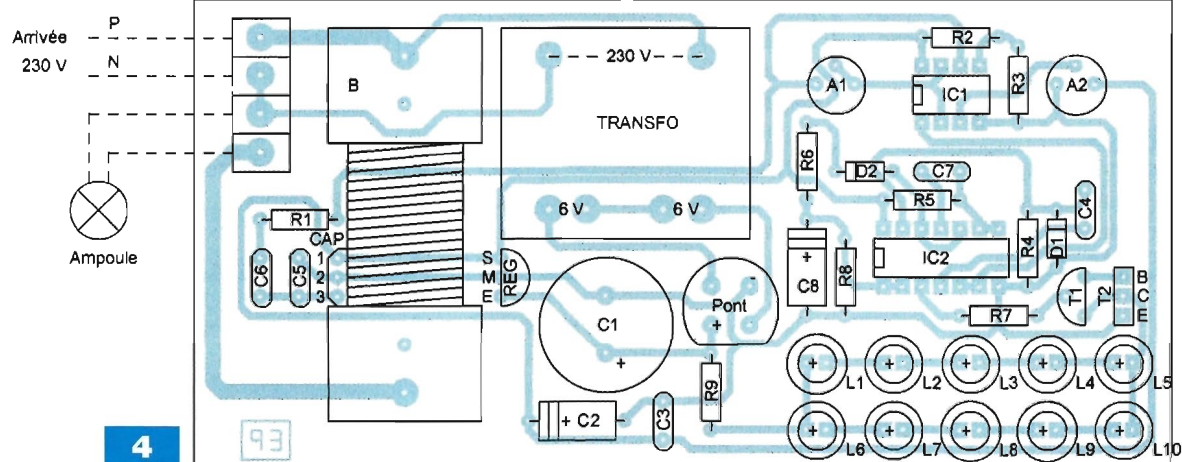
### Alimentation de l'éclairage de secours

Lorsque le Darlington T1/T2 est actif, un courant, limité par R9, circule à

3



4



## Nomenclature

### • Résistances

R1 : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 R2 à R7 : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
 R8 : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)  
 R9 : 120  $\Omega$  (marron, rouge, marron)  
 A1 : ajustable 1 M $\Omega$   
 A2 : ajustable 100 k $\Omega$

### • Condensateurs

C1 : 2 200  $\mu$ F / 25 V (sorties radiales)  
 C2 : 100  $\mu$ F / 25 V

C3, C4 : 0,1  $\mu$ F  
 C5 : 10 nF  
 C6 : 1  $\mu$ F  
 C7 : 2,2  $\mu$ F  
 C8 : 10  $\mu$ F / 25 V

### • Semiconducteurs

D1, D2 : 1N 4148  
 L1 à L10 : led blanche  $\varnothing$  5 mm (haute luminosité)  
 Pont de diodes  
 REG : 78 L 05

CAP : UGN 3503

T1 : BC 546, 547

T2 : BD 139

IC1 : TL 082

IC2 : CD 4001

### • Divers

1 support 8 broches

1 support 14 broches

Transformateur 230 V / 2 x 6 V / 1,2 VA

B : bobine (voir texte)

2 borniers soudables de 2 plots

travers les deux rangées de cinq leds. S'agissant de leds blanches à haute luminosité, l'éclairage de secours, ainsi produit, est relativement intense. Suffisant, en tout cas, pour supplanter l'éclairage défaillant. Les leds se caractérisent par une tension de jonction proche de 3 V. La tension totale aux bornes des deux branches est donc égale à environ 15 V. La polarité positive de cette alimentation de secours est l'armature

positive de C1. Elle présente une tension d'environ 20 V. Le courant transitant par R9 est d'environ 42 mA, soit un peu plus de 20 mA par branche.

## La réalisation pratique

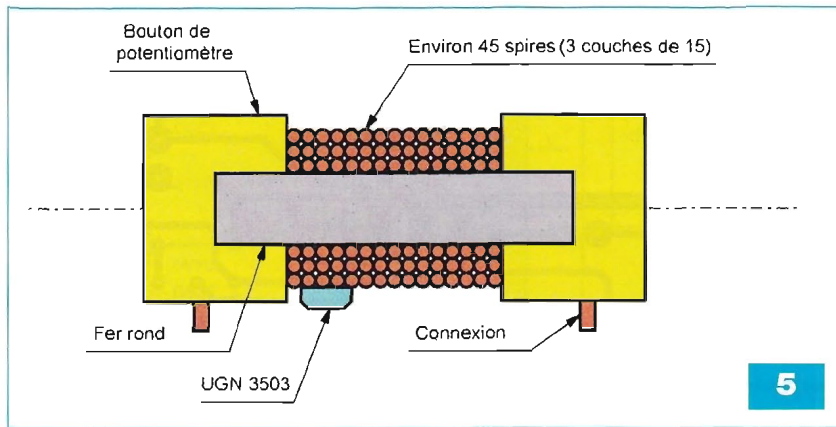
### Le module

Le circuit imprimé est représenté en figure 3.

Notez une largeur plus importante des pistes destinées à véhiculer le

courant d'alimentation de l'ampoule. La figure 4 reprend le plan de montage des composants. Veillez à l'orientation correcte des composants polarisés, tels que les condensateurs électrolytiques, les circuits intégrés, les leds et les transistors.

Enfin, la figure 5 illustre un exemple de réalisation du détecteur magnétique. A noter la présence d'un fer rond de 7 à 10 mm de diamètre autour duquel un fil isolé a été enrou-



lé pour former une bonne quarantaine de spires. Ainsi que le montre cette figure, le capteur Hall a été positionné vers l'extrémité du bobinage. C'est à cet endroit qu'il est soumis à l'induction magnétique la plus élevée.

## Les réglages

Dans un premier temps, les curseurs des deux ajustables sont à placer en position médiane.

## Ajustable A1

La meilleure méthode pour régler cet ajustable consiste à alimenter l'ampoule destinée à l'éclairage normal en la connectant au bornier prévu à cet effet. Tout dépend, en effet, de sa puissance.

A l'aide d'un oscilloscope, un positionnement correct du curseur sera obtenu lorsque les crêtes du signal alternatif disponible sur la broche 7

de IC1 seront éloignées de 1 à 1,5 V du potentiel moyen de 2,5 V.

## Ajustable A2

Généralement, la position médiane pour laquelle la tension relevée sur la broche 3 est de 2,5 V convient. A défaut, il est possible de s'éloigner légèrement, dans un sens ou dans l'autre de cette position, pour obtenir une mise en service de l'éclairage de secours si l'ampoule est retirée de sa douille. Une fois cette même ampoule remontée, l'éclairage de secours doit aussitôt cesser.

## Installation

Si le volume de la vasque renfermant l'ampoule d'éclairage est suffisant, le module pourra être directement monté à l'intérieur. Si cela n'est pas réalisable, il sera toujours possible de le monter à proximité, à l'endroit le plus approprié.

R. KNOERR

# Télécommande originale d'une porte de garage

Ce montage aborde le problème de la télécommande d'une porte mécanisée de garage d'une manière plutôt originale. En lieu et place de la traditionnelle télécommande par ondes hertziennes, un simple appel codé des phares suffit à commander l'ouverture.

**E**n approchant à quelques mètres de la porte du garage, le conducteur doit réaliser un certain nombre d'appels de phares espacés d'environ une seconde. Ce nombre, préalablement programmé au niveau du récepteur, peut aller jusqu'à neuf. Le dernier appel est à maintenir pendant quelques secondes. Cette disposition tient lieu, en quelque sorte, de validation.

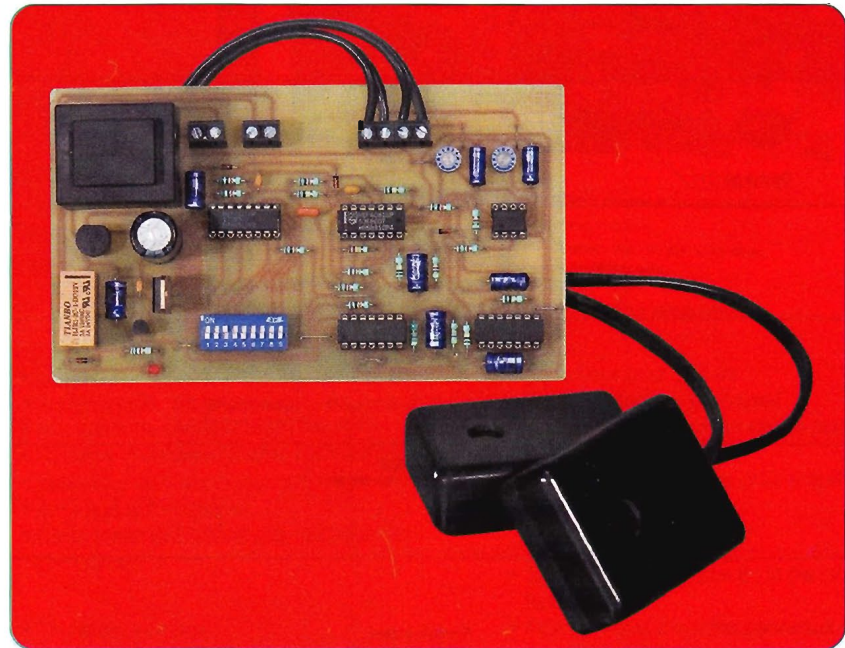
## Le fonctionnement

### Alimentation

Un transformateur délivre, sur son enroulement secondaire, une tension alternative de 12 V. Un pont de diodes redresse les deux alternances. Le condensateur C1 effectue un premier lissage des alternances positives. Sur la sortie du régulateur REG, une tension continue et stabilisée à +12 V est disponible. Le condensateur C2 réalise un complément de filtrage, tandis que C6 fait office de capacité de découplage (figure 1).

### Éclairage naturel des photorésistances

Le dispositif optique de réception comporte deux photorésistances référencées LDR1 et LDR2. En situation de veille, ces dernières sont soumises au même éclairage naturel, éclairage



qui, bien entendu, varie considérablement en fonction des circonstances : journée ensoleillée ou nuit.

Comme nous le verrons ultérieurement, les photorésistances sont positionnées au fond d'un boîtier, dont le couvercle est percé d'un trou, si bien qu'en règle générale, le soleil ne les frappe jamais directement. En période d'éclairement naturel maximal, la résistance ohmique des photorésistances, ainsi conditionnées, est de l'ordre de 2 k $\Omega$ . Elle passe à une valeur de plusieurs mégohms dans le cas d'un éclairage naturel voisin de l'obscurité.

Chaque photorésistance comporte, en parallèle, un ajustable de 4,7 k $\Omega$ . Pour une position médiane du curseur et dans les deux cas extrêmes évoqués ci-dessus, la résistance équivalente d'une LDR et de l'ajustable associé est alors la suivante :

### Journée ensoleillée

$$R_{\text{éq}} = \frac{A \times \text{LDR}}{A + \text{LDR}} = \frac{2,35 \times 2}{2,35 + 2}, \text{ soit } 1,1 \text{ k}\Omega$$

### Obscurité

En considérant que la résistance de la LDR tend vers une valeur infinie, la

résistance équivalente devient égale à 2,35 k $\Omega$ . Les potentiels (u), relevés sur les armatures des condensateurs C7 et C8, se déterminent suivant la relation :

$$u = \frac{R_{\text{éq}}}{R1 + R_{\text{éq}}} \times 12 \text{ V}$$

Soit :

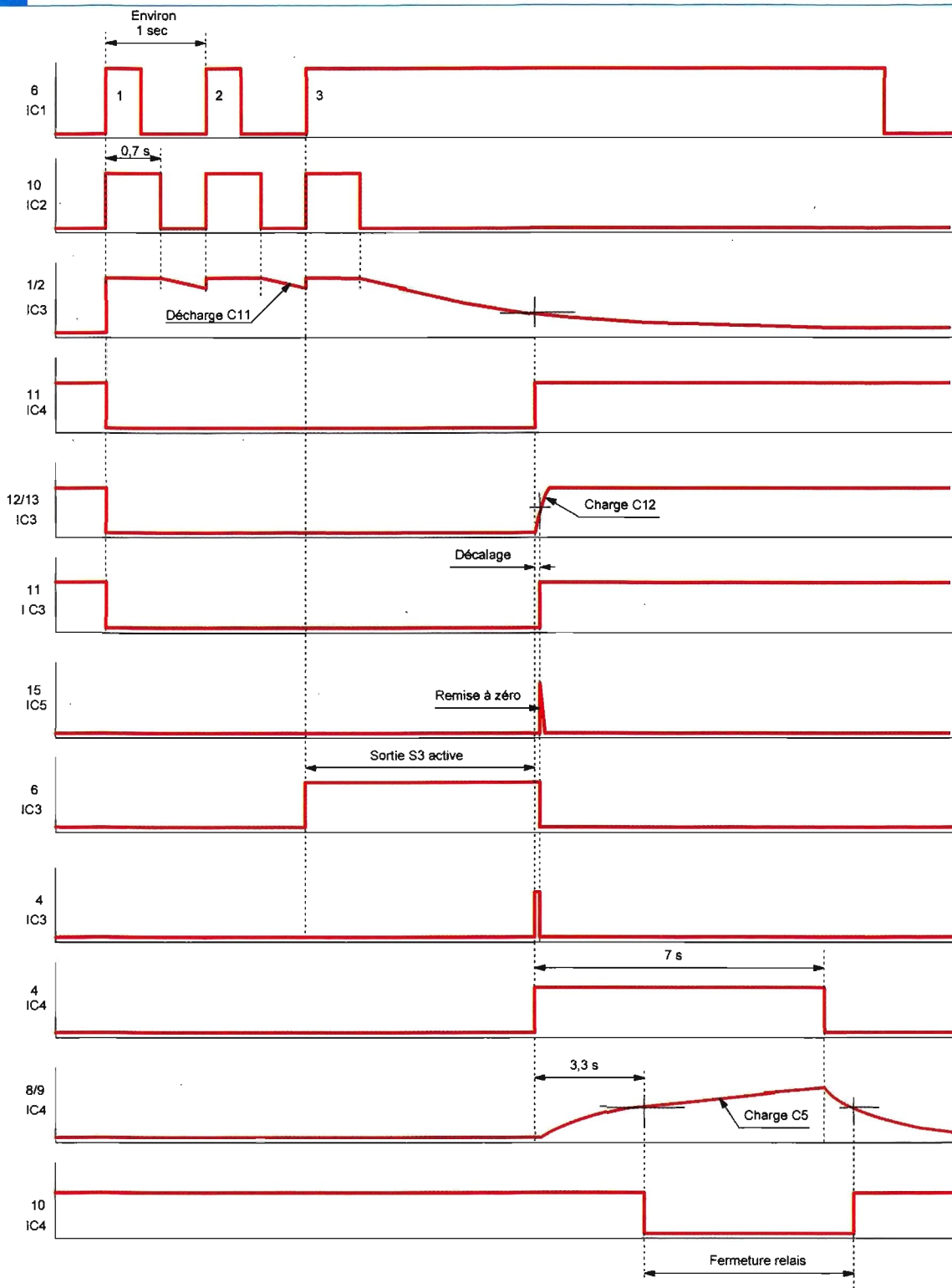
- Ensoleillement : 5 V
- Obscurité : 8,1 V

### Prise en compte des appels de phares

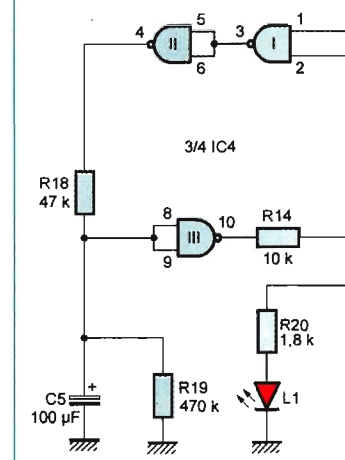
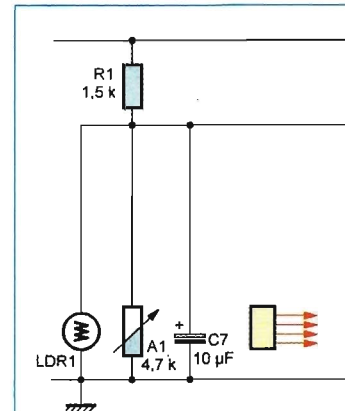
Les points communs du raccordement entre les photorésistances et les ajustables associés sont reliés respectivement :

- à l'entrée «non-inverseuse» de l'amplificateur opérationnel IC1 pour la cellule LDR1
- à l'entrée «inverseuse» du même circuit intégré pour la cellule LDR2

En situation de veille, les curseurs des ajustables A1 et A2 sont légèrement éloignés de part et d'autre de leur position médiane, de manière à obtenir un potentiel sur l'entrée «inverseuse» légèrement supérieur de quelques dixièmes de volt par rapport à celui présent sur l'entrée «non-inverseuse». Grâce à ce



2



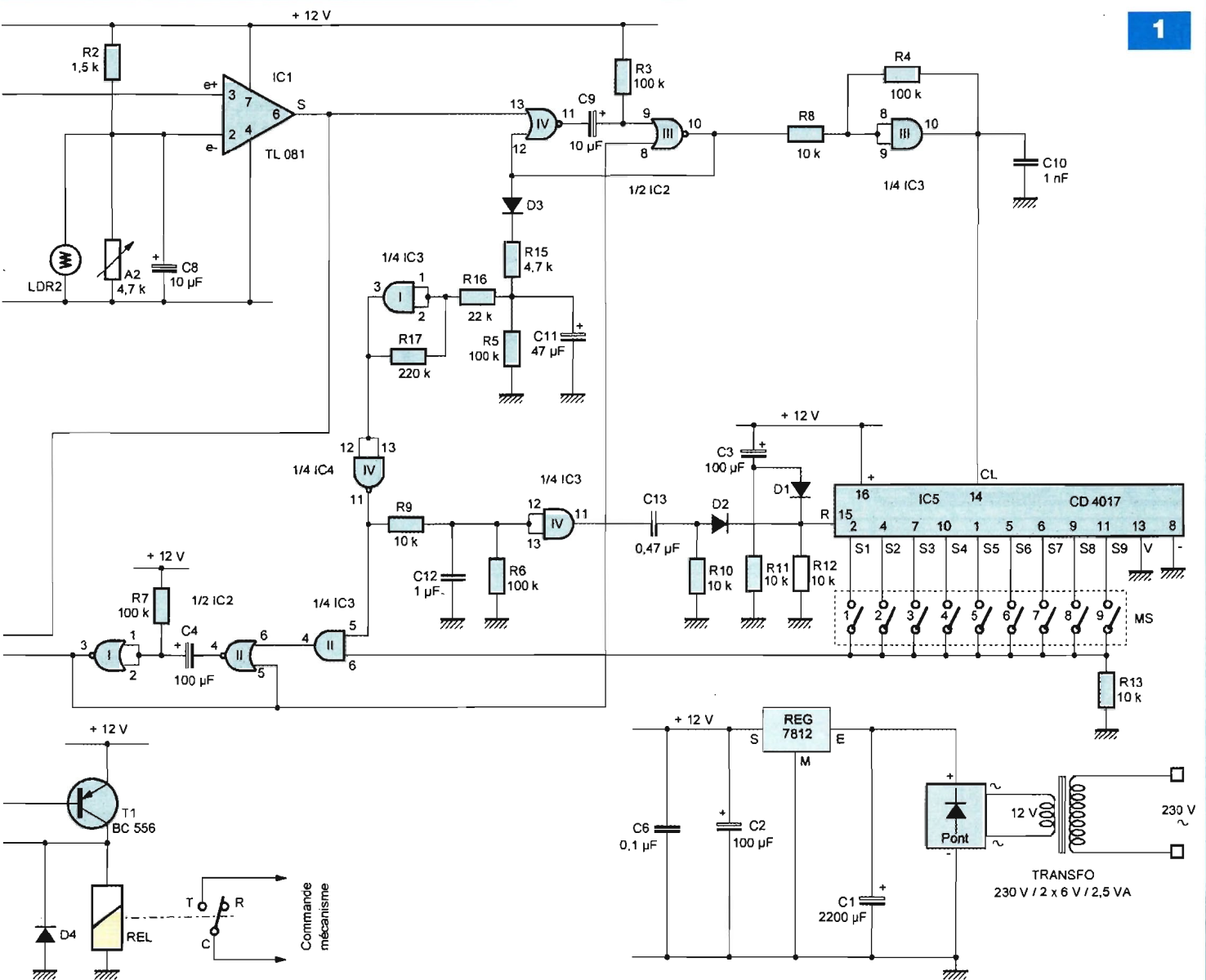
réglage, la sortie de l'amplificateur présente un état «bas» à l'état de veille. En revanche, si la photorésistance LDR2 est éclairée par les phares du véhicule, sa résistance ohmique descend à quelques centaines d'ohms. Le potentiel, présent sur l'entrée «inverseuse», chute nettement et devient inférieur à celui auquel est soumise

l'entrée «non-inverseuse». Cela se produit dans toutes les circonstances : éclairage naturel maximal ou obscurité, grâce à la présence de la LDR1 qui fournit le potentiel de référence. Il en résulte la présence, sur la sortie de IC1, d'un état «haut» aussi longtemps que la photorésistance LDR2 est soumise à l'éclairage des phares.

## Comptage des appels des phares

Pour chaque appel des phares, la bascule monostable formée par les portes NOR (III) et (IV) de IC2 est activée. Sa sortie présente alors un état «haut», dont la durée est déterminée par le produit  $0,7 \times R3 \times C9$ , soit 0,7 s dans le cas présent. Ce signal est pris en comp-





te par le trigger de Schmitt constitué par la porte AND (III) de IC3 et de ses résistances périphériques R4 et R8. Ce dernier donne au signal des fronts ascendants et descendants à l'allure plus verticale. En particulier, le front ascendant fait avancer d'un pas le compteur décimal IC5, qui est un CD 4017. L'état «haut», qui était disponible sur la sortie S0 dans un premier temps, se transpose sur la sortie S1 et ainsi de suite. A noter, qu'au moment de la mise sous tension, ou suite au rétablissement de cette dernière après une coupure du secteur, le condensateur C3 se charge à travers R11.

Il en résulte une brève impulsion positive au niveau de l'armature négative de C3, impulsion aussitôt transmise sur

l'entrée de remise à zéro, broche 15 de IC5, par l'intermédiaire de D1.

Nous verrons plus loin dans quelles autres conditions se produit également cette remise à zéro de IC5, suite à une série d'appels des phares, que le résultat de ces appels soit, par ailleurs, fructueux ou non.

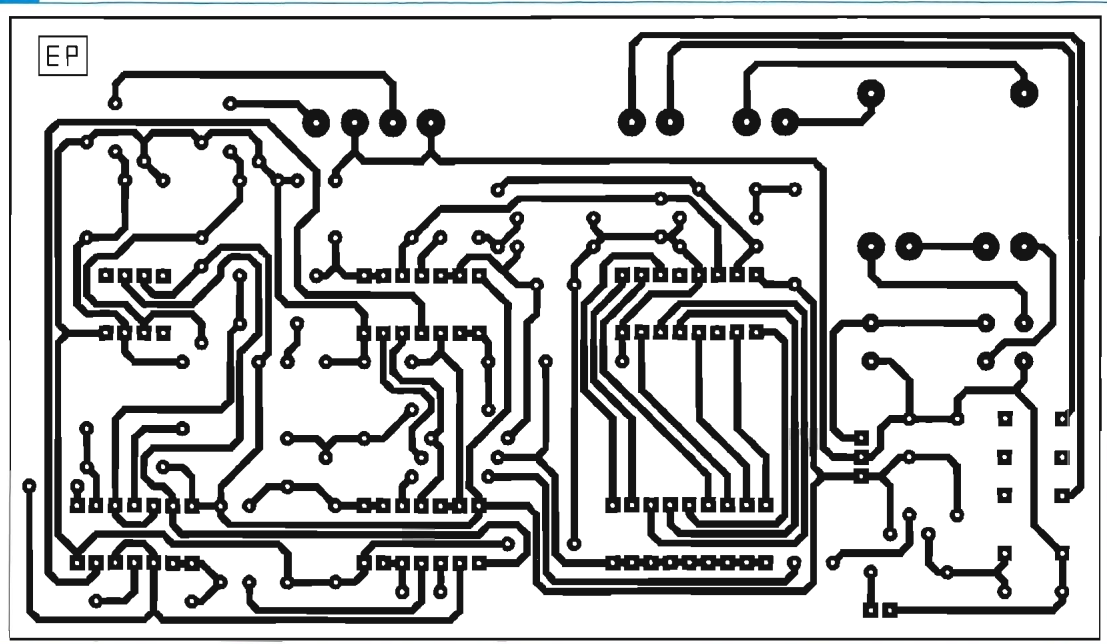
### Intégration d'une série d'appels des phares

Lors des états «haut» d'une durée de 0,7 s émis par la bascule monostable évoquée ci-dessus, le condensateur C11 se charge assez rapidement à travers R15.

En revanche et suite au blocage anti-retour réalisé par D3, la décharge de cette capacité s'effectue à une allure

beaucoup plus lente par R5 de valeur plus importante.

Ainsi, tant qu'une suite d'appels des phares se produit avec une périodicité de l'ordre de la seconde, les entrées réunies du trigger AND (I) de IC1 sont soumises à un état quasi «haut», dont le niveau reste en tout cas supérieur à la moitié de la tension d'alimentation. Il en résulte un état «haut» permanent sur la sortie de cette porte. La sortie de la porte NAND (IV) de IC4 réalise une inversion et présente donc un état «bas» pendant toute la durée des appels. Lorsque le début du dernier appel se produit, rappelons qu'il est nécessaire de maintenir les phares allumés. Le compteur IC5 reste ainsi bloqué sur la position pour laquelle il est programmé.



## Nomenclature

### • Résistances

R1, R2 : 1,5 kΩ  
(marron, vert, rouge)  
R3 à R7 : 100 kΩ  
(marron, noir, jaune)  
R8 à R14 : 10 kΩ  
(marron, noir, orange)  
R15 : 4,7 kΩ  
(jaune, violet, rouge)  
R16 : 22 kΩ  
(rouge, rouge, orange)  
R17 : 220 kΩ  
(rouge, rouge, jaune)  
R18 : 47 kΩ  
(jaune, violet, orange)  
R19 : 470 kΩ  
(jaune, violet, jaune)  
R20 : 1,8 kΩ  
(marron, gris, rouge)  
A1, A2 : ajustable 4,7 kΩ  
LDR1, LDR2 :  
photorésistance Ø 10 mm  
(hors module)

3

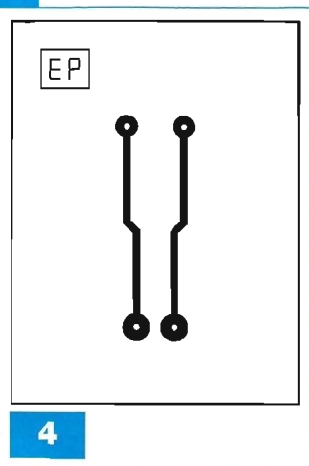
### • Condensateurs

C1 : 2 200 µF / 25 V (sorties radiales)  
C2 à C5 : 100 µF / 25 V  
C6 : 0,1 µF  
C7, C8, C9 : 10 µF / 25 V  
C10 : 1 nF  
C11 : 47 µF / 25 V  
C12 : 1 µF  
C13 : 0,47 µF

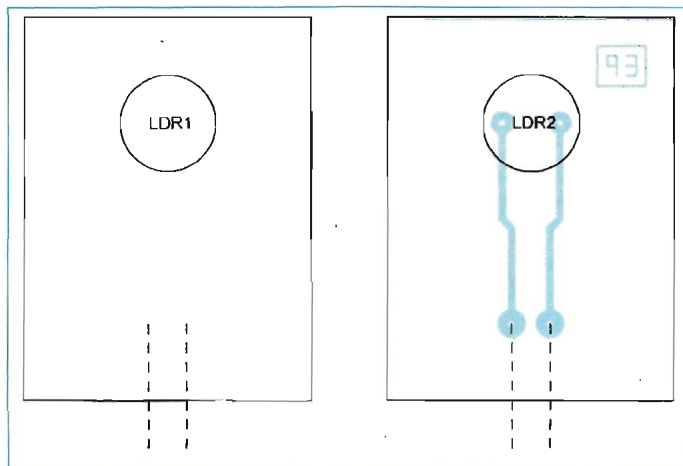
### • Semiconducteurs

D1 à D4 : 1N 4148  
L1 : led rouge Ø 3 mm  
Pont de diodes

6



4



En revanche, la bascule monostable délivre son dernier état «haut» de 0,7 s. L'intégration, évoquée ci-dessus, touche à sa fin au bout de 3 s environ. La sortie de la porte NAND (IV) de IC4 passe alors à l'état «haut».

### Vérification de la conformité du codage

L'exemple illustré par les oscillogrammes de la figure 2 correspond à une programmation du chiffre 3 pour ce qui concerne le nombre requis d'appels des phares. Si, donc, l'interrupteur 3 est fermé, l'entrée 6 de la porte AND (II) de IC3 est momentanément soumise à un état «haut». Momentanément seulement, car, comme nous le verrons au paragraphe suivant, le compteur IC5 sera aussitôt remis à zéro.

L'entrée 5 de cette même porte AND (II) étant déjà soumise à un état «haut», comme évoqué ci-dessus, la sortie passe à un état «haut» de brève durée.

### Remise à zéro du compteur IC5

Lorsqu'en fin d'intégration des états «haut», correspondant aux appels des phares, la sortie de la porte NAND (IV) de IC4 passe à l'état «haut», les entrées réunies de la porte AND (IV) de IC3 sont également soumises à cet état «haut», mais avec un léger retard dû à la charge de C12 à travers R9. Il en résulte un front montant sur la sortie de cette porte, avec le même retard. Ce front montant est pris en compte par le système de dérivation formé par C13 et R10. Une brève impulsion positive est

alors transmise sur l'entrée R de remise à zéro de IC5, par l'intermédiaire de D2. L'état «haut», qui était disponible sur la sortie de S3 (dans le cadre de l'exemple traité), se transpose sur la sortie S0. Le compteur est ainsi prêt à une nouvelle sollicitation ultérieure.

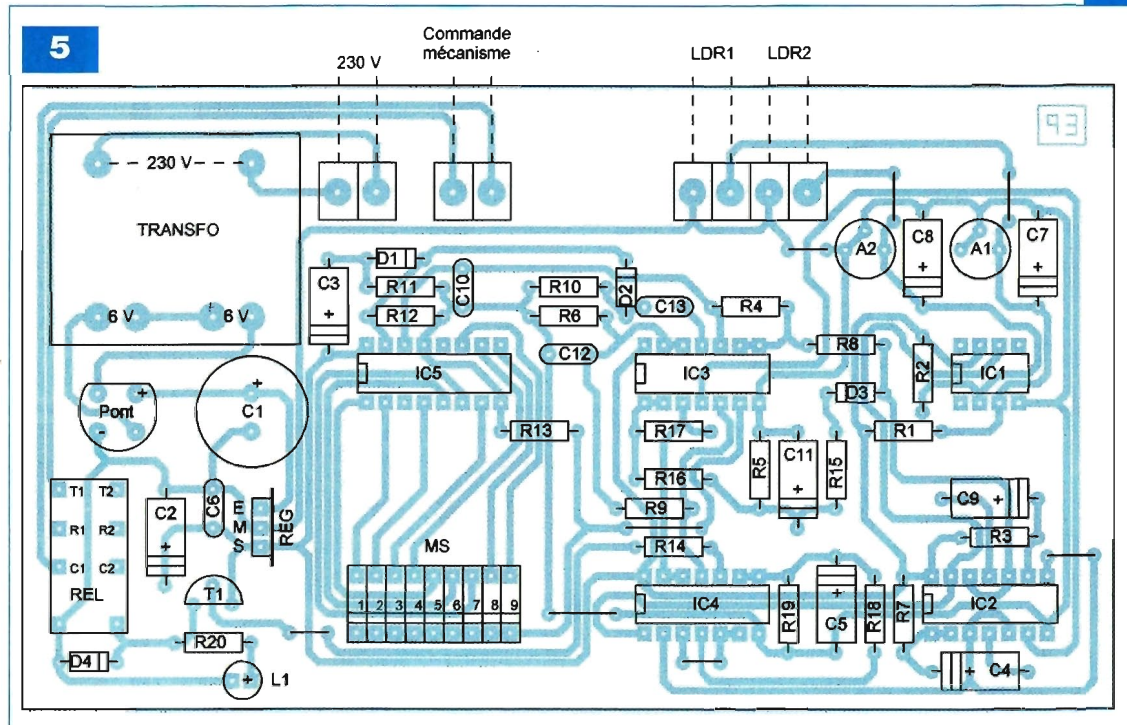
### Intégration finale

L'état «haut», de durée relativement brève qui apparaît sur la sortie de la porte AND (II) de IC3, est à l'origine de l'activation de la bascule monostable formée par les portes NOR (I) et (II) de IC2. Cette dernière délivre sur sa sortie un état «haut» d'une durée de 7 s. A noter que pendant cette durée, la bascule monostable formée par les portes NOR (III) et (IV) de IC2 est neutralisée par la soumission de l'entrée 8 à un état

REG : 7812  
 T1 : PNP / BC 556, BC 557  
 IC1 : TL 081  
 IC2 : CD 4001  
 IC3 : CD 4081  
 IC4 : CD 4011  
 IC5 : CD 4017

### • Divers

- 8 straps
- (6 horizontaux, 2 verticaux)
- 1 transformateur 230 V / 2 x 6 V / 2,5 VA
- 1 support à 8 broches
- 3 supports à 14 broches
- 2 supports à 16 broches
- REL : relais 12 V / 2 RT (Finder série 3022)
- MS : groupement de 9 interrupteurs (dual in line)
- 4 borniers soudables de 2 plots
- Câble 2 conducteurs



«haut», ce qui interdit toute avance du compteur IC5.

Étant donné que ce troisième appel des phares est maintenu, les deux entrées de la porte NAND (I) de IC4 sont simultanément soumises à un état «haut». La sortie de la porte NAND (II) de IC4 passe alors à l'état «haut».

Il en résulte la charge lente de C5 à travers R18. Au terme d'une durée d'environ 3,3 s, les entrées réunies de la porte NAND (III) de IC4 sont soumises à un potentiel dépassant la moitié de celui de l'alimentation. La sortie passe à ce moment à l'état «bas».

Le transistor PNP/T1 se sature. Il insère, dans son circuit collecteur, la bobine du relais REL. Celui-ci s'active, en assurant par la même occasion l'établissement d'un contact entre les bornes C et T. Ces contacts sont connectés, en parallèle, sur ceux du bouton de commande de la porte de garage. Pendant cette commande, la led rouge L1 s'illumine.

La diode D4 protège le transistor T1 des effets liés à la surtension de self qui se manifeste essentiellement lors des ouvertures des contacts.

## Réalisation pratique

### Les modules

Le circuit imprimé, correspondant au module principal, est représenté en

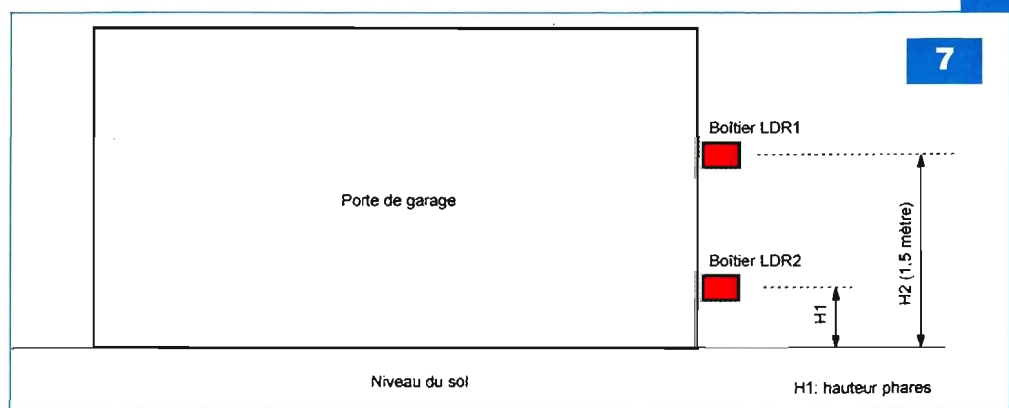


figure 3. La figure 4 reproduit le circuit imprimé, très simple, des deux modules LDR qui sont, bien entendu, identiques. Les figures 5 et 6 reprennent le plan de câblage des composants. Veiller à respecter l'orientation des nombreux condensateurs électrolytiques et des autres composants polarisés. Ainsi que nous l'avons déjà signalé au niveau du paragraphe «éclairage naturel des photorésistances», ces dernières seront positionnées au fond d'un boîtier, de préférence de couleur noire. Un trou de Ø 8 à 10 mm sera pratiqué en face des LDR, pour éviter que les rayons solaires ne les frappent, tout en permettant le passage de l'éclairage occasionné par les phares et dont la direction est horizontale.

La figure 7 indique comment position-

ner les deux boîtiers LDR1 et LDR2, d'un côté ou de l'autre de la porte du garage.

## Les réglages

Les réglages consistent à agir sur les curseurs des ajustables A1 et A2. Les boîtiers LDR étant fixés et par un éclairage naturel diurne, le potentiel relevé au niveau de la broche 3 de IC1 devra être d'environ 6 V, en agissant sur le curseur de l'ajustable A1.

En intervenant sur le curseur de l'ajustable A2, le potentiel relevé au niveau de la broche 2 de IC1 devra être légèrement inférieur à celui évoqué ci-dessus. Une valeur de 5,8 V à 5,9 V convient.

R. KNOERR



N°337

- Emetteur numérique pour guitare
- Les unités électriques les plus usuelles
- KICAD : la CAO en trois dimensions (fin)
- Le robot Ma-Vin (kit)
- Centrale de commande de feux routiers
- Spot d'ambiance multicolore à base de LEDs RVB
- Pilotage d'une carte via un réseau Ethernet
- Indicateur de vitesse de périphérie USB
- Push-pull de 6BL7
- Fréquence-mètre 8 digits de 25 mm



N°338

- Emetteur numérique pour guitare
- Internet pratique
- L'EPROM, une mémoire très pratique
- Adaptateur USB/SUBD9 pour manette de jeux
- Alerte téléphonique pour personne isolée
- Baromètres à capteur MPX2200AP
- Perroquet électronique
- Fréquence-mètre 8 digits de 25 mm (2<sup>e</sup> partie)
- Le Grommes G101
- Charge passive de forte puissance pour ampli



N°339

- Emetteur numérique pour guitare
- Chiffrage téléphonique par la DTMF
- Surveillance par GPS
- Ensemble caméra CCD & Ecran TFT couleur
- Journal lumineux... très lumineux
- Redonner vie au téléphone à cadran
- Transmetteur audio/vidéo en 5.8 GHz
- Contrôles d'accès originaux
- Centrale de protection pour amplificateur en enceintes



N°340

- Emetteur numérique pour guitare
- Le simulateur électronique LTSpice
- Convertisseur 5 V USB pour auto (6 ou 12 V)
- Animation lumineuse commandée par le port USB
- Boîte aux lettres « active »
- Le Mélomane ampli hi-fi 2 x 130 W/4 Ω avec pré-ampli et correcteur
- Convertisseur numérique-analog pour interface USB
- Microcontrôleurs PICAXE
- Analyse des montages éprouvés : la série Luxman 3045/3500 & MQ360



N°341

- Emetteur numérique pour guitare
- La technologie du CMS
- Valeurs remarquables des signaux périodiques
- Déjoncteur à réarmement automatique
- Orgue de barbare à bande programmée
- 5 pistes
- Module de mesure de l'ensoleillement
- Contrôleur PWM pour éclairage à diodes LEDs
- Analyse des montages éprouvés : l'ampli intégré Telewatt VS-71 de Klein + Hummel
- Télécommande par bluetooth
- Préampli linéaire pour audiophile adapté au Mélomane 300
- Potentiomètre numérique



N°342

- Emetteur numérique pour guitare
- Le UM3750, un codeur/décodeur bien pratique
- Transmetteur audionumérique 2,4 GHz
- Picaxe : télécommandes infrarouges
- Sonnette d'entrée codée
- Ensemble diapason-métronome
- Répétiteur vocal du chiffage téléphonique
- Barrière infrarouge pour portail automatique
- Limiteur écologique pour jeux vidéo
- Vumètre stéréo universel à 60 leds adapté au Mélomane 300
- Sonomètre économique



N°344

- Emetteur numérique pour guitare
- Dé à annonce vocale
- Les mémoires vocales ISD de la série 2500
- Simulateur d'aube
- Mesures de tensions et tracés de courbes par PC
- Cyber-Troll. Robot marcheur expérimental
- Manomètre numérique
- Avertisseur de pollution
- Le C8 Mc Intosh
- Enceinte expérimentale en polystyrène



N°360

- Alimentation contrôlée du poste de travail
- Pour musiciens et mélomanes, boîte stéréo multi-effets numériques
- Modélisme ferroviaire
- Indicateur permanent et rigoureux de la vitesse d'un train
- Egaliseur stéréophonique à dix bandes de fréquences
- Radar de recul
- Amplificateur Hi-Fi 2 x 70 Wefi / 8 Ω
- Crossover actif pseudo-numérique deux voies



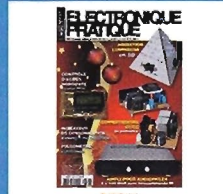
N°364

- PICAXE à tout faire
- Horloge LCD sur « Timer » interne
- Encodeur rotatif et « iButton »
- Un mini oscilloscope avec le XPROTO-LAB
- Débitmètre à affichage numérique
- Transvasement programmable d'un liquide : eau, essence, huile...
- Un filtrage téléphonique
- Traceur de courbes pour voltimètre HF
- Testeur de diodes zénères
- Amplificateur HiFi Push-Pull de pentodes EL95



N°365

- La DTMF. « Dual Tone Multi Frequency » TCMS089 et MT8870
- Chargeur pour accumulateurs au lithium-polymère
- Stroboscope de mesure
- Photographier des gouttes d'eau... et autres objets
- Mini laboratoire « tout en un »
- Amplificateur à saturation douce
- Le classe AB
- Un standard téléphonique
- Comptabilisateur d'ensoleillement. Mensuel et annuel



N°366

- Animation lumineuse en 3D
- Indicateur de consommation d'énergie de chauffage
- Pulsomètre numérique
- Convertisseurs CC/CC de puissance
- HARMONIC 2 100. Amplificateur pour audiophiles 2 x 100 Wefi avec télécommande IR
- Contrôle d'accès horodaté à badge RFID



N°367

- Le module chipKIT Max32
- Minuteur retardateur sur PC
- Signalisation complémentaire pour véhicule en panne
- Récepteur FM-VHF-UHF 48 MHz à 863 MHz
- Détecteur de monoxyde de carbone
- Alarme à détection de mouvements
- Testeur de tubes lampemètre moderne



N°369

- Laboratoire d'expérimentations pour Arduino Uno
- Toise ultrasonique
- Convertisseur 6 V / 12 V
- Acquisition de quatre voies analogiques via une liaison Bluetooth
- Un robot aspirateur (2<sup>e</sup> partie)
- Le Nébulophone. Synthétiseur audio Arduino de « Bleep Labs »
- Indicateur de niveau de lave-glace
- Préampli stéréophonique en AOP
- 4 entrées : 2 LIN - USB - S/P DIF



N°370

- Robot radioguidé
- Robot guidé par radar
- Alimentations à régulateurs intégrés : 2 x 38 V - 0 à 5 A et 2 x 80 V - 1 A
- Télécommande infrarouge pour tout amplificateur audio
- Générateur BF à base de TL081, 0 à 28 kHz : sinus/carré/triangle
- Amplificateur 2 x 32 Wefi. Push-pull de tétrodes KT66



N°371

- Moulin solaire
- Composants pour la robotique
- Globe d'ambiance à leds avec variateur et télécommande IR
- Fréquence-mètre logarithmique
- Comptabilisateur des journées de pluie
- Téléalarme pour résidence secondaire
- Amplificateur tonoube, la KT66 en Single End



N°372

- Carte de commande pour machine CNC
- Télécommande à six relais par liaison Bluetooth sécurisée
- Le Kit Velleman EDU05
- Simulateur de présence original
- Annonces en gare ferroviaire
- Thermomètre - Calendrier - PICAXE, avec mémorisation horaire du minima et du maxima
- Préamplificateur stéréo à OPA2604, 4 entrées linéaires, 2 sorties isolées par transformateurs
- Enregistreur trois voies



N°373

- Applaudimètre à affichage géant
- Télécommande 3 canaux par les fils du secteur
- Mini-table croisée à 3 axes
- Centrale de mesures pour thermocouples
- Sirènes prioritaires pour modélisme
- Alimentation pour PICAXE à partir du port USB
- Lecteur/programmeur de mémoire PC



N°374

- Hygromètre - Hygrostat avec capteur HIH 4000/31
- Commande par détection de courant
- Barrière ultrasonique
- Télémesures avec modules HM-TRP
- Applications de l'effet Hall
- Amplificateur et Préamplificateur Hi-Fi à tubes ECC81/EL95
- Amplificateur - Préamplificateur - Correcteur pour utilisation nomade

**Sommaires détaillés et autres numéros disponibles**  
 Consulter notre site web <http://www.electroniquepratique.com>

## 1 - J'ENTOURE CI-CONTRE LE(S) NUMÉRO(S) QUE JE DÉSIRE RECEVOIR

**TARIFS PAR NUMÉRO** - Frais de port compris • France Métropolitaine : 6,00 € - DOM par avion : 8,00 €

U.E. + Suisse : 8,00 € - TOM, Europe (hors U.E.), USA, Canada : 9,00 € - Autres pays : 10,00 €

**FORFAIT 5 NUMÉROS** - Frais de port compris • France Métropolitaine : 24,00 € - DOM par avion : 32,00 €

U.E. + Suisse : 32,00 € - TOM, Europe (hors U.E.), USA, Canada : 36,00 € - Autres pays : 40,00 €

## 2 - J'INDIQUE MES COORDONNÉES ET J'ENVOIE MON RÈGLEMENT

par chèque joint à l'ordre de *Électronique Pratique* - *Le paiement par chèque est réservé à la France et aux DOM-TOM*

par virement bancaire (IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445 - BIC : CCFRFRPP)

M.  M<sup>me</sup>  M<sup>lle</sup>

Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Code postal \_\_\_\_\_ Ville/Pays \_\_\_\_\_ Tél. ou e-mail : \_\_\_\_\_

**Bon à retourner à Transocéanik - Electronique Pratique - 3, boulevard Ney 75018 Paris - France**

321	325	327	328
330	332	333	335
336	337	338	339
340	341	342	344
360	364	365	366
367	369	370	371
372	373	374	

# Toute l'année 2010 en un seul CD

## N°345 de Janvier

- Savoir calculer en mode binaire
- Comparer des nombres binaires
- Module d'affichage VGA pour microcontrôleurs
- Pluviomètre numérique
- Moniteur de vent à affichage LCD
- Montages pour le téléphone
- Modulateur de lumière Écologique et sécuritaire (en 12 V avec ses spots à LEDs)
- Amplificateur de 2 x 60 W Push-Pull ultra-linéaire de KT77

## N°346 de Février

- S'initier à l'USB (partie 1 : présentation)
- Le simulateur électronique LTSPICE
- Nouveaux Picaxe X2. Platine d'étude pour les Picaxe 40X
- Détecteur d'approche à ultra-sons
- Minuterie pour joueurs d'échecs
- Hygrostat hygromètre
- Commande vocale à six canaux
- Le mini mélomane. Amplificateur - Préamplificateur / Correcteur Haute Fidélité 2 x 22 Weff

## N°347 de Mars

- S'initier à l'USB (partie 2 : l'attachement)
- Le générateur de signaux XR 2206
- Le modélisme ferroviaire
- Bras robotisé six axes à servomoteurs
- Laboratoire d'expérimentations pour microcontrôleurs Cubloc CB280-USB et CB220 (1<sup>ère</sup> partie)
- Les triodes 6AS7G / 6080 / 6336 / 6C33
- Préamplificateur stéréophonique SRPP

## N°348 d'Avril

- S'initier à l'USB (partie 3 : Les transactions)
- Les multiplicateurs de tension
- Les Modules Jennic
- Ateliers pratiques pour Cubloc CB280-USB et CB220 (2<sup>e</sup> partie)
- Indicateur de vitesse pour modélisme ferroviaire
- Contrôle du chauffage et de l'aération d'une mini-serre
- Table de Mixage pilotée par USB 6 entrées stéréophoniques

## N°349 de Mai

- Moins, masse, neutre, terre...
- S'initier à l'USB (partie 4 : Les transferts)

- Géolocalisation de véhicules via Internet
- Aquariophilie : sauvegarde de l'oxygénation
- Indicateur de niveau à jauge MILONE
- Système d'entrées / sorties par port parallèle
- Indicateur de champ tournant triphasé
- Arrosage automatique
- Carte préamplificatrice pour microphone (1<sup>ère</sup> partie)

## N°350 de Juin

- Thyristors et triacs
- S'initier à l'USB (partie 5 : Les transferts, suite)
- Aquariophilie : éclairage progressif de l'aquarium
- Simulateur de présence sans fil à 4 canaux
- Tir au pointeur laser
- Les modems Half-Duplex Multicanaux TDL2A et SPM2
- Commande ultrasonique
- Préamplificateur pour microphones (2<sup>e</sup> partie)

## N°351 de Juillet-Août

- S'initier à l'USB (partie 6 : les descripteurs)
- Les circuits code mercenaries IO-WARRIOR 40 et IO-WARRIOR 56, convertisseurs USB / PARALLÈLE
- Station de contrôle pour structures gonflables
- Solarimètre numérique
- Arrosage automatique pour plantes d'intérieur
- Aquariophilie : contrôle de la température de l'eau
- Préampli pour microphones (3<sup>e</sup> partie)

## N°352 de Septembre

- S'initier à l'USB (partie 7 : l'énumération)
- Eclairage de secours
- Minuterie vocale
- Compte-tours à fibre optique
- Télémètre numérique

- Accordeur pour guitare
- Eclairage secteur progressif
- Télécommande multifonctions pour appareil photo numérique
- Module de protections pour amplificateurs et enceintes

## N°353 de Octobre

- S'initier à l'USB (partie 8 : le périphérique fonctionnel)
- Aide à l'installation des panneaux solaires
- Graduateur à thyristor
- Mini serveur Interfaçable
- Bateau amorceur (1<sup>ère</sup> partie)
- Boîte vocale de porte d'entrée
- Générateur pour tests d'amplificateurs «audio»

## N°354 de Novembre

- Un robot filoguidé
- Télésurveillance du secteur 230 V
- Bateau amorceur (2<sup>e</sup> partie)
- Ensemble thermostat / thermomètre
- Thermomètre différentiel
- Alimentation à la norme ISO pour autoradio
- Préamplificateur stéréophonique à 5 entrées 2 LIN - USB - S/P DIF et RIAA

## N°355 de Décembre

- Le module Arduino «Duemilennove». La manette «Nunchuck» de la «Wii»
- Une animation pour sapin de Noël
- Bateau amorceur (3<sup>e</sup> partie)
- Émetteur / Récepteur de surveillance pour appareils électriques 220 V
- Gyrophare à leds
- Robot Arduino commandé par la manette «Nunchuck» de la «Wii»
- Orchestral 500. Amplificateur pour audiophiles 500 W RMS / 4 Ω

Toute l'année 2010 en un seul CD

ELECTRONIQUE PRATIQUE

30 €



Electronique Pratique est disponible en kiosque et sur abonnement

Editions Transocéanik

3 boulevard Ney 75018 Paris - France - Tél. : 33 (0)1 44 65 80 80  
www.electroniquepratique.com

Fichiers PDF + circuits imprimés + programmes

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Toute l'année 2010 en un seul CD »

France : 30 € Union européenne : 32 € Autres destinations : 33 € (frais de port compris)

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_

Code Postal : \_\_\_\_\_ Ville-Pays : \_\_\_\_\_

Tél. ou e-mail : \_\_\_\_\_

Je vous joins mon règlement par :  chèque  virement bancaire (IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)  
A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIK 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

# Analyseur de trafic USB

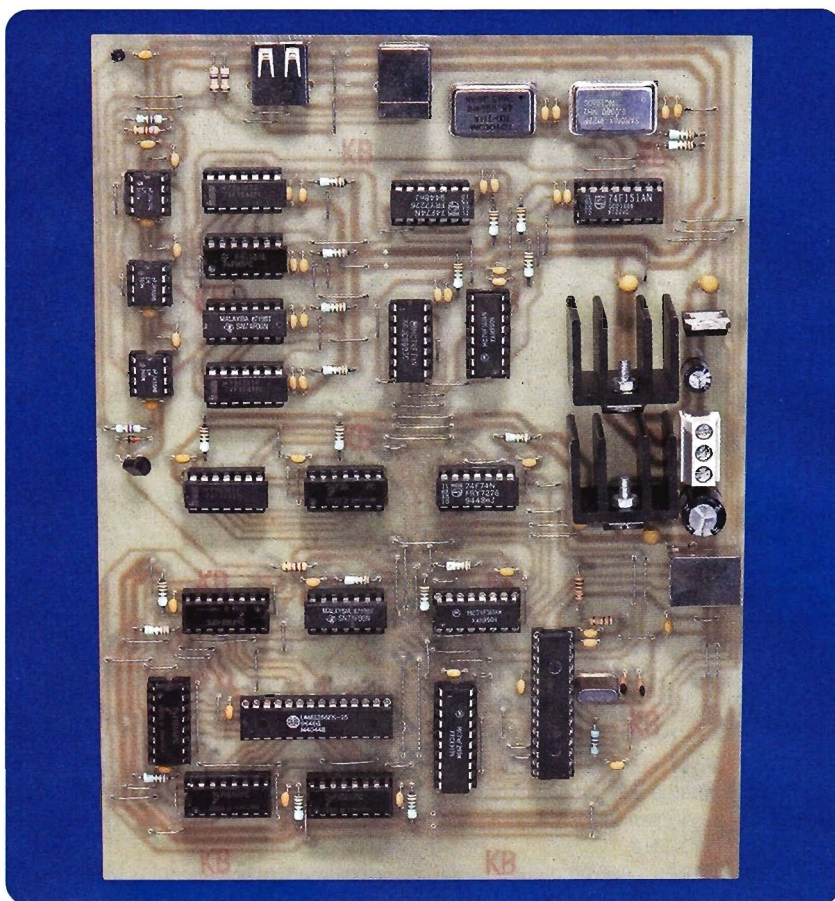
Le présent montage permet d'enregistrer, sur une courte période de temps, les échanges de données qui prennent place sur une liaison USB établie entre un ordinateur et un périphérique de vitesse «Low Speed» ou «Full Speed».

Les données enregistrées sont ensuite transmises à un logiciel spécifique, tournant sur un ordinateur PC, qui les décode et les affiche sous la forme de suites de transactions. Ce montage est très utile pour étudier les phases d'énumération des périphériques. Il pourra aider également à la mise au point des montages à base de PIC / USB. Nous noterons, cependant, que seuls les périphériques «Low» et «Full Speed» seront pris en charge. Afin de permettre aux lecteurs de comprendre le fonctionnement de ce montage, il est nécessaire d'étudier la façon dont sont codés les signaux qui transitent sur le bus USB, ce sujet n'ayant pas été abordé dans la série d'articles d'initiation à l'USB des numéros 346 à 353 (février à octobre 2010) d'*Électronique Pratique*.

## Le codage des signaux USB

Le bus USB (en «Low» et «Full Speed») peut connaître quatre états différents, définis principalement par les niveaux électriques des lignes (D+) et (D-). Leur définition est résumée sur la **figure 1**.

- l'état IDLE est l'état de repos. Il est présent lorsqu'aucune transmission n'est en cours sur le bus. Lors de l'état IDLE, les lignes (D+) et (D-) du bus ne sont conduites activement ni par l'hôte, ni par le périphérique. Leur potentiel de repos est alors fixé par des résistances internes présentes en entrée du périphérique. Nous note-



rons, sur le tableau de la figure 1, que les niveaux électriques sont inversés entre les vitesses «Low Speed» et «Full Speed».

- l'état Single Ended Zero, noté SE0, possède deux définitions, selon que l'on se place au niveau de celui qui génère cet état avec son étage de sortie, ou bien que l'on considère le point de vue du récepteur de ces signaux. C'est ce qu'indiquent les rubriques «Emetteur» et «Récepteur» du tableau de la figure 1. L'état SE0 sert, selon sa durée, soit à la remise à 0 des périphériques (RESET), ou bien d'indicateur de terminaison des transmissions.
- Tout comme l'état IDLE, les deux derniers états du bus USB, notés J et K, ont des définitions inversées en «Low» et en «Full Speed». Ils servent à la transmission des données. Leur définition est nettement moins stricte du côté du récepteur que de l'émetteur, puisqu'une simple différence de

potentiel de 200 mV entre (D+) et (D-) suffit alors à les caractériser.

Vous noterez, que du point de vue des tensions, l'état IDLE et l'état J sont similaires au niveau de l'émetteur, que ce soit en «Low» ou bien en «Full Speed». Dans la suite de cette introduction, nous ne parlerons plus que d'états SE0, J, K et IDLE, sans plus avoir besoin de distinguer les deux

VITESSE \ ETAT	LOW SPEED		FULL SPEED	
	D+	D-	D+	D-
<b>IDLE</b>	<0.3V	>2.8V	>2.8V	<0.3V
<b>SE0 (Emetteur)</b>	<0.3V	<0.3V	<0.3V	<0.3V
<b>(Récepteur)</b>	<0.8V	<0.8V	<0.8V	<0.8V
<b>J (Emetteur)</b>	<0.3V	>2.8V	>2.8V	<0.3V
<b>(Récepteur)</b>	(D-) - (D+) >200mV		(D+) - (D-) >200mV	
<b>K (Emetteur)</b>	>2.8V	<0.3V	<0.3V	>2.8V
<b>(Récepteur)</b>	(D+) - (D-) >200mV		(D-) - (D+) >200mV	

1

Le paquet débute par un entête de synchronisation

Sa valeur est toujours 128, soit 1000000(b)

Les octets à transmettre dans cet exemple sont 195 et 63, soit en écriture binaire 11000011(b) et 00111111(b)

Les bits de poids faibles sont transmis en premier.

Le message à transmettre sera donc : 000000011100001111111100

On remarque la série de six "1" consécutifs

On a donc recours au bit "stuffing" en ajoutant un "0" après cette série de six "1".

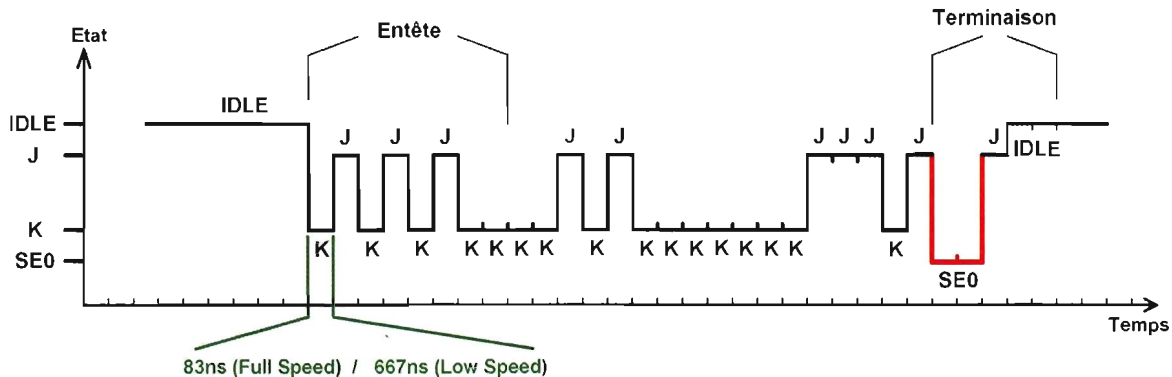
La suite de bits à transmettre sera alors : 00000001110000111111101100

On obtient le contenu du paquet USB en encodant les bits en NRZI :

Le premier "0" de l'entête est toujours traduit en état "K"

Les états suivants sont déterminés par la règle : 0 = inversion d'état; 1 = pas d'inversion

La suite des états pris par le bus sera donc : KJKJKKKKKJKJKKKKKKKJJJKJ



vitesse de fonctionnement du bus «Low» et «Full Speed», ce qui, sinon, aurait été nécessaire si nous nous en étions tenus aux tensions présentes effectivement au niveau des lignes (D+) et (D-) du bus.

Les données transitent sur le bus USB sous la forme de paquets. Un paquet est délimité d'un côté par un passage de l'état IDLE à l'état K qui en marque le début et de l'autre côté par un état SE0 suivi d'un état J qui en marque la fin, avant le retour à l'état IDLE dans l'attente de la transmission de nouveaux paquets. Le corps du paquet n'est constitué que de suites d'états J et K qui se succèdent pour transmettre les bits par la liaison symétrique (D+)/(D-). Les octets du message à transmettre sont émis bit par bit, en commençant par le bit de poids faible. En «Full Speed», la durée d'un bit est de 83 ns (fréquence 12 MHz), alors qu'en «Low Speed», elle est de 667 ns (fréquence 1,5 MHz).

Cependant, plutôt que de placer directement la valeur du bit sur le bus, nous utilisons un codage appelé NRZI pour «Non Retour à Zéro Inversé».

Le principe en est le suivant. Si le bit à transmettre vaut 0, alors l'état du bus sera inversé. Ainsi, si l'état du bus était J, il passera à K. De la même

façon, si son état était K, il passera à J. Par contre, si le bit à transmettre vaut 1, alors l'état du bus ne sera pas changé : ainsi si le bus était par exemple à l'état J, il resterait à l'état J. S'il était à l'état K, il resterait à l'état K.

Ce codage, cependant, n'empêche pas un petit inconvénient. Si le message à transmettre comporte une longue suite de bits à 1, l'état du bus ne s'inversera pas sur une longue période. Or ces inversions sont utilisées par les dispositifs de réception pour conserver leur synchronisation avec l'émetteur, puisque seules ces inversions permettent de connaître avec précision l'emplacement des délimitations entre les bits transmis. Pour résoudre ce problème, la norme USB recourt au bit «stuffing» que l'on pourrait traduire, dans ce cas précis, comme le remplissage avec un bit à 0, en utilisant la règle suivante : si six bits à 1 viennent d'être émis consécutivement, laissant ainsi l'état du bus inchangé sur toute la durée de leur transmission, l'émetteur insère à leur suite un bit «surnuméraire» à 0, ce qui a pour effet d'inverser l'état du bus et, donc, de permettre au récepteur de se resynchroniser.

L'émetteur reprend ensuite l'émission du reste du message à transmettre. Le récepteur doit détecter et supprimer

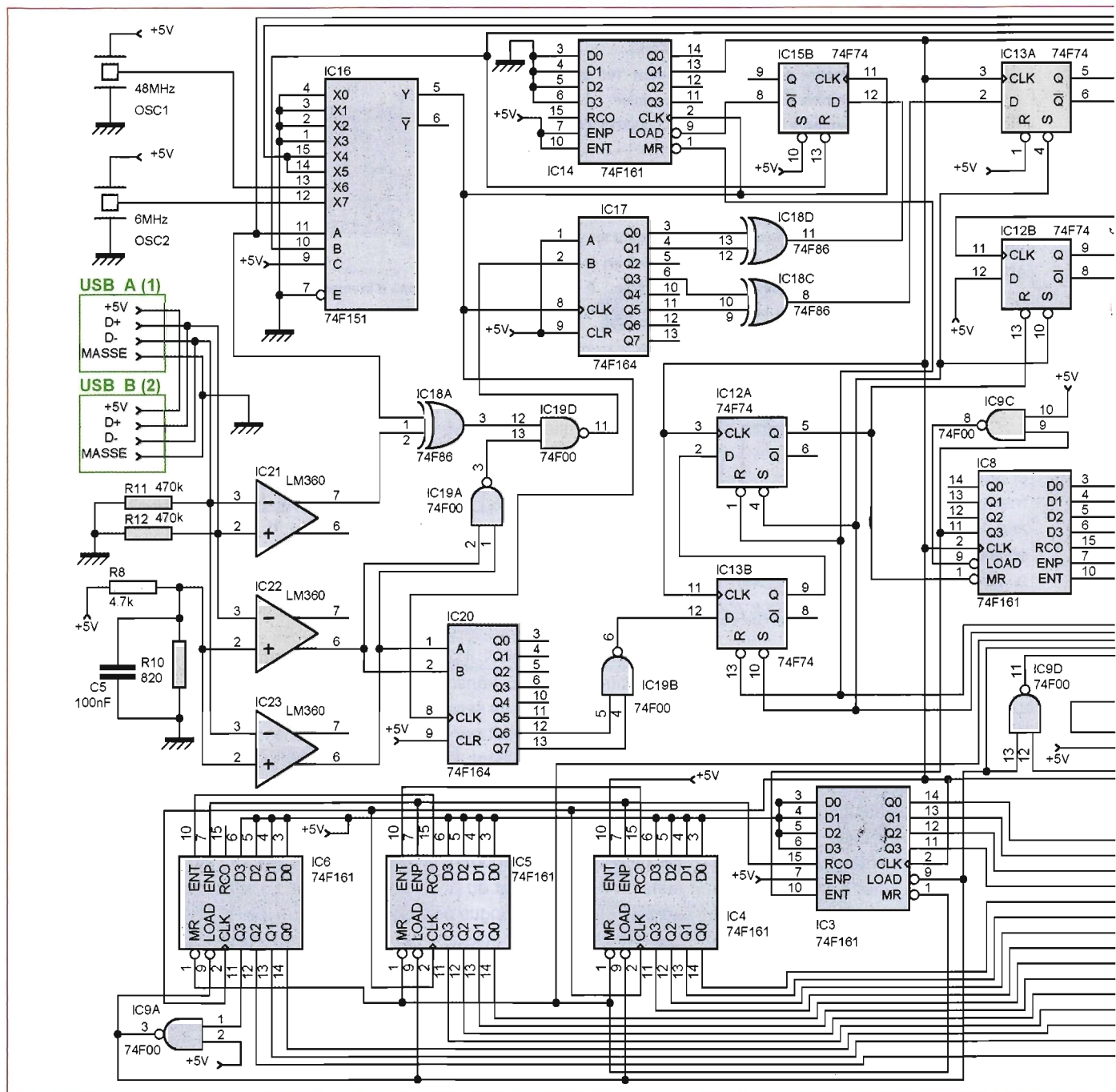
automatiquement ces bits à 0 ajoutés qui ne font pas partie du message d'origine.

Tous les paquets débutent par un octet d'entête de valeur décimale 128, qui se code en NRZI, en une séquence de huit états de la forme KJKJKJKK. Nous obtenons ainsi sept inversions successives qui servent à la synchronisation entre émetteur et récepteur. L'arrivée du premier (K) est considérée comme une inversion depuis l'état IDLE et un maintien final (KK) qui signale la fin de l'entête. Les bits du message à transmettre suivent immédiatement.

L'état SE0, qui termine le paquet, doit avoir une durée équivalente à celle de 2 bits au niveau de l'émetteur, celle de 1 bit minimum au niveau du récepteur et être suivi d'un état J d'une durée équivalente à celle de 1 bit avant le retour à l'état IDLE du bus. Cet état IDLE doit perdurer pour une durée au moins égale à 2 bits avant la venue d'un nouveau paquet.

La figure 2 montre l'exemple d'un message de 2 octets à transmettre et sa matérialisation sur le bus, avec l'entête, un cas de bit «stuffing» et la terminaison du paquet.

Cette exposition étant terminée, nous allons maintenant étudier en détail le montage.



## Schéma de l'analyseur

La figure 3 illustre le schéma de principe de cet analyseur de trafic USB. Il comporte sept sections : l'étage d'entrée (IC21 à IC23, IC18A, IC19A et D), l'horloge (OSC1, OSC2, IC14 et IC16), le module de décodage (IC17, IC18C, IC13, IC20, IC19B et IC12A), le module de synchronisation (IC18D, IC15B et IC14), le module de traitement (IC10, IC11, IC12B, IC7, IC8, IC9C), le module de mémorisation (IC2 à IC6, IC9A, B et D), la section de commande et

transmission vers l'ordinateur, composée uniquement du PIC IC1.

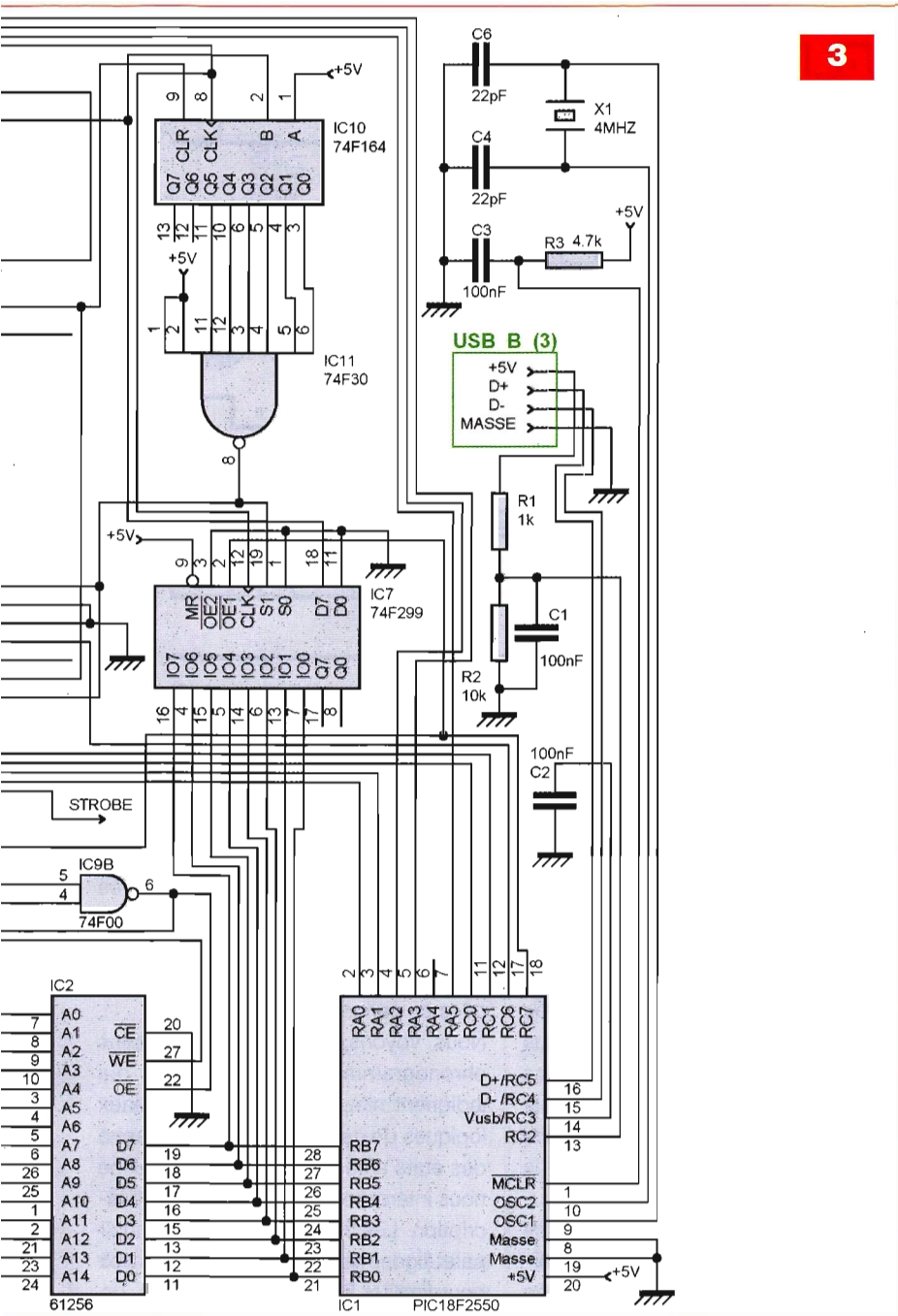
### L'étage d'entrée

L'étage d'entrée va mesurer et comparer les potentiels des lignes (D+) et (D-) de la liaison USB établie entre le périphérique (prise USB A (1)) et son hôte (prise USB B (2)), dans le but de déterminer l'état dans lequel est le bus : IDLE, K, J ou bien SE0. Pour réaliser cela, cet étage dispose de trois comparateurs rapides (IC21 à IC23) reliés aux lignes (D+) et (D-) et des portes logiques IC18A,

IC19A et D. La masse de la liaison USB, qui sert de référence aux tensions mesurées, est reliée à la masse du montage. Par contre, l'alimentation +5 V du bus est laissée de côté. Dans un premier temps, IC21 va permettre de comparer directement les potentiels des lignes (D+) et (D-). Si le potentiel de (D+) est supérieur à celui de (D-), la sortie inversée de IC21 (broche 7) aura un niveau de sortie «bas». Dans le cas contraire, (D-) > (D+), la sortie de IC21 passera au niveau «haut». Cela ne suffit cependant pas pour caractériser l'état dans lequel se trouve



3



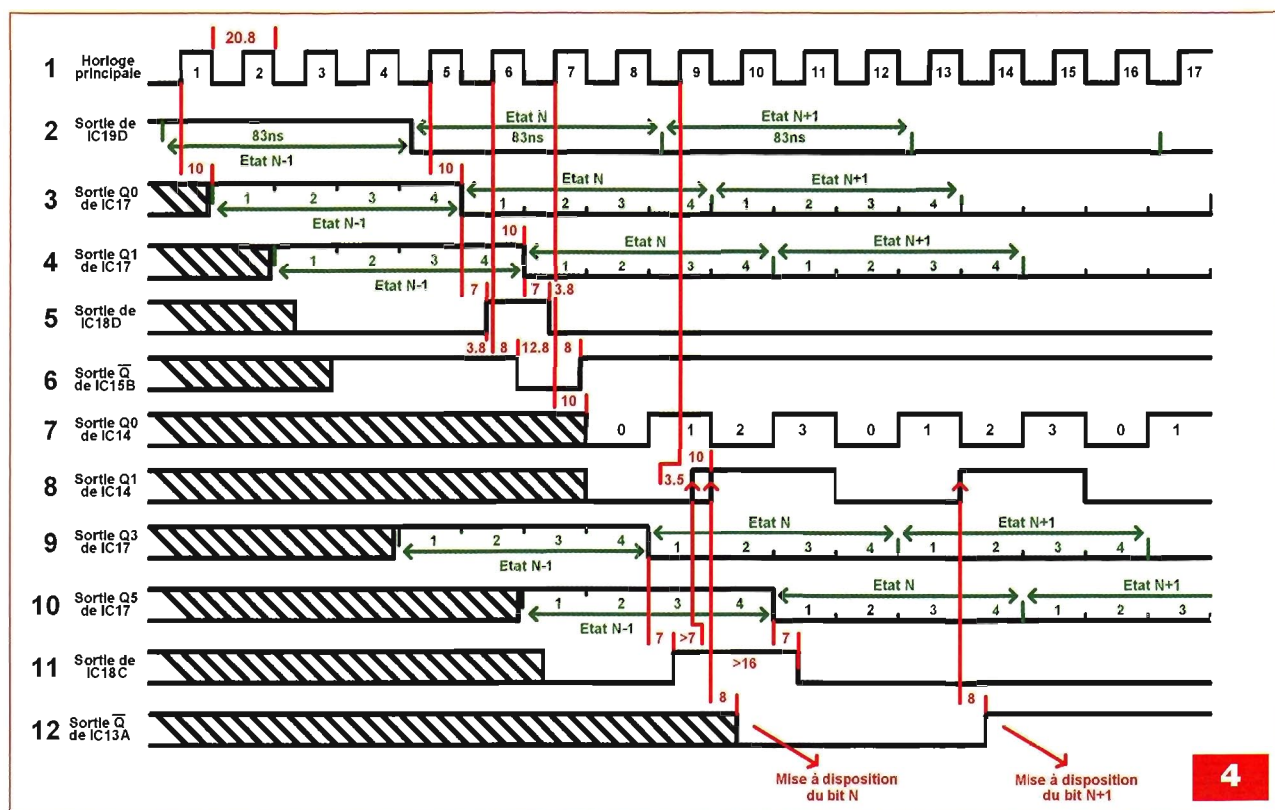
le bus. En effet, nous avons vu au début de cet article que la définition des états J, K et IDLE en «Full Speed» d'une part et en «Low Speed» d'autre part, reposait sur des niveaux de tensions inversées des lignes (D+) et (D-). Il nous faut donc appliquer une correction qui sera fonction de la vitesse du périphérique dont on souhaite enregistrer les communications. Cette correction est sous le contrôle de la sortie RA3 du PIC / IC1, reliée à la porte XOR IC18A qui opère l'inversion du signal de sortie de IC21 en «Low Speed» (RA3 = 1), ou bien n'exécute aucune inversion

de ce signal en «Full Speed» (RA3 = 0). De ce fait et cela indépendamment de la vitesse du périphérique, un état IDLE ou J sera représenté en sortie de IC18A par un niveau logique «bas» et un état K par un niveau «haut». Nous remarquerons que le montage ne distingue pas les états J et IDLE, ce qui n'a pas d'importance. Par contre, nous nous trouvons devant une possible difficulté lors de la venue d'un état SE0. En effet, durant ces états, les lignes (D+) et (D-) se trouvent ensemble au niveau «bas» (voir la figure 1) et il n'est plus possible de savoir si

la tension de (D+) est supérieure à celle de (D-) ou bien si c'est l'inverse. Il y a alors un fort risque de génération de signaux erronés en sortie du comparateur IC21 qui pourraient perturber le fonctionnement du montage. La solution est d'inhiber les signaux issus de la porte IC18A lors des états SE0. Pour réaliser cela, nous utilisons tout d'abord les deux comparateurs IC22 et IC23 pour détecter le passage des lignes (D+) par IC22 et (D-) par IC23 en-dessous du seuil fixé par le pont de résistances R8/R10, dont la valeur est de l'ordre de 0,75 V (nous nous sommes placés un peu en-dessous de la valeur limite de 0,8 V du tableau de la figure 1). Lorsque les potentiels de (D+) et (D-) sont effectivement placés sous ce seuil, ce qui se produit uniquement lors des états SE0, les sorties de IC22 et IC23 passent, toutes les deux, au niveau logique «haut», ce qui amène la sortie de la porte NAND IC19A au niveau «bas». Ce niveau «bas» place la sortie de la porte IC19D au niveau «haut», quel que soit le niveau de sortie de IC18A. Nous obtenons ainsi l'inhibition recherchée. Par contre, en présence des autres états du bus, la sortie de IC19A reste au niveau «haut» et la porte IC19D se contente d'inverser le niveau de sortie de IC18A. De ce fait, nous retrouverons en sortie de IC19D un niveau «haut» pour les états J, IDLE du bus et un niveau «bas» pour un état K. Le lecteur remarquera que la séquence de fin de paquet SE0 - J - IDLE laisse la sortie IC19D en permanence au niveau «haut». Seule la venue d'un nouveau paquet, signalée par le passage de l'état IDLE à l'état K, amènera à un niveau «bas» la sortie de IC19D et servira d'indicateur de la reprise des communications sur le bus.

## L'horloge principale

Pour assurer un décodage fiable des données, le montage va échantillonner le niveau de sortie de la porte IC19D à une fréquence quatre fois supérieure à la fréquence de transmission du bus. Nous disposerons ainsi en moyenne de quatre échantillons par état élémentaire, avec un minimum de trois échantillons et un maximum de cinq, ces dérivés par rapport à la valeur moyenne de quatre survenant du fait des légères



différences de fréquence entre les horloges du périphérique, de l'hôte et du montage. En «Low Speed», la fréquence de transmission est égale à 1,5 MHz. Il faudra donc une horloge principale cadencée à 6 MHz. En «Full Speed», la fréquence de transmission atteint 12 MHz, ce qui amènera la fréquence de l'horloge principale à 48 MHz. Le signal d'horloge principal, qui cadence le montage, est obtenu en sortie du multiplexeur IC16. Ce circuit permet de choisir entre trois signaux d'horloge présents en entrée. C'est le PIC / IC1 qui détermine l'horloge active à l'aide de ses sorties RA3 et RA5 :

- si RA5 = 0, tout le montage est commandé par l'horloge générée par la sortie RA2 du PIC reliée aux entrées X4 et X5 de IC16. Le niveau de RA3 ne compte pas alors. Ce mode est seulement utilisé lors de la lecture des enregistrements effectués par le montage avant leur envoi vers l'ordinateur.
- si RA5 = 1, l'horloge utilisée par le montage dépend du niveau de RA3 : si RA3 = 0, le montage est configuré pour un enregistrement d'un trafic en «Full Speed» et c'est la fréquence de 48 MHz provenant de l'oscillateur à quartz intégré OSC1 relié à l'entrée X6

qui sera sélectionnée. Si RA3 vaut 1, il s'agira d'un enregistrement en «Low Speed» et c'est la fréquence de 6 MHz provenant de OSC2 relié à l'entrée X7 qui sera choisie.

De cette horloge principale, est dérivée une horloge secondaire, que nous appellerons horloge bit, de fréquence quatre fois inférieure, qui sert à la mémorisation et au comptage des bits reçus. C'est le compteur IC14 qui la génère, par sa sortie Q1.

Nous remarquerons que la fréquence maximale de fonctionnement de l'horloge principale est assez élevée (48 MHz), ce qui nécessite l'emploi de circuits TTL de la série rapide (F) pour réaliser ce montage.

## Synchronisation et décodage

Nous pouvons voir sur la **figure 4** un ensemble de chronogrammes qui décrit de déroulement des processus de décodage et de synchronisation. Nous avons pris, ici, l'exemple de l'enregistrement d'une communication «Full Speed», qui impose de régler la fréquence de l'horloge principale à 48 MHz. Ces chronogrammes ont donc été tracés à la fréquence d'horloge la plus contraignante, puisqu'à cette

valeur, les délais de propagation à l'intérieur des circuits ne sont plus négligeables. Ces délais, ainsi que la durée de certains signaux, sont indiqués en chiffres rouges placés entre deux barres rouges. Les valeurs sont données en nanosecondes (ns).

Nous voyons, à gauche de certains chronogrammes, des hachures qui indiquent simplement que les niveaux logiques de ces zones correspondent à des états antérieurs du montage qui ne nous intéressent pas ici pour cette description. Les cycles de l'horloge principale (ligne 1) sont numérotés en noir pour faciliter les explications.

Nous trouvons, sur la ligne 2, le signal provenant de la sortie de la porte IC19D qui est constitué des suites d'états élémentaires J et K qu'il faut décoder. Ces états élémentaires, d'une durée de 83 ns (Full Speed), sont échantillonnés à la fréquence de l'horloge principale par le registre à décalage IC17, dont l'entrée B est connectée à la sortie de IC19D. Ils apparaissent au maximum 10 ns plus tard au niveau de la sortie Q0 de IC17.

Nous le voyons, par exemple, avec l'apparition de l'état N-1 en sortie Q0 (ligne 3), 10 ns après la venue du front montant du cycle numéroté 1 (ligne 1).

Comme l'horloge principale a une période de durée quatre fois inférieure à celle des états élémentaires (20,8 ns), ces derniers sont montrés découpés en quatre parts numérotées en vert de 1 à 4 lorsqu'ils se propagent le long des sorties Q0, Q1, Q3 et Q5 du registre à décalage IC17 (lignes 3, 4, 9 et 10).

Dans l'exemple de la figure 4, nous nous attarderons sur les trois états élémentaires successifs notés N-1, N et N+1 (ligne 2) pour expliquer le fonctionnement des circuits de synchronisation et de décodage.

Pour cela, nous allons étudier, tout d'abord, le comportement du montage en cas d'inversion d'état par le passage de l'état élémentaire N-1 à l'état N, qui nous permettra de décoder le bit N, puis dans le cas beaucoup plus simple de l'absence d'inversion, par le passage de l'état N à l'état N+1 qui nous permettra de décoder le bit N+1. C'est la porte XOR IC18D qui permet de détecter les inversions d'états servant à la synchronisation, en comparant les niveaux logiques des sorties successives Q0 (ligne 3) et Q1 (ligne 4) du registre à décalage IC17. En cas de différence, la sortie de IC18D passe au niveau «haut» (ligne 5), comme nous le voyons après le cycle 5 de l'horloge principale, lorsque l'inversion qui a lieu entre l'état N-1 et l'état N atteint la sortie Q0 de IC17. Nous remarquerons que ce niveau «haut» ne dure qu'un seul cycle de l'horloge principale. Si nous comptons les délais de propagation les plus défavorables, les sorties Q0 et Q1 de IC17 ont un retard de 10 ns sur les fronts montants de l'horloge principale. La porte IC18D ajoute un retard supplémentaire de 7 ns. Donc, en présence d'une inversion d'état, le niveau de sortie de IC18D se stabilise au plus tard 17 ns après un front montant de l'horloge principale (cycle 5), soit 3,8 ns avant le front suivant (cycle 6). Ceci est essentiel, car le niveau de sortie de IC18D doit être mémorisé par la bascule IC15B lors de chaque front de l'horloge principale. Il est impératif, pour cela, que le niveau de sortie de IC18D soit stable depuis au moins 2 ns avant la venue de ce front, condition qui se trouve donc correctement remplie.

Lorsque vient le front montant du cycle 6, la bascule IC15B mémorise le niveau

«haut» présent en sortie de IC18D et le transmet vers ses sorties 8 ns plus tard. Nous trouverons alors, sur la sortie inversée de IC15B, un niveau logique «bas» (ligne 6). Dans le même temps, la sortie de IC18D repasse au niveau «bas» (ligne 5). La sortie inversée de IC15B est reliée à l'entrée de commande LOAD du compteur IC14. Celle-ci reçoit donc un niveau «bas» qui s'installe plus de 11 ns avant le front montant du cycle 7 et perdure plusieurs nanosecondes au-delà. Dès lors, au lieu d'incrémenter son comptage lors de ce front montant, le compteur IC14 va charger la valeur présente au niveau de ses entrées D0/D3. Cette valeur étant 0, nous pouvons assimiler cet ordre de chargement à une remise à zéro synchrone. Les sorties Q0 (ligne 7) et Q1 (ligne 8) de IC14 passent donc au niveau «bas» 10 ns au maximum après le front montant du cycle 7. Au même instant, le front montant du cycle 7 a ordonné à la bascule IC15B de mémoriser l'état de la sortie de IC18D qui, entre-temps, était repassée à l'état «bas». C'est donc un état «haut» qui va apparaître sur la sortie inversée de IC15B environ 8 ns plus tard (ligne 6). Il n'y aura ainsi plus d'ordre de chargement pour le compteur IC14 qui pourra reprendre normalement son comptage pour les cycles suivants de l'horloge principale. Ce comptage est indiqué par les chiffres écrits en noir sur la ligne 7. Ainsi, au cycle 8, le comptage de IC14 passera de 0 à 1 et au cycle 9 de 1 à 2, ce qui produira un front montant sur sa sortie Q1 (ligne 8) au plus tôt 3,5 ns et au plus tard 10 ns après le début du cycle 9 (les deux délais sont indiqués sur la ligne 8 en dédoublant le front montant de Q1). Ce front montant, issu de Q1 de IC14, est celui de l'horloge bit. Nous allons voir que sa venue est correctement synchronisée avec le travail des circuits de décodage.

C'est la porte IC18C (ligne 11) et la bascule IC13A (ligne 12) qui sont chargées de ces opérations de décodage. La porte IC18C détecte les inversions d'états élémentaires en comparant les niveaux logiques de deux sorties éloignées du registre à décalage IC17, Q3 et Q5 (lignes 9 et 10). Dans notre exemple, l'état N-1 parvient à la sortie Q3 avec 10 ns de retard sur le front

montant du cycle 4 (ligne 9). Cet état N-1 parvient à la sortie de Q5 deux cycles d'horloge principale plus tard, soit après le cycle 6.

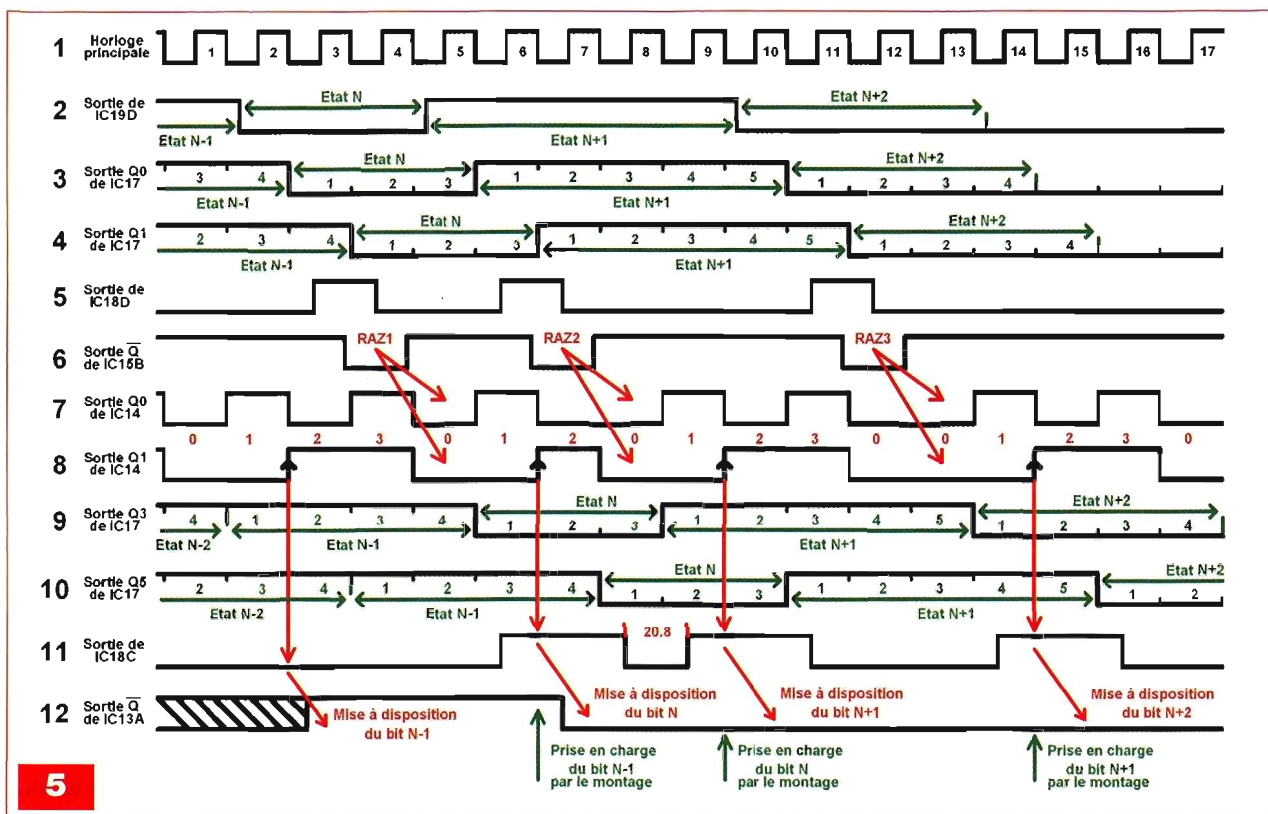
Jusqu'au front montant du cycle 8, la porte XOR IC18C voit le même état N-1 à ses deux entrées et son niveau de sortie est donc «bas» (ligne 11).

Après le front montant du cycle 8, l'état N parvient en sortie Q3 de IC17, toujours avec 10 ns de délai au maximum. Comme cet état est inversé par rapport à l'état N-1, la porte IC18C (ligne 11) passe au niveau logique «haut», avec un délai de 7 ns, soit au maximum  $10+7=17$  ns après le front montant du cycle 8 et, donc, 3,8 ns avant le front montant du cycle 9. C'est la bascule IC13A qui va mémoriser le niveau de sortie de IC18C, lors du front montant de l'horloge bit qui survient 3,5 ns à 10 ns après le front montant du cycle 9 de l'horloge principale. Nous remarquerons que les 2 ns de stabilisation obligatoire du niveau de sortie de IC18C, avant la mémorisation, sont amplement respectées et qu'il existe aussi un délai d'au-moins 16 ns entre le front montant de l'horloge bit et le changement du niveau de sortie de IC18C, lorsque l'état N atteint la sortie Q5 (ligne 10) après le front montant du cycle 10.

La bascule IC13A mémorise donc, dans de bonnes conditions, le niveau «haut» en sortie de IC18C grâce à l'horloge bit synchronisée. La valeur mémorisée est présentée sur sa sortie inversée 8 ns au plus tard (ligne 12), sous la forme d'un niveau «bas» qui donne la valeur du bit N. La sortie inversée de la bascule est en effet utilisée, car la sortie de IC18C donne un niveau logique «haut» en décodant une inversion d'état et un niveau «bas» en décodant une non-inversion, alors que, selon le codage NRZI, c'est normalement l'inverse. Nous trouvons donc en sortie inversée de IC13A les bits correctement décodés (ligne 12).

Après avoir étudié le comportement du montage en cas d'inversion d'état, nous allons voir que l'étude du cas de non-inversion d'état (de l'état N à l'état N+1 à la ligne 2) se résume à constater l'absence de réaction du montage.

Il n'y a pas de resynchronisation du compteur IC14, la sortie de IC15B reste au niveau «haut» ligne 6 et il poursuit



ainsi son comptage en prenant pour origine la dernière synchronisation en date. De même, la sortie de IC18C reste toujours au niveau «bas», puisque les états N et N+1 ne sont pas inversés (ligne 11) et la bascule IC13A mémorise ce niveau «bas» lors du front montant de l'horloge bit, pour présenter 8 ns plus tard sur sa sortie inversée un niveau «haut» (ligne 12) qui donne la valeur du bit N+1. Nous voyons, qu'en cas de non-inversion entre deux états, les contraintes temporelles pour le décodage n'existent quasiment pas, contrairement au cas de l'inversion d'état vu auparavant.

### Cas extrêmes

Ces cas sont exposés sur la **figure 5**. Le fonctionnement du montage est similaire à celui exposé sur la figure 4, mais dans ce cas, on étudie le comportement des circuits de synchronisation et de décodage en présence d'un état plus court (trois cycles de l'horloge principale) ou plus long (cinq cycles de l'horloge principale) que la moyenne vue auparavant.

Tout comme dans l'exemple de la figure 4, l'inversion de l'état N-1 à l'état N (ligne 2) oblige le compteur IC14 à se resynchroniser, ce qui est indiqué par

l'ordre RAZ1 marqué en rouge sur la ligne 6. Le bit N est décodé à la ligne 12, à partir de la transition de l'état N-1 à l'état N. La flèche en rouge indique que le bit N apparaît en sortie inversée de IC13A, alors que la flèche verte, en-dessous du graphique, indique que le bit précédemment décodé (N-1) a été pris en charge par les circuits de traitement lors du même front montant de l'horloge bit. Jusqu'à présent, il n'y a rien de différent d'avec l'exemple de la figure 4.

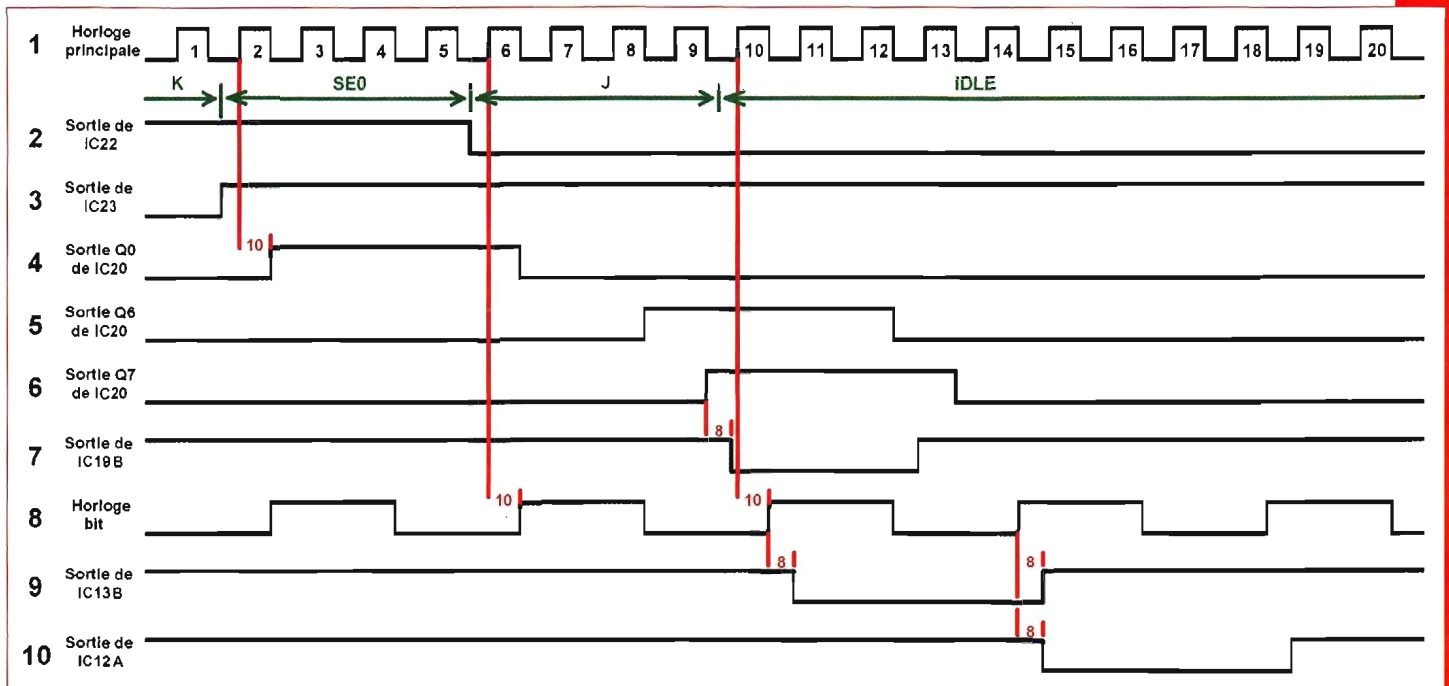
Par contre, la durée de l'état N n'est que de trois cycles d'horloge principale (ligne 3) et, donc, l'état N+1 survient plus tôt que prévu. Comme il est inversé par rapport à l'état N, il va, lui aussi, enclencher un processus de synchronisation. Nous le voyons avec l'ordre RAZ2 sur la ligne 6. Le compteur IC14 est donc remis à 0 alors que son comptage n'atteignait que 2 et non 3 comme il aurait dû. Cependant, cette remise à zéro anticipée ne perturbe pas le fonctionnement de l'ensemble. Le bit N+1 est correctement décodé (ligne 12) sans perturber la mise à disposition du bit N. Nous remarquons, cependant, que les fronts montants de l'horloge bit issus de la sortie Q1 de IC14 (ligne 8) seront plus rapprochés. Au lieu d'être espacés de quatre cycles de l'horloge

principale, soit 83,3 ns, ils ne le seront que de trois, soit  $3 \times 20,8 = 62,4$  ns. Il faudra donc que les circuits de traitement et de mémorisation, qui suivent ceux de synchronisation/décodage, soient suffisamment rapides pour effectuer toutes leurs opérations durant ce laps de temps.

Contrairement à l'état N, l'état N+1 est plus long que la moyenne, s'étendant sur cinq cycles (ligne 3). L'inversion qui existe, entre cet état N+1 et l'état N+2 (ligne 2), va amener, encore une fois, à la synchronisation de l'horloge bits, mais cette fois en retard par rapport à la normale. Cela est indiqué par l'annotation RAZ3 de la ligne 6. Le compteur IC14, dont le comptage était à 0 au lieu de 3 avant cette remise à 0, reste à 0 pour un cycle de l'horloge principale supplémentaire (ligne 8). Cette fois, le front montant de l'horloge bit arrive après un délai de  $5 \times 20,8 = 104$  ns, ce qui ne perturbe pas le décodage du bit N+2 (ligne 12).

### La prise en charge des états SEO

Le système de détection des états SEO est construit autour du registre à décalage IC20, de la porte NAND IC19B et des bascules IC13B et IC12A.



6

Les signaux de sortie des comparateurs IC22 et IC23 sont dirigés vers le registre à décalage IC20 qui réalise, avant décalage, une opération AND logique entre ses deux entrées A et B. Ainsi, comme nous pouvons le voir sur la **figure 6**, c'est seulement lorsque les sorties de IC22 (ligne 2) et IC23 (ligne 3) seront ensemble au niveau «haut», c'est à dire seulement en cas d'état SE0, qu'une valeur 1 logique sera introduite dans le registre à décalage. Sinon, dans tous les autres cas, il s'agira d'un 0.

Nous verrons donc, en cas de SE0, un niveau logique «haut» se propager le long des sorties Q0 (ligne 4) à Q7 (ligne 6) de IC20, chaque sortie restant au niveau «haut» pour une durée égale à celle du SE0, qui est, rappelons-le, équivalente à celle de 1 à 2 bits, c'est à dire environ entre 4 et 8 périodes de l'horloge principale (ligne 1). La présence de cette courte séquence de niveaux «haut» est détectée par la porte NAND IC19B connectée aux sorties Q6 (ligne 5) et Q7 (ligne 6) de IC20, la sortie de IC19B se plaçant au niveau «bas» lorsque Q6 et Q7 sont ensemble au niveau «haut» (ligne 7).

Le niveau logique de sortie de IC19B est échantillonné à la fréquence de l'horloge bit (ligne 8) par la bascule IC13B. Nous noterons que les sorties de IC20, utilisées pour la détection du SE0 (Q6 et Q7), sont plus éloignées que celles de IC17 utilisées pour le décoda-

ge des bits de données (Q3 et Q5). Comme le front de l'horloge bit est synchronisé pour survenir lorsque la délimitation entre deux états se situe entre Q3 et Q5 de IC17 (revoir la figure 4), nous en déduisons que la détection du SE0 sera enregistrée par IC13B (ligne 9) avec 1 période d'horloge bit de retard par rapport à la voie qui apporte les bits de données par la sortie inversée de IC13A. Ce décalage est encore augmenté de la durée de 1 bit par la bascule IC12A (ligne 10).

### Le traitement des bits reçus

Il faut à présent effectuer les deux dernières opérations qui précèdent l'enregistrement des données en mémoire RAM : délimiter le flux de bits en octets et éliminer les bits «surnuméraires» ajoutés par le bit «stuffing».

Ce sont les circuits IC8, IC9C, IC12B et IC7 qui sont chargés de mettre en forme les bits reçus. Les circuits IC10 et IC11 permettent de détecter les cas de bit «stuffing».

Cet ensemble de circuits doit, tout d'abord, être synchronisé avec la venue des paquets USB.

C'est le rôle de la bascule IC12B. En fin de paquet USB (ou bien en cas de RESET du bus), la venue de l'état SE0 amène temporairement la sortie de la bascule IC12A au niveau «bas». Ce niveau «bas» remet à 0 la bascule IC12B par son entrée Reset, ainsi que

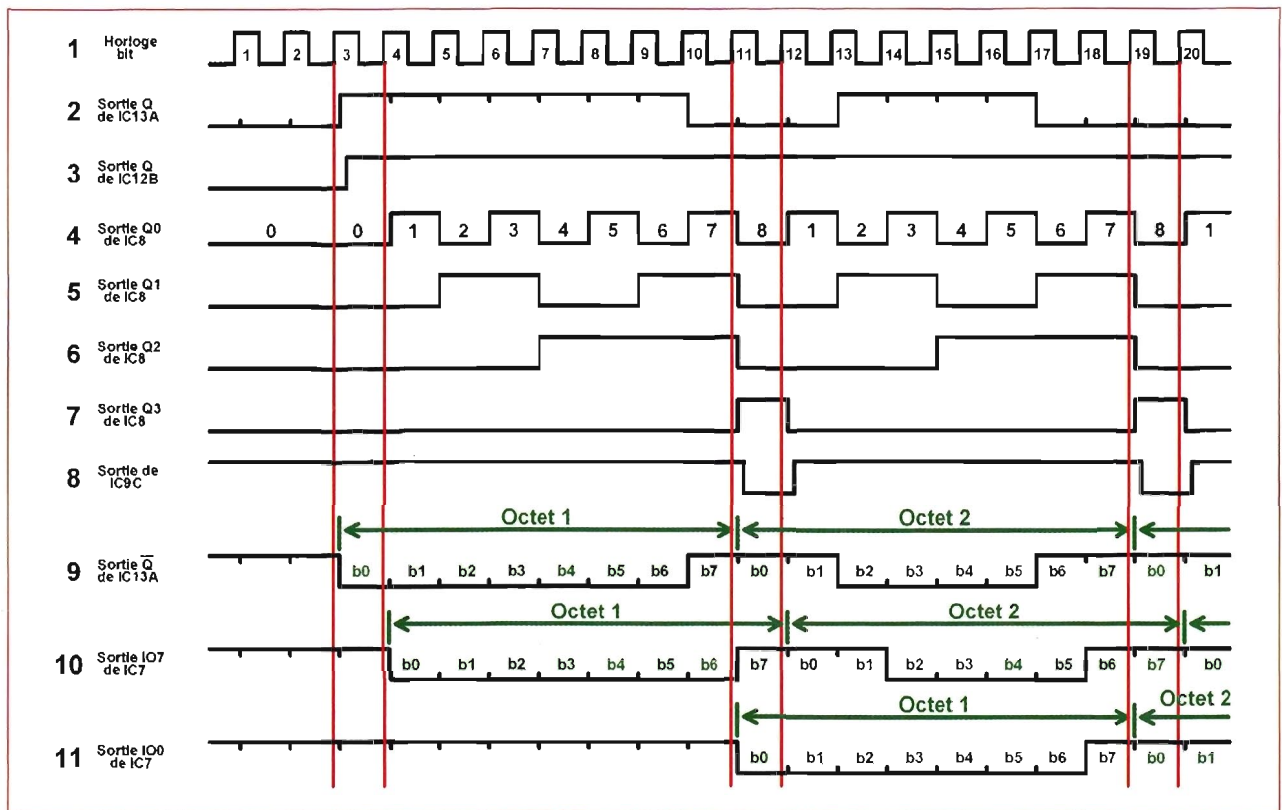
le compteur de bits IC8 par son entrée MR (reset).

La sortie de IC12B, qui est passée au niveau «bas», le demeure une fois l'état SE0 terminé.

Cette sortie commande deux circuits : tout d'abord l'entrée d'autorisation de comptage (ENP) du compteur de bits IC8 qui, étant portée au niveau «bas», interdit à celui-ci de compter les fronts montants de l'horloge bit. Comme IC8 a été remis à 0 par l'état SE0 qui terminait le paquet précédent, il reste continuellement à 0. De plus, le niveau «bas» de la sortie de IC12B remet aussi à 0 le registre à décalage IC10 qui sert à la détection du bit «stuffing».

Nous serons ainsi sûrs qu'en début de nouveau paquet, le contenu de ce registre sera vide.

La **figure 7** va nous permettre de comprendre, plus aisément, le comportement du montage lors de la venue d'un nouveau paquet USB. Dans cette figure, les délais de propagation des circuits n'ont pas été indiqués, car ils ne sont pas critiques. Ici, ils sont juste marqués par un léger décalage des fronts des différents signaux. Six fronts montants de l'horloge bit (ligne 1) sont prolongés d'un trait rouge, car ils sont les plus importants. Il s'agit des cycles 3, 4, 11, 12, 19 et 20. Les octets du message, qui sont disponibles en sortie inversée de IC13A, sont délimités par des flèches vertes (ligne 9). Leur bit de



7

pois le plus faible est nommé b0 et celui de poids le plus fort b7. L'octet 1 vaut toujours 128, puisqu'il s'agit de l'entête de synchronisation du paquet. Les chiffres écrits sur la ligne 4 indiquent la valeur du comptage du compteur IC8.

Cette courte présentation étant terminée, nous voyons, avant le cycle 3 de l'horloge bit (ligne 1), les principaux circuits du montage dans leur état d'attente avant la venue d'un paquet USB. Comme nous l'avons décrit, la sortie Q de IC12B est au niveau logique «bas» (ligne 3), la sortie inversée de IC13A est au niveau «haut» (ligne 9), alors que sa sortie non-inversée est au niveau «bas» (ligne 2). Les quatre sorties du compteur IC8, Q0 à Q3 sont au niveau «bas» et son comptage vaut 0 (ligne 4 à 7).

Lors de la venue d'un nouveau paquet USB, l'inversion d'état IDLE vers K est décodée comme un bit à 0. C'est le bit noté b0 de l'octet 1 que l'on retrouve en sortie inversée de IC13A (ligne 9) après le cycle 3 de l'horloge bit. Dans le même temps, la sortie non-inversée de IC13A, reliée à l'entrée horloge de la bascule IC12B, passe au niveau «haut» (ligne 2). Le front montant, ainsi généré, fait «charger» à la bascule IC12B le niveau «haut» présent à son entrée D, qu'elle

reporte ainsi sur sa sortie (ligne 3). Dès lors, la remise à 0 du registre à décalage IC10 s'achève et le compteur IC8 reçoit l'autorisation de compter par son entrée ENP. Le montage est prêt à prendre en charge les bits du nouveau paquet et cela commence dès le cycle 4.

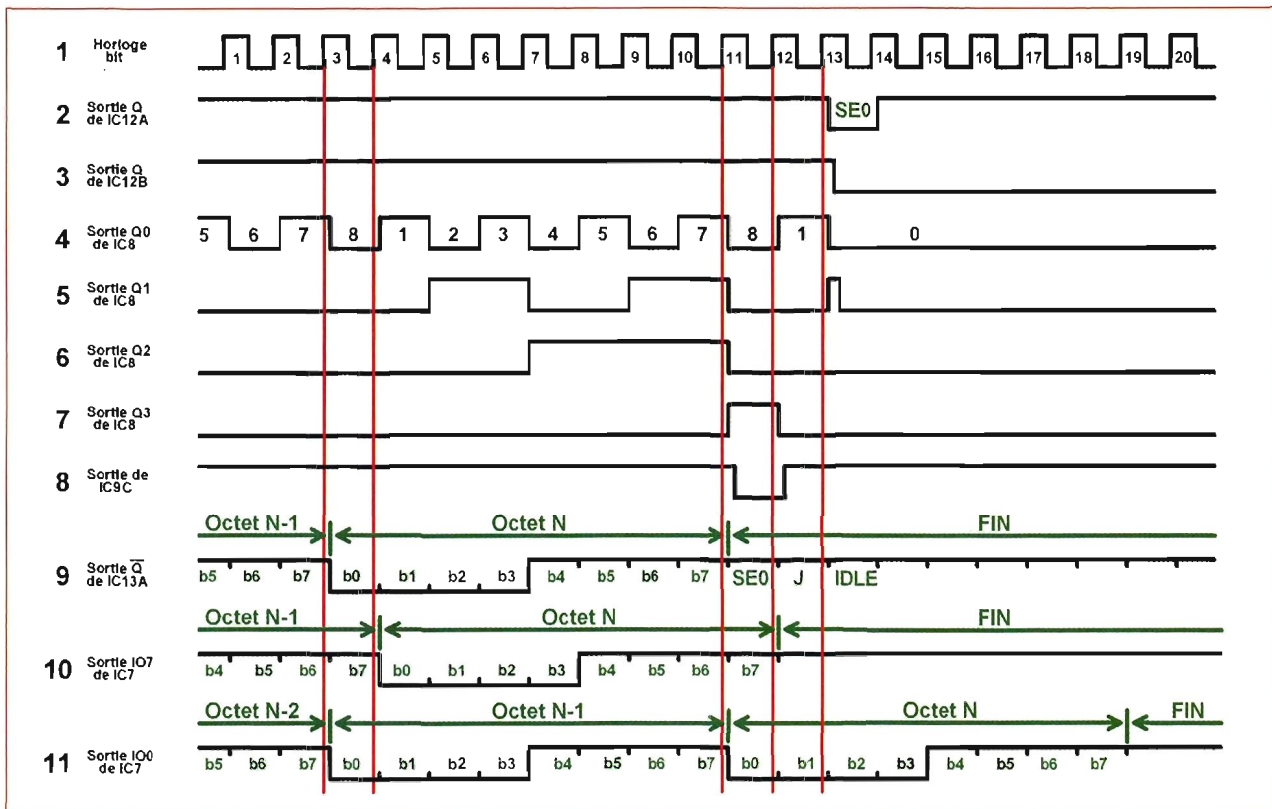
A chaque cycle de l'horloge bit, le comptage de IC8 est incrémenté d'une unité (lignes 4 à 7). Dans le même temps, les bits disponibles en sortie inversée de la bascule IC13A (ligne 9) sont pris en charge par le registre à décalage IC7. Ils apparaissent, tout d'abord, en sortie IO7 de ce registre (ligne 10) et sont décalés de cycle en cycle de l'horloge bit jusqu'à parvenir à la sortie IO0 de IC7, sept cycles plus tard (ligne 11).

Juste après le front montant du cycle 11, 8 bits ont été «chargés» par le registre à décalage IC7, le bit 0 du premier octet reçu étant présent sur la sortie IO0 et le bit 7 sur la sortie IO7. Le premier octet est donc disponible en entier au niveau des sorties de IC7, les bits étant dans leur ordre correct. Dans le même temps, le comptage de IC8 vient d'atteindre la valeur 8 et sa sortie Q3 est passée au niveau logique «haut» (ligne 7). Ce niveau «haut» sert, entre autres, d'indicateur qu'un octet valide

est présent en sortie de IC7. C'est dans l'intervalle entre le cycle 11 et le front montant du cycle 12 que cet octet sera mémorisé en RAM / IC2, comme nous le verrons plus loin.

Le niveau «haut» de la sortie Q3 de IC8 est inversé par la porte logique NAND IC9C qui présente alors, en sortie, un niveau «bas» (ligne 8). Cette sortie est connectée à l'entrée de commande LOAD du compteur IC8 et la présence conjointe d'un niveau «bas» et du front montant du cycle 12 de l'horloge bit va entraîner le «chargement» par IC8 de la valeur présente au niveau de ses entrées D0/D3.

Les entrées D1 et D2 sont reliées à la masse et ont donc une valeur nulle. L'entrée D3 est reliée à la sortie RC6 du PIC / IC1, qui la laisse aussi au niveau «bas» durant toute la phase de l'enregistrement. Reste l'entrée D0 qui est reliée à la sortie de la porte NAND IC11. En temps normal, cette sortie est au niveau «haut», seule la présence d'un cas de bit «stuffing» la fait passer au niveau «bas». Nous étudierons ce cas en détail plus loin. Donc, c'est la valeur 1 que «charge» IC8 lors du front montant du cycle 12, ce que l'on peut voir sur la ligne 4. Nous remarquons alors que la situation est identique à celle qui



8

suivait la venue du front montant du cycle 4. La prise en charge du deuxième octet reçu va s'opérer de la même façon, jusqu'au passage au niveau «haut» de la sortie Q3 de IC8 après le front montant du cycle 19 qui va autoriser l'enregistrement de ce deuxième octet, puis le «chargement» par IC8 de la valeur 1 au cycle suivant (20) pour commencer le traitement de l'octet suivant dans les mêmes conditions.

Le processus se reproduira à l'identique jusqu'à la venue de l'état SE0 qui clôturera le paquet émis sur le bus et resynchronisera l'ensemble des circuits pour la réception du paquet suivant, comme nous l'avons vu au début de ce paragraphe. La **figure 8** illustre en détail cette terminaison de paquet. Nous trouvons sur la ligne 2 un signal différent de celui de la figure 7, qui est dans le cas présent le niveau de sortie de la bascule IC12A chargée de transmettre les états SE0 aux sections de traitement du montage. Les actions qui se produisent au moment des cycles 3 et 4 de l'horloge bit sont similaires à celles observées sur la figure 7.

Par contre, après le front montant du cycle 11, survient la fin du paquet avec la transition entre l'octet N et l'état SE0. Sur la ligne 9, la sortie inversée de

IC13A reste au niveau «haut», puisque nous avons déjà vu que les états SE0 - J - IDLE qui concluaient les paquets étaient décodés sous la forme de bits de valeur 1.

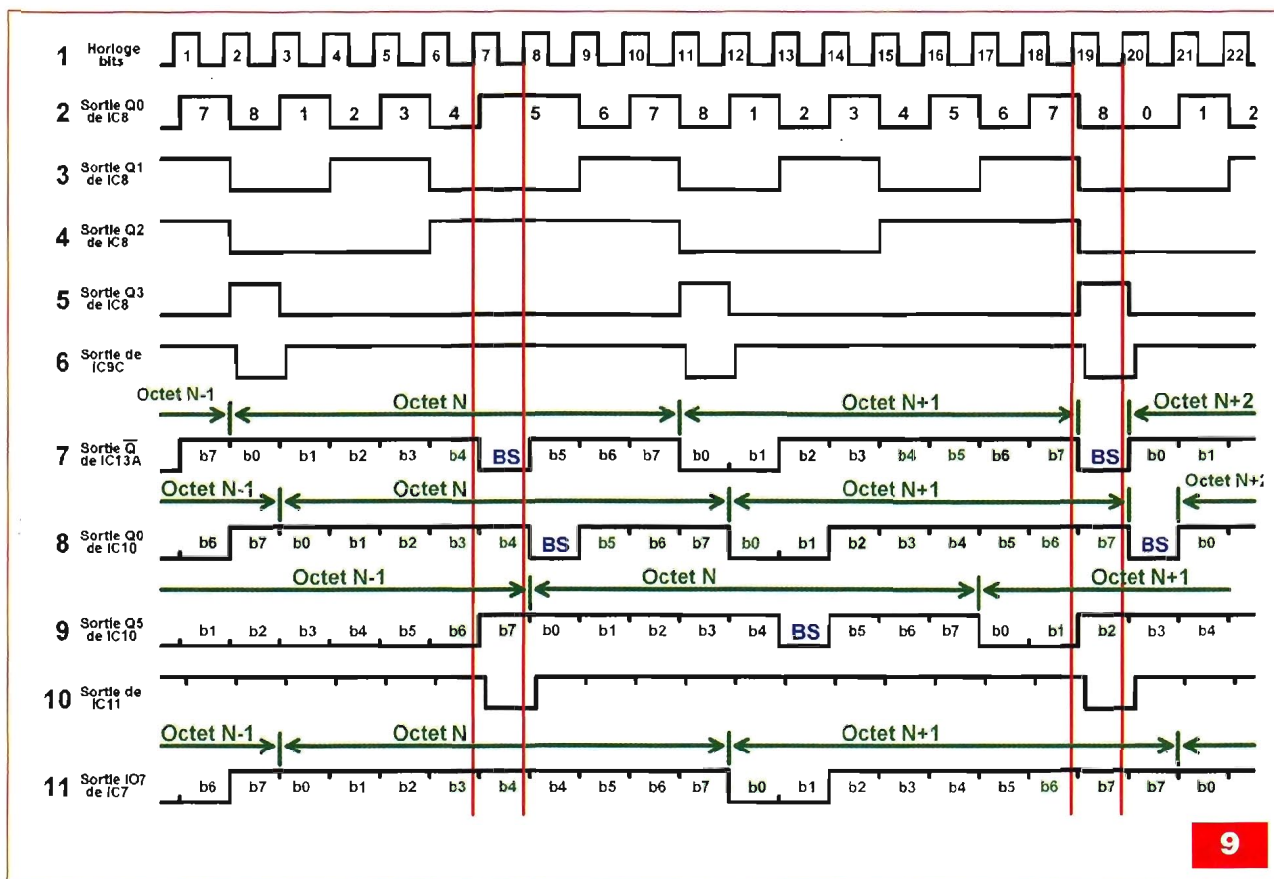
Du fait des dispositions qui ont été prises pour retarder la venue de deux cycles de l'horloge bit, le signal indiquant la présence de l'état SE0 en sortie de IC12A ne parviendra aux circuits de traitement qu'après le front montant du cycle 13 (ligne 2). Entre temps, le niveau «haut» en sortie de Q3 de IC8 (ligne 7) et le front montant du cycle 12 auront permis la mémorisation de l'octet N. Le compteur IC8 et la bascule IC12B ne seront remis à 0 qu'au cycle 13.

### Le traitement du bit «stuffing»

Pour supprimer les bits à 0 ajoutés par l'usage du bit «stuffing», le montage procède en deux temps. Tout d'abord, il détecte la présence de ces bits grâce à l'ensemble IC10/IC11. Puis, il les élimine en suspendant pour un cycle de l'horloge bit le comptage du compteur de bits IC8 et l'acquisition des bits par le registre IC7 de façon à ce que le bit «surnuméraire» ne soit ni comptabilisé, ni mémorisé. Ceci est illustré sur la **figure 9**. Comme pour les deux figures

précédentes, les lignes rouges qui prolongent les fronts montants de l'horloge bit signalent les cycles importants.

Dans cet exemple, le montage reçoit tout d'abord, depuis la sortie inversée de IC13A, une série continue de 6 bits de niveau logique «haut», depuis le bit b7 de l'octet N-1 jusqu'au bit b4 de l'octet N (ligne 7). Ces bits sont pris en charge par les deux registres à décalage IC7 et IC10. À noter que IC7 décale à droite (IO7 → IO0), alors que IC10 décale à gauche (Q0 → Q7). Chaque nouveau bit mémorisé par ces registres lors d'un front montant de l'horloge bit apparaît en Q0 pour IC10 et en IO7 pour IC7. Au bout de six cycles de l'horloge bit, c'est à dire après le front montant du cycle 7 sur la figure 9, le bit b7 de l'octet N-1 a atteint la sortie Q5 de IC10 (ligne 9), alors que le bit b4 de l'octet N occupe la position Q0 (ligne 8). Dès lors, les six entrées actives de la porte NAND IC11 sont placées au niveau «haut» et la sortie de cette porte passe au niveau «bas» (ligne 10). La sortie de IC11 contrôle l'autorisation de comptage du compteur de bits IC8 par son entrée ENT, ainsi que l'autorisation de décalage du registre IC7 par son entrée S1. Un niveau «bas» inhibe ces deux fonctions. Ainsi, comme ce niveau



9

«bas» en sortie de IC11 se prolonge au delà du front montant du cycle 8 de l'horloge bit, ce front n'est pas pris en compte par les deux circuits IC7 et IC8 qui sont inhibés. Nous voyons, sur la ligne 11, que le bit 4 de l'octet N, qui occupait la sortie IO7 de IC7, n'a pas bougé après le cycle 8 parce que le bit noté BS (pour Bit «Stuffing»), présent en sortie inversée de IC13A, n'a pas été pris en charge par IC7.

De même, aux lignes 2, 3, 4, 5, nous observons que le comptage de IC8 n'a pas varié, ce qui indique que le bit BS n'a pas été comptabilisé.

Par contre, ce bit a été mémorisé par le registre à décalage IC10 qui, lui, n'est pas inhibé. Il apparaît après le front montant du cycle 8 en sortie Q0 (ligne 8). Comme le bit ajouté pour le bit «stuffing» est un bit de valeur 0, les six entrées de IC11 ne sont plus portées ensemble au niveau «haut» et la sortie de IC11 repasse au niveau logique «haut» (ligne 10). Dès lors, l'inhibition de IC7 et IC8 cesse et ils reprennent leur activité dès le front montant du cycle 9. Ils restent ainsi synchronisés et la suppression du bit BS s'est déroulée de façon totalement transparente.

Cependant, il y a un cas où la situation s'avère être plus complexe. C'est lorsqu'un bit «stuffing» est placé juste après le dernier bit d'un octet. C'est ce que l'on peut voir sur la ligne 7 à droite de la figure 9, où le bit noté BS est placé entre la fin de l'octet N+1 et le début de l'octet N+2.

Nous voyons qu'après le front montant du cycle 19, tout comme dans le cas précédent, les six sorties Q0 à Q5 de IC10 sont au niveau «haut», ce qui amène la sortie de la porte IC11 à l'état «bas». Cependant, dans le même temps, le comptage de IC8 vient d'atteindre la valeur 8 (lignes 2 à 5). Sa sortie Q3 est passée au niveau «haut» (ligne 5) et la sortie de la porte IC19C au niveau «bas» (ligne 6).

Lors du front montant du cycle 20, en présence du niveau «bas» en sortie de IC19C, le compteur IC8 reçoit une commande de «chargement» de la valeur de ses entrées D0/D3 qui n'est pas inhibée par le niveau «bas» présent en sortie de IC11. Ce «chargement» équivaut à comptabiliser le bit BS dans le comptage de IC8, ce que nous voulions justement éviter. La solution consiste à modifier la valeur chargée par IC8, de façon à

tenir compte du bit «surnuméraire». Dans le cas présent, charger la valeur 0 plutôt que 1, de façon à allonger d'une unité le comptage de IC8 jusqu'à la valeur maximale de 8, ce qui équivaudra à une suspension du comptage pour un cycle de l'horloge bit.

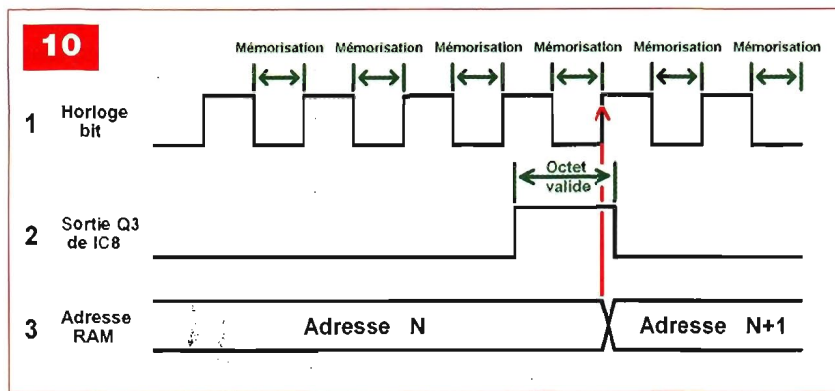
Pour obtenir cela, l'entrée D0 de IC8 est tout simplement reliée à la sortie de IC11. En temps normal, le niveau de cette sortie est «haut» et le compteur «charge» la valeur usuelle de 1.

Mais, dans le cas qui nous intéresse ici, la sortie de IC11 se trouvant au niveau «bas», c'est la valeur 0 qui sera «chargée», comme nous pouvons le voir sur la suite de chiffres indiquant le comptage de IC8 sur la ligne 2 après le cycle 20. Le compteur IC8 conserve donc sa synchronisation avec le registre IC7 qui, lui, a été correctement inhibé, comme nous pouvons le voir sur la ligne 11, avec le maintien de la valeur présente en sortie de IO7 après le front montant du cycle 20, signalant l'absence de prise en charge du bit BS.

## La mémorisation

C'est la RAM / IC2 qui permet de stocker les octets reçus durant la phase





d'enregistrement. Sa capacité étant de 32 768 octets, il faudra un bus «adresse» de 15 bits de large pour l'adresser en entier. Ce sont les quatre compteurs binaires IC3 à IC6, montés en cascade, qui effectueront cette tâche de façon séquentielle, c'est à dire qu'ils ne pourront accéder aux adresses que suivant une valeur croissante augmentée d'une unité à la fois. Leur entrée d'horloge est connectée à l'horloge bit. Ils sont remis à 0, avant lecture ou enregistrement, par le PIC / IC1 à l'aide de sa sortie RA1.

Lorsque, en fin d'enregistrement, le comptage de IC3 à IC6 dépasse la valeur 32 767 (qui représente l'adresse «haute» de la mémoire RAM), la sortie Q3 du compteur IC6 passe au niveau logique «haut». Nous retrouvons alors, en sortie de la porte NAND IC9A, un niveau «bas» qui a deux fonctions. Tout d'abord, il est appliqué aux entrées LOAD des quatre compteurs IC3 à IC6 et y est maintenu jusqu'au front montant suivant de l'horloge bit, ce qui va obliger les compteurs à «charger» les valeurs présentes sur leurs entrées D0/D3. Ces valeurs ont été choisies pour porter toutes les sorties des compteurs au niveau «haut». Comme la sortie Q3 de IC6 reste ainsi au niveau «haut» après ce premier «chargement», la commande de «chargement» est maintenue sans fin pour tous les cycles suivants de l'horloge bit.

Les compteurs restent bloqués dans cet état stationnaire, ce qui permet de suspendre automatiquement l'enregistrement lorsque la fin de la mémoire a été atteinte. La sortie de la porte IC9A est aussi reliée à l'entrée RA0 du PIC / IC1, ce qui permet à celui-ci de détecter, par la présence d'un niveau «bas», la fin de l'enregistrement.

La mémorisation des octets reçus par

le montage est effectuée lors du front montant de l'horloge bit qui suit le passage au niveau «haut» de la sortie Q3 du compteur de bits IC8. Cependant, la mise en œuvre pratique est un petit peu plus complexe, comme le montre la **figure 10**. L'entrée de mémorisation WR de la mémoire IC2 est reliée directement à l'horloge bit. De ce fait, la mémoire enregistre les données présentes en sortie de IC7, à chaque niveau «bas», suivi d'un front montant de l'horloge bit (ligne 1). Cependant, l'adresse mémoire ne va être incrémentée que tous les 8 bits reçus, le temps pour IC7 de recomposer un octet, ce qui fait que le contenu de chaque adresse RAM sera modifié huit fois avant de passer à l'adresse suivante, l'important étant alors que la dernière valeur enregistrée, avant le changement d'adresse, soit celle que nous voulons effectivement mémoriser.

La valeur de l'octet, disponible en sortie de IC7, est valide lorsque la sortie Q3 de IC8 est au niveau «haut». Elle est enregistrée par la RAM / IC2 lors du palier «bas» de l'horloge bit, suivi du front montant de cette horloge qui survient alors que Q3 est au niveau «haut» (ligne 2). Ce front montant est marqué d'une flèche rouge sur la ligne 1 de la figure 10. Il suffit alors d'utiliser le même front pour incrémenter l'adresse, les délais de propagation dans les compteurs d'adresse (et dans IC7) évitant toute interférence avec le processus de mémorisation qui, lui, s'achève immédiatement lors de ce front montant.

Les compteurs d'adresse sont donc inhibés tant que la sortie Q3 de IC8 est au niveau «bas», ce qui est réalisé en reliant cette sortie Q3 à l'entrée d'autorisation de comptage ENT de IC3.

Lorsque la sortie Q3 de IC8 passe au

niveau «haut» (ligne 2), les compteurs d'adresse retrouvent leur faculté de compter. Ils incrémentent leur comptage lors du front montant de l'horloge bit, marqué d'une flèche rouge sur la ligne 1 de la figure 10, comme nous le souhaitons.

Le processus se répète de la même façon pour tous les octets à mémoriser. Nous noterons que les états SE0 ne sont pas enregistrés. Cela a deux inconvénients. Les RESET du bus passeront inaperçus, sauf si les numéros de trame USB changent et, surtout, il faudra que le logiciel identifie le début et la fin des paquets sans posséder ces importants signaux de délimitation, ce qui est cependant tout à fait faisable.

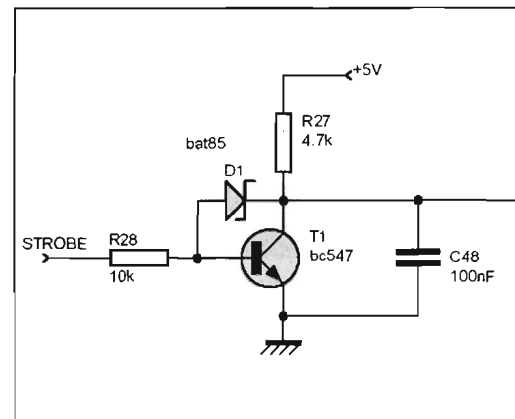
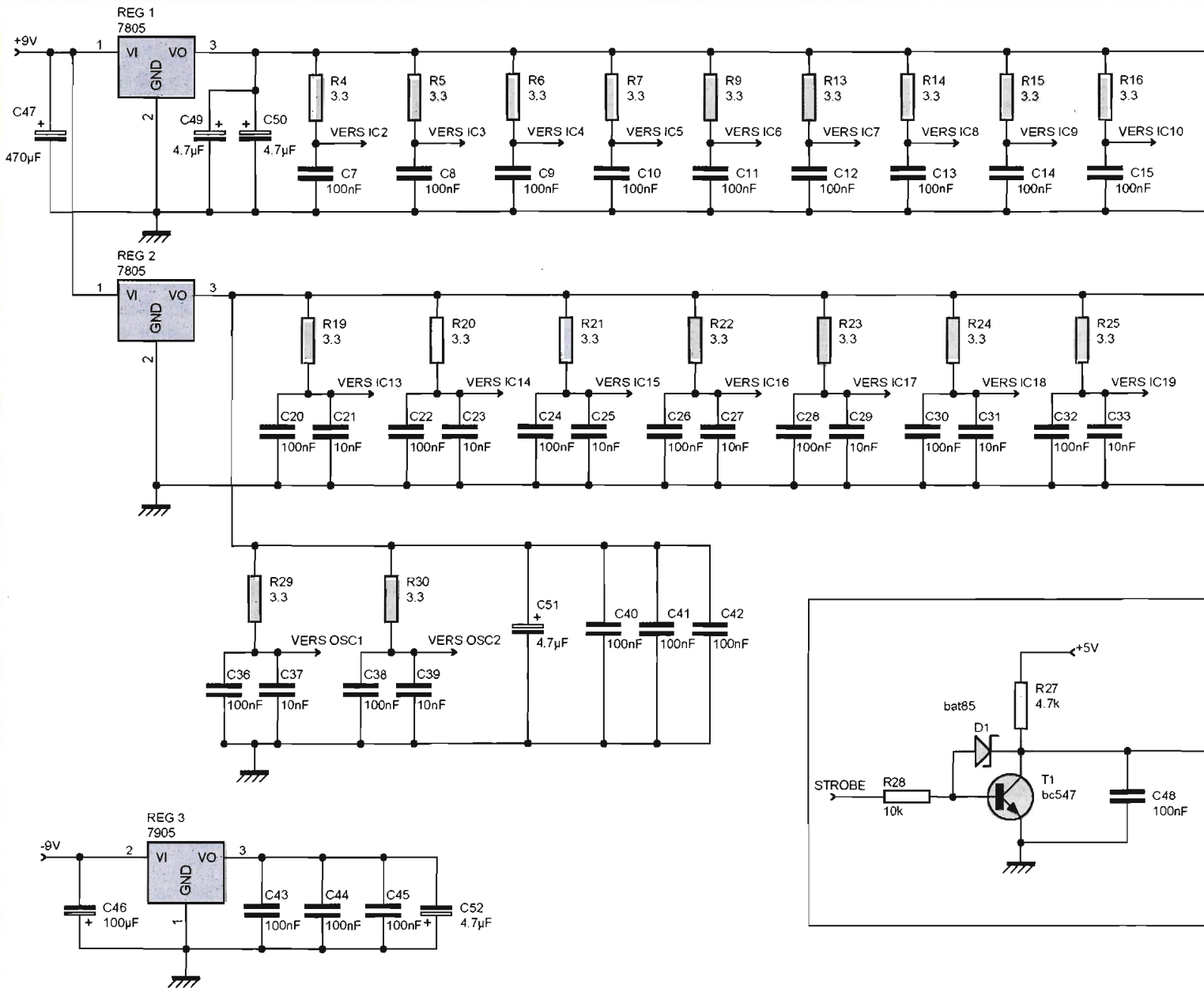
### Relecture des données

Nous n'avons étudié jusqu'à présent que la phase d'enregistrement où le microcontrôleur PIC / IC1 n'intervient quasiment pas. Son seul rôle est alors de maintenir certains signaux à des valeurs fixées par avance pour le bon fonctionnement du montage et à surveiller le niveau présent sur son entrée RA0, afin de savoir si l'enregistrement est achevé ou non. En présence d'un niveau «bas» sur cette entrée, le PIC va désactiver de grandes sections du montage, puis lire les données de la mémoire RAM / IC2 et les expédier au logiciel par le bus USB.

Tout d'abord, le PIC désactive les sorties du registre IC7, en plaçant au niveau «haut» sa sortie RC7 reliée à la broche OE1 (Output enable) de IC7. Le niveau de RC7 est inversé par la porte NAND IC9B, ce qui amène un niveau «bas» à l'entrée OE de la mémoire RAM / IC2 et valide ses sorties. Dans le même temps, le PIC prend le contrôle de l'horloge principale du montage, en faisant passer sa sortie RA5 au niveau «bas», ce qui sélectionne l'entrée X4 ou X5 (selon le niveau de RA3) du multiplexeur IC16. C'est désormais la sortie RA2 qui génère l'horloge principale.

La sortie RA5 commande ensuite, par un niveau «bas», l'entrée Reset de la bascule IC15B, plaçant sa sortie inversée au niveau «haut».

Le compteur IC14 ne reçoit plus d'ordre de «chargement» par son entrée LOAD et se contente de diviser par quatre la fréquence de l'horloge principale.

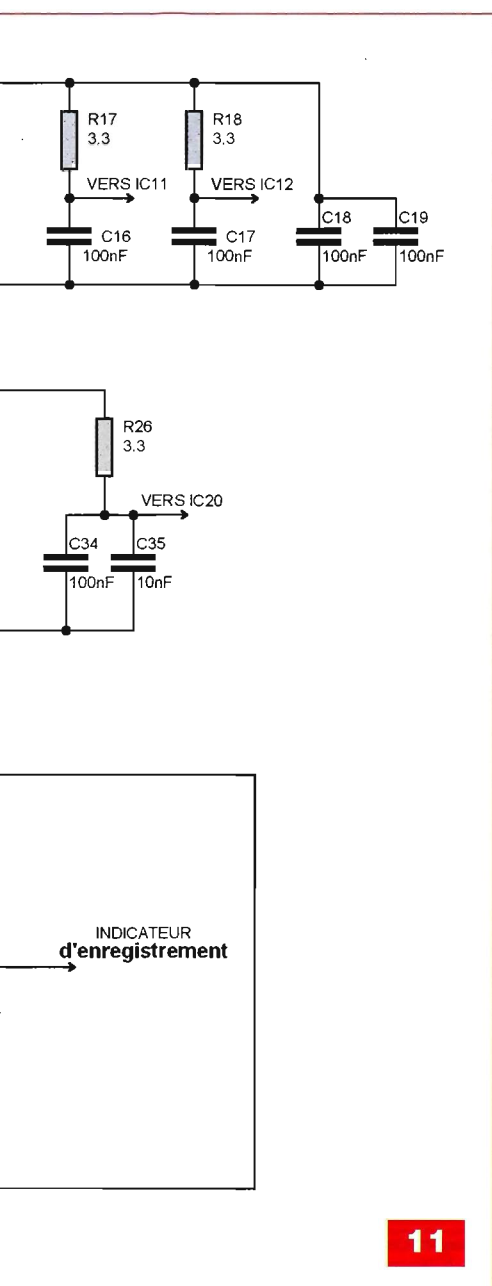


Après ces premières opérations, la sortie RC1 du PIC passe un bref instant au niveau «bas», de façon à remettre à 0 le compteur IC14 et les bascules IC13B et IC12A. Le passage au niveau «bas» de la sortie de IC12A entraîne, à son tour, la remise à 0 du compteur IC8 et la bascule IC12B, qui entraîne à son tour la remise à 0 du registre à décalage IC10. Ces remises à 0 en chaîne étant achevées, la sortie RC1 repasse au niveau «haut». Le PIC, en plaçant sa sortie RC0 au niveau «bas», met au niveau «haut» les sorties des deux bascules IC13B et IC12A, celle de la bascule IC12B, ce qui autorise le comptage de IC8 et met enfin à 0 la sortie inversée

de IC13A qui alimente les registres à décalages IC7 et surtout IC10. Nous sommes sûrs, ainsi, que ce dernier ne recevra que des 0 et donc que le système de suppression du bit «stuffing» ne sera jamais activé.

La dernière étape, avant la lecture des données, consiste à activer les compteurs d'adresse mémoire IC3 à IC6. En effet, depuis la remise à 0 du compteur IC8, la sortie Q3 de ce compteur est placée au niveau «bas», ce qui inhibe leur faculté de comptage. Pour les activer, le PIC va générer trente deux fronts montants d'horloge principale par sa sortie RA2 ce qui, divisé par quatre par IC14, donnera huit fronts d'horloge bit.

Le compteur IC8 voit alors son comptage passer à 8 et sa sortie Q3 passer au niveau «haut». Nous avons vu dans les paragraphes précédents que, lorsque Q3 est au niveau «haut» au moment de la venue d'un front montant de l'horloge bit, le compteur IC8 «charge» la valeur présente sur ses entrées D0/D3. Or, en phase de lecture des données, le PIC, qui durant la phase d'enregistrement avait maintenu sa sortie RC6 au niveau «bas», porte cette sortie RC6 au niveau «haut». Ainsi, après le «chargement» par IC8 de la valeur présente à ses entrées, sa sortie Q3, qui a pris la valeur présente sur RC6, restera au niveau «haut» et indui-



ra un nouveau «chargement» au front suivant de l'horloge bit qui la laissera cette fois encore au niveau «haut». L'état du compteur IC8 n'évoluera plus et Q3 restera maintenue au niveau «haut» en permanence, ce qui dès lors permettra aux compteurs d'adresse IC3 à IC6 de compter les fronts de l'horloge bit et au PIC de relire l'intégralité de la mémoire après avoir remis leur comptage à 0 à l'aide de sa sortie RA1. Comme le compteur IC8 est bloqué, il ne divise plus par 8 les fronts de l'horloge bit comme il le faisait durant l'enregistrement et, ainsi, chaque front de l'horloge bit incrémente les compteurs d'adresse.

A noter que, durant la phase de lecture, la broche de commande d'écriture WR de la mémoire RAM reste connectée à l'horloge bit et que, de ce fait, la mémoire continue d'enregistrer lors des niveaux «bas» de cette horloge les valeurs présentes sur ses lignes d'entrées. Pour éviter tout problème des données corrompues, la lecture des données a lieu lors des niveaux «haut» de l'horloge bit, qui suivent les fronts montants, après attente de la stabilisation des sorties des compteurs d'adresse. Aucune opération de lecture n'est effectuée une fois l'horloge bit repassée au niveau «bas».

Le PIC récupère les données grâce à son port d'entrée B. Il les lit par bloc de 64 octets, qu'il expédie alors par son Endpoint1 IN, à l'aide d'un transfert par appel (interrupt transfert), le montage s'étant enregistré auprès de l'ordinateur comme un périphérique de classe HID. Une fois 512 blocs lus et expédiés, tout le contenu de la mémoire IC2 a été parcouru et le PIC se met en pause en attendant un nouvel ordre d'enregistrement du logiciel de l'ordinateur.

### Indicateur de fonctionnement

De façon à pouvoir synchroniser, dans certains cas, le départ de l'enregistrement avec des circuits USB à tester, le montage propose un indicateur d'enregistrement, sous la forme d'un front montant en départ d'enregistrement et d'un niveau «haut» maintenu tant que l'enregistrement n'est pas achevé. Ce signal est généré à l'aide de la porte IC9D qui combine le signal de fin d'enregistrement en sortie de IC9A et celui d'activation des sorties de la mémoire en sortie de IC9B. Le niveau logique obtenu est inversé à l'aide du transistor T1 qui, de plus, adapte le signal pour un raccordement par long fil, les circuits de la série F n'étant pas vraiment adaptés à ce type de connexion.

### Alimentation

L'alimentation est décrite en figure 11. Elle comporte trois régulateurs, deux positifs, REG1 et REG2, pour l'alimentation des oscillateurs, des circuits logiques et du PIC et un négatif, REG3, pour les comparateurs. Toutes les alimentations des circuits logiques comportent un découplage à

résistance et condensateur pour limiter les influences réciproques.

Les circuits fonctionnant à haute vitesse disposent, même, de deux condensateurs de valeur étagée pour une plus grande efficacité.

Les tensions d'alimentation du montage sont de  $\pm 9$  V, la consommation de l'alimentation positive étant de l'ordre de 700 mA et celle de l'alimentation négative de l'ordre de 35 mA. Quatre condensateurs au tantale découplent les lignes d'alimentation (C49 à C52).

### Réalisation

Le montage sera réalisé sur une plaque d'époxy, simple face, de 15 x 20 cm. Le circuit imprimé proposé en figure 12 comporte quelques pistes fines, particulièrement du côté du registre IC7. Sinon, il n'y a pas de difficulté particulière.

Les circuits de la série F ainsi que les deux oscillateurs à quartz intégrés DIL 14, OSC1 et OSC2, sont disponibles chez ELECTRONIQUE DIFFUSION.

Les comparateurs LM360 devront être pris en boîtier DIL08.

La figure 13 montre le schéma d'implantation. La réalisation nécessite le recours à un nombre important de ponts de liaisons (straps), dont certains se trouvent sous les circuits IC1, IC7, IC8, IC9, IC12, IC13 et IC19.

Pour placer IC8, il est conseillé d'utiliser un support «tulipe», car un support «lyre» toucherait le strap.

L'alimentation se connecte au montage à l'aide d'un bornier.

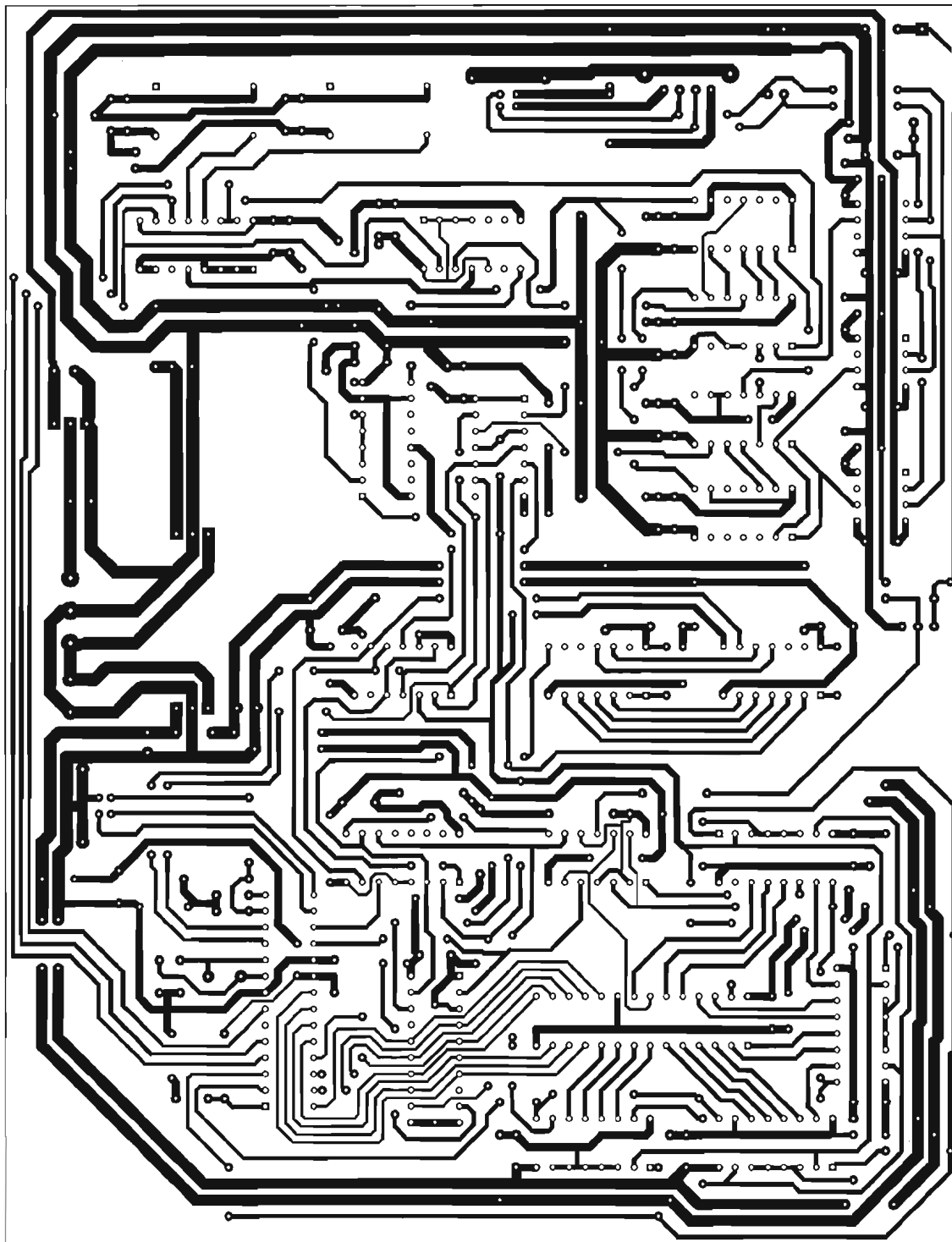
**Attention, il n'y a pas de protections contre les inversions.**

Le programme servant à la programmation du PIC s'appelle «analyseur.hex». Tous les fusibles sont déjà configurés. Le programme source en assembleur s'appelle «analyseur.asm».

### Test et mode d'emploi

Pour tester le montage, il faut tout d'abord le mettre sous tension, puis le connecter au bus USB, en utilisant la prise de type USB B marquée du «pic vers l'ordinateur» sur la figure 13.

En cas de première connexion, il est nécessaire de laisser du temps à l'ordinateur pour identifier le montage.



12

Ceci étant fait, le montage est prêt à effectuer des mesures.

Il faut alors lancer le programme «analyseur.exe». Il apparaît alors une fenêtre semblable à celle de la **figure 14**.

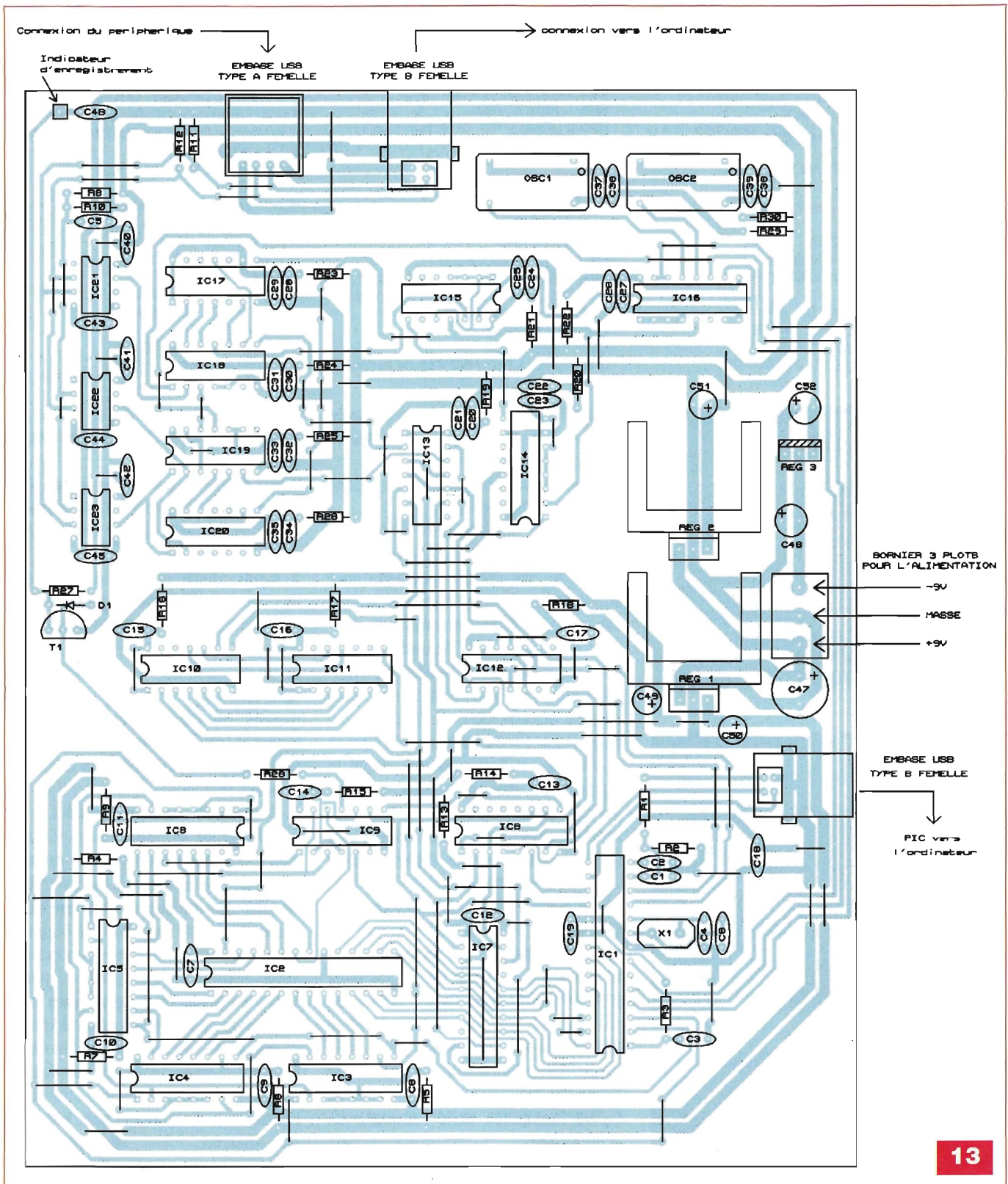
Le nombre de fonctions offertes par le programme est limité : «Analyser» lance une procédure d'enregistrement, «Charger» et «Sauver» permettent de sauvegarder ou bien de «recharger» un

enregistrement. La taille du fichier fait 32 ko avec une extension «tru».

Pour effectuer les mesures, il faut connecter la prise de type USB B notée «connexion vers l'ordinateur» (figure 13) vers l'ordinateur. Nous disposons alors de la prise USB A notée «vers le périphérique» (figure 13) pour connecter le périphérique à tester.

Quelques précautions s'imposent afin

de réaliser les mesures dans de bonnes conditions. En premier lieu, il est préférable que les câbles de liaisons, entre le périphérique et le montage d'un côté (si nécessaire, car une clef USB n'en a pas besoin par exemple) et entre le montage et l'ordinateur d'autre part, soient les plus courts possibles. Les câbles devront, si possible, être de bonne qualité. Nous risquons, dans le cas contrai-



13

re, des erreurs d'enregistrement plus ou moins sévères. Avant de procéder à la mesure, choisir la vitesse du périphérique que vous souhaitez tester. Ensuite, il existe deux façons de «lancer» la mesure. Si vous souhaitez enregistrer l'énumé-

ration d'un périphérique, il faut d'abord «lancer» la mesure en appuyant sur le bouton «Analyser». Puis, ensuite, connecter rapidement le périphérique au montage. Si vous souhaitez, par contre, enregistrer une communication à un moment

quelconque, alors il suffit de connecter le périphérique et de «lancer» l'analyse après, au moment voulu. Cette dernière façon de faire est utile dans deux cas : si on teste, par exemple, un montage personnel avec un PIC USB, qui pourra utiliser le signal

## Nomenclature

### • Résistances

R1 : 1 kΩ  
 R2, R28 : 10 kΩ  
 R3, R8, R27 : 4,7 kΩ  
 R4 à R7, R9, R13 à R26, R29, R30 : 3,3 Ω  
 R10 : 820 Ω  
 R11, R12 : 470 kΩ

### • Semiconducteurs

D1 : BAT85  
 IC1 : PIC18F2550  
 IC2 : 61256 RAM cache  
 IC3 à IC6, IC8, IC14 : 74F161  
 IC7 : 74F299  
 IC9, IC19 : 74F00  
 IC10, IC17, IC20 : 74F164  
 IC11 : 74F30  
 IC12, IC13, IC15 : 74F74

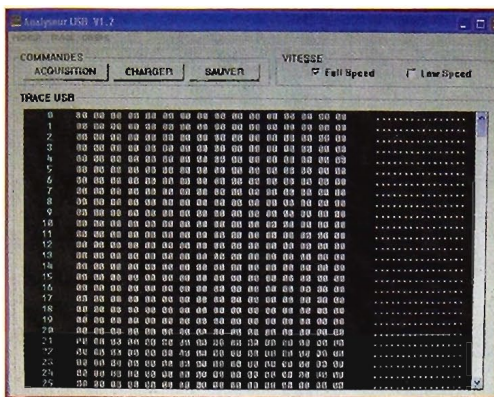
IC16 : 74F151  
 IC18 : 74F86  
 IC21, IC22, IC23 : LM360 / DIL8  
 REG 1, REG 2 : 7805  
 REG 3 : 7905  
 T1 : BC547

### • Condensateurs

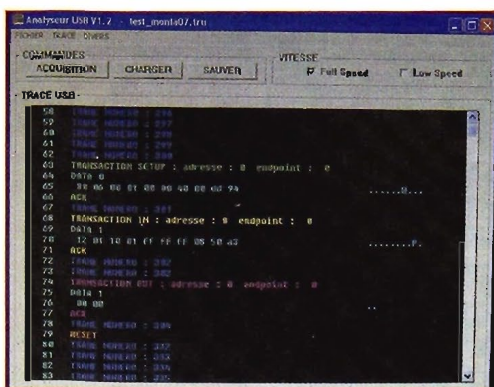
C1, C2, C3, C5, C7 à C20, C22, C24, C26, C28, C30, C32, C34, C36, C38, C40 à C45, C48 : 100 nF (céramique multicouches Z5U pas de 5,04 mm)  
 C4, C6 : 22 pF céramique  
 C21, C23, C25, C27, C29, C31, C33, C35, C37, C39 : 10 nF (céramique multicouches Z5U pas de 5,04 mm)  
 C46 : 100 µF / 25V  
 C47 : 470 µF / 25V  
 C49 à C52 : 4,7 µF / 6,3 V (perle tantale)

### • Divers

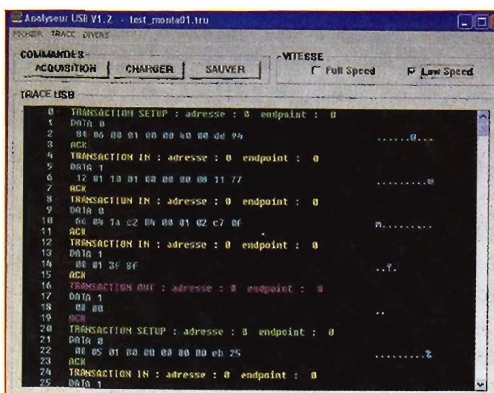
OSC1 : oscillateur DIL 14 / 48 MHz, réf. Electronique Diffusion : QUOS48MHZ00000  
 OSC2 : oscillateur DIL 14 / 6 MHz, réf. Electronique Diffusion : QUOS6MHZ00000  
 X1 : quartz 4 MHz  
 2 dissipateurs ML09 pour REG 1 et REG 2  
 2 embases USB de type B femelle  
 1 embase USB de type A femelle  
 Fil pour straps  
 3 supports DIL 8  
 10 supports DIL 14  
 7 supports DIL 16 (1 à tulipes pour IC8)  
 2 supports DIL 28 étroits  
 1 support DIL 20  
 1 plaque époxy 15 x 20 cm  
 1 bornier à 3 plots



14



15



16

de l'indicateur d'enregistrement pour synchroniser ses communications avec l'enregistrement.

Cela est aussi utile avec les périphériques «Low Speed».

Dans ce cas, en effet, nous bénéficions de la lenteur de l'enregistrement pour manipuler ces périphériques qui sont souvent des claviers, manettes, souris, afin de pouvoir lire en détail les données échangées avec l'ordinateur.

Au bout d'un certain temps, normalement moins d'une dizaine de secondes en «Full Speed», ou bien 45 s en «Low Speed» (du fait de l'absence de trames numérotées et de la lenteur du débit), la mémoire est remplie et le PIC expédie les données au logiciel.

Le PIC interrompt automatiquement tout enregistrement qui n'est pas achevé au bout de 65 s environ.

Dans ce cas, les zones mémoires non enregistrées restent à 0.

Le logiciel décode les données et les affiche sous la forme de transactions SETUP, IN ou bien OUT, comme on peut le voir sur les figures 15 (Full Speed) et 16 (Low Speed).

Nous remarquons bien au passage l'absence des paquets SOF (start of frame) numérotés dans l'exemple en «Low Speed».

Les RESET du bus sont indiqués dans les enregistrements «Full Speed».

Le logiciel utilise un code de couleurs pour identifier les transactions : vert pour SETUP, jaune pour IN et violet pour OUT.

Les données contenues dans ces paquets sont en bleu clair, sauf si une erreur de CRC a été détectée.

Auquel cas, le paquet est affiché en rouge. Les RESET sont marqués en orange.

Dans certains enregistrements «Full Speed», il est possible qu'apparaissent des indicatifs PRE suivis de données affichées en blanc.

Il s'agit, dans ce cas de données émises en «Low Speed», que le montage, fonctionnant en mode «Full Speed», n'a pas décodées.

En règle générale, toute donnée non reconnue est affichée en blanc. Si le résultat de l'enregistrement est une longue série de chiffres en blanc, non décodés, il est conseillé de faire une nouvelle tentative.

Si le problème persiste encore, cela peut venir de la présence d'un câble trop long pour le périphérique ou bien de mauvaise qualité ou, encore, d'un périphérique fonctionnant à une autre vitesse que celle réglée. Le montage ne peut pas lire les communications «High-Speed» par exemple.

Enfin, si plusieurs périphériques sont connectés au même «Hub» que le périphérique en cours de test, le trafic montant (provenant de l'hôte) destiné à ces périphériques apparaîtra dans l'enregistrement, mais leur réponse sera absente.

Le code source du logiciel est fourni avec les pièces jointes à télécharger. Il s'agit d'un projet écrit sous «Dev-Cpp».

**Note** : les fichiers «.tru» donnés avec les articles de l'initiation au bus USB ne sont pas compatibles avec ce logiciel.

O. VIACAVA  
 oviacava@free.fr

# Un stroboscope

**Mesurer la vitesse de rotation d'une poulie ou d'un axe tournant à grande vitesse sans contact matériel et sans altérer en rien le mouvement, telle est l'une des possibilités offertes par le stroboscope.**

**G**âce aux progrès réalisés ces dernières années en matière de leds blanches à haute luminosité, la réalisation d'un tel dispositif s'en trouve encore simplifiée en se substituant aux lampes à éclats utilisées jusqu'alors.

## Le principe

### Généralités

La stroboscopie repose sur le principe de la conjugaison de deux caractéristiques :

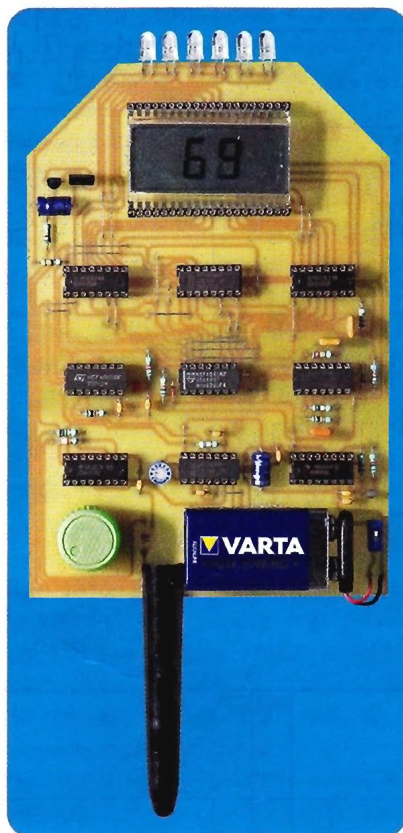
- la brièveté d'un éclairage, répété à une cadence régulière
- la persistance rétinienne de l'œil humain

Il est ainsi possible d'observer des phénomènes rapides, en créant l'illusion du ralenti.

Une des conséquences, plutôt négative, du phénomène stroboscopique est l'effet visuel observable au cinéma, les roues des diligences ... tournant à l'envers, ou s'arrêtant, pour certaines vitesses. Cela se produit, notamment, lorsque la périodicité de succession des images cinématographiques correspond au parcours angulaire de deux rayons consécutifs d'une roue.

### Principe de fonctionnement du stroboscope proposé

Le montage délivre des éclats intenses à une fréquence réglable de quelques hertz à 99 Hz, par le biais d'un potentiomètre. Ces éclats sont produits par une rangée de six leds



blanches à haute luminosité. La fréquence de succession des éclats est indiquée, en permanence, par un afficheur à cristaux liquides.

### Détermination de la vitesse de rotation d'une poulie

Dans un premier temps, un repère de couleur claire est collé sur le pourtour de la poulie. Une fois la vitesse de rotation de cette dernière stabilisée, la rampe de leds est dirigée sur la poulie, de préférence dans une ambiance lumineuse faible. Il s'agit alors de faire varier progressivement, dans le sens croissant, la fréquence de succession des éclairs jusqu'à l'obtention de l'illusion de l'arrêt de la poulie, illusion concrétisée par l'immobilité du repère de couleur claire.

La fréquence affichée par le stroboscope correspond alors à la vitesse de rotation, exprimée en tours/seconde, de la poulie.

Pour obtenir sa vitesse de rotation en tours/minute, il suffit de multiplier le résultat de la lecture par 60.

Cette méthode convient dans la grande majorité des cas. Mais il est possible d'appliquer une méthode plus rigoureuse et plus ... scientifique. En effet, dans le cas évoqué ci-dessus, l'illusion du repère fixe pourrait être obtenue alors que la poulie a effectué un ou plusieurs tours entre deux éclats consécutifs. Cela peut notamment se produire pour les vitesses de rotation très élevées. La méthode suivante permet de lever cette incertitude.

En commençant par les fréquences les plus basses, considérons qu'une première illusion de repère fixe soit obtenue pour une fréquence  $f_1$ , ce qui correspond à une période de succession des éclats de  $1/f_1$  (période  $t_1 = 1/f_1$ ). Poursuivons la montée progressive en fréquence pour obtenir à nouveau l'illusion de repère fixe et notons la fréquence correspondante, soit  $f_2$ , ce qui correspond à une période  $t_2 = 1/f_2$ .

Dans le second cas, la poulie aura effectué en réalité un tour de moins que dans le premier cas. Si  $(p)$  est le nombre de tours séparant deux éclats consécutifs dans le premier cas, dans le second cas le nombre de tours correspondra à  $(p - 1)$  tours.

Désignons par  $(n)$  la vitesse réelle de rotation, en tours/seconde, de la poulie.

Il est alors possible d'écrire les deux égalités suivantes :

$$t_1 = p \times 1/n \text{ et } t_2 = (p-1) \times 1/n$$

$(f_1 < f_2 \text{ donc } t_1 > t_2)$

En soustrayant la seconde égalité de la première :

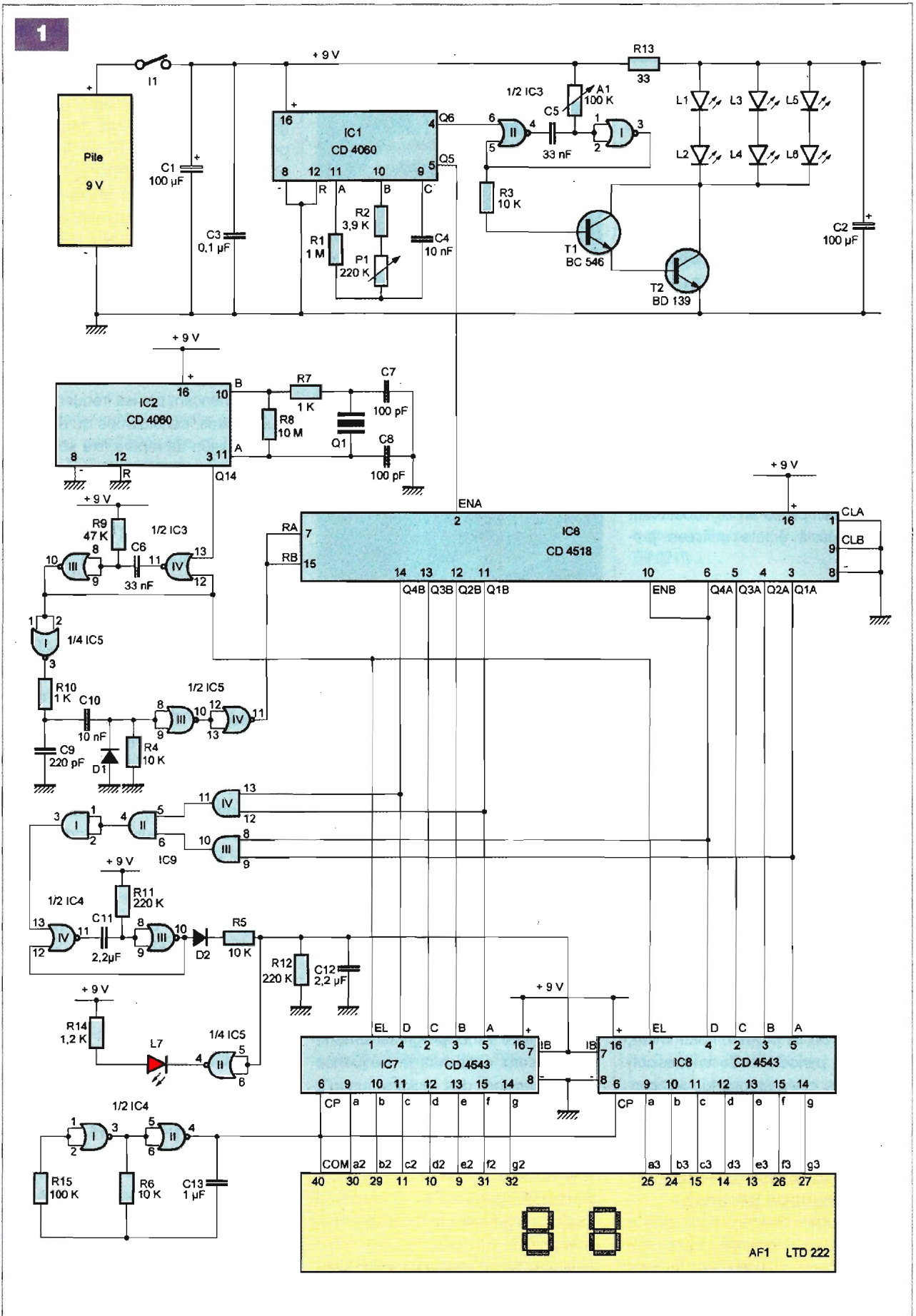
$$t_1 - t_2 = \frac{1}{n}$$

d'où :

$$\frac{1}{n} = \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} = \frac{f_2 - f_1}{f_1 \times f_2}$$

En définitive, la vitesse de rotation  $(n)$  de la poulie, en tours/minute s'obtient par la relation :

$$n = \frac{60 \times f_1 \times f_2}{f_2 - f_1}$$





## Le fonctionnement

### Alimentation

S'agissant d'un montage essentiellement portable, l'énergie nécessaire au fonctionnement de celui-ci provient d'une pile de 9 V, que l'interrupteur I1 permet de mettre en service. Le condensateur C1 compense les faibles variations de la tension qui sont dues à la succession des éclats, tandis que C3 est une capacité de découplage (figure 1).

Le courant débité par la pile reste très modeste : 5 mA tout au plus. Cela est dû d'une part à la brièveté des éclats et d'autre part à la mise en œuvre d'un afficheur à cristaux liquides.

### Succession des éclats

Le circuit intégré IC1 est un compteur comportant un oscillateur interne suivi de quatorze étages binaires montés en cascade.

Au niveau de la broche 9, un créneau de forme carrée et de période (t) est disponible.

La valeur de (t) dépend essentiellement de la position du curseur du potentiomètre P1.

Elle s'exprime par la relation :

$$t = 2,2 \times (R2 + P1) \times C4$$

En position de résistance nulle de P1, cette période est de l'ordre de 85  $\mu$ s. Elle passe à 5 ms pour la position de P1 correspondant à la totalité de la résistance insérée.

Sur la sortie Q6, un créneau, également de forme carrée, est disponible. Il se caractérise par une période (T) telle que :

$$T = t \times 2^9, \text{ soit}$$

$$T = 64 \times t$$

Suivant la position du curseur, il est ainsi possible de faire varier (T) de 5,5 ms / 180 Hz à 320 ms / 3 Hz. Ce sont les valeurs théoriques extrêmes de la fréquence de succession des éclats stroboscopiques.

Nous verrons ultérieurement que la valeur (99) ne saurait être dépassée. Cette valeur est en effet imposée par la capacité d'affichage.

Pour mieux répartir les fréquences à l'intérieur de la plage 3  $\rightarrow$  99, le potentiomètre P1 est du type à varia-

tion logarithmique. Avec un potentiomètre à variation linéaire de la résistance, les fréquences dépassant 75 Hz seraient trop difficiles à régler.

### Commande périodique des éclats

Chaque front ascendant issu de la sortie Q6 de IC1 active la bascule monostable formée par les portes NOR (I) et (II) de IC3.

Cette dernière délivre alors un bref état «haut», d'une durée ( $\Delta t$ ) telle que :

$$\Delta t = 0,7 \times A1 \times C5$$

Pour une position médiane du curseur de l'ajustable A1, la valeur de l'impulsion est de l'ordre de la milliseconde. C'est aussi la durée pendant laquelle le Darlington, formé des transistors T1 et T2, est actif.

Les trois branches de deux leds (L1 à L6) sont alors parcourues par un courant relativement intense.

En effet, étant donné la brièveté de l'impulsion, le potentiel de 9 V disponible momentanément sur l'armature positive de C2 est à la base de ce courant qui n'est pas limité par R13 dans un premier temps. Il en résulte un véritable «flash» au niveau de la rampe constituée par les leds.

Le condensateur C2 se recharge à travers R13, lors des pauses séparant deux éclairs consécutifs.

Nous verrons ultérieurement que la netteté de l'image paraissant fixe est d'autant plus grande que ( $\Delta t$ ) est faible. Il existe tout de même une limite inférieure au-delà de laquelle le repère tournant n'est plus décelable au niveau de la rétine de nos yeux.

### Base de temps de l'affichage numérique

Le circuit intégré IC2 est également un compteur de quatorze étages binaires.

A la différence de IC1, son oscillateur interne est piloté par un quartz Q1, caractérisé par une fréquence propre de 32,768 kHz.

Le signal, plutôt sinusoïdal, correspondant à cette fréquence-source est disponible sur la broche 9.

Sur la sortie Q14, le créneau carré disponible a une fréquence (F) telle que :

$$F = \frac{32\,768}{2^{14}} \text{ Hz}$$

$$F = \frac{32\,768}{16\,384} = 2 \text{ Hz}$$

Ainsi, sur la sortie Q14 de IC2, un front montant se produit toutes les demi-secondes. Comme nous le verrons plus loin, cette périodicité correspondra à la lecture suivie de la remise à zéro du comptage.

Mais comme la valeur d'affichage devra correspondre à la fréquence des éclats, c'est-à-dire au nombre de fois par seconde où ces derniers se produisent, il est nécessaire de «compter», entre deux lectures / RAZ, un nombre double d'éclats. C'est la raison pour laquelle le comptage se réalisera non pas à partir de la sortie Q6 de IC1, mais à partir de la sortie Q5, celle qui présente des créneaux de fréquence double.

### Comptage et décodage

Le circuit intégré IC6 comporte deux compteurs BCD repérés A (unités) et B (dizaines).

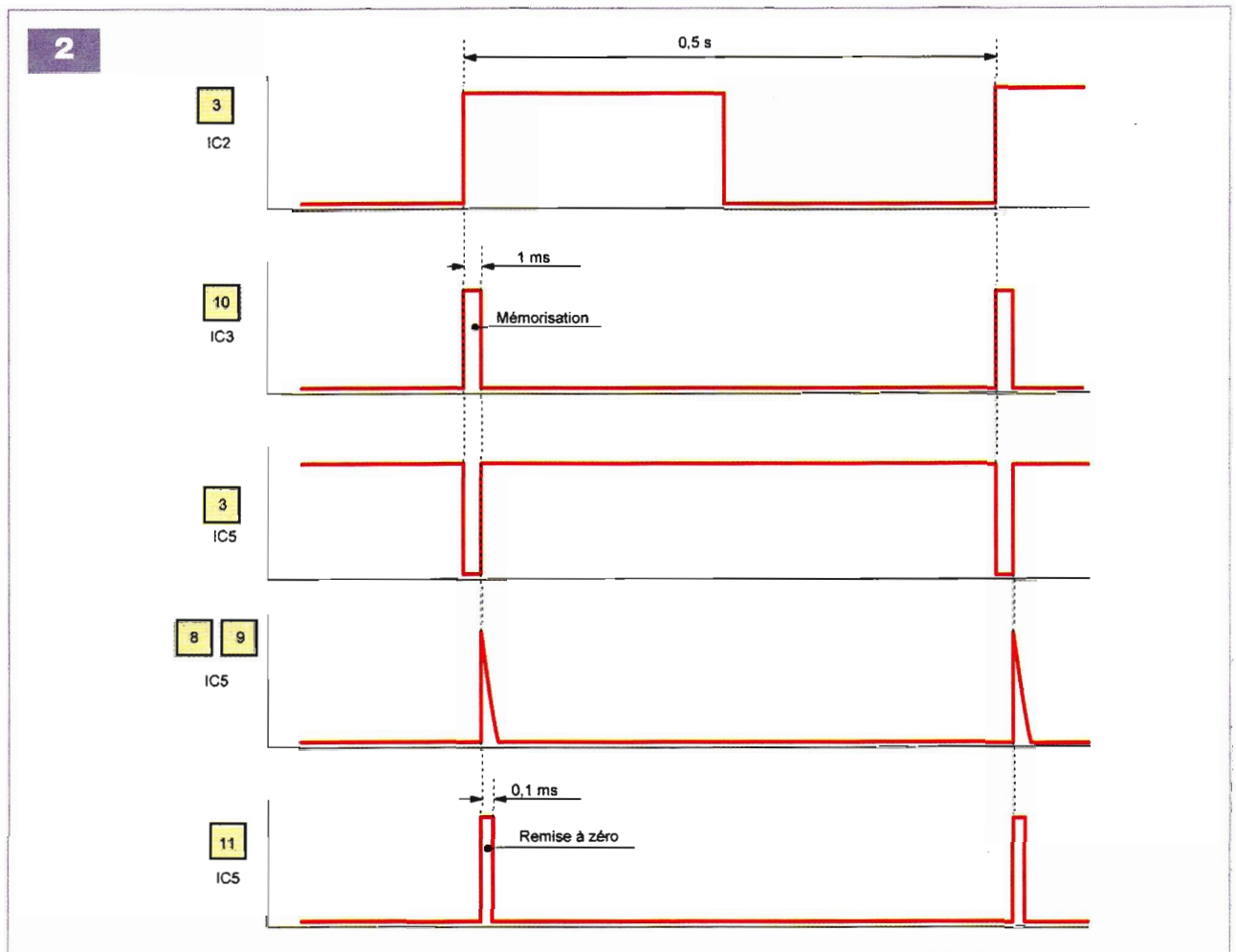
Les créneaux de comptage évoqués ci-dessus sont appliqués sur l'entrée ENA du premier compteur. Ce dernier avance d'un pas au rythme des fronts descendants.

Lorsqu'il atteint la position (9), lors de l'impulsion de comptage suivante, le compteur A passe de nouveau à la position (0), tandis que la sortie Q4A présente un front descendant. Cette sortie est reliée à l'entrée de comptage ENB du compteur B, affecté au comptage des dizaines. Il s'en suit l'avance d'un pas de celui-ci.

Les sorties du compteur A sont reliées aux entrées de décodage A, B, C et D de IC8 qui est un décodeur BCD  $\rightarrow$  7 segments. Quant aux sorties du compteur B, elles sont reliées dans les mêmes conditions aux entrées de décodage de IC7, un décodeur du même type.

Ces décodeurs présentent sur leurs sept sorties (a à g) des niveaux logiques destinés à l'alimentation des segments correspondants de l'afficheur à cristaux liquides.

Nous reviendrons sur ce point.



## Mémorisation périodique

Chaque front montant, délivré par la sortie Q14 de IC2, active la bascule monostable formée par les portes NOR (III) et (IV) de IC3. Rappelons que la périodicité de ces fronts montants est de 0,5 s (**figure 2**).

La bascule délivre alors un bref état «haut», dont la durée est déterminée par le produit  $0,7 \times R9 \times C6$ , soit environ 1 ms.

Cet état «haut» est appliqué sur les entrées EL des décodeurs IC7 et IC8. Il s'agit des entrées de mémorisation dont le fonctionnement est le suivant. Lorsque ces entrées sont soumises à un état «haut», les sorties (a à g) des décodeurs présentent les niveaux logiques en relation avec les positions des compteurs A et B de IC6. Mais, dès qu'elles sont à nouveau soumises à un état «bas», ces mêmes sorties conservent leurs niveaux précédents, même si par ailleurs les niveaux logiques auxquels sont soumises les entrées A à D

continuent d'évoluer. Il s'agit donc bien d'une fonction de mémorisation de la lecture ponctuelle des compteurs A et B de IC6.

## Remise à 0 périodique

L'état «haut» de commande de la mémorisation évoquée ci-dessus est inversé en état «bas» par la porte NOR (I) de IC5, si bien que la fin de la mémorisation correspond à un front montant sur la sortie de cette porte. Ce front montant est acheminé sur les entrées réunies de la porte NOR (III) de IC5 à travers le circuit dérivateur constitué de C10, R4 et D1.

La charge rapide de C10 à travers R4 a pour conséquence l'apparition d'un très court état «haut» sur la sortie de la porte NOR (IV) de IC5, sortie reliée aux entrées RA et RB des compteurs A et B de IC6. Il en résulte la remise à 0 de ces derniers.

L'ensemble R10 / C9 introduit un très léger retard dans la commande de cette remise à 0, par rapport à l'opé-

ration de mémorisation. Il s'agit d'une sécurisation du fonctionnement destinée à éviter la simultanéité entre fin de mémorisation et remise à 0 des compteurs.

## Affichage

Contrairement aux afficheurs à cathodes ou anodes communes dont les segments sont en fait des leds, les segments des afficheurs à cristaux liquides ne sauraient fonctionner en les soumettant à des potentiels continus.

Il est nécessaire d'inverser continuellement les polarités aux bornes des segments activés.

Les portes NOR (I) et (II) de IC4 constituent un oscillateur délivrant des créneaux dont la fréquence est de l'ordre de 45 Hz.

La sortie de cet oscillateur est reliée :

- à l'entrée commune de l'afficheur à cristaux liquides
- aux entrées CP des décodeurs IC7 et IC8

Prenons à titre d'exemple la sortie (a) de IC8 et supposons qu'elle se trouve dans une position telle que le segment (a3) de l'afficheur soit activé. Lorsque la sortie de l'oscillateur présente un état «haut», la logique de décodage de IC8 est négative. La sortie (a) présente donc un état «bas». Il en résulte la soumission du segment concerné de l'afficheur à un potentiel donné de 9 V. Quand la sortie de l'oscillateur passe à un état «bas», la logique de décodage est positive. Le segment concerné est maintenant soumis à un potentiel de 9 V, mais dont la polarité est inversée par rapport à la situation précédente. Le segment activé est ainsi soumis à un potentiel dont les polarités s'inversent à une fréquence de 45 Hz.

### Dépassement de la position de comptage (99)

Pour une position approchante de la résistance minimale du potentiomètre P1, la fréquence de succession des éclats tend de plus en plus vers 99 Hz. Si le curseur atteint sa butée maximale, cette valeur est même dépassée.

L'affichage correspondant n'aurait plus de sens.

La capacité maximale d'affichage (99) se traduit par l'application momentanée d'un état «haut» simultanément sur les sorties Q1 et Q4 des compteurs A et B de IC6. En effet, rappelons que l'écriture binaire de la valeur (9) est (1001).

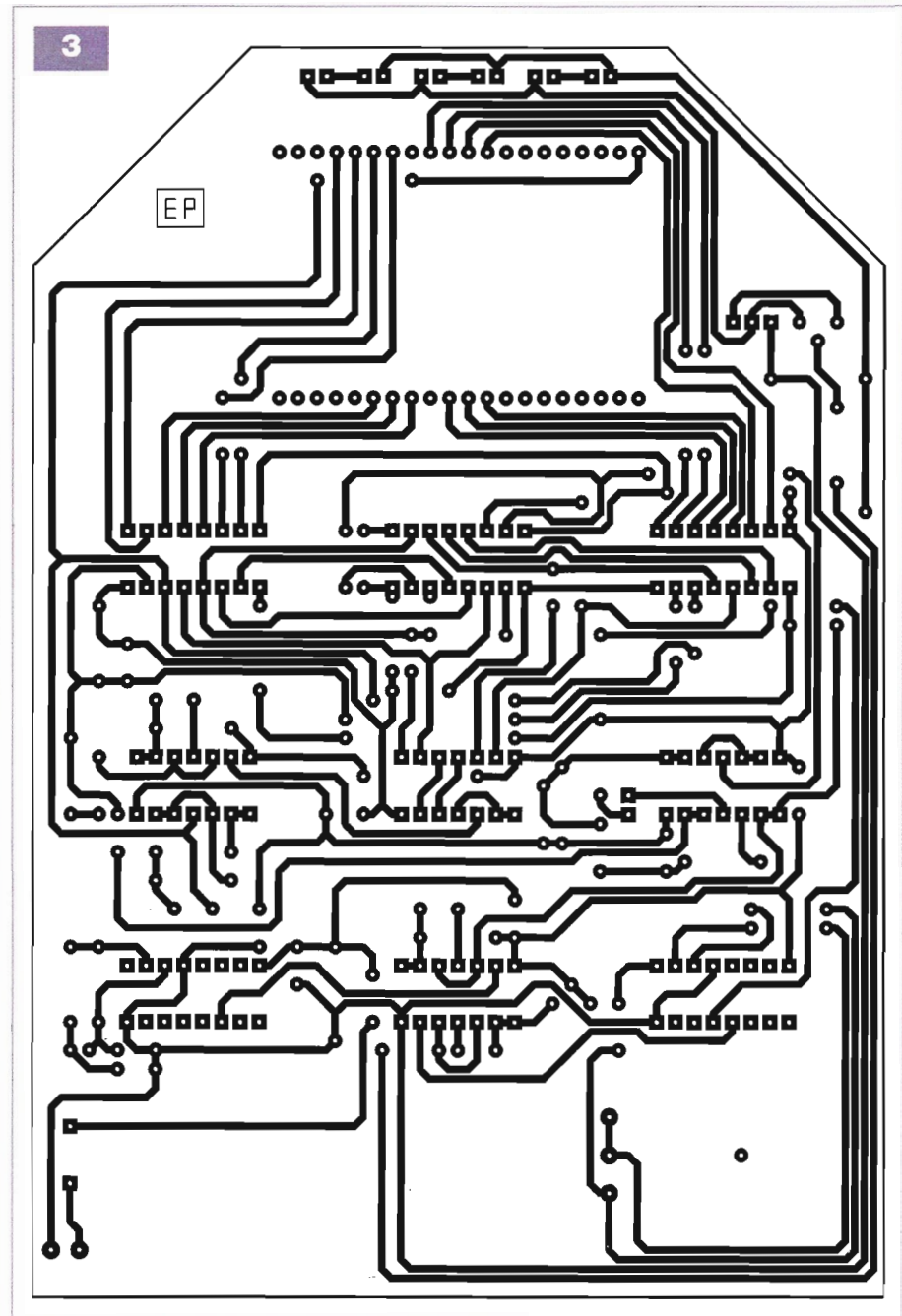
Si cette position particulière est atteinte, les deux entrées des portes AND (III) et (IV) de IC9 sont simultanément soumises à un état «haut».

Elles présentent donc toutes les deux un état «haut» sur leurs sorties.

Il en est de même en ce qui concerne la sortie de la porte AND (I) de IC9.

Cet état «haut» momentanée qui se produit périodiquement (environ 2 fois par seconde), active à chaque fois la bascule monostable formée par les portes NOR (III) et (IV) de IC4.

Cette dernière délivre alors un état «haut» d'une durée d'environ 150 ms. Par l'intermédiaire de D2 et de R5, cet état «haut» charge la capacité C12, celle-ci ne pouvant se déchar-



ger que par R12 de valeur beaucoup plus importante.

Les entrées réunies de la porte NOR (II) de IC5 sont alors soumises à un état quasi «haut», aussi longtemps que le dépassement de la valeur (99) subsiste.

La sortie de cette porte passe alors à l'état «bas».

Il en résulte deux conséquences :

- la led rouge L7 s'illumine et signale ainsi cette situation
- les entrées IB des décodeurs, soumises à un état «bas», commandent l'extinction de l'affichage

### La réalisation pratique

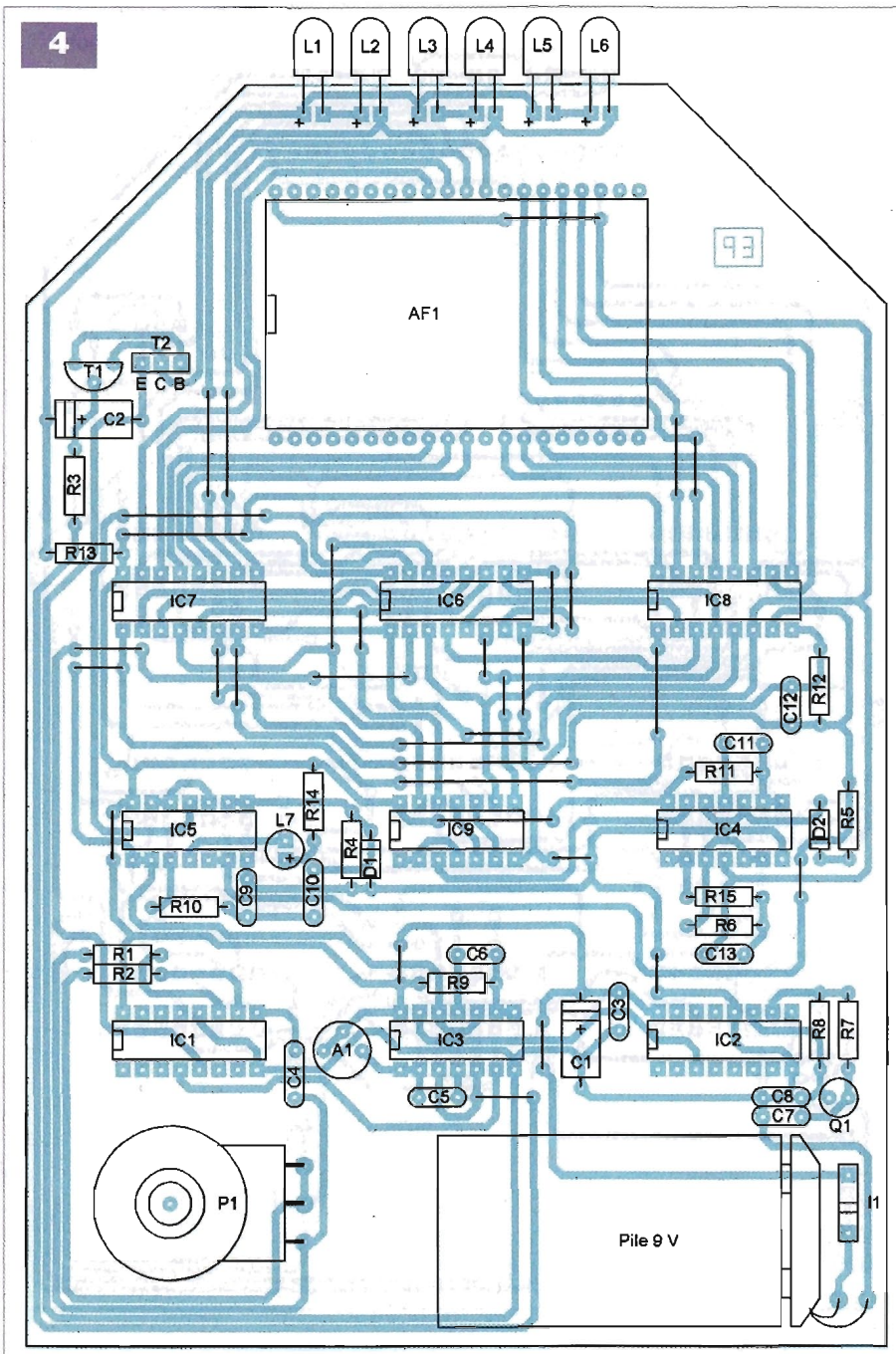
#### Le module

Le circuit imprimé du montage fait l'objet de la **figure 3**. La **figure 4** reprend le plan de montage des composants. Attention à l'orientation des composants polarisés. Dans un premier temps, le curseur de l'ajustable A1 sera à placer en position médiane.

#### Premiers essais

Le montage ne nécessite aucun réglage particulier. Toutefois, lors des essais, par exemple sur une poulie

4



## Nomenclature

### • Résistances

- R1 : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert)
- R2 : 3,9 k $\Omega$  (orange, blanc, rouge)
- R3 à R6 : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)
- R7 : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)
- R8 : 10 M $\Omega$  (marron, noir, bleu)
- R9 : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange)
- R10 : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)
- R11, R12 : 220 k $\Omega$  (rouge, rouge, jaune)
- R13 : 33  $\Omega$  (orange, orange, noir)
- R14 : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge)
- R15 : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)
- A1 : ajustable 100 k $\Omega$
- P1 : potentiomètre 220 k $\Omega$  (logarithmique)

### • Condensateurs

- C1, C2 : 100  $\mu$ F / 25 V
- C3 : 0,1  $\mu$ F
- C4 : 10 nF
- C5, C6 : 33 nF
- C7, C8 : 100 pF
- C9 : 220 pF
- C10 : 10 nF
- C11, C12 : 2,2  $\mu$ F
- C13 : 1  $\mu$ F

### • Semiconducteurs

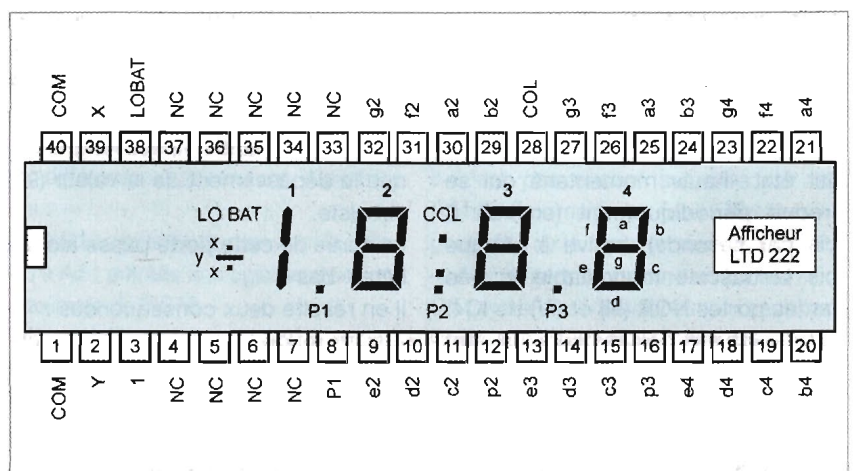
- D1, D2 : 1N 4148
- L1 à L6 : led blanche haute luminosité -  $\varnothing$  5 mm
- L7 : led rouge  $\varnothing$  3 mm
- AF1 : afficheur à cristaux liquides 2 digits  $\frac{1}{2}$  (LTD 222)
- Q1 : quartz 32,768 kHz
- T1 : BC 546, BC 547
- T2 : BD 139
- IC1, IC2 : CD 4060
- IC3, IC4, IC5 : CD 4001
- IC6 : CD 4518
- IC7, IC8 : CD 4543
- IC9 : CD 4081

### • Divers

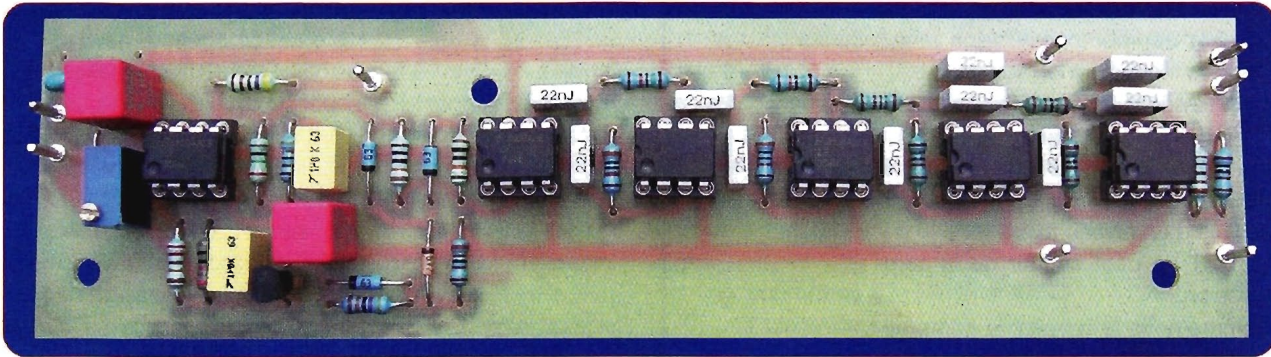
- 32 straps (13 horizontaux, 19 verticaux)
- 4 supports de 14 broches
- 5 supports de 16 broches
- 2 barrettes de 20 broches
- Bouton pour potentiomètre
- I1 : interrupteur unipolaire (dual in line)
- Pile de 9 V
- Coupleur pression

entraînée par une perceuse à vitesse variable, on s'apercevra assez rapidement, surtout si la fréquence des éclats dépasse 75 Hz ou 80 Hz, que la netteté du repère marqué sur la poulie est d'autant grande que la durée de l'éclat est brève. Cela revient à tourner le curseur de l'ajustable A1 dans le sens horaire. Mais, ainsi que nous l'avons déjà évoqué, cette opération a ses limites imposées en particulier par la diminution de la luminosité. D'où l'intérêt de travailler avec un éclairage ambiant réduit au minimum.

R. KNOERR



# La compression dynamique en audio



Une fois n'est pas coutume dans cette partie réservée à l'audio, nous ne parlerons pas de haute fidélité mais de compression dynamique.

La compression dynamique consiste à réduire la dynamique originelle d'un signal.

**E**xpliquons tout d'abord la différence qui existe entre le gain et la dynamique. Le **gain** est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée d'un quadripôle.

La **dynamique** est le rapport entre le signal le plus puissant et celui le plus faible, à une des extrémités du quadripôle.

En audio, le gain et la dynamique s'expriment en décibels ou dB.

Un amplificateur linéaire présente un gain fixe indépendant de l'amplitude du signal d'entrée, pour autant qu'il travaille ... dans la zone linéaire.

Sa caractéristique de transfert s'écrit : **S = E + G**

Avec S pour le **S**ignal de sortie, E pour le signal d'**E**ntree et G pour le **G**ain, le tout exprimé en décibels.

Exemple : Entrée : -30 dBV, Gain : +40 dB, la sortie fera +10 dBV.

Un compresseur présente un gain variable, dépendant de l'amplitude du signal d'entrée.

Cette variation du gain s'appelle le **taux de compression**. En général, il y a un seuil de compression qui est le niveau à partir duquel commence la compression. Sous le seuil de compression, la caractéristique de transfert est linéaire et, à partir du seuil de compression, la caractéristique de transfert s'écrit :  $S = T + (E - T)/R$ , avec T pour le seuil de compression

(Threshold) et R pour le taux de compression (Ratio).

Un exemple : Posons un seuil de compression de -10 dBV et un taux de compression de 4/1.

Si E = -20 dBV, le signal de sortie S vaut  $S = E + G$ , car nous sommes sous le seuil de compression.

Si E = 0 dBV, le signal de sortie S vaut  $S = -10 + (0 + 10)/4 = -7,5$  dBV

Si E = +20 dBV, le signal de sortie S vaut  $S = -10 + (20 + 10)/4 = -2,5$  dBV  
La dynamique en sortie fait 5 dB pour une dynamique en entrée de 20 dB.

Nous obtenons la courbe de transfert de la **figure 1**.

La définition et les caractéristiques statiques que nous venons de décrire doivent être complétées par les caractéristiques dynamiques du compresseur (**figure 2**).

En effet, le son est un ensemble complexe de fréquences et d'amplitudes variables. Si nous voulons éviter l'écrêtage du signal en présence d'un flanc abrupt, il faut que le compresseur trouve rapidement son nouveau point de fonctionnement fixé par la consigne, en réduisant son gain.

Or, la tension de sortie des compresseurs analogiques est contrôlée par une contre-réaction.

Il y a donc un temps de réponse : un intervalle de temps entre l'arrivée du signal «audio» et sa maîtrise.

Cet intervalle de temps s'appelle le

**temps d'attaque** (Attack Time). Le temps d'attaque doit être court, si nous voulons éviter la perception d'une distorsion due à l'écrêtage.

D'un point de vue physiologique, il a été établi que la distorsion d'écrêtage devient audible si elle dépasse une durée de 20 ms (source : Note d'application 385 de Bruel & Kjaer - Mai 1992).

Le temps d'attaque du système sera de préférence inférieur à 20 ms, mais un temps d'attaque trop court de quelques millisecondes induit, par contre, un effet désastreux sur le son en le rendant terne ou mat.

De plus, en réduisant trop le temps d'attaque, les signaux qui ont une période supérieure à ce temps, sont altérés, avec pour résultat l'écrasement des fréquences basses.

Comme le son se prolonge au delà du temps d'attaque avec un niveau d'écoute moyen sensiblement équivalent, la consigne est conservée.

Quand le son s'arrête, le compresseur doit retrouver son point de fonctionnement de repos, ce laps de temps s'appelle le **temps de recouvrement** ou temps de retour (Recovery ou Release Time).

Ce temps de recouvrement doit être suffisamment long pour maintenir le niveau d'écoute moyen le temps nécessaire. Ce dernier sera de l'ordre de quelques centaines de millise-

condes. Un temps de retour trop long (secondes) ne permettra pas aux variations de l'intensité du signal d'entrée de «coller» à la consigne et, de plus, induira une instabilité très basse fréquence qui se traduira par un effet de «pompage» selon le jargon des ingénieurs du son.

Il est évident que malgré ce traitement de choc, le contenu spectral du signal compressé ne peut être altéré. Seule la dynamique est altérée au-dessus d'un niveau fixé.

La DHT ne peut souffrir de la compression.

Comme nous le voyons, la compression «audio» est à utiliser avec le meilleur discernement.

## Quelles utilisations ?

La compression est principalement utilisée en télécommunication, en «public address», en acoustique médicale et en «mastering» audio.

Le but de la compression est de rendre intelligible un message «audio», elle est indispensable pour le confort de l'écoute, encore faut-il qu'elle reste dans des limites acceptables.

La dynamique «utile» peut varier énormément selon le type de message et le lieu d'écoute.

La dynamique originelle d'un orchestre de musique classique s'étend largement sur plus de 100 dB.

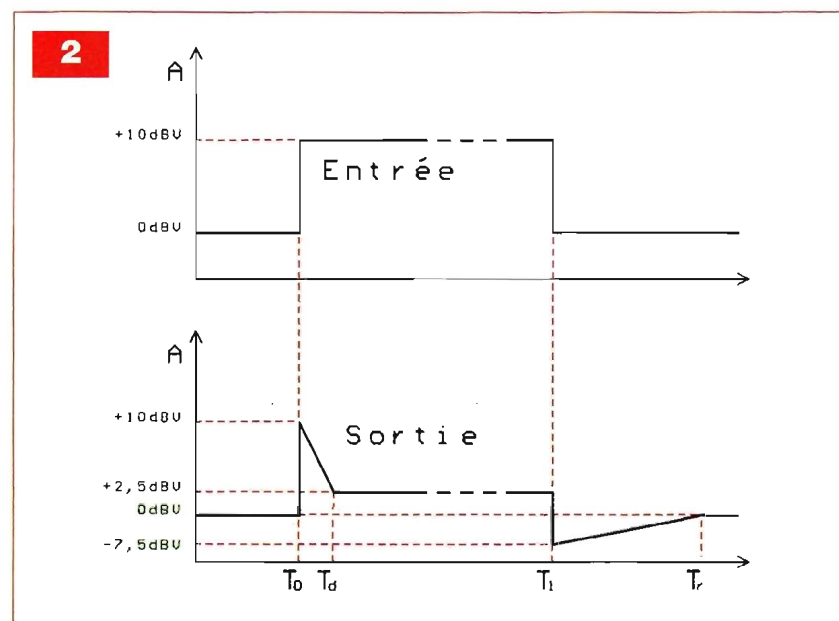
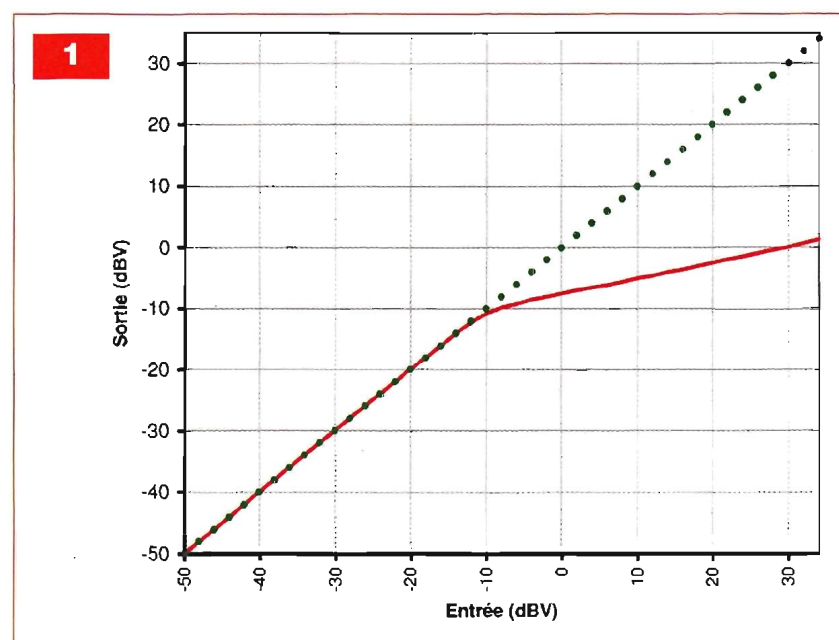
La dynamique originelle de la 9<sup>ème</sup> symphonie de Beethoven ou du Requiem de Berlioz peut atteindre 110 dB, celle d'un piano 80 dB.

Toutefois, l'écoute dans un lieu calme, comme le salon, nous autorise une plage de 50 à 60 dB au maximum, alors qu'une écoute en automobile ou dans un lieu public ne dépasse guère une plage de 10 dB.

## La guerre du volume

Les radios «libres» qui émettent en FM et qui sont destinées à être écoutées dans un environnement bruyant et surtout à nous abreuver de publicités tapageuses, imposent une dynamique de 10 dB tout au plus !

Le cas des CD est assez affligeant. Bien qu'il offre techniquement une dynamique théorique de 96 dB, la



dynamique est souvent écrasée bien en deçà des 60 dB.

C'est ce qu'on appelle la guerre du volume, «Loudness War» outre atlantique.

Ainsi le «re-mastering» numérique des enregistrements des années 60 à 80 se révèle souvent désastreux, ce qui rend la comparaison avec l'original, sur support vinyle, sans appel et entretient le mythe que la restitution du support vinyle est de qualité supérieure à celle du disque compact.

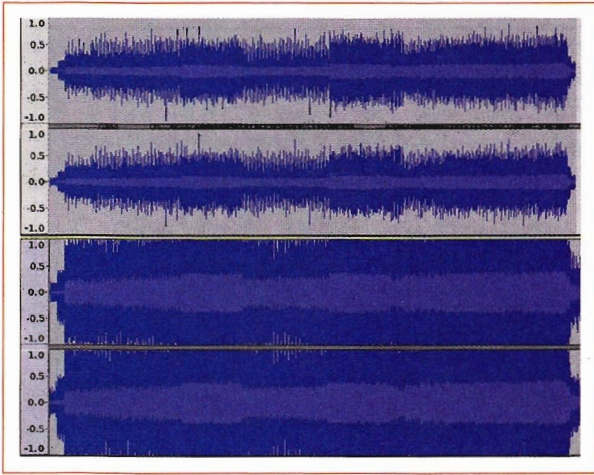
La dynamique d'un 33 tours vinyle, sur une platine de bonne facture, atteint 60 dB !

Quelques rares CD «audiophiles» respectent une dynamique de 60 dB.

La figure 3 met en évidence le résultat de la compression d'un extrait de 1989 - déjà préalablement compressé - et la version «remastérisée» de 2010.

A noter que, dans cette version «remastérisée», il n'y a pas d'écrêtage (clipping) du signal, mais que le signal est simplement maintenu constamment au niveau maximum.

Le téléchargement des fichiers pour une écoute sur MP3 est encore plus destructeur, comme le montre un chronogramme MP3 en figure 4 dont



3

la dynamique n'excède pas... 1 dB, également sans écrêtage !

Destructeur, il l'est certainement pour le message musical, mais également pour l'ouïe et le système nerveux de l'auditeur à fortiori avec des écouteurs. De plus, l'accoutumance à ces niveaux sonores excessifs se traduit en son absence par un «effet de manque» et induit, à terme, une véritable addiction au bruit perpétuel.

Pour rappel, les dégâts occasionnés à l'ouïe se signalent de nombreuses années plus tard et sont irréversibles. Faut-il croire pour autant que nous ayons perdu le métier ?

Assurément non, la compression dynamique à outrance est imposée par les publicistes.

Un message clair, parlé ou musical, martelé à un niveau maximal, a pour unique but d'influencer positivement le comportement «consommériste» du consommateur.

Les excès dans la compression dynamique commencent à interpeler les instances de régulation dans certains pays, qui envisagent d'établir des normes maximales à ne plus dépasser.

Ces quelques données ne sont évidemment pas exhaustives et peuvent varier considérablement au gré des maisons d'édition et de radiodiffusion. Toutefois, elles mettent en évidence l'écart entre l'œuvre originale et sa restitution.

Pour plus de renseignements nous vous renvoyons à votre moteur de

recherche avec les thèmes suivants : «Guerre du volume», «Loudness War».

## Réalisation pratique

Pour pouvoir «toucher» le phénomène, nous avons développé une plaquette d'évaluation. Très simple à réaliser, elle mettra en évidence les avantages et les effets pervers de la compression.

### Le schéma

A la base, il s'agit d'un amplificateur à haut gain, suivi d'un redressement à double alternance qui pilote, par contre-réaction, un transistor à effet de champ. Ce dernier se comporte comme une résistance variant de l'infini à quelques ohms (**figure 5**).

Le gain initial, fourni par le premier AOP, fait 46 dB.

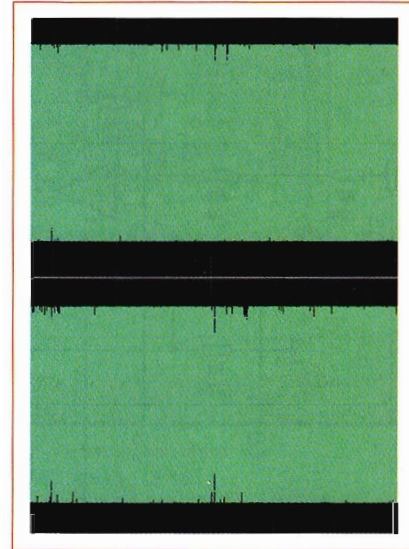
Les deux diodes D1 et D2, à faible seuil, redressent le signal «audio» en double alternance. Un signal «audio» est asymétrique et, par conséquent, les deux alternances doivent participer au redressement.

Le transistor à effet de champ choisi est un BF245C.

Pour obtenir au départ que ce transistor présente une résistance de barreau infinie, il faut le polariser négativement, ici à -6 Vdc.

Cette polarisation est obtenue par la diode zéner D3, qui soustrait 6,2 Vdc au signal redressé.

Dès qu'un signal en entrée dépasse quelques millivolts, le redressement



4

fait immédiatement monter la tension de polarisation et provoque la diminution de la résistance du barreau de Q1. Cette contre-réaction limite le signal en sortie à 1,6 Vac.

Le gain initial faisant 46 dB, la limitation commence à 7 mVac.

En clair, entre 7 mVac et plus de 10 Vac, le signal en sortie est limité à 1,6 Vac.

Avec ce montage, la dynamique d'entrée fait plus de 60 dB et est ramenée en sortie à 3 dB pour tout signal supérieur à 7 mVac.

En réduisant le signal injecté, grâce au potentiomètre P1, nous déplaçons ce seuil de compression vers le haut. Le temps d'attaque fait 10 ms et est le résultat du transit direct du signal redressé via D3 et D4, seul le condensateur C2 de 1 µF temporise la fermeture du barreau.

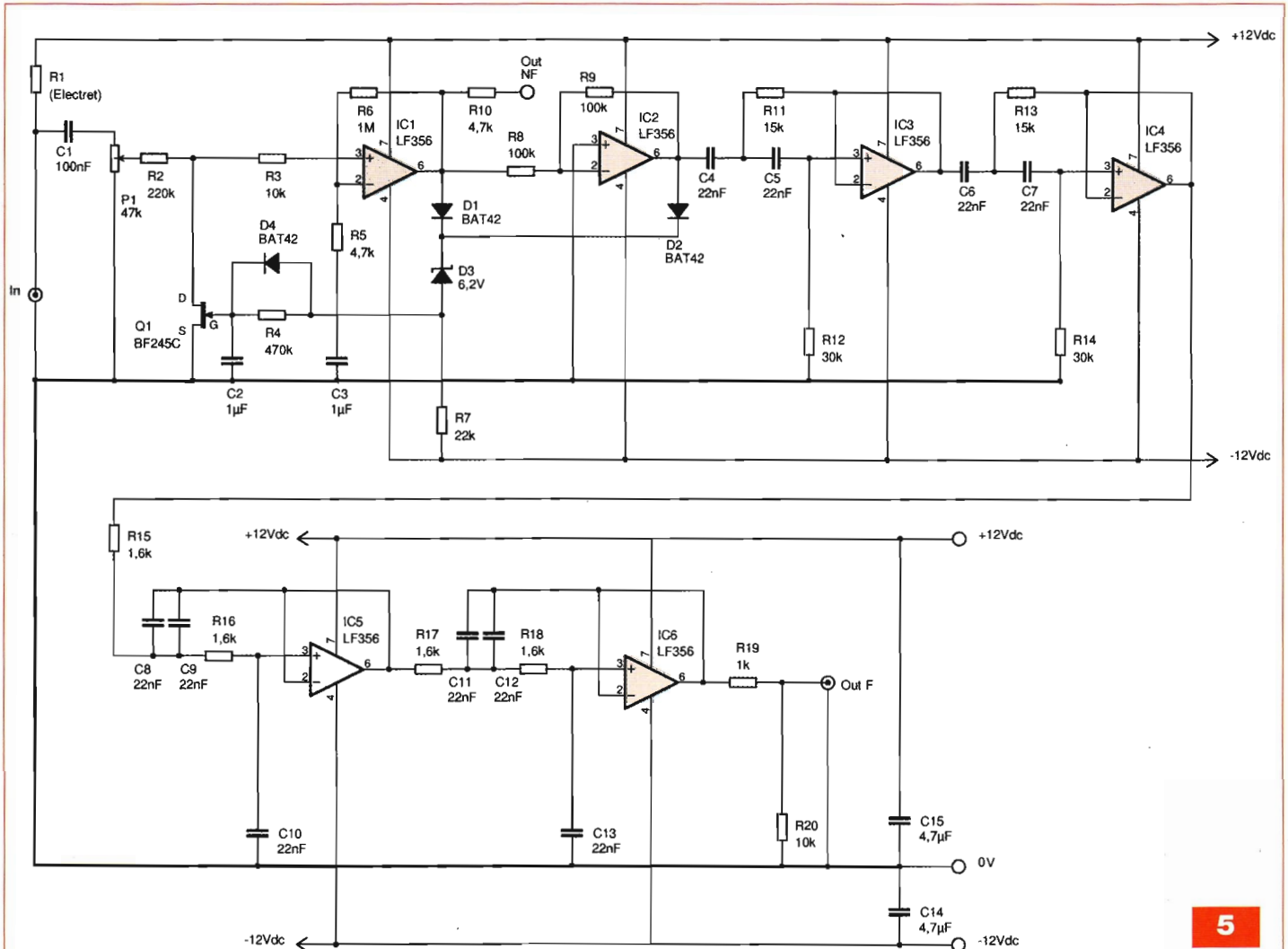
Le temps de retour fait 80 ms. En l'absence de signal, la polarisation du transistor redevient négative, mais est temporisée par la cellule de retard réalisée par R4 de 470 kΩ et C2 de 1 µF.

Ces valeurs de temps d'attaque et de retour peuvent, sans problème, être modifiées en variant les valeurs de R4 et de C2.

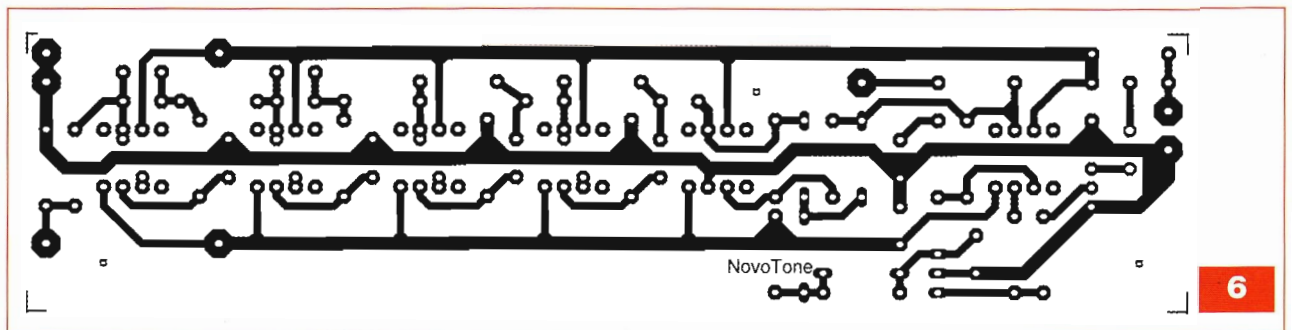
La résistance R1 n'est utile que si la prise de son se fait par un micro électret.

Ce circuit est alimenté en tension symétrique de ±12 Vdc.

Le circuit de compression passe ensuite par les liaisons d'un filtre



5



6

de Linkwitz-Riley du quatrième ordre. Les fréquences de coupures sont de 300 Hz à -6 dB pour le passe-haut et de 3 300 Hz à -6 dB pour le passe-bas. Le signal compressé, mais non filtré, est disponible via R10.

### Mise en œuvre

La réalisation de la plaquette ne présente aucune difficulté et est, sauf erreur, directement opérationnelle.

La **figure 6** propose une implantation du circuit imprimé facilement reproductible, tandis que la **figure 7** permet de connaître le placement de chacun des composants.

### Quelques mesures

La **figure 8** montre un comparatif entre l'amplitude de sortie du module compresseur et l'amplitude d'entrée. Pour un signal d'entrée variant entre 400 mVpp et 4 Vpp, soit une dyna-

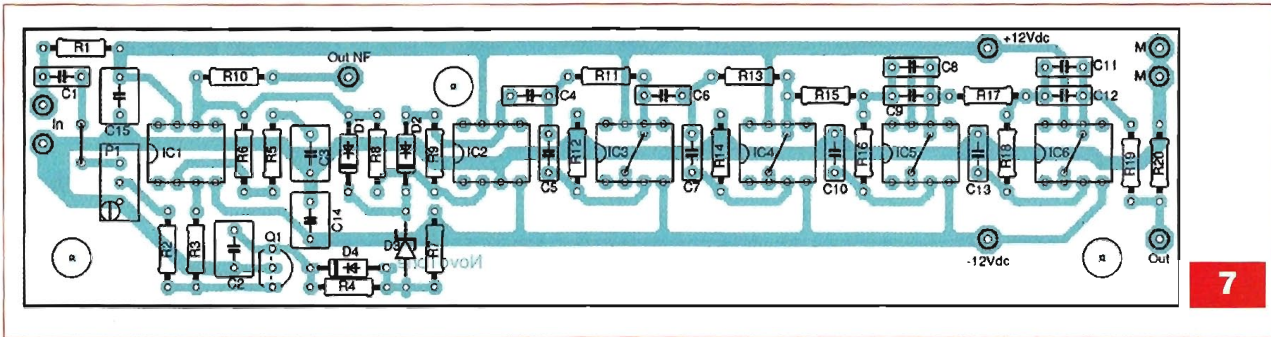
mique de 20 dB, la sortie varie de 1 dB environ. Le taux de compression fait donc 20 à 1.

En **figures 9 et 10**, nous trouvons les chronogrammes des temps d'attaque et de retour.

Le temps d'attaque, en présence d'un échelon de tension variant de 1 mVac à 50 mVac, fait 10 ms.

Le temps de retour, pour un échelon de tension variant entre 30 mVac et 10 mVac, fait 80 ms et augmente jus-





## Nomenclature

### • Condensateurs

C1 : 100 nF / 100 V / 5 mm  
 C2, C3 : 1 µF / 50 V / 5 mm  
 C4 à C13 : 22 nF / 100 V / 10 mm  
 C14, C15 : 4,7 µF / 50 V / 5 mm

### • Résistances 1/2 W / 1%

R1 : Voir texte  
 R2 : 220 kΩ

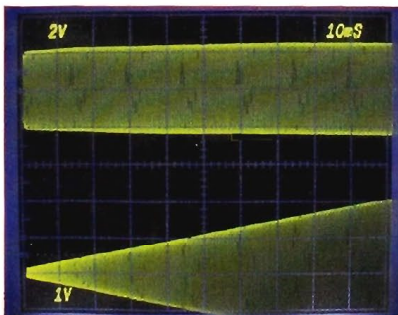
R3, R10, R20 : 10 kΩ  
 R4 : 470 kΩ  
 R5 : 4,7 kΩ  
 R6 : 1 MΩ  
 R7 : 22 kΩ  
 R8, R9 : 100 kΩ  
 R11, R13 : 15 kΩ  
 R12, R14 : 30 kΩ  
 R15 à R18 : 1,6 kΩ  
 R19 : 1 kΩ

### • Semiconducteurs

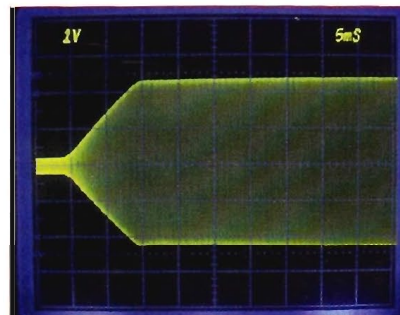
IC1 à IC6 : LF356  
 D1, D2, D4 : 1N6263 ou BAT42  
 D3 : zéner 6,2V  
 Q1 : BF245C

### • Divers

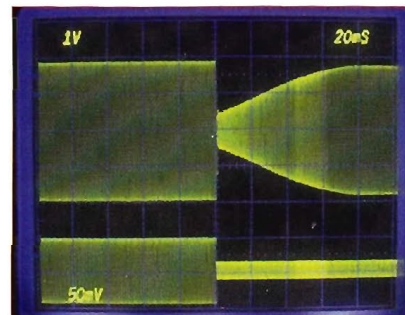
P1 : 47 kΩ  
 7 picots de 1,3 mm  
 6 supports à 8 broches



8



9



10

qu'à 200 ms si la dynamique d'entrée fait 60 dB.

## Inconvénients, avantages et conclusions

Avec le circuit, tel que présenté et le gain au maximum, la première chose qui frappe est qu'en fin du flux du son, le gain redevient maximal et remonte le bruit environnant, ce qui se révèle assez gênant si nous écoutons un message parlé, ponctué de silences.

Ce bruit de fond peut être estompé en atténuant le signal d'entrée. La compression se révèle redoutable, les «pianissimi» sont amplifiés et rapportés au même niveau que les «fortissimi». Il est évident qu'à l'écoute de la musique classique l'effet est simplement désastreux.

Le son est sans nuance, sans relief

et à niveau constant. Le lent «crescendo» du Boléro de Ravel a simplement disparu, pour faire place à une puissance sonore rigoureusement constante.

Par contre, pour la musique moderne et certainement celle que déversent les radios libres «agrémentées» de messages publicitaires, l'effet sur le son préalablement compressé est faible.

Le montage se révèle utile pour la compréhension de certaines conversations qui se tiennent à des niveaux très variables ou à l'écoute de certains téléfilms dont la prise de son laisse à désirer.

Cette plaquette didactique met en évidence autant d'effets pervers que d'avantages, mais ici le taux de compression est sévère et le seuil de compression minimal.

La compression ne doit pas être diabolisée, utilisée intensivement depuis le début des années 60, elle reste indispensable dans la plupart des cas, mais elle doit être utilisée avec le meilleur discernement.

Une dynamique de 60 dB - celle des anciens vinyles - pour la musique classique devrait (ou aurait dû) rester la norme.

Pour la musique de variété, nous pouvons nous contenter d'une dynamique de 20 dB, mais certainement pas moins.

**J.L. VANDERSLEYEN**

*Pour plus de renseignements, n'hésitez pas à me contacter à l'adresse :  
 jl.vandersleyen@skynet.be ou via notre site www.novotone.be*

# PETITES ANNONCES

- **VOUS ÊTES UN PARTICULIER.** Vous bénéficiez d'une petite annonce gratuite dans ces pages. Votre annonce est à nous faire parvenir par courrier postal (remplir la grille ci-dessous) ou électronique (<redacep@fr.oleane.com>, texte dans le corps du mail et non en pièce jointe). Elle ne doit pas dépasser cinq lignes (400 caractères, espaces compris). Elle doit être non commerciale et s'adresser à d'autres particuliers.
- **VOUS ÊTES UNE SOCIÉTÉ.** Cette rubrique vous est ouverte sous forme de modules encadrés, deux formats au choix (1 x L).  
**Module simple** : 46 mm x 50 mm, **Module double** : 46 mm x 100 mm. Prix TTC respectifs : 65,00 € et 110,00 €.  
**Le règlement est à joindre obligatoirement à votre commande.** Une facture vous sera adressée.
- **TOUTES LES ANNONCES** doivent nous parvenir avant le 15 de chaque mois (pour une parution le mois suivant). Le service publicité reste seul juge pour la publication des petites annonces en conformité avec la loi.

## VENTE/ACHAT

**VDS** 10 N° anciens revue «Nouvelle Electronique» et 45 N° anciens revue «Electronique Pratique», liste détaillée sur demande. Faire offre. Tél. : 05 58 71 62 03 ou berthiegu@wanadoo.fr

**VDS** commutateur vidéo automatique SAV-3111B (Selectronic), entrées : 3 Peritel/1 S-VHS/1 RCA, sorties : 1 Peritel/1 S-VHS/1 RCA, état neuf, 10 €. 2 boomers Black Life 25 cm, membrane papier/suspension caoutchouc, 8 Ω, 40 Wrms, neuf, 20 €. 2 tweeters piézo rectangulaires PT1-1016, neuf, 10 €. Table de mixage ERS SM-500, 4 entrées lignes + micro, TBE, 20 €. Contactez-moi à pge@laposte.net.

**ACHÈTE** platine TD de marque «Pierre Clément». Faire proposition. Tél. : 06 78 97 36 27

**ACHÈTE** amplis à lampes, Filson, Concertone, Fisher, Scott, Hi Tone, chaînes Hi-Fi Braun. Tél. : 01 42 04 50 75

**RECHERCHE** personne dans le département 38 connaissant bien la programmation Visual Basic 6 ou 5 pour logiciel électronique à mettre

au point. Laisser coordonnées pour 1er contact. Tél. : 04 74 54 52 79

**VDS** oscilloscope Metrix OX734 avec schéma, en état de marche, transistormètre Metrix, générateur BF, composants électroniques, liste sur demande. Tél. : 06 84 36 99 65

**VDS** 2 transfos Siemens pour PPL EL95 + 4 EL95 + 2 ECC83 Philips, le tout : 80 € avec port. Tél. : 04 50 36 40 15 après 19h

**VDS** 10 N° revue «Nouvelle Electronique» et 45 N° revue «Electronique Pratique». Liste détaillée sur demande. Petit prix, frais de port en sus. Vends livre «dépannage et mise au point des radiorécepteurs à transistors», par Fernand HURE relié Très bon état 187 pages 6 euros + frais port. Tél. : 05 58 71 62 03 ou berthiegu@wanadoo.fr ou

**CHERCHE** ordinateurur PC1500 de Charr ou TRS80 PC2. Tél. : 04 86 81 95 53

**VDS** magnéto Revox G36, têtes neuves, micro 75 Amelo, nombreux tubes HF, BF, télé, neuf, occasion + transistors GE, SI, HF, BF, puiss., diodes GE SI, puiss., platines, modu-

les pour récup composants : 1 € kg + port. Tél. : 03 21 62 40 54, rép

**VDS** Hameg HM303-6/35 MHz, valeur : +300 € + insoleuse 1 face, valeur : 316 € + machine à graver, valeur : 66 € + scie circulaire KS230, valeur 120 €, tout pour

250 €, cause départ en retraite. Tél. : 06 25 42 02 59

**RECHERCHE** professeur d'électronique ou ingénieur pour cours particuliers dans le Gard. Tél. : 04 66 67 14 09

Appareils de mesures électroniques d'occasion, oscilloscopes, générateurs, etc.

### HFC Audiovisuel

29, rue Capitaine Dreyfus

68100 MULHOUSE

Tél. : 03 89 45 52 11

[www.hfc-audiovisuel.com](http://www.hfc-audiovisuel.com)

SIRET 30679557600025

Profitez de votre temps de consultation sur Internet pour écouter la « **Web-Radio** » gratuite diffusant la bonne musique colorée de l'océan indien :

[www.malagasyradiyo.com](http://www.malagasyradiyo.com)

Les fonds récoltés par les annonces publicitaires profiteront à l'enfance malgache défavorisée. N'hésitez pas à laisser une dédicace !



32 rue de l'égalité  
39360 VIRY  
Tél: 03 84 41 14 93  
Fax: 03 84 41 15 24  
E-mail: [imprelec@wanadoo.fr](mailto:imprelec@wanadoo.fr)  
Réalise vos

**CIRCUITS IMPRIMÉS**  
de qualité professionnelle SF ou DF étamés, percés sur V.E.8/10 ou 16/10° trous métallisés, sérigraphie, vernis d'épargne.  
face alu et polyester multi-couleurs pour façade d'appareil.  
Montage de composants.  
De la pièce unique à la série, vente aux entreprises et particuliers.  
Travaux exécutés à partir de tous documents.  
**Tarifs contre une enveloppe timbrée, par Tél ou mail.**  
Pour toute commande d'un montant supérieur à 50,00 € ttc, une mini lampe torche à LED offerte

## PETITE ANNONCE GRATUITE RÉSERVÉE AUX PARTICULIERS

À retourner à : Transocéanic - Électronique Pratique - 3, boulevard Ney 75018 Paris ou <[redacep@fr.oleane.com](mailto:redacep@fr.oleane.com)>

M.  M<sup>me</sup>  M<sup>lle</sup>

Nom

Prénom

Adresse

Code postal

Ville/Pays

Tél. ou e-mail :

• TEXTE À ÉCRIRE TRÈS LISIBLEMENT •

# GO TRONIC

ROBOTIQUE ET COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

## STATION VELLEMAN VTSSC60

Station de soudage à élément de chauffe en céramique à affichage sur écran LCD. Sélection de la température par bouton-poussoirs avec 3 températures préprogrammées modifiables.

Livrée avec support et panne de 1 mm.

Alimentation: 230 Vac

Puissance du fer: 60 W

Fer à souder: 24 Vac

T° réglable de 150° à 450°C

Poids: 1,9 kg

Dim.: 167 x 138 x 92 mm (hors support).

Plus d'infos sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Désignation	Code	Prix ttc
VTSSC60	Station de soudage	13410	149,90 € 79,90 €
BT60N08	Panne 0,8 mm	13446	7,90 €
BT60N10	Panne 1,0 mm	13447	7,90 €
BT60N24	Panne 2,4 mm	13448	7,90 €
SSC60F	Fer de recharge	13449	35,70 €

## CARTES NETDUINO

Le système Netduino est une plateforme open source utilisant .NET Micro Framework.

Les cartes Netduino sont basées sur un AT91SAM7X512 cadencé à 48 MHz. Elles disposent de 14 E/S digitales et 6 E analogiques. Le contrôleur AT91SAM7X512 contient un bootloader qui permet de modifier le programme sans passer par un programmeur. Le logiciel est téléchargeable gratuitement. Des connecteurs situés sur les bords extérieurs du circuit imprimé permettent d'enficher une série de modules complémentaires (compatibles Arduino). Mémoire flash: 128 kB. Mémoire RAM: 60 kB. Intensité par E/S: 16 mA.

Dim.: 70 x 54 x 15 mm.

Alim.: via port USB

7 à 12 Vcc sur connecteur alim.

Livrée avec cordon micro-USB.

Plus d'infos sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Code	Prix ttc
NETDUINO	25990	37,50 €
NETDUINO+	25992	63,85 €

## CARTE ARDUINO LEONARDO

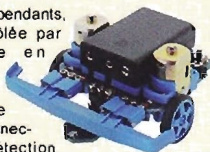
Cette carte, basée sur un ATmega32u4 cadencé à 16 MHz, permet la gestion du port USB par un seul processeur. Des connecteurs situés sur les bords extérieurs du circuit imprimé permettent d'enficher une série de modules complémentaires. Elle peut se programmer avec le logiciel Arduino. Le contrôleur ATmega32u4 permet la gestion du port, ce qui permet d'augmenter la flexibilité dans la communication avec l'ordinateur. Alimentation: via port USB ou 7 à 12 V sur connecteur d'alimentation. Caractéristiques principales et plus d'infos sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Code	Prix ttc
LEONARDO	25969	21,50 €

## ROBOT PICAXE BOT120N

Châssis équipé de 2 moteurs indépendants, commandé par une carte contrôlée par un PICAXE-20X2 programmable en Basic. Assemblage facile et rapide sans soudure. Livré avec deux leds, un buzzer, un module suiveur de ligne, un support de stylo, un connecteur pour servomoteur et une détection d'obstacles sur l'avant. Exemples de programmation décrits dans le manuel. Plus de détails sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Code	Prix ttc
BOT120N	25248	59,95 €
AXE026 (câble série)	25215	5,20 €
AXE027 (câble usb)	25216	18,40 €

## COMMANDE DE MOTEUR SYREN10

Commande de moteur universelle pour les moteurs CC à balais. Convient pour la propulsion de robots jusqu'à 45 kg (15 kg pour les robots de combat), pour des véhicules électriques, des pompes, de l'automatisation, etc. Recharge la batterie lors de chaque ralentissement ou changement de sens de rotation du moteur permettant une autonomie accrue du robot. Alim.: 6 à 24 Vcc (NiCd, NiMH, Lithium, accu au plomb). Dim.: 35 x 57 x 14 mm. Poids: 26 gr. Plus d'infos sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Code	Prix ttc
SYREN10	24600	46,65 €

## CHASSIS ECONOMIQUE DG008

Plateforme économique équipée de 4 motoréducteurs, 4 roues à bande en caoutchouc, 1 support de piles et les accessoires nécessaires au montage. Livrée non assemblée avec mode d'emploi illustré en anglais.

Alim.: 4,5 Vcc (piles non incluses)

Vitesse: ±1,3 km/h à 6 Vcc

Dimensions: 190 x 150

x 70 mm

Diamètre des roues: Ø65 x 26 mm

Plus d'infos sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).



Type	Code	Prix ttc
DG008	25935	24,50 €

## MICROCONTROLEURS PICAXE

Les microcontrôleurs PICAXE se programment facilement en BASIC ou de façon graphique. Spécifications et documentations sur [www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr).

Type	Entrées/sorties	Code	Prix ttc
PICAXE-08M2	1-5 E/S	25280	2,40 €
PICAXE-14M2	10 E/6 S	25281	3,30 €
PICAXE-18M2	16 E/S	25282	5,50 €
PICAXE-20M2	16 E/8 S	25284	3,55 €
PICAXE-20X2	18E/S config.	25208	5,60 €
PICAXE-28X1	0-12 E/9-17 S	25204	8,90 €
PICAXE-28X2	PIC18F25K22	25209	9,40 €
PICAXE-40X1	8-20 E/9-17 S	25205	8,95 €
PICAXE-40X2	33 E/S config.	25207	9,85 €

[www.gotronic.fr](http://www.gotronic.fr)

35ter, route Nationale - B.P. 45

F-08110 BLAGNY

TEL.: 03.24.27.93.42 FAX: 03.24.27.93.50

E-mail: [contacts@gotronic.fr](mailto:contacts@gotronic.fr)

Ouvert du lundi au vendredi 8h30 - 17h30

et le samedi matin (9h15-12h).

# EN KIOSQUE TOUS LES 2 MOIS

### hifi vidéo home cinéma

Reportage CES 2012

LE SALON DES PARIS SUR L'AVENIR ! LA RÉVOLUTION OLED

Et aussi...

- Centaines ultra plates Klipsch D-28
- Amplificateur Advance Acoustic MAP-3
- Boston Acoustics SoundMars XS Digital Cinema
- Station d'accueil Loewe So
- Klipsch M4
- Videoprojecteur 2D/3D Mitsubishi HC7800
- Casque Philips Fidelio
- de bibliothèque ArtSound AS250.2

### hifi vidéo home cinéma

Dossier TELEVISEURS 2D 3D

Retour aux basiques et débarquement des télécommandes intelligentes !

- LG 47LM860V
- Panasonic TX-L42DT9SE
- Philips 42PFL5537
- Samsung UE46ES7000
- Sharp 70L8239
- Sony KDLSEN40S80A
- Toshiba 55ZL2

Reportage Sony, au Japon, mise à l'ond sur la qualité d'image pour se différencier de ses concurrents.

Et aussi...

- Convertisseur externe Asus Xonar Essence One
- Micro enceintes Station d'accueil Bigben TW1
- Projecteur Yastika Also qub
- Caméscope/mini projecteur Yastika CHMP 12
- Station d'accueil Loewe AirSpeaker
- Amplificateur stéréo Teac A-R530

### hifi vidéo home cinéma

Amplificateur Home Cinema 7.2 Yamaha RC-W63

Videoprojecteur 2D/3D Epson EM-17000SW

Enceintes PHIC Twenty 21

### hifi vidéo home cinéma

Reportage IFA de Berlin 2012

La HD est-elle dépassée ?

PRIX EISA 2012-2013

## LES MEILLEURS PRODUITS

Vidéo, Home Cinéma, Mobile et Audio

Et aussi...

- Parc 5.1 avec ampli AV Onkyo HT-S4505
- Amplificateur audio-vidéo 7.2 Pioneer SC-2022
- Tablette PC Toshiba AT300
- Lecteur de CD/DVD/Blu-ray à disque dur Samsung BD-E8500
- Station d'accueil Sony RDP-XA700P
- Amplificateur audio-vidéo 5.1 Denon AVR-1713

HD MAG Hunger Games et toutes les sorties en Blu-ray et DVD



- ✓ plus de 40 ans d'expérience
- ✓ plus de 40 000 produits en réserve
- ✓ pas de supplément pour les petites quantités
- ✓ envoi rapide en 24 heures

 +49 (0)4422 955-333

 +49 (0)4422 955-360

**Qualité professionnelle  
à des prix réduits !**

### Microcontrôleur

Composant



Fabriqué en  
Allemagne !

DIAMEX PROG-S

**18,07**

#### Programmeur ISP multi-talents pour trois modes de programmation

Programme les microcontrôleurs favoris AVR, SMT32, NXP et LPC

#### Fonctionnalités :

- Fuse-bits • FLASH • EEPROM
- Écriture • Lecture lock-bits
- Lecture du registre OSCCAL
- Suppression mémoire

#### Programmeur ISP - USB

DIAMEX USB ISP

**16,76**



Programmeur ISP à un prix extrêmement bon marché pour les processeurs ATMEL programmables à partir de l'interface SPI simple. Il se démarque par le processeur intégré doté d'un logiciel d'exploitation spécialement développé qui permet un cycle de programmation très rapide.

- AVR STK 500, AT Mega, AT Tiny, AT 90

DIAMEX ALL AVR

**24,79**



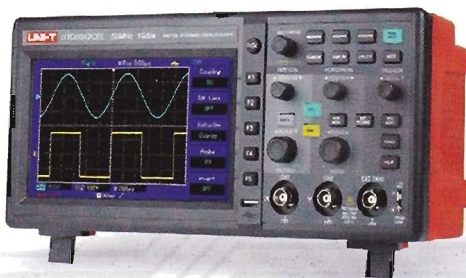
DIAMEX ALL-AVR est adaptateur de programmation qui peut être employé dans le cadre de la programmation des contrôleurs AVR couramment utilisés d'ATMEL.

- AT 90, AT Mega, AT Tiny, ATX Mega

Besoin de l'atelier

### Technique des mesures

Alimentation en courant électrique



UTD 2052 CEL

**251,26**

**UNI-T.**

#### Oscilloscope à mémoire 2 canaux

Oscilloscope à mémoire présentant d'excellentes caractéristiques, doté d'un affichage couleur extrêmement grand avec éclairage en arrière plan et d'une interface USB pour l'export de résultats de mesures pour PC/ordinateur portable.

- Largeur de bande : 50 MHz
- Temps de montée : <7 ns
- Gamme échantillon : 1 C.C./s



**UNI-T.**

#### Multimètre numérique

#### Affichage Comptage 22000

Appareil de mesure haute précision, barographe analogique et indication en cas de batterie faible.

- Mesure RMS
- Test de diodes
- Bip de passage
- Data-Hold • MIN/MAX
- Fonction REL
- Fonction Valeur de crête
- Interface USB
- Sécurité : Cat. II 600 V, Cat. III 300 V,



UT 61E

**67,18**

#### Détecteur de tension AC

**PeakTech®**

- Sécurité : EN 61010-1, CAT III 1000 V
- signal acoustique/visuel
- lampe de poche intégrée
- piles comprises



PEAKTECH 1030

**8,36**

Technologie réseau et PC

### Connecteur

Technologie satellite et TV



**NEUTRIK**  
CONNECTING THE WORLD

#### Haut-parleur Neutrik

- pour les technologies professionnelles des hauts-parleurs/de la scène
- facilement verrouillable grâce à un système de verrouillage Quick-Lock
- protégé contre les contacts accidentels

#### Connecteur de câble avec borne à vis

**NEUTRIK NL-2FC** 2,65 2 pôles  
**NEUTRIK NL-4FC** 4,54 4 pôles

- Prises encastrées - châssis
- pour connecteurs de câble 2 et 4 pôles
- Raccord Faston 4,8 mm

**NEUTRIK NL-4MP** 1,51



#### Tous les connecteurs HF sous : <http://rch.it/4->

par exemple

**UG 88U-C59** 0,24

FG 59



#### Tous les connecteurs à broche <http://rch.it/50>

par exemple

**PFL 10** 0,07

10 pôles



#### Tous les connecteurs D-Sub sous : <http://rch.it/51>

par exemple

**D-SUB BU 09** 0,10

**D-SUB BU 25** 0,22



#### Tous les capots entièrement métalliques D-Sub <http://rch.it/52>

par exemple

**KAPPE EMV 09** 1,60

**KAPPE EMV 25** 1,64

