INNOVATIONS... MONTAGES FIABLES... ÉTUDES DÉTAILLÉES... ASSISTANCE LECTEUR

ELECTRONIQUE

ET LOISIRS magazine

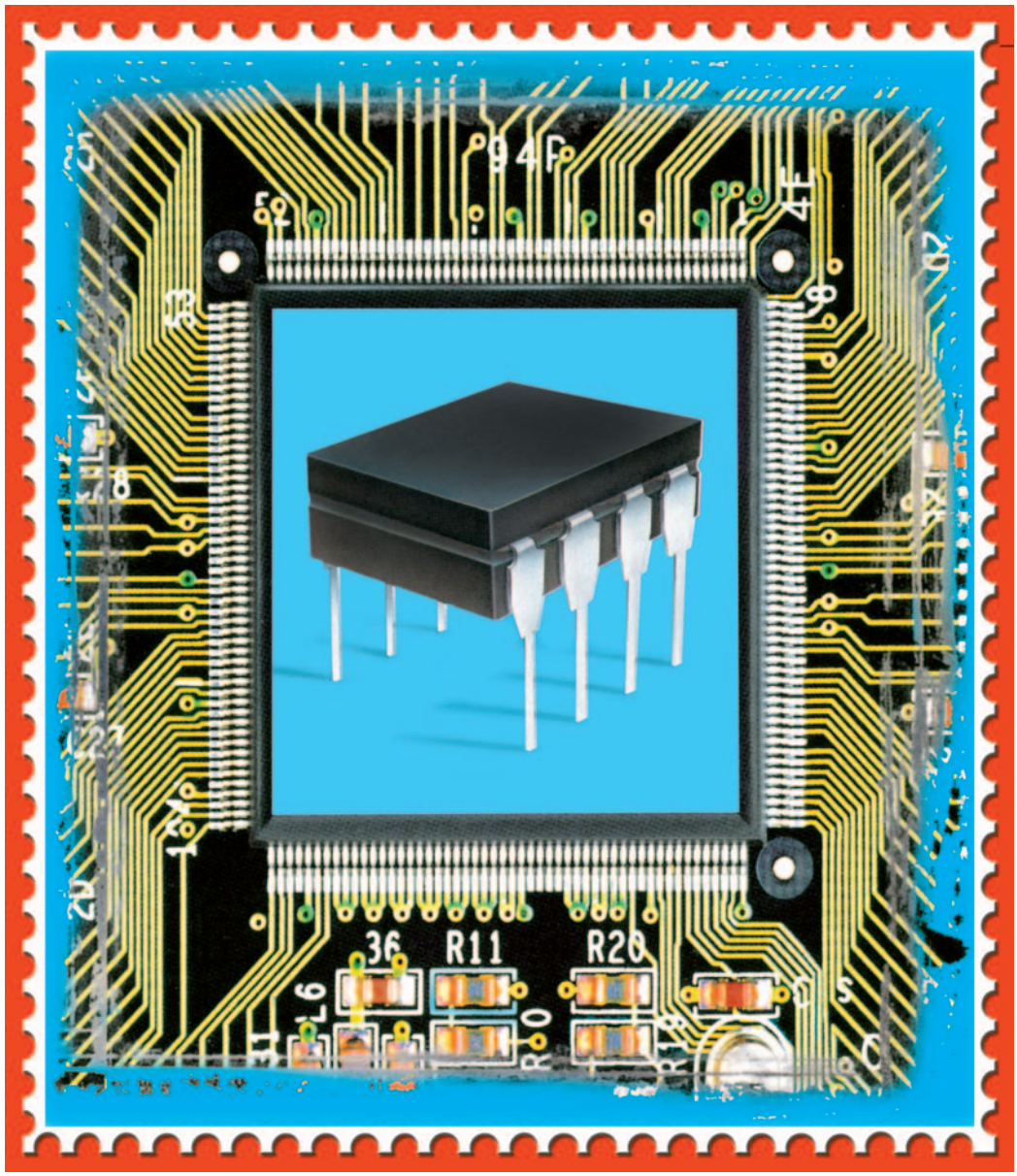
http://www.electronique-magazine.com

ELECTRONIQUE n°85

n°85

JUILLET/AOÛT 2006

SPÉCIAL MONTAGES D'ÉTÉ



L'ELECTRONIQUE POUR TOUS

Imprimé en France / Printed in France

M 04662 - 85 - F: 5,00 € - RD

France 5,00 € - DOM 5,00 € - CE 5,00 € - Suisse 7,00 FS - MARD 50 DH - Canada 7,50 $C

N° 85 - JUILLET/AOÛT 2006

KIT DE RÉGLAGE DE VOLUME - 6 CANAUX

Compatible avec tout processeur numérique 2x3 voies ou décodeur numérique DOLBY 5:1

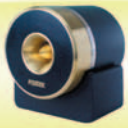
- Niveau de chaque canal ajustable pour harmonisation en fonction de la sensibilité des amplis utilisés
- Technique audiophile **exclusivité Selectronic** totalement neutre et transparente (buffers d'E/S à FETs)
- Potentiomètre ALPS motorisé
- Condensateurs de filtrage TFRS, etc.
- Circuit imprimé double-face avec vernis épargne
- Le grand luxe habituel



Kit de base (sans coffret ni télécommande) **753.4310-1** 199,00 €TTC
Kit avec TÉLÉCOMMANDE (sans coffret) **7533.4310-2** 239,00 €TTC
MONTÉ, en ordre de marche, en coffret avec télécommande 753.4310-3M 399,00 €TTC
(Garantie: 1 an)



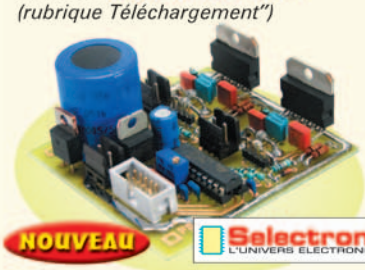
FOSTEX



→ Toute la gamme **en stock chez Selectronic**

KIT DE COMMANDE POUR MOTEUR PAS À PAS

- A base de L297 et L6203 ce kit permet de piloter tout moteur pas à pas bipolaire jusque 4A sous 36V
- Signaux de cde sur connecteur 10pts
- Bobinages et alimentation de puissance sur 3 borniers 2pts
- CI double face 75x75mm "renforcé" 70µm vernis et sérigraphié
- ***Documentation disponible sur le site www.selectronic.fr*** *(rubrique Téléchargement")*



Le kit 753.6950-1 49,90 €TTC
Version monté (en état de marche)
753.6950-1M 79,00 €TTC

ELM0726-2 Photos non contractuelles

Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

B.P 10050 59891 LILLE Cedex 9
Tél. **0 328 550 328** - Fax : 0 328 550 329
www.selectronic.fr



NOS MAGASINS :

PARIS :
11 Place de la Nation 75011 *(Métro Nation)*
Tél. 01.55.25.88.00 • Fax : 01.55.25.88.01



LILLE (Ronchin) :
ZAC de l'Orée du Golf
16, rue Jules Verne 59790 RONCHIN

Conditions générales de vente : Réglement à la commande : frais de port et d'emballage 5,00€, **FRANCO** à partir de 130,00€. Contre-remboursement : +10,00€. **Livraison par transporteur :** supplément de port de 13,00€. Tous nos prix sont TTC



Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

Catalogue **Général**

Commandez-le dès maintenant !

Plus de 800 pages en couleur

Coupon à retourner à: **Selectronic B.P 10050 • 59891 LILLE Cedex 9**

❑ OUI, je désire recevoir le **Catalogue Général 2007 Selectronic** ELM
à l'adresse suivante (ci-joint 10 timbres-poste au tarif "lettre" en vigueur ou 5,50€ par chèque):

Mr. / Mme : ..... **Tél :** .....
N° : ..... **Rue :** .....
Ville : ..... **Code postal :** .....

"Conformément à la loi informatique et libertés n° 78.17 du 6 janvier 1978, Vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux données vous concernant"

85 SOMMAIRE 85

Schémas à base de circuits intégrés NE555 5



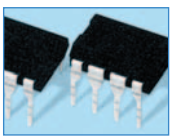
Ces petits schémas ayant l'air de vous plaire énormément (vous avez ainsi plébiscité nos montages BF à transistors et FET), dans ce numéro Spécial été nous allons vous en fournir à foison ! Et ne croyez pas qu'il ne s'agisse que de «gadgets», certaines des réalisations de ce numéro pourront même intéresser les professionnels. Voyons d'abord une série à base du fameux NE555 (qu'on ne présente plus, comme on dit dans les cocktails chics). Eh bien nous si ! Nous allons commencer par vous le présenter. Plus loin nous ferons de même avec le NE602 –le Poulidor des ci.

Une alimentation double symétrique professionnelle 20
Seconde partie: la suite de la réalisation pratique des platines modulaires



Alimentation professionnelle de laboratoire, ETALI est entièrement gérée par microcontrôleur ; elle fournit deux tensions continues stabilisées, symétriques par rapport à la masse et réglables de +1/0/–1 V à +36/0/–36 V. C'est l'outil idéal pour faire fonctionner des circuits à alimenter sous tension simple ou double symétrique ; elle peut fournir un courant de 3 A par branche. Les valeurs sont réglées par poussoirs et visualisées sur afficheur LCD. Nous continuons cet été le montage et nous le terminerons à la rentrée.

Schémas à base de circuits intégrés NE602 35



Le circuit intégré NE602 est un mélangeur équilibré efficace pouvant être utilisé dans les récepteurs superhétérodynes dans les gammes HF-VHF-UHF ou même pour réaliser d'excellents convertisseurs ou des instruments de mesure ; ce circuit intégré est en effet capable de travailler jusqu'à environ 500 MHz. Cet article vous propose une douzaine d'exemples d'applications.

Un enregistreur audio sur SD-card 42



Nous vous proposons d'expérimenter l'enregistrement audio de la parole sur SD-Card avec un circuit à microcontrôleur monté en échantillonneur et en convertisseur de données au format .WAV de Windows.

Nos lecteurs ont du génie! 52

Un testeur de quartz à deux transistors 52

Un photocoupleur pilotant un TRIAC 53

Un feu à éclat à tube xénon 54

Un oscillateur à quartz 55

Un convertisseur 12 Vcc / 230 Vca ou onduleur 57

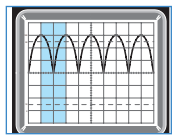
Un interphone à circuit intégré LM386 58

À la découverte du BUS CAN 59
Troisième partie:



Conçu comme protocole de communication série pour faire communiquer entre eux tous les systèmes électroniques présents à bord d'une voiture, le bus CAN gagne aussi du terrain dans les domaines de l'automation industrielle (robotique) et de la domotique. Dans cette série d'articles, ou de leçons (comme vous voudrez), nous allons aborder la théorie de son fonctionnement et nous prendrons de nombreux exemples dans le domaine domotique (c'est-à-dire des automatismes dédiés à la maison). Dans cette troisième partie, nous abordons le développement du module CAN et analysons le matériel utilisé pour nos expérimentations.

Apprendre l'électronique en partant de zéro 67
Neuvième partie: Utiliser l'oscilloscope comme fréquencemètre



Même sans fréquencemètre numérique vous pouvez connaître la fréquence en Hz, kHz, MHz de n'importe quel signal : il vous suffit pour cela d'utiliser votre oscilloscope. Voici comment procéder.

L'index des annonceurs 76

Les Petites Annonces 76

Le bon d'abonnement 77

Ce numéro a été envoyé à nos abonnés le 24 juin 2006

Crédits Photos : Corel, Futura, Nuova, JMJ

ABONNEZ-VOUS À

ELECTRONIQUE ET LOISIRS magazine

LE MENSUEL DE L'ÉLECTRONIQUE POUR TOUS

Notre nouveau site - www.electronique-magazine.com - est en ligne

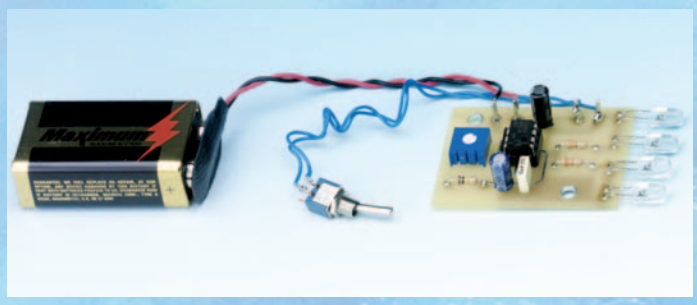
Articles, Revues et CD téléchargeables au format PDF

Abonnements et anciens numéros papier en ligne

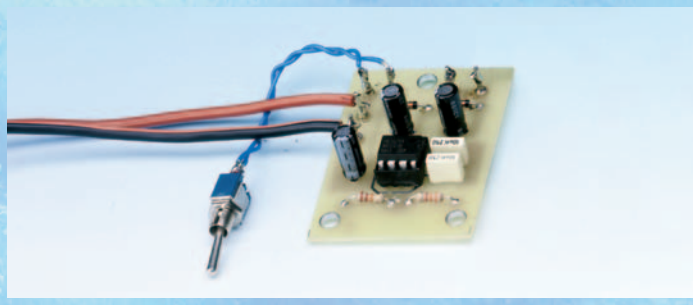
Le bulletin d'abonnement ELECTRONIQUE ET LOISIRS magazine LE MENSUEL DE L'ÉLECTRONIQUE POUR TOUS se trouve page 77

LES KITS DU MOIS... LES KITS DU MOIS

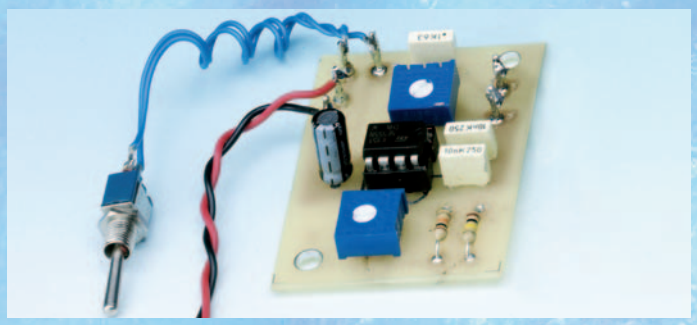
SCHÉMAS À BASE DE CIRCUITS INTÉGRÉS NE555



EN5050..... Kit double clignotant à LED ..... 9,50 €



EN5055..... Kit convertisseur élévateur de tension ..... 7,00 €



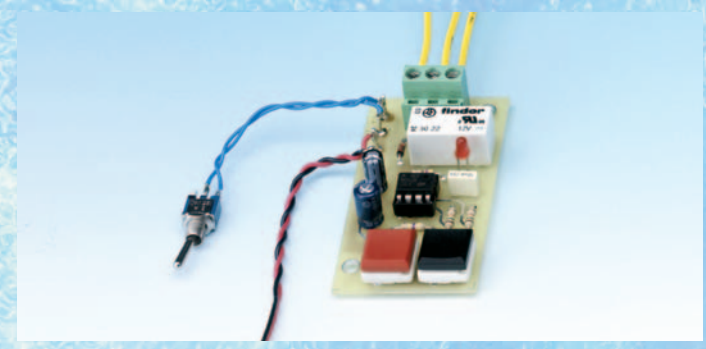
EN5051..... Kit traceur de signal simple ..... 9,50 €



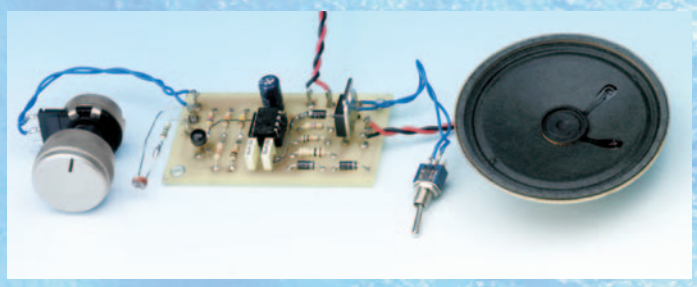
EN5056..... Kit temporisateur à durée fixe ..... 12,00 €



EN5052..... Kit interrupteur crépusculaire ..... 12,00 €



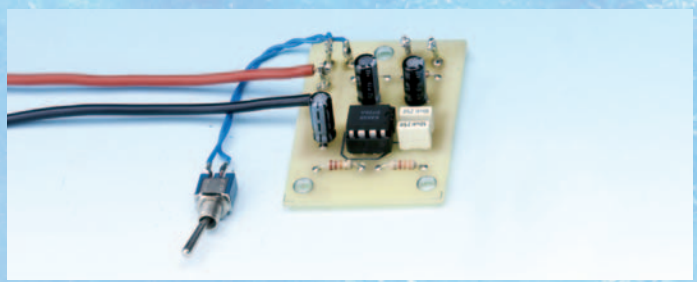
EN5057..... Kit temporisateur à commandes start et stop ..... 15,00 €



EN5053..... Kit alarme sonore sensible à la lumière ..... 18,00 €



EN5058..... Kit buzzer d'appel et d'alarme ..... 12,50 €



EN5054..... Kit convertisseur de tension +12 Vf / 8-9 V négatif . 7,00 €



EN5059..... Kit métronome ..... 14,00 €

Photos non contractuelles. Publicité valable pour le mois de parution. Prix exprimés en euro toutes taxes comprises. Sauf erreurs typographiques ou omissions.

Comelec Juillet/Août / 2006

PASSEZ VOS COMMANDES DIRECTEMENT SUR NOTRE SITE : www.comelec.fr

COMELEC CD 908 - 13720 BELCODENE
Tél.: 04 42 70 63 90 / Fax: 04 42 70 63 95
www.comelec.fr

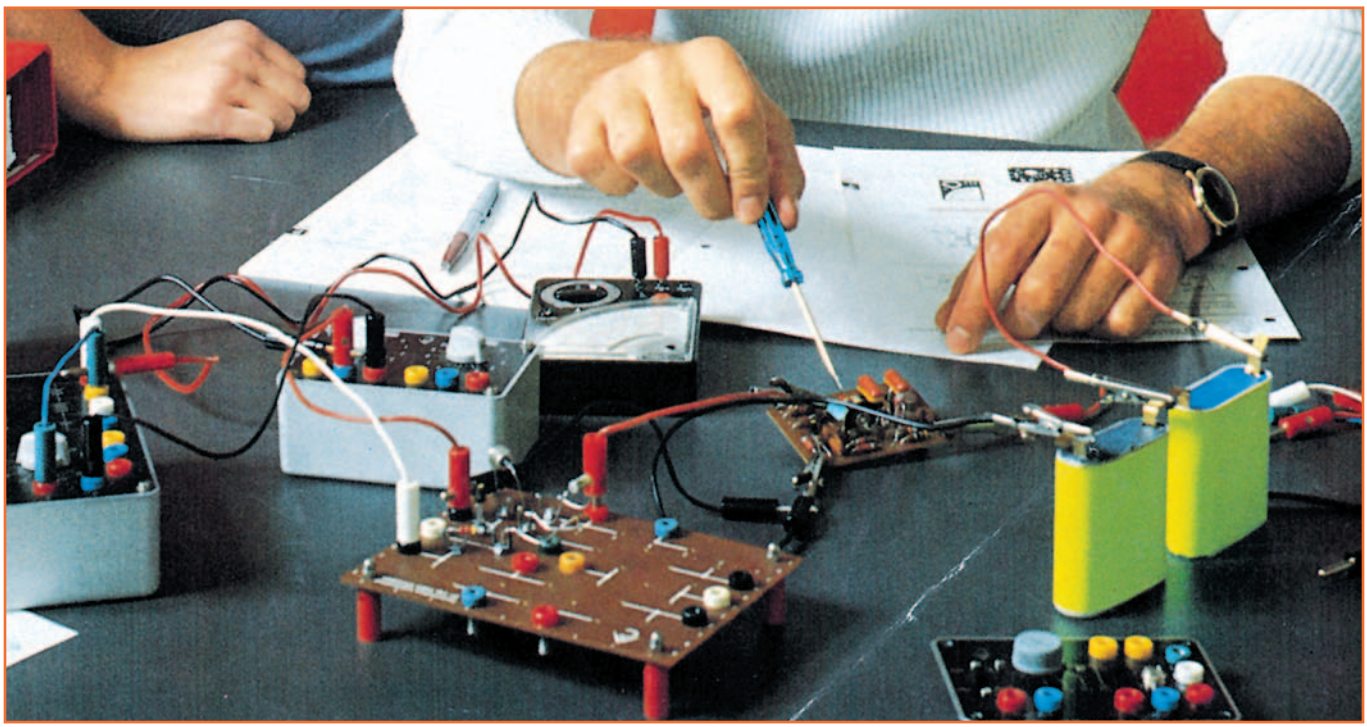
DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE 96 PAGES ILLUSTRÉES AVEC LES CARACTÉRISTIQUES DE TOUS LES KITS

Règlement à la commande par chèque, mandat ou CB. Frais de port en France moins de 5 Kg 8,40 € / CEE moins de 5 Kg 15,00 €. Port autre pays sur devis. Catalogue général de kits contre (cinq timbres à 0,53 €) ou téléchargeable gratuitement sur notre site.

Schémas

à base de circuits intégrés NE555

Ces petits schémas ayant l'air de vous plaire énormément (vous avez ainsi plébiscité nos montages BF à transistors et FET), dans ce numéro Spécial Eté nous allons vous en fournir à foison ! Et ne croyez pas qu'il ne s'agisse que de "gadgets", certaines des réalisations de ce numéro pourront même intéresser les professionnels. Voyons d'abord une série à base du fameux NE555 (qu'on ne présente plus, comme on dit dans les cocktails chics). Eh bien nous si ! Nous allons commencer par vous le présenter. Plus loin nous ferons de même avec le NE602 –le Poulidor des ci.



Pendant que vous faites chauffer vos fers, rappelons que –contrairement à ce qui s'est fait ailleurs (je parle au passé car ils en sont morts)– tous nos schémas sont conçus par un bureau d'étude professionnel appointant des ingénieurs et techniciens de haut niveau, puis réalisés en plusieurs prototypes ; par conséquent vous pouvez vous lancer dans leur construction sans appréhension, d'autant que vous êtes assurés de bénéficier du soutien du revendeur auprès duquel vous aurez acquis le matériel (voyez les publicités dans ces pages), par courriel ou ligne chaude, comme disent nos amis québécois.

Le circuit intégré NE555

Le NE555 est un temporisateur ("timer") oscillateur d'emploi universel : il donne un résultat optimal dans d'innombrables applications. Si l'on pouvait voir à travers son boîtier de plastique noir (voir figure 1), on y trouverait deux amplificateurs opérationnels comparateurs reliés à un FLIP-FLOP pilotant un "buffer" (tampon, broche de sortie 3), plus un transistor dont le collecteur arrive à la broche 7. On applique sur la broche 8 la tension d'alimentation positive (entre 9 et 15 V) et le négatif sur la broche 1.

Les schémas électriques et les réalisations pratiques

Pour plus de clarté nous avons disposé à la suite le schéma électrique et la réalisation pratique de chaque application avec, bien sûr, la liste des composants (format fiche...numéro Spécial Eté oblige !). Vous trouverez en outre dans ces fiches, chaque fois que ce sera nécessaire, les

formules permettant de calculer les fréquences et les temps (eh non, les Cours ne s'arrêtent pas chez ELM, pas même l'été !).

Note : quand vous vous servez de nos formules, ne vous trompez pas dans les unités et au besoin sachez les convertir. Pour les condensateurs, partez du pF : 1 000 pF = 1 nF ;
1 000 nF = 1 µF ; par contre 1 000 µF = 0,001 F ; c'est 1 000 000 µF = 1 F (unité non ou peu utilisée).
Pour les résistances 1 000 ohms = 1 k ; 10 000 ohms = 10 k ; 100 000 ohms = 100 k ; 1 000 000 = 1 M ; donc 10 M = 10 000 000 ohms (dans les listes des composants nous ne mettons pas l'unité quand ils s'agit d'ohms en quantité inférieure à mille, par exemple 820, alors que nous écrivons 1 k, 4,7 k ou 1,5 M).

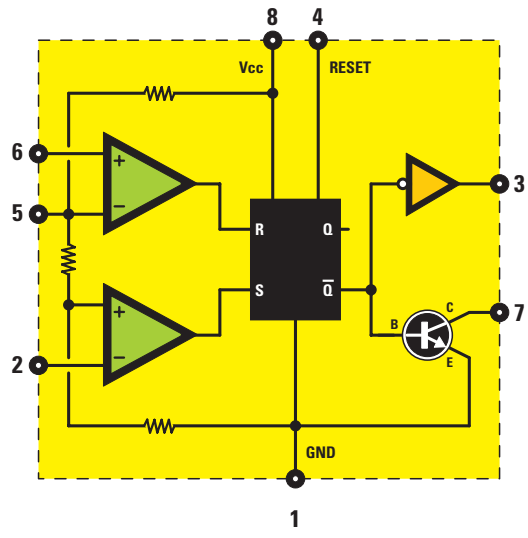
En ce qui concerne la réalisation pratique, pour cette série à base de NE555, nous vous fournissons les dessins des circuits imprimés.

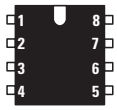
Pour la série suivante, à base de NE602, il faudra vous lancer dans le dessin, la gravure et le perçage (ce qui n'est vraiment pas difficile !) à moins que vous ne préfériez utiliser des plaques d'époxy percées à bandes ou à pastilles.

Comme d'habitude, quand vous aurez devant vous le circuit imprimé, commencez par insérer les picots (avec un marteau et en vous appuyant sur un support rigide doté d'un petit trou, par exemple une planche de bois dur de 10 cm x 20 cm x 2 cm percée d'un trou de 8 mm ; placez le circuit imprimé sur la planche, le picot à enfoncer devant correspondre au trou) puis soudez-les. Insérez ensuite le support du NE555 (2 x 4 broches) et vérifiez bien ces premières soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée).

Puis montez toutes les résistances, les diodes (y compris zener et LED, attention à la polarité), les petits condensateurs puis les gros (attention à la polarité des électrolytiques), les transistors, les relais, les poussoirs, les trimmers, les potentiomètres, etc. et terminez par les périphériques (comme les borniers) et les connexions avec les composants de face avant et panneau arrière (après avoir installé la platine dans un boîtier adéquat préalablement percé et préparé).

Prévoyez l'alimentation du circuit par un bloc secteur de bonne qualité fournisant une tension continue entre 9 et 15 V (typiquement 12 V) ou pile/batterie rechargeable 6F22 de 9 V.



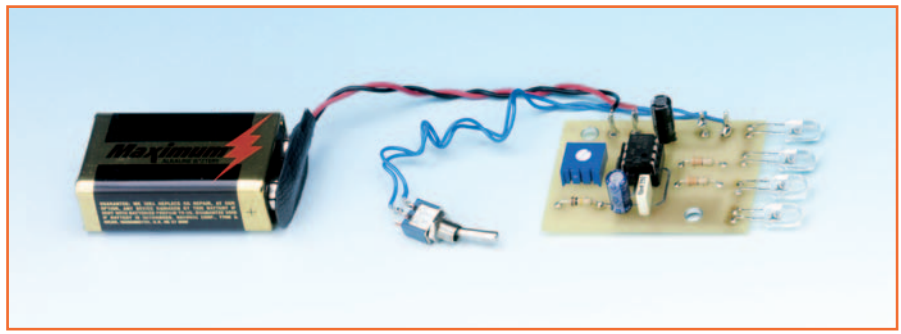


NE 555

Figure 1 : Schéma synoptique interne du circuit intégré NE555 et brochage de ce dernier vu de desus et repère-détrompeur en U vers le haut.

Enfin, profitez de l'été, de ce Spécial Eté en tout cas, pour revoir votre Cours...qui se poursuit d'ailleurs (voir à la fin de ce numéro) : apprendre en s'amusant, c'est notre devise et ce sera peut-être pour vous le défi de ces vacances.
Bon, le fer est chaud, allons-y.

Un double clignotant à LED EN5050



Ce circuit sert à faire clignoter alternativement 4 LED à haute luminosité. Ce montage pourra constituer une sécurité pour cycliste (à fixer au vélo ou au bras/à la jambe gauche) ou piéton ou pour automobiliste/caravannier/motard en cas de panne ou d'accident. Sa pile de 9 V le rend autonome et il trouvera sa place dans un sac, une banane, une sacoche ou une boîte à gants. Pour augmenter l'autonomie vous pouvez monter deux piles **en parallèle** (dans ce cas montez deux porte pile et soudez les deux fils rouges sur la pastille du + et les deux noirs sur celle du –). Si vous avez de la place dans le boîtier plastique choisi, vous pouvez monter **en série** deux piles plates de 4,5 V alcalines. Mais ce circuit peut également fonctionner sous 12,6 V environ, c'est-à-dire qu'il peut être alimenté par la batterie du véhicule (avec ces LED hyper lumineuses, idéal pour signaler un objet long monté sur une remorque ou les barres de toit d'une voiture) : prévoyez alors un long câble rouge/noir avec un connecteur allume-cigare.

Quand on tourne le curseur du trimmer R1, on peut programmer de 22 jusqu'à 48 éclairs par minute environ (ces nombres dépendent de la tolérance de l'électrolytique C2, tolérance pouvant atteindre 40% avec un électrolytique !). Si nous voulons réduire le nombre d'éclairs par minute, il faut augmenter la capacité de C2 en le

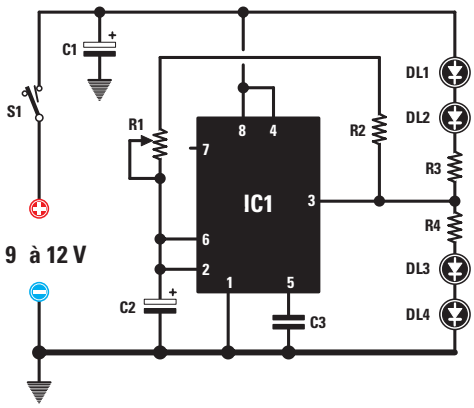


Figure 1: Schéma électrique du clignotant à 2 x 4 LED à haute luminosité.

Liste des composants

R1..... 200 k trimmer
R2..... 100 k
R3..... 330
R4..... 330

C1..... 47 µF électrolytique
C2..... 10 µF électrolytique
C3..... 10 nF polyester

DL1.... LED haute luminosité
DL2.... LED haute luminosité
DL3.... LED haute luminosité
DL4.... LED haute luminosité

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier

PP..... prise pile 9 V



Figure 2: Brochage des LED utilisées (la patte la plus longue est l'anode A et la plus courte la cathode K).

faisant passer de 10 à 22 µF. La formule permettant de calculer le nombre d'éclairs par minute est la suivante:

Nombre d'éclairs/min = (86 400 : C2) : (R1 + R2)

R étant en k et C en µF; 86 400 est le nombre obtenu en multipliant la constante 1 440 fournie par le constructeur du circuit intégré par les 60 secondes d'une minute.

Pour C2 nous avons prévu 10 µF, mais si nous montons un 22 µF combien d'éclairs obtiendrons-nous?

Supposons que R1 soit réglé à sa valeur maximale de 220 k, nous aurons:

N = (86 400 : 22) : (200 + 100) = 13 éclairs/min.

Pour obtenir plus d'éclairs/min il faut tourner le trimmer R1 aux 3/4 de sa course (environ 50 k) et nous aurons:

N = (86 400 : 22) : (50 + 100) = 26 éclairs/min.

On peut aussi faire varier le nombre d'éclairs/min en modifiant la valeur de R2.

La figure 1 donne le schéma électrique du circuit et la figure 2 le brochage des LED (l'anode A est la patte la plus longue): ces LED au boîtier transparent s'illuminent en rouge. La figure 3 représente le schéma d'implantation des composants. Si vous le souhaitez pour une application particulière, vous pouvez ne pas monter les LED sur la platine et les y relier par des fils (par exemple par un câble 4 paires type téléphone). A la place de ces LED à haute luminosité, vous pouvez monter des LED ordinaires de la couleur que vous voulez. Rappelons enfin que l'appareil peut être alimenté par une pile de 9 V ou une batterie de voiture de 12 V ou encore par une alimentation secteur 12 V.

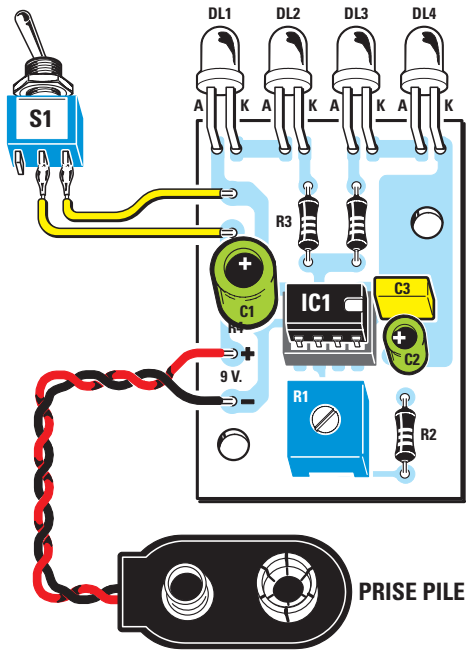


Figure 3: Schéma d'implantation des composants de la platine du clignotant à 2 x 4 LED à haute luminosité. A la place de la pile de 9 V vous pouvez utiliser une prise allume-cigare ou un jack pour alimentation secteur (en fonction de votre application).

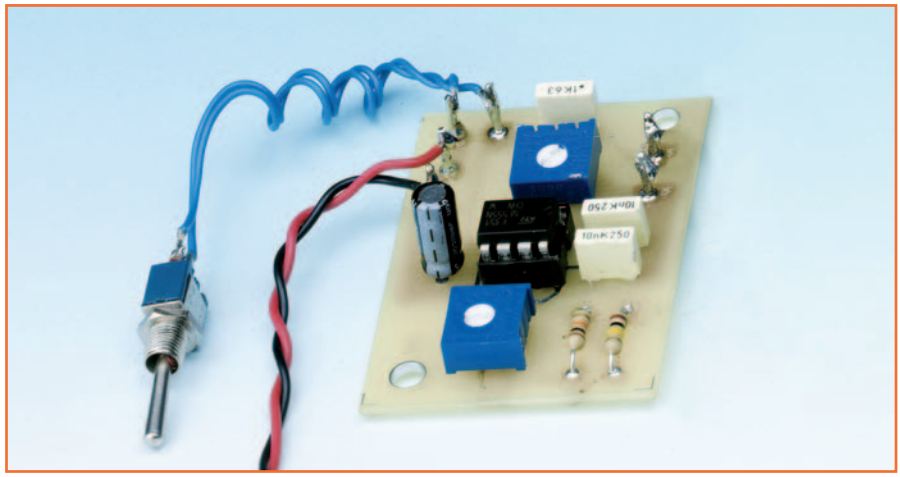
Comment construire ce montage?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce clignotant à 2 x 4 LED à haute luminosité EN5050 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un traceur de signal simple EN5051

Cet appareil est un traceur de signal (“signal-tracer” en anglais) : on l’utilisait autrefois (mais aujourd’hui ce n’est toujours pas interdit !) pour dépanner des postes de radio ou des amplis quand on ne disposait pas d’un labo au grand complet.

Il s’agissait d’appliquer le signal BF que cet instrument produit au dernier étage amplificateur de l’appareil à tester, puis à l’étage précédent et encore au précédent jusqu’à ce que le signal ne soit plus audible dans le haut-parleur de l’appareil testé (on identifie alors l’étage en panne qu’il suffit de réparer).



Liste des composants

R1....100 k
R2....10 k
R3....100 k trimmer
R4....200 k trimmer

C1....0,01 µF (soit 10 nF) polyester
C2....10 nF polyester
C3....47 µF électrolytique
C4....100 nF polyester

IC1...NE555

S1....interrupteur à levier
PP....prise pile 9 V
P .....pointe de touche
CC....pince croco

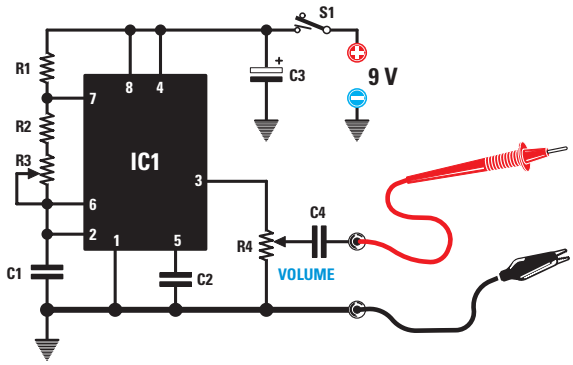


Figure 1 : Schéma électrique du signal-tracer.

Aujourd’hui on peut toujours l’utiliser de la même manière.

La fréquence produite par le circuit (voir figure 1 le schéma électrique) peut être calculée au moyen de la formule suivante :

F en Hz = (1 440 : C1) :
(R1 + R2 + R2 + R3 + R3)

R étant en k et C en µF ; la constante 1 440 est fournie par le constructeur du circuit intégré.

Avec les valeurs de la liste des composants, quand on tourne le curseur du trimmer R3 d’une extrémité à l’autre, on obtient une fréquence allant de 450 Hz à 1,2 kHz environ (en fonction de la tolérance de C1).

En modifiant la capacité de ce dernier on augmente ou diminue la fréquence produite. Le trimmer R4 sert à régler l’amplitude du signal à injecter dans l’appareil testé. L’appareil peut être alimenté par une pile de 9 V ou encore par une alimentation secteur de 9 à 15 V.

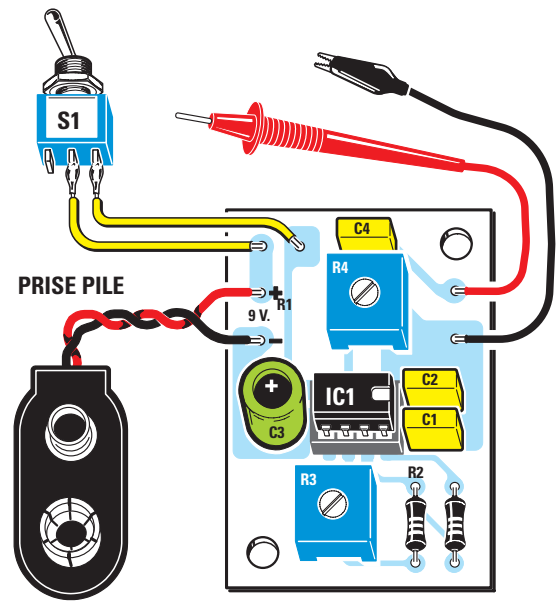


Figure 2 : Schéma d’implantation des composants de la platine du signal-tracer alimenté par une pile de 9 V.

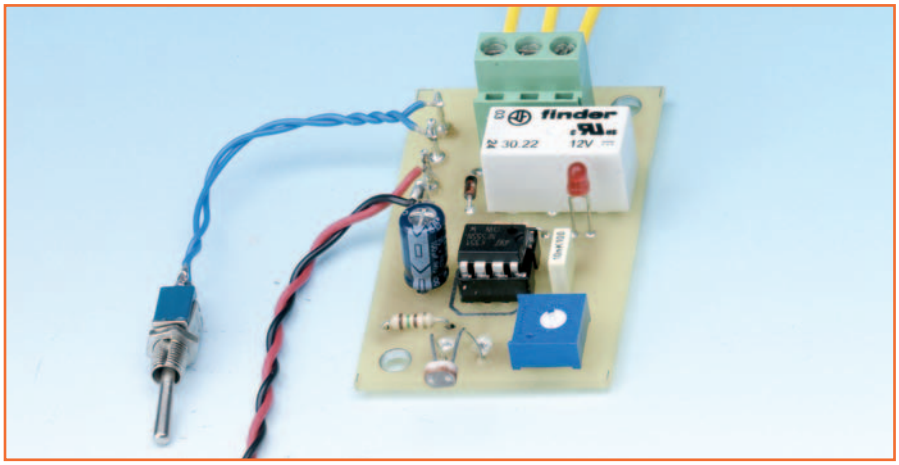
Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce signal-traceur EN5051 est disponible chez certains de nos annonceurs.

Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l’adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un interrupteur crépusculaire EN5052



allumer une ampoule, c'est l'application la plus courante mais non la seule) se règle au moyen du trimmer R1.

Si nous remplaçons la photorésistance par une résistance NTC (nous savons que cette dernière modifie sa valeur ohmique en fonction de la température), nous pouvons utiliser ce circuit pour mettre en marche un ventilateur ou éteindre un chauffage quand la température dépasse un seuil déterminé et réglable.
Les NTC ayant toujours une faible valeur ohmique, il faudra alors remplacer le trimmer R1 par un autre dont la valeur soit égale à celle de la NTC utilisée à 18 °C.

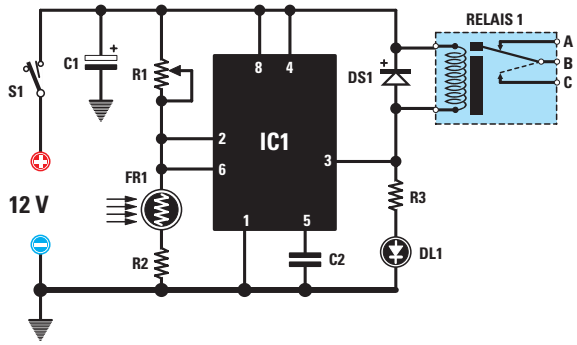


Figure 1: Schéma électrique de l'interrupteur crépusculaire.

Liste des composants

R1..... 20 k trimmer
R2..... 150
R3..... 330

C1..... 100 µF électrolytique
C2..... 10 nF polyester

FR1.... photorésistance de n'importe quel type

DS1 ... 1N4148
DL1.... LED rouge ou verte

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier
RL1.... relais 12 V

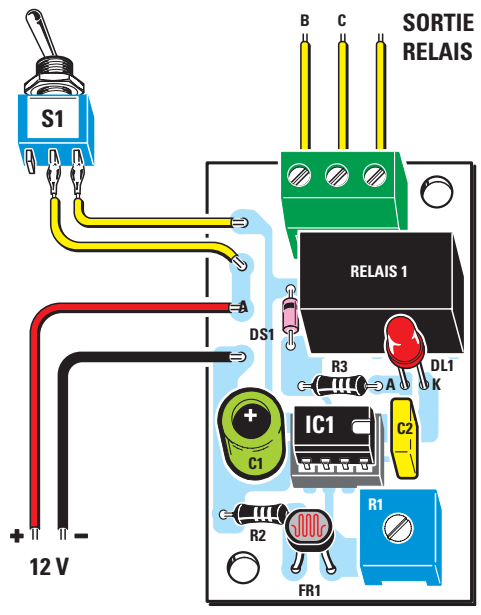


Figure 2: Schéma d'implantation des composants de la platine de l'interrupteur crépusculaire.

Avec une simple photorésistance, on peut réaliser un interrupteur crépusculaire capable d'activer un relais quand la lumière diurne (=du jour) descend en dessous d'une valeur déterminée et se désactiver lorsque la lumière repasse au dessus de la valeur de seuil. La valeur de luminosité en dessous de laquelle nous voulons que le relais se déclenche (sans doute pour

Si on utilise ce circuit comme interrupteur crépusculaire, il faut tourner le curseur de R1 à fond dans le sens horaire puis, quand le degré d'obscurité désiré est atteint, tourner lentement ce curseur dans le sens anti horaire jusqu'à ce que le relais soit collé.

Attention, placez la LED loin de la photorésistance, afin d'éviter que sa luminosité ne perturbe cette dernière (la photorésistance peut être placée dans un tube plastique opaque dont une des deux extrémités sera maintenue ouverte) . L'appareil est alimenté par une alimentation secteur de 12 V.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire cet interrupteur crépusculaire EN5052 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Une alarme sonore sensible à la lumière EN5053

Le circuit dont la figure 1 donne le schéma électrique émet une note acoustique d'environ 700 Hz quand la photorésistance FR1 est occultée (quand elle ne reçoit plus ou moins de lumière).

Si, comme le montre le schéma, nous intervertissons les points ABC, nous obtenons l'effet inverse : le circuit émet alors sa note lorsque la photorésistance est illuminée.

Liste des composants

R1 150
R2 ..... 10 k potentiomètre
R3 ..... 4,7 k
R4 ..... 1,2 k
R5 ..... 10 k
R6 ..... 10 k
R7 ..... 100 k
R8 470
R9 ..... 10 k
R10 ... 1 1/2 W

C1..... 100 µF électrolytique
C2..... 0,01 µF (10 nF) polyester
C3 ..... 10 nF polyester

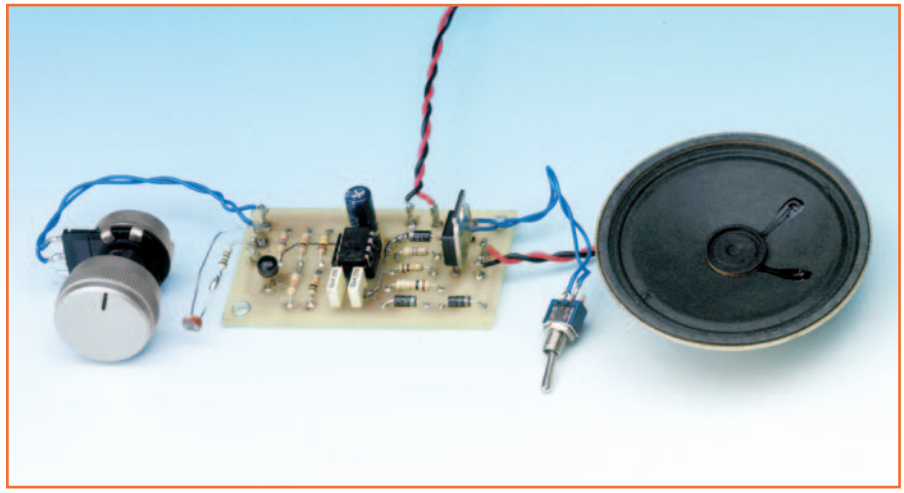
FR1 ... photorésistance de n'importe quel type

DS1 ... 1N4004 ou F111
DS2 ... 1N4004 ou F111
DS3 ... 1N4004 ou F111

TR1.... PNP BC153
TR2.... NPN BD241

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier
HP ..... haut-parleur 8 ohms



Dans le premier cas, si on place la photorésistance de telle manière qu'elle soit éclairée par la flamme d'une chaudière (par exemple), le circuit déclenchera l'alarme en cas d'extinction.

Dans le second, si on la place dans un local contenant des substances inflammables, le circuit nous avisera en cas de début d'incendie.
Mais il existe des applications plus banales de ce circuit.

Placé dans un tiroir ou un casier, le circuit nous avertira de l'indiscrétion perpétrée par un collègue de bureau pendant que nous avons le dos tourné...ou du moins la note acoustique le fera rougir de honte.

Pour déterminer en dessous ou en dessus de quelle valeur de luminosité vous souhaitez déclencher la note acoustique dans le haut-parleur, agissez sur le bouton du potentiomètre R2.

La formule permettant de calculer la fréquence de la note est la suivante :

F en Hz =
(1 440 : C2) : (R6 + R7 + R7)

R étant en k et C en µF ; la constante 1440 est fournie par le constructeur du circuit intégré.

Avec les valeurs de la liste des composants, nous aurons :

F = (1 440 : 0,01) :
(10 + 100 + 100) = 685 Hz.

Pour obtenir une fréquence plus élevée, il faut faire passer la valeur de C2 de 10 nF à 5,6 nF (soit 0,0056 µF) et nous aurons :

F = (1 440 : 0,0056) :
(10 + 100 + 100) = 1 224 Hz ou 1,224 kHz.

Pour augmenter la fréquence, on peut aussi réduire la valeur de la résistance R7 en la passant de 100 k à 68 k et l'on obtient ainsi :

F = (1 440 : 0,01) : (10 + 68 + 68) = 986 Hz.

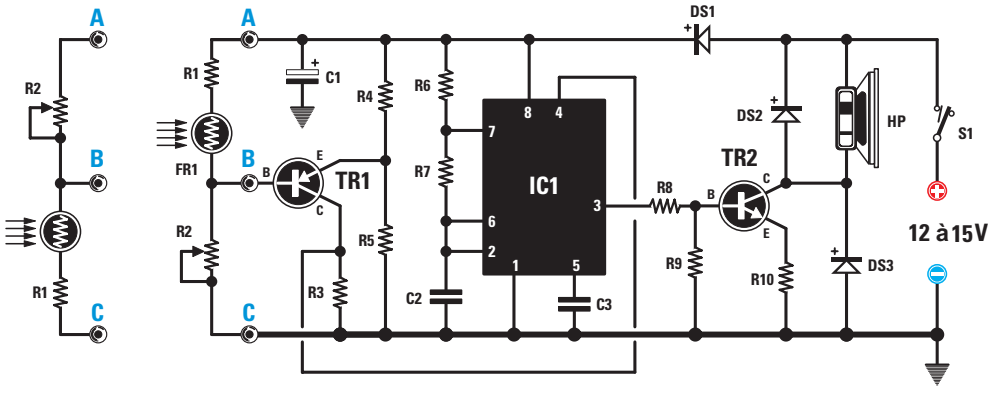


Figure 1 : Schéma électrique de l'alarme sonore sensible à la lumière EN5053 .

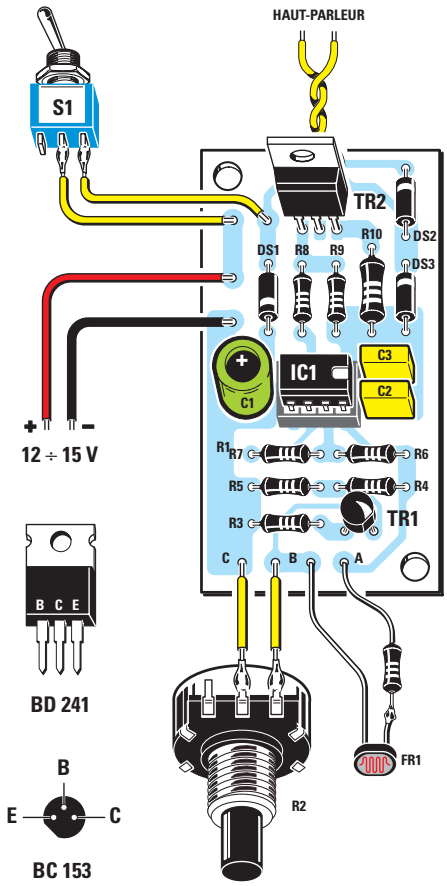


Figure 2 : Schéma d'implantation des composants de l'alarme sonore sensible à la lumière et brochages des transistors (BD241 vu de face et BC153 vu de dessous). Attention à l'orientation de ces derniers (la semelle métallique du BD241 vers le haut-parleur et méplat du BC153 vers le coin bas droit de la platine).

Dans la liste des composants figurent des transistors bien précis (TR1 PNP BC153 et TR2 NPN BD241), mais vous pouvez aussi bien utiliser n'importe quels transistors de faible puissance (pour TR1) ou moyenne puissance (pour TR2) **pourvu que TR1 soit un PNP et TR2 un NPN**.

Pour augmenter le rendement acoustique du son, fixez le haut-parleur derrière un panneau de carton fort, d'isorel ou de bois que vous aurez découpé au diamètre du cône.

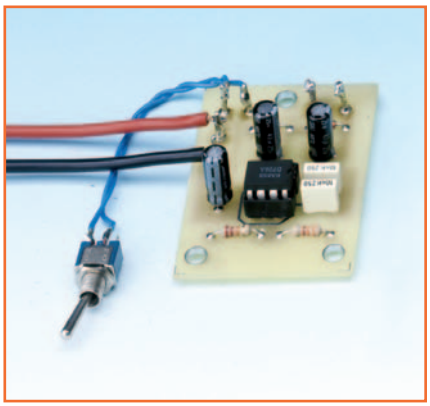
L'appareil peut certes être alimenté par une pile de 9 V mais le mieux est d'utiliser une alimentation stabilisée fournissant 12 à 15 V.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire cette alarme sonore sensible à la lumière EN5053 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un convertisseur de tension 12 V positif / 8-9 V négatif EN5054



Vous disposez souvent d'une tension de 12 V positive mais vous pouvez avoir à alimenter un appareil en 8 ou 9 V négatif ; dans ce cas, si vous ne voulez pas utiliser des piles externes, vous pouvez obtenir cette tension négative en réalisant le circuit dont la figure 1 donne le schéma électrique. Ici le NE555 est monté en multivibrateur astable oscillant à une fréquence d'environ 3 kHz.

DS1 et DS2, reliées à la broche 3, chargent le condensateur électrolytique C5 placé en sortie avec une tension négative. Pour calculer la fréquence de travail, nous pouvons utiliser la formule :

F en Hz =
(1 440 : C1) : (R1 + R2 + R2)

R étant en k et C en µF ; la constante 1 440 est fournie par le constructeur du circuit intégré.

La valeur de la tension de sortie prélevable dépend du courant consommé par le circuit à alimenter :

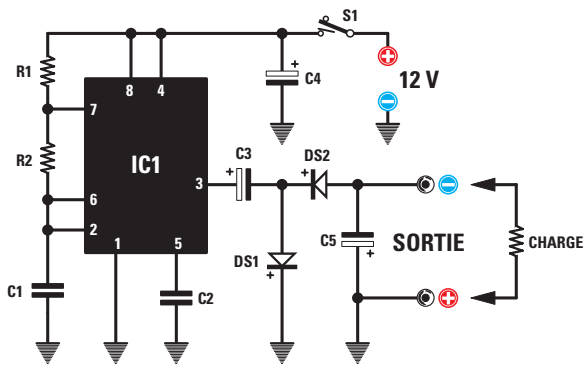


Figure 1 : Schéma électrique du convertisseur de tension 12 V positif / 8-9 V négatif.

Liste des composants

R1 ..... 3,3 k
R2 ..... 22 k

C1..... 0,01 µF (10 nF) polyester
C2..... 10 nF polyester
C3..... 47 µF électrolytique
C4..... 47 µF électrolytique
C5..... 47 µF électrolytique

DS1.... 1N4148
DS2.... 1N4148

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier

courant maximum 14 mA :
8,0 V en sortie
courant maximum 10 mA :
9,0 V en sortie

Attention, au cours du montage respectez bien la polarité des trois condensateurs électrolytiques C3 - C4 - C5, ainsi que celle de DS1 et DS2.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce convertisseur de tension 12 V positif / 8-9 V négatif EN5054 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

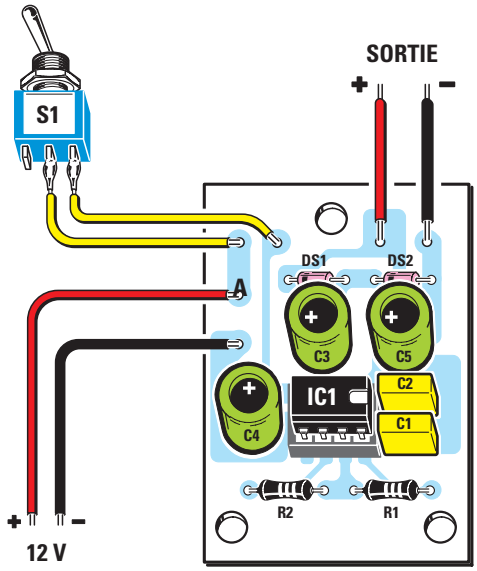


Figure 2 : Schéma d'implantation des composants de la platine du convertisseur de tension 12 V positif / 8-9 V négatif. Attention à la polarité des DS1 et DS2 (bagues vers la gauche).

Un convertisseur élévateur de tension EN5055

Avec le schéma électrique de la figure 1, il est possible de prélever à la sortie du circuit une tension supérieure à la tension d'alimentation du NE555.

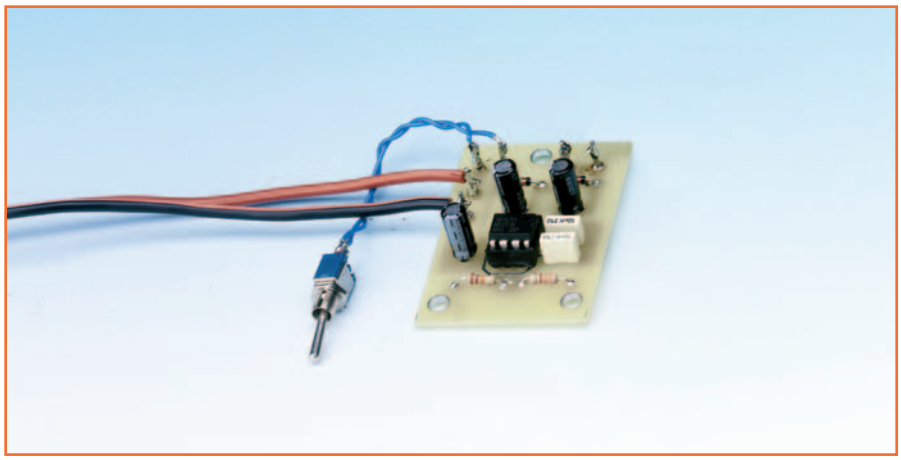
Ce circuit peut être fort utile pour l'alimentation de préamplificateurs ou pour alimenter de petits relais réclamant des tensions de 18 à 22 V.

Ici aussi le NE555 est monté en multivibrateur astable et il oscille à une fréquence de 3 kHz environ. Pour calculer la fréquence de travail, nous pouvons utiliser la formule :

F en Hz =
(1 440 : C1) : (R1 + R2 + R2)

R étant en k et C en µF ; la constante 1440 est fournie par le constructeur du circuit intégré. Avec les valeurs de la liste des composants, nous avons en effet en théorie la formule suivante (pensez à la tolérance des condensateurs) :

F = (1 440 : 0,01) : (3,3 + 22 + 22) = 3 044 Hz ou 3,044 kHz.



Liste des composants

R1.....3,3 k
R2.....22 k

C1.....0,01 µF (10 nF) polyester
C2.....10 nF polyester
C3.....47 µF électrolytique
C4.....47 µF électrolytique
C5.....47 µF électrolytique

DS1 .....1N4148
DS2 .....1N4148

IC1.....NE555

S1.....interrupteur à levier

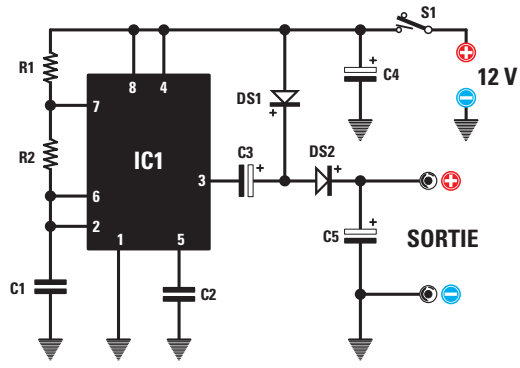
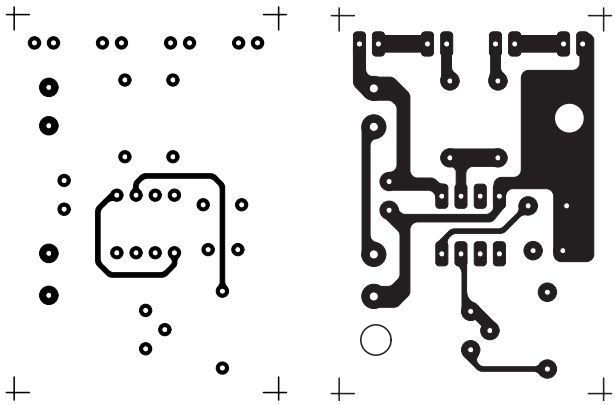
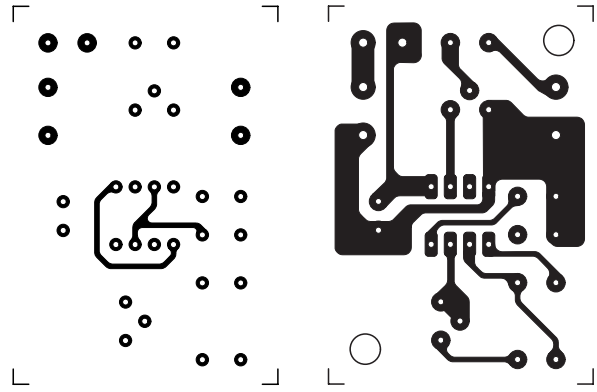


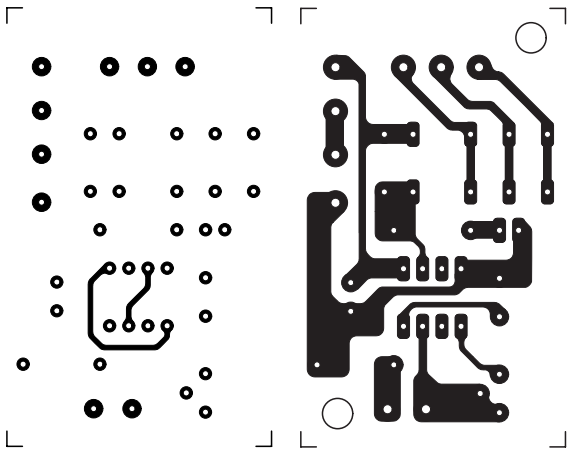
Figure 1 : Schéma électrique du convertisseur élévateur de tension.



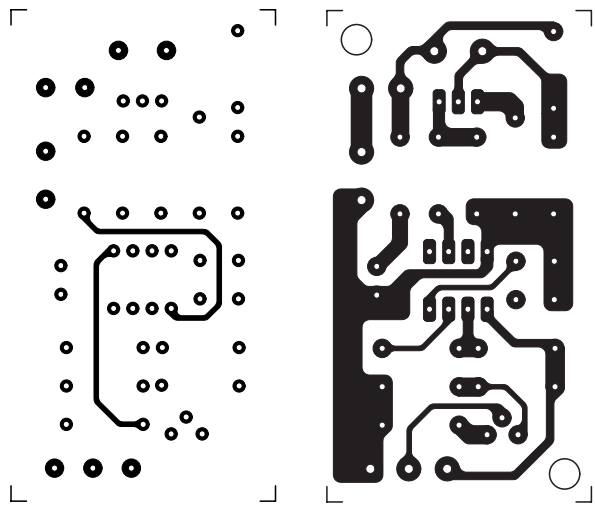
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5050



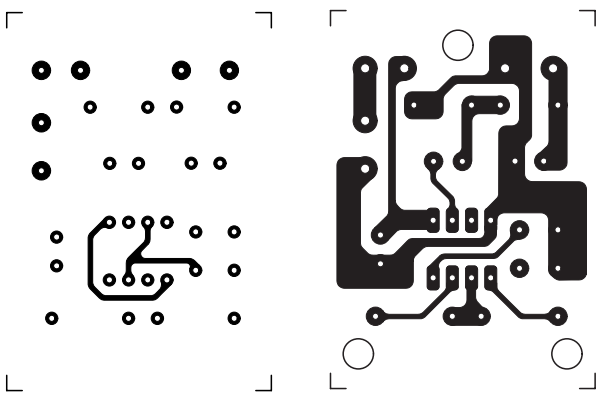
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5051



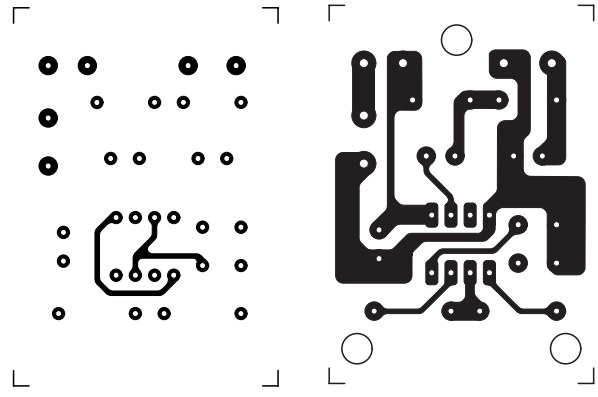
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5052



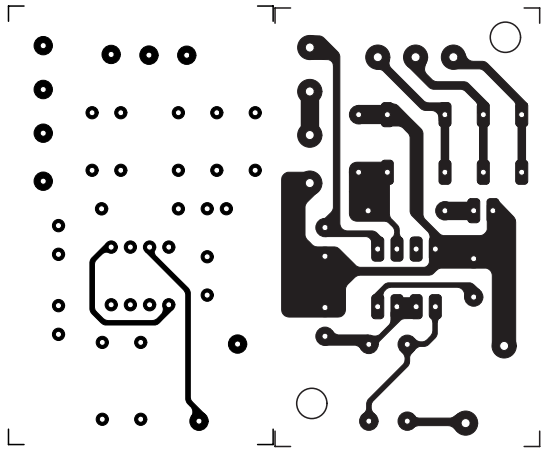
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5053



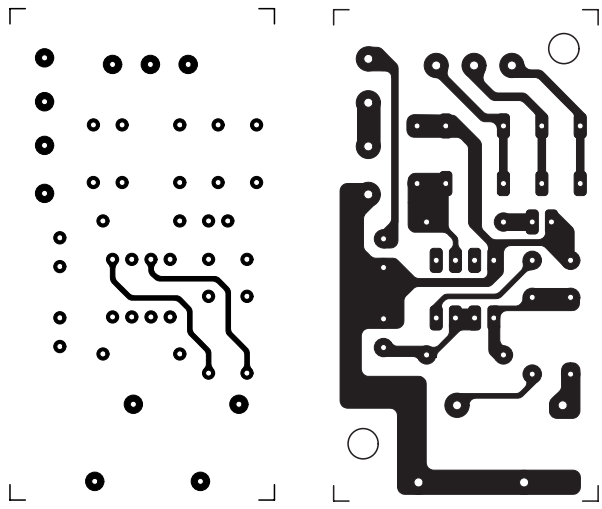
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5054



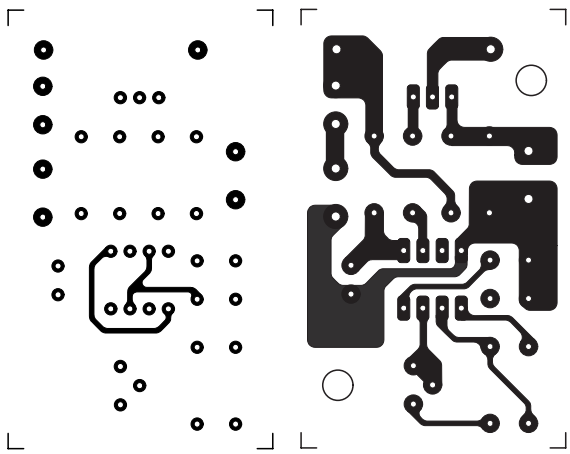
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5055



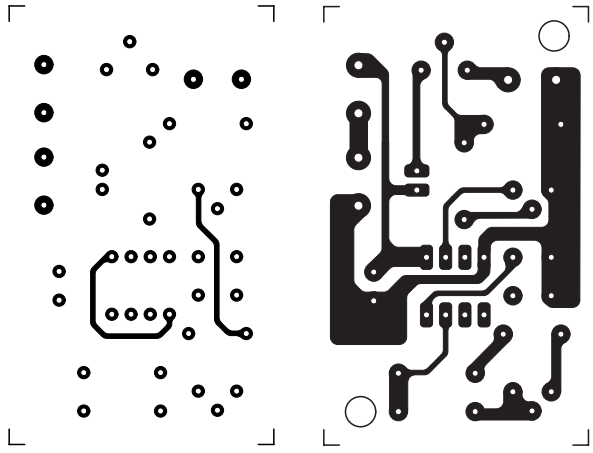
Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5056



Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5057



Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5058



Dessin à l'echelle 1 du circuit imprimé double face du EN5059







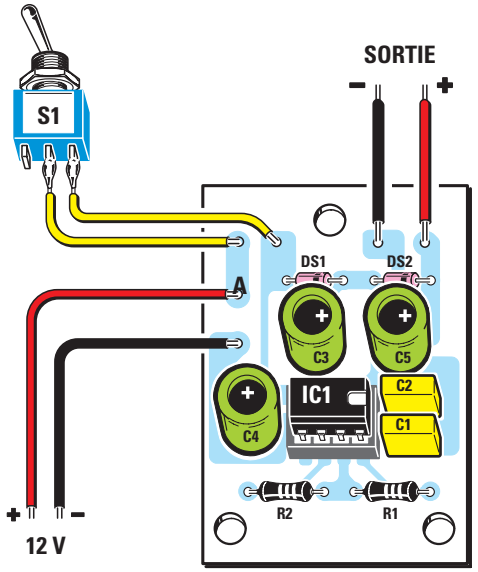


Figure 2: Schéma d'implantation des composants de la platine du convertisseur élévateur de tension. Attention à la polarité des DS1 et DS2 (bagues vers la droite). Ces dernières seront endommagées si le circuit d'utilisation consomme plus de 50 mA.

Mais là encore la valeur de la tension de sortie prélevable dépend du courant consommé par le circuit à alimenter:

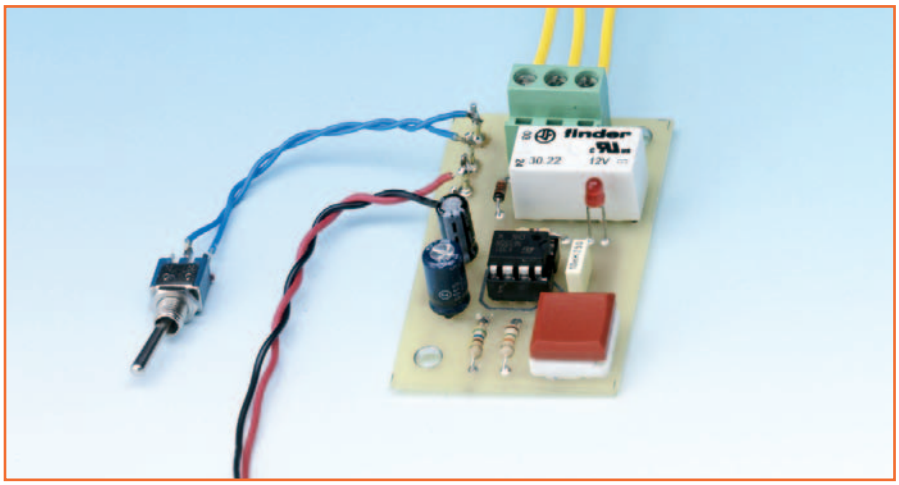
courant maximum 40 mA:
jusqu'à 19 V en sortie
courant maximum 22 mA:
jusqu'à 20 V en sortie

Attention, au cours du montage respectez bien la polarité des trois condensateurs électrolytiques C3 - C4 - C5, ainsi que celle de DS1 et DS2.

Comment construire ce montage?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce convertisseur élévateur de tension EN5055 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un temporisateur à durée fixe EN5056



Ce circuit permet d'activer un relais pendant une durée fixe que nous pouvons calculer au moyen de la formule:

T en seconde = 0,0011 x R2 x C1

R étant en k et C en µF.

Avec les valeurs de la liste des composants de la figure 1, nous aurons une durée de:

T = 0,0011 x 560 x 100 = 61,6 s soit environ 1 minute.

En effet, étant données les tolérances propres aux électrolytiques, C1 risque de

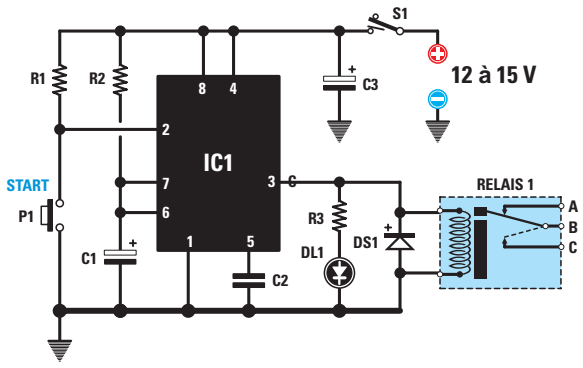


Figure 1: Schéma électrique du temporisateur à durée fixe.

Liste des composants

R1..... 15 k
R2..... 560 k
R3..... 470

C1..... 100 µF électrolytique
C2..... 10 nF polyester
C3..... 47 µF électrolytique

DS1 ... 1N4148
DL1.... LED rouge

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier
P1..... poussoir de démarrage
RL1.... relais 12 V

donner une durée un peu différente de celle calculée. Pour obtenir des durées différentes, il suffit de changer les valeurs de C1 et/ou R2.

Quand on presse P1, le relais s'enclenche et DL1 s'allume. Quand la durée est écoulée, le relais se décolle et la LED s'éteint. Comme le montre le schéma électrique de la figure 1, le contact central de RL1 est relié à A quand il est au repos et à C quand il est en travail.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce temporisateur à durée fixe EN5056 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

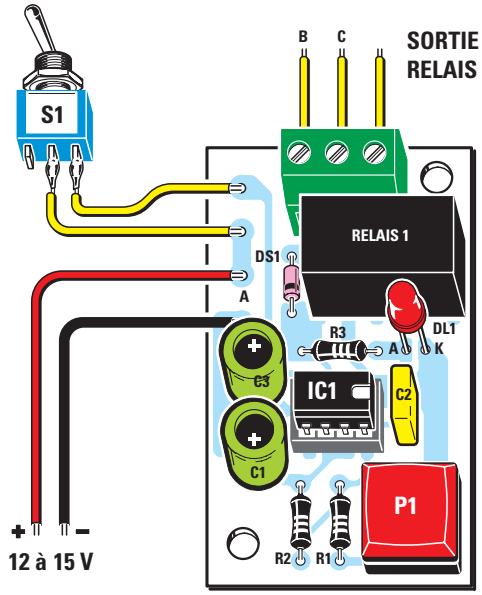


Figure 2 : Schéma d'implantation des composants de la platine du temporisateur à durée fixe. Si on change les valeurs de C1 ou de R2, on peut obtenir des durée de temporisation différentes.

Un temporisateur à commandes start et stop EN5057

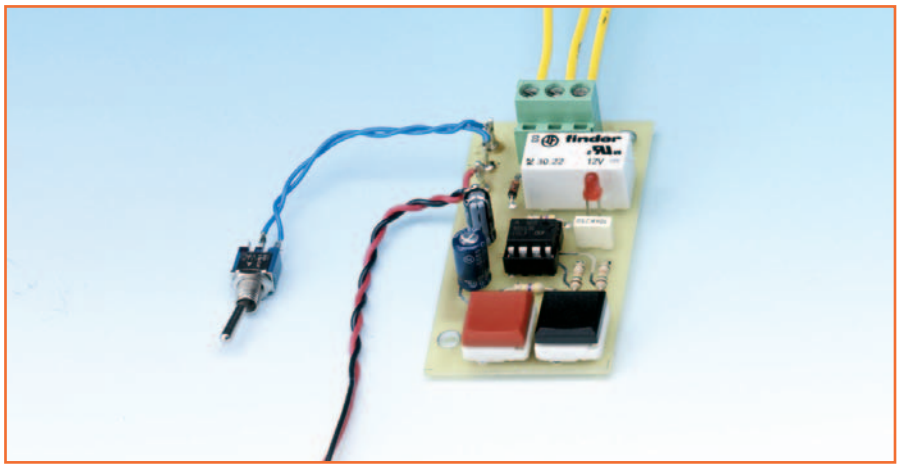
Ce temporisateur, à la différence du précédent, est doté de commandes de démarrage (start) et d'arrêt (stop). On peut calculer la durée d'enclenchement du relais au moyen de la formule :

T en seconde = 0,0011 x R3 x C1

R étant en k et C en µF.

Avec les valeurs de la liste des composants de la figure 1, nous aurons une durée de :

T = 0,0011 x 470 x 100 = 51,7 s.



Liste des composants

R1..... 15 k
R2..... 15 k
R3..... 470 k
R4..... 470

C1..... 100 µF électrolytique
C2..... 10 nF polyester
C3..... 47 µF électrolytique

DS1 ... 1N4148
DL1.... LED rouge

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier
P1..... poussoir de démarrage (start)
P2..... poussoir d'arrêt (stop)
RL1.... relais 12 V

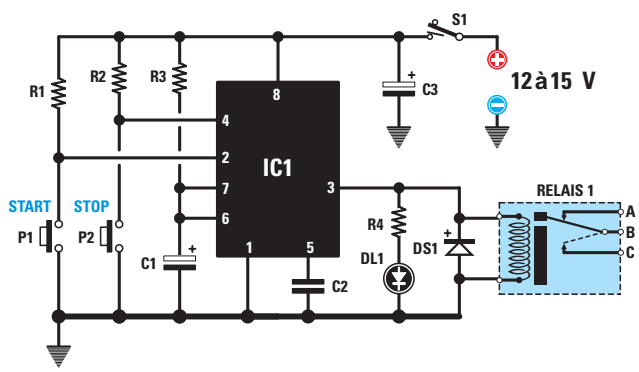


Figure 1 : Schéma électrique du temporisateur à commandes start et stop.

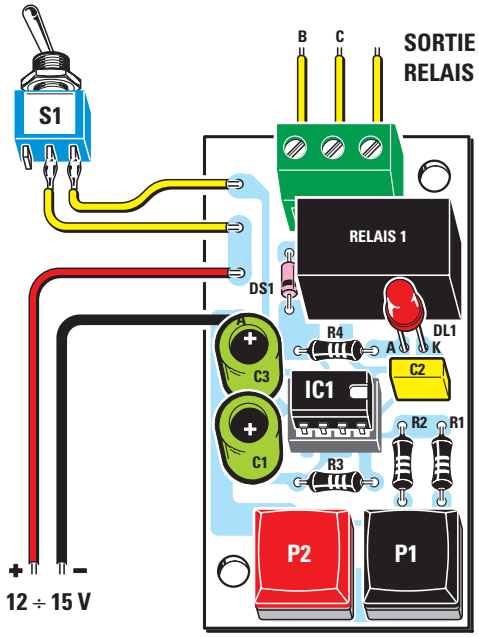


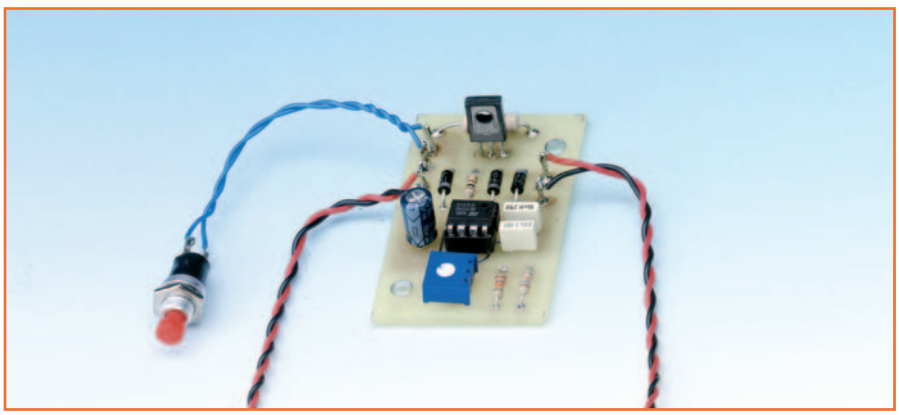
Figure 2: Schéma d'implantation des composants de la platine du temporisateur à commandes start et stop.

Quand on presse P1, on obtient la fonction start: le relais se colle et DL1 s'allume. La durée d'enclenchement de RL1 dépend des valeurs de R3/C1, mais avec ce circuit on peut décoller le relais avant l'écoulement du délai, au moyen de P2 (poussoir de stop). Si on presse à nouveau P1, le relais se colle à nouveau pour la même durée fixe...qu'à tout moment cependant on peut interrompre avec P2. Pour réduire le délai de la temporisation il faudrait remplacer R3 par un trimmer ou un potentiomètre de 470 k.

Comment construire ce montage?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce temporisateur à commandes start et stop EN5057 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un buzzer d'appel et d'alarme EN5058



Quand on presse P1, ce circuit émet une note acoustique que nous pouvons faire varier de 550 Hz à 2,3 kHz simplement en tournant le curseur du trimmer R3 (placé à côté de IC1). Pour calculer la fréquence de la note, nous pouvons utiliser la formule:

F en Hz = (1 440 : C1) : (R1 + R2 + R2 + R3 + R3)

R étant en k et C en µF; la constante 1 440 est fournie par le constructeur du circuit intégré.

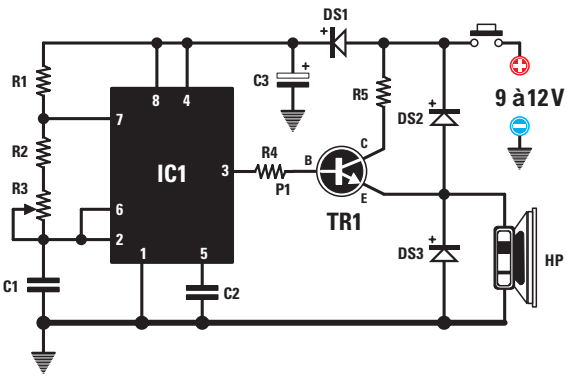


Figure 1: Schéma électrique du buzzer d'appel et d'alarme.

Liste des composants

R1..... 18 k
R2..... 22 k
R3..... 100 k trimmer
R4..... 100
R5..... 12 1 W

C1..... 0,01 µF (10 nF) polyester
C2..... 10 nF polyester
C3..... 100 µF électrolytique

DS1 ... 1N4004 ou F111
DS2 ... 1N4004 ou F111
DS3 ... 1N4004 ou F111

TR1.... NPN BD139

IC1..... NE555

P1..... poussoir
HP..... haut-parleur 8 ohms

Avec les valeurs de la liste des composants et en fonction du réglage du trimmer R3, nous aurons en effet une note à :

F = (1 440 : 0,01) : (18 + 22 + 22 + 100 + 100) = 549 Hz

F' = (1 440 : 0,01) : (18 + 22 + 22) = 2 322 Hz, environ (prévoir la tolérance de l'électrolytique).

Ce circuit est habituellement utilisé par des personnes handicapées ou grabataires : en effet, en pressant P1 (placé à proximité de la personne, par exemple sur la table de chevet), on fait retentir une note audible depuis une pièce voisine.

Si on remplace P1 par un micro-interrupteur, par exemple de type magnétique, fixé sur une porte ou une fenêtre, on obtient une alarme anti intrusion (bien utile les soirs d'été où on laisse tout ouvert tard dans la soirée et où on est à la merci d'un rodeur pendant qu'on regarde la télévision ou qu'on boît l'apéritif). Pour augmenter le rendement acoustique du son, fixez le haut-parleur derrière un panneau de carton épais, d'isorel ou de bois que vous aurez découpé au diamètre du cône.

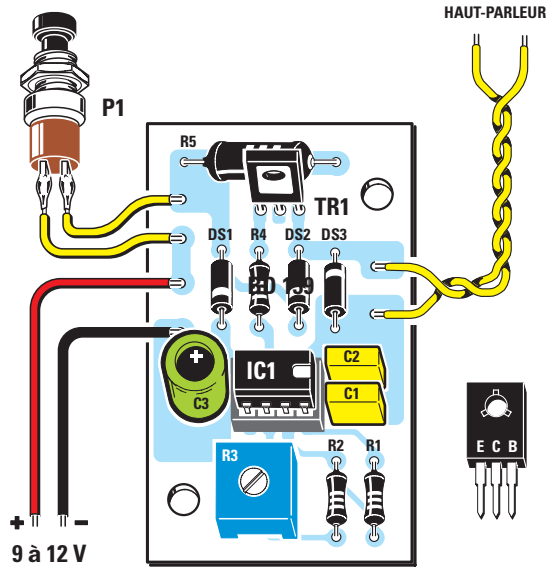


Figure 2 : Schéma d'implantation des composants de la platine du buzzer d'appel et d'alarme. Attention à la polarité de TR1 (semelle métallique vers IC1).

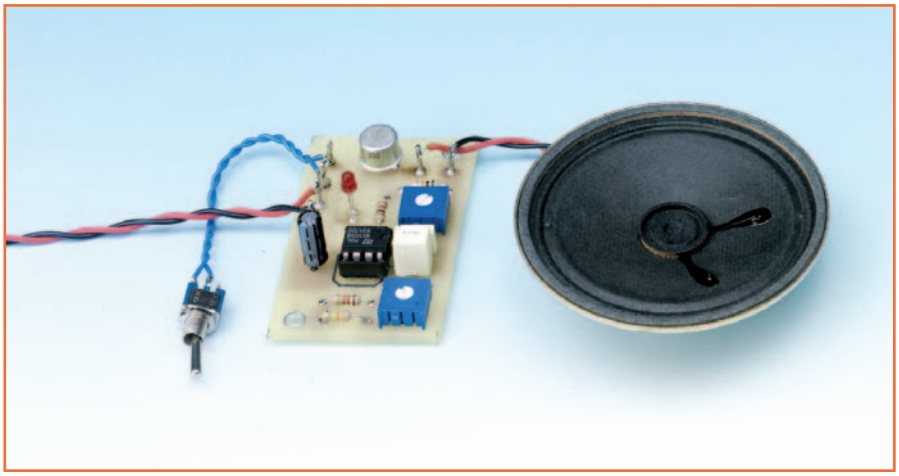
Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce buzzer d'appel et d'alarme EN5058 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆



Un métronome EN5059



le tempo (en fait la durée de la note noire) à l'aide du trimmer R2.

Ce montage étant alimenté par une pile de 9 V, tout le circuit tient dans un petit boîtier de bois ou de plastique.

Pour augmenter le rendement acoustique du son, fixez le haut-parleur derrière un panneau de carton épais, d'isorel ou de bois que vous aurez découpé au diamètre du cône.

Le trimmer R2 permet de régler le tempo de 30 coups par minute (lento ou lent) à 390 c/min (très rapide). En langage musical (c'est-à-dire en italien), voici un aperçu des divers «tempo» :

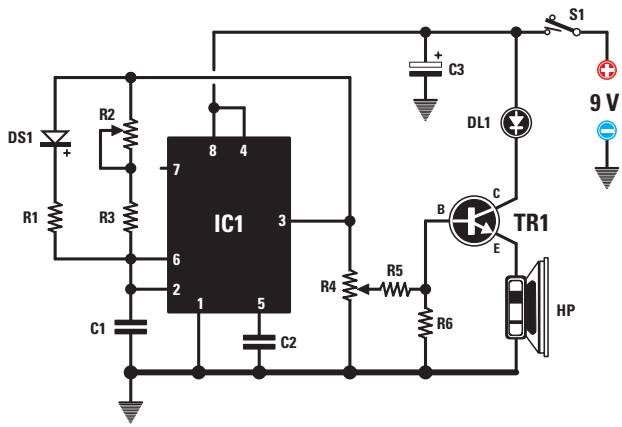


Figure 1: Schéma électrique du métronome.

Liste des composants

R1..... 1,2 k
R2..... 1 M trimmer
R3..... 330 k
R4..... 5 k trimmer
R5..... 100
R6..... 10 k

C1..... 1 µF polyester
C2..... 10 nF polyester
C3..... 47 µF électrolytique

DS1 ... 1N4148
DL1.... LED rouge

TR1.... NPN BC300

IC1..... NE555

S1..... interrupteur à levier
HP..... haut-parleur 8 ohms

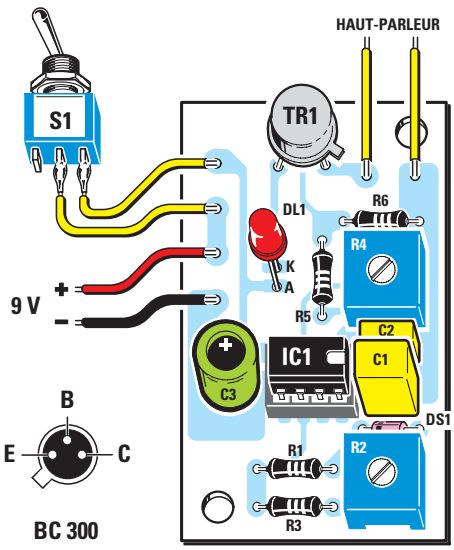


Figure 2: Schéma d'implantation des composants de la platine du métronome. Attention à la polarité de TR1 (ergot vers R6).

Avec le NE555 associé à un NPN de moyenne puissance, par exemple un BC300 ou bien un BD139, ou bien tout autre NPN de moyenne puissance, il est possible de réaliser un métronome simple (voir figure 1) avec possibilité de changer

largo (très lent).....40 à 60 c/min
larghetto (lent).....60 à 66 c/min
adagio (moyen).....66 à 76 c/min
andante (normal).....76 à 108 c/min
moderato (modéré)...108 à 120 c/min
allegro (rapide)..... .120 à 168 c/min
allure (très rapide).....168 à 200 c/min
etc.

Pour modifier ces tempi, il suffit de changer la capacité de C1, en choisissant si possible un condensateur polyester. On peut aussi faire varier les tempi en jouant sur la valeur de R3.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ce métronome EN5059 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Une alimentation
double symétrique professionnelle
Deuxième partie : la suite de la réalisation pratique des platines modulaires

Alimentation professionnelle de laboratoire, ETALI est entièrement gérée par microcontrôleur ; elle fournit deux tensions continues stabilisées, symétriques par rapport à la masse et réglables de +1/0/–1 V à +36/0/–36 V. C'est l'outil idéal pour faire fonctionner des circuits à alimenter sous tension simple ou double symétrique ; elle peut fournir un courant de 3 A par branche. Les valeurs sont réglées par poussoirs et visualisées sur afficheur LCD. Nous continuons cet été le montage et nous le terminerons à la rentrée.

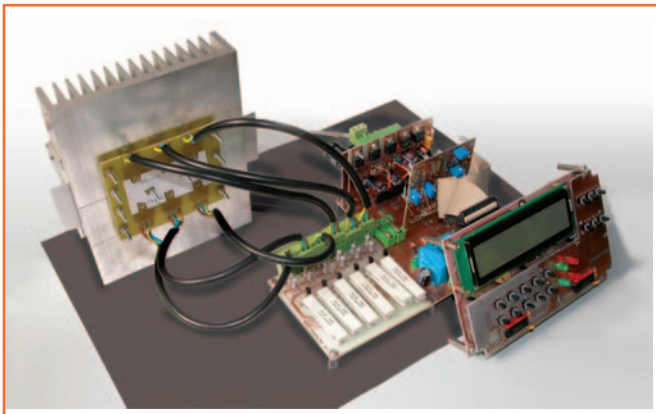


Schéma synoptique de l'alimentation modulaire

ETALI = MF + MA + MP (carte-mère) + MD + MM (avec afficheur LCD) + MPSR ... et simulateur de température.
MF = Module de filtrage
MA = Module des alimentations
MP = Module de puissance (platine de base recevant les autres modules)
MD = Module DAC
MM = Module microcontrôleur (comporte l'afficheur LCD et reçoit le MPSR)
MPSR = Module des poussoirs (fixé sur MM)

Les caractéristiques techniques et les fonctions

Chaque alimentation de laboratoire se distingue des autres par ses caractéristiques techniques et par le nombre de fonctions dont elle est dotée. Voici les caractéristiques techniques et les fonctions de notre ETALI :

- Gestion numérique des tensions de sortie par microprocesseur.
- Convertisseur DAC : à 10 bits.
- Résolution tensions de sortie : + ou –50 mV.
- Tension stabilisée maximale canal positif : +36 V.
- Tension stabilisée minimale canal positif : +1 V.
- Tension stabilisée maximale canal négatif : –36 V.
- Tension stabilisée minimale canal négatif : –1 V.
- Protection électronique à transistors et fusibles pour le courant max.
- Afficheur LCD alphanumérique pour la gestion des menus de contrôle à 2 lignes de 16 caractères.
- Protection logicielle pour le courant max de seuil : si le seuil est franchi, la tension de sortie est mise à zéro par déclenchement du relais correspondant.
- Deux sondes de température pour la surveillance des darlingtons de puissance sur les deux canaux.
- Ventilateur tachymétrique à 3 fils : la vitesse de rotation dépend de la température du dissipateur ; le ventilateur est alimenté par une tension PWM produite par le microcontrôleur ; trois gammes de vitesses correspondant à trois valeurs de température sont prévues.
- Courant max pouvant fournir chaque canal : 3 A.

Nous voici fidèles au rendez-vous, en ce bel été qui commence, pour poursuivre le montage de cette alimentation gérée par microcontrôleur qui va constituer le cœur de votre labo ! Pour ceux d'entre vous qui n'auraient pas (encore) lu la première partie (si vous n'avez pas eu le numéro 84, vous pouvez le commander à la rédaction ou alors télécharger juste l'article ETALI sur notre site), rappelons que nous y avons analysé le schéma synoptique de l'ensemble modulaire et commencé à construire le Module de filtrage (MF), le Module des alimentations (MA) et le Module de puissance (MP) avec ses six darlingtons de puissance montés sur dissipateur et refroidis par un ventilateur tachymétrique (ce MP sert en même temps de carte-mère ou platine de base). Cette fois, nous allons construire le Module DAC (MD) et le

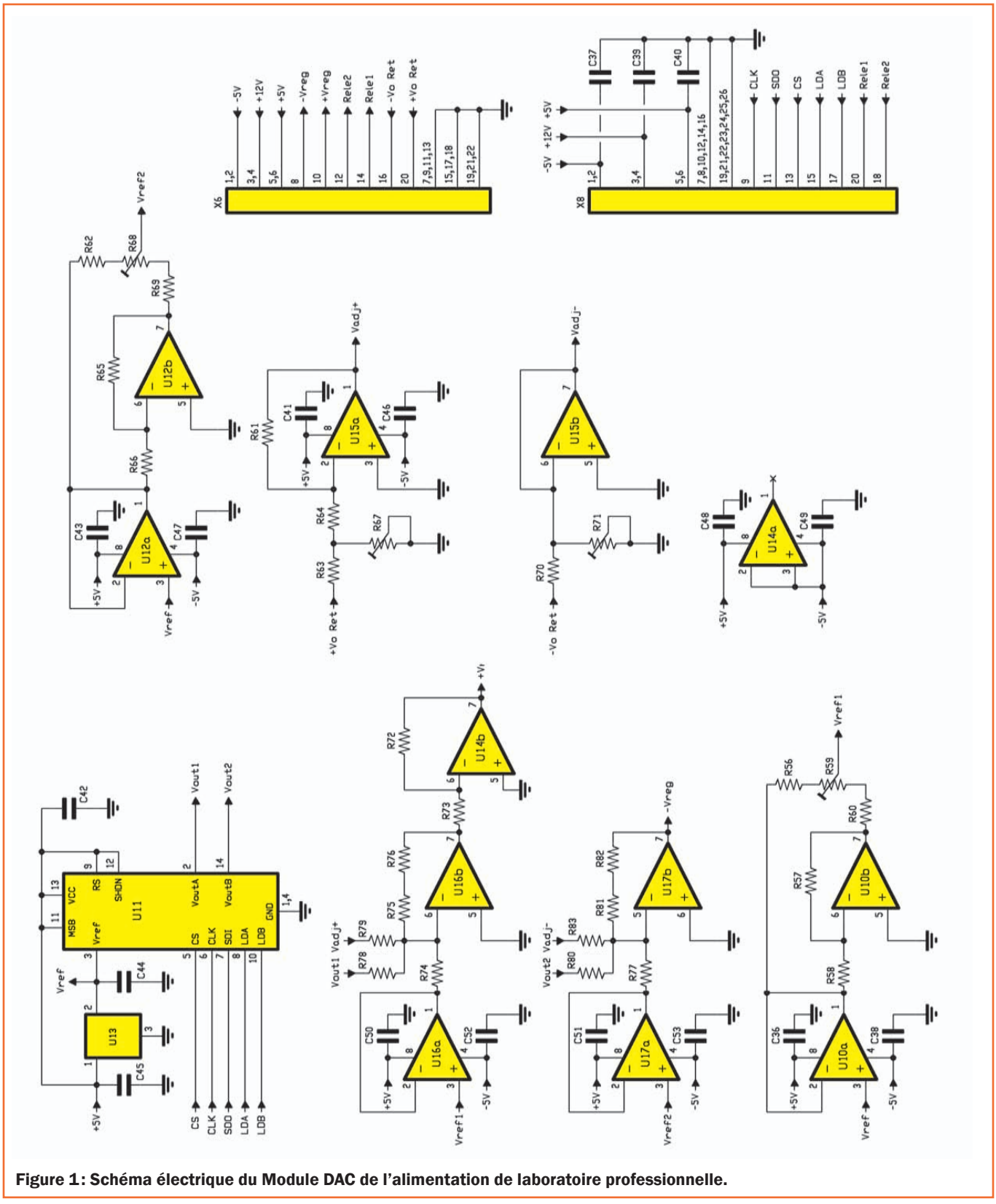


Figure 1: Schéma électrique du Module DAC de l'alimentation de laboratoire professionnelle.

Module microcontrôleur (MM) comportant aussi l'afficheur LCD. Nous terminerons à la rentrée avec le Module des poussoirs (MPSR) qui se superpose au MM et la construction, dans un boîtier à part, du simulateur servant à régler les capteurs de température protégeant les darlingtons de puissance (et bien sûr nous assemblerons tous ces modules). Ces sous-ensembles sont récapitulés en incipit.

Dans cette deuxième partie, en effet, nous allons tout (ou presque) vous dire sur le rôle joué par le PIC (la figure 9 vous dit en tout cas l'essentiel sur le programme résident), ainsi que sur le convertisseur N/A et l'interfe utilisateur (les fameux poussoirs que nous monterons en septembre). Mais commençons par le DAC, qui occupe une place de choix dans l'architecture d'ensemble.

Le Module DAC

Il s'agit du circuit qui engendre les tensions de référence pour les AOP de la section de puissance et donc de celles qui déterminent les différences de potentiel sortant de l'ensemble de l'alimentation ; le DAC obtient ces tensions en se basant sur les données numériques que le Module microcontrôleur lui envoie à tra-

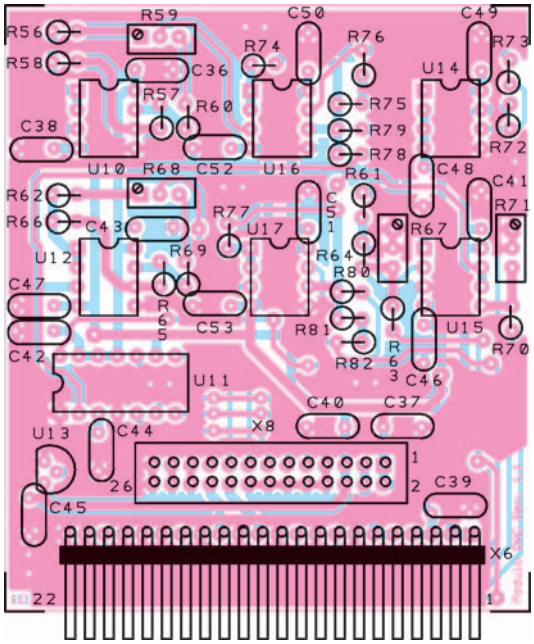


Figure 2a : Schéma d'implantation des composants du Module DAC de l'alimentation de laboratoire professionnelle.

vers l'interface série SPI dont il dispose. Les tensions résultent du paramétrage opéré manuellement par l'utilisateur au moyen du panneau de commande et sont ajustées en fonction des circuits de rétroaction qui, à partir de la section de puissance, acheminent au micro les informations sur les tensions effectivement produites par l'alimentation.

Arrivent aussi au micro des informations sur le courant consommé par la charge (voir dans la première partie, le schéma électrique du MP, pages 12 et 13 du numéro 84 d'ELM). Notez que les circuits capteurs de courants de sortie déterminent des chutes de tension sur les résistances de "shunt", chutes que le micro compense (son programme résident maintient la tension de sortie demandée).

Le schéma électrique

Ce module est, avec le microcontrôleur bien sûr, le point névralgique du système : il contient en effet l'électronique de précision nécessaire à l'obtention des tensions de contrôle pour les branches positive et négative du bloc de puissance ; ces tensions sont ensuite amplifiées par les amplificateurs opérationnels situés sur le MP.

Le composant central de ce MD est le convertisseur numérique / analogique (DAC, pour "Digital Analogic Converter") : quand il reçoit un signal numérique à son entrée, il fournit à sa sortie un signal analogique correspondant. Le DAC utilisé est un AD7395 (U11) d'Analog Devices et il présente les caractéristiques suivantes:

- 10 bits de résolution,
- 2 canaux de conversion indépendants,
- interface série SPI à trois fils (Enable, Clock et Donnée),
- commandes d'arrêt ("shutdown") et réinitialisation ("reset").

Le schéma synoptique interne en est donné par la figure 4 : la partie numérique est à gauche et l'analogique à droite. L'interface série se compose d'un simple "shift-register" (registre de décalage) pour gérer les informations envoyées par le micro, plus deux "latches" (verrous) servant de "buffer" (tampon) de mémoire. Quand la donnée à convertir a été complètement transférée dans le "shift-register", il est possible de l'acheminer vers un des deux "latches", le choix se faisant en fonction du canal de sortie sur lequel on veut transférer l'information.

L'habilitation d'un des deux "latches" se fait à travers les broches de contrôle LDA ou LDB, tous deux actifs au niveau logique bas. Le diagramme temporel de la figure 5 (se référant à un DAC à douze bits) résume simplement comment transférer la donnée du PIC au convertisseur DAC (pour notre DAC à dix bits, c'est la même chose)

Le micro doit habiliter le DAC en mettant le CS au niveau logique bas, après quoi il est possible d'envoyer les données. Sur chaque front de montée de l'horloge, un bit du flux est transféré ; on le voit, c'est

Liste des composants

R56..... 4,7 k 1%
R57..... 100 k 1%
R58..... 100 k 1%
R59..... 100 trimmer multitour
R60..... 4,7 k 1%
R61..... 100 k 1%
R62..... 4,7 k 1%
R63..... 1,2 M 1%
R64..... 100 k 1%
R65..... 100 k 1%
R66..... 100 k 1%
R67..... 2 k trimmer multitour
R68..... 100 trimmer multitour
R69..... 4,7 k 1%
R70..... 1,2 M 1%
R71..... 2 k trimmer multitour
R72..... 100 k 1%
R73..... 100 k 1%
R74..... 100 k 1%
R75..... 100 k 1%
R76..... 100 k 1%
R77..... 100 k 1%
R78..... 100 k 1%
R79..... 100 k 1%
R80..... 100 k 1%
R81..... 100 k 1%
R82..... 100 k 1%
R83..... 100 k 1%

C36..... 100 nF 100 V céramique
C37..... 100 nF 100 V céramique
C38..... 100 nF 100 V céramique
C39..... 100 nF 100 V céramique
C40..... 100 nF 100 V céramique
C41..... 100 nF 100 V céramique
C42..... 100 nF 100 V céramique
C43..... 100 nF 100 V céramique
C44..... 1 µF 25 V tantale
C45..... 100 nF 100 V céramique
C46..... 100 nF 100 V céramique
C47..... 100 nF 100 V céramique
C48..... 100 nF 100 V céramique
C49..... 100 nF 100 V céramique
C50..... 100 nF 100 V céramique
C51..... 100 nF 100 V céramique
C52..... 100 nF 100 V céramique
C53..... 100 nF 100 V céramique

U10..... MCP602
U11..... AD7395
U12..... MCP602
U13..... MCP1525
U14..... MCP602
U15..... MCP602
U16..... MCP602
U17..... MCP602

X6..... barrette mâle à 90° 22 broches
X8..... connecteur mâle pour nappe 26 voies

Divers :

6 supports 2 x 4
1 support 2 x 7

Toutes les résistances sans indication contraire sont des 1/4 W.

le bit le plus significatif qui est envoyé en premier, suivi des autres pour terminer par le bit le moins significatif. Quand la transmission de la donnée est terminée, CS repasse au niveau logique haut. On peut alors habiliter, à travers LDA ou LDB, le registre dans lequel mémoriser le flux envoyé, lequel flux sera converti en une valeur analogique à la sortie du canal A ou du canal B: cela dépend de la sélection effectuée par l'usager (fort heureusement, qui est-ce qui commande ?). La tension à la sortie du DAC dépend aussi, en dehors de la valeur numérique envoyée au moyen de l'interface SPI, de la Vref appliquée à la broche 2 du DAC; cette dernière est engendrée par le régulateur de haute précision MCP1525 (U13). La tension de sortie de l'AD7395 est liée à celle fournie par U13 d'une manière qui se calcule avec la formule suivante:

Vout = (Vref x D) : 210

où D est la valeur numérique acheminée au convertisseur DAC; donc, avec une résolution de dix bits, la valeur minimale que l'on peut obtenir (D=1) est égale à 2,4 mV et la maximale (D=1 024) 2,5 V exactement.

On l'a dit, le convertisseur est doté d'une entrée de "reset" (RS) et d'une entrée de veille ("shut-down" SHDN): la première sert à réinitialiser le DAC en le mettant à 0 ou bien à la valeur Vout/2 (mi échelle), en relation avec la valeur prise par la broche MSB; la seconde met le DAC en sommeil ("sleep"), condition pendant laquelle il ne consomme que 100 nA. Les critères sont tous deux actifs au niveau logique bas; nous n'utilisons pas, quant à nous, les deux fonctions correspondantes (en effet, nous les avons laissées toutes les deux reliées au +5 V).

Le signal à la sortie du DAC ne peut être envoyé tel quel au MP, il faut l'amplifier en tension pour atteindre les niveaux requis: c'est à cela que servent les opérationnels montés en cascade afin d'obtenir un gain de 20,484.
En particulier, un premier préamplificateur a un gain de 2 et ensuite, sur la chaîne de puissance a lieu une seconde amplification avec un gain de 10,242.

La préamplification est réalisée par un amplificateur opérationnel sommateur inverseur servant à obtenir les tensions de contrôle conditionnées par les événements en sortie: plus exactement, chaque sommateur produit des potentiels qui dépendent de Vref1 ou Vref2 (tension de régulation fine pour la tension de sortie minimale de l'alimentation), de Vout1 ou Vout2 (tension provenant du premier canal du DAC) et de Vadj+ ou Vadj– (tension de

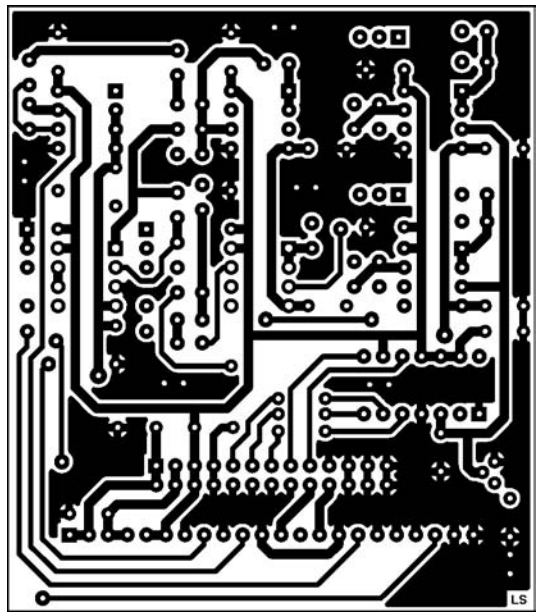


Figure 2b-1: Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé double face du Module DAC de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté soudures.

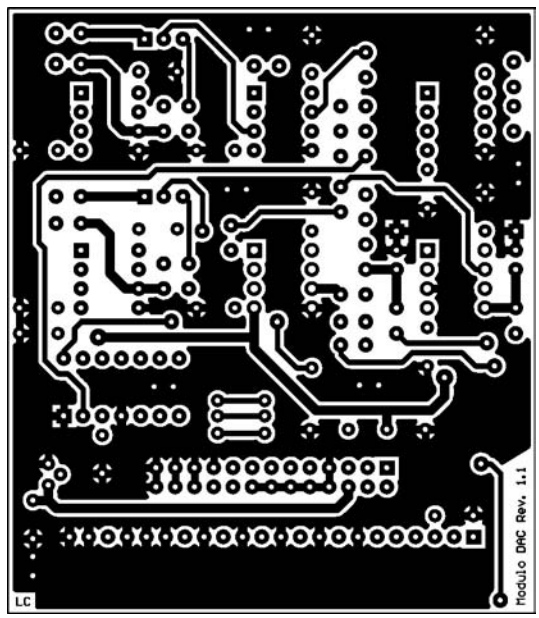


Figure 2b-2: Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé double face du Module DAC de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté composants (plan de masse).

rétroaction servant à la régulation fine de la valeur maximale de la tension de sortie de l'alimentation).
La Vref1 est obtenue en partant de Vref (référence constante fournie par le MPC1525) et en montant un pont symétrique entre la sortie de l'amplificateur inverseur U10b et celui de U10a; comme ce dernier est un "buffer" non-inverseur et qu'il fournit exactement la Vref et que U10b a un gain de 1, théoriquement le pont R56/R59/R60 est alimenté par deux potentiels symétriques par rapport à la masse.

Donc, si on met le curseur du trimmer R59 en position centrale, Vref1 (référence pour la section positive) doit valoir zéro volt. Vadj+ est engendré par l'opérationnel U15, au moyen d'un réseau lisant la tension de la sortie positive présente après la résistance de "shunt" et en reporte à l'entrée de U16a une petite portion, dûment corrigée par le réseau R63/R67.
U16a est lui aussi un "buffer" non-inverseur restituant une composante constante, ajoutée aux deux autres en quantité égale (les résistances sont toutes des 100 k); le sommateur U16b amplifie deux

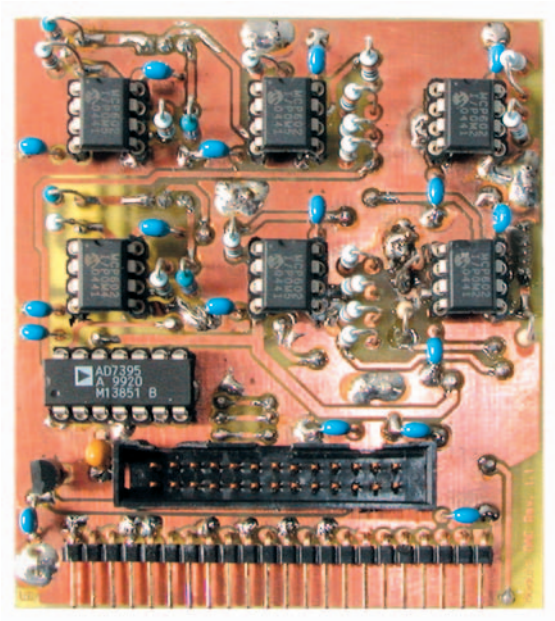


Figure 3 : Photo d'un des prototypes du Module DAC de l'alimentation de laboratoire professionnelle.

fois la somme des potentiels et fournit un potentiel négatif (l'opérationnel est monté en sommateur inverseur) inversé par U14 dans le but d'obtenir une grandeur positive qui sera ensuite amplifiée par l'amplificateur opérationnel, monté en configuration non-inverseuse (U16), présent sur la chaîne de puissance.

Remarquez bien que U16a sert à rendre plus précise la somme : il achemine une tension provenant d'une source à très faible résistance, dont la valeur n'est pas comparable à celle de R74 ; si nous relions le curseur de R59 directement à cette résistance, la somme serait fausse car, comme nous l'enseigne la théorie des amplificateurs opérationnels, le gain en tension d'un sommateur inverseur est donné par le rapport entre la valeur de la résistance de rétroaction et celle qui achemine la tension à ajouter. Sans le "buffer", la composante due à Vref serait affectée par l'ajout de cette résistance du pont R56/R59/R60 additionnée à la valeur de R74 et ne dépendrait pas seulement de R74, comme on le veut.
Ce point étant (nous l'espérons !) éclairci, voyons maintenant que, puisque la composante Vadj+ dépend strictement de la portion ayant changé de signe de la tension de sortie positive, le sommateur est en mesure de compenser les fluctuations qui se produisent à la sortie de l'alimentation à cause des variations de charge et sous l'effet de chute de tension sur le "shunt" utilisé pour détecter le courant consommé. Supposons par exemple que la tension diminue : la composante fournie par U15a devient moins négative et sa somme avec Vout1 et la composante arrivant de U16a détermine à la sortie de U14b un potentiel plus élevé. V+reg augmente et impose une augmentation du potentiel de référence de la section positive du MP, ce qui compense la diminution à l'origine du processus correctif.
Au contraire, si à cause d'une diminution de la consommation, la sortie positive tend à fournir un potentiel plus élevé que prévu, la composante Vadj+ devient plus négative et sa somme avec la composante venant de Vref et Vout1 diminue ; ainsi, V+reg sortant du U14b diminue et détermine la diminution de la tension envoyée au MP, ce qui compense l'augmentation à l'origine du processus correctif. Ce qui se passe dans la zone de régulation négative est semblable : seuls changent les opérationnels intéressés et les polarités des tensions. Disons simplement que Vadj– est obtenue en prenant une portion de la tension de sortie négative en aval du "shunt" de la branche correspondante (MP) et en inversant la polarité avec le "buffer" inverseur U15b pour la rendre positive ; Vref2 est obtenue grâce au pont R62/R68/R69 relié entre la sortie du "buffer" U12a et celle de U12b.

Comme ce dernier travaille en configuration inverseuse à gain unitaire et fournit un potentiel égal à Vref, mais de signe opposé, comme pour la la section positive le trimmer de 100 ohms doit fournir théoriquement zéro volt, éventuellement ajustable en fonction des exigences du réglage. Donc, U17a reporte sur le sommateur U17b la composante de référence Vref2, laquelle est additionnée algébriquement à Vout2 et Vadj– ; notez que dans ce cas la tension venant de la sortie du sommateur n'est pas inversée car, comme on doit piloter le bloc négatif (U17) du MP, il est normal qu'elle reste négative.

Les amplificateurs opérationnels utilisés pour le MD sont des MCP602 de Microchip ; leur caractéristique principale est une tension "d'offset" d'entrée très faible, ce qui les rend irremplaçables pour notre application.

Chaque circuit intégré contient deux opérationnels ; comme dans U14 l'un d'eux n'est pas utilisé (car on n'a besoin de l'inversion que sur la branche positive), nous en mettons les entrées à une valeur fixe, de telle manière que sa sortie ne se mette pas à osciller. Revenons un instant à la section de référence positive : le trimmer R59 permet d'obtenir une tension variant d'un minimum négatif à un maximum positif ; quand on tourne le curseur du trimmer, on règle la tension minimale présente à la sortie de l'alimentation et on compense l'erreur introduite par le convertisseur DAC et l'éventuel "offset" des opérationnels utilisés pour amplifier le signal.

La tension maximale à la sortie de l'alimentation est en revanche déterminée par le trimmer R67. Pour la branche négative, la tension minimale de sortie est réglée avec le trimmer R68 et la tension maximale par le trimmer R71. Voir le schéma électrique de la figure 1.

Sa réalisation pratique

Le petit circuit imprimé du Module DAC est un double face (réalisez-le à partir des dessins à l'échelle 1:1 de la figure 2b-1 et 2, sans oublier les connexions entre les deux faces). Quand vous l'avez devant vous (voir figures 2a et 3), côté "composants", commencez par enfoncer puis souder la barrette X6, le double connecteur mâle pour nappe à 2 x 13 broches X8 et les sept supports de circuits intégrés, puis vérifiez soigneusement vos soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée). Montez ensuite tous les autres composants (résistances à monter verticalement, condensateurs) et terminez par U13 (circuit intégré en boîtier type transistor demi lune : méplat repère-détrompeur vers l'extérieur). Si vous observez bien les figures 2a et 3 et la liste des composants, vous n'aurez aucune difficulté pour le faire. Attention à l'orientation des composants polarisés (U13 et condensateur tantale C44). Côté "cuivre", montez les 4 trimmers multitours. Insérez à la fin (attention à leur orientation correcte : les repère-détrompeurs en U sont vers le haut ou vers la gauche) les sept circuits intégrés dans leurs supports. Réservez cette platine : elle sera installée verticalement sur la platine de base MP.

Le Module microcontrôleur

Ce module s'occupe, en relation avec les MD (qu'on vient de monter) et MPSR (qu'on montera en septembre), de gérer et de contrôler toute l'électronique décrite jusqu'alors.

Le schéma électrique

Voyons donc le schéma électrique de la figure 6, qui fait apparaître les sections suivantes: gestion du ventilateur, sondes de température, gestion des capteurs de courant positif et négatif, bus vers l'afficheur LCD et vers le Module des poussoirs (MPSR). A propos de l'afficheur LCD, justement, la possibilité de relier deux types de LCD alphanumériques à deux lignes de seize caractères a été laissée ouverte.

Les sondes de température

Mais commençons par décrire la gestion des sondes de température, dont la fonction est d'avoir la certitude que le système de refroidissement des six darlingtons de puissance, montés sur dissipateur, ne permettra pas d'ateindre une température dangereuse pour leurs jonctions. En effet, les finaux de puissance chauffent pas mal...surtout quand ils doivent assumer de forts courants de sortie...et encore plus lorsque ces forts courants doivent être fournis à la tension minimale, ce qui implique une chute de tension importante...à dissiper par effet joule (c'est-à-dire en chaleur, justement).

Les sondes prévues sont deux thermistances NTC ("Negative Temperature Coefficient", ou résistance à coefficient de température négatif), une pour les finaux de la branche positive et une pour ceux de la branche négative. Les deux sont des Siemens S861/10K: ce modèle présente à 25 °C une résistance de 10 k et peut travailler à des températures allant de –55 à +155 °C; comme c'est une NTC, la courbe est telle que plus la température baisse, plus la résistance augmente et vice-versa; à 155 °C, la résistance n'est plus que de 2,2 k (100 k à –55 °C).

Le micro est en mesure de détecter la condition de sondes débranchées (résistance infinie) ou leur éventuel état de court-circuit (résistance nulle). La connexion au PIC est fort simple: il suffit de monter un pont diviseur de tension entre la sonde NTC et une valeur de résistance fixe, par exemple la sonde NTC R32 et la résistance R36. Le signal, avant d'être acheminé au convertisseur A/N du micro, doit être filtré par la cellule passe-bas R8/C12; R8 servant aussi à limiter le courant entrant dans le convertisseur A/N du PIC. La tension présente sur le convertisseur diminue quand la température diminue et augmente lorsqu'elle augmente.

Comme les NTC n'ont pas un rapport de variations résistance/température linéaire, le microcontrôleur doit utiliser un tableau de compensation pour corriger les valeurs de température lues; le tableau est mémorisé dans sa "flash". Durant l'échantillonnage des valeurs de température, le PIC a à sa disposition deux "buffers" de mémoire indépendants dans lesquels mémoriser de manière cyclique 16 valeurs de température à 16 bits; chaque fois qu'un "buffer" se remplit, le logiciel recommence à écrire depuis le début, efface les valeurs existantes et récrit dessus les nouvelles.

Une routine indépendante établit une moyenne entre 16 valeurs acquises, applique une formule à la valeur obtenue et va lire dans le tableau la valeur corrigée correspondante. Pour que l'algorithme fonctionne correctement, il est nécessaire de paramétrer les valeurs maximale et minimale; pour ce faire, une routine à appeler avec une combinaison de touches de "start-up" du micro a été réalisée. La procédure sera décrite un peu plus bas.

Les valeurs de température lues vont déterminer la vitesse de rotation des pales (ou rotor) du ventilateur relié à la sortie PWM du PIC: plus exactement, plus haute sera la température, plus vite tourneront les pales et vice-versa. Pour agir sur la vitesse du rotor, le microcontrôleur alimente le ventilateur au moyen d'un convertisseur Buck de type "step-down" (dévolteur) produisant une tension de sortie Vout inférieure à celle d'entrée Vin; il est formé des transistors Q3 et Q1 et du filtre LC passe-bas formé de la self L1 et de C17. Plus précisément, le PIC produit une tension rectangulaire en PWM avec laquelle il fait commuter les deux transistors.

Du collecteur de Q1 sort la tension que le filtre lisse afin d'obtenir une composante continue et exempte de fluctuations. Pour que cela fonctionne, la fréquence de coupure de la cellule LC doit être inférieure à celle de l'onde PWM produite par le micro et reprise par Q1. D2 sert à faire circuler

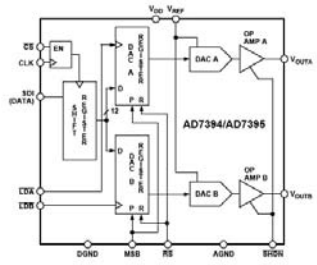


Figure 4: Schéma synoptique interne du circuit intégré AD7395 du Module DAC.

le courant que la self a emmagasiné pendant les périodes de conduction de Q1 et qu'elle tend à restituer quand ce transistor est bloqué. La régulation de la vitesse du ventilateur n'est pas continue: le microcontrôleur n'intervient pas analogiquement, il prévoit trois vitesses de rotation qu'il choisit en fonction de l'éventail de valeurs dans lequel se trouve la température actuellement détectée. Ces éventails (ou plages) sont:

- T<+25 °C: 30% du maximum
- température comprise entre +25 °C et +60°C: 50 % du maximum
- T>+60 °C: 100%.

Le microcontrôleur ne se limite pas à envoyer les commandes de vitesse de rotation, mais il vérifie en outre que le rotor tourne effectivement comme on lui en a donné l'ordre; pour cela il lit le signal tachymétrique lequel, par le fil du ventilateur, aboutit à la broche RC0 (15). La régulation du ventilateur ne se fait pas au hasard: le signal de contrôle PWM est produit afin d'atteindre une vitesse de rotation précise, soit 2 900 t/min. C'est pourquoi le programme résident va lire les impulsions provenant du ventilateur et, en fonction de leur fréquence, calcule la vitesse angulaire. Si elle est correcte, il maintient l'onde PWM originale, sinon il en retouche le rapport cyclique pour compenser la différence.

Plus exactement, si la vitesse excède celle requise, il restreint la largeur des impulsions afin de réduire l'énergie parvenant

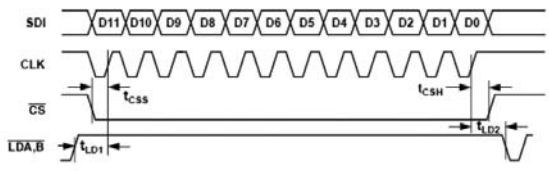
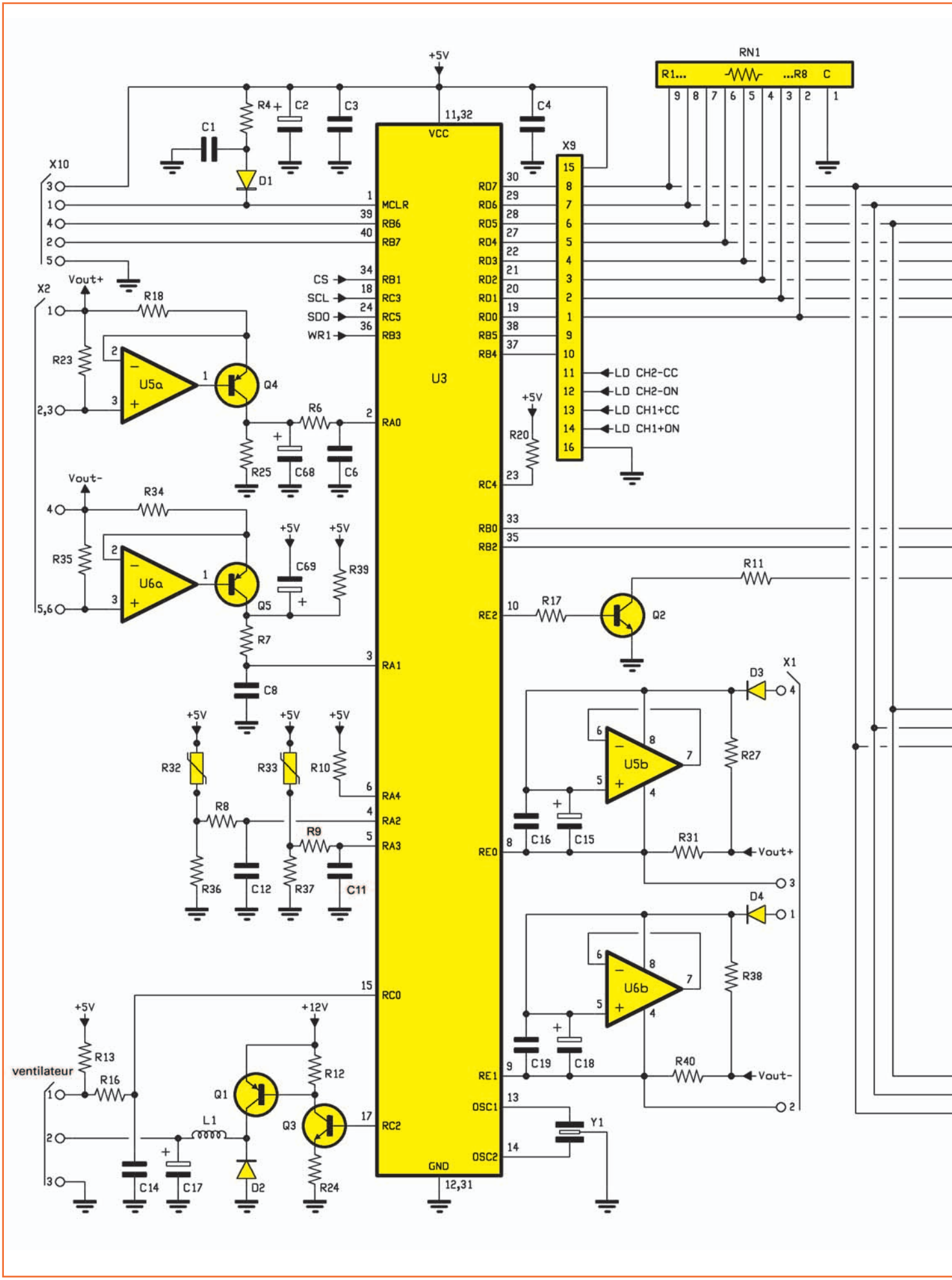


Figure 5: Le protocole de communication entre le microcontrôleur et l'AD7395.


+5V
RN1
R1...
...R8
C
VCC
11,32
MCLR
RB6
RB7
RB1
RC3
RC5
RB3
RB4
RD7
RD6
RD5
RD4
RD3
RD2
RD1
RD0
RB5
U3
RA0
RC4
RB0
RB2
RE2
RA1
RA4
RA2
RA3
RE0
RC0
RC2
RE1
OSC1
OSC2
GND
12,31
CS
SCL
SDO
WR1
LD CH2-CC
LD CH2-ON
LD CH1+CC
LD CH1+ON
X9
X10
X2
X1
Vout+
Vout-
U5a
U6a
U5b
U6b
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
D1
D2
D3
D4
R4
C1
C2
C3
C4
R18
R23
R6
R25
C68
C6
R34
R35
R39
C69
R7
C8
R32
R33
R10
R8
R9
R36
C12
R37
C11
R11
R17
R27
C16
C15
R31
R38
C19
C18
R40
R13
ventilateur
R16
R12
L1
C14
C17
R24
R20
Y1

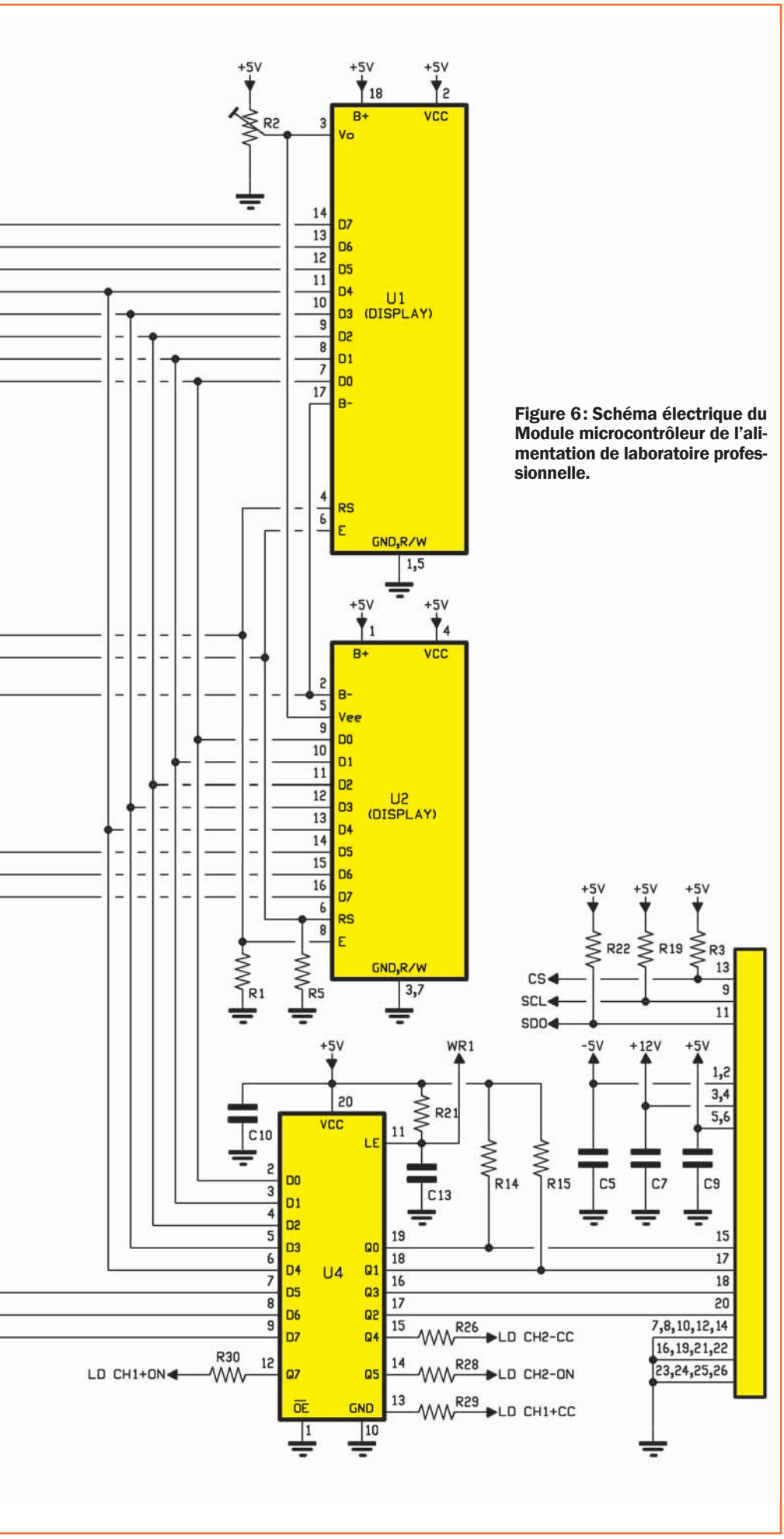


Figure 6: Schéma électrique du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle.

au moteur du ventilateur et vice-versa. Le comptage est effectué en utilisant un périphérique du PIC, Timer1 (à 16 bits), monté en compteur. Toutes les secondes, le PIC lit la valeur contenue dans le registre TIMER1; la valeur lue est multipliée par 30 et on obtient ainsi le nombre de tours par minute du rotor (30 car le ventilateur produit deux impulsions par tour).

Si le PIC ne détecte aucune impulsion, il conclut que le ventilateur est arrêté (par exemple il peut être bloqué par des détritus immiscés entre rotor et stator ou un obstacle empêchant les pales de tourner) et avise l'usager. Si le ventilateur ou les sondes de température sont endommagées, le PIC met l'alimentation en régime de protection en désactivant les sorties, lesquelles ne seront alors restaurées que lorsque l'anomalie aura été résolue.

Les capteurs de courant de sortie

Le MM comporte les circuits de détection du courant consommé par la charge, un par branche positive ou négative. Nous ne décrirons que la branche positive (pour l'autre, c'est la même chose). Pour la branche positive, donc, c'est l'opérationnel U5, monté en générateur de courant constant, qui est utilisé. Le courant présent dans R23 peut être calculé avec la formule suivante:

I = Vshunt : R18 =
(R23 x Iload) : R18.

Si, par exemple, la charge consomme un courant de 100 mA, I sera de:

I = (0,1 x 100mA) : 47 =
212,76 µA.

Donc la tension présente sur l'entrée RA0 sera égale à 100 mV; on l'obtient en multipliant le courant I par la résistance R25. Le convertisseur A/N du PIC calcule à partir de cette tension le courant correspondant. Continuons avec cet exemple, pour une tension de 100 mV le convertisseur restitue une valeur décimale de 20, calculée au moyen de la formule:

Vin : Res = 100 mVdc : 5 mVdc.

La valeur ainsi obtenue est multipliée par 5, ce qui donne le courant consommé par la charge, soit 100 mA. La valeur Res = Résolution du convertisseur A/N du PIC est proche de 5 mVdc). A cause des tolérances des composants, la relation entre courant consommé par la charge et tension présente à l'entrée du convertisseur n'est pas parfaitement linéaire et donc le programme résident doit linéariser les valeurs lues en se référant à un tableau de conversion. Le PIC soustrait d'une

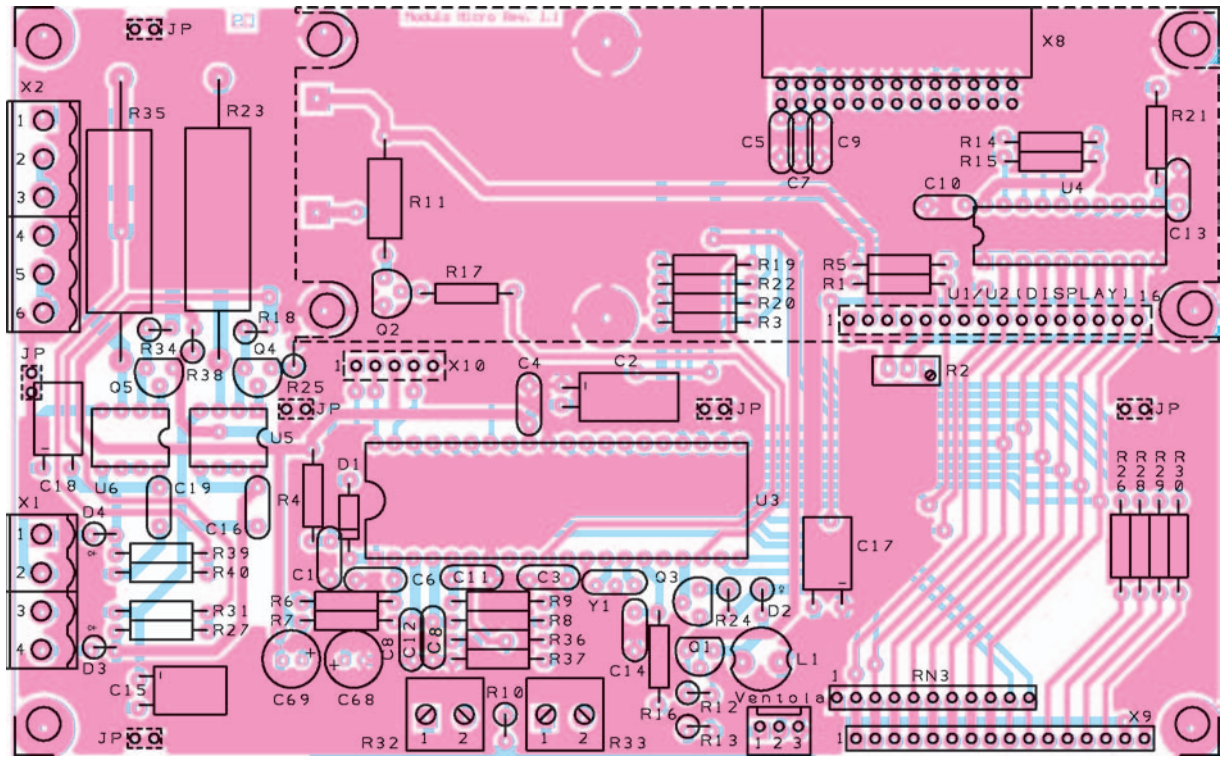


Figure 7a : Plan d'implantation des composants du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle.

Liste des composants

R1 ..... 4,7 k
R2 ..... 4,7 k trimmer multitour
R3 ..... 4,7 k
R4 ..... 2,2 k
R5 ..... 4,7 k
R6 ..... 10 1%
R7 ..... 10 1%
R8 ..... 4,7 k 1%
R9 ..... 4,7 k 1%
R10 ..... 4,7 k 1%
R11 ..... 47 1/2 W
R12 ..... 1,2 k
R13 ..... 4,7 k
R14 ..... 4,7 k
R15 ..... 4,7 k
R16 ..... 100 k
R17 ..... 2,2 k
R18 ..... 47 1%
R19 ..... 4,7 k
R20 ..... 4,7 k
R21 ..... 4,7 k
R22 ..... 4,7 k
R23 ..... 0,1 5 W
R24 680
R25 470
R26 360
R27 ..... 10 k
R28 ..... 360 1%
R29 ..... 360 1%
R30 ..... 360 1%
R31 ..... 10 k
R32 ..... 10 k à 25 °C NTC Siemens S861/10K
R33 ..... 10 k à 25 °C NTC Siemens S861/10K
R34 ..... 47 1%
R35 ..... 0,1 5 W
R36 ..... 1 k 1%
R37 ..... 1 k 1%
R38 ..... 10 k
R39 470
R40 ..... 10 k
RN1 .... réseau résistif 8 x 4,7 k

C1 ..... 220 pF 25 V céramique
C2 ..... 10 µF 25 V électrolytique
C3 ..... 100 nF 100 V céramique
C4 ..... 100 nF 100 V céramique
C5 ..... 100 nF 100 V céramique
C6 ..... 220 pF 25 V céramique
C7 ..... 100 nF 100 V céramique
C8 ..... 220 pF 25 V céramique
C9 ..... 100 nF 100 V céramique
C10 ..... 100 nF 100 V céramique
C11 ..... 100 nF 100 V céramique
C12 ..... 100 nF 100 V céramique
C13 ..... 220 pF 25 V céramique
C14 ..... 220 pF 25 V céramique
C15 ..... 220 µF 25 V électrolytique
C16 ..... 100 nF 100 V céramique
C17 ..... 100 µF 25 V électrolytique
C18 ..... 220 µF 25 V électrolytique
C19 ..... 100 nF 100 V céramique
C68 ..... 10 µF 25 V électrolytique
C69 ..... 10 µF 25 V électrolytique

D1 ..... 1N4148
D2 ..... UF4002
D3 ..... 1N4007
D4 ..... 1N4007
LCD ..... afficheur LCD 2 x 20

Q1 ..... BC557
Q2 ..... BC547
Q3 ..... BC547
Q4 ..... BC557
Q5 ..... BC547

U3 ..... PIC16F877
U4 ..... 74HC573
U5 ..... LM358
U6 ..... LM358

L1..... self 470 µH

Y1..... quartz 20 MHz

X1..... 2 borniers 2 pôles
X2..... 2 borniers 3 pôles
X8..... connecteur mâle à 90° pour nappe 2 x 13 fils
X9..... barrette mâle à 16 broches
X10 ..... barrette femelle 5 trous
JP ..... 6 cavaliers à deux broches mâles et à deux trous

Divers :

2 supports 2 x 4
1 support 2 x 10
1 support 2 x 20 double pas
1 nappe 26 fils avec connecteurs femelle/femelle
2 borniers 2 pôles pour les NTC
1 barrette mâle 3 broches
2 barrettes femelles à 16 trous

Sauf spécification différente, les résistances sont des 1/4 W 5%.

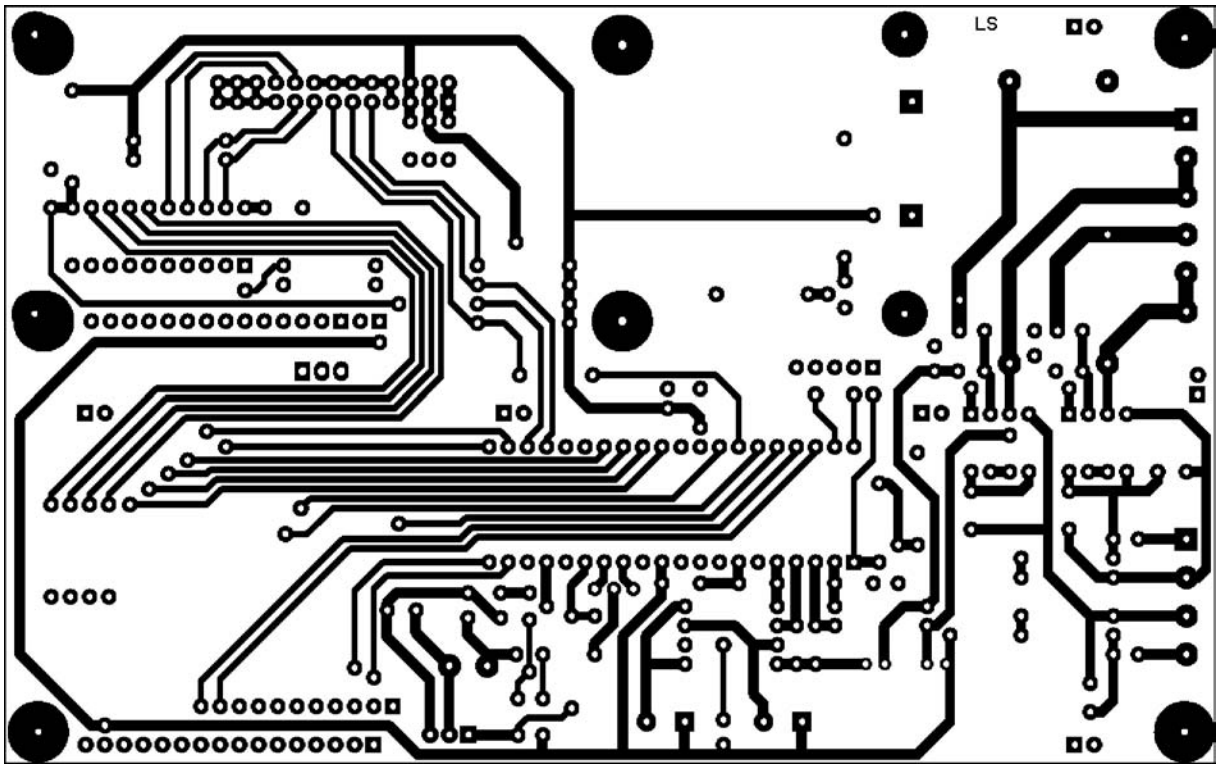


Figure 7b-1: Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé double face du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté soudures.

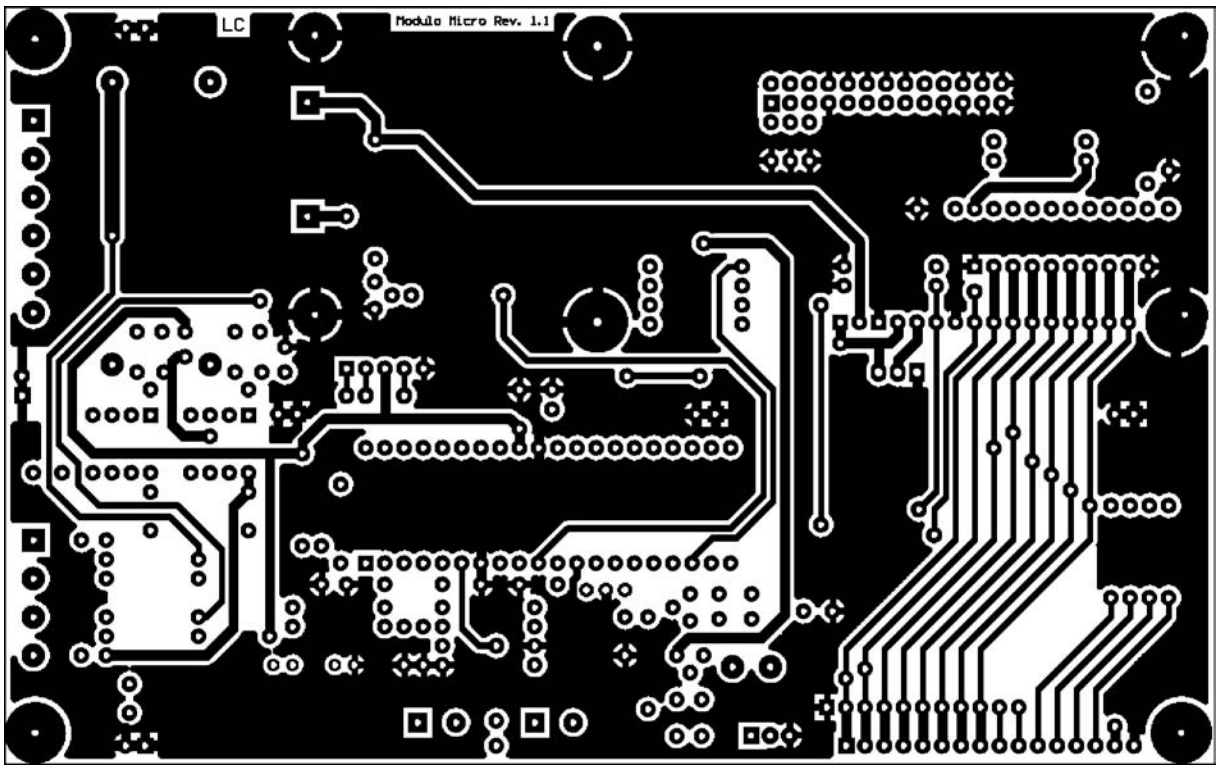


Figure 7b-2: Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé double face du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté composants.

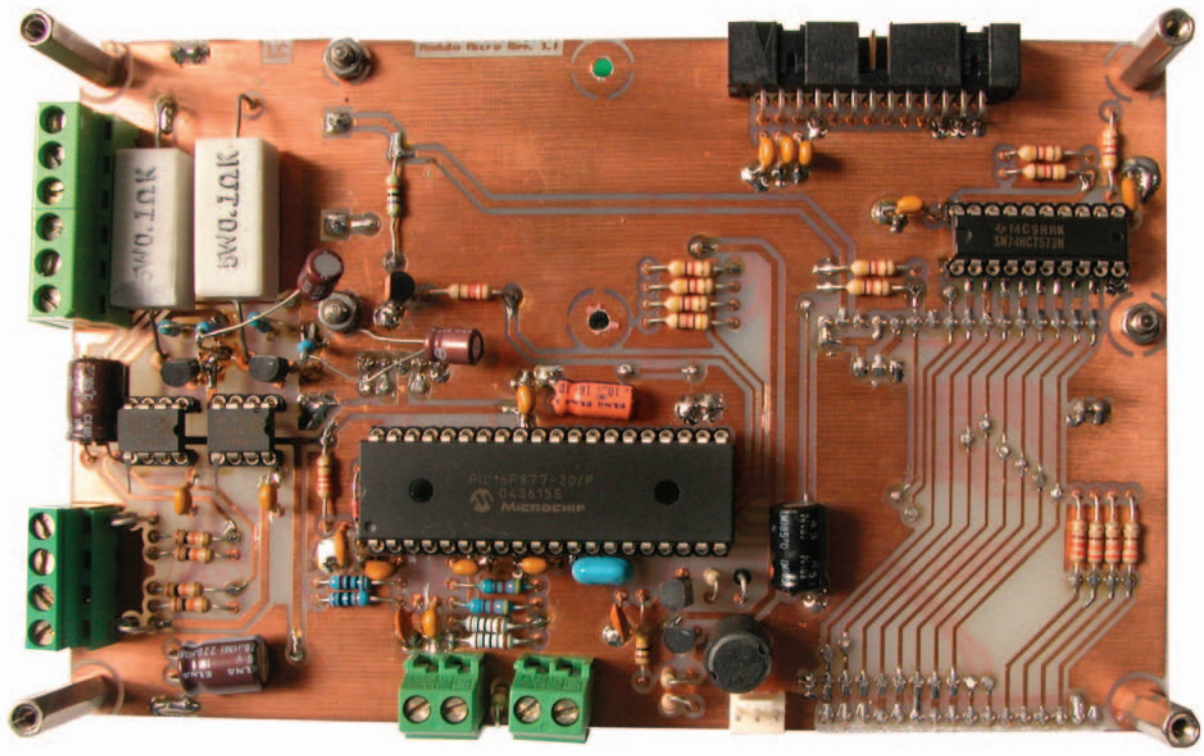


Figure 8a : Photo d'un des prototypes du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté composants.

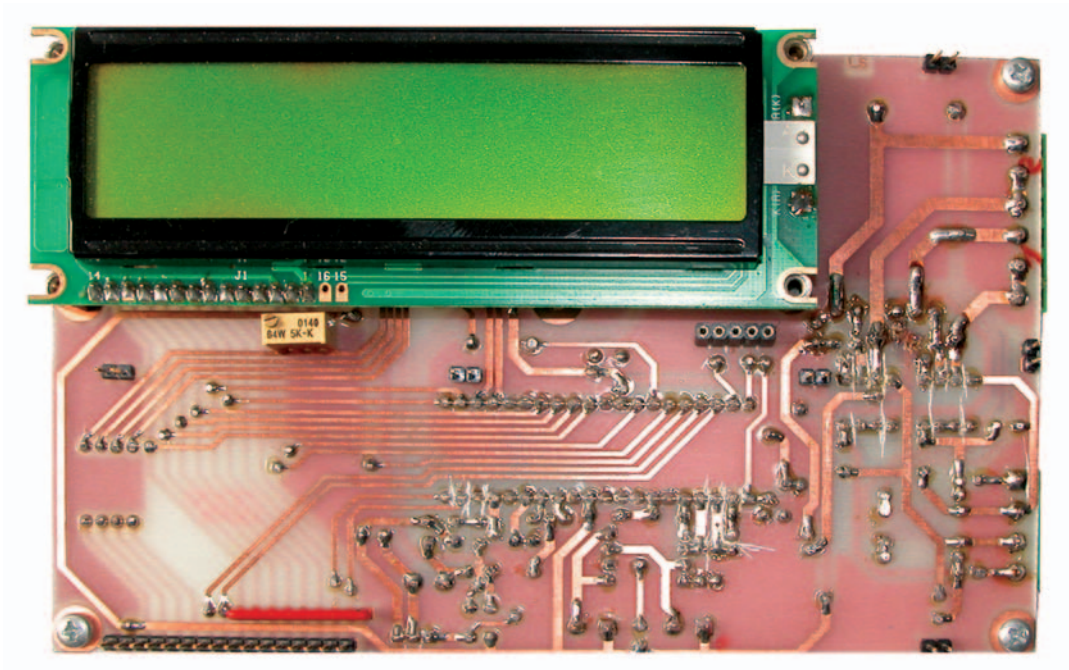


Figure 8b : Photo d'un des prototypes du Module microcontrôleur de l'alimentation de laboratoire professionnelle, côté afficheur LCD.

valeur acquise, une quantité "x" pour obtenir la valeur de courant correcte. Le micro est en mesure de lire et de visualiser des courant jusqu'à 5 A. Dans ce cas encore, ce sont deux "buffers" de mémoire indépendants qui permettent de mémoriser les seize valeurs acquises et, là encore, le PIC établit une moyenne. Le "buffer" se remplit de manière cyclique et, quand il est plein, il est effacé et récrit par dessus.

Comme le convertisseur A/N du PIC doit gérer deux sondes de température et deux de courant, nous avons décidé de le configurer afin qu'il puisse les satisfaire toutes les quatre (!) sans avoir à dégrader l'une ou l'autre mesure.

Les deux références Vref+ et Vref– sont prises à l'intérieur du PIC et en particulier Vref+ est égale à +5V et Vref– à GND. Il en découle que la résolution dans le convertisseur sera de :

Res = 5 V : 1024 = 4,88 mV.

Par conséquent les variations inférieures ne seront pas détectées. Parmi les huit canaux analogiques disponibles on n'en a utilisé que cinq ; les autres sont initialisés comme ports d'E / S numériques.

Figure 9 : Le programme résident.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du programme résident implémenté dans le microcontrôleur U3, nous décrivons ici une brève portion de code touchant l'initialisation et la gestion de l'interface série SPI. Pour initialiser correctement le périphérique, il est nécessaire de paramétrer adéquatement une série de bits présents dans les deux registres : SSPSTAT et SSPCON. En particulier SSPCON est le registre de contrôle du périphérique et SSPSTAT son registre d'état, les six bits les moins significatifs de ce registre sont accessibles en lecture seule. Les deux bits les plus significatifs sont, eux, en lecture et en écriture. Le code suivant montre comment paramétrer le registre SSPCON pour utiliser le périphérique SPI :

```
movlw SSPCON_MASK
movwf SSPCON
movlw SSPSTAT_MASK
call Set_Bank1_RAM
movwf SSPSTAT
call Set_Bank0_RAM
```

Les deux premières instructions servent à configurer le registre SSPCON et pour ce faire on utilise une constante, laquelle est d'abord chargée dans le registre "W" puis transférée dans le registre de destination. "SSPCON_MASK" est une constante (octet) contenant les paramètres des divers bits du registre. Ensuite, on doit configurer les deux bits les plus significatifs du registre SSPSTAT. La procédure est la même que pour le registre précédent (bien veiller au paramétrage de la banque de RAM avant de passer la valeur mémorisée en "W"). Le registre SSPSTAT se trouve dans la banque de RAM 1. La constante SSPCON_MASK contient le flux binaire suivant : quatre bits les moins significatifs (à partir de la droite) paramètrent le mode de fonctionnement du périphérique. Le PIC doit travailler en mode "MASTER" ou maître (le DAC sera l'esclave ou "SLAVE") à une vitesse de transmission égale à Fosc/16. Nous avons une vitesse de transmission de 312 kHz. Le cinquième bit (CKP) sert à identifier l'état de IDLE du périphérique. Pour nous le périphérique est dans l'état de IDLE quand l'horloge se trouve au niveau logique bas. Le sixième bit (SSPEN) habilite le périphérique SPI. Donc il configure les broches RC3, RC4, RC5 et RA5 comme broches du port série. Le septième bit (SSPOV) active/désactive le bit indiquant si le périphérique a débordé ("overflow"). Dans notre cas, le bit "d'overflow" est déshabilité. Le huitième bit (WCOL) active/désactive l'interception des collisions en écriture. Dans notre cas, les interceptions sont désactive.

En ce qui concerne le registre SSPSTAT, les bits intéressants à configurer sont seulement les deux bits les plus significatifs. La donnée à envoyer au périphérique est transmise un bit à la fois et pour ce faire on utilise un "shift register" (registre de décalage) lequel, à chaque coup d'horloge envoie en sortie sur le port série un bit de donnée. Le septième bit (CKE) sert à paramétrer si le bit est transféré sur le front de montée/descente de l'horloge. Dans notre cas, les bits de donnée sont transmis sur le front de montée de l'horloge. Le huitième bit (SMP) sert à décider si la donnée présente sur la broche SDI doit être échantillonnée à la fin de chaque bit transmis ou bien à la moitié du bit qu'on transmet. Dans notre cas, ce bit est paramétré à 1 pour un échantillonnage à la fin de la transmission de chaque bit.

Le bit le moins significatif du registre SSPSTAT (BF) sera utilisé pour tester la transmission complète des huit bits de donnée. La valeur logique "1" assure la transmission complète. En effet, si on charge simplement le registre SSPBUF on lance la transmission, durant laquelle le bit BF prend le niveau logique "0". Par conséquent :

0 0 1 0 0001 LSB MSB
1 1 000000 MSB LSB

pour comprendre que la transmission est terminée, il suffit de tester ce bit et d'attendre qu'il passe du niveau logique "0" au niveau logique "1". Ci-dessous nous donnons le code pour envoyer les deux octets à une des deux DAC présentes dans le AD7395. La routine "Vout_CH1_SPI" est appelée par le programme principal ("main") et à son tour elle appelle deux sous programmes ("subroutines") pour gérer la transmission de la donnée sur le périphérique SPI (Subroutine "Spi_CH1" et Subroutine "Output") :

```
Vout_CH1_SPI
call Spi_CH1 ; "routine" (programme) pour envoyer les deux octets de la donnée au DAC
bcf LDA ; les deux instructions suivantes habilitent le "latch" (verrou) A
call Output ; du DAC à acquérir la donnée envoyée
bsf SDA
call Output
return
Spi_CH1
bcf CS ; habilite le périphérique SPI du DAC
call Set_Bank1_RAM ; charge dans le registre de transmission SSPBUF
movf V_CH1_MSB,W ; l'octet le plus significatif de la donnée à envoyer
call Set_Bank0_RAM ; au DAC
movwf SSPBUF
call Set_Bank1_RAM
btfss SSPSTAT,0 ; attend que la transmission de l'octet le plus
```

```
goto $-1 ; significatif soit terminée
movf V_CH1_LSB,W ; charge dans le registre de transmission SSPBUF
call Set_Bank0_RAM ; l'octet le moins significatif de la donnée à envoyer
movwf SSPBUF ; au DAC
call Set_Bank1_RAM
btfss SSPSTAT,0 ; attend que la transmission de l'octet le moins
goto $-1 ; significatif soit terminée
call Set_Bank0_RAM
bsf CS ; désactive le périphérique SPI du DAC
return
```

Comme on peut le voir, la "routine" (programme) de transmission "Spi_CH1" est très simple. Tout d'abord on doit activer le périphérique, c'est-à-dire le DAC et pour ce faire on doit faire passer au niveau logique bas le Chip Select du périphérique (CS). Après quoi, il suffit de charger l'octet le plus significatif à transmettre dans le "buffer" de transmission SSPBUF et rester en boucle ("loop") dans l'attente de la fin de la transmission. Comme on l'a vu plus haut, il suffit de tester le "0" du registre SSPSTAT. Dès que la transmission de l'octet le plus significatif est achevée, on peut passer à l'octet le moins significatif.

Quand la transmission de l'octet le moins significatif est terminée, on remet le Chip Select au niveau logique haut. Quand la transmission des deux octets est terminée, il est nécessaire d'habiliter un des deux "latches" internes du DAC de manière à ce que la donnée soit transférée ou bien à la sortie 1 ou bien à la sortie 2 du DAC. Les deux bits d'habilitation (LDA et LDB) ne sont pas reliés directement au PIC mais connectés à la sortie du "latch" U4 (voir schéma électrique microcontrôleur).

Donc, pour piloter ces deux bits, il est nécessaire d'utiliser une variable d'état dans laquelle puissent être mémorisées les valeurs des divers bits de sortie ; cette variable est ensuite transmise au "latch", lequel transfère à son tour la valeur de la variable sur les sorties. La "routine" suivante transfère la valeur de la variable (Ostato1) au "latch" U4.

```
Output
bcf INTCON,GIE ; désactive toutes les interruptions
bsf RD1
nop
bsf RD2
movf OStato1,W
movwf PORTD
nop
bsf WR1 ; écris l'ETAT du LATCH U1 sur la LPF5_B.
nop
bcf WR1
nop
bsf INTCON,GIE ; active toutes les interruptions
return
```

La signification de la variable Ostato1 est la suivante :
Bit "0": Bit de contrôle latch A interne au DAC (LDA).
Bit "1": Bit de contrôle latch B interne au DAC (LDB).
Bit "2": Bit de contrôle relais 1.
Bit "3": Bit de contrôle relais 2.
Bit "4": Bit de contrôle LED (court-circuit canal négatif).
Bit "5": Bit de contrôle ON/OFF canal négatif.
Bit "6": Bit de contrôle LED (court-circuit canal positif).
Bit "7": Bit de contrôle ON/OFF canal positif.
Donc pour simplifier les opérations de paramétrage et de réinisialisation et rendre le code plus lisible, il faut donner un nom à chaque bit de la variable Ostato1.

```
#define LDA OStato1,0
#define LDB OStato1,1
#define Rele1 OStato1,2
#define Rele2 OStato1,3
#define LED_CC_CH2 OStato1,4
#define LED_ON_CH2 OStato1,5
#define LED_CC_CH1 OStato1,6
#define LED_ON_CH1 Ostato1,7
```

Ainsi, pour régler un bit, il suffira d'écrire :

```
bsf LDA
```

et pour réinitialiser :

```
bcf LDA
```

Nous avons été contraints d'utiliser cinq entrées analogiques, alors qu'en fait quatre suffisaient, parce qu le registre du PIC "ADCON1" ne peut être paramétré différemment. La cinquième entrée RA5 est à la masse GND.

L'alimentation des amplificateurs opérationnels

Deux mots maintenant sur l'alimentation des opérationnels utilisés pour la lecture du courant consommé par la charge: les tensions doivent être indépendantes et différentes de toutes celles produites par le transformateur de puissance; c'est la raison pour laquelle il faut utiliser un transformateur (de faible puissance) avec deux secondaires de 9 Vac chacun; les tensions seront redressées par une simple diode et lissées par un électrolytique. En particulier, D3 et C15 ou bien D4 et C18.

A la broche 8 des deux opérationnels arrive la tension positive et la broche 4 est à la masse, points A et B. De plus, comme le montre le schéma électrique, la tension stabilisée positive de l'alimentation est amenée à U5 à travers R27 et R31, tandis que les tensions négatives arrivent à U6 à travers R38 et R40. Ainsi, l'alimentation des opérationnels se déplace en fonction de l'évolution des tensions de sortie de l'alimentation.

Pour gérer les diverses lignes d'E / S nécessaires au fonctionnement du système, étant donné que les huit bits de bus ne sont pas suffisants pour gérer toutes les E / S, le PIC se sert d'une série de "latches" utilisée comme interface; les "latches" sont au nombre de trois, dont un présent sur le MM et les deux autres sur la platine interface comportant les poussoirs de gestion du système (MPSR). Résumons, nous avons besoin de:

- un bus à 8 bits; nous utilisons en entier le PORTD du PIC;
- trois broches de contrôle pour préparer les "latches" (RB3, RB4 et RB5);
- deux broches de contrôle pour gérer un des deux modèles d'afficheur LCD que l'on peut choisir.

Au total, nous avons besoin de 13 broches de contrôle pour gérer 24 points d'E / S, plus l'afficheur LCD.
Sur la MM se trouve un seul des trois "latches", auquel sont reliés les signaux de sortie suivants: LDA (sélectionne le "buffer" de mémoire canal 1 du DAC), LDB (sélectionne le "buffer" de mémoire canal 2 du DAC), Relais 1 (pilote le relais pour activer la sortie du canal positif de l'alimentation), Relais 2 (pilote le relais pour activer la sortie du canal négatif de l'alimentation), LED CH2– CC (indication court-circuit sur canal négatif), LED CH2– ON (indication sortie négative active), LED CH1+ CC (indication court-circuit sur canal positif) et, enfin, LED CH1+ ON (indication sortie positive active).

Le "latch" présent sur la platine MM est piloté par la broche RB3: quand cette dernière prend le niveau logique haut, ce qui est présent sur le bus à 8 bits est reporté sur les sorties du "latch" (Q0 à Q7).
Naturellement, le programme résident doit avoir précédemment préparé les données à transporter vers les sorties avant d'activer le "latch". Dans le programme résident des registres de mémoire où mémoriser les états des sorties et des entrées ont été prévus; le micro travaille sur ces registres et non directement sur le port PORTD. Les deux "latches" d'entrée destinés à la lecture des poussoirs sont contrôlés par le PIC au moyen de ses lignes RB4 et RB5; les signaux d'habilitation des "latches" sont activés au niveau logique bas et donc en mettant à zéro l'un des deux il est possible de lire l'état des poussoirs reliés au circuit intégré correspondant.
Notez à ce sujet que les lignes ne peuvent ni ne doivent être activées en même temps, dans le cas contraire il y aurait un conflit sur le bus et les "latches" pourraient être endommagés; en effet, si la sortie de l'un produit le 1 logique alors que l'autre a sa sortie à 0, ce dernier court-circuite le premier.

Quant à l'afficheur LCD, il a besoin de deux lignes d'E / S pour contrôler les broches RS et E; la première sert à distinguer si l'information présente sur le bus est une donnée ou une instruction, alors que la broche E sert à habiliter l'afficheur LCD à la réception des données.

Naturellement, l'afficheur LCD doit être habilité à recevoir les données seulement quand les trois "latches" sont en haute impédance, c'est-à-dire non habilités. Pour régler le contraste de l'afficheur, on se sert du trimmer multitour R2.

Sa réalisation pratique

Le grand circuit imprimé rectangulaire de la platine MM est encore un double face (réalisez-le à partir des dessins à l'échelle 1:1 de la figure 7b-1 et 2, sans oublier les connexions entre les deux faces).

Quand vous l'avez devant vous (voir figures 7a, 8a et 8b et liste des composants), commencez par enfoncer puis souder (côté composants) les 4 supports de circuits intégrés (dont celui du PIC, U3, le plus grand) et le connecteur double X8, puis (côté cuivre) les autres connecteurs barrettes X9, X10, la barrette support de la petite platine LCD et les 6 JP (cavaliers).

Vérifiez soigneusement vos soudures sur les deux faces (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée). Montez ensuite (côté composants) tous les composants bas (résistances, condensateurs, diodes, self, quartz, transistors) et terminez par les deux résistances de 5 W (à maintenir à 2 ou 3 mm de la surface), les 4 borniers et le connecteur allant au ventilateur; les électrolytiques sont montés couchés afin de ne pas gêner l'insertion des modules sur la carte-mère. Prenez alors la platine côté soudures ou cuivre et montez le réseau de résistances RN1 et le trimmer multitour (vérifiez qu'aucun des connecteurs n'a été oublié).

Revenez vers la face "composants", fixez les quatre entretoises hexagonales métalliques et insérez le PIC et les trois autres circuits intégrés dans leurs supports en respectant bien l'orientation de leurs repère-détrompeurs en U. Ne les cherchez pas sur les figures, les deux NTC se montent sur le dissipateur et leurs fils aboutissent aux borniers "R32 et R33". Enfin, côté soudures ou cuivre, insérez la petite platine du LCD dans son support à 16 trous (fixez-la à l'aide de quatre entretoises). Faites toutes les vérifications d'usage, deux ou trois fois. Réservez cette platine: elle recevra le MPSR en superposition avant d'être montée derrière la face avant.

A suivre

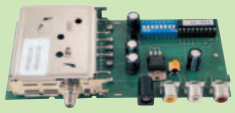
Dans la troisième partie nous terminerons l'analyse des schémas électriques et les réalisations de la dernière platine MPSR et du simulateur servant à régler les capteurs de température. Pour finir, nous monterons tout cela dans un boîtier adéquat et procèderons aux réglages et aux essais. En attendant ce rendez-vous de septembre, bon travail estival avec les platines que nous venons d'aborder.

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire cette alimentation de laboratoire professionnelle ETALI est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés et les programmes sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip ◆

ÉMETTEUR 1,2 & 2,4 GHz



Nouveau 1.2 GHz
1.255 GHz 1 Watt



EMETTEUR 1.2 & 2,4 GHz 20, 200 et 1000 mW

Alimentation :13,6 VDC. 4 fréquences en **2.4 GHz :2,4 - 2,427 - 2,454 - 2,481 GHz** ou 8 fréquences en **1.2 GHz 20 mW: 1,112 - 1,139 - 1,193 - 1,220 - 1,247 - 1,264 - 1,300 GHz** ou 4 fréquences en **1.2 GHz 1 W: 1,120 - 1,150 - 1,180 - 1,255 GHz**. Sélection des fréquences : dip-switch. Stéréo : audio 1 et 2 (6,5 et 6,0 MHz). Livré sans alim ni antenne.

TX2-4G ..... Emetteur 2,4 GHz 4 c monté 20 mW .... 39,00 €
TX2-4G-2-... Emetteur monté 4 canaux 200 mW .... 99,00 €
TX1-2G ..... Emetteur 1,2 GHz 20 mW monté 4 canaux ..... 38,00 €
TX1-2G-2-... Emetteur 1,2 GHz monté 1 W 4 canaux ..... 99,00 €

VERSION 256 CANAUX

Ce petit kit se monte sur les emetteurs TX2.4G et TX1.2G et permet d'augmenter leur nombre de canaux à 256. Le pas est de 1 MHz et la sélection des canaux se fait par dip-switch. Fréquences de départ : 2,3 pour les versions TX2,4G et 1,2 pour les TX 1,2G Cette extension est vendue sans l'emetteur.

TEX1.2 ..... Kit extension 1,2 à 1,456 GHz..... Promo .....19,80 €
TEX2.3 ..... Kit extension 2,3 à 2,556 GHz..... Promo .....19,80 €

RÉCEPTEUR 4 CANAUX 1,2 & 2,4 GHz

Alimentation : 13,6VDC. 4 fréquences en **2.4 GHz :2,4 - 2,427 - 2,454 - 2,481 GHz** ou 8 fréquences en **1.2 GHz : 1,112 - 1,139 - 1,193 - 1,220 - 1,247 - 1,264 - 1,300 GHz**. Sélection des fréquences : dip-switch pour le 1,2 GHz et par poussoir pour les versions 2,4 GHz. Stéréo : audio 1 et 2 (6,5 et 6,0 MHz). Fonction scanner pour la version 1.2 GHz. Livré sans alimentation ni antenne.

RX2-4G.....Récepteur monté 2.4 GHz 4 canaux..... ..... 39,00 €
RX1-2G.....Récepteur monté 1.2 GHz 4 canaux..... 38,00 €

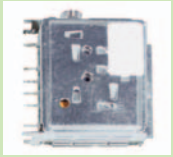
VERSION 256 CANAUX



Ce petit kit se monte sur les récepteurs RX2.4G et RX1.2G et permet d'augmenter leur nombre de canaux à 256. Le pas est de 1 MHz et la sélection des canaux se fait par dip-switch. Fréquences de départ au choix: 2,3 pour les versions RX2,4G et 1,2 pour les RX 1,2G Cette extension est vendue sans l'emetteur.

REX1.2..... Kit extension 1,2 à 1,456 GHz..... Promo .....19,80 €
REX2.3..... Kit extension 2,3 à 2,556 GHz..... Promo .....19,80 €

MODULES RX 2,4 GHz & MODULES TX 2,4 GHz



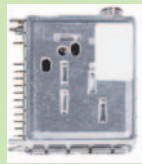
Module RX programmable en I2C-BUS entre 2 et 2,7 GHz ou 1.1 et 1.6 selon la version; alimentation 12 V.

RX24MOD Module 2.4 G.....~~30,00~~ € Promo.....25,00 €.

Module TX d'environ 20 mW programmable en I2C-BUS entre 2 et 2,7 GHz ou 1.1 et 1.6 selon la version; alimentation 12 V.

TX24MOD Module 2.4 G 20 mW.....~~27,00~~ € Promo.....22,00 €

TX24MOD2 Module 2.4 G 200 mW.....~~87,00~~ € Promo.....72,00 €



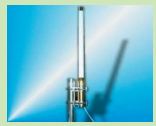
Cette antenne directive patch offre un gain de 8,5 dB. Elle s'utilise en réception aussi bien qu'en émission et permet d'augmenter considérablement la portée des dispositifs RTX travaillant sur des fréquences. Ouverture angulaire : 70° (horizontale), 65° (verticale). Gain : 8,5 dB. Connecteur de sortie : SMA femelle. Impédance : 50 Ω. Dim. :90x 120 x 20 mm. Poids : 130 g. Puissance max.: 100 Watts



ANT-8080N ..... Antenne patch ..... 52,00 €
CORDON/C ..... Câble SMA Male / SMA Male ..... 9,90 €

ANTENNE GP24001 POUR 2.4 GHz

OMNI. POLAR. VERTICALE, GAIN 8 DBI, HAUTEUR 39 CM.
99,50 €



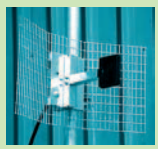
ANTENNES "BOUDIN" 2,4 GHZ & 1,2



ANT-STR..... Ant. droite 2.4 GHz.. 6,00 €
ANT-2G4 ..... Ant. coudée 2.4 GHz 7,00 €
ANT-STR12 Ant. droite 1.2 GHz... 7,00 €

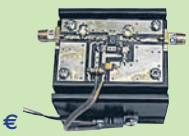
PARABOLES GRILLAGÉES 2,4 GHZ,

acier inoxydable, connecteur N mâle, puissance max. 50 W, impédance 50 Ω.
ANT SD15, gain 13 dBi, dim. : 46 x 25 cm, 2,5 kg .....**37,00 €**
ANT SD27, gain 24 dBi, dim. : 91 x 91 cm, 5 kg .....**69,00 €**



AMPLI 1,3 W 1,8 à 2,5 GHz

Alimentation : 9 à 12 V.
Gain : 12 dB. P. max. : 1,3 W. F. in : 1 800 à 2 500 MHz.
AMP2-4G-1W…Livré monté et testé ..... 135,70 €



TX/RX 2.4 GHZ AVEC CAMERA COULEUR

Ensemble émetteur récépteur audio/vidéo offrant la possibilité (à l'aide d'un cavalier) de travailler sur 4 fréquences différentes dans la bande des 2,4 GHz . Portée en champs libre: 200 à 300 mètres. Entrée audio : 2 Vpp max. antenne. Existe en trois versions différentes pour la partie emettrice. L'émetteur miniature intégre une caméra CCD couleur Chaque modèle est livré complet avec un émetteur, un recepteur, les antennes et les alimentations







ER245..... Dim TX (44 x 56 mm); Alim 5 à 8 V Poids 200 g puissance 10 mW .....125,00 €
ER242..... Modèle ultra léger: Dim TX (23x23x23 mm),alim 5 à 8 V et poids 10 g, puissance 10 mW.....125,00 €
ER226..... Moniteur 5.6"LCD PAL/NTNC,Télécommande, alim 12VDC ou 230 AC.....175,00 €
ER124..... Moniteur 7"LCD PAL/NTNC/SECAM,Télécommande, alim 12VDC ou 230 AC .....250,00 €

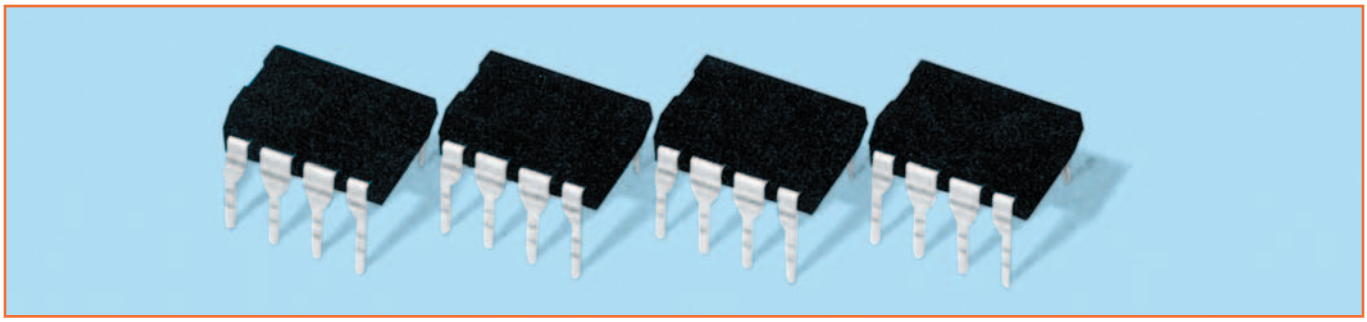
COMELEC
CD 908 - 13720 BELCODENE
WWW.comelec.fr
Tél. : 04 42 70 63 90 Fax : 04 42 70 63 95

Expéditions dans toute la France. Moins de 5 kg : Port 8,40 €. Règlement à la commande par chèque, mandat ou carte bancaire. Bons administratifs acceptés. Le port est en supplément. De nombreux kits sont disponibles, envoyez votre adresse et cinq timbres, nous vous ferons parvenir notre catalogue général.

Photos non contractuelles. Publicité valable pour le mois de parution. Prix exprimés en euro toutes taxes comprises. Sauf erreurs typographiques ou omissions.
Création COMELEC 06/2005

Schémas à base de circuits intégrés NE602

Le circuit intégré NE602 est un mélangeur équilibré efficace pouvant être utilisé dans les récepteurs superhétérodynes dans les gammes HF-VHF-UHF ou même pour réaliser d'excellents convertisseurs ou des instruments de mesure ; ce circuit intégré est en effet capable de travailler jusqu'à environ 500 MHz. Cet article vous propose une douzaine d'exemples d'applications.



Voici en effet un article tout entier dédié au circuit intégré NE602 –un peu moins connu que le légendaire NE555, mais tout de même le plus remarquable des "seconds rôles" : ce "mixer" (mélangeur) est doté d'une sortie symétrique et il contient un oscillateur en mesure de travailler jusqu'à 200 MHz ; son entrée, elle-même symétrique peut amplifier 5,6 fois n'importe quel signal jusqu'à une fréquence de 500 MHz. Son boîtier est un 2 x 4 broches (voir figure 1) et ce composant trouve sa place naturelle dans les récepteurs radio couvrant toutes les fréquences jusqu'à l'UHF (0,5 GHz) mais aussi dans les convertisseurs et les appareils de mesure, jusqu'à cette même limite du demi GHz bien sûr. Voici ses caractéristiques :

Caractéristiques techniques du circuit intégré NE602

Tension d'alimentation ..... de 5 à 8 V
Courant consommé ..... de 2,4 à 2,8 mA
Fréquence maximale d'entrée..... 500 MHz
Amplitude min du signal d'entrée ..... 0,3 µV
Amplitude max du signal d'entrée ..... 300 mV
Fréquence max de l'oscillateur ..... 200 MHz
Gain moyen..... 15 dB
Impédance d'entrée ..... 1, 5 k
Impédance de sortie..... 1,5 k.

Comment l'utiliser

Avant de vous présenter les schémas d'applications, nous devons vous expliquer (vocation de didacticiens oblige ! Eh oui, même en été...) comment fonctionne un mélangeur équilibré. Aux broches du mélangeur (broches 4 et 5) on relie un circuit accordé MF (moyenne fréquence), à 455 kHz (c'est une des fréquences standards, utilisée en ondes moyennes) ou à 10,7 MHz (en OC, en VHF et en UHF). La MF peut avoir une fréquence non standard, par exemple 15-30-100 MHz, mais on s'efforce normalement de choisir 455 kHz ou 10,7 MHz car on trouve, pour ces fréquences, des selfs, des transformateurs sous blindages et avec noyaux réglables et des filtres céramiques tout prêts, normalisés.

Sur les broches 7 et 6 de l'étage oscillateur, on monte une autre self laquelle, en fonction de sa valeur en µH ou mH détermine une fréquence précise qui sera ensuite convertie sur la valeur de la MF choisie. Supposons une MF à 10,7 MHz (4-5) et une self reliée à l'oscillateur (7-6) produisant une fréquence de 42 MHz: le mélangeur convertit la fréquence appliquée broches 1 et 2 en une fréquence égale à :

F osc + MF ou bien F osc – MF.

Par conséquent, en prenant les valeurs de ce premier exemple, les deux fréquences que nous pourrions convertir sur la MF à 10,7 MHz sont :

42 + 10,7 = 52,7 MHz et 42 – 10,7 = 31,3 MHz.

Si on a besoin d'une fréquence de 52,7 MHz, on doit accorder l'étage d'entrée (1-2) avec une self accordée sur 52,7 MHz et si c'est une fréquence de 31,3 MHz qui nous intéresse, la self de l'étage d'entrée doit être accordée sur 31,3 MHz.

Les broches 1-2 des entrées

Dans le schéma de la figure 2, le signal HF est appliqué sur la broche 1 à travers un condensateur céramique C1 de 2,2 nF ; on a relié la broche 2 à la masse à travers un condensateur céramique C2 de 10 nF.

Etant donné que sur l'entrée ne se trouve aucun circuit accordé, nous trouverons à la sortie de la MF une fréquence convertie sur ces valeurs :

F osc + MF ou bien F osc – MF.

Pour entrer par les broches 1-2 avec un signal accordé sur une fréquence bien précise, nous devons réaliser le circuit de la figure 3 : il utilise une self L1 accordée sur la fréquence désirée par le condensateur ajustable C2. Le schéma de la figure 4 est une variante de celui de la figure 3 : en effet, sur la self L1 on a bobiné les 2 à 3 spires de L2 que nous relierons aux broches 1-2.

Supposons que le condensateur ajustable ait une capacité maximale de 100 pF, nous pouvons calculer la valeur inductive Z de L1 en µH en utilisant la formule :

$$Z = 25\,300 : F^2 \times C2$$

Z étant en µH, F en MHz et C en pF.

Pour s'accorder sur la fréquence de 52 MHz nous choisissons une valeur Z de L1 égale à :

$$Z = 25\,300 : 52^2 \times 60 = 0{,}155\ \mu H.$$

Note : nous avons inséré pour C2 une valeur de 60 pF, soit la moitié de la capacité maximale d'un 100 pF afin de compenser les capacités parasites.

Supposons que dans le circuit une capacité parasite de 20 pF soit présente, la valeur que C2 peut prendre ira de 30-40 pF à 120-130 pF et donc pour savoir sur quelle fréquence notre circuit d'accord pourra s'accorder, nous nous servirons de la formule :

$$F = 159 : \sqrt{ZxC2}$$

Z étant en µH, F en MHz et C en pF.

Le circuit s'accordera donc sur les fréquences allant de :

$$F = 159 : \sqrt{0.155 \times 30} = 73\ MHz$$

à

$$F = 159 : \sqrt{0.155 \times 130} = 35\ MHz.$$

Si nous voulons réaliser un circuit s'accordant sur la fréquence de 31 MHz, nous devrons choisir pour L1 une valeur :

$$Z = 25\,300 : 31^2 \times 60 = 0{,}438\ \mu H.$$

Le circuit s'accordera donc sur les fréquences allant de :

$$F = 159 : \sqrt{0.438 \times 30} = 43\ MHz$$

à

$$F = 159 : \sqrt{0.438 \times 130} = 21\ MHz.$$

Si vous voulez un circuit d'accord variable, prenez le schéma électrique de la figure 5. La self d'accord L1 est en parallèle avec deux diodes varicap DV1-DV2 et ce circuit accordé est relié à la broche 1. Pour faire varier la capacité des varicap nous leur appliquons une tension variable prélevée sur le potentiomètre multitour R1 de 10 k. Pour connaître la valeur de L1 (une simple self HF faisant l'affaire), on se sert de la formule :

$$Z = 25\,300 : F^2 \times C$$

Z étant en µH, F en MHz et C en pF.

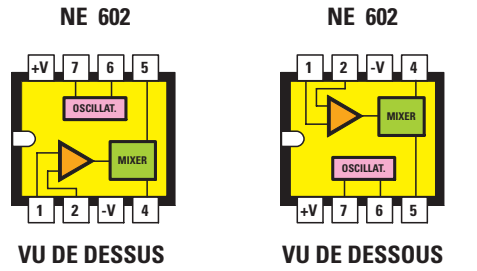
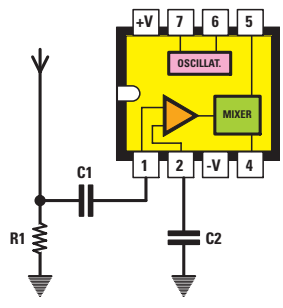
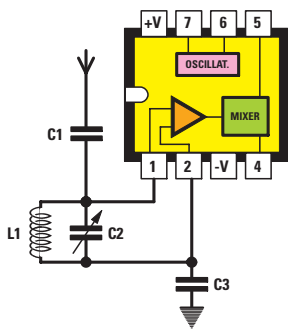


Figure 1 : Schéma synoptique interne et brochages vus de dessus (à gauche) et de dessous (à droite) du circuit intégré NE602 dont cet article propose de nombreux schémas d'applications.



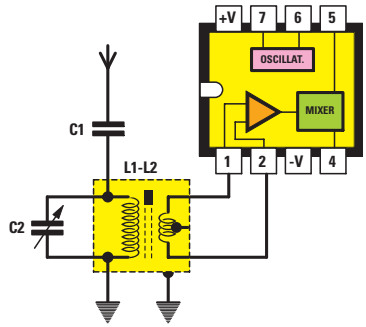
R1 ..... 10 k
C1..... 2,2 nF céramique
C2..... 10 nF céramique
IC NE602

Figure 2 : Un signal HF, prélevé sur un générateur ou une antenne, est relié à la broche 1 à travers un condensateur C1 de 2,2 nF ; la broche opposée 2 est à la masse à travers un condensateur de 10 nF.



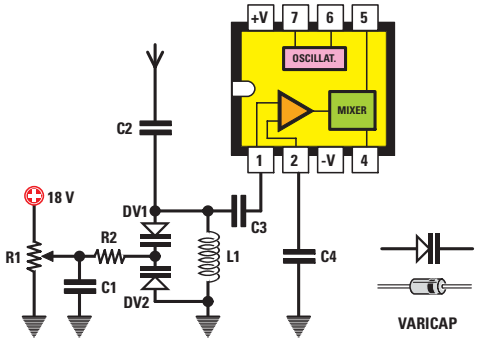
C1..... 47 pF céramique
C2..... 100 pF céramique
L1 ..... self d'accord
IC NE602

Figure 3 : Variante du circuit précédent pour entrer dans les broches 1-2 avec un signal accordé sur une fréquence bien précise. Pour calculer la valeur Z en µH de la self L1, voir la formule dans le texte de l'article.



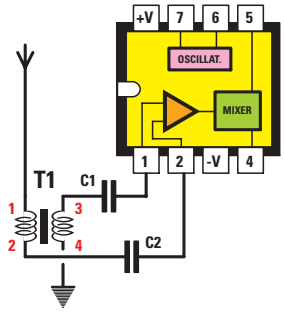
C1 .. 47 pF céramique
C2 .. 100 pF condensateur ajustable
L1... self d'accord
L2... self de couplage de 2 ou 3 spires
IC.... NE602

Figure 4 : Pour entrer dans les broches 1-2 avec un signal symétrique, on peut bobiner sur la self d'accord L1 une L2 de 2 ou 3 spires. Si les selfs sont protégées par un blindage métallique, vous devez le relier à la masse directement. La valeur Z de la self L1 peut se calculer à l'aide des formules données dans le texte de l'article.



R1 ..... 10 k potentiomètre multitour
R2 ..... 100 k
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 47 pF céramique
C3 ..... 2,2 nF céramique
C4 ..... 10 nF céramique
L1 ..... self d'accord
DV1-DV2 ..... diodes varicap
IC NE602

Figure 5 : Pour accorder la self L1 au moyen des varicap, utilisez ce circuit. Ici aussi, pour calculer la valeur Z de la self L1 en fonction de la fréquence, retrouvez les formules dans le texte de l'article.



C1 ..... 1 nF
C2 ..... 1 nF
T1 ..... voir figure 7
IC NE602

Figure 6 : Si vous souhaitez réaliser une entrée à large bande fixe (non accordable), utilisez un noyau de ferrite (voir figure 7) ; quand vous connectez les enroulements, qui sont en opposition de phase, n'intervertissez pas les extrémités 1-3 et 2-4.

N'oubliez pas que nous relions deux varicap aux extrémités de L1 et que donc leur capacité est divisée par deux : avec deux varicap de 40 pF, cela fera 40 : 2 = 20 pF, capacité à laquelle il faudra ajouter les capacités parasites (10-11 pF environ) ; la valeur minimale sera donc de 15 pF environ et la maximale de 32 pF environ et par conséquent si nous insérons dans le circuit une L1 de 1 µH, ce circuit s'accordera de :

159 : $\sqrt{1 \times 15}$ = 41 MHz

à

152 : $\sqrt{1 \times 32}$ = 28 MHz.

Si vous préférez réaliser un circuit à large bande, prenez le schéma de la figure 6 : à l'intérieur des 2 trous du noyau de ferrite de la figure 7, bobinez 2 spires d'une paire isolée ; à l'extrémité du premier enroulement marquée 1 on connecte l'antenne et à l'autre marquée 2 le condensateur C2 de 1 nF, ce dernier étant à son tour relié à la broche 2 du NE602 ; l'extrémité du second fil marquée 3 est connectée au condensateur C1 de 1 nF allant à la broche 1 et l'autre marquée 4 à la piste de masse.

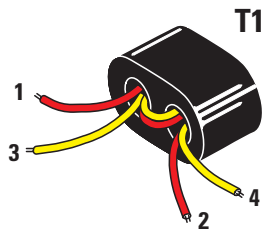


Figure 7 : Sur le noyau de ferrite à deux trous T1, bobinez 2 spires pour L1 comme pour L2 en utilisant deux fils isolés de couleurs différentes (cela vous permettra ensuite de distinguer les extrémités 1-2 de L1 et 3-4 de L2). Pour le montage de ce transformateur T1 dans le circuit, voir figure 6.

La figure 8 donne une variante de ce circuit : il utilise aussi un noyau de ferrite à deux trous, mais le premier enroulement est à 1 spire (extrémités marquées 1-1) et le second à 3 spires (extrémités marquées 2-2). Pour ces enroulements, on utilise aussi deux fils fins isolés (peu importe le diamètre). Le fil 1 est relié par une extrémité à l'antenne et par l'autre à la masse. Le fil 2 est relié par ses deux extrémités aux deux broches 1 et 2.

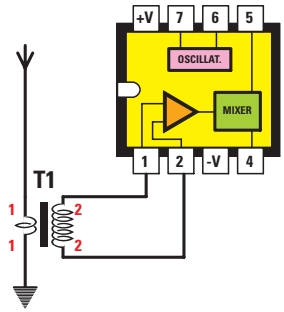


Figure 8 : Toujours avec un noyau de ferrite à deux trous (voir figure 9), on peut réaliser une entrée à large bande en bobinant 1 spire pour le primaire (1-1) et 3 spires pour le secondaire (2-2). Pour ce circuit, il n'est pas nécessaire de respecter le début et la fin des deux enroulements.

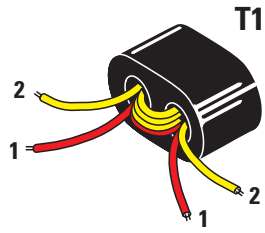


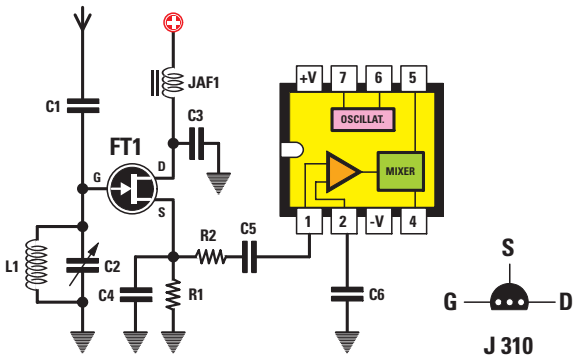
Figure 9 : L'enroulement primaire à 1 spire est bobiné dans les deux trous (1-1), ainsi que le secondaire à 3 spires (2-2). Afin de ne pas confondre le primaire à 1 spire et le secondaire à 3 spires, utilisez des fils fins isolés de couleurs différentes.

Pour augmenter le gain du NE602 on peut monter un FET J310 comme le montre la figure 10 : à l'entrée du FET nous montons un circuit d'accord L1/C2 (self L1 / condensateur ajustable C2) ; à la place du condensateur ajustable nous pouvons monter en parallèle avec L1 deux varicap et, pour faire varier l'accord (c'est-à-dire la fréquence de résonnance) on fera varier la tension de polarisation des varicap avec un potentiomètre de 10 k.

Les broches 6-7 de l'oscillateur

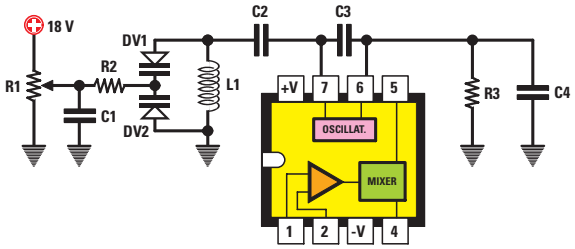
Le schéma de la figure 11 sera utilisé par ceux qui veulent faire varier la fréquence de l'oscillateur : la self d'accord L1 avec deux varicap DV1-DV2 en parallèle est reliée à la broche 6 à travers le condensateur céramique C2 dont la capacité est à choisir entre 330 et 470 pF.

Si on veut faire osciller ce circuit sur des fréquences supérieures à 30 MHz, nous devrons expérimentalement réduire la capacité des deux condensateurs C3 et C4 jusqu'à 10 à 22 pF. Pour faire varier la capacité des



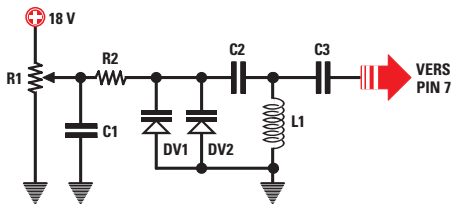
R1 ..... 1 k
R2 100
C1 ..... 33 pF céramique
C2 ..... 100 pF céramique
C3 ..... 10 nF céramique
C4 ..... 33 pF céramique
C5 ..... 1 nF céramique
C6 ..... 1 nF céramique
JAF1 ..... self de choc HF
L1 ..... self d'accord
FT1 ..... FET J310
IC NE602

Figure 10 : Avant de passer aux schémas des étages oscillateurs nous vous proposons ce dernier étage d'entrée utilisant un FET J310 doté d'un circuit accordé qui augmente la sensibilité du NE602. Le circuit d'entrée L1/C2 est calculé à l'aide des formules que l'on trouve dans le texte de l'article. Voir le brochage du FET vu de dessous.



R1 ..... 10 k potentiomètre
R2 ..... 100 k
R3 ..... 2,2 k
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 470 pF céramique
C3 ..... 33 pF céramique (voir texte)
C4 ..... 68 pF céramique (voir texte)
DV1-DV2 ..... diodes varicap
L1 ..... self d'accord
IC NE602

Figure 11 : Schéma électrique d'un étage oscillateur à accord variable utilisant à la place d'un condensateur ajustable, en parallèle avec L1, une paire de varicap. Pour accorder l'entrée sur la fréquence désirée, il suffit de faire varier l'inductance Z de L1 et celle des varicap DV1-DV2.



R1 ..... 10 k potentiomètre
R2 ..... 100 k
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 10 nF céramique
C3 ..... 470 pF céramique
DV1-DV2 ..... diodes varicap
L1 ..... self d'accord
IC NE602

Figure 12 : Pour doubler l'excursion de l'accord variable, il suffit de mettre en parallèle 2 varicap, comme le montre la figure ; ces varicap sont reliées à la self d'accord L1 à travers C2 (10 nF).

varicap on utilise une tension variable prélevée sur le curseur d'un potentiomètre multitour R1 de 10 k.
Pour connaître la valeur inductive de L1 quand on veut engendrer une fréquence déterminée, on se sert de la formule :

Z = 25 300 : F² x C,

Z étant en µH, F en MHz et C en pF.

Rappelons qu'en montant deux varicap en série on divise leur capacité par deux : si nous avons choisi deux varicap de 40 pF chacune, en série elles auront une capacité totale de 20 pF, à laquelle nous devrons toutefois ajouter les capacités parasites (10-12 pF) dues à la connexion à la self et au support du circuit intégré. La capacité minimale sera de quelque 22 pF et la maximale de 20+12=32 pF environ. Si nous insérons dans cet oscillateur une self L1 de 4,7 µH, ce circuit s'accordera de :

159 : $\sqrt{4.7 \times 22}$ = 15,6 MHz

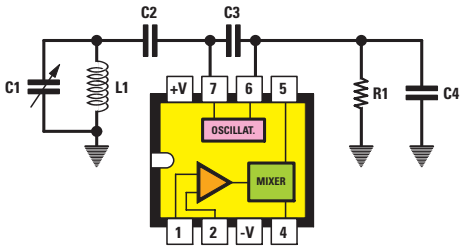
à

152 : $\sqrt{4.7 \times 32}$ = 12,9 MHz.

Connaissant la fréquence engendrée par l'oscillateur, nous pourrons calculer quelle fréquence sera convertie sur la valeur de la MF. Si on prend comme MF la valeur normalisée de 10,7 MHz (pin 4-5), sachant que l'oscillateur produit une fréquence de 15,6 à 12,9 MHz, le mélangeur convertira sur ce 10,7 MHz les fréquences entrant par les broches d'entrée 1 et 2 égales à :

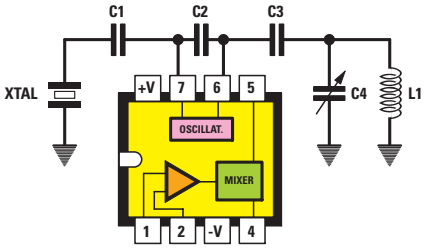
F osc + MF ou bien F osc – MF.

Par conséquent, en prenant les valeurs de cet exemple, sur les broches d'entrée 1 et 2 nous pourrons appliquer



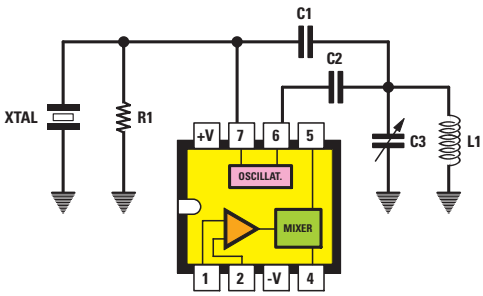
R1 ..... 2,2 k
C1 ..... 100 pF céramique
C2 ..... 470 pF céramique
C3 ..... 33 pF céramique (voir texte)
C4 ..... 68 pF céramique (voir texte)
L1 ..... self d'accord (voir texte)
IC NE602

Figure 13 : Pour réaliser un oscillateur à accorder sur une fréquence fixe, on peut monter en parallèle à L1 un petit condensateur ajustable de 100 pF. Si ce circuit doit osciller sur des fréquences inférieures à 30 MHz, il faut augmenter expérimentalement la capacité des deux condensateurs C3 et C4 en les faisant passer de 33-68 pF à 100-220 pF.



C1 ..... 100 pF céramique
C2 ..... 33 pF céramique (voir texte)
C3 ..... 1 nF céramique
C4 ..... 100 pF condensateur ajustable
L1 ..... self d'accord (voir texte)
XTAL ..... quartz overtone
IC NE602

Figure 14 : Pour faire osciller le NE602 avec un quartz, il suffit de relier ce dernier à la broche 7 à travers un condensateur C1 de 100 pF et de monter entre la broche 6 et la masse un circuit d'accord C4/L1 accordé sur la fréquence du quartz. Pour calculer l'inductance Z de L1, utilisez les formules indiquées dans le texte de l'article.



R1 ..... 22 k
C1 ..... 1 nF céramique
C2 ..... 33 ou 46 pF céramique
C3 ..... 100 pF condensateur ajustable
L1 ..... self d'accord (voir texte)
XTAL ..... quartz overtone
IC NE602

Figure 15 : Voici une variante que vous pouvez utiliser pour faire osciller le NE602 sur la fréquence d'un quartz ; ce dernier, avec R1 en parallèle, est directement relié à la broche 7 et on monte sur la broche 6, à travers un condensateur C2, un circuit d'accord C3/L1 accordé sur la fréquence du quartz.

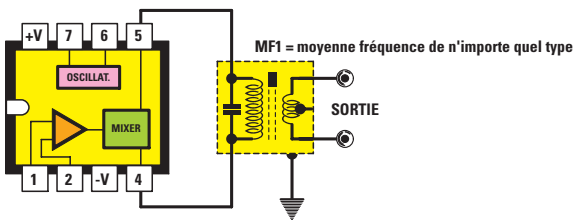


Figure 16 : Pour prélever à la sortie du NE602 un signal symétrique, il suffit d'appliquer sur les broches 4 et 5 le primaire d'une MF de 455 kHz ou de 10,7 MHz. Le signal HF converti sur cette valeur de MF est prélevé par l'enroulement secondaire qui se trouve dans toute MF.

des signaux HF égaux à la somme :

15,6 + 10,7 = 26,3 MHz
et
12,9 + 10,7 = 23,6 MHz

ou bien à la différence :

15,6 – 10,7 = 4,9 MHz
et
12,9 – 10,7 =2,2 MHz.

Si nous montons les deux varicaps en parallèle, comme le montre la figure 12, nous doublons la capacité : avec une capacité minimale égale à 35 pF et une capacité maximale de 80 pF ; avec une L1 de 4,7 µH le circuit s'accordera sur les fréquences allant de :

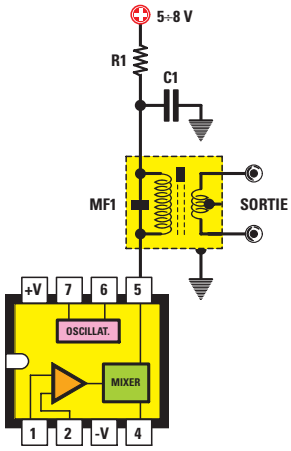
159 : $\sqrt{4.7 \times 35}$ = 12,3 MHz

à

152 : $\sqrt{4.7 \times 80}$ = 8,2 MHz.

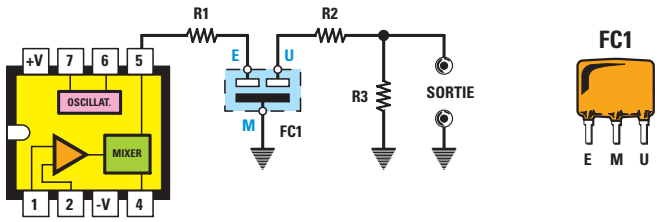
Avec un oscillateur fixe, il faut relier à la broche 7 une self ayant en parallèle un condensateur ajustable C1 d'un valeur de 100 pF, comme le montre la figure 13.

En réglant ce condensateur ajustable C1 en le connectant en parallèle avec la self L1 nous faisons varier la fréquence pour la fixer à la valeur désirée.



R1 100
C1..... 10 nF céramique
MF1..... MF de n'importe quel type
IC..... NE602

Figure 17 : Si vous n'avez nul besoin de prélever un signal de sortie symétrique, il suffit de relier une extrémité de l'enroulement primaire de MF1 à la broche 5 ou bien à la 4 et l'extrémité opposée à une résistance R1 de 100 ohms, à relier à son tour au 5-8 V positif alimentant la broche 8. Le blindage métallique est à relier impérativement à la masse.



R1..... 220
R2..... 220
R3..... 4,7 k
FC1..... filtre céramique
IC NE602

Note : les broches E-U de FC1 peuvent être interverties.

Figure 18 : A la place de la MF, on peut monter broche 5 ou 4 un filtre céramique FC de 455 kHz ou de 10,7 MHz (ou de n'importe quelle autre valeur). En série avec les broches E-U de ce filtre FC1 on monte des résistances R1 et R2 de 220 ohms et à la sortie du filtre une résistance de charge R3 de 4,7 k.

Pour faire osciller le NE602 sur la fréquence d'un quartz, nous devons monter ce dernier entre la broche 7 et la masse, comme le montre la figure 14 et relier ensuite entre la broche 6 et la masse une self L1 ayant en parallèle un condensateur ajustable C4 de 100 pF afin d'accorder le circuit L1/C4 sur la fréquence exacte du quartz.

La figure 15 donne une variante du schéma de la figure 14.

Les broches 4 et 5 de sortie

Pour prélever le signal qui ne demande qu'à sortir du NE602, on applique directement sur les broches 4 et 5 une MF normalement accordée sur 455 kHz ou 10,7 MHz, comme le montre la figure 16. La valeur de la MF peut très bien être différente, par exemple à 5,5 MHz ou bien 100 MHz. Le blindage métallique de la MF utilisée doit nécessairement être relié à la

arquié composants
Rue de écoles 82600 Saint-Sardos France
Tél. 05 63 64 46 91 Fax 05 63 64 38 39
SUR INTERNET http://www.arquie.fr/
e-mail : arquie-composants@wanadoo.fr

Catalogue N°63
Afficheurs. Alimentations. Caméras. Capteurs. Cartes à puces. Circuits imprimés. Circuits intégrés. Coffrets. Condensateurs. Cellules solaires. Connectique. Diodes. Fers à souder. Interrupteurs. Kits. LEDs. Microcontrôleurs. Multimètres. Oscilloscopes. Outillage. Programmateurs. Quartz. Relais. Résistances. Transformateurs. Transistors. Visserie. Etc...

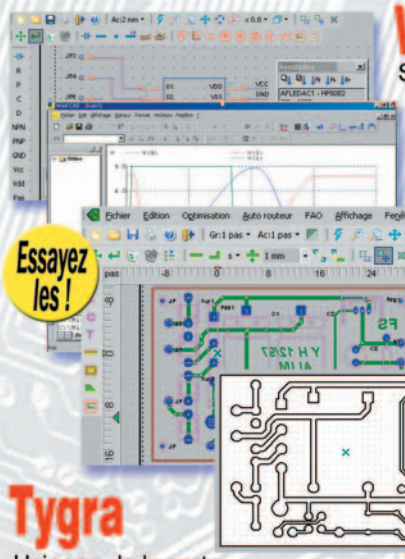


Passez vos commandes sur notre site: www.arquie.fr

Congés annuels du 22/07 au 16/08/2006

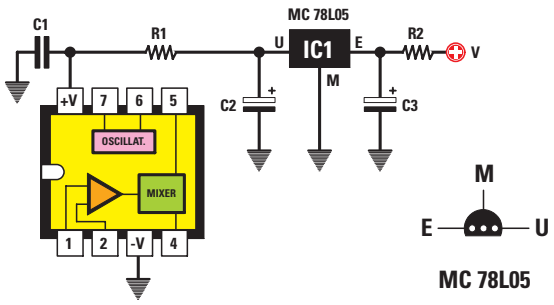
BON pour CATALOGUE papier FRANCE: GRATUIT (3,00 € pour: DOM, TOM, UE et autres pays)
Nom:.....Prénom:.....
Adresse:.....
.....
Code Postal:..... Ville:.....

Déjà un nouveau standard !
la chaîne complète de CAO 100% français



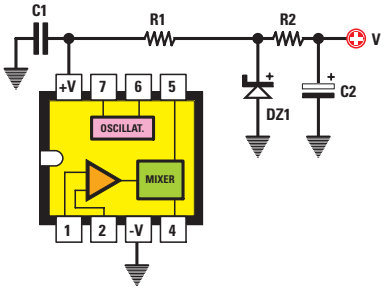
Winschem
Saisie de schémas
WinECAD
Simulateur
Wintypon
Routage de la carte
Essayez les !
NOUVEAU
Tygra
Usinage de la carte
- Import direct du typon fait avec Wintypon
- Pilotage direct des fraiseuses UPA
- Choix des méthodes d'approximation des arrondis
- Génération ISO G-Code optimum

démo téléchargeable sur : www.micrelec.fr/cao
MICRELEC 4, place Abel Leblanc - 77120 Coulommiers
tel : 01 64 65 04 50 - Fax : 01 64 03 41 47



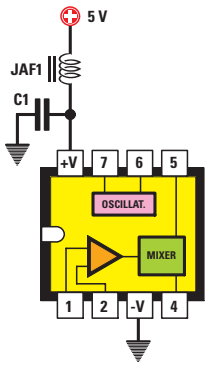
R1..... 100
R2..... 330
C1..... 10 nF céramique
C2..... 47 µF électrolytique
C3..... 47 µF électrolytique
IC1..... régulateur 78L05
IC NE602

Figure 21 : Si vous utilisez une tension d'alimentation supérieure à 12 V, il faut remplacer la zener de la figure 20 par un petit régulateur 78L05 qui la réduira à 5 V. Là encore, n'oubliez pas de souder au plus court entre les broches 8 (+V) et 3 (–V) un condensateur céramique C1 de 4,7 ou 10 nF.



R1.....100
R2.....à calculer (lire texte)
C1.....10 nF céramique
C2.....47 µF électrolytique
DZ1 .....zener 6,2 ou 6,8 V
IC NE602

Figure 20 : Si vous utilisez une tension d'alimentation supérieure (9 V), il faut la réduire à l'aide d'une zener et de sa résistance de chute de tension ; la zener aura une tension caractéristique de 6,2 ou 6,8 V ; pour calculer la valeur de la résistance, retrouvez la formule dans le texte ; n'oubliez pas de souder au plus court entre les broches 8 (+V) et 3 (–V) un condensateur céramique de 4,7 ou 10 nF.



C1..... 10 nF céramique
JAF1..... self de choc HF 10 µH
IC NE602

Figure 19 : Si on alimente le NE602 avec une tension de seulement 5 V, il faut monter en série dans le positif une self de filtrage de 10 µH afin d'éviter toute auto-oscillation ; de plus, entre les broches 8 et 3, on montera un condensateur de 10 nF en réalisant la connexion la plus courte possible.

masse afon d'éviter qu'elle ne capte des signaux indésirables. Nous savons déjà qu'en fonction de la valeur de la MF nous prélèverons en sortie un signal égal à :

F osc + MF ou bien F osc – MF.

Une extrémité de la MF peut être reliée aussi à la broche 5 (voir figure 17) et l'extrémité opposée à la tension d'alimentation de 5 à 8 V. On peut remplacer la MF traditionnelle par un filtre céramique de 10,7 MHz, ou de n'importe quelle autre valeur, en le reliant à la broche 5 (voir figure 18).

Les broches 8 et 3 d'alimentation

Comme vous avez pu le déduire de ses caractéristiques, ce circuit intégré réclame une alimentation par une tension continue comprise entre 5 et 8 V. On l'alimente normalement avec une tension moyenne de 6 ou 6,5 V appliquée broche 8 (+V) ; la broche opposée 3 (–V) est reliée à la masse.

Comme la tension nécessaire pour alimenter les autres circuits entourant le NE602 (varicap d'accord, entre autres) peut atteindre 12-18-24 V, il faut la réduire à 6,2 V au moyen d'une zener de 1/2 W. Pour calculer la valeur de la résistance de chute R2 (voir figure 20) alimentant la zener, nous utilisons la formule :

R = (Vcc – Vz) : 0,03

Vcc étant la tension d'alimentation en V, Vz la valeur en V de la zener et 0,03 la constante applicable à une zener de 0,5 W ; R sera en ohm.

Avec une tension d'alimentation de 12 V nous utiliserons donc une R de chute de tension de :

R = (12 – 6,2) : 0,03 = 193 ohms.

Nous prendrons une valeur normalisée de 180 ohms.

Avec une tension d'alimentation de 18 V nous utiliserons donc une R de chute de tension de :

R = (18 – 6,2) : 0,03 = 393 ohms.

Nous prendrons une valeur normalisée de 390 ohms.

Avec une tension d'alimentation de 24 V nous utiliserons donc une R de chute de tension de :

R = (24 – 6,2) : 0,03 = 593 ohms.

Nous prendrons une valeur normalisée de 560 ohms.

Le NE602 peut aussi être alimenté en 5 V (voir figure 21) à travers un minuscule régulateur 78L05 (même boîtier qu'un transistor plastique type TO92).
Quand vous réalisez un quelconque circuit à base de NE602, afin d'éviter toute auto-oscillation, reliez toujours, avec un parcours le plus court possible, la broche 8 et la broche 3 de masse par un condensateur céramique de 4,7 à 10 nF.

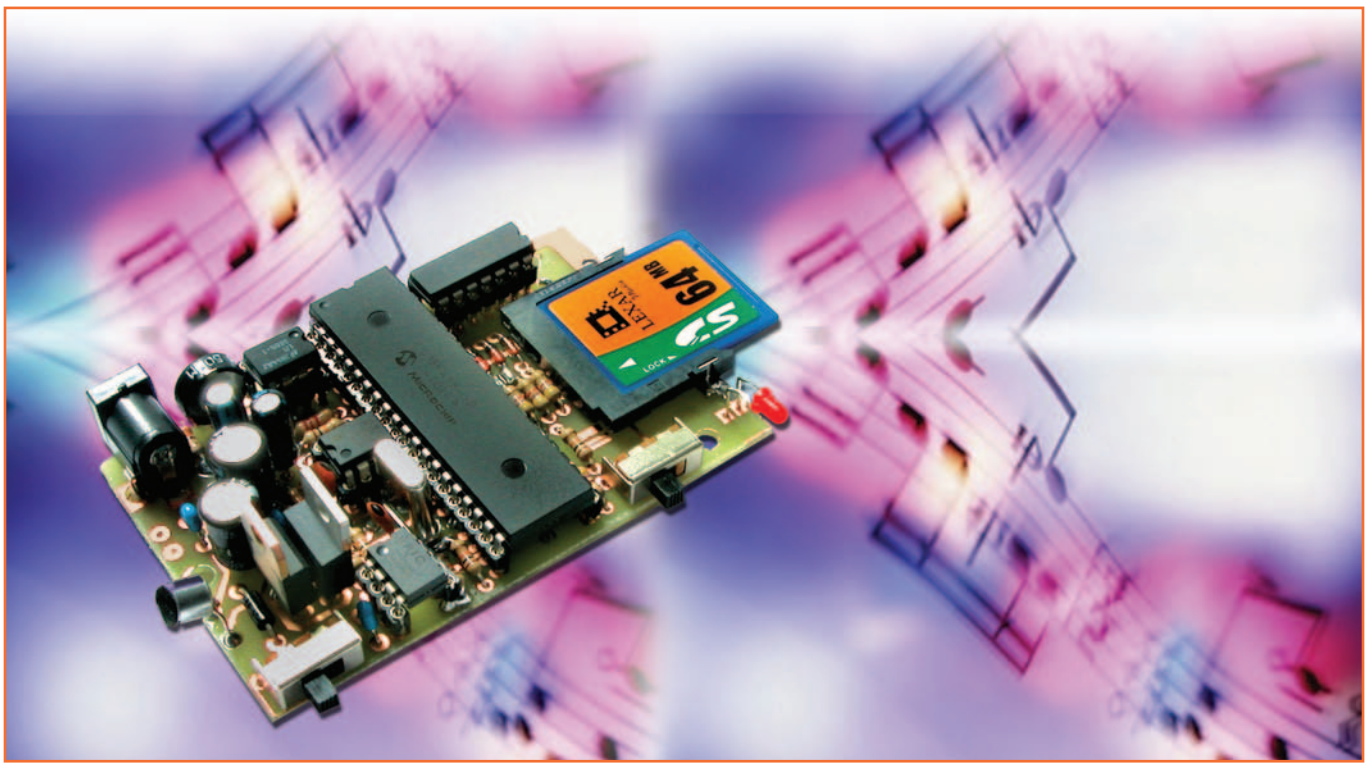
Comment construire ces montages ?

Tout le matériel nécessaire pour construire ces montages à base de NE602 (notamment les circuits intégrés, les supports, les MF ou filtres céramiques à 10,7 MHz ainsi que les ferrites à deux trous) est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue. ◆

ET591

Un enregistreur audio sur SD-Card

Nous vous proposons d'expérimenter l'enregistrement audio de la parole sur SD-Card avec un circuit à microcontrôleur monté en échantillonneur et en convertisseur de données au format .WAV de Windows.



Ce montage permet en effet d'expérimenter la réalisation d'un système d'enregistrement vocal numérique. Jusque là rien de nouveau, me direz-vous, mais ce qui différencie ce circuit de beaucoup d'autres est qu'il se sert d'une SD-Card comme support de mémorisation. Et ce n'est pas tout : pour l'échantillonnage, nous nous sommes appuyés non pas sur un DSP sophistiqué mais sur un économique microcontrôleur à 8 bits PIC18F458. Enfin, nous avons fait en sorte que l'enregistrement produise un fichier au format .wav, lisible directement par n'importe quel ordinateur tournant sous Windows. En couplant la capacité de mémorisation de la carte SD à la souplesse du PIC, il est possible de créer un système plutôt efficace atteignant deux heures d'enregistrement (avec une SD de 64 Mo).

Nous nous réservons la possibilité de présenter dans un prochain numéro d'ELM une évolution de ce premier programme résident en lui adjoignant un algorithme de compression nous permettant d'économiser de l'espace et donc d'augmenter l'autonomie de l'enregistreur audio. Naturellement, le système que nous présentons ici se veut un tremplin vers de nouveaux développements et vous ne regretterez pas d'avoir fait ces premiers pas avec nous. La platine que nous allons construire permet, en effet, de commencer à explorer le vaste univers de l'enregistrement audio numérique, en en comprenant les mécanismes fondamentaux et en laissant porte ouverte à des aménagements futurs. Les systèmes de reconnaissance vocale ou interactifs ne sont que deux des domaines auxquels ce montage a trait. Pour l'instant en tout cas nous avons déjà réalisé un enregistreur vocal d'une autonomie sans commune mesure avec les habituelles puces ISD. Même si la qualité de l'enregistrement peut être améliorée.

Un flux PCM 8 bits à 8 kHz n'est pas comparable avec un échantillonnage de qualité CD, mais il est suffisant pour comprendre la parole. Vous trouverez sur le site de la revue un éditeur audio complètement "freeware" (libre de droits) fort intéressant : il vous permettra l'analyse concrète de la forme d'onde des enregistrements et toute une série de fonctions allant de l'égalisation à l'exportation sous divers formats (voir figure 15). Nous espérons avoir ainsi excité votre curiosité, dont vous savez qu'Aristote faisait le point de départ de toute science ; d'ailleurs nous allons commencer par un peu de théorie.

Figure 1: Tableau 1.

Longueur (octets)	Description	Valeur	HEX
4	ID	RIFF	0x52494646
4	Longueur section	Longueur fichier - 8	-
4	Type RIFF	Wave	0x57415645

Le format WAV

Avant d'analyser le schéma électrique et de passer à la construction du circuit, faisons une petite digression à propos de notre objectif final : nous voulons surtout échantillonner un signal audio en le traduisant dans un fichier directement reconnaissable par Windows. Le WAV est devenu l'un des formats les plus répandus pour l'enregistrement de tout audiogramme numérique. Les fichiers WAV utilisent un enregistrement de type "little-endian" (Least Significant Byte First) : les valeurs sont conservées de telle manière que l'octet le moins significatif arrive avant le plus significatif. Puis arrivent les spécifications de structure nommées RIFF (Resource Interchange Format) selon lesquelles les données sont organisées en sections dites "chunks", chacune étant identifiée par un "header" (en-tête) décrivant le type de morceau et sa longueur. C'est le même système qui est utilisé pour les fichiers AVI. Cette structure permet à chaque application d'élaborer seulement les données qu'elle reconnaît en sautant éventuellement les sections inconnues. Chaque fichier WAV comporte au moins trois parties fondamentales : Type RIFF, Format Audio, Données. Dans la première on établit le type de structure RIFF utilisée puis on détermine le format des échantillons audio enregistrés et enfin on insère les valeurs. En réalité il est possible d'inverser l'ordre de ces deux dernières sections, bien qu'on le maintienne généralement afin de distribuer plus facilement les contenus audio en réseau.

En effet, si via Internet on transmettait d'abord les données échantillonnées et ensuite seulement les spécifications du format utilisé, la reproduction correcte du morceau ne pourrait avoir lieu qu'à partir du moment ou le lecteur aurait reçu les deux éléments, ce qui relèverait d'une bien piètre qualité d'exécution ! Attention, nous utilisons le format WAV d'origine, celui qui utilise un algorithme de codage PCM sans compression d'aucune sorte. Analysons en détail les structures correspondantes.

Le type RIFF

La première structure est constituée d'un "header" (en-tête) de 8 octets et d'un champ contenant le type de RIFF utilisé (dans ce cas WAV). Tout cela est résumé dans le Tableau 1 (voir figure 1).

Le format Audio

Cette structure contient une série d'informations nécessaires à la reproduction des sons enregistrés, comme le type de compression, le nombre de bits par échantillon, le nombre de canaux, etc. Résumons cela : nous utiliserons un échantillonnage à 8 bits, sur le canal unique et avec une fréquence de 8 kHz en codage PCM (voir Tableau 2 figure 2).

Le flux d'identification est "fmt" ; attention, il se termine par un espace et indique qu'on va trouver après des informations sur le format audio utilisé. La longueur de la section est égale à 16 octets : en fait, on comptabilise les octets des champs suivants jusqu'à la section données. Le code compression permet d'établir le type d'algorithme de codage utilisé dans le "chunk" données. Dans notre cas nous utiliserons le PCM (Pulse Code Modulation) lequel, attention, n'est pas compressé. L'information, en effet, est enregistrée comme elle arrive du module A/N du PIC. La valeur du champ est extraite d'un tableau regroupant les divers systèmes de codage ; nous en présentons ici seulement quelques uns (voir Tableau 3 figure 3).

Pour simplifier un peu les choses et économiser de la place, nous n'avons prévu qu'un seul canal d'enregistrement (on est donc en monophonie). Il serait d'ailleurs possible d'ajouter un second canal assez facilement en utilisant le second amplificateur opérationnel qui se trouve dans le LM358 et en ajoutant un autre LM386. Le PIC18F458 a huit canaux A/N et donc on peut relier le canal supplémentaire à une autre des broches libres (par exemple RA1), pour peu toutefois que l'on modifie le programme résident. Le nombre moyen d'octets à la seconde est égal à la vitesse d'échantillonnage multipliée par l'alignement. A son tour l'alignement est égal au nombre de canaux multiplié par le nombre de bit par échantillon et divisé par huit. Si nous avions échantillonné le signal en stéréo à 16 bits, l'alignement du bloc serait égal à quatre. Ceci parce que le lecteur doit lire quatre octets par échantillon, afin de reproduire correctement le son.

Les données

La section des données est extrêmement simple et commence par une étiquette d'identification suivie de la longueur du flux de données suivant. En fait il s'agit de la longueur totale du fichier à laquelle il faut soustraire la quantité d'octets réservés à l'en-tête, soit 44 (voir Tableau 4 figure 4).

Figure 2 : Tableau 2.

Longueur (octets)	Description	Valeur	HEX (Little-Endian)
4	ID	Fmt	0x666D7420
4	Longueur section	16	0x10000000
2	Code compression	1	0x0100
2	Nombre de canaux	1	0x0100
4	Sample Rate	8000	0x401F0000
4	Nombre moyen d'octets/s	8000	0x401F0000
2	Alignement du bloc	1	0x0100
2	Bits significatifs pour échantillonnage	8	0x0800

Figure 3 : Tableau 3.

Code	Description
1	PCM (Pulse Code Modulation)
2	ADPCM (Adaptive Pulse Code Modulation)
6	A-Law (Standard Téléphonique utilisé en Europe sur lignes ISDN)
7	Mu-Law (Standard Téléphonique utilisé en Amérique du Nord et au Japon sur lignes ISDN
80	MPEG (Motion Picture Expert Group)
49	GSM610 (utilisé en Europe par les systèmes de téléphonie mobile)

Le flux de données est pour nous constitué d'une séquence continue d'octets contenant une valeur entière, sans signe, comprise entre 0 et 255. Figure 5, vous pouvez voir comment est constitué un fichier WAV en fonction de ce que nous avons spécifié dans les tableaux précédents (pour simplifier, nous avons mis à zéro les valeurs de longueur des sections et de chaque échantillon).

PCM (Pulse Code Modulation)

Le système de codage que nous utiliserons pendant les enregistrements est très utilisé en téléphonie et permet de représenter le signal audio en entrée à travers de longues de séquences de 0 et de 1 produites en l'échantillonnant à intervalles réguliers. Pour le faire correctement, nous utiliserons le port RA0 du PIC18F458, lequel est équipé d'un module A/N à 10 bits. A ce propos : saviez-vous que la première transmission d'un message vocal via PCM a été effectuée avec le SIGSALY, un système de chiffrage utilisé par les Alliés durant la seconde guerre mondiale ? Le PCM est basé sur le théorème de Shannon selon lequel un signal peut être complètement défini par une de ses versions échantillonnée si la fréquence d'échantilonnage est au moins égale au double de la fréquence maximale du signal. Nous supposons enregistrer un signal vocal ne dépassant pas les limites de la bande 0÷3 kHz et par conséquent une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz doit être suffisante pour notre application.

Au cours du développement, nous avons toutefois souhaité garder ouverte la possibilité d'utiliser également cette platine pour des fréquences supérieures ; nous avons donc prévu d'utiliser des routines de temporisation au lieu des signaux d'interruption. Enfin, nous avons exploité au maximum la vitesse du PIC en habilitant un mode d'horloge appelé HS4PLL. En fait, le signal d'horloge provenant du quartz externe est multipliée par quatre au moyen d'un circuit PLL (Phase Locked Loop) interne au PIC. En ayant une fréquence d'horloge de 10 MHz, nous pourrons faire battre le cœur du PIC à quelque 40 MHz, au bénéfice total de nos routines d'écriture sur SD qui peuvent être tranquillement exécutées dans l'intervalle de temps situé entre deux échantillonnages. Ce mode peut être habilité avant la programmation du PIC en activant le mot correspondant du logiciel de programmation. Voir l'exemple donné dans le paragraphe concerné ci-après.

Pour reproduire les sons échantillonnés nous utiliserons en revanche la platine audio de notre ordinateur, puisque grâce au programme résident développé nous créeront dans la SD-Card un fichier .wav lisible directement par un quelconque système Windows. Naturellement, il serait possible aussi de réaliser un système de reproduction directe grâce au module PWM du PIC. En effet, ce module a la possibilité d'engendrer des trains d'ondes contrôlables en amplitude et il nous permet par conséquent de recréer la forme d'onde initiale ; nous verrons éventuellement les détails de cette réalisation dans un prochain article. Contentons-nous pour l'heure de considérer que les valeurs échantillonnées avec le module A/N du PIC font 10 bits de longueur et sont ramenées à la gamme 0÷255 par une division par 4. Voir dans le programme résident la section relative au cycle d'échantillonnage. Mais il est temps d'aborder l'analyse concrète du circuit.

Le schéma électrique

La figure 6 donne le schéma électrique de l'interface audio et de la logique d'acquisition. Analysons d'abord la partie s'occupant d'amplifier le signal provenant de la capsule microphonique. Nous apercevons un étage de préamplification contrôlé par une des amplificateurs opérationnels contenus dans le LM358 : il élève le niveau du signal provenant du microphone et prélevé au moyen du condensateur de découplage C1. Avec le trimmer de 1 Mohm nous appliquons la rétroaction négative : le signal à la sortie de l'amplificateur est reporté à l'entrée en opposition de phase et il se forme ainsi une régulation automatique ; le signal de sortie tend à annuler celui d'entrée et un état d'équilibre s'établit, ce qui permet d'utiliser l'ampli dans la partie linéaire de sa courbe caractéristique. Le trimmer RV1 sert à régler le gain et donc la sensibilité de la capsule microphonique (une valeur d'environ 190 kohms représente un bon compromis).

Le signal de sortie passe à travers C3 pour atteindre l'étage amplificateur proprement dit, confié au LM386. Cet opérationnel est monté en configuration de base laissant libre les broches 1 et 8, le gain étant égal à 20. Eventuellement, il est possible d'augmenter cette valeur de gain en insérant entre ces deux broches un pont RC qui court-circuite la résistance interne de rétroaction (par exemple avec un condensateur électrolytique de 10 µF et une résistance de 1,2 kohm on atteint un gain de 50 ; si on omet la résistance et si on insère seulement le condensateur, on arrive à un gain de 200). Le circuit intégré LM386 effectue une polarisation du signal de sortie qui se cale à la moitié de la tension d'alimentation. Nous avons donc ajouté un pont résistif (R5, R6) permettant de le stabiliser au

Figure 4 : Tableau 4.

Longueur (octets)	Description	Valeur	HEX
4	ID	data	0x64617461
4	Longueur section	Longueur fichier-44	-
-	Stream		

repos autour de 2,5 V, base idéale pour le module A/N de notre PIC, configuré avec des tensions de référence 0 et 5 V. Les deux amplificateurs sont alimentés directement à travers la tension de 9 V provenant d'une batterie ou d'une alimentation stabilisée.

Pour le reste du circuit nous avons prévu une double tension : le 5 V stabilisé par le régulateur 7805 va alimenter le PIC et sert de niveau logique haut de référence pour le module A/N ; le 3,3 V alimente et interface la SD-Card.

Venons-en à la logique de contrôle : le cœur du système est bien sûr le PIC18F458, un micro à 8 bits d'une grande souplesse d'utilisation, que nous employons comme convertisseur

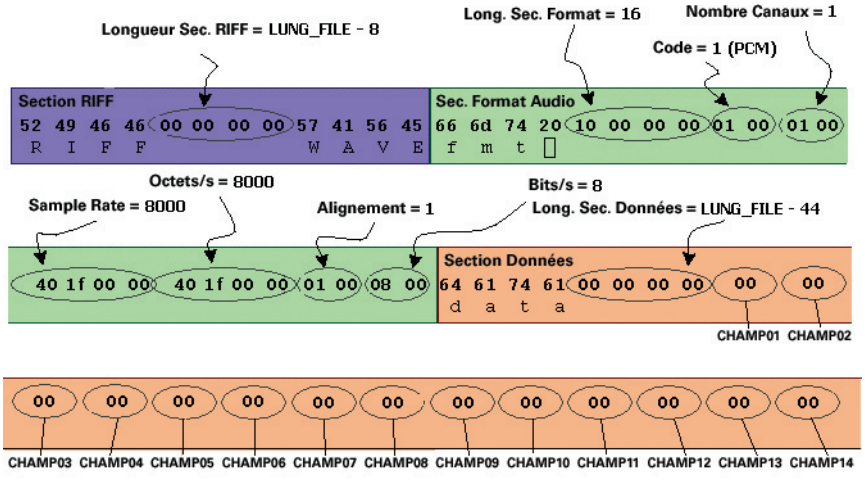


Figure 5 : Section d'un fichier .wav typique.

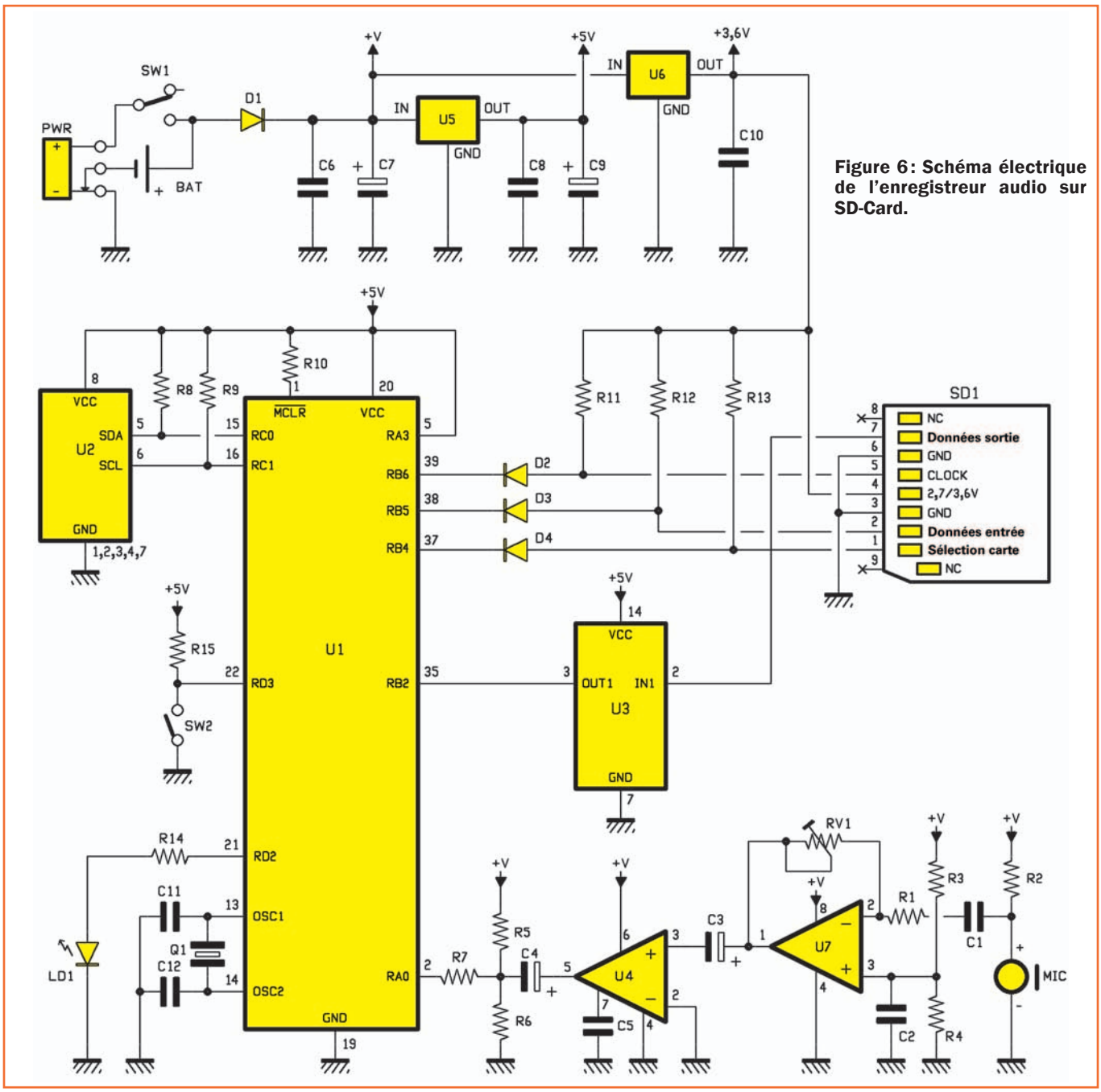


Figure 6 : Schéma électrique de l'enregistreur audio sur SD-Card.

Figure 7: "Listing" 1.

```
LEDR = 0                              'ETEINS LED ROUGE
TRISA=%00000001           'RA0 SIGNAL AUDIO
ADCON1=%10000000    'Vss RIF V- E Vdd RIF V+ JUSTIFIE A DX
ADCON0=%11000001    'CONFIGURE ET ACTIVE A/N
TRISB=%00000100           'ENTREE A PARTIR DE LA SD
CMCON =%00000111    'DESACTIVE COMPARATEUR SUR PORTD
TRISD=%00001000        'ENTREE A PARTIR DU POUSSOIR REC
PAUSE 500

GOTO INIZIO                    'Saute au programme principal
```

A/N et contrôleur SPI de la SD-Card. Le signal d'horloge est fourni par le quartz de 10 MHz dont la fréquence est multipliée par 4 par le PLL interne, ce qui nous fait atteindre une fréquence d'horloge de 40 MHz. A travers les lignes RC0 et RC1 nous nous interfaçons avec une FRAM FM24C64, que nous n'utilisons que pour mémoriser les secteurs clés de la FAT16, l'en-tête du fichier WAV et, en lecture seule, pour l'initialisation du dispositif et la fermeture de l'enregistrement.

A cause de ses prestations peu performantes en écriture, nous avons décidé de ne plus l'utiliser comme mémoire "buffer"; ce qui nous est arrivé dans d'autres montages où une FRAM servait de mémoire de transit. Dans ce montage, puisqu'il faut écrire dans la carte quelque 8 000 octets par seconde, nous avons choisi de résoudre tout cela directement dans les phases d'écriture sur SD. Pour le comprendre, songez qu'écrire 512 octets dans une EEPROM ordinaire, en étant certain de conserver la donnée de manière stable, réclame au moins deux secondes et demi (avec un temps aussi long, il est impensable de demander à la FRAM de fonctionner comme "buffer").

La broche que nous utiliserons comme entrée pour le signal analogique est celui correspondant au bit 0 du PORT A. Elle est directement reliée à la sortie de l'étage amplificateur. Sur les broches RD3 et RD2 nous trouvons respectivement l'interrupteur SW2 commandant l'enregistrement (normalement au niveau logique haut) et la LED rouge de signalisation servant à connaître l'état de la platine. A droite du schéma nous trouvons une série d'autres composants permettant de convertir les signaux provenant de la SD-Card et à destination de la SD-Card. Il s'agit d'une configuration que nous avons déjà utilisée dans d'autres montages quand il était nécessaire de faire dialoguer des dispositifs fonctionnant en 0÷3 et 0÷5 V. En fait, pour les lignes allant du PIC à la SD on utilise une diode schottky et une résistance de tirage. Ainsi la ligne est maintenue à une tension d'environ 3,3 V; dès que sur la broche du micro se trouve un niveau logique haut, la diode est bloquée la tension sur la broche de la carte est la tension de maintien ("pull-up"). En revanche, lorsqu'elle est au niveau logique bas, la diode conduit et met à la masse la broche de la carte.

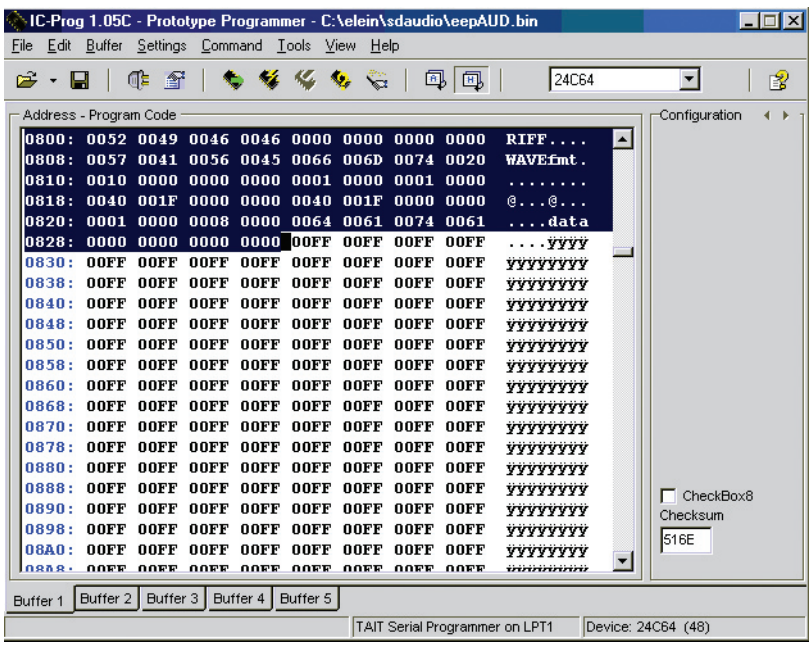


Figure 8: Détail du secteur partant de l'adresse 0x0800 et contenant le début du fichier.wav.

En ce qui concerne la connexion en sens inverse, soit entre la carte et le PIC, les choses sont légèrement différentes. Pour rendre la traduction des niveaux logiques simple mais aussi efficace et précise, nous avons utilisé un "buffer/line-driver" en technologie HCT: il s'agit d'un circuit intégré fort économique résolvant le problème de manière élégante. Nous avons choisi la version la plus courante (74HCT125) en mesure de commander quatre lignes. Pour habiliter les sorties, on utilise les quatre broches OE1...OE4 (Output Enable). En fait le signal d'entrée est présenté à la sortie quand la ligne OE est au niveau logique 0. Comme ce qui nous interesse c'est que le passage entrée / sortie, soit le plus rapide possible, nous avons relié la broche OE directement à la masse. Les lignes d'entrée sont pleinement compatibles avec les signaux provenant de la SD-Card, car les circuits intégrés basés sur la logique ACT/HCT acceptent à l'entrée des niveaux TTL et donnent en sortie des niveaux CMOS. Quand ils sont alimentés en 5 V, ils "voient" un signal de 3 V comme si c'était un 1 logique TTL normal et ils fournissent 5 V en sortie, ce qui convient bien à la commande des lignes d'entrée du PIC18F458, sans qu'une résistance de tirage soit nécessaire.

Le programme résident

Le programme résident a été développé en PICBasic pour en faciliter l'explication. Une partie, celle concernant la communication avec la SD, a été cependant récrite en

Liste des composants

R1 ..... 1 k
R2 ..... 22 k
R3 ..... 10 k
R4 ..... 10 k
R5 ..... 1 M
R6 330
R7 ..... 2,2 k
R8 ..... 10 k
R9 ..... 10 k
R10 ... 10 k
R11 ... 4,7 k
R12 ... 4,7 k
R13 ... 4,7 k
R14 ... 470
R15 ... 10 k
RV1 ... 1 M trimmer

C1..... 100 nF multicouche
C2..... 100 nF multicouche
C3..... 1 µF 100 V électrolytique
C4..... 1 µF 100 V électrolytique
C5..... 47 nF multicouche
C6..... 100 nF multicouche
C7..... 220 µF 16 V électrolytique
C8..... 100 nF multicouche
C9..... 220 µF 16 V électrolytique
C10 ... 100 nF multicouche
C11 ... 22 pF céramique
C12 ... 22 pF céramique

D1 ..... 1N4007
D2 ..... 1N4148
D3 ..... 1N4148
D4 ..... 1N4148
LD1 ... LED 3 mm rouge

U1..... PIC18F458-EF591 déjà programmé en usine
U2..... FM24C64
U3..... 74HC125
U4..... LM386
U5..... 7805
U6..... LM1086CT3.3
U7..... LM358

Q1 ..... quartz 10 MHz
SW1 .. inverseur à glissière 90°
SW2 .. inverseur à glissière 90°
MIC.... capsule préamplifiée miniature

Divers:

1 prise d'alimentation
1 clip batterie 6F22 9 V
3 supports 2 x 4
1 support 2 x 7
1 support 2 x 20
1 connecteur pour SD-Card

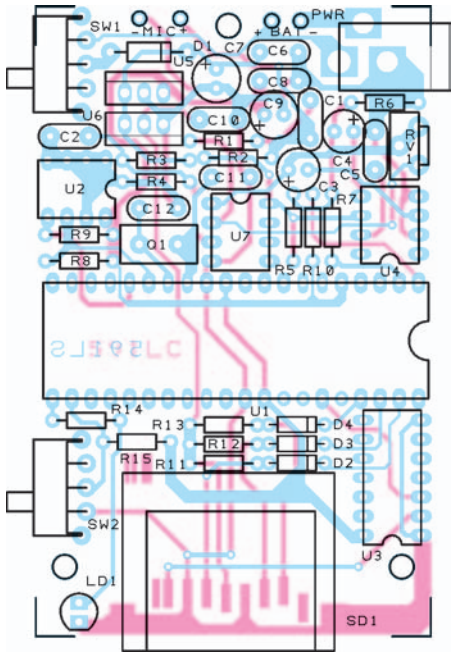


Figure 9a: Schéma d'implantation des composants de l'enregistreur audio sur SD-Card.

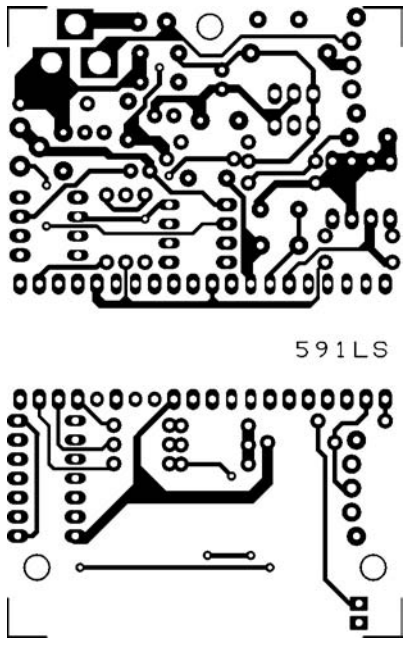


Figure 9b-1: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face de l'enregistreur audio sur SD-Card, côté soudures.

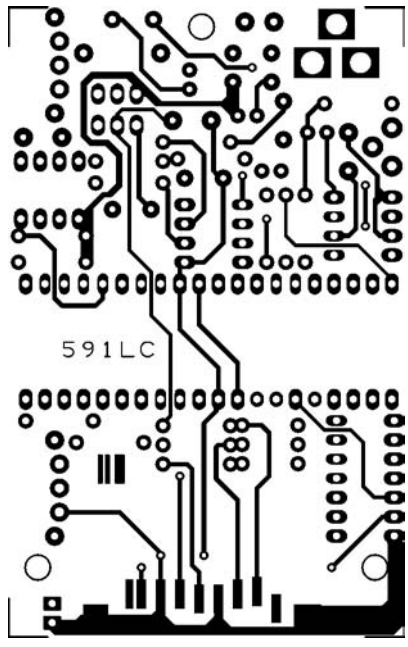


Figure 9b-2: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face de l'enregistreur audio sur SD-Card, côté composants.

Assembleur, principalement afin d'augmenter la rapidité de l'interfaçage. Par rapport aux développements précédents, des routines spécialisées ont été réalisées: elles constituent les SHIFTIN et SHIFTOUT du PICBasic. Enfin, la subroutine SCRIVIDAT (bien connue de nos plus fidèles lecteurs) a été dûment modifiée car ici nous n'utilisons plus d'EEPROM externe comme "buffer". Rappelons que cette routine ne faisait rien d'autre que transférer 512 octets du "buffer" adressé par une variable INIEEP vers un secteur de la carte adressé par les variables IND0 et IND1. Analysons le programme réalisé pour accomplir correctement les diverses opérations nécessaires.

Le processus complet peut être synthétisé en cinq phases fondamentales:

1) INITIALISATION DISPOSITIF
2) INITIALISATION CARTE
3) FORMATAGE CARTE
4) CYCLE D'ÉCHANTILLONNAGE
5) FERMETURE ENREGISTREMENT SUR CARTE.

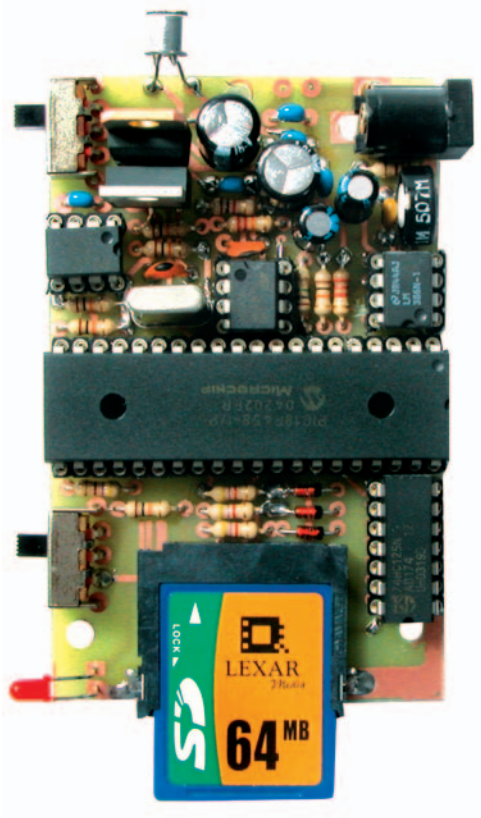


Figure 10: Photo d'un des prototypes de l'enregistreur audio sur SD-Card.

Phase1: Initialisation Dispositif

Au cours de cette première Phase certaines variables fondamentales sont paramétrées: elles définissent la direction des broches du PIC. Dans tout le processus nous utiliserons quatre ports de communication: PORT A pour le signal analogique, PORT B pour la communication avec la carte, PORT C pour la communication avec l'EEPROM et enfin PORT D pour l'entrée du poussoir de lancement de l'enregistrement et la LED rouge qui le signale. Pour chaque port, à travers les registres TRISx correspondants, les broches d'E/S sont définies. Prêtez attention à la configuration du PORT A, lequel, en qualité de port d'accès au module A/N, est défini aussi à travers les registres ADCON1 et ADCON0. En particulier, à travers le premier registre, nous établissons que les huit broches sont à configurer comme entrées analogiques et que les tensions de référence V+ et V– doivent être respectivement la Vdd et la Vss d'alimentation du PIC (0÷5 V). Avec ADCON0, nous sélectionnons en revanche le canal d'entrée (AN0), la source d'horloge pour la conversion (oscillateur RC interne) et nous activons

Figure 11: "Listing" 2.

```
CLUST = 0                                                    'NR CLUSTERS ECRITS
       CCLUST = 1                                          'NR SECTEURS POUR CLUSTERS ECRITS
       WHILE REC = 0                                      'ATTENDS LA PRESSION DE LA TOUCHE REC
       WEND
       LEDR = 1
       WHILE REC = 1 AND IND1 <= $0393
       FOR CONTA3 = 0 TO 511
CAMPI:
       ADCON0.2 = 1                                          'COMMENCE ECHANTILLONNAGE
CONV:
       IF ADCON0.2 = 1 THEN GOTO CONV  'ATTENDS FIN CONVERSION
       CAMP.BYTE1 = ADRESH                        'CHARGE ECHANTILLON OCTET HAUT
       CAMP.BYTE0 = ADRESL                        'CHARGE ECHANTILLON OCTET BAS
       VAL = CAMP / 4                                    'ECHANTILLON EN ENTREE MIS A 8 BITS

       ---->ENVOI DONNEE A SDCARD
      ----->CYCLE DE RETARD

       NEXT CONTA3                              'METS A JOUR COMPTEUR OCTET POUR SECTEUR
       CCLUST = CCLUST + 1            'METS A JOUR COMPTEUR OCTET POUR CLUSTER
       IF CCLUST = 4 THEN                 'ECRITS 4 SECTEURS METS A JOUR CLUSTER
       CLUST = CLUST + 1
       CCLUST = 0                                  'METS A ZERO COMPTE SECTEURS POUR CLUSTER
       ENDIF
       IND0 = IND0 + $0200
       IF IND0 = $0000 THEN               'METS A JOUR WORD HAUT TOUS LES 128 SECTEURS
       IND1 = IND1 + 1
       ENDIF
       WEND
```

Figure 12 : “Listing” 3.

```
       TBYTEBASSA = ((4 * CLUST) + CCLUST) * 512
       TBYTEALTA = ((4 * CLUST) + CCLUST) ** 512

---> MISE A JOUR SECTEUR DE ROOT
```

le module A/N en mettant à 1 le bit 0. Pour le PORT D également, la configuration est un peu particulière : en effet le PIC18F485 permet d’utiliser certaines de ses broches comme comparateur de tension ; pour les utiliser comme E/S, nous devons d’abord déshabiliter cette fonction. Nous le faisons en valorisant comme il se doit le registre CMCON. Pour le PORT B il faut considérer que nous utilisons la carte en mode SPI et qu’il est donc nécessaire de définir quatre lignes d’interfaçage : une en entrée et trois en sortie.

Enfin, pour le PORT C, nous utiliserons l’instruction I2CREAD qui s’occupe de contrôler les directions des broches selon les phases de la communication. La séquence des instructions d’initialisation est visible figure 7 (“listing” 1). Nous transférons ensuite le contrôle au programme principal, lequel commence par la phase d’initialisation de la carte.

Phase2 : Initialisation Carte

C’est une série d’instructions s’occupant d’effectuer le “reset” de la carte et l’entrée dans le mode SPI. Il s’agit d’une séquence déjà vue à propos de montages précédents. En bref, un cycle de “dummy clock” (horloge fictive) est d’abord exécuté, puis on envoie le CMD0 en maintenant SS=0 et en contrôlant l’achèvement de la procédure de “reset”. Enfin, on envoie le CMD1 en attendant la réponse à 0 du contrôleur de la carte. Dès son arrivée, la carte est initialisée en mode SPI et elle est prête à recevoir les commandes.

Phase3 : Formatage Carte

Durant cette phase les informations découlant des formatages précédents de la carte sont éliminées et les structures de la FAT16 nécessaires pour la gestion du fichier audio qui sera produit pendant l’enregistrement sont préparées. Les secteurs d’amorce, la FAT1, la ROOT et l’en-tête wav sont copiés directement dans l’EEPROM, laquelle doit être dûment chargée à travers le fichier binaire eepAUD.bin fourni avec le programme résident de la carte. Le système a été optimisé pour une carte SD de 64 Mo.

Voyons en détail le secteur partant de l’adresse 0x0800 et contenant la partie initiale du fichier .wav (figure 8). On reconnaît clairement la séquence des champs vus plus haut. L’en-tête (“header”) initial devra être mis à jour au terme de l’écriture, puisque les champs relatifs à la longueur des sections RIFF et DATI sont remis à zéro. Ces valeurs sont obtenues directement avec la longueur totale en octets du fichier écrit.

Les secteurs FAT et ROOT sont aussi à considérer comme initiaux, car ils subiront des mises à jour considérables durant l’écriture du fichier.

Figure 13 : “Listing” 4.

```
       CLUST = CLUST + 5                    'COMMENCE PAR CLUSTER 3
       CONTA4 = $0003                          'CLUSTER INITIAL
       IND0 = $0200                                 'SECTEUR1 = FAT1
       IND1 = $0000
---->ECRIS LA LABEL F8 FF FF FF
       CONTA3 = 4                                    'NR D'OCTETS ECRITS
       WHILE CONTA4 < CLUST
       VAL = CONTA4.BYTE0                 'ECRIS LE POINTEUR
 ----> ENVOIE VAL A SD
       VAL = CONTA4.BYTE1
 -----> ENVOIE VAL A SD
       CONTA3 = CONTA3 + 2                'METS A JOUR NR D'OCTETS ECRITS
       CONTA4 = CONTA4 + 1                'METS A JOUR POINTEUR FAT1
       IF CONTA3 = 512 THEN
       CONTA3 = 0
       IND0 = IND0 + $0200
       IF IND0 = $0000 THEN                  'METS A JOUR WORD HAUT TOUS LES 128 SECTEURS
       IND1 = IND1 + 1
       ENDIF
       ENDIF
       WEND
  -----> ECRIS FIN FICHIER   FF FF
       CONTA3 = CONTA3 + 2
       WHILE CONTA3 < 512                  'ECRIS LES OCTETS RESTANTS DU SECTEUR
       VAL = $00
  ------> ENVOIE VAL A SD
       CONTA3 = CONTA3 + 1
       WEND
```

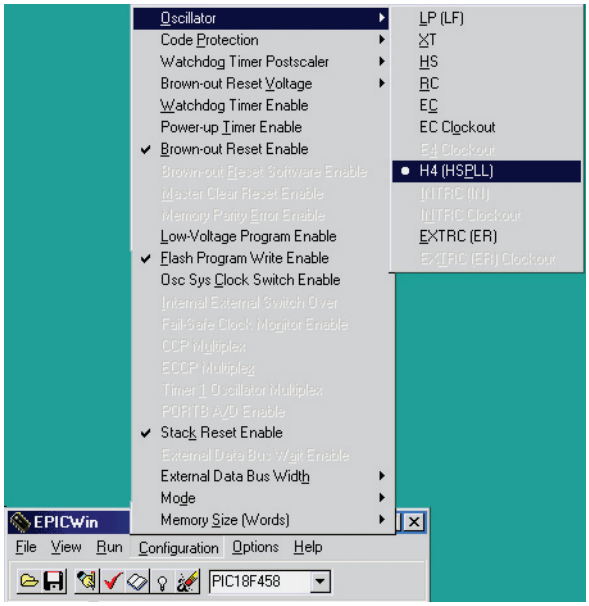


Figure 14 : Un exemple de programmation correcte avec EPICWin.

En particulier, la FAT1 sera mise à jour avec les chaînes des groupes (“clusters”) écrits. Rappelons que selon le système de formatage utilisé, chaque groupe fait 2 048 octets de longueur, c’est-à-dire qu’il regroupe quatre secteurs de 512 octets.
Par conséquent, tous les quatre secteurs, il faudra ajouter un pointeur dans le tableau. Pour optimiser la performance, nous avons pensé recréer ces chaînes à la fin de l’écriture du fichier.

Phase4 : Cycle d’échantillonnage

Au cours de ce cycle on utilise le module A/N du PIC pour acquérir l’échantillon de signal provenant de la section d’amplification. L’enregistrement démarre dès que nous mettons l’interrupteur sur REC, soit la broche RD3 du PIC au niveau logique bas ; par conséquent, il faut prévoir dans le processus un cycle d’attente qui fait un “polling” de la ligne correspondante jusqu’à la détection de l’événement. Quand le delai d’attente est écoulé, l’échantillonnage commence par la mise à 1 du bit 2 du registre ADCON0.

Nous vérifions ensuite la mise à zéro de ce bit par le module A/N, lequel signale l’achèvement de la conversion. La valeur de 10 bits est alors présente dans les deux registres ADRESH pour les octets hauts et ADRESL pour les octets les moins significatifs. Pour ramener la valeur dans la fourchette 0÷255, nous divisons le tout par 4 et nous le transférons à la carte. Nous utilisons deux variables nommées CLUST et CCLSUT pour le comptage, respectivement, des groupes écrits et des secteurs. CCLUST est mis à jour quand 512 octets sont écrits. Chaque fois que CCLUST arrive à 4, CLUST est augmenté de 1 et le compteur des secteurs est mis à zéro. De même, les adresses des blocs sur la carte sont mises à jour. Dans ce cas le mot (“word”) bas est augmenté de 512 à chaque secteur. Dès qu’on atteint les 128 secteurs écrits, 1 est ajouté au mot haut. Le cycle a été temporisé de manière à atteindre 8 000 itérations par seconde. L’élaboration se poursuit jusqu’à ce que l’interrupteur REC revienne à sa position initiale (niveau logique haut sur la broche RD3) ou bien que l’espace sur la carte soit épuisé. Nous avons limité la taille du fichier à environ 60 Mo, valeur plus que suffisante, puisque l’autonomie obtenue est de deux heures d’enregistrement. Durant l’échantillonnage, la LED rouge reste allumée. La séquence d’instructions est visible figure 11 (“listing” 2).

Phase5 :
Fermeture enregistrement sur carte

Voici la phase finale, qui commence au moment où nous mettons l’interrupteur REC sur OFF ou bien quand la carte est pleine. Durant cette phase nous devons effectuer toutes les opérations de calcul servant à mettre à jour les diverses structures présentes sur la carte. Sans déroulement de ces opérations, le fichier wav serait tout simplement illisible. Commençons par la mise à jour des enregistrements concernant le fichier audio.wav dans le secteur racine (“root”). Nous devons calculer le nombre d’octets écrits et l’écrire en “little endian” dans le champ correspondant. Pour ce faire, nous utilisons deux variables mot (“word”) et la notation * e ** du PICBasic qui permet le calcul de la valeur à 32 bits complète résultant d’une opération de multiplication. Les instructions sont visibles figure 12 (“listing” 3).

Ensuite nous produisons les chaînes de groupes (“clusters”) écrites en faisant commencer la FAT1 par la séquence F8 FF FF FF et l’écriture par le troisème groupe (voir figure 13 “listing” 4). Nous devons ensuite mettre à jour l’en-tête (“header”) WAV avec les deux champs relatifs à la longueur du RIFF et de la section DATI. Le calcul est assez simple : dans le premier cas nous soustrayons 8 à la valeur des deux mots TBYTEALTA et TBYTEBASSA. En revanche, dans le second, nous soustrayons 44, soit le nombre d’octets constituant la structure informative de l’en-tête. Une fois ces valeurs mises à jour, nous mettons la variable LEDR à zéro, nous éteignons la LED rouge et nous transférons le contrôle à l’étiquette (“label”) de fin de programme.

La réalisation pratique

La réalisation pratique de cet enregistreur audio sur carte SD n’est pas insurmontable malgré la forte densité de composants au centimètre carré ! Voir figure 10. La platine est constituée d’un petit circuit imprimé double face, dont la figure 9b-1 et 2 donne les dessins à l’échelle 1. Une fois le circuit imprimé réalisé (n’oubliez pas de relier entre elles les deux faces avec de petits morceaux de fil de cuivre soudés des deux côtés), commencez par insérer les cinq supports de circuits intégrés. Vérifiez attentivement vos soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée). Insérez et soudez ensuite tous les composants (comme le montrent les figures 9a et 10), en poursuivant par les résistances, condensateurs, diodes, LED, quartz et régulateurs (montés debouts face à face sans dissipateur) et en terminant par les “périphériques” : la prise d’alimentation, le trimmer, les deux interrupteurs, le connecteur pour SD et la capsule microphonique. Attention à l’orientation des quelques composants polarisés : circuits intégrés (repère-détrompeurs en U bien orientés, mais insérez-les à la toute fin), diodes, LED, régulateurs et électrolytiques. Soudez les fils du clip de batterie 6F22 9 V aux points +BAT–. Vérifiez bien toutes les polarités et (encore une fois) la qualité des soudures. Insérez les circuits intégrés sans les intervertir et en les orientant correctement.

Vous pouvez installer la platine dans un boîtier plastique de dimensions

appropriées: le couvercle et les côtés seront percés de trous ronds pour le passage de la LED, du microphone et du jack d'alimentation et d'évidements rectangulaires pour les interrupteurs à glissière et la carte SD.

Utilisation, Réglage et Signalement d'erreur

L'état de fonctionnement est signalé uniquement par la LED rouge: elle nous avertit de la survenue d'une situation d'erreur. Pour une utilisation correcte du circuit, il faut mettre les deux interrupteurs (d'alimentation et de REC) sur OFF. Insérer une carte SD de 64 Mo dans son logement ("slot") et alimenter le circuit avec une batterie (6F22) ou une alimentation stabilisée bloc secteur de 9V. Alors, en mettant SW1 sur ON, la LED rouge doit s'allumer pendant quelques secondes. Quand elle s'éteint, l'appareil est prêt à enregistrer.

Si une erreur se produit, la LED rouge clignote régulièrement: deux éclairs indiquent une erreur de type 2 dans la réponse de la carte; quatre éclairs indiquent une erreur de type 1. S'il n'y a pas d'erreur, l'enregistrement peut commencer et il suffit de mettre SW2 en position ON: la LED rouge s'allume. Quand l'enregistrement est terminé, on remet SW2 sur OFF et la LED s'éteint. On peut alors extraire la carte de son "slot" et l'insérer dans le lecteur (dont sont pourvus en série les ordinateurs les plus récents) pour reproduire les sons enregistrés.

Durant l'enregistrement, il vaut mieux parler assez près du microphone, de manière à rendre plus clair l'enregistrement vocal. On peut bien sûr agir sur le trimmer de l'étage amplificateur afin d'augmenter au besoin la sensibilité du microphone (une valeur moyenne représente environ 190 kohms). Après le montage, il est bon de contrôler que, dans la section d'amplification, la différence de potentiel au repos mesurée à la sortie (sur le négatif de C4) par rapport à la masse (GND) soit d'environ 2,2÷2,5 V, valeur correspondant à la moitié environ de la plage d'excursion de la tension à échantillonner, prévue à l'entrée du module A/N du microcontrôleur.

La programmation du PIC

Au cas où vous souhaiteriez (re)programmer le PIC vous-même, vous devriez faire attention à deux choses importantes: désactivez le "Watchdog Timer" et habilitez le mode d'horloge HSPLL. Ce dernier est nécessaire pour faire en sorte que le microcontrôleur puisse travailler correctement à une fréquence de 40 MHz. Si on ne prend pas cette option avant la programmation, le programme résident tournera à une vitesse quatre fois plus lente, ce qui dégradera les performances d'ensemble. Figure 14, nous voyons un exemple de programmation correcte avec l'utilisation de **EPICWin**.

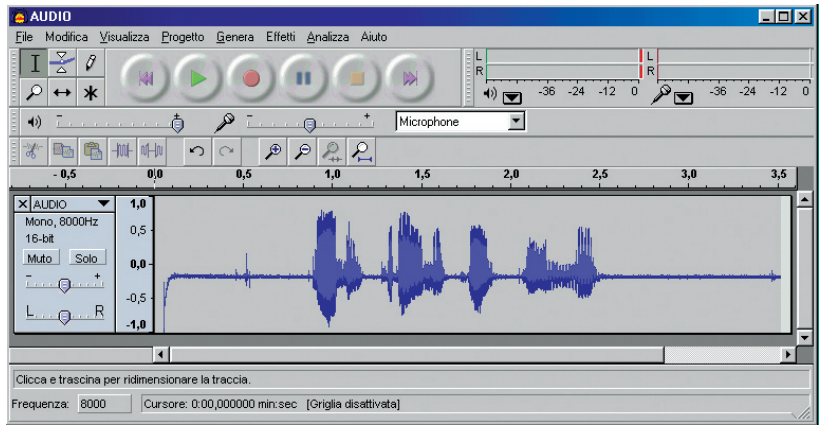


Figure 15: Ecran de contrôle audio des échantillonnages, obtenu avec l'éditeur audio audacity.

Le logiciel

Sur le site d'ELM, vous pouvez télécharger un logiciel libre d'édition audio tout à fait intéressant. Il permet de visualiser les formes d'onde des enregistrements effectués sur la SD-Card. Le paquet est compressé en une archive zip d'environ 3 Mo: il suffit de la décompresser dans un dossier et de lancer l'exécutable nommé **audacity.exe**. Avec la commande Ouvrir du menu Fichier du programme il est possible d'ouvrir le fichier sauvegardé sur la carte et appelé **audio.wav**. Une fois chargé, nous voyons apparaître un diagramme de la forme d'onde du signal échantillonné. Cette image représente l'enregistrement des mots "Electronique Mag". Cette application permet d'accomplir toute une série d'élaborations sur le son échantillonné et offre à l'usager une interface très intuitive.

Par exemple, pour agir sur une partie déterminée du flux (on pourrait dire du flot, puisque ce sont des paroles...), il suffit de cliquer sur le début de la séquence et de faire glisser le pointeur jusqu'à la fin de la séquence. L'aire sélectionnée est mise en évidence et on peut alors lui appliquer toute une série d'effets d'égalisation, de compression, d'écho, de "fade in/out", etc. Nous vous laissons vous y amuser et vous y entraîner. Pour ceux, plus impatients, qui veulent en arriver au fait tout de suite, il suffit de presser la touche Play, en réglant correctement le volume des enceintes, pour entendre directement la voix enregistrée sur la carte (voir figure 15).

Conclusion

Vous avez vu? Avec un bon peu de développement de programme résident et quelques composants, nous avons pu réaliser un enregistreur vocal (ou dictaphone) de bonne qualité et dont l'autonomie fait pâlir les concurrents du commerce! Naturellement, nous ne sommes qu'au début d'un projet plus vaste et, nous l'avons dit, le système est perfectible: avec un bon filtre en entrée permettant de limiter les fréquences du son frappant le microphone, en utilisant un algorithme de compression durant l'enregistrement (comme par exemple le IMA-ADPCM) et, pourquoi pas, en réalisant aussi la section de reproduction, nous rendrions l'appareil tout à fait autonome par rapport au PC. Rendez-vous à un prochain numéro d'ELM pour concrétiser tout cela; en attendant, nous allons continuer à intégrer des SD dans nos montages (nous n'en sommes d'ailleurs pas à notre galop d'essai) en cherchant à exploiter à fond leur capacité de mémorisation.

Comment construire ce montage?

Tout le matériel nécessaire pour construire cet enregistreur audio sur SD-Card ET591 est disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.
Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip. ◆

Un testeur de quartz à deux transistors

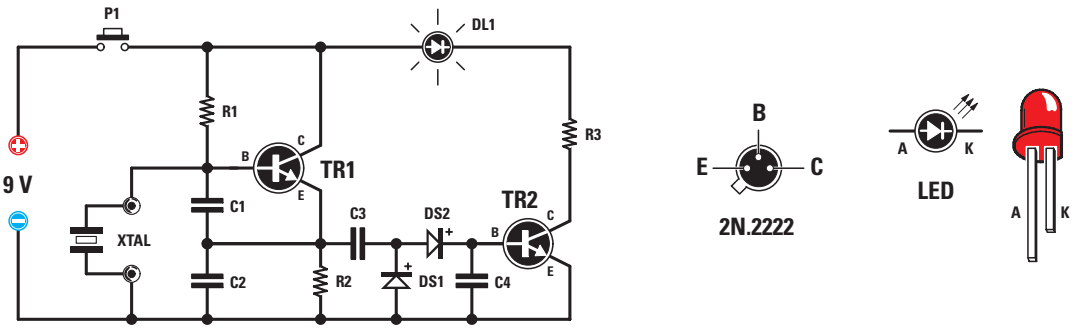


Figure 1 : Schéma électrique du testeur de quartz et brochages du transistor vu de dessous et de la LED vue de face.

Montage proposé par Georges DAUMAS

Quand j'ai cherché dans les appareils de mesure professionnels (en amateur il n'y en a carrément pas) combien coûte un testeur de quartz, j'ai tout de suite décidé d'en construire un moi-même !

Pour le réaliser j'ai utilisé deux petits transistors fort anciens et très connus (ils ont fait les beaux jours des montages HF) : ce sont les NPN 2N2222.

Ce transistor peut travailler jusqu'à 500 MHz ; toutefois n'importe quel NPN ayant un bon gain et montant à 100 MHz fait l'affaire (en effet, aucun quartz ne dépasse cette fréquence).

Quand on applique les deux broches d'un quartz sur le connecteur d'entrée de l'appareil dont la figure 1 donne le schéma électrique, si ce quartz est en état de fonctionnement, dès que vous pressez le poussoir P1 la LED DL1 (montée entre le collecteur de TR1 et celui de TR2) s'allume.

En effet, si le quartz oscille, le signal HF produit est redressé par les deux diodes DS1 et DS2 montées en duplicateur de tension ; le signal pulsé est ensuite lissé par le condensateur C4 et la tension continue ainsi obtenue est utilisée pour polariser la base de T2, lequel se met à conduire, ce qui permet l'allumage de DL1.

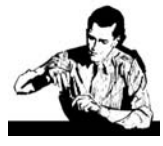
Ce circuit très simple s'alimente avec une simple pile 6F22 de 9 V.

Note de la rédaction

Attention, ce testeur ne pourra contrôler que les quartz qui sont utilisés dans des circuits à transistors ou à portes logiques, car ils réclament une puissance d'oscillation de l'ordre de 0,1-0,2 mW.

Si vous essayez, avec cet appareil, de tester des quartz utilisés dans de vieux récepteurs militaires à lampes vous n'obtiendrez jamais un résultat positif, car ces derniers ont besoin pour "répondre" (et pour osciller) d'une puissance d'excitation de 0,5 à 2 mW.

D'autre part, choisissez bien, comme l'indique le lecteur, un NPN ayant un bon gain.



Liste des composants

R1 ..... 33 k
R2 ..... 1 k
R3 680

C1..... 1 nF céramique
C2..... 100 pF céramique
C3..... 1 nF céramique
C4..... 4,7 nF céramique

TR1.... NPN 2N2222
TR2.... NPN 2N2222
DL1 ... LED rouge
DS1 ... 1N4148
DS2 ... 1N4148

P1..... poussoir
XTAL .. quartz à tester

Un photocoupleur pilotant un TRIAC

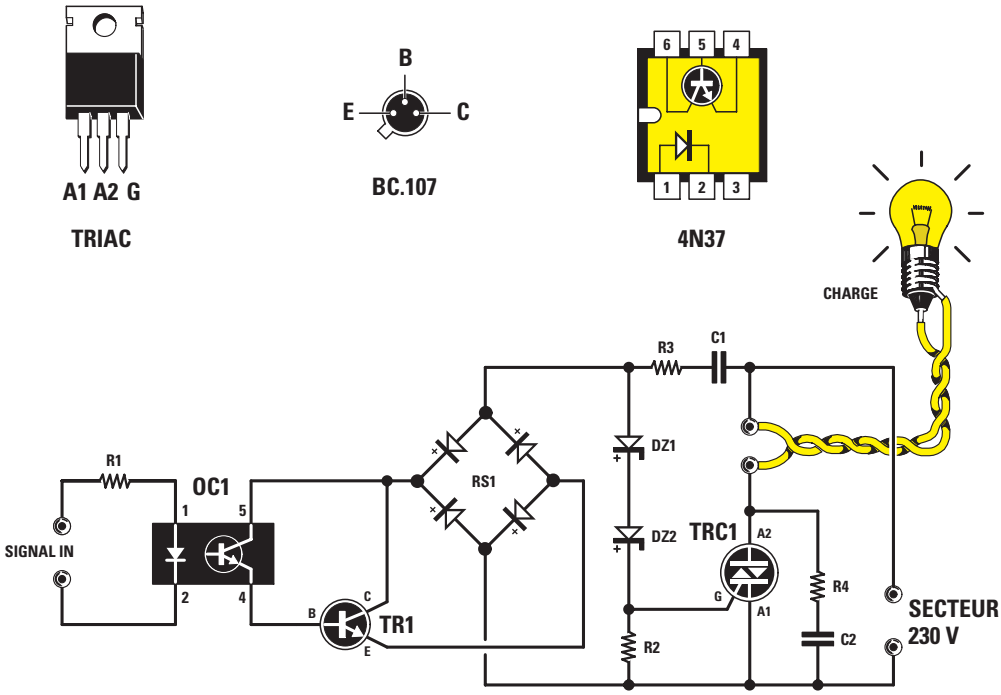


Figure 1 : Schéma électrique du photocoupleur commandant un TRIAC et brochages du TRIAC vu de face et du transistor vu de dessous.

Montage proposé par Luc BENEVENT

Ce circuit, mis au point avec l'aide d'un ami étudiant en électronique comme moi, permet d'enclencher un TRIAC en appliquant à l'entrée SIGNAL IN (voir le schéma électrique figure 1) n'importe quel signal alternatif compris entre 5 V et 15 V et d'une fréquence maximale de 10 à 12 kHz (soit un signal BF). Cette entrée correspond à celle du photocoupleur : j'ai utilisé un 4N37 de fond de tiroir, mais un autre modèle devrait aussi bien faire l'affaire.

Aux deux sorties de ce photocoupleur (broches 5 et 4), j'ai relié un transistor NPN : là encore, j'ai utilisé un BC107 parce que je l'avais, mais tout autre NPN fonctionnera de la même manière. Ce transistor amplifie le signal alternatif, lequel est ensuite appliqué au pont redresseur RS1. Quand, sur la base de TR1 aucun signal n'arrive, le TRIAC n'est pas conducteur et la charge appliquée sur l'A2 n'est pas alimentée.

Vous l'avez compris, j'utilise ce photocoupleur pour isoler électriquement le circuit fournissant le signal d'entrée au photocoupleur du circuit du TRIAC : ce dernier est directement relié à la tension du secteur 230 V. A la sortie dudit TRIAC vous n'êtes pas obligé de monter une ampoule électrique : vous pouvez même aplliquer une charge inductive.

Liste des composants

R1 470
R2 .....1 k
R3 .....2,2 k 1 W
R4 100

C1 .....220 nF 1 000 V polyester
C2 .....100 nF 600 V polyester

DZ1.....zener 5,6 V
DZ2.....zener 5,6 V
OC1.....photocoupleur 4N37
TR1 .....NPN BC107
TRC1.....TRIAC 500 V 5 A
RS1.....pont 100 V 1 A

Note de la rédaction

Attention, comme vous l'a précisé ce lecteur, ce circuit est alimenté par la tension du secteur 230 V : n'y mettez pas les doigts, car cette tension peut être mortelle.



Un feu à éclat à tube xénon

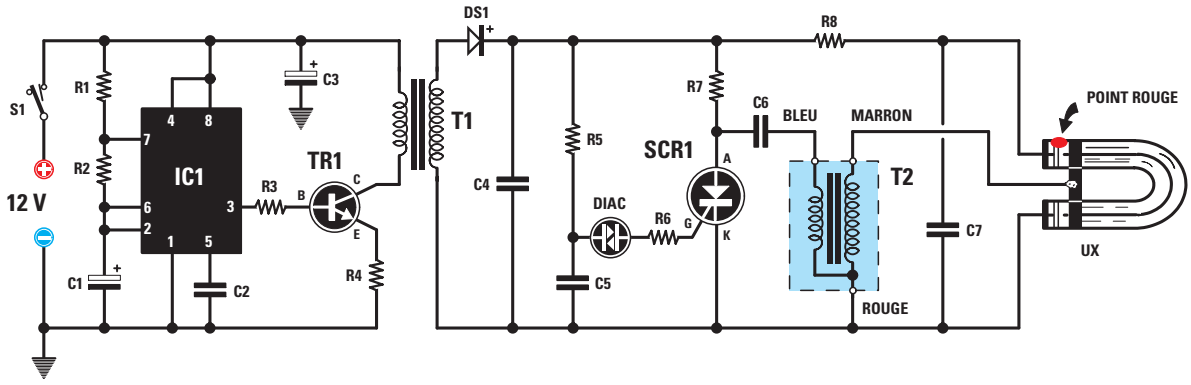


Figure 1 : Schéma électrique du feu à éclat à tube au xénon.

Montage proposé par Franck BRU

Un ami m'a fait cadeau d'un transformateur d'amorçage pour tube à U au xénon (voir T2, figure 2) et du tube allant avec (voir à droite du schéma électrique de la figure 1) qu'il avait achetés chez un revendeur de composants : j'ai tout de suite réalisé un avertisseur lumineux de sécurité (appelé aussi feu à éclats ou "strobe").

Le schéma électrique montre que j'ai utilisé un bon vieux NE555 et un non moins connu transistor NPN 2N2222 : ils constituent un générateur de signal carré dont la fréquence est appliquée sur le secondaire d'un banal transformateur secteur de 5 VA. Ce secondaire est à 6 V et le primaire, bien sûr, à 230 V.

Quand on applique un signal carré à l'enroulement secondaire, on prélève sur le primaire une tension d'onde carrée d'environ 350 V, laquelle est redressée par DS1 (diode au silicium 1N4007) et filtrée par le condensateur polyester C4 de 1 µF 600 V.

La tension continue ainsi obtenue est appliquée au circuit de commande composé d'un DIAC, d'un THYRISTOR et du petit transformateur HT T2.

Pour charger le condensateur C5 monté sur le DIAC, il faut une résistance de 10 M : si vous ne la trouvez pas, montez-en deux en série de 4,7 M ou bien trois en série de 3,3 M.

Comme le montre la figure 2, les trois fils sortant de T2 sont à connecter ainsi : le bleu va à C6, le marron va à la broche centrale du tube au xénon et le rouge à la masse.

Attention, la broche du tube au xénon marquée d'un point rouge sur le côté du cylindre en verre est à relier impérativement au positif de la HT (vers R8) et la broche qui est dépourvue de ce marquage va au négatif de cette même HT (vers fil rouge de T2).

Ce circuit produit 5 "flashs" ou éclats à la minute : si vous souhaitez augmenter cette fréquence, agissez sur C1 ou sur R2 en diminuant leur valeur

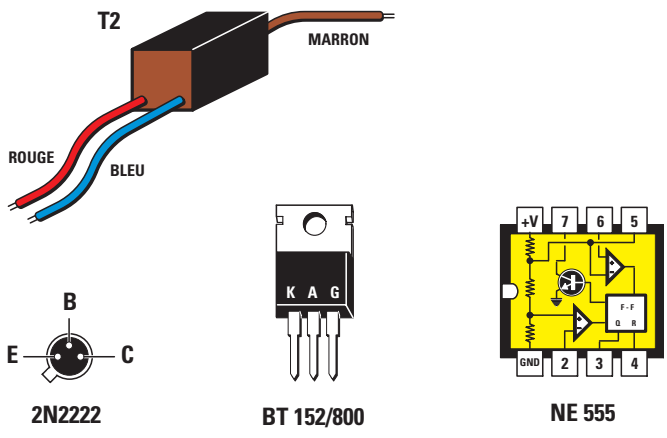


Figure 2 : Brochages du transformateur HT T2, du transistor vu de dessous, du thyristor vu de face et du NE555 vu de dessus.

Liste des composants

R1 ..... 1 k
R2 ..... 47 k ou trimmer ou pot.
R3 ..... 1 k
R4 100
R5 ..... 10 M
R6 100
R7 ..... 10 k
R8 ..... 1 k

C1 ..... 220 µF électrolytique
C2 ..... 10 nF polyester
C3 ..... 220 µF électrolytique
C4 ..... 1 µF 600 V polyester
C5 ..... 2,2 µF polyester
C6 ..... 100 nF 600 V polyester
C7 ..... 1 µF polyester

DS1..... 1N4007
DIAC.... DIAC tout type
SCR1 .. THYRISTOR BT152/800
TR1 ..... NPN 2N2222
IC1 ..... NE555
T1..... transformateur secteur 5 VA secondaire 6 V
T2..... transformateur HT d'amorçage TM3.1 (ou autre, dans ce cas se faire préciser le brochage)
S1 ..... interrupteur
UX..... tube au xénon 40 joules

(vous pouvez même remplacer R2 par un trimmer ou un potentiomètre de 47 k ou 50 k).

Note de la rédaction

Attention, la tension continue présente sur les broches du tube au xénon est de **plusieurs centaines de volts.**
Elle peut être foudroyante en cas de contact avec les doigts ou de la peau (alors que la tension d'alimentation n'est que de 12 V continu ... on ne se méfie pas).

Même dix minutes après avoir coupé l'alimentation 12 V, cette tension mortelle est toujours présente: alors, avant toute intervention sur le circuit, débranchez l'alimentation et court-circuitez les broches du tube à U avec la lame d'un tournevis à manche isolé.

Surveillez les enfants qui seront immanquablement attirés par les éclats du tube. Installez le montage dans un boîtier plastique le plus tôt possible.

D'autre part, évitez de toucher le tube, même froid, même non encore monté dans le circuit, avec les doigts car vous risqueriez de l'endommager irrémédiablement.

De plus les entrées des broches dans les cylindres en verre des bouts du tube sont très fragiles: si vous exercez une contrainte mécanique sur elles, le tube a de grandes chances de se casser.

Certains tubes ne comportent pas de point rouge sur le côté, ne le cherchez pas trop longtemps et montez alors votre tube sans vous préoccuper du sens.

Enfin, si vous ne trouvez pas le modèle de T2 indiqué, vous pouvez choisir un modèle à enroulements à nid d'abeille (ils sont d'ailleurs plus robustes et résistent mieux aux "clashs" HT): dans ce cas, demandez au revendeur de composants de vous en préciser le brochage, si celui-ci n'est pas indiqué sur le catalogue



BOÎTE À IDÉES

Un oscillateur à quartz

Montage proposé par Serge GUIDO

Le schéma électrique de l'étage oscillateur de votre VCO à PLL EN1603 (publié dans le numéro 77 d'Electronique et Loisirs Magazine) a éveillé ma curiosité et m'a poussé à allumer la station de soudure.Avec quelques composants (oh pas beaucoup), j'ai réalisé le seul étage composé de TR1-FT1-IC1 (voir figure 1 en haut à gauche en bleu).

Je peux assurer à tous les lecteurs d'ELM que cet oscillateur est extraordinaire (pas d'autre mot).

En effet, il oscille avec tout type de self, que celles-ci soient prévues pour la VHF, la LF ou même la BF! Je n'en suis pas revenu. Ou plutôt si, pour vous lancer ce bref message.

Vu les résultats stupéfiants obtenus avec des selfs, j'ai voulu savoir s'il en était de même avec tout type de quartz.

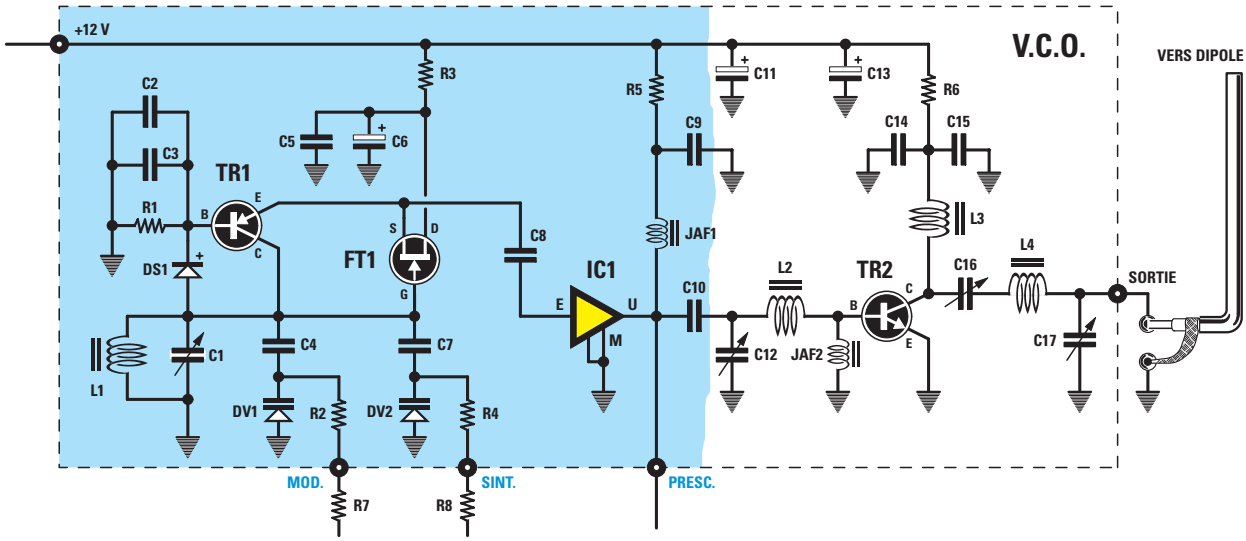
Alors j'ai modifié le schéma électrique comme le montre la figure 1, en bas cette fois. J'ai découvert qu'il suffisait d'utiliser pour L1 une self d'accord adéquate pour faire osciller un quartz en première - troisième - cinquième harmonique.

Evidemment L1 doit comporter un nombre de spires adéquat pour osciller sur la fréquence voulue.

Pour connaître ce nombre de spires, il suffit d'ôter le quartz du circuit et de court-circuiter ensuite le collecteur de TR1 avec la gâchette de FT1, puis de lire la fréquence produite en la prélevant à la sortie du petit amplificateur IC1.

Quand vous réinsèrerez le quartz dans le circuit, vous vous apercevrez qu'en tournant le condensateur ajustable C1 vous trouverez une position pour laquelle l'étage commencera à osciller.

Le second condensateur ajustable C6 (monté entre la gâchette de FT1 et la masse) est un peu critique et doit être réglé seulement pour faire démarrer l'étage oscillateur en présence de quartz "durs" à osciller.



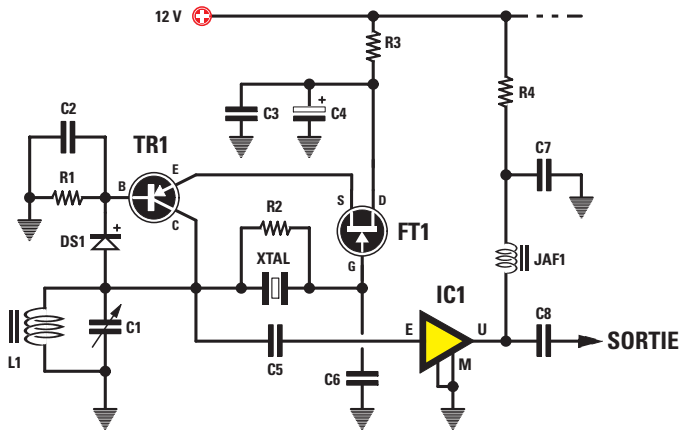


Figure 1: Schéma électrique du VCO EN1603 (en haut), vu dans ELM numéro 77 et schéma électrique du circuit modifié par mes soins afin de m'en servir pour faire osciller n'importe quel quartz. La self d'accord L1 devra comporter un nombre suffisant de spires pour faire osciller le quartz en première, troisième ou cinquième harmonique. Essayez et vous verrez que je ne divague pas!

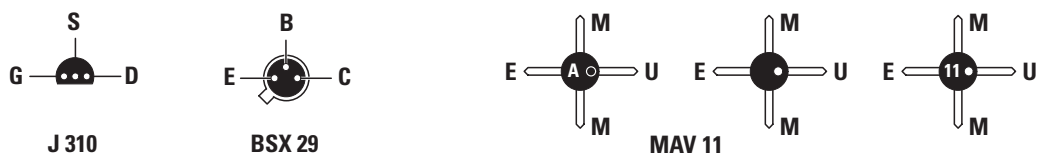


Figure 2: Brochages du FET et du transistor vus de dessous et du MAV11 vu de dessus. Pour ce dernier, le point blanc indique la sortie U (sur certains modèles, c'est un point noir invisible à droite du A qui indique cette broche U).

Liste des composants

R1 ..... 10 k
R2 ..... 1 k
R3 100
R4 150

C1..... condensateur ajustable 2-15 pF
C2..... 10 nF céramique
C3..... 10 nF céramique
C4..... 10 µF électrolytique
C5..... 3-8 pF céramique
C6..... condensateur ajustable 5-20 pF
C7..... 10 nF céramique
C8..... 120 pF céramique

TR1.... NPN BSX29

DS1 ... schottky BAR10
FT1.... J310
IC1..... MAV11
JAF1 .. 10 µH
L1..... voir texte
XTAL .. quartz

Note de la rédaction

Merci pour votre enthousiasme et votre témoignage. C'est vrai que ce circuit fait notre fierté et qu'il a auprès des lecteurs le succès qu'il mérite. A la rédaction, nous apprécions tout particulièrement que des lecteurs aventureux suivent nos traces puis essaient de les faire aller plus loin ou ailleurs: ainsi va le progrès.



Un convertisseur

12 Vcc → 230 Vca ou onduleur

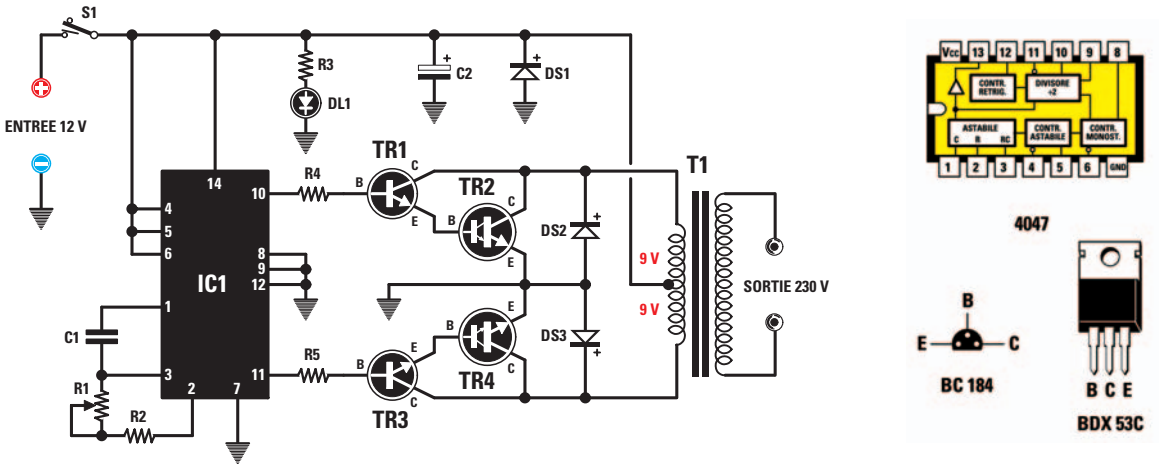


Figure 1 : Schéma électrique du convertisseur de tension ou onduleur et brochages du circuit intégré CMOS vu de dessus, du transistor BC184 vu de dessous et du transistor BDX53C vu de face.

Montage proposé par Lucien SEVRES

Je suis un lecteur de votre revue depuis le début et, je vous le dis sans la moindre flatterie, ELM est de loin la meilleure (en tout cas elle est la mieux adaptée à mes attentes) ; aussi je suis bien content qu'elle se maintienne dans la tourmente qui frappe actuellement la presse électronique. J'apprécie tout particulièrement sa vocation didactique, parce que je crois que, si on cesse d'apprendre, eh bien on régresse, surtout quand il s'agit d'une discipline en perpétuelle innovation.

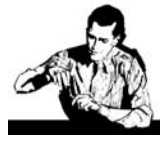
Bon, venons-en au vif du sujet (si vous me publiez, vous pourrez couper éventuellement la petite introduction qui précède). Comme le montre le schéma électrique de la figure 1, j'ai utilisé comme étage oscillateur le multivibrateur astable contenu dans IC1, un CMOS 4047 (série culte que cette série 40xx) : en faisant varier la valeur ohmique du trimmer R1 (résistance totale 220 k) on peut faire varier la fréquence d'oscillation de 40 Hz à 70 Hz. Le signal carré, déphasé de 180°, sortant des broches 10-11 va piloter les deux transistors NPN TR1-TR3, lesquels pilotent à leur tour les finaux de puissance TR2-TR4. Les diodes DS2-DS3, montées sur les sorties des transistors TR2-TR4 servent à les protéger contre les pics de surtension apparaissant aux bornes des enroulements 9 V + 9 V du transformateur T1.

Pour ce transformateur T1, j'ai utilisé un banal transformateur secteur (primaire 230 V donc) ayant un secondaire double 2 x 9 V.

Le signal présent sur l'enroulement 230 V, même s'il n'est pas sinusoïdal et si sa fréquence n'est pas exactement de 50 Hz, n'en permet pas moins d'alimenter la plupart des appareils électroniques : en effet, à l'intérieur de ceux-ci se trouve un transformateur secteur avec un primaire 230 V et des secondaires fournissant des tensions qui sont ensuite redressées par des diodes de puissance, ce qui donne à la fin des tensions continues, souvent stabilisées (or ces dernières ne garderont aucun souvenir du signal carré de votre onduleur !).

Note de la rédaction

Couper une introduction aussi chaleureuse ? Certes non, il est tout de même permis de se faire plaisir quand cela est légitime ! Merci pour votre fidélité : dans une discipline aussi changeante, c'est en effet une nécessité et c'est en tout cas une qualité. Le lecteur a oublié de préciser que les deux finaux de puissance TR2-TR4 doivent être montés sur un dissipateur de bonne taille, sans quoi, en charge, ils surchaufferaient. On peut choisir pour ces finaux des MJ4033 - MJ3007 ou d'autres encore, pourvu que ce soient des NPN. La puissance maximale prélevable en sortie dépend de la dimension du noyau du transformateur T1, c'est-à-dire de sa puissance en VA : avec un 50 VA on peut prélever sur le secondaire 230 V 0,2 A (le courant consommé par les finaux étant alors de 4 A) ; avec un 90 VA on peut prélever sur le secondaire 230 V 0,4 A (le courant consommé par les finaux étant alors de 7 A). Pour alimenter le circuit à partir de la batterie 12 V, il faudra prendre du fil d'au moins 1,8 millimètre de diamètre, afin d'éviter toute perte par effet Joule (échauffement dans les câbles dû à la résistivité des fils de trop petit diamètre).



Liste des composants

R1 ..... 220 k trimmer
R2 ..... 330 k
R3 680
R4 ..... 2,2 k
R5 ..... 2,2 k
C1 ..... 4,7 nF polyester
C2 ..... 220 µF électrolytique
DS1 ..... 1N4004
DS2 ..... 1N4004
DS3 ..... 1N4004
DL1 ..... LED
TR1 ..... NPN BC184
TR2 ..... NPN BDX53C
TR3 ..... NPN BC184
TR4 ..... NPN BDX53C
IC1 ..... CMOS 4047
T1 ..... transformateur secteur 80 VA primaire 230 V 0,35 A / secondaire 2 x 9 V 3,5 A
S1 ..... interrupteur

Un interphone à circuit intégré LM386

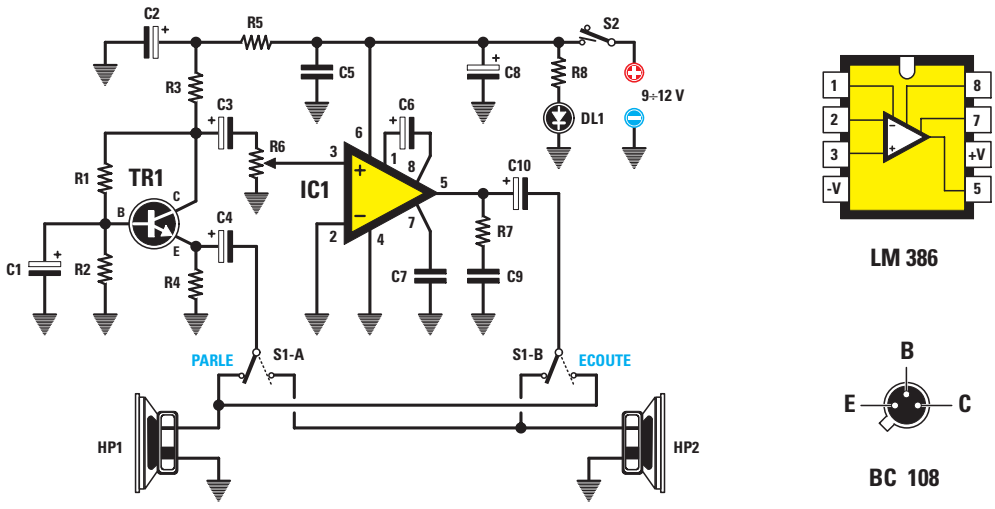


Figure 1: Schéma électrique de l'interphone et brochages du circuit intégré vu de dessus et du transistor vu de dessous.

Montage proposé par Marc SERRA

Comme chez moi le local que j'ai affecté au labo d'électronique est au rez-de-chaussée et l'appartement que j'habite est à l'étage, pour éviter à ma mère d'emprunter l'escalier quand elle vient m'avertir que le repas est prêt, j'ai voulu réaliser un interphone simple: il n'utilise en effet qu'un banal LM386 que je possédais dans mes casiers depuis un certain temps. Le résultat ne se ressent absolument pas de cette simplicité monacale!

Comme le montre le schéma électrique de la figure 1, le circuit aboutit à deux haut-parleurs de 8 ohms de 8 à 10 centimètres de diamètre: ils remplissent chacun à la fois les fonctions de haut-parleur et de microphone. Le double inverseur S1/1-S1/B sert à faire passer HP1 de la position Ecoute à la position Parle. Le haut-parleur HP1 qui se trouve dans mon labo est en permanence en position Ecoute: donc ma mère, qui a dans l'appartement le second HP2, peut m'appeler à tout moment et moi, pour répondre, je n'ai qu'à basculer le levier du double inverseur S1/1-S1/B en position Parle.

Le transistor TR1 est monté en amplificateur avec base à la masse: le signal est appliqué sur l'émetteur puisque le haut-parleur (utilisé alors en microphone) n'a qu'une impédance de 8 ohms. Le signal amplifié est envoyé, à travers l'électrolytique C3, sur le potentiomètre R6 commandant le réglage du volume. Ce signal, prélevé sur le curseur du potentiomètre, est appliqué à la broche 3 non-inverseuse de IC1. De la broche de sortie 5, le signal amplifié en puissance est prélevé à travers l'électrolytique C10 pour être acheminé vers l'inverseur S1/B et de là vers le haut-parleur.

Au début, je faisais fonctionner le circuit avec une pile de 9 V, mais elle s'épuisait vite et c'était ruineux! Maintenant je l'alimente en 12 V stabilisé à partir d'une petite alimentation secteur.

Note de la rédaction

Belle piété filiale qui conduit à l'électronique! Précisons tout de même que pour relier le haut-parleur HP2 à l'amplificateur, on peut utiliser du cordon bifilaire plat de type connexion des enceintes Hi-Fi ou du petit câble coaxial RG174 (tresse de blindage à la masse et fil central au point chaud).

D'autre part, nous remplacerions dans ce circuit le double inverseur S1/1-S1/B par un petit relais à double contact, commandé par poussoir: cette solution éviterait d'oublier de laisser le poste du labo en position Ecoute...et rendrait l'interphone plus universel d'emploi.



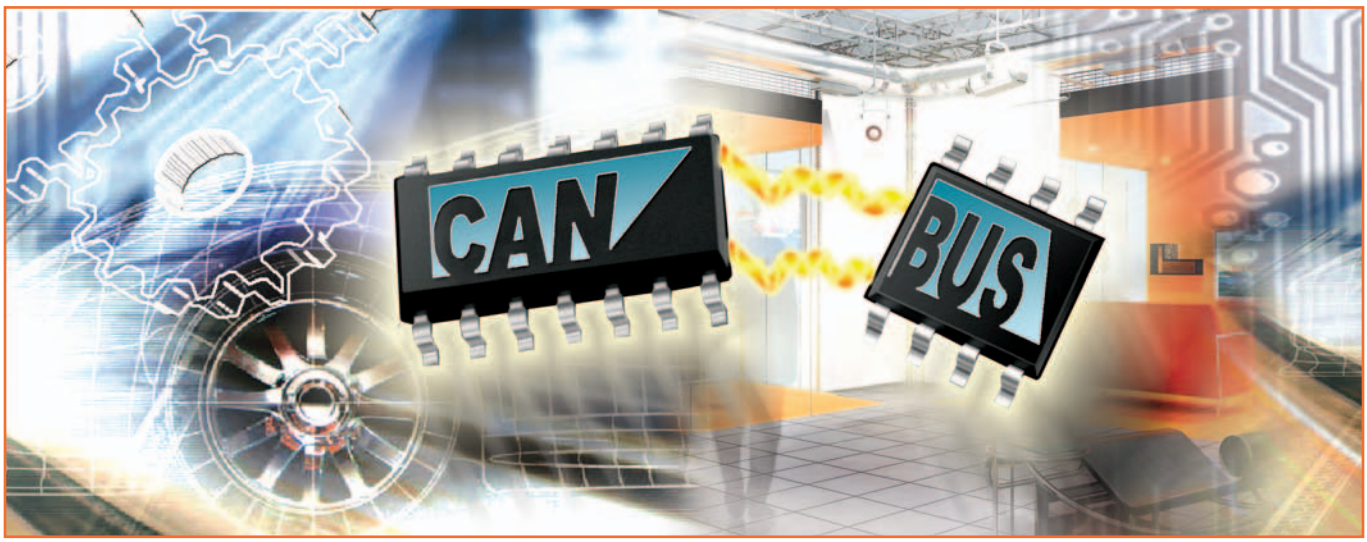
Liste des composants

R1 47
R2 10
R3 ..... 4,7 k
R4 47
R5 330
R6 ..... 10 k pot. lin.
R7 10
R8 680
C1..... 10 µF électrolytique
C2..... 220 µF électrolytique
C3..... 10 µF électrolytique
C4..... 10 µF électrolytique
C5..... 100 nF polyester
C6..... 10 µF électrolytique
C7..... 100 nF polyester
C8..... 220 µF électrolytique
C9..... 100 nF polyester
C10 ..... 220 µF électrolytique
DL1 ..... LED
IC1..... LM386
TR1..... BC108
S1/AB ... double inverseur
S2..... interrupteur
HP1 ..... haut-parleur 8 ohms
HP2 ..... haut-parleur 8 ohms

À la découverte du BUS CAN

Troisième partie

Conçu comme protocole de communication série pour faire communiquer entre eux tous les systèmes électroniques présents à bord d'une voiture, le bus CAN gagne aussi du terrain dans les domaines de l'automatisme industriel (robotique) et de la domotique. Dans cette série d'articles, ou de Leçons (comme vous voudrez), nous allons aborder la théorie de son fonctionnement et nous prendrons de nombreux exemples dans le domaine domotique (c'est-à-dire des automatismes dédiés à la maison). Dans cette troisième partie, nous abordons le développement du module CAN et analysons le matériel utilisé pour nos expérimentations.



Dans la partie précédente de cette série, nous vous avons montré en avant-première le schéma électrique de la platine d'expérimentation pour applications CAN et annoncé la publication imminente des notions inhérentes à ce montage et à la mise en place de nœuds CAN. Nous voici donc, fidèles au poste, prêts à affronter ce nouvel argument avec une humeur estivale !

Librairie CAN C18

Afin de développer correctement le programme résident pour les nœuds CAN, nous devons avant tout considérer le fait que Microchip met à notre disposition une intéressante librairie C18 (par ailleurs disponible et téléchargeable sur le site d'ELM). La présence d'une série de fonctions dissimulant opportunément les détails d'implémentation du protocole CAN facilite nettement le travail du programmeur, lequel peut alors se concentrer sur la logique de son application. La librairie que nous prendrons en considération ici se trouve dans une archive compressée nommée ECAN.zip. Celle-ci permet la gestion d'un nœud CAN dans les modes standard et étendu : il sera donc possible de manipuler aussi les messages avec un "arbitration field" (champ d'arbitrage) à identifiant long. C'est là un point de départ excellent pour tous ceux qui veulent se familiariser avec le développement des programmes résidents sur CAN-Bus.

Pour réaliser notre premier montage CAN, voyons comment est structurée cette librairie. Elle se compose de trois fichiers (Tableau1).

A propos du fichier ECAN.def, il faut dire qu'il peut être personnalisé en fonction des besoins de chacun. Par exemple, cette librairie permet de mettre à profit trois modes de fonctionnement :

Tableau 1.

Nom fichier	Description
ECAN.c	contient l'implémentation en C18 des fonctions CAN
ECAN.h	contient la déclaration des fonctions CAN
ECAN.def	contient une série de définitions établissant la phase d'initialisation des modules CAN et son mode de fonctionnement.

MODO0: compatible avec la version standard du protocole CAN;
MODO1: implémente les "features" (dispositifs) supplétifs de la version étendue du protocole CAN;
MODO2: compatible avec la version étendue du protocole CAN et intégrée par l'implémentation d'un "buffer" (tampon) FIFO en réception.

Dans le fichier .def nous trouvons la définition suivante: **#define** *ECAN_FUNC_MODE_VAL ECAN_MODE_0.* En associant une des trois valeurs possibles *(ECAN_MODE_0, ECAN_MODE_1, ECAN_MODE_2*) elle permet justement d'établir lequel des trois modes utiliser.

Pour une configuration détaillée, il est possible d'utiliser le module inclus dans le logiciel *Application Maestro* de Microchip téléchargeable sur www.microchip.com.

Souvenez-vous, nous avons déjà rencontré ce système de développement quand nous évoquions les mémoires "flash"; nous avions même présenté à cette occasion le mode de génération des fonctions relatives aux opérations d'interfaçage SPI. Nous pouvons créer le fichier *ECAN.def* et en modifier les définitions en utilisant une interface graphique très intuitive (comme on dit!).

Rappelons que pour disposer de tous les "listings" nécessaires, après avoir installé le paquet, il faut l'intégrer avec les modules en version 1.03, que l'on peut télécharger librement sur le site officiel Microchip (*www.microchip.com*).

Lançons l'application et sélectionnons le module *ECAN (Polled)*; faisons glisser ce dernier dans la liste *Selected Model* et nous verrons apparaître dans le cadre en bas à droite une liste de paramètres associés à une valeur prédéfinie et à un message qui en donne la signification (voir figure 1).

Avec un double clic sur un des paramètres nous pouvons en modifier la valeur. Supposons que nous voulions changer le mode de fonctionnement du module CAN à travers le champ nommé *Functional Mode*.

Après le double clic, la fenêtre de dialogue de la figure 2 apparaît: dans le menu déroulant, sélectionnons, par exemple, le *Mode1*. Nous produisons le code à travers le poussoir de commande (en rouge figure 3), mais on le peut aussi avec le raccourci de clavier *CTRL+G*.

Dans le répertoire sélectionné, nous trouverons un fichier nommé *ECANPoll.def* contenant la définition: **#define** *ECAN_FUNC_MODE_VAL ECAN_MODE_1*. C'est là la meilleure méthode pour effectuer une personnalisation détaillée du fichier en question, car elle met le programmeur à l'abri d'éventuelles erreurs de syntaxe, surtout en ce qui concerne les valeurs que l'on peut donner aux divers paramètres.

Naturellement, il est possible aussi d'effectuer une édition directe du fichier à l'intérieur de l'environnement MPLAB-IDE. Dans les deux cas il faut connaître la signification de chaque paramètre. Pour ce faire, nous devons tout d'abord voir de quelle manière un PIC implémente physiquement un module CAN.

Matériel du Module CAN

Prenons comme référence un PIC18F458. Le module CAN se compose d'une série de "buffers" (tampons), de registres de

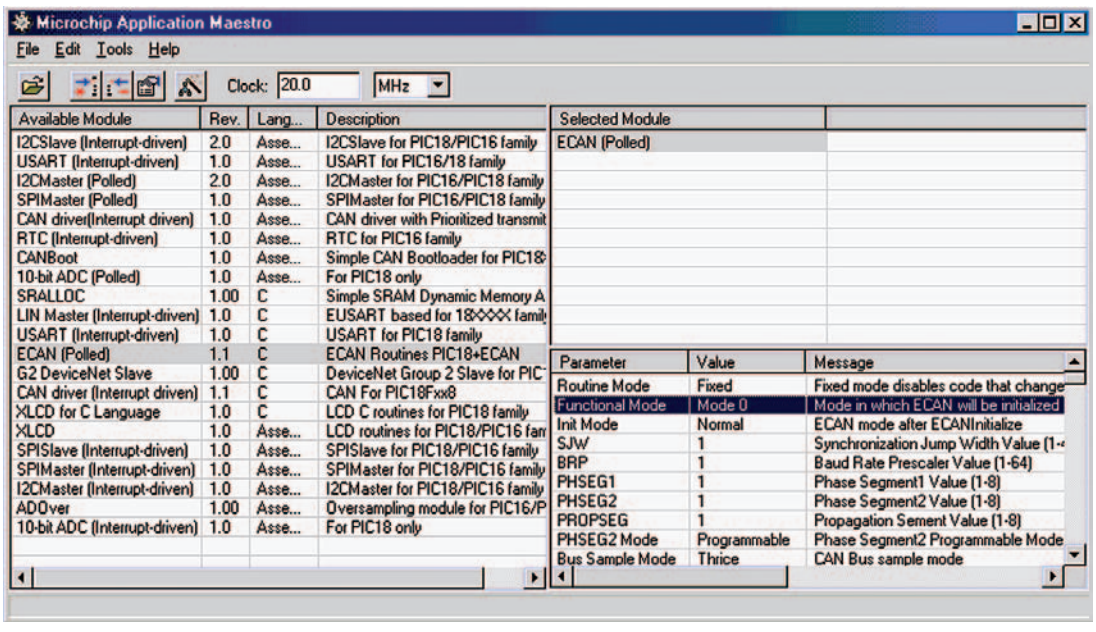


Figure 1: Avec le paquet Microchip Application Maestro, chaque paramètre affiche une valeur prédéterminée et indique sa signification.

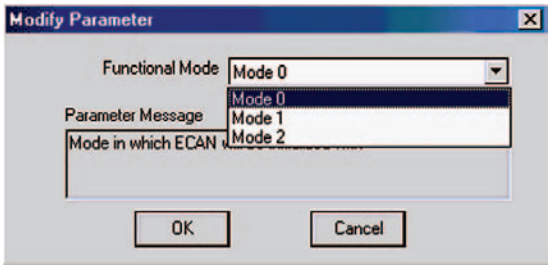


Figure 2 : Avec un double clic sur Functional Mode, cette fenêtre apparaît ; dans le menu déroulant, sélectionnons, par exemple, le Mode 1.

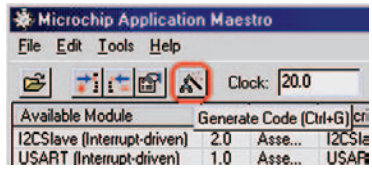


Figure 3 : Pour produire le code, cliquons sur le poussoir de commande (encadré en rouge).

contrôle et d'un moteur qui gère la réception et l'émission des messages. Jetons un coup d'œil au schéma (inclus dans la documentation Microchip) de la figure 4.

En ce qui concerne le moteur, on peut identifier une série de blocs logiques spécialisés. Chacun exécute une fonction bien déterminée, comme exposé ci-dessous :

1) **Transmit Error Counter (TXERRCNT) :** établit la fréquence à laquelle arrivent les erreurs d'émission ; si un "overflow" (débordement) se produit, le nœud est mis en "bus-off" (bus fermé) et, si 128 paquets composés de 11 bits récessifs sont émis sur le bus, la valeur du compteur est mise à zéro.

2) **Receive Error Counter (RXERRCNT) :** établit la fréquence à laquelle arrivent les erreurs de réception ; au moment où le compteur prend une valeur supérieure à 127, le nœud passe en "error-passive" (ErrPass).

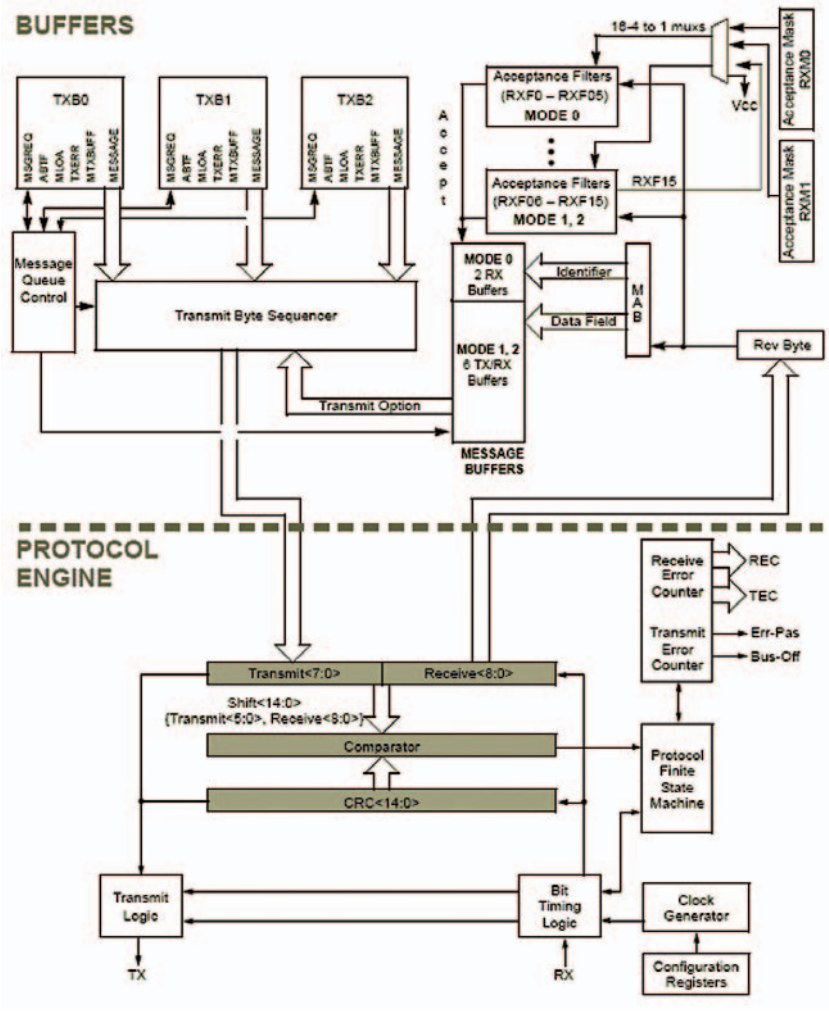


Figure 4 : Schéma inclus dans la documentation Microchip.

3) **CRC Register :** Effectue le contrôle du CRC pour les messages en réception et le recalcule pour ceux en émission.

4) **Comparator :** permet d'effectuer des opérations logiques de comparaison entre les divers registres, typiquement pour le contrôle du CRC.

5) **Bit Timing Generator/Logic :** s'occupe de contrôler la synchronisation des séquences de bits en entrée et en sortie ; rappelons en effet que chaque nœud utilise un "bit-rate" (débit binaire) constant.

6) **Transmit/Receive Shift :** il s'agit de deux registres de "shift" (décalage) permettant de transférer les séquences de bits en entrée et sortie du moteur à la structure de "buffer" correspondante.

7) **Protocol FSM (Finite State Machine) :** implémente les divers aspects du protocole CAN en utilisant un modèle de machine à états finis ; en fait, la communication se fait à travers la transition entre les divers états liés à une série d'événements ; par exemple, dans le cas où la présence d'une collision pendant un état d'émission est détectée, l'émission est immédiatement bloquée et la transition est mise en attente ; le sous système correspondant est essentiel pour la gestion de l'arbitrage du canal.

8) **Transmit Logic :** effectue toutes les opérations nécessaires pour un envoi correct des messages sur le bus, comme par exemple l'écoute du canal pour éviter les collisions.

La logique de gestion des erreurs comporte une série de passages entre divers états, comme le montre le diagramme de la figure 5.

La structure de "buffer" réalisée à l'intérieur du PIC est très importante car elle permet d'effectuer une gestion efficace des messages reçus à travers des filtres adéquats, ainsi que

des messages sortants, à travers une amorce basée sur divers niveaux de priorité.

Un PIC comme le 18F458 contient trois “buffers” en émission *(TXB0, TXB1, TXB2)* et deux en réception *(RXB0, RXB1)*, deux masques d’entrée *(RXM0, RXM1)* et six filtres d’entrée *(RXF0, RXF1, RXF2, RXF3, RXF4, RXF5)*. Analysons d’abord la partie concernant l’émission.

Chaque “buffer” d’émission est associé à un registre de contrôle appelé *TXBn-CON* (“Transmit Buffer n Control Registers”) et composé des bits suivants :

TXREQ (“Transmit Request Status Bit”) : quand il est à 1, la demande d’envoi d’un message est transmise ; sa valeur est mise à zéro quand l’émission s’est faite avec succès.

TXABT (“Transmission Aborted Status Bit”) : s’il est égal à 1, l’émission a été annulée.

TXLARB (“Transmission Lost Arbitration Bit”) : s’il est égal à 1, le nœud a perdu le contrôle du canal durant l’émission.

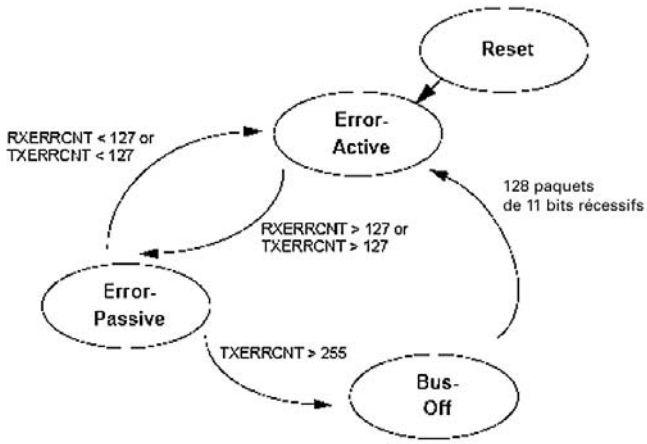


Figure 5 : La logique de gestion des erreurs comporte une série de passages entre divers états.

TXERR (“Transmission Error Detected Status Bit”) : s’il est égal à 1, une erreur s’est produite durant l’émission.

TXPRI0-TXPRI1 (“Transmit Priority bits”) : c’est une paire de bits qui établit la priorité avec laquelle le message de sortie sera traité par le “spooler” (gestionnaire) gérant l’amorce d’émission ; la valeur va de 0 à 3 (11 en binaire). Cette valeur établit l’ordre avec lequel les messages sont transmis mais n’influence absolument pas le champ identifiant du message.

A côté du registre de contrôle TXBn-CON, nous trouvons une série de registres opératoires associés à chaque “buffer” et permettant la sauvegarde des divers champs dont se compose





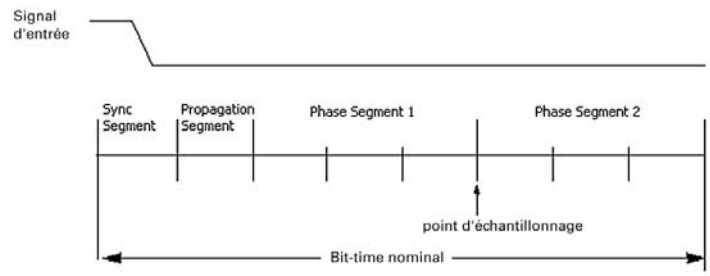


Figure 6 : Succession des segments (chaque paire de lignes verticales correspond à un TQ).

le message ; les registres en question sont :

TXBnSIDH (“Transmit Buffer n Standard Identifier High Byte Registers”) : contient la valeur de l’octet le plus significatif au format standard correspondant au message contenu dans le “buffer” n (0<=n<3) ;

TXBnSIDL (“Transmit Buffer n Standard Identifier Low Byte Registers”) : contient la valeur de l’octet le moins significatif de l’identifiant au format standard ainsi qu’un bit d’habilitation du format étendu et les deux bits les plus significatifs de l’identifiant au format étendu correspondant au message contenu dans le “buffer” n (0<=n<3) ;

TXBnEIDH (“Transmit Buffer n Extended Identifier High Byte Registers”) : celui-ci contient la valeur de l’octet le plus significatif de l’identifiant au format étendu correspondant au message contenu dans le “buffer” n (0<=n<3);

TXBnEIDL (“Transmit Buffer n Extended Identifier Low Byte Registers”) : celui-ci contient la valeur de l’octet le moins significatif de l’identifiant au format étendu correspondant au message contenu dans le “buffer” n (0<=n<3); TXBnDm (“Transmit Buffer n Data Field Byte m Registers”) : celui-ci contient les “m” octets de données (0<=m<8) correspondant au message contenu dans le “buffer” n (0<=n<3).

Rappelons que le champ de données peut avoir jusqu’à 8 octets de longueur ;

TXBnDLC (“Transmit Buffer n Data Length Code Registers”) : celui-ci contient la longueur du champ de données qui va de 0 à 8 octets et un bit nommé TXRTR (Transmission Frame Remote Transmission Request bit) qui active ou non le “flag” (drapeau) RTR par lequel un nœud, au lieu d’attendre passivement des informations d’un autre dispositif, les réclame directement.

En ce qui concerne la réception de messages, nous devons considérer que la structure se compose de deux “buffers” de réception dont chacun est en mesure de contenir un message entier.

Tableau 2.

Mode	Valeur REQOP (CANCON bit 7..5)	Description
CONFIGURATION	1xx (les valeurs x sont de type”not-care”, ce qui fait donc 1 ou 0)	Dans ce mode il est possible d’accéder à tous les registres de configuration du nœud (ce qui ne peut pas arriver dans les autres modes). Le nœud ne reçoit ni ne transmet, les compteurs d’erreurs sont mis à zéro et les “flags” d’interrupts restent constants. Ainsi les registres fondamentaux se protègent d’un accès non contrôlé en renvoyant leur données à une phase bien déterminée de configuration.
DISABLE	001	Le module CAN est désactivé avec maintien de la seule possibilité d’intercepter une interruption de “wake-up” (commande) basé sur le trafic présent sur le bus.
NORMAL	000	C’est le mode de fonctionnement standard. Le nœud travaille au maximum de ses possibilités : il reçoit et envoie des messages.
LISTEN ONLY	011	Dans ce mode le nœud reçoit tous les messages transitant sur le bus, même ceux avec erreurs. Il peut être utilisé pour des activités de surveillance du canal. A travers les registres de filtrage, il est possible de sélectionner les messages entrants à contrôler. Le nœud opère en un mode silencieux en ce sens qu’il ne transmet aucun message en sortie ; en outre les compteurs d’erreurs sont mis à zéro et désactivés.
LOOPBACK	010	Le module CAN est configuré de manière à ce que les messages en sortie soient chargés dans le “buffer” d’entrée de façon à être interprétés comme messages entrants. Il s’agit d’un mode très intéressant pour phase de développement et de tests, puisqu’il permet de vérifier le comportement du nœud à la réception d’un message déterminé.

Tableau 3.

Paramètre	Valeurs possibles	Description
ECAN_Bn_AUTORTR_MODE	ECAN_AUTORTR_MODE_DISABLE	Configure le “buffer” de émission n (avec n compris entre 0 et 5) dans le mode RTR (“Remote Transmission Request”) permettant de gérer automatiquement l’interrogation d’un nœud distant. Peut être utilisé en mode 1 et 2, donc en pleine compatibilité avec le standard étendu.
ECAN_Bn_MODE_VAL	ECAN_RECEIVE_ALL_VALID ECAN_RECEIVE_STANDARD ECAN_RECEIVE_EXTENDED ECAN_RECEIVE_ALL	Configure le “buffer” de réception n (avec n compris entre 0 et 5) en précisant les types de messages qu’il est habilité à recevoir. Il peut être utilisé dans les modes 1 et 2.
ECAN_Bn_TXRX_MODE_VAL	ECAN_BUFFER_TX ECAN_BUFFER_RX	Configure le “buffer” n (avec n compris entre 0 et 5) en émission ou réception. Il peut être utilisé dans les modes 1 et 2.
ECAN_BRP_VAL	de 1 a 8	Etablit la valeur à donner au BRP (“Baud Rate Prescaler”).
ECAN_BUS_SAMPLE _MODE_VAL	ECAN_BUS_SAMPLE _MODE_THRICE ECAN_BUS_SAMPLE _MODE_ONCE	Etablit si l’échantillonnage de la ligne de réception nécessaire pour établir son niveau logique doit se faire en une seule phase (au point d’échantillonnage) ou en trois phases (une précédant le point d’échantillonnage et deux lui correspondant).
ECAN_CAPTURE_MODE_VAL	ECAN_CAPTURE _MODE_DISABLE ECAN_CAPTURE _MODE_ENABLE	Permet d’activer ou de désactiver la possibilité de produire un “time-stamp” pour chaque message reçu à travers l’échantillonnage du signal sur CCP1. Il est nécessaire de configurer le registre CCP1CON en habilitant le mode “CCP special event trigger for CAN events”.
ECAN_FILTER_MODE_VAL	ECAN_FILTER_MODE_ENABLE ECAN_FILTER_MODE_DISABLE	Active ou désactive l’utilisation d’un filtre passe-bas pour la détection de l’activité du bus en mode “wake-up”. En fait il configure le flag WAKFIL du registre BRGCON3.
ECAN_FUNC_MODE_VAL	ECAN_MODE_0 ECAN_MODE_1 ECAN_MODE_2	Définit le mode de travail du nœud comme on l’a vu dans les précédents paragraphes.
ECAN_INIT_MODE	ECAN_INIT_NORMAL ECAN_INIT_CONFIGURATION ECAN_INIT_LOOPBACK ECAN_INIT_DISABLE ECAN_INIT_LISTEN_ONLY	Définit le mode de fonctionnement initial comme on l’a vu dans les précédents paragraphes.
ECAN_LIB_MODE_VAL	ECAN_LIB_MODE_FIXED ECAN_LIB_MODE_RUNTIME	Définit la possibilité de modifier les configurations du nœud à “run-time”, temps d’exécution (comme par exemple le mode de fonctionnement).
ECAN_PHSEG1_VAL	de 1 a 8	Etablit la longueur du segment Phase 1.
ECAN_PHSEG2_MODE_VAL	ECAN_PHSEG2 _MODE_PROGRAMMABLE ECAN_PHSEG2 _MODE_AUTOMATIC	Permet d’établir si le segment Phase 2 doit être géré automatiquement par le module ECAN ou s’il peut être programmé librement.
ECAN_PHSEG2_VAL	de 1 a 8	Etablit la longueur du segment Phase 2.
ECAN_PROPSEG_VAL	de 1 a 8	Etablit la longueur du segment Propagation.
ECAN_RXB0_DBL_BUFFER _MODE_VAL	ECAN_DBL_BUFFER _MODE_DISABLE	Active ou désactive le mode double-buffer pour RXB0. N’est utilisable qu’en mode 0.
ECAN_RXB0_MODE_VAL	ECAN_RECEIVE_ALL_VALID ECAN_RECEIVE_STANDARD ECAN_RECEIVE_EXTENDED ECAN_RECEIVE_ALL	Etablit le type de messages entrants acceptés par RXB0.
ECAN_RXB1_MODE_VAL	ECAN_RECEIVE_ALL_VALID ECAN_RECEIVE_STANDARD ECAN_RECEIVE_EXTENDED ECAN_RECEIVE_ALL	Etablit le type de messages entrants acceptés par RXB1.
ECAN_RXF0_MASK_VAL	ECAN_RXM0 ECAN_RXM1 ECAN_RXMF15	Relie RXF0 à un masque bien déterminé. Est utilisable en modes 1 et 2. Notez qu’il est possible de configurer le filtre RXF15 comme un masque d’entrée.

ECAN_RXFn_BUFFER_VAL	RXB0 RXB1 B0 B1 B2 B3 B4 B5	Relie un filtre à un “buffer” spécifique en réception. Est utilisable en modes 1 et 2.
ECAN_RXFn_MODE_VAL	ECAN_RXFn_ENABLE ECAN_RXFn_DISABLE	Permet d’activer ou désactiver les filtres en réception RXFn avec n allant de 0 à 15. Peut être utilisé en modes 1 et 2. En mode 0 n va de 0 à 5 et les filtres correspondants sont tous actifs.
ECAN_RXFn_MSG_TYPE_VAL	ECAN_MSG_STD ECAN_MSG_XTD	Permet de définir le mode standard ou étendu pour les filtres RXFn. En mode 0 seuls RXF0-RXF5 sont disponibles.
ECAN_RXFn_VAL	une valeur de 11 bits à 29 bits	Donne la valeur à 11 bits ou à 29 bits du filtre correspondant RXFn.
ECAN_RXMn_MSG_TYPE	ECAN_MSG_STD ECAN_MSG_XTD	Définit le mode standard ou étendu pour les masques d’entrée RXM0-RXM1.
ECAN_SJW_VAL	de 1 a 4	Etablit la longueur du SJW (“Synchronisation Jump Width”).
ECAN_TX2_MODE_VAL	ECAN_TX2_MODE_DISABLE ECAN_TX2_MODE_ENABLE	Active ou désactive la broche CANTX2 dans les PIC qui le prévoient.
ECAN_TX2_SOURCE_VAL	ECAN_TX2_SOURCE_COMP ECAN_TX2_SOURCE_CLOCK	Définit la source de signal pour la broche CANTX2 qui peut être le complément du signal présent sur CANTX1 ou bien l’horloge du module CAN.
ECAN_TXDRIVE_MODE_VAL	ECAN_TXDRIVE_MODE_TRISTATE ECAN_TXDRIVE_MODE_VDD	Définit en quel mode la broche CANTX1 est commandée en un état récessif.
ECAN_WAKEUP_MODE_VAL	ECAN_WAKEUP_MODE_ENABLE ECAN_WAKEUP_MODE_DISABLE	Active ou désactive le mode de “Wake-up” pour le nœud.

Il existe donc des registres exactement complémentaires de ceux vus pour l’émission et qui contiennent les divers champs du message (*RXBnSIDH, RXBnSIDL* etc.).

Pour supporter ces registres, nous avons le *MAB* (“Message Assembly Buffer”) qui ne fait qu’acquérir le prochain message présent sur le bus en fournissant un troisième niveau de “bufférisation”.

Le message en question est transféré au “buffer” correspondant **RXBn** seulement s’il satisfait aux critères établis par les filtres d’entrée.

Il faut faire une distinction entre filtre et masque d’entrée. Un masque établit la position des bits de l’identifiant à extraire, alors que le filtre établit la valeur que ces bits doivent avoir pour que le message soit accepté par le nœud.

Attention, le “buffer” *RXB0* s’occupe des messages à haute priorité et possède deux filtres associés, tandis que *RXB1* élabore les messages à basse priorité et possède quatre filtres associés.

Il est en outre possible de faire en sorte que *RXB0* fonctionne en mode “Double-Buffer”. En fait, quand *RXB0* contient un message valide, s’il en reçoit un autre, une erreur ”d’overflow ” ne se produit pas mais le message est acheminé vers le “buffer” *RXB1* pour être traité selon les filtres de ce dernier.

A côté des registres associés aux opérations d’émission et de réception, le PIC contient diverses autres structures de contrôle.

Voyons celles qui intéressent directement les modifications effectuées dans les paramètres du fichier *ECAN.def*.

CIOCAN (CAN I/O CONTROL REGISTER): ce registre contient deux bits. Le premier, nommé *CANCAP*, permet de faire en sorte que le module CAN engendre un “time-stamp” (horodatage) pour chaque message reçu.

Une fois actif, le module CAN produit un signal pour la broche *CCP1*; cette dernière est configurée de manière telle que les quatre bits 3:0 de *CCP1CON* soient à 0011 (CCP “special event trigger for CAN events”).

Ainsi, à la réception d’un message, la valeur du *Timer1* ou du *Timer3* est extraite pour être utilisée comme “time-stamp”.

Le second bit, nommé *ENDRHI*, établit selon quel mode est commandée la broche *CANTX1* dans un état récessif (il prend la tension Vdd ou bien utilise un mode de type “Tri-State”, triple état).

CANCON (CAN CONTROL REGISTER): avec trois bits de ce registre, il est possible d’établir le mode de travail de notre nœud.

En fait, il est possible de choisir parmi 5 options: configuration, disable, normal, listen only, loopback. Le Tableau 2 en résume les caractéristiques.

Dans la réalité, on peut activer un sixième mode opérationnel appelé “Error Recognition Mode”, en mettant à 11 (=3 en décimal) deux bits (nommés *RXM*) du registre *RXBnCOM*.

Ainsi tous les messages entrants, valides ou non, sont acceptés et transférés aux “buffers” de réception.

BRGCON1:BRGCON3 : ensemble de trois registres permettant d’établir le “bit-rate” (débit binaire), les méthodes de synchronisation et le type

d'échantillonnage à utiliser. Il est important de considérer que chaque nœud doit utiliser le même "bit-rate" nominal défini comme nombre de bits transmis par seconde avec un émetteur idéal.

Le protocole CAN utilise un codage de type NRZ (Non-Return-to-Zero) qui n'intègre pas dans le "stream" (flux) transmis le signal d'horloge.

Par conséquent les nœuds en réception doivent récupérer l'horloge et se synchroniser avec les nœuds en émission.

Pour le faire correctement, la classe de PIC18FXX8 utilise un DPLL (Digital Phase Lock Loop) qui divise chaque "bit-time" (durée de bit) en plusieurs segments sur la base d'un intervalle de temps minimal appelé "Time Quanta", ou durée (TQ).

Comme tous les nœuds utilisent la même fréquence de système (celle qui provient de l'oscillateur relié aux broches OSC1 et OSC2), il est nécessaire d'effectuer une configuration précise de chacun d'eux et de déterminer la valeur du BRP (Baud Rate Prescaler entier compris entre 0 et 63) et le nombre de "Time Quanta" pour chaque segment.

Précisons tout de suite que, durant les expérimentations que comporte cette série d'articles, nous utiliserons la même configuration matérielle pour tous les nœuds et donc la même fréquence d'horloge.

Le "bit-time" nominal peut se définir comme la réciproque du "bit-rate" nominal se compose de quatre segments :

- *Synchronization Segment (Sync_Second)* : permet la synchronisation entre les divers nœuds, durant cet intervalle de temps qui dure 1 TQ , le nœud attend la transition de niveau logique du signal d'entrée.

- *Propagation Time Segment (Prop_Seg)* : permet de compenser le retard dû au temps de propagation du signal sur le bus et celui dû au retard naturel interne des nœuds. Sa longueur peut être configurée entre 1 et 8 TQ.

- *Phase Buffer Segment 1 (Phase_Seg1) et Phase Buffer Segment 2 (Phase_Seg2)* : permettent d'optimiser la position du point d'échantillonnage (c'est-à-dire du point sur lequel est lu le niveau logique présent sur la ligne d'entrée et donc la valeur du bit reçu) à l'intérieur du bit-time. Leur longueur peut être configurée entre 1 et 8 TQ.

La figure 6 permet d'éclairer la succession des segments (on considère que graphiquement chaque paire de lignes verticales correspond à un TQ). Le "bit-time" nominal va de 8 TQ à 25 TQ.

On définit comme "Information Processing Time" (IPT) le temps s'écoulant entre le point d'échantillonnage et la détermination du niveau logique du bit suivant. Selon les spécifications CAN, cet intervalle doit être inférieur ou égal à 2 TQ.

Pour le PIC18F458 il est égal à 2 et par conséquent, durant la programmation, la longueur du "Phase Buffer Segment" 2 doit être supérieure ou égale à 2.

Sur la base de la fréquence d'horloge du système et donc du quartz utilisé, nous pouvons établir le "bit-rate" nominal avec un calcul simple ; étant donné que :

TQ (µs.) = [2x(BRP+1)]/Fosc (MHz) et TBIT(µs.) = TQ (µs.) x nombre de TQ par bit time nominal et bit rate nominal (bit/s) = 1/ TBIT,

si nous posons Fosc=20 MHz, BRP=4 et le bit time nominal égal à 16 TQ (soit le double de ce qui a été vu figure 6) nous aurons :

TQ = [2x(4+1)]/20 = 0,5 µs. et TBIT = 16x0,5 = 8 µs. et bit rate nominal = 1/(8x10-6)= 125.000 bit/s = 125 kbps.

Pour effectuer une resynchronisation, le PIC peut travailler sur la longueur des segments *Phase 1* et *Phase 2*, étant bien entendu que la longueur du premier segment peut être seulement allongée, alors que celle du second peut être raccourcie d'un intervalle appelé *Synchronization Jump Width (SJW)*.

La valeur de l'intervalle va de 1 à 4 TQ et peut être configuré au moyen du registre BRGCON1.

De manière générale, étant donnée la bonne stabilité des oscillateurs céramiques, dans la plupart des cas la valeur 1 est plus que suffisante.

Après avoir vu la structure matérielle par laquelle le PIC implémente le module CAN, nous pouvons analyser plus facilement le tableau des paramètres du fichier **ECAN.def** (voir le Tableau 3). Nous avons enfin atteint le point de contact entre la partie théorique et la pratique de cette série d'articles.

La présence d'une librairie C18 en mesure de gérer le mode standard comme le mode étendu du protocole CAN a nécessité le passage par un exposé théorique supplémentaire.

Mais nous avons désormais toutes les informations pour commencer notre premier développement de programme résident ("firmware") pour bus CAN.

Nous procèderons comme nous l'avons fait pour les autres cours de programmation (SP1-GM47) : les instructions (ou fonctions) seront expliquées en détail au moment de leur utilisation dans le code.

Notre première expérimentation nous permettra de comprendre comment un nœud peut acquérir des données externes (par exemple une sonde de température) et les rendre disponibles sur le bus afin qu'elles puissent être utilisées par les autres nœuds.

C'est là un premier pas vers la description de la coopération entre plusieurs dispositifs CAN, l'objectif étant d'arriver à comprendre comment un ensemble de nœuds CAN constitue un système cohérent et ordonné en mesure d'accomplir de multiples fonctions en distribuant les informations nécessaires.

Conclusion

Si vous piaffez d'impatience, en attendant le numéro d'ELM de rentrée, vous pouvez déjà vous procurer le matériel nécessaire pour monter la platine d'expérimentation.

Bonnes vacances studieuses (celles qui le sont ne sont jamais considérées *a posteriori* comme ratées).

Comment construire ce montage ?

Tout le matériel nécessaire pour construire la platine d'expérimentation bus CAN est d'ores et déjà disponible chez certains de nos annonceurs. Voir les publicités dans la revue.

Les typons des circuits imprimés sont disponibles à l'adresse http://www.electronique-magazine.com/circuitrevue/085.zip ◆

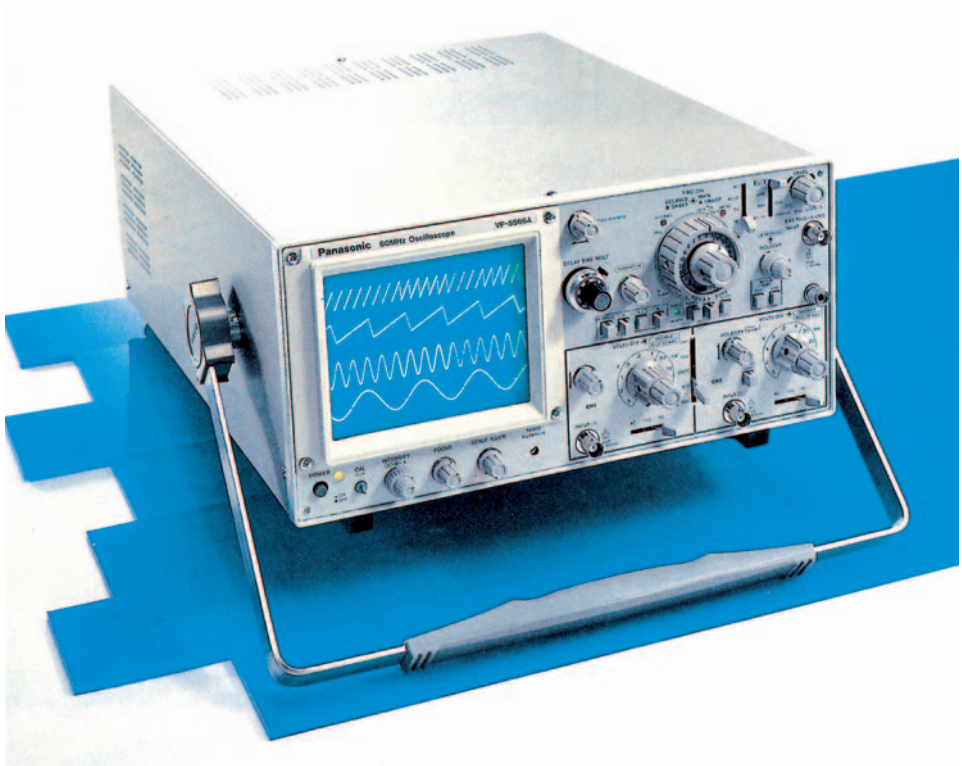
NIVEAU 3
LEÇON N°47-9

Comment utiliser l'oscilloscope

Utiliser l'oscilloscope comme fréquencemètre

Neuvième partie

Même sans fréquencemètre numérique vous pouvez connaître la fréquence en Hz, kHz, MHz de n'importe quel signal : il vous suffit pour cela d'utiliser votre oscilloscope. Voici comment procéder.



Si on demande à un électronicien, même débutant, quel instrument est nécessaire pour mesurer une fréquence, il vous répondra "un fréquencemètre" (et s'il est numérique c'est encore mieux). Mais peu de gens savent qu'avec un oscilloscope on peut très bien également effectuer cette mesure. Dans cette Leçon nous allons vous expliquer comment mesurer avec cet instrument la fréquence d'un signal ayant n'importe quelle forme d'onde.

Comment mesurer une fréquence

Puisque tous les oscillos disposent d'un sélecteur de base de temps dûment calibré en s secondes- ms millisecondes- µs microsecondes (en face avant Time/div, voir figure 1), nous pouvons trouver à partir de là la valeur d'une fréquence avec une excellente précision. Pour ce faire, il suffit de compter les carreaux occupés horizontalement par un

signal de n'importe quelle forme d'onde entière et de regarder sur quelle position est réglé le sélecteur Time/div de la base de temps. Pour déterminer une forme d'onde entière, on doit considérer la distance entre le début et la fin de l'onde ou, mieux encore, la distance entre ses deux sommets (voir les exemples des figures 4-5-6-7).

Quand on connaît le nombre de carreaux occupés par une onde complète, il suffit de voir sur quelle position est réglé le sélecteur Time/div (s seconde, ms milliseconde ou µs microseconde) et, avec ces deux données, de calculer très simplement la fréquence, grâce aux formules du haut du Tableau 1.

Quand on connaît la fréquence en Hz-kHz-MHz, on peut aussi calculer combien de carreaux occupera une onde entière, grâce aux formules de la partie inférieure de ce même Tableau 1.

Comment préparer les réglages de l'oscilloscope

La figure 3 représente une face avant standard d'oscilloscope avec toutes ses commandes (vous la reconnaissez puisque vous lisez la neuvième partie de la Leçon 47 consacrée à l'oscilloscope) : comme d'habitude, les diverses commandes sont indiquées par une lettre fléchée. Voici le rappel des noms de ces commandes et de leur utilisation :

Trigger Mode (flèche H) : presser la touche Auto.

Trigger Source (flèche G) : ce sélecteur, en principe à glissière, doit toujours être positionné sur Norm (normal).

Time/div (flèche E) : ce bouton doit être tourné jusqu'à la visualisation à l'écran d'une à trois ondes entières, qu'elles soient sinusoïdales, carrées ou triangulaires.

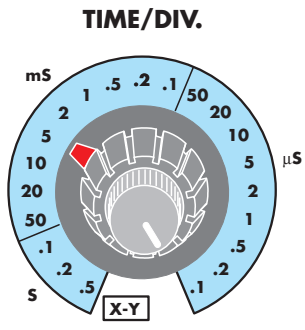


Figure 1 : Pour mesurer une fréquence à l'oscilloscope, utilisez le bouton Time/div. Attention, toutes les valeurs précédées par un point, sur les calibres des s, ms, µs, soit .5 - .2 - .1 sont à lire 0,5 - 0,2 - 0,1.

Vertical Mode (flèche D) : comme on se sert normalement de l'entrée CH1, pressez le poussoir CH1.

Sélecteur AC-GND-DC (flèche B) : comme nous utilisons l'entrée CH1, nous devons placer le levier de ce commutateur sur AC, soit sur courant alternatif.

Tableau 1

F en Hz = 1 : (Time/div en s x nombre de carreaux)
F en Hz = 1 000 : (Time/div en ms x nombre de carreaux)
F en kHz = 1 000 : (Time/div en µs x nombre de carreaux)
F en MHz = 1 : (Time/div en µs x nombre de carreaux)
nombre de carreaux = 1 : (Time/div en s x Hz)
nombre de carreaux = 1 000 : (Time/div en ms x Hz)
nombre de carreaux = 1 000 : (Time/div en µs x kHz)
nombre de carreaux = 1 : (Time/div en µs x MHz)

Tableau 2

	une onde entière occupe		
Time/div	1 carreau	2 carreaux	4 carreaux
0,5 s	2 Hz	1,0 Hz	0,5 Hz
0,2 s	5 Hz	2,5 Hz	0,5 Hz
0,1 s	10 Hz	5 Hz	0,5 Hz
50 ms	20 Hz	10 Hz	0,5 Hz
20 ms	50 Hz	25 Hz	0,5 Hz
10 ms	100 Hz	50 Hz	0,5 Hz
5 ms	200 Hz	100 Hz	0,5 Hz
2 ms	500 Hz	50 Hz	0,5 Hz
1 ms	1 KHz	500 Hz	0,5 Hz
0,5 ms	2 KHz	1 KHz	0,5 Hz
0,2 ms	5 KHz	2,5 KHz	0,5 Hz
0,1 ms	10 KHz	5 KHz	0,5 Hz
50 µs	20 KHz	10 KHz	0,5 Hz
20 µs	50 KHz	25 KHz	0,5 Hz
10 µs	100 KHz	50 KHz	0,5 Hz
5 µs	200 KHz	100 KHz	0,5 Hz
2 µs	500 KHz	250 KHz	0,5 Hz
1 µs	1 MHz	1,0 Hz	0,5 MHz
0,5 µs	2 MHz	1,0 Hz	1 MHz

Figure 2 : Si, quand vous réglez le bouton Time/div (voir figure 1) sur une des positions indiquées dans la colonne de droite, une onde entière apparaît à l'écran, qu'elle soit sinusoïdale, carrée, en dent de scie ou triangulaire, couvrant 1-2-3 carreaux, grâce à ce Tableau vous pourrez déterminer la fréquence du signal.

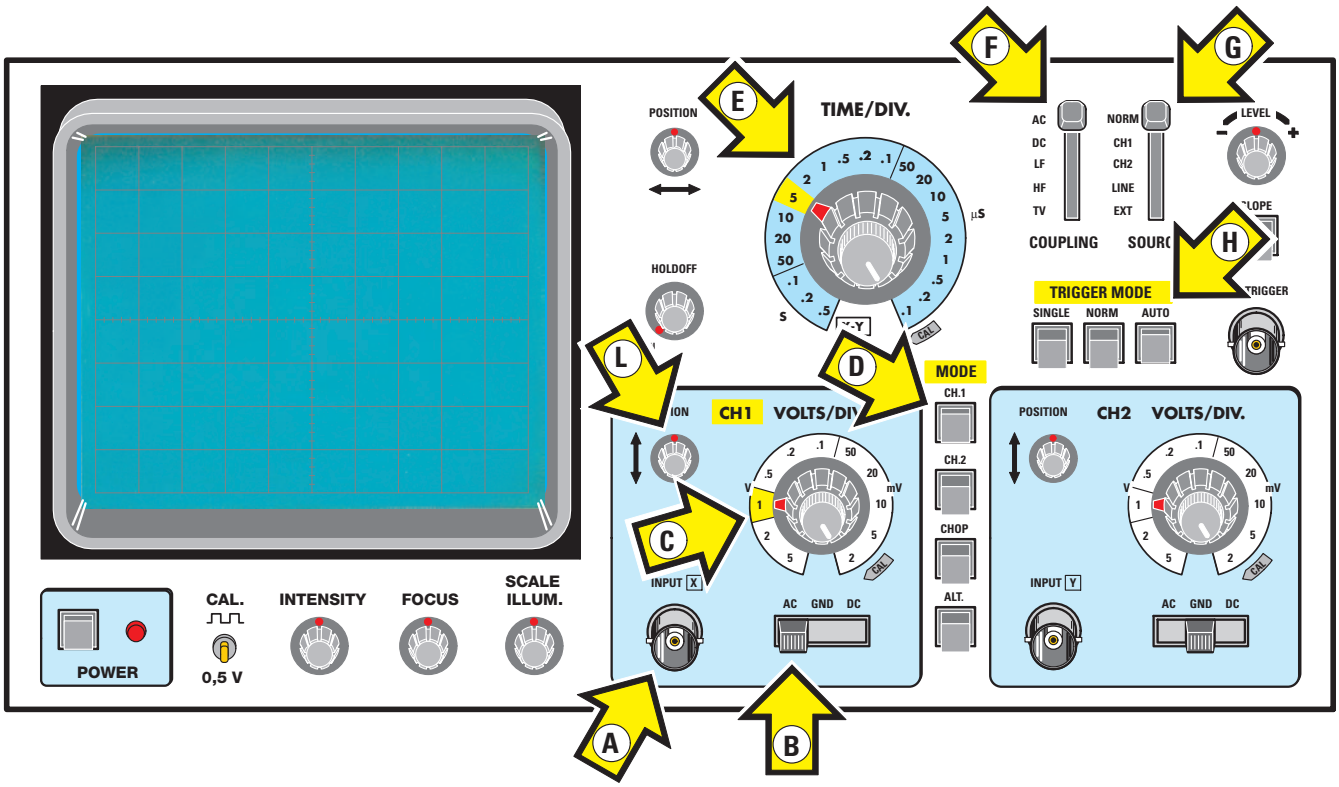


Figure 3 : Pour effectuer des mesures de fréquences vous devez placer le sélecteur AC-GND-DC sur AC (flèche B). Le texte de la Leçon rappelle les fonctions correspondant à toutes les lettres fléchées.

Votre nouveau site - www.electronique-magazine.com - est en ligne



Articles, Revues et CD téléchargeables au format PDF
Abonnements et anciens numéros papier en ligne

Les circiuts imprimés et les programmes disponibles se trouvent dans le sommaire de chaque numéro

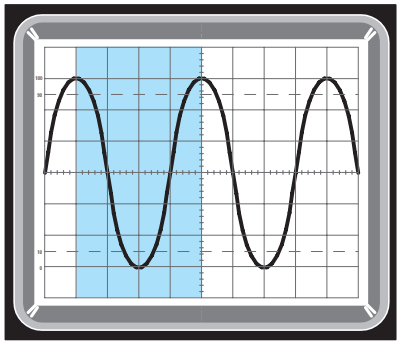


Figure 4 : Pour mesurer la fréquence d'un signal sinusoïdal vous n'avez qu'à compter le nombre de carreaux occupés horizontalement par une onde entière (sinusoïde complète). Ici 4 carreaux.

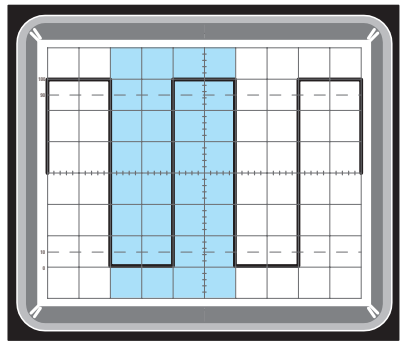


Figure 5 : Pour mesurer la fréquence d'un signal carré il vous suffit de compter le nombre de carreaux occupés horizontalement par une onde entière. Ici 4 carreaux également.

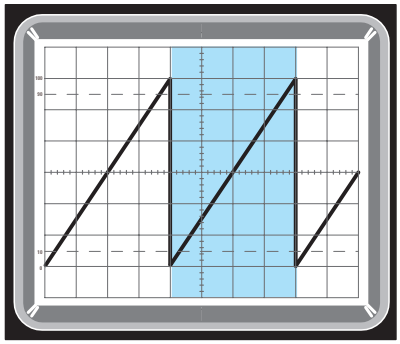


Figure 6 : Pour mesurer la fréquence d'un signal en dent de scie il suffit de compter toujours le nombre de carreaux occupés horizontalement par une onde entière. Ici 4 carreaux à nouveau.

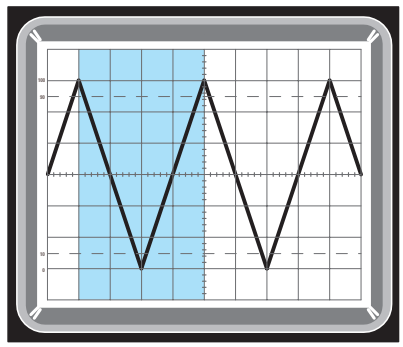


Figure 7 : Pour mesurer la fréquence d'un signal triangulaire il faut compter le nombre de carreaux occupés horizontalement par une onde entière. Ici encore 4 carreaux.

Sélecteur V/div de CH1 (flèche C) : puisque le signal alternatif que nous allons mesurer aura une tension (amplitude) inconnue, il nous faut tourner ce bouton jusqu'à visualiser à l'écran des formes d'onde couvrant verticalement trois ou quatre carreaux (si nécessaire, vous pouvez utilisez pour y parvenir les inverseurs x1 ou x10 situés sur la sonde).

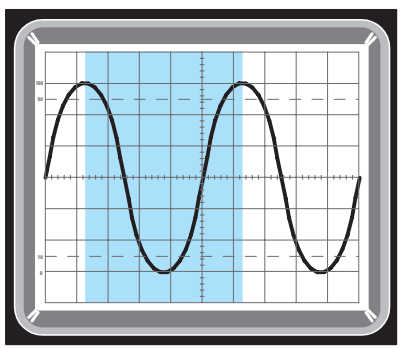
Bouton de position (flèche L) : ce petit bouton doit être tourné de manière à positionner la forme d'onde comme le montrent les figures 4-5-6-7.

Exemples de mesures d'une fréquence

Après ces brefs rappels (sans doute une révision nécessaire du Cours ?), nous allons donner quelques exemples pratiques associés à des graphiques.

La fréquence d'une onde sinusoïdale

Quand on réalise des oscillateurs BF, il peut être utile de savoir quelles fréquences minimale et maximale il sera en mesure de produire.



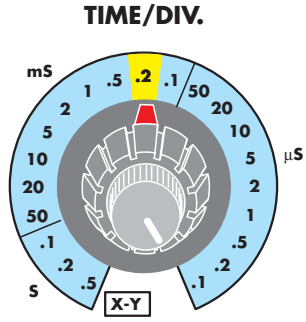
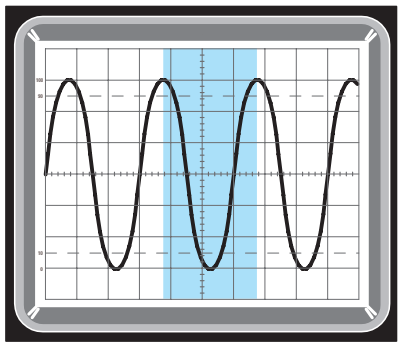


Figure 8 : Si nous mesurons un signal sinusoïdal et si l'onde entière couvre 5 carreaux, le bouton Time/div étant réglé sur 0,2 ms, la fréquence F = 1 000 : (0,2 x 5) = 1 000 Hz ou 1 kHz.



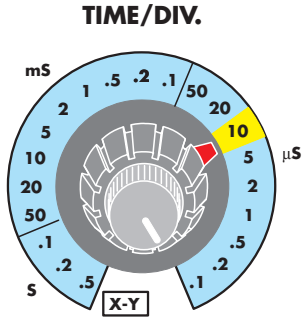
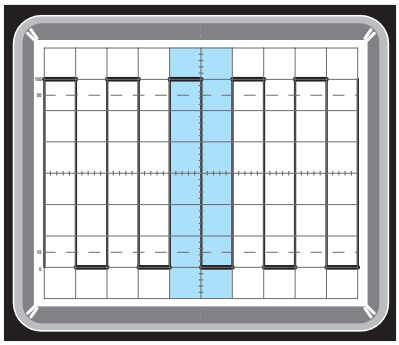


Figure 9 : Si ce signal sinusoïdal couvre seulement 3 carreaux, le bouton Time/div étant réglé cette fois sur 10 µs, la fréquence F = 1 000 : (10 x 3) = 33,33 kHz.



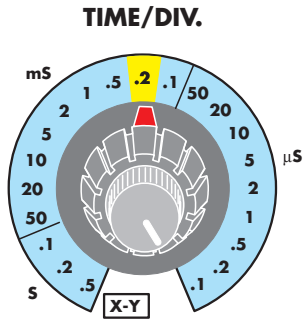
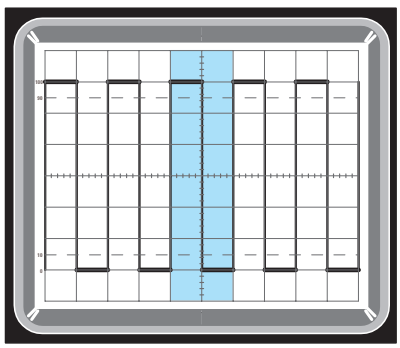


Figure 10 : Si nous mesurons un signal carré et si l'onde entière couvre 2 carreaux, le bouton Time/div étant réglé sur 0,2 ms, la fréquence F = 1 000 : (0,2 x 2) = 2 500 Hz ou 2,5 kHz.



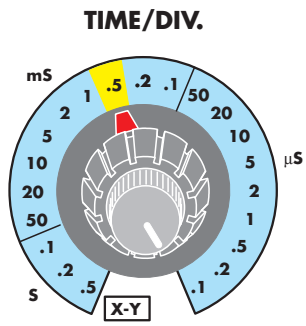
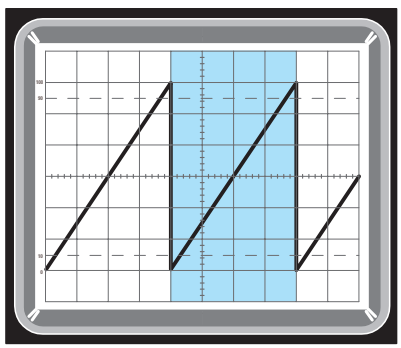


Figure 11 : Si ce signal carré couvre toujours 2 carreaux, le bouton Time/div étant réglé cette fois sur 0,5 ms, la fréquence F = 1 000 : (0,5 x 2) = 1 000 Hz ou 1 kHz.



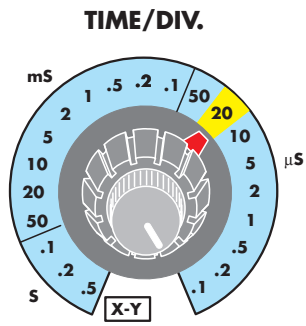
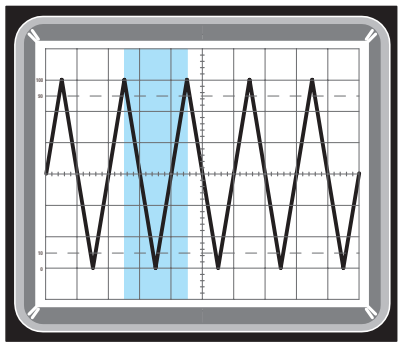


Figure 12 : Si nous mesurons un signal en dent de scie et si l'onde entière couvre 4 carreaux, le bouton Time/div étant réglé sur 20 µs, la fréquence F = 1 000 : (20 x 4) = 12,5 kHz.



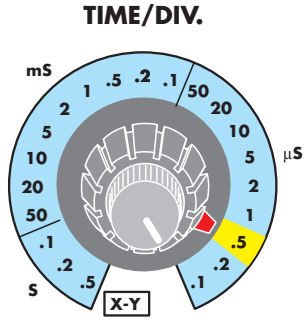
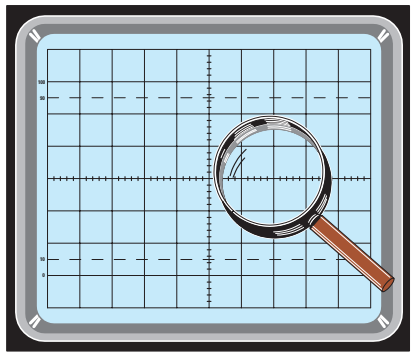


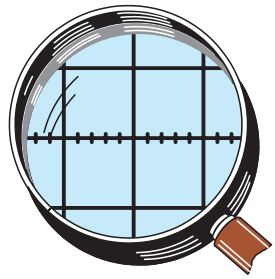
Figure 13 : Si nous mesurons un signal triangulaire et si deux sommets sont distants de 2 carreaux, le bouton Time/div étant réglé sur 0,5 µs, la fréquence F = 1 000 : (0,5 x 2) = 1 000 kHz.

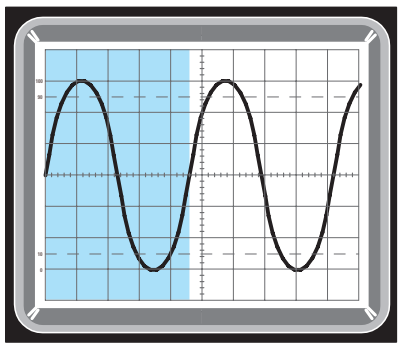
Figure 14 : Chaque carreau est divisé horizontalement en 5 parties (ou traits) servant à calculer avec plus de précision les fréquences. Le Tableau 3 indique la valeur de chaque subdivision : 0,2 pour un trait, 0,4 pour deux traits, 0,6 pour trois traits, 0,8 pour quatre et 1,0 pour cinq (ce qui fait un carreau entier évidemment).

Tableau 3

1er trait ajouter 0,2
2e trait ajouter 0,4
3e trait ajouter 0,6
4e trait ajouter 0,8
5e trait ajouter 1,0







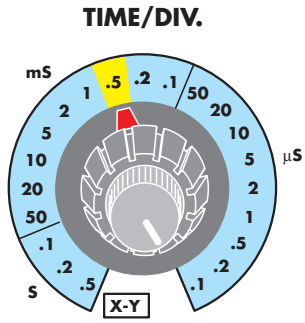


Figure 15 : Si nous mesurons une onde couvrant 4 carreaux et 3 traits (3 traits qui font une valeur de 0,6 : voir figure 14), le bouton Time/div étant réglé sur 0,5 ms, la fréquence F = 1 000 : (0,5 x 4,6) = 434,78 Hz.

Supposons une onde sinusoïdale entière couvrant exactement 5 carreaux comme le montre la figure 8 ; le bouton Time/div est sur 0,2 ms. Pour calculer la fréquence, utilisons la formule :

F en Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (0,2 x 5) = 1 000 Hz ou 1 kHz.

Si l'onde sinusoïdale entière couvre exactement 3 carreaux comme le montre la fig. 9 et si Time/div est sur le calibre 10 µs, pour calculer la fréquence, nous utilisons la formule suivante :

F en kHz = 1 000 : (µs x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (10 x 3) = 33,33 kHz ou 33 330 Hz.

La fréquence d'une onde carrée

Si vous avez réalisé un générateur de signaux carrés, vous pouvez facilement connaître la fréquence qu'il fournit en comptant combien de carreaux couvre l'onde entière.

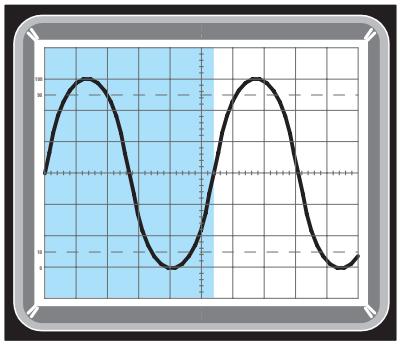
Supposons une onde carrée entière couvrant exactement 2 carreaux comme le montre la figure 10 ; le bouton Time/div est sur 0,2 ms ; pour calculer la fréquence, utilisons la formule :

F en Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (0,2 x 2) = 2 500 Hz ou 2,5 kHz.

Si l'onde carrée entière couvre exactement 2 carreaux comme le montre la figure 11 et si Time/div est sur 0,5 ms, la fréquence sera :



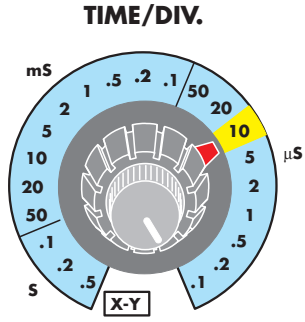
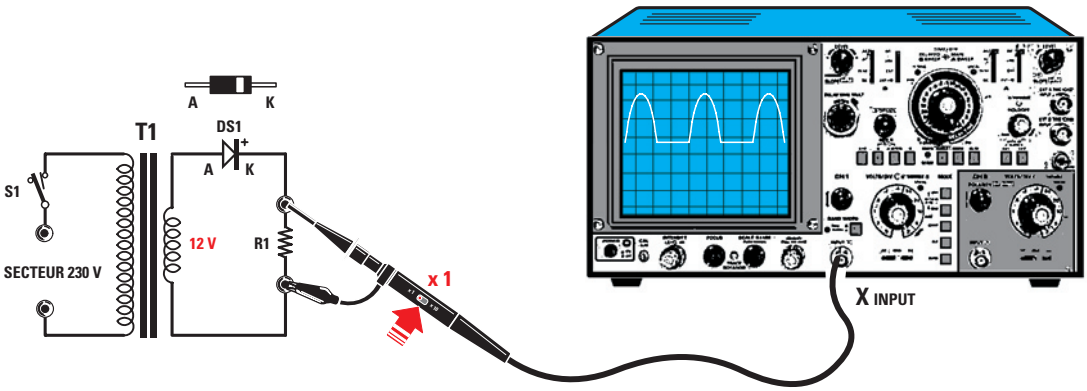
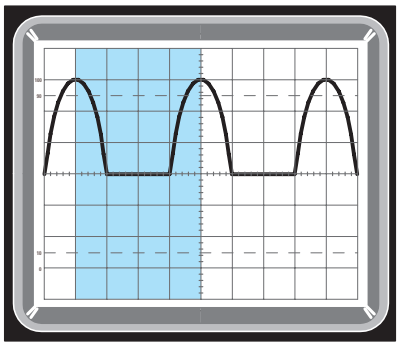


Figure 16 : Si nous mesurons une onde sinusoïdale (ou n'importe quel autre type d'onde d'ailleurs) couvrant 5 carreaux et 2 traits (2 traits qui font une valeur de 0,4 : voir figure 14), le bouton Time/div étant réglé sur 10 µs, la fréquence F = 1 000 : (10 x 5,4) = 18,518 kHz.





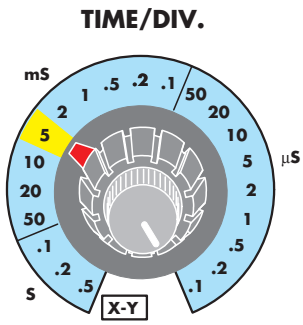


Figure 17 : Le bouton Time/div étant réglé sur 5 ms, si nous mesurons une tension alternative redressée par une seule diode, seules les demi ondes positives apparaîtront à l'écran distantes de 4 carreaux, car la fréquence impulsionnelle est de 50 Hz. Montez en sortie une résistance de charge R1 de 1 k.

F = 1 000 : (0,5 x 2) = 1 000 Hz ou 1 kHz.

La fréquence d'une onde en dent de scie

Quand on travaille sur des circuits électroniques on peut avoir à faire à des signaux en dent de scie comme le montre la figure 12. Les carreaux d'une onde entière en dent de scie peuvent être comptés en prenant comme référence le début et la fin d'une onde ou, mieux encore, en prenant la distance entre les deux sommets comme le montre la figure 12.

Supposons une onde en dent de scie entière couvrant exactement 4 carreaux ; le bouton Time/div est sur 20 µs ; pour calculer la fréquence, utilisons la formule :

F en kHz = 1 000 : (µs x nombre de carreaux)

soit:

F = 1 000 : (20 x 4) = 12,5 kHz ou 12 500 Hz.

Si l'onde carrée entière couvre 2 carreaux comme le montre la figure 11 et si Time/div est sur 0,5 ms, la fréquence sera :

F = 1 000 : (0,5 x 2) = 1 000 Hz ou 1 kHz.

La fréquence d'une onde triangulaire

Cette forme d'onde (fig. 13) est moins courante que la sinusoïdale ou la carrée ; mais pour calculer la fréquence nous utiliserons les formules du Tableau 1. Les carreaux d'une onde entière triangulaire peuvent être comptés en prenant comme référence la distance entre les deux sommets (fig. 13 et 7). Supposons une onde triangulaire entière couvrant exactement 2 carreaux ; le bouton Time/div est sur 0,5 µs ; la fréquence, est :

F en kHz = 1 000 : (µs x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (0,5 x 2) = 1 000 kHz ou 1 MHz.

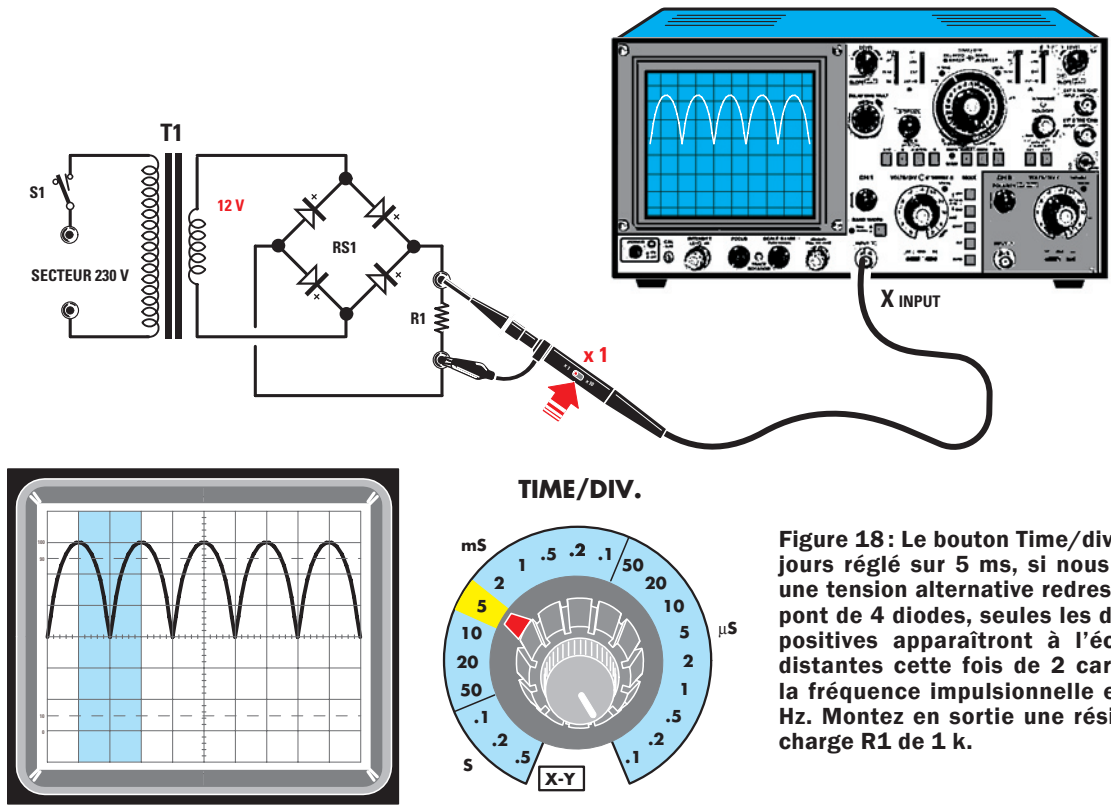


Figure 18 : Le bouton Time/div étant toujours réglé sur 5 ms, si nous mesurons une tension alternative redressée par un pont de 4 diodes, seules les demi ondes positives apparaîtront à l'écran, mais distantes cette fois de 2 carreaux, car la fréquence impulsionnelle est de 100 Hz. Montez en sortie une résistance de charge R1 de 1 k.

Les cinq traits de la ligne horizontale

Observons bien l'écran de l'oscilloscope (cela aussi est une révision, mais l'été est la période idéale pour réviser) : chaque carreau de la ligne horizontale de la "croix" partageant l'écran en quatre est divisé en cinq parties par quatre petits traits verticaux (comme sur n'importe quelle règle graduée). Voir figure 14. Ces cinq espaces par carreau permettent d'effectuer des mesures de fréquences avec une plus grande précision.Les exemples précédents "tombaient juste", c'est-à-dire sur un nombre entier de carreaux ; mais si ce n'est pas le cas, comment faire ? Eh bien nous allons mettre à profit ces petits traits pour effectuer des mesures de fréquences précises. La méthode que nous allons vous enseigner est simple et rigoureuse à la fois. Attribuons à chaque trait la valeur 0,2 (voir figure 14, Tableau 3) puis ajoutez la valeur au nombre de carreaux occupés par l'onde entière (voir l'exemple de la figure 15). Voici maintenant quelques exemples d'ondes entières ne "tombant pas juste" mais occupant aussi des portions de carreau (par commodité, nous ne prenons que des signaux sinusoïdaux, mais il en irait de même avec d'autres formes d'ondes).

Premier exemple : l'onde sinusoïdale couvre 4 carreaux et 3 traits (voir figure 15) ; le bouton Time/div est sur 0,5 ms ; calculons la fréquence exacte. Tout d'abord, voyons (Tableau 3 figure 14) la valeur du troisième trait (0,6) et ajoutons-la aux 4 carreaux, cela fait :

4 + 0,6 = 4,6 carreaux.

Dans le Tableau 1, prenons la formule :

F en Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (0,5 x 4,6) = 434,78 Hz.

Deuxième exemple : la nouvelle onde sinusoïdale couvre 5 carreaux et 2 traits (voir figure 16) ; le bouton Time/div est cette fois sur 10 µs ; calculons la fréquence exacte. Tout d'abord, voyons (Tableau 3) la valeur du deuxième trait (0,4) et ajoutons-la aux 5 carreaux, cela fait :

5 + 0,4 = 5,4 carreaux.

Dans le Tableau 1, prenons la formule :

F en kHz = 1 000 : (µs x nombre de carreaux)

soit :

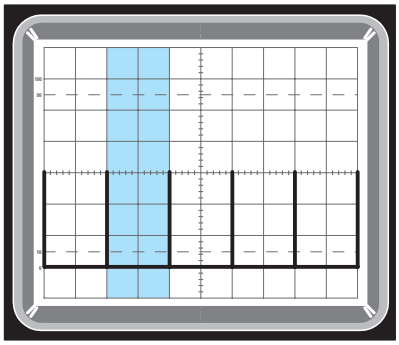
F = 1 000 : (10 x 5,4) = 18,518 kHz ou 18 518 Hz.

Une tension alternative redressée

On sait qu'une tension alternative secteur du réseau EDF a une fréquence standard de 50 Hz (60 Hz aux USA). A l'oscilloscope vous pouvez visualiser comment cette fréquence sinusoïdale de 50 Hz se transforme en une fréquence impulsionnelle à 50 ou 100 Hz selon que le redressement est à une diode (mono alternance, figure 17) ou à quatre diodes montées en pont de Graetz (double alternance, figure 18).

Si, sur le secondaire d'un transformateur fournissant une tension comprise entre 5 et 18 V, nous montons une diode DS1 (voir figure 17), l'écran de l'oscilloscope visualisera un signal incomplet car il ne sera composé que des demi ondes positives.

Si nous réglons le bouton de Time/div sur 5 ms, nous verrons que les deux sommets des deux demi ondes positives sont distantes de 4 carreaux (voir figure 17) et si nous appliquons la formule du Tableau 1 :



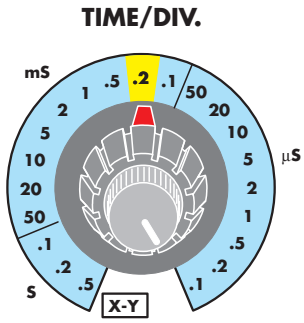
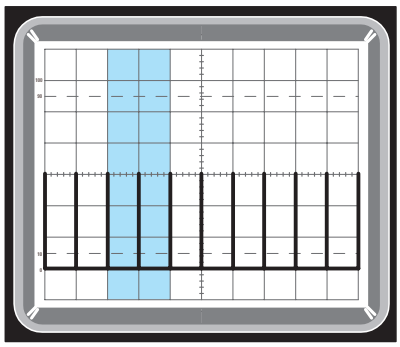


Figure 19 : Le bouton Time/div étant réglé sur 0,2 ms, si les impulsions apparaissant à l'écran sont distantes de 2 carreaux, la fréquence du signal est de 2 500 Hz.



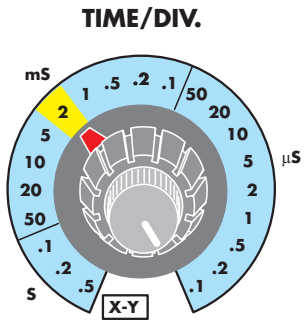


Figure 20 : Le bouton Time/div étant réglé sur 2 ms, si les impulsions apparaissant à l'écran sont distantes de 1 carreau, la fréquence du signal est de 500 Hz.

F en Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

nous obtiendrons bien une fréquence de :

F = 1 000 : (5 x 4) = 50 Hz.

Si, sur le secondaire de ce transformateur nous montions un pont de quatre diodes RS1 (voir figure 18), l'écran de l'oscilloscope visualiserait des doubles demi ondes positives. Si nous laissions le bouton de Time/div sur 5 ms, nous verrions que deux sommets de ces doubles demi ondes positives sont distants de 2 carreaux et si nous appliquions la formule du Tableau 1 nous obtiendrions une fréquence de :

F = 1 000 : (5 x 2) = 100 Hz

En appliquant à la sortie de ces deux tensions impulsionnelles (voir figures 17 et 18) des condensateurs électrolytiques de capacités adéquates, nous les transformerions en tensions continues.

La fréquence d'une série d'impulsions

Si vous devez lire la fréquence d'une série d'impulsions, il vous suffira de compter les carreaux séparant deux impulsionsSupposons que deux impulsions soient séparées excatement par 2 carreaux comme le montre la figure 19 ; le bouton Time/div est sur 0,2 ms ; pour calculer la fréquence, utilisons la formule :

F en Hz = 1 000 : (ms x nombre de carreaux)

soit :

F = 1 000 : (0,2 x 2) = 2 500 Hz ou 2,5 kHz

Si les deux impulsions sont séparées par 1 carreau et si le bouton Time/div est sur 2 ms, nous aurons une fréquence de :

F = 1 000 : (2 x 1) = 500 Hz

Pour calculer avec plus de précision ces fréquences, utilisons éventuellement la méthode des petits traits comme vu ci-dessus (voir figure 14) : si entre deux impulsions le nombre de carreau n'est pas entier, ajoutez la valeur du ou des traits.

Conclusion

Regardez le bouton de Time/div : il vous indique la fréquence maximale que vous pourrez mesurer avec votre oscilloscope. Précisons que, pour obtenir une lecture suffisamment précise de la fréquence d'un signal, sa forme d'onde entière ne doit pas couvrir un espace inférieur à 1 carreau.

Cela implique que si le bouton Time/div atteint 0,5 µs, vous pourrez lire facilement une fréquence maximale de 2 MHz comme le montre la figure 2 (Tableau 2, première colonne). En effet, si nous nous référons à la formule du Tableau 1, nous avons :

1 : (0,5 µs x 1 carreau) = 2 MHz

Si en revanche vous disposez d'un oscilloscope dont le Time/div descend jusqu'à 0,1 µs, vous pourrez mesurer des fréquences jusqu'à :

1 : (0,1 µs x 1 carreau) = 10 MHz

Note : sur tous les oscilloscopes se trouve une commande XMAG permettant d'étendre l'axe horizontal de 10 fois. En activant cette commande, les fréquences maximales que vous pouvez lire avec votre oscilloscope seront multipliées par dix. ◆

PETITES ANNONCES

Vends transfo torique ARABEL 630 VA 2 x 33 V. Vends OSCILLO à lampe METRIX monotrace. Lot de condos en C038 et C039. Vends transistors 2N3055 et son complémentaire. Tél. : 06.63.97.22.48.

Vends lampes radio TV anciennes et récentes liste sur demande. Tél. :03.25.87.11.90

Vends par collections entières revues techniques : Haut-parleur 1983 à 1999. Electronique-Radio-Plan 1993 à 1995. Electronique Pratique 1991 à 2000. ELEX 1989 à 1993. Nouvelle Electronique 1995 à 2000. Plusieurs décennies de Science et Vie jusqu'en 2000. Renseignements au 02.31.92.14.80

Vends ordinateurs 8 bits de collection en parfait état de marche et de présentation avec périphériques au complet : MATRA-ALICE 90, THOMSON TO8, TO8D, TO9+, avec de très nombreux programmes utilitaires et des jeux, nombreux accessoires techniques et rechanges TO. Abondante doc. Log. et technique. Tél. : 02.31.92.14.80

Vends tubes radio liste contre env. affranchie Nerbonne pierre saint Marcellin 35600 bains sur oust. Tél. : 02.99.91.71.06

Vends à vil prix appareils METRIX : multimètre M432 millivoltmètre VX208A géné. BF GX206A transfo isolement multimètre DANA 3800B Oscillo TEKTRONIX 335 en panne (pour pièces) pour bricoleurs, collectionneurs. Tél. :01.30.71.17 57. Pierre ou 06.07.06.20.24

Vends transfo réglable FERRIX 0/300 V 6A 50€ 0/300V 10A 75€ - transfo d'isolement tri 4 fils 220/380 KVA 300€ - Alimentation 15kV réglable photocopieurs récents 98/2001 A4 depuis 95 € A4 / B4 110€ Tous formats réduction - zoom – 200 m 180€. Tél. : 02.48.64.68.48

Ingénieur informatique donne cours de programmation VB C C++ DLL. Active COM Tous niveaux tarif 20 € de l'heure Paris 35€ Banlieue IDF. Tél. : 06.20.70.89.71

Vends lampes radio TV anciennes et récentes. Liste sur demande. Tél. :03 25 87 11 90

Recherche professeur d'électronique pour des cours particuliers dans le Gard. Tél. : 04.66.67.14.09

INDEX DES ANNONCEURS

SELECTRONIC – Catalogue 2006	2
COMELEC – Kits du mois	4
SRC – Anciens numéros	14
SRC – Scanner	14
SCHAEFFER – Usinage	18
COMELEC – Kits	34
ARQUIÉ– Catalogue N°63	40
MICRELEC –Chaîne CAO	40
SRC – Scanner	62
PCB POOL – Réalisation de prototypes	62
JMJ – Site Internet	69
JMJ – Bulletin d'abonnement à ELM	77
JMJ – CD-Rom anciens numéros ELM	78
JMJ – CD cours	79
COMELEC – Kits Santé	80

ANNONCEZ-VOUS !

VOTRE ANNONCE POUR SEULEMENT 2 TIMBRES* À 0,53 € !

LIGNES	TEXTE : 30 CARACTÈRES PAR LIGNE. VEUILLEZ RÉDIGER VOTRE PA EN MAJUSCULES. LAISSEZ UN BLANC ENTRE LES MOTS.
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
9	
10	

*Particuliers : 2 timbres à 0,53 € - Professionnels : La grille : 90,00 € TTC - PA avec photo : + 30,00 € - PA encadrée : + 8,00 €

Nom ..... **Prénom** .....

Adresse .....

Code postal ..... **Ville** .....

Toute annonce professionnelle doit être accompagnée de son règlement libellé à l'ordre de JMJ éditions. Envoyez la grille, avant le 10 précédent le mois de parution, accompagnée de votre règlement à l'adresse:

JMJ/ELECTRONIQUE • Service PA • BP 20025 • 13720 LA BOUILLADISSE

Directeur de Publication
Rédacteur en chef
J-M MOSCATI
redaction@electronique-magazine.com

Direction - Administration
JMJ éditions
B.P. 20025
13720 LA BOUILLADISSE
Tél. : 0820 820 534
Fax : 0820 820 722

Secrétariat - Abonnements
Petites-annonces - Ventes
A la revue

Vente au numéro
A la revue

Publicité
A la revue

Maquette - Illustration
Composition - Photogravure
JMJ éditions sarl

Impression
SAJIC VIEIRA - Angoulême
Imprimé en France / Printed in France

Distribution
NMPP

Hot Line Technique
0820 000 787*
du lundi au vendredi de 16 h à 18 h

Web
www.electronique-magazine.com

e-mail
info@electronique-magazine.com

* N° INDIGO : 0,12 € / MN

ELECTRONIQUE ET LOISIRS magazine
LE MENSUEL DE L'ÉLECTRONIQUE POUR TOUS

EST RÉALISÉ EN COLLABORATION AVEC :

NUOVA ELETTRONICA
Elettronica In

JMJ éditions
Sarl au capital social de 7800 €
RCS MARSEILLE : 421 860 925
APE 221E
Commission paritaire: 1000T79056
ISSN: 1295-9693
Dépôt légal à parution

I M P O R T A N T

Reproduction, totale ou partielle, par tous moyens et sur tous supports, y compris l'internet, interdite sans accord écrit de l'Editeur. Toute utilisation des articles de ce magazine à des fins de notice ou à des fins commerciales est soumise à autorisation écrite de l'Editeur. Toute utilisation non autorisée fera l'objet de poursuites. Les opinions exprimées ainsi que les articles n'engagent que la responsabilité de leurs auteurs et ne reflètent pas obligatoirement l'opinion de la rédaction. L'Editeur décline toute responsabilité quant à la teneur des annonces de publicités insérées dans le magazine et des transactions qui en découlent. L'Editeur se réserve le droit de refuser les annonces et publicités sans avoir à justifier ce refus. Les noms, prénoms et adresses de nos abonnés ne sont communiqués qu'aux services internes de la société, ainsi qu'aux organismes liés contractuellement pour le routage. Les informations peuvent faire l'objet d'un droit d'accès et de rectification dans le cadre légal.



ABONNEZ VOUS à ELECTRONIQUE

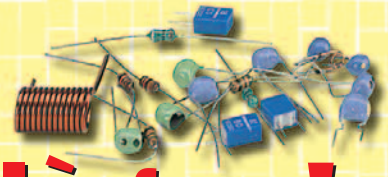
ET LOISIRS magazine

LE MENSUEL DE L'ÉLECTRONIQUE POUR TOUS











et profitez de vos privilèges !

RECEVOIR votre revue directement dans votre boîte aux lettres près d'une semaine avant sa sortie en kiosques

BÉNÉFICIER de 50% de remise sur les CD-Rom des anciens numéros**

voir page 79 de ce numéro.

ASSURANCE de ne manquer aucun numéro

RECEVOIR un cadeau* !

* Pour un abonnement de 24 numéros uniquement (délai de livraison : 4 semaines environ). ** Réservé aux abonnés 12 et 24 numéros.

OUI, Je m'abonne à ELECTRONIQUE ET LOISIRS magazine — LE MENSUEL DE L'ÉLECTRONIQUE POUR TOUS

A PARTIR DU N° 86 ou supérieur

E085

Ci-joint mon règlement de _____ € correspondant à l'abonnement de mon choix.

Adresser mon abonnement à : Nom _____ Prénom _____

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____

Tél. _____ e-mail _____

❑ chèque bancaire ❑ chèque postal ❑ mandat

❑ Je désire payer avec une carte bancaire
Mastercard – Eurocard – Visa

Date d'expiration : ____

Cryptogramme visuel : ____
(3 derniers chiffres du n° au dos de la carte)

Date, le _____

Signature obligatoire ▷

Avec votre carte bancaire, vous pouvez vous abonner par téléphone.

TARIFS FRANCE

❑ **6 numéros** — au lieu de 27,00 € en kiosque, soit **5,00 € d'économie** — **22,00 €**

❑ **12 numéros** — au lieu de 54,00 € en kiosque, soit **13,00 € d'économie** — **41,00 €**

❑ **24 numéros** — au lieu de 108,00 € en kiosque, soit **29,00 € d'économie** — **79,00 €**

Pour un abonnement 24 numéros, cochez la case du cadeau désiré.

TARIFS CEE/EUROPE

❑ **12 numéros** — **49,00 €**

DOM-TOM/HORS CEE OU EUROPE : NOUS CONSULTER

1 CADEAU au choix parmi les 5

POUR UN ABONNEMENT DE 24 numéros



Gratuit :

❑ **Un money-tester**

❑ **Une radio FM / lampe**

❑ **Un multimètre**

❑ **Un réveil à quartz**

❑ **Une revue supplémentaire**



Avec 4,00 € uniquement en timbres :

❑ **Un alcootest électronique**



délai de livraison : 4 semaines dans la limite des stocks disponibles

Photos non contractuelles

POUR TOUT CHANGEMENT D'ADRESSE, N'OUBLIEZ PAS DE NOUS INDIQUER VOTRE NUMÉRO D'ABONNÉ (INSCRIT SUR L'EMBALLAGE)

Bulletin à retourner à : JMJ – Abo. ELM

B.P. 20025 - 13720 LA BOUILLADISSE – Tél. 0820 820 534 – Fax 0820 820 722

ELECTRONIQUE ET LOISIRS magazine

Articles, Revues et CD téléchargeables au format PDF sur Internet
http://www.electronique-magazine.com

Revues papier 73 74 75 épuisées disponibles uniquement en PDF sur notre site



Au sommaire : Un temporisateur double différentiel pour produire des vagues (ou du courant) dans un aquarium - Un appareil de magnétothérapie à microcontrôleur ST7 Comment programmer le module GPS Sony Ericsson GM47 Quatrième partie: programmation du microcontrôleur interne - Une télécommande bicanal à auto-apprentissage (TX et RX) - Un anémostat analogique pour centrale météorologique - Comment écouter une EPROM 27256 - Comment programmer le module SitePlayer SP1 Cinquième partie: exemples de promgrammes Cours : comment utiliser l'oscilloscope et comment mesurer les tensions redressées avec l'oscilloscope (partie N° 4)

5,50 € port inclus



Au sommaire : L'AUTO-SWITCH ou comment éviter courts-circuits et gaspillage - Un VCO FM de 80 à 110 MHz à double module PLL - Comment programmer le module GPS Sony Ericsson GM47 (Cinquième partie et fin) - Un séparateur vocal pour karaoké - Deux platines extensions pour le programmateur de PIC décrit dans les revues 69 & 70 - L'AUDIO-METRE ou LABO BF intégré (Première partie) - Comment programmer le module SitePlayer SP1 sixième partie: exemples de promgrammes - Apprendre l'électronique en partant de zéro: comment utiliser l'oscilloscope Le signal carré et son rapport cyclique visualisés à l'oscilloscope (partie N° 5)

5,50 € port inclus



Au sommaire : Un localiseur portable GPS / GSM à module Q2501 - L'AUDIO-METRE ou LABO BF intégré (partie N°2: La réalisation pratique) - Un générateur de fonctions de 1 Hz à 1 MHz - Un contrôle à distance GSM bidirectionnel 2 canaux - Un carillon électronique programmable - Une station météo modulaire et évolutive de niveau professionnel (première partie: Le matériel, son installation et son utilisation sans PC). - Comment programmer le module SitePlayer SP1 septième partie et fin : exemples de promgrammes - Apprendre l'électronique en partant de zéro: comment utiliser l'oscilloscope Utiliser l'oscilloscope comme un inductancemètre (ou selfmètre (partie N° 6)

5,50 € port inclus



Au sommaire : Un localiseur portable GPS / GSM à module Q2501 Seconde partie : Le logiciel - Un amplificateur stéréo HI-FI 2 x 50 WRMS hybride lampes/MOSFET - L'AUDIO-METRE ou LABO BF intégré Troisième partie : Comment se servir de l'appareil. Une station météo modulaire et évolutive de niveau professionnel Les logiciels Seconde partie : Les logiciels de liaison au PC et de mise en réseau APRS - Un contrôle à distance GSM avec Siemens A65 - Un radiomodem intelligent pour RS232 (et station météo) - COURS Comment utiliser l'oscilloscope - L'oscilloscope et les figures de Lissajous (partie N° 7)

5,50 € port inclus



Au sommaire : Un contrôle d'accès RFIDQ2501 avec les principes généraux du système RFID - Un enregistreur de données 4 canaux 16 bits - Un compteur multifonction à quatre chiffres - Un émetteur radio pour contact magnétique d'alarme - Un générateur FM stéréo à PLL 205 canaux couvrant la gamme 88 à 108 MHz - Un détecteur de présence pour caméra vidéo - Un lecteur d'empreintes digitales pour PC, un systèmes d'identification personnelle absolument sécurisés, à utiliser pour de multiples applications.
- Un préamplificateur BF avec contrôle de tonalité, simple, économique et Hi-Fi.

5,50 € port inclus



Au sommaire : Un contrôle d'accès RFID enfin un montage ! À module MH1 et tag actif un système d'avant-garde fonctionnant parfaitement et peu coûteux - Un générateur d'ultrasons à usage médical il vous rendra de grands services pour de nombreuses affections (comme l'arthrite, la lombalgie ou mal de la partie inférieure du dos , les rigidités et douleurs articulaires et bien d'autres encore) Un préamplificateur à lampes stéréo Hi-Fi - Une régie de lumières contrôlée par PC - Un enregistreur de données de température sur SD-card Un localiseur portable GPS / GSM à module Q2501: le pack de batteries et là fixation étanche de l'ensemble

5,50 € port inclus



Au sommaire : Une régie de lumières quatre canaux contrôlée par PC suite et fin (le logiciel) - Un chargeur de batterie à thyristors pour batteries 6, 12 et 24 volts - Un générateur de mires aux standards PAL - SECAM - NTSC avec sortie VHF-UHF - Un amplificateur Haute Fidélité d'une puissance de 200 W musicaux - Un enregistreur de données de température sur SD-card seconde partie: le logiciel -- Une serrure électronique à ChipCard (carte à puce) pour ouverture de porte à serrure éléctrique - un modem radio longue distance pour transmettre des données en UHF; 9600 bps; portée 300 mètres

5,50 € port inclus



Au sommaire : Un onduleur 12 VDC /230 VAC - 50 Hz - Un générateur de mires aux standards PAL - SECAM - NTSC avec sortie VHF-UHF: seconde partie (le schéma électrique) - Un micro espion GSM professionnel: première partie (le matériel) - Un localiseur GPS avec enregistrement sur SD-Card : première partie (analyse théorique et réalisation) - Un émetteur de télévision du canal 21 à 69 audio et vidéo UHF - Un contrôle à distance à modem radio MU1 - À la découverte du BUS CAN - COURS Apprendre l'électronique en partant de zéro: Comment utiliser l'oscilloscope (Un convertisseur de 20 à 200 MHz pour oscilloscope Huitième partie) .

5,50 € port inclus



Au sommaire : Une alimentation double symétrique professionnelle : Première partie, l'analyse théorique et la réalisation pratique - Un nettoyeur vidéo pour VHS et DVD - Un compteur - décompteur numérique LCD sans l'utilisation d'un microcontrôleur - Un localiseur GPS avec enregistrement des données sur SD-Card : seconde partie (le logiciel) - Un enregistreur de données de température avec enregistrement des données sur SD-card: troisième partie et fin (le logiciel) - Un micro espion GSM professionnel: seconde partie et dernière (le logiciel) - Un amplificateur de puissance stéréo 2 x 60 W - À la découverte du BUS CAN (seconde partie).

5,50 € port inclus

Frais de port pour la CEE les DOM-TOM et l'étranger : Nous consulter.

Renseignements sur les disponibilités des revues depuis le numéro 1
Tél. : 0820 820 534 du lundi au vendredi de 9h à 12h
JMJ Editions B.P. 20025 - 13720 LA BOUILLADISSE

CD-ROM ENTIÈREMENT IMPRIMABLE

LISEZ ET IMPRIMEZ VOTRE REVUE SUR VOTRE ORDINATEUR PC OU MACINTOSH

50 € Les 3 CD du Cours d'Électronique en Partant de Zéro



COURS NIVEAU 3

SOMMAIRE INTERACTIF

ENTIÈREMENT IMPRIMABLE







5.50 € LE CD

SUPER AVANTAGE POUR LES ABONNÉS

DE 1 OU 2 ANS - 50 % SUR TOUS LES CD DES ANCIENS NUMÉROS CI - DESSOUS





LE CD 6 NUMÉROS

24€

LE CD 12 NUMÉROS

43€

FRAIS DE PORT INCLUS POUR LA FRANCE (DOM-TOM ET AUTRES PAYS: NOUS CONSULTER.)

adressez votre commande à :

JMJ/ELECTRONIQUE - B.P. 20025 - 13720 LA BOUILLADISSE *avec un règlement par Chèque à l'ordre de* ***JMJ***

Par téléphone : 0820 820 534 ou par fax : 0820 820 722 *avec un règlement par Carte Bancaire*

Vous pouvez également commander par l'Internet : www.electronique-magazine.com/anc_num.asp

FORME

UN GÉNÉRATEUR D'ULTRASONS À USAGE MÉDICAL



La capacité de pénétration des ultrasons dans les tissus du corps humain a révolutionné l'imagerie médicale (avec l'échographie) et donc la fiabilité du diagnostique. Cette propriété des ultrasons les fait également utiliser en physiothérapie avec un succès qui n'est plus à démontrer. L'appareil que nous vous proposons de construire est un générateur d'ultrasons à usage médical : il vous rendra de grands services pour de nombreuses affections (comme Arthropathie, Arthrose, Arthrite, Névrite, Périarthrite, Tendinite, Epicondylite, Traumatisme par contusion, Retard de consolidation osseuse, Adiposité localisée, Ostéite, Myalgie, Bursite, Lombalgie, Rigidité et douleur articulaire) qu'il vous aidera à soigner. Le diffuseur professionnel SE1.6 est livré monté est étalonné avec son cordon.

EN1627K.. Kit complet avec coffret et 1 diffuseur SE1.6 ..... 290,00 €
SE1.6..... diffuseur ultrassons ..... 139,00 €

UN ÉLECTROSTIMULATEUR BIPHASIQUE ABDOMINAL



Cet électrostimulateur neuromusculaire a été conçu spécialement pour faire travailler les abdominaux en entraînement passif (allongé sur son lit !) ou en mixte (en faisant du footing... ou la cuisine !) puisqu'il est portatif. Il comporte quatre programmes correspondant à quatre traitements : idéal pour se maintenir en forme ou pour entretenir son esthétique quand on n'a pas trop de temps.

ET447 ..... Kit complet avec batterie et électrodes .....120,00 €

UN APPAREIL DE MAGNÉTOTHÉRAPIE À MICROCONTRÔLEUR ST7



Beaucoup de médecins et de praticiens de santé, comme les kinésithérapeutes, utilisent la magnétothérapie : certains ont découvert qu'en faisant varier de manière continue la fréquence des impulsions on accélère la guérison et on élimine plus rapidement la douleur. Les maladies que l'on peut traiter avec cet appareil de magnétothérapie sont très nombreuses. Vous trouverez ci-dessous la liste des plus communes, suggérées par le corps médical et le personnel paramédical, : arthrose, arthrite, sciatique, lombalgie, tendinite, talalgie, déchirure et douleur musculaires, luxation, fractures ect.

EN1610 .... Kit complet avec boitier mais sans nappe ..... 79,00 €
PC1293 .... Nappe dimensions 22 x 42 cm ..... 31,00 €
PC1325 .... Nappe dimensions 13 x 85 cm ..... 31,50 €

STIMULATEUR ANALGESIQUE



Cet appareil permet de soulager des douleurs tels l'arthrose et les céphalées. De faible encombrement, ce kit est alimenté par piles incorporées de 9 volts. Tension électrode maximum : –30 V - +100 V. Courant électrode maximum : 10 mA. Fréquences : 2 à 130 Hz.

EN1003 .... Kit complet avec boitier ..... 36,30 €

MAGNETOTHERAPIE VERSION VOITURE



La magnétothéraphie est très souvent utilisée pour soigner les maladies de notre organisme (rhumatismes, douleurs musculaires, arthroses lombaires et dorsales) et ne nécessite aucun médicament, c'est pour cela que tout le monde peut la pratiquer sans contre indication. (Interdit uniquement pour les porteurs de Pace-Maker.

EN1324 .... Kit complet avec boîtier et une nappe version voiture..... 66,50 €
PC1324 .... Nappe supplémentaire ..... 27,50 €

UN GÉNÉRATEUR D'ONDES DE KOTZ POUR SPORTIFS ET KINÉS



Le générateur d'ondes de Kotz est utilisé en médecine pour la récupération musculaire des personnes ayant eu un accident ou une maladie et qui sont donc restées longtemps inactives, comme pour le sport ou l'esthétique corporelle afin de tonifier et raffermir les muscles sains.

EN1520-1521 .... Kit complet avec boîtier, plaques et bat. .... 220,00 €

STIMULATEUR MUSCULAIRE



Tonifier ses muscles sans effort grâce à l'électronique. Tonifie et renforce les muscles (4 électrodes).
Le kit est livré complet avec son coffret sérigraphié mais sans sa batterie et sans électrode.

EN1408 ..... Kit avec boîtier ..... 96,35 €
Bat. 12 V 1.2 A ..... Batterie 12 V / 1,2 A ..... 15,10 €
PC1.5 ..... 4 électrodes + attaches ..... 28,00 €

LA IONOTHERAPIE: TRAITER ELECTRONIQUEMENT LES AFFECTIONS DE LA PEAU



Pour combattre efficacement les affections de la peau, sans aucune aide chimique, il suffit d'approcher la pointe de cet appareil à environ 1 cm de distance de la zone infectée. En quelques secondes, son "souffle" germicide détruira les bactéries, les champignons ou les germes qui sont éventuellement présents.

EN1480 .... Kit étage alimentation avec boîtier ..... 80,00 €
EN1480B . Kit étage voltmètre ..... 24,00 €
PIL12.1 .... Batterie 12 volts 1,3 A/h ..... 15,10 €

MAGNETOTHERAPIE BF (DIFFUSEUR MP90) A HAUT RENDEMENT



Très complet, ce kit permet d'apporter tous les "bienfaits" de la magnétothérapie BF. Par exemple, il apporte de l'oxygène aux cellules de l'organisme, élimine la cellulite, les toxines, les états inflammatoires, principales causes de douleurs musculaires et osseuses.
Fréquences sélectionnables : 6.25 - 12.5 - 25 - 50 - 100 Hz. Puissance du champ magnétique : 20 - 30 - 40 Gauss. Alimentation : 220 VAC.

EN1146 .... Kit complet avec boîtier et diffuseur... .....165,60 €
MP90 ..... Diffuseur supplémentaire. .....22,15 €

DIFFUSEUR POUR LA IONOPHORÈSE



Ce kit paramédical, à microcontrôleur, permet de soigner l'arthrite, l'arthrose, la sciatique et les crampes musculaires. De nombreux thérapeutes préfèrent utiliser la ionophorese pour inoculer dans l'organisme les produits pharmaceutiques à travers l'épiderme plutôt qu'à travers l'estomac, le foie ou les reins. La ionophorèse est aussi utilisée en esthétique pour combattre certaines affections cutannées comme la cellulite par exemple.

EN1365 .... Kit avec boîtier, hors batterie et électrodes ..... 95,60 €
PIL12.1 .... Batterie 12 V 1,3 A/h ..... 15,10 €
PC2.33x ... 2 plaques conduct. avec diffuseurs ..... 13,70 €

COMELEC
Tél. :04.42.70.63.90
Fax :04.42.70.63.95
www.comelec.fr
CD 908 - 13720 BELCODENE

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE 96 PAGES ILLUSTRÉES AVEC LES CARACTÉRISTIQUES DE TOUS LES KITS