

TENSION

Sans risques ?

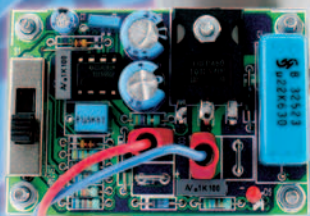
- Les adaptateurs secteur
- Les appareils du commerce

• **SPI-Box**
universelle

• **Alim de PC =**
puissance halogène

Excitant !

- Générateur pour
clôture électrique
- Je love la self



De l'électronique et de la sécurité

Les thèmes de ce numéro sont, un coup d'oeil à la couverture et au sommaire ci-contre vous l'auront sans doute révélé, la *sécurité*, les *alimentations* et tout ce qui a trait au courant. Qui dit électronique dit inévitablement alimentation et courant, et c'est là qu'entre en jeu le troisième facteur de ce trio de choc, la *sécurité*.

Plutôt que de réinventer la roue, nous avons voulu savoir, et c'est là le sujet de l'article « *Sans risques et bon marché* », ce que faisaient les professionnels de l'industrie dans ce domaine.

Le second article consacré au thème principal, « *Révélations sur les adaptateurs secteur* » nous permet de jeter un coup d'œil dans la cuisine des plus grands producteurs d'adaptateurs secteur au monde que sont le Chinois.

Si vous avez lu un numéro d'Elektor de 2006, vous n'aurez pas manqué d'apprendre l'existence du R8C/13 de Renesas. Aussi furent nous fort surpris d'apprendre, lors d'une visite chez Miele, l'un des grands de l'industrie de la machine à laver, qu'ils utilisaient son grand frère, le M16, dans ses appareils faits par centaines de milliers.

Notre série sur les *E-blocks* se poursuit, avec cette fois la programmation en C sous Flowcode.

Le mois dernier, nous vous avons proposé un article sur les bus sériels, ce mois-ci nous en avons un autre sur les bus SPI, MICROWIRE et autres.

S'il est un composant dont les électroniciens ont horreur, c'est indubitablement l'inductance. Nous allons, avec l'article « *Je love la self* », essayer de vous la rendre plus sympathique.

Il est temps maintenant de passer à la pratique, cette section étant bien représentée dans ce numéro d'Avril avec une « *SPI-Box universelle* », un outil très puissant et pratique pour accélérer la programmation des microcontrôleurs.

Nous vous proposons la première partie de notre « *cours FPGA* » (à noter qu'il est épaulé par des articles additionnels disponibles au téléchargement depuis notre site).

Tout le monde achète des accus rechargeables et s'indigne de les voir rendre l'âme au bout de quelques semaines. Testez les avec le « *Petit analyseur de piles/accus* » de ce numéro.

Nous ne pouvions pas nous arrêter en si bon chemin et vous proposons l'avant-dernier article consacré au R8C/13.

Nous vous laissons le plaisir de découvrir le reste...

Au mois prochain...

Guy Raedersdorf
Rédacteur en chef

20 Révélations sur les adaptateurs secteur



L'alimentation secteur à découpage choisie par l'auteur ne comporte pas de circuits intégrés spéciaux et peut être analysée intégralement par « *rétro-ingénierie* ». Nous allons éprouver quelques surprises ! L'analyse révèle peu à peu comment le concepteur inconnu est parvenu à réaliser un circuit à hautes performances avec un nombre très restreint de composants peu coûteux. Les connaissances acquises peuvent être appliquées aux réalisations individuelles !

40 Je love la self



Qui n'a pas connu la mésaventure de se trouver bloqué dans un montage, faute d'avoir sous la main le bobinage adéquat ? Pourtant, celui qui

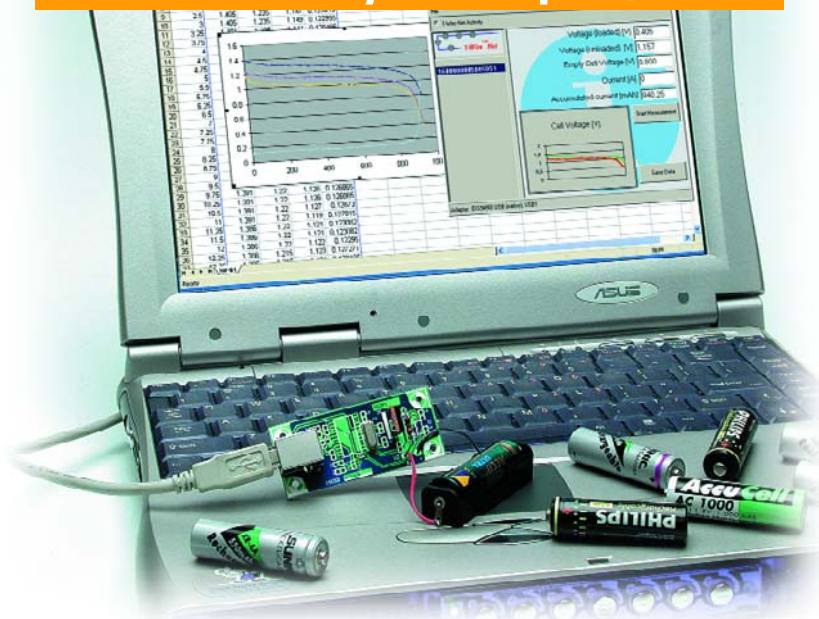
sait comment s'y prendre pourra toujours le fabriquer lui-même. Et il peut aussi transformer une self existante pour l'adapter aux besoins du moment. Le tout, c'est de savoir combien de spires il faudra lover !

46 SPI-Box universelle



Nombre de microcontrôleurs sont dotés, dès le départ, d'une interface SPI en vue de leur programmation. L'approche par le biais de l'interface série épaulée par quelques composants est bon marché mais lente. Le matériel SPI décrit ici fait mieux, pouvant même se targuer de donner une vitesse acceptable à un convertisseur USB/série réputé extrêmement lent.

58 Petit analyseur de piles/accus



Les piles rechargeables, ou accus, de 1,2 V LR6/AA appelées aussi « piles crayon » sont utilisées universellement par une grande variété d'applications (nomades). Il y a une vaste quantité de marques différentes, et en conséquence une variété considérable de qualité. Le circuit présenté en dit long sur les accus AA douteux.

théorie

- 36** SPI, Microwire & Co.
- 40** Je love la self

pratique

- 46** SPI-Box universelle
- 54** Cours de FPGA (I)
Des briques pour l'électronique numérique
- 58** Petit analyseur de piles/accus
- 62** Matériel R8C/13
et applications personnelles
- 68** Alim de PC = Puissance halogène
- 74** Générateur
pour clôture électrique
- 77** Secrets du concepteur

technologie

- 16** Sans risques et bon marché
Examens critique d'appareils électroniques
- 20** Révélation
sur les adaptateurs secteur
- 26** Concevoir par millions
Coup d'oeil par-dessus l'épaule de Miele
- 32** E-blocks - Créer des vagues en C

info & marché

- 6** Ours
- 8** Courrier
- 12** Infos & Actualités
- 31** Nouvelle Page Sécurité
- 84** Avant-première de Mai

récréation

- 45** Bruits de labo
A savoir sur les CMS
- 67** Rétronique – OBD il y a 50 ans
- 73** Hexadoku

29ème année, N° 334
avril 2006

ISSN 0181-7450

Commission paritaire N° 1004U8313

ELEKTOR / SEGMENT B.V.

c/o Regus Roissy CDG
1, rue de la Haye • BP 12910
95731 Roissy CDG Cedex
Tél. : (+33) 01.49.19.26.19
Fax : (+33) 01.49.19.22.37
Internet : www.elektor.fr

Numéro de compte : 002-007-69-901

IBAN : FR76 1873 9000 0100 2007 6990 192

BIC : ABNAFRPP

Monnaie : Euro

Branche ABN AMRO : Paris, France

Elektor désire être une source d'inspiration pour ses lecteurs, les intéresser à l'électronique, par la description de projets à faire soi-même, et les tenir au courant des développements en électronique et en micro-informatique.

Elektor paraît 11 fois, le numéro de juillet/août est un numéro double.

Il existe, sous le nom Elektor, des éditions anglaises, allemande et française, et sous celui d'Elektuur, une édition néerlandaise. Elektor est vendu dans plus de 50 pays.

Conformément à la loi "Informatique et Liberté", vous bénéficiez d'un droit d'accès et de rectification des données vous concernant. Sauf refus écrit de votre part auprès du service abonnement, ces informations pourront être utilisées par des tiers.

Rédacteur en chef international :
Mat Heffels

Rédacteur en chef France :
Guy Raedersdorf
(redaction@elektor.fr)

Rédactions :
Harry Baggen, Thijs Beckers,
Jan Buiting, Ernst Krempelsauer,
Jens Nickel

Secrétariat de rédaction :
Hedwig Hennekens

Rédaction technique :
Karel Walraven (chef)
Ton Giesberts (concepteur)
Paul Goossens (concepteur)
Luc Lemmens (concepteur)

Maquette et graphisme :
Ton Gulikers, Giel Dols

Directeur/éditeur :
Paul Snakkers

Responsable marketing :
Margriet Debeij

Administration des ventes :
(ventes@elektor.fr)

Publicité :
SL Régie - Sophie Lallonder
Tél : 01.53.41.07.55
Fax : 01.42.52.20.80
E-mail : sophie.lallonder@wanadoo.fr

Abonnements Suisse :
Sono Light Import
Champs-Montants 16b
CH-2074-Marin-Epagnier
Tél : 032-710.16.60
Fax : 032-710.16.63
E-mail : admin@sonolight.ch

DROITS D'AUTEUR :
© 2006 Segment B.V.
Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425). Certains circuits, dispositifs, compo-

sants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication. Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de le faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

Elektor est édité par Segment B.V.
Siège social : Peter Treckpoelstraat 2-4
6191 VK Beek (L), Pays-Bas
RC Heerlen, nr. 35306

Imprimé aux Pays-Bas par
Tijl-Offset - Zwolle

Distribué en France par M.L.P. et en
Belgique par A.M.P.

Il est possible de faire démarrer un abonnement à tout moment. Nous vous rappellerons en temps utile l'approche de la fin de votre abonnement. La méthode la plus rapide et la moins chère de vous abonner est de le faire par le biais de notre site Internet www.elektor.fr/abo, mais vous pouvez également le faire à l'aide du bon de commande se trouvant en fin de magazine.

Il est possible de commander d'anciens numéros dans la limite de leur disponibilité (cf. le bon de commande, leur prix est celui d'un numéro à l'unité).

Veuillez SVP nous fournir un changement d'adresse au moins 3 semaines auparavant en mentionnant votre numéro d'abonné (cf. le label accompagnant votre magazine), l'ancienne et la nouvelle adresse.

Le département Clients est accessible les jours ouvrables de 9h00 à 12h30 et de 13h00 à 16h30.

Si vous avez des questions concernant votre abonnement, vous pouvez appeler ce département au numéro 01.49.19.26.19

Pour le traitement de votre abonnement, Elektor vous demande des données personnelles. Conformément à la loi « Informatique et Liberté », vous bénéficiez d'un droit d'accès à ces données et vous pouvez en demander la rectification. Sauf refus écrit de votre part auprès du service Abonnement, ces informations pourront être utilisées par des tiers.

Prix au numéro

France	5,95 €
DOM Surface	7,00 €
DOM Avion	8,75 €
Belgique	6,55 €
Suisse	11,25 FS
Canada	8.35 \$Can

Abonnement d'un an standard

France	62,50 €
Belgique	68,90 €
Suisse	117 FS
DOM Surface	82 €
DOM Avion	107 €

Étudiant

France	50 €
Belgique	55,12 €

Abonnement de 2 ans standard

France	112,50 €
Belgique	124,02 €
Suisse	210,60 FS
DOM Surface	147,60 €
DOM Avion	192,60 €

Étudiant

France	90 €
Belgique	99,22 €

Abonnements

E-mail : abonnements@elektor.fr

Commandes/Ventes

E-mail : ventes@elektor.fr

Abonnement PLUS d'un an

France	72,45 €
Belgique	78,85 €
Suisse	139 FS
DOM Surface	91,95 €
DOM Avion	116,95 €

Étudiant

France	59,95 €
Belgique	65,07 €

Abonnement PLUS de 2 ans

France	132,40 €
Belgique	143,92 €
Suisse	254,60 FS
DOM Surface	167,50 €
DOM Avion	212,50 €

Sous réserve de modification de prix.

CD 2005 nouvelle édition du CD Elektor



La plupart de nos lecteurs connaissent l'existence de ce CD-ROM annuel reprenant la totalité des articles présentés au cours de l'année précédant sa disponibilité (le 2005 disponible début 2006 réfère à l'année 2005). Nombre de nos abonnés ont opté pour un abonnement Plus qui, en plus des 11 magazines de l'année comporte également le CD-ROM. Nous aimerions quand même attirer l'attention de ceux d'entre nos lecteurs occasionnels, qui n'en auraient jamais entendu parler ou qui ne sauraient pas de quoi il retourne. Vous trouverez sur le CD Elektor 2005 tous les articles publiés au cours de l'année 2005, exception faite des nouvelles. Tous les documents sont proposés au format .pdf de sorte qu'il est possible, par le biais du Reader d'Acrobat (qui se trouve également sur le CD au cas où vous ne l'auriez pas déjà installé) de voir apparaître l'article exactement sous la même forme que celle qu'il avait sur papier dans le magazine.

Cela fait déjà bien 10 ans qu'il existe ce CD-ROM, constituant une manière pratique et peu encombrante d'archiver votre magazine préféré. Grâce à l'utilitaire Diskmirror qui se trouve sur le CD-ROM l'utilisateur a la possibilité de recopier sur son disque dur (presque) toutes les années pour les consulter depuis ce dernier, de sorte qu'il ne lui est plus nécessaire de changer de CD pour passer à un article d'une année différente.

Article « contrôleur pour four à refusion »

Dans l'article : « Four à refusion pour CMS » paru dans le numéro 331 de Janvier 2006.

Je ne trouve rien concernant l'affectation des boutons poussoir S1 à S6, ainsi que celle des LED D1 à D3.

Afin d'éviter d'éventuelles fausses manip, et de créer une face avant pour cette réalisation.

Pourriez-vous SVP me renseigner sur ce sujet. Merci.

Andre JOSEPH



Il est vrai que nous aurions pu être plus explicites sur les différentes fonctions des boutons-poussoirs et des LED. Il nous a semblé, à tort s'avère-t-il, que l'utilisation de l'interface utilisateur était intuitive dès lors que l'on aurait réalisé le projet. C'était sans compter avec tous les esprits curieux qui aiment savoir avant de réaliser.

Les 2 touches en bas à droite sont, tout en bas, S2 (Enter) et S4 (Escape) ; leurs fonctions sont évidentes (S2 = confirmation d'une option, S4 = sortie d'une option sans choix) ; les 4 touches en forme de croix (au centre) sont, à 12 h, S6, à 3 h, S3, à 6 h, S1 et à 9 h, S5.

Elles servent respectivement à naviguer dans le menu, vers le haut, vers le bas, remonter d'un niveau dans l'arborescence du programme, aller à droite. Il faudrait cependant disposer d'un ordiogramme vu la complexité du programme pour en saisir toutes les finesses.

Les LED sont, de haut en bas, D1 à D3. D3 clignote pour signaler

que le programme est fonctionnel, D2 et D3 s'allument lorsque les éléments chauffants sont actifs.

Démontage de circuits intégrés

Un truc pour le démontage de circuits intégrés dès lors que l'on sait que la platine peut être sacrifiée dans l'opération.

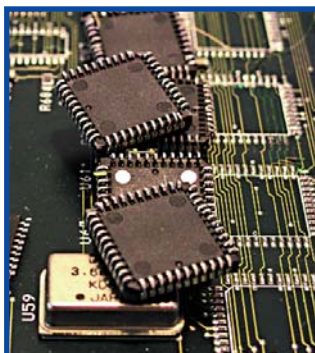
On prend :

1. 2 tournevis bien aiguisés ;
2. 1 ventilateur ;
3. Un chalumeau, à l'acétylène de préférence, 5 kW au minimum ;
4. Un collègue prêt à mettre la main à la pâte.

L'une des personnes tient la platine et la chauffe par le dessous (côté « pistes »).

L'autre personne exerce un effort sur le circuit intégré en essayant de glisser les tournevis dessous.

Le ventilateur maintient la



température côté « composants » à une valeur acceptable pour ces derniers. Il ne faut guère plus de 1 à 2 s pour que le composant lâche. Le démontage de CMS se fait de façon similaire mais je les refroidis à l'aide d'eau que je laisse couler le long d'un morceau de film de cuivre autocollant que j'ai plaqué sur les CMS. Pour cet dernier type d'opération, un chalumeau à acétylène est encore plus nécessaire.

Remarque : Si les broches du circuit intégré ne sont pas repliées du côté « pistes », il est possible, après réchauffage de la platine, de faire

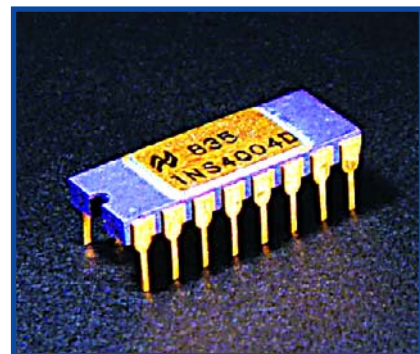
tomber les circuits intégrés en frappant la platine, les chocs répétés le faisant tomber d'eux-mêmes. Il faut opter pour la température et la puissance les plus élevées que puisse fournir le chalumeau de manière à pouvoir travailler très vite, les circuits intégrés récupérés apprécieront...

J'ai déjà récupéré de nombreux circuits intégrés sur des platines industrielles.

J. Franke

La chasse aux composants : 4004 hors de prix

Dans le numéro de janvier d'Elektor nous mentionnions dans l'article « A la pêche aux puces » que l'on trouvait des vieux microprocesseurs à des prix « abusifs » sur eBay, tels que le moins du monde 004 et le 8008. Cet article appela la réaction suivante : Hé oui, je me souviens fort bien du 4004 des années 70. J'avais rencontré le 4004 dans les centraux d'acquisition de données de la marque Doric Scientific. Il s'agit des modèles 220 et 240 Digitrend. Il en a été vendu, à cette époque, 100 exemplaires aux Pays-Bas. Le 4004 utilisé avait un boîtier en céra-



mique et des pattes « plaqué or ». Prenez votre détecteur de métaux favori...

Leo Duursma

Ceci me fait penser au fameux Fastmath de Cyrux, le coprocesseur mathématique concurrent du 387 d'Intel et moins cher que ce

dernier et destiné à épauler le 386 d'Intel que j'avais acheté à l'époque pour un prix d'ami de plus de 3 000 francs de l'époque et que je viens d'extraire de la platine avant de mettre le dit PC à la ferraille... Un tour sur Inter-

net permet de constater qu'il est disponible aujourd'hui, plus de 20 ans après, pour entre 40 et 44 \$US (en fonction de la vitesse, 25 ou 40 MHz !). Pour parler d'inflation à rebours...

Guy Raedersdorf

Thermocouple

Dans l'article consacré au four à refusion du numéro de janvier vous écrivez dans le cadre intitulé

« Thermocouple » qu'un thermocouple du type K est

constitué de Chromel et d'Alumel. Comme vous n'entrez pas dans les détails, je peux fort bien m'imaginer que certains de vos lecteurs pensent qu'il s'agit tout simplement de chrome et d'aluminium.

Amplificateur audio à problèmes

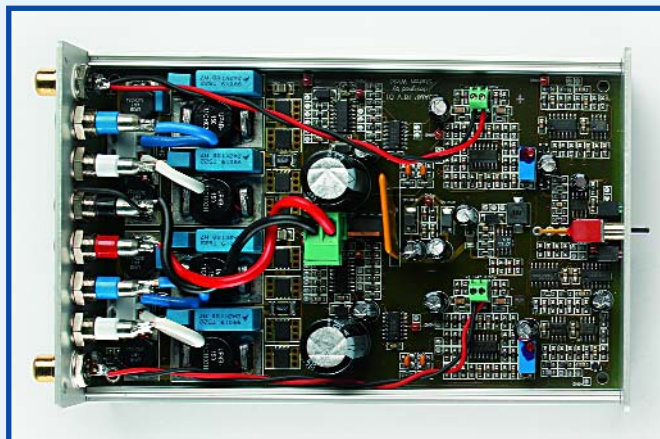
J'ai reçu hier la dernière édition de votre magazine (NdIR : février 2006) et j'ai lu avec un grand étonnement l'article « Amplificateur audio à problèmes » dans lequel vous faites la critique de mon amplificateur. J'ai quelques remarques à faire concernant le commentaire au sujet de mon concept d'amplificateur :

1- Toutes les formes d'ondes reproduites dans l'article sont asymétriques par rapport à GND (la masse), le signal dont il s'agit vraiment (celui qui arrive au haut-parleur) est quant à lui un signal (différentiel) symétrique. Je trouve que vous n'avez pas indiqué suffisamment clairement pour ces formes d'ondes comment celles-ci ont été mesurées. Les lecteurs peuvent avoir l'impression maintenant qu'il s'agit d'un amplificateur totalement raté. Il aurait mieux valu de montrer également la tension de sortie symétrique.

– J'ai bien une explication de la naissance de la distorsion dans le cas des signaux asymétriques relevés : il faut la chercher dans la conversion du signal d'entrée analogique vers la commutation des FET.

- 1) Le temps mort du signal PWM produit la distorsion.
- 2) Les temps d'activation (on) et de désactivation (off) des FET diffèrent et dépendent en outre de l'amplitude et du courant en sortie.
- 3) Le FET high-side est activé à une tension plus faible que ne l'est l'exemplaire low-side.
- 4) Avant que vous ne pré-

sentiez ces résultats de mesure je n'étais pas conscient des ces produits de distorsion (asymétriques) internes. La distorsion symétrique est elle mesurée par la contre-réaction et corrigée. Ceci explique également pourquoi, sur l'exemplaire discret que vous avez réalisé la taille de la tension d'alimentation du circuit intégré de commande avait une influence aussi importante sur le signal de sortie asymétrique mesuré,



ainsi d'ailleurs que la taille du condensateur de bootstrap.

– Cet amplificateur a été conçu comme projet pratique et n'est pas sensé être une sorte d'amplificateur haut de gamme. Mes mesures m'ont donné une distorsion de 0,05% ce que je trouve parfaitement acceptable pour un projet de ce genre. Les mesures que vous avez effectuées sur l'exemplaire que j'avais mis à votre disposition donnent des valeurs de distorsion bien trop élevées que je n'arrive pas à m'expliquer. Cela est peut être quand même dû à des tolérances au niveau des composants. Je le vérifierai sur quelques autres exem-

plaires dont je dispose.

– J'ai voulu optimiser cet amplificateur surtout en ce qui concerne sa puissance et ses dimensions et moins pour atteindre une distorsion faible. Lorsque je vois la (petite) taille de ce coffret et la puissance fournie, je trouve qu'une distorsion de 0,5% n'a rien de bien dramatique. Je déplore que ce projet n'ait pas répondu à vos normes et qu'il n'ait pas été publié comme un projet Elektor stan-

dard. J'espère que nous aurons à l'avenir l'occasion de collaborer avec plus de succès.

Stefan Wicki

Il nous faut remarquer tout d'abord qu'il n'a jamais été dans nos intentions de descendre votre amplificateur en flammes mais de l'utiliser comme exemple didactique pour nos lecteurs des pièges que peut comporter la conception d'un projet aussi peu significatifs qu'ils puissent paraître au premier abord.

Votre amplificateur fournit en effet un signal de sortie utilisable à ses bornes de sortie (symétriques), mais aux yeux de notre spécialiste audio (un perfectionniste) ce projet ne pouvait pas se voir attri-

buer le qualificatif de Hi-Fi. Des mesures faites avec soin et des échanges d'informations avec Mr Wicki n'ont fourni aucune explication sur la médiocrité des résultats et nous ont permis de déduire qu'il ne s'agissait pas d'un problème spécifique à l'un des exemplaires.

Nous voulions montrer dans cet article quelles sortes de problèmes peuvent pointer le bout de leur nez dans le cas d'un amplificateur à MLI (PWM), ce qui explique que nous ayons mesuré tous les signaux par rapport à la masse et que nous les avons représenté en les référant à ce point. Le texte le signale explicitement. Il ne saurait être question d'utiliser une contre-réaction pour camoufler des mauvaises caractéristiques d'un montage, le résultat final n'étant jamais bon.

Notre ingénieur a bien tenu compte des temps d'activation et de désactivation des FET, les problèmes se situaient indubitablement au niveau de la structure interne du circuit de commande (driver) d'Intersil avec la configuration de bootstrap de l'attaque du FET du haut.

Notre description éclaire éloquentement les risques de problèmes pouvant survenir lors de la conception d'un amplificateur audio numérique, même s'ils sont cachés en profondeur dans le circuit ou le dessin de la platine.

Il n'était pas dans nos intentions, répétons-le, de dénigrer votre amplificateur. Si vous cherchez un amplificateur de puissance compact et joliment réalisé, pour quelque application que ce soit, vous pouvez fort bien opter pour l'approche de Mr Wicki. Cependant il n'est pas, à nos yeux, un candidat convenant à une installation audio haut de gamme.

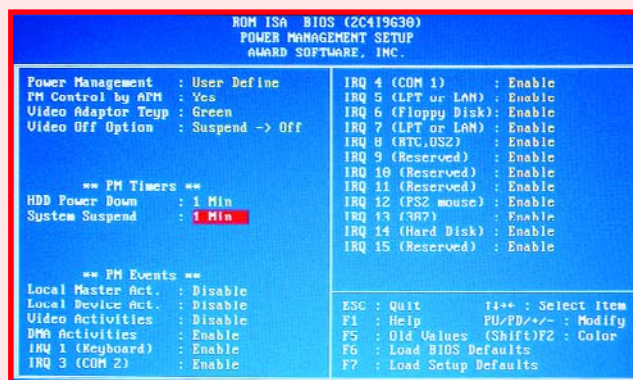
Projets de lecteurs

Sous ce titre nous avons l'intention de vous proposer des projets intéressants proposés par l'un de nos lecteurs et que, pour une raison ou une autre (manque de place en particulier), nous n'avons pas publié, voire des idées de montages n'ayant pas encore été finalisés.

Serveur économique

La percée de l'Internet rapide (ADSL ou câble) aidant, de plus en plus nombreux sont les possesseurs d'un PC « antique » qui envisagent de l'utiliser en serveur. Que cette idée ait un impact sur la facture d'électricité et par conséquent sur l'environnement échappe à la plupart d'entre eux. La consommation moyenne d'un PC de type Pentium 133 MHz sans moniteur varie entre 50 et 100 watts. Un Pentium II 266 MHz consomme presque un quart de plus. Un moniteur cathodique consomme lui près de 80 watts, traduit en centimes d'euro cela nous donne près de 20 centimes par jour soit 80 euros par an.

Jeroen Baars a écrit un mode d'emploi sur la manière d'adapter un PC pour qu'il devienne un système moins énergivore. Ce manuel comporte une description étape par étape comment installer un Freesco HTTPD, serveur/routeur imprimante (en raison de la longueur de ce document nous vous le proposons au téléchargement depuis notre site. L'exemple repose sur un Pentium 133, mais il est adaptable directement à tous les PC disposant d'un système de régulation de consommation. Le PC le plus adapté à ce genre d'applications de serveur comporte une carte-mère à socket 7 dans lequel est monté un processeur tournant entre 90 et 233 MHz. On peut également envisager l'utilisation d'un socket 5 ou un 486 DX/DX2/DX4, mais ce type de processeur est plus lent et consomme un peu plus. Il faut commencer par s'assurer si le PC fonctionne à 100%. Il est bon en passant de vérifier l'état du disque dur et de s'assurer de l'absence de virus. Notez au passage l'adresse hardware et l'IRQ de la carte réseau. On peut ensuite démonter l'ordinateur pour le préparer à sa fonction future. Ouvrez l'alimentation et débarrassez-la à l'aide d'un pinceau, de la poussière qui a pu s'y accumuler au cours des ans. Attention à la présence d'une tension résiduelle sur les condensateurs électrochimiques. Branchez ensuite le ventilateur sur le 5 V au lieu du 12 V et assurez-vous qu'il tourne bien à cette tension. Si tel n'était pas le cas, remplacez-le par un autre exemplaire qui fonctionne lui. Remplacez le radiateur de la CPU par un radiateur sans ventilateur. Bien souvent il suffit d'enlever le ventilateur du radiateur, le refroidissement restant souvent suffisant. Remplacez une carte 3D grosse consommatrice par une carte graphique standard dotée de 1, 2 ou 4 Moctets. Assurez-vous, dans le cas d'une carte ISA, que son adresse hardware et IRQ soient connues (ceci en vue de l'installation du logiciel). Vous avez les meilleures chances de succès avec une carte PCI si tant est qu'elle soit de marque connue. Inutile de s'encombrer d'une carte-son. Vous n'aurez besoin de carte floppy ou IDE uniquement dans le cas d'un 486. Il vous disposer d'un minimum de 16 Moctets de mémoire. Si tout est OK, nous pouvons, à l'aide d'un énergimètre



(disponible dans le commerce pour de l'ordre de 25 €), voir à l'aide de la procédure décrite ci-après quelles économies d'énergie nous réalisons.

Nous allons commencer, à l'aide des cavaliers prévus à cet effet, par ramener la vitesse à 75 MHz environ. Il est même possible, sur certains exemplaires, de descendre plus bas. La consommation baisse, mais en pratique il est difficile de descendre en-dessous de 25 à 30 MHz. Plus la vitesse est faible, moins la consommation est importante. Il existe des exceptions. Avec un 486DX, l'abaissement de 50 à 25 MHz ne permettait pas d'économie. Vous pouvez éventuellement jouer sur les tensions de noyau (core), mais n'optez jamais pour une tension supérieure à celle prévue en fonctionnement normal. Si vous avez le luxe de disposer de plusieurs cartes graphiques, réseau, et le cas échéant HD/floppy, il peut être intéressant d'essayer plusieurs combinaisons. Il se peut qu'une carte consomme sensiblement plus qu'une autre assurant la même fonction. Si vous ne disposez pas d'énergimètre, optez dans tous les cas de figure, pour la carte graphique, pour une version PCI.

Une fois ces adaptations effectuées, votre PC devrait consommer entre 25 et 30 watts. Il y a bien entendu des exceptions que l'on détecte à la température des puces et des radiateurs.

Avant de monter le PC dans un coffret il est judicieux de réfléchir quelques instants à ce que vous voulez en faire. En principe, un lecteur de disquettes est suffisant pour faire office de serveur pour un petit site Web, de routeur ou de serveur d'imprimante. Il vous faudra un disque dur si votre site Web est plus important, qu'il comporte des photos et un accès FTP. On peut fort bien imaginer de remplacer le disque dur par un flashdrive IDE, à très faible consommation, silencieux et fonctionnant parfaitement !

Il nous faut effectuer quelques modifications dans le BIOS. Comme les BIOS varient en fonction du type de carte-mère, il vous faudra trouver ce dont il retourne. Optez, dans le menu « Standard CMOS setup », pour « Halt on no errors ». Passez ensuite au menu « Power-Management » et paramétrez les options comme le montre la recopie d'écran ci-dessus. Faites ensuite un « Save&Exit » + Yes. Nous sommes maintenant prêt à installer un système d'exploitation tel que Freedos ou Freesco.

Vous pouvez télécharger le manuel d'installation correspondant sur le site Elektor (www.elektor.fr) sous la dénomination **050395-11.zip**.

(050395-1)

MISES AU POINT

Programmation avec la carte 89S8252 Flash d'Elektor

Il est déconseillé de continuer à utiliser le programme Microflash, en particulier sous Windows XP w que cela se traduit par des résultats aléatoires.

Nous recommandons de télécharger et d'utiliser ATMELISP disponible à l'adresse

www.modul-bus.de/mbnews/mbnews02lisp.htm

(atmelisp.zip, version 21.5.2005, 709 k) Après avoir appuyé sur « DK7JD »

dans le coin inférieur gauche, le programme est configuré correctement pour la carte 89S8252 Flash d'Elektor. Il ne faut pas oublier de choisir le bon port COM dans le coin supérieur gauche.

En ce qui concerne le câble, utilisez un câble RS-232 1:1

doté de l'une de ses extrémités d'un connecteur mâle et à l'autre d'un connecteur femelle. Interconnectez la broche 1 à la broche 1 et ainsi de suite.

Note : les numérotations des connecteurs mâle et femelle sont en miroir l'une par rapport à l'autre.

Il n'est peut être pas mauvais d'aborder un peu ce sujet plus en détail. Les 2 matériaux mentionnés ne sont pas des métaux purs, mais des alliages de nickel. Le Chromel est constitué de 90% de nickel et de 10% de chrome, l'Alumel étant lui constitué de 1,1% d'aluminium seulement, de 1m36% de silicium, de 0,07% de carbone, de 1,48% de manganèse, de 0,65% de cobalt, le reste (95,34%) étant du nickel. Les 2 alliages sont de marques déposées de Hoskins Manufacturing Company au Michigan (USA)

Klaus Rohwer.

Merci de ces précisions, cela évitera tout malentendu à l'avenir.

Le fait que votre PC affiche un régime (correspondant au régime réel je l'espère) prouve que l'analyseur OBD-2 fonctionne correctement.

Les informations disponibles dépendent de ce que le fabricant a bien voulu fournir. En 2000, OBD-2 était à ses premiers balbutiements et il n'est donc pas impossible que votre Peugeot 206 de cette année ne puisse pas vous en dire plus...

Nous ne pouvons que recommander à nos lecteurs qui se trouvent dans une situation similaire de faire un tour sur le Forum consacré à ce sujet sur notre site :

www.elektor.fr/default.aspx?tabid=29&view=topics&forumid=18

J'espérais que l'article me proposerait une alternative à la méthode plutôt rudimentaire adoptée par le kit utilisant un port LPT pour le chargement de programmes. Malheureusement, j'ai une imprimante connectée à ce port et le connecteur correspondant étant en outre difficile à atteindre sur l'arrière du PC. J'ai aussi des objections à utiliser les signaux de commande du LPT (et les signaux RS-232) pour l'interface de programmation.

Arrivé à la fin de votre article, si je n'avais pas trouvé de solution à mon problème, j'en avais cependant réussi à en comprendre l'origine, vu qu'il évoquait les risques rencontrés lors de l'utilisation d'un convertisseur USB vers RS-232 en vue de programmer un microcontrôleur par le biais de signaux de commande.

Après avoir lu votre article j'ai rapidement abandonné l'idée d'utiliser un convertisseur USB vers Centronics/LPT.

J'ai récemment découvert une alternative, « le projet AVR910 » à l'adresse www.klaus-leidinger.de/mp/index.html (cliquer sur AVR910-Prog au centre de la liste à gauche). Le montage utilise un microcontrôleur et est basé sur une note d'application plus ancienne d'Atmel. Les données sont envoyées au microcontrôleur en mode bloc, normalement comme il se doit par le biais des lignes de données et non pas les lignes de commande. À noter cependant que le PC doit, si



l'on opte pour cette solution, travailler avec cette méthode de transfert de données différente.

Ronald Marr (UK)

Merci de ces informations qui pourront peut-être servir à d'autres de nos lecteurs ayant rencontré des problèmes similaires.

Analyseur OBD-2 + Peugeot 206

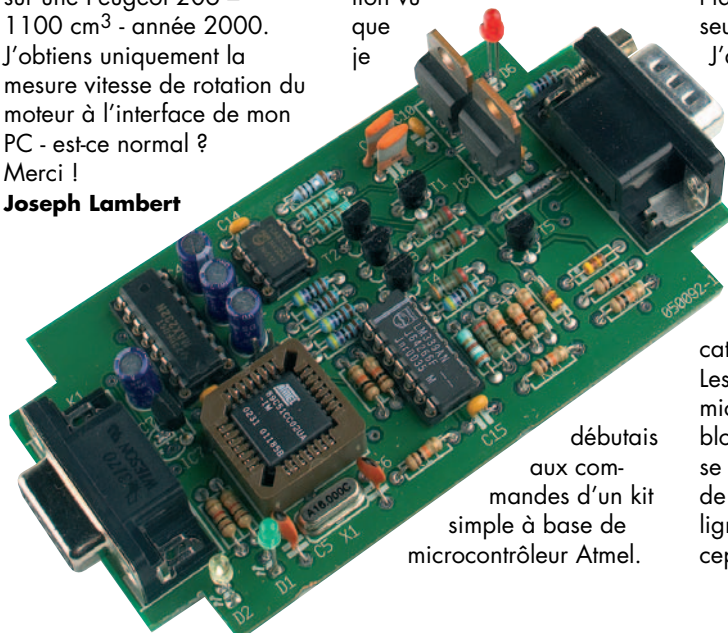
Bonjour, je possède un analyseur OBD-2 – j'ai fait un test sur une Peugeot 206 – 1100 cm³ – année 2000. J'obtiens uniquement la mesure vitesse de rotation du moteur à l'interface de mon PC – est-ce normal ?

Merci !

Joseph Lambert

USB vers Centronics

Cher Éditeur, l'article « USB/RS-232, un couple mal adapté » du numéro 329 (novembre 2005, page 38 et suivantes) a attiré mon attention vu que je



débutais aux commandes d'un kit simple à base de microcontrôleur Atmel.

Règles du jeu

- Publication de la correspondance de lecteurs à la discrétion du Rédacteur en chef
- Les points de vue et opinions exprimées par les correspondants ne sont pas nécessairement ceux du Rédacteur en chef ou de l'Éditeur.
- La correspondance pourra, le cas échéant, être traduite ou éditée en longueur, clarté et style.
- En cas de réponse à COURRIER, veuillez S.V.P. indiquer le numéro concerné.
- Veuillez S.V.P. adresser votre correspondance à : redaction@elektor.fr ou

**Rédacteur en chef Elektor
Chez W.W.S.**

**38, Rue la Condamine
75017 Paris - France**

Des étiquettes RFID pour un jeu High-Tech



200 lecteurs, des PDA portables et un programme puissant, il n'en faut pas plus pour créer une prison virtuelle

La société de loisirs espagnole Negone utilise des transpondeurs RFID dans un centre de loisirs situé à Madrid, ayant coûté 16,3 millions d'euros et ouvert tout récemment pour y jouer un jeu High-Tech. Dans « La Fuga » (comme vous lisez l'espagnol vous aurez déduit qu'il s'agit de La Fuite), les participants doivent répondre à des questions et vaincre des obstacles pour pou-

voir s'échapper de la « Mazzinia », version virtuelle d'une prison de haute sécurité du futur.

L'identification et la poursuite des joueurs au coeur d'un bâtiment de 4 000 m² totalement décoré et préparé à cette intention se fait à l'aide de transpondeurs RFID du fabricant Sokymat. Le système prend la forme d'un réseau de 200 dispositifs de lec-

ture et unités de commande. Les différents points d'identification sont interconnectés par le biais d'un Bus CAN de sorte qu'il est possible de saisir des données joueurs, d'activer les portes et les éclairages mais aussi de vérifier le bon fonctionnement de tous les appareils pris dans le réseau. Les transpondeurs sont intégrés dans les PDA que chaque joueur porte au poignet. L'environne-

ment est en outre doté de dispositifs de positionnement travaillant par infrarouge, l'ensemble du fonctionnement du système étant « aux mains » d'un programme puissant permettant de générer un jeu différent pour chacun des joueurs.

www.sokymat.com
www.negone.com/web/home

(067057-1)

Des batteries pour jouer encore plus longtemps !



Uniross lance une gamme de batteries compatibles avec les consoles de jeux portables SONY PSP et NINTENDO DS.

Grâce aux batteries Uniross, les utilisateurs pourront profiter encore plus longtemps de leur console. Ils disposeront d'une batterie de remplacement si leur batterie d'origine est égarée, endommagée, en fin de vie ou tout simplement s'ils veulent disposer d'un 2^{ème} jeu.

Les batteries Uniross pour consoles de jeux portables peuvent être rechargées 500 fois. Elles sont dotées d'une autonomie d'environ 4 h pour la SONY PSP et entre 6h et 10 h pour la NINTENDO DS. Elles sont également garanties 2 ans.

À ce jour, 2 millions de consoles NINTENDO DS et 2,5 millions de consoles SONY PSP ont été vendues en Europe depuis leur lancement respectif en Mars et Septembre 2005. Et Uniross, leader européen des batteries rechargeables, propose à ces passionnés l'autonomie maxi-

male pour toutes les situations : vacances, transports, bureau.

Batterie U0105798 pour console NINTENDO DS :

Elle permet de disposer rapidement de l'énergie nécessaire pour profiter pendant de longues heures de vos jeux préférés : NINTENDO DOGS, TITEUF
Technologie : Li-Ion
Autonomie : 6 à 10 h
Prix indicatif : 17,90 €

Batterie U0112512 pour console SONY PSP :

Elle est l'alliée idéale des aficionados qui veulent profiter au maximum de leur console et utiliser les fonctions jeux, photos, vidéo et musique n'importe où.
Technologie : Li-Ion
Autonomie : environ 4 h
Prix indicatif : 34,90 €

(067086-1)



Kit de développement pour FPGA Mixed-Signal

Il est épaulé par une quantité impressionnante de « briques » de code, un programmeur et des outils logiciels. Les PSC (Programmable System Chips) Fusion Mixed-Signal d'Actel intègrent des fonctions analogiques, 8 Mbits de mémoire Flash enfouie et une FPGA. Le fabricant a concocté un set de soutien destiné aux développeurs envisageant d'utiliser son produit. Le « Fusion Starterkit » comporte une carte de développement, un programmeur Flash-Pro3, une alimentation, des outils logiciels et un concept de référence. 99 noyaux (core) accompagnant le kit servent de « briques » pour la configuration de la FPGA, permettant ainsi d'économiser énormément de temps de développement (l'un de ces cores émule une EEPROM par exemple). Les notes d'application traitent d'ap-



plications dans des domaines aussi divers que gestions de la consommation (Power Manage-

ment), conversion CC/CC, rétro-éclairage par LED et même surveillance de température.

Pour plus d'infos :
www.actel.com

(067084-1)

Un MUST pour l'amateur d'Xtrêmes

Cette RAM à affichage intégré devrait être d'un grand secours avertir en cas de problèmes de surcadénage.

On n'arrête pas le progrès. Si le surcadénage était, jusqu'à tout récemment, une affaire de « coeurs vaillants » (à coeur vaillant rien d'impossible aurait dit Jacques Coeur et non pas le Chevalier Bayard), grâce à l'un des fabricants de barrettes de mémoire les plus en vue actuellement, l'Américain Corsair, vient de lancer un nouveau kit de mémoire RAM destiné aux « fondus de la micro », aux « moddeurs » et autres irréductibles du dixième de GHz. Le « XMS-3200C2 XPERT 2 GB », tout un programme intègre une paire d'afficheurs à LED destinés à signaler à l'utilisateur l'apparition de problèmes au cours d'une opération de surcadénage.

À en croire le fabricant, le système XPERT serait le premier module de mémoire qui se « diagnostique » lui-même et visualise les résultats de ses investigations sur un affichage intégré. Le système se compose de 2 modules DDR PC3200 d'une capacité unitaire de 1 Goctet. Après des



tests exhaustifs, Corsair garantit un fonctionnement de ses RAM à une fréquence d'horloge de 400 MHz. Leur tension de service est fixée à 2,75 volts.

Sur ce nouveau kit de mémoire, des capteurs intégrés épaulent un microcontrôleur pour la mesure de la température, de la fréquence d'horloge et de la tension. Ce nouvel affichage est un

must pour tous les amateurs de « modding » qui tiennent à ce que leur ordinateur se distingue des centaines de millions d'autres de par le monde. Une découpe bien placée dans le coffret et voilà, vous avez vue sur le cerveau fébrile de votre PC. Un petit programme permet même de transformer ces modules en une sorte de journal lumi-

neux. Le prix de tout ceci. Corsair l'affiche à quelque 285 euros. Les modules devraient être disponibles dans les prochains jours pour le marché européen.

Pour en savoir plus :
www.corsair.com/corsair/xms_xpert.html

(067082-1)

Clé USB = Générateur de fonctions

La société anglaise Elan Digital Systems commercialise plusieurs instruments de mesure tirant partie des l'interface USB pour leur connexion à un PC. Outre un oscilloscope miniature sous forme de clé USB (le fameux USBScope50), Elan Digital Systems propose un générateur de fonctions de dimensions similaires. Cette paire de « clés USB » constitue une combinaison de mesure pratique et extrêmement compacte.

En dépit de ses dimensions très faibles, le USBwave12 peut se targuer d'un certain nombre de possibilités que l'on ne trouve, en règle générale, que sur des générateurs de fonctions bien plus encombrants et coûteux. L'alimentation de l'appareil se fait par le biais de l'interface

USB, ce qui permet de se passer d'adaptateur secteur. La

sortie du USBwave12 prend la forme d'une embase BNC à laquelle on pourra par conséquent connecter les câbles de mesure courants. USBwave123 est accompagné d'un générateur logiciel tournant sur Windows 98SE/2K/XP.

Sommaire succinct des caractéristiques techniques :



- Signal de sortie sinus, carré ou dents de scie
- Plage de fréquences de 0 à 12, 5 MHz avec une résolution de 0,2 Hz
- Amplitude de sortie allant de 0 à ± 10 V avec une résolution de 20 mV
- Plage d'offset de 0 à ± 10 V avec une résolution de 20 mV
- Impédance de sortie de 50 Ω
- Possibilité de mettre la sortie

à haute impédance pour protéger le circuit cobaye pendant le paramétrage du générateur

- Utilise la DDS (Direct Digital Synthesis) d'où une excellente stabilité

- Fréquence et phase programmable par l'utilisateur
- Sortie isolée galvaniquement du port USB jusqu'à 300 V/Cat II
- Possibilité de superposer un maximum de 4 unités et de synchroniser les sorties avec déphasage paramétrable
- Dimensions : 75 x 31 x 17, 5 mm

(067033-1)

Carte d'applications mobiles à FPGA

QuickLogic Europe vient de présenter un outil de développement FPGA faible consommation destiné au Kit de Développement Processeur (DKV) à base de PXA27x d'Intel, le fameux DVK « Mainstone » de ce fabricant. Il a pour fonction de permettre une acceptation rapide de technologies émergentes qui ne sont pas supportées par la version originale de ce Kit. Le nouveau MAB (Mobile Application Board) permet une synergie sans faille entre le processeur XScale et les interfaces de périphériques telles que Mini PCI, Cardbus et IDE.

Le MAB à base de FPGA de QuickLogic permet le développement et la vérification de fonctionnalité d'idées conceptuelles pour un nombre impressionnant d'interfaces périphériques telles que Wi-Fi, HDD (Hard Disk Drive = disque dur), Ethernet 10/100/1G, périphériques MPEG, mémoires SD et bien d'autres. Il se connecte directement au connecteur VLIO du DVK, permettant au concepteur de procéder à des mesures système et des interver-

sions d'architecture portant sur la consommation, les performances et le coût.

version définitive. Cette capacité de conception parallèle du logiciel et du matériel peut constituer

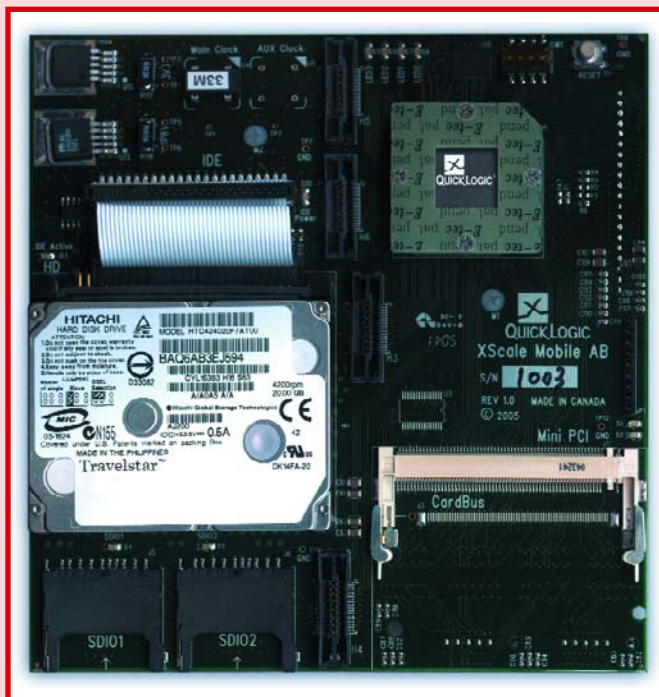
passé au développement de produits populaires tels que GPS, téléphones intelligents (smart phone), lecteurs de média portables et autres systèmes industriels portatifs.

Le MBA de QuickLogic est disponible dès à présent. Il existe des sets de solutions complètes pour et Wi-Fi et connectivité HDD. Ils comprennent le MBA, un composant Eclipse II QL8325 proposé en boîtier BGA à 484 billes, des fichiers de conception de référence et les pilotes logiciels pour Windows CE, Windows Mobile et Linux.

Outre cette solution pour la famille de FPGA Eclipse II, QuickLogic prévoit de lancer un MBA à base de PolarPro, le tout nouveau FPGA à consommation ultra-faible.

Pour plus d'informations :
www.quicklogic.com/mab

(065079-5)



MAB permet à des équipes de concepteurs de se lancer dans le développement du logiciel avant de disposer du matériel dans sa

un avantage indéniable lors d'un développement à la chronologie critique, car il diminue de façon importante le temps

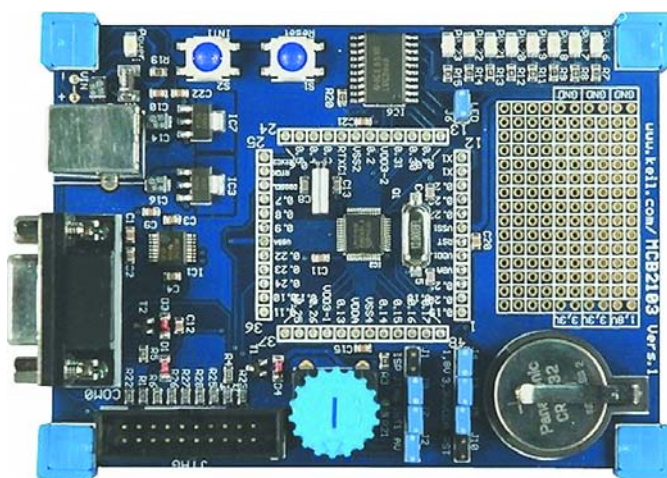
Carte d'évaluation pour l'ARM LPC2103 de Philips

L'un des producteurs d'environnements logiciels pour microcontrôleurs les plus connus, Keil, vient de présenter une carte d'évaluation pour le microcontrôleur LPC2103 de Philips, carte baptisée comme il se doit MCB2103. Outre une interface série, cette carte est également dotée d'une interface JTAG, de 8 LED, d'une pile au lithium pour l'alimentation de l'horloge en temps réel et un potentiomètre servant au réglage d'une tension d'entrée analogique. L'alimentation de cette carte de Keil se fait par le biais d'un adaptateur ULINK USB-JTAG présent lui

aussi sur la carte. La carte est dotée d'une zone d'expérimentation à pastilles de 55 x 18 mm sur laquelle l'utilisateur pourra réaliser de petites extensions. Le MCB2103 est accompagnée, en standard, par une version d'évaluation complète de la panoplie d'outils pour microcontrôleur PK-ARM avec IDE, compilateur C, assembleur, débogueur et simulateur de MCU. Il est épaulé en outre par différents projets logiciels dont on pourra se servir pour travailler avec la carte.

Son prix ? 100 \$US !

(067065-1)



Graveur-fraiseuse pour prototypes de platine

Le graveur de circuits imprimés pour le prototypage en interne de circuits micro-ondes et RF « ProtoMat S42 » de la société LKPF convient à la réalisation de prototypes de platines simple et double face, voire multi-couches dans son propre laboratoire. Mais on peut également s'en servir pour la gravure de faces avant et les gravures les plus fines vu sa capacité de gravure de structures de 100 µm. Le système, très compact comme le montre la photo ci-contre, fraise et perce des prototypes de platines avec une extrême précision et à grande vitesse et ce dans les plus brefs délais. La vitesse de fraisage atteint 50 mm/s (!), la fraiseuse foret tournant à 42 000 tr/mn. Il s'agit d'un

modèle entrée de gamme idéal pour la réalisation de platines de haute qualité. De par son prix (relativement) abordable, cet appareil peut également convenir aux laboratoires d'électronique. Chaque plotter quitte l'usine parfaitement calibré. Il produit ainsi des structures précises dans les matériaux les plus divers. La présence d'une interface USB sur l'appareil en permet la connexion facile à un PC (à noter la présence d'une interface RS-232). L'éclairage dont est doté la tête permet un contrôle facile de la qualité de gravure. L'appareil est accompagné d'un logiciel de CAM facile à mettre en oeuvre, programme qui importe les données fournies par

la plupart des programmes de CAO courants. Mentionnons, au nombre des options, une caméra à reconnaissance de repères automatique.

matique, un plateau à vide ainsi qu'un capot anti-bruit et poussière.

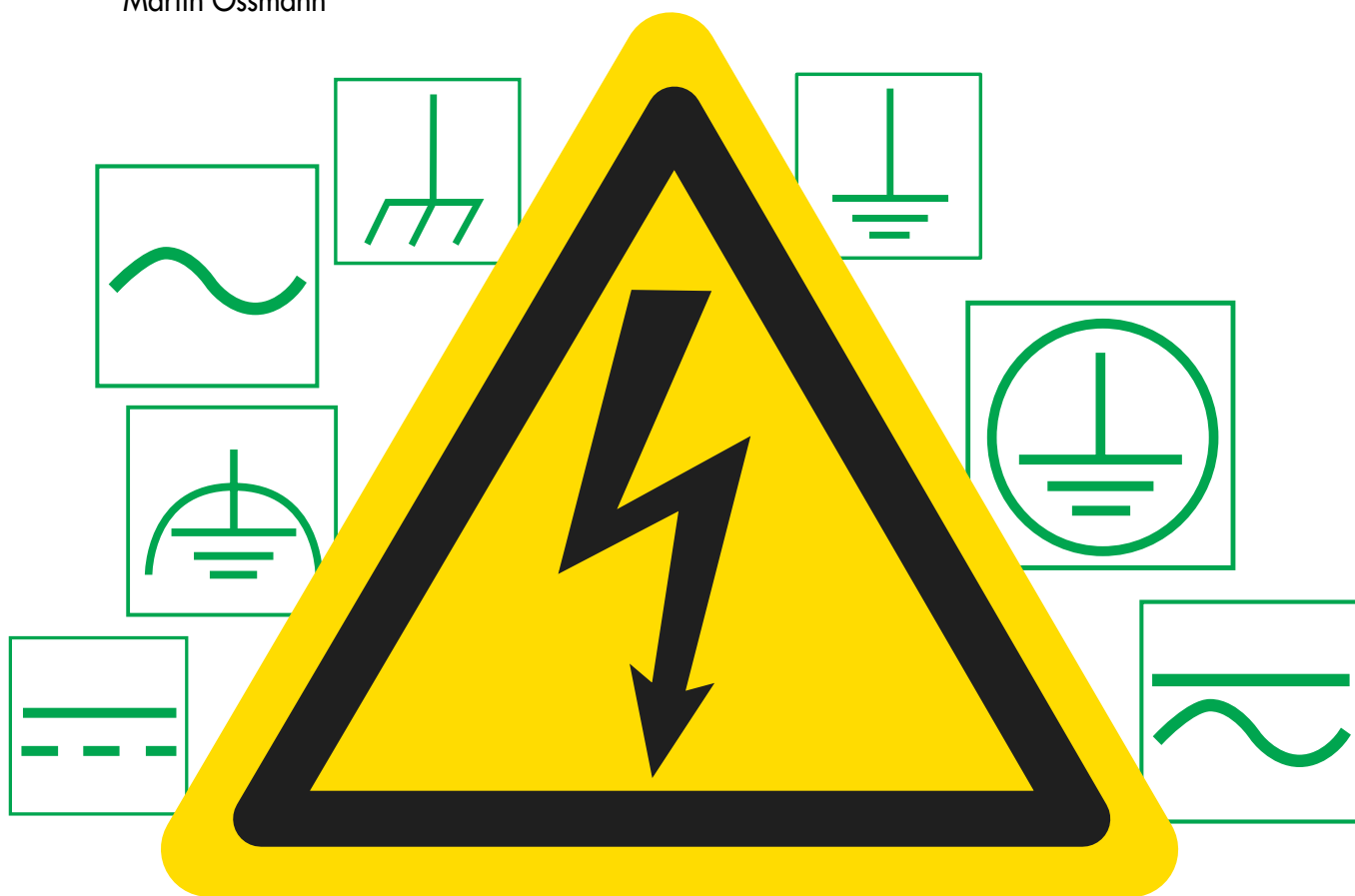
(067080-1)



Publicité

Sans risques et bon

Martin Ossmann



Comment faut-il réaliser un circuit pour qu'il soit, en fonctionnement, parfaitement sûr. Pour en savoir plus, nous avons soulevé le capot d'un certain nombre d'appareils. Intéressant de découvrir les solutions adoptées par les pros en cette époque de réduction de coûts et de miniaturisation à tout crin.

Il va sans dire que lors du développement de circuits et d'appareils, le concept sécurité ait la priorité. Primo, personne ne doit, en cours de fonctionnement, courir le moindre danger. Il faut en outre que l'appareil fonctionne en toute sécurité quelles que soient les circonstances. Pour finir, il ne doit pas, en cas de panne, provoquer de dégâts et ne pas endommager d'autres appareils.

Arriver à faire en sorte que « son » appareil remplisse ces exigences (ainsi que toutes les autres), constitue souvent un vrai défi. Les ingénieurs de l'industrie connaissent ces problèmes, leur mission étant de créer des appareils quasi « indestructibles ». Pourquoi n'ouvririons nous pas quelques appareils et ne nous mettrions nous pas à l'école des professionnels ?

Réduction des coûts

Commençons par nous intéresser aux mesures destinées à protéger l'utilisateur contre les « chocs électriques ». Bien souvent cela se résume à éviter qu'il ne soit possible d'entre en contact avec une pièce se trouvant sous tension, la dite tension dangereuse étant dans la plupart des cas, celle du secteur. Normalement, les lignes électriques et les composants sont dotés à l'origine d'une isolation que les normes qualifient d'« isolation de base ». On est d'avis aujourd'hui que la fiabilité de l'isolation de base laisse à désirer et qu'il ne doit pas y avoir de risque même au cas où elle s'avérerait défectueuse. On peut le faire en prévoyant des mesures de protection additionnelles (isolation supplémentaire, coffret à mise à la terre,

marché Examen critique d'appareils électroniques

etc.) prenant la forme d'une isolation de sécurité. Jetons tout d'abord un coup d'oeil à l'intérieur d'un lecteur de CD (**figure 1**). S'il faut en croire l'étiquette (**figure 2**), cet appareil est un classe II. Il ne comporte par conséquent pas de contact de terre. On constate que le câble secteur est connecté directement au transformateur. L'interrupteur marche/arrêt se trouve ainsi au niveau du secondaire : il peut de ce fait être un composant de type basse-tension. Le fabricant a prévu partout une isolation soignée. Toutes les pièces véhiculant la tension du secteur sont dotées d'une isolation additionnelle. Le transfo comporte 2 parties soigneusement isolées. Il n'y a pas de risque de point faible même en cas d'endommagement de la laque d'isolation d'un enroulement. Le primaire ne comporte pas, dans ce concept, de fusible, une concession à la réduction des coûts de fabrication. Ceci est uniquement possible avec des transformateurs conçus à cet effet et la prise des précautions correspondantes au secondaire ! L'un des inconvénients de cette approche est que le transformateur secteur se trouve en permanence sous tension, ce qui se traduit par une consommation de fonctionnement *standby* élevée.

Analyse du transfo

Les transformateurs secteur remplissent une tâche importante quant à l'isolation du circuit du réseau secteur. Pour une construction de sécurité des transfos 50 Hz classique, on utilise des noyaux de bobines à chambres (**figure 1**) qui respectent toutes les normes concernant les trajets de fuite et autres exigences. De nos jours, on utilise de plus en plus souvent des alimentations à découpage permettant d'utiliser des transfos de taille plus faible. Ceci explique que nos regards soient tombés sur le transfo de l'une ou l'autre alimentation à découpage. La **figure 3** nous montre un transformateur torique utilisé dans un circuit d'alimentation pour ampoules halogènes basse-tension et qui constitue l'isolation galvanique. L'enroulement du primaire se trouve au coeur du manteau de plastique. Un corps de bobinage spécial évite que les enroulements du primaire et du secondaire ne soient jamais trop près l'un de l'autre. Les écarts dans l'air et au coeur du matériau d'isolation sont jugés différemment. On peut dire, en général, qu'il est plus facile de réaliser une isolation à base de matériau d'isolation. Il faut alors veiller à ce que les trajets de fuite au niveau des fentes à air soient suffisamment longs. Sur ce transfo, l'enroulement du secondaire n'est pas doté de quelque autre isolation que ce soit.

On pourra, si l'on veut, sans trop compliquer les choses, assurer des écartements suffisants, utiliser des corps de bobine spéciaux, du type de celui représenté en **figure 4**. Les enroulements du primaire et du secondaire sont bobinés sur 2 corps distincts. Des collerettes au niveau des parties frontales assurent des trajets de fuite suffisants. Il est facile de cette façon de remplir les normes de sécurité. Mais cette approche présente également des inconvénients. Ces corps de bobine coûtent cher; les transfos sont souvent plus encombrants qu'ils ne devraient



Figure 1.
Coup d'oeil au coeur d'un lecteur de CD.



Figure 2.
Identificateur d'un produit de classe II.

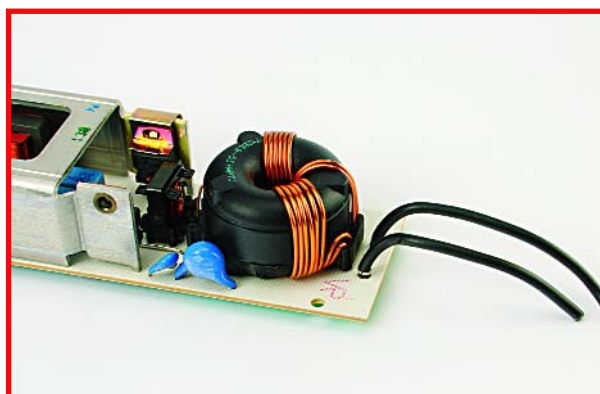


Figure 3.
Le transfo torique au coeur d'un « transfo pour éclairage halogène ».

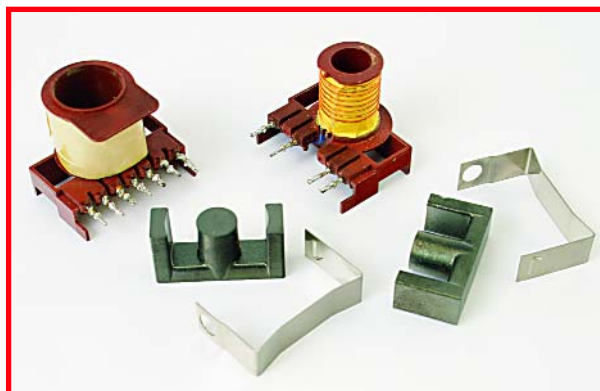


Figure 4.
Corps de bobinage à isolation intégrée.



Figure 5.
Transfo enrobé, opto-
coupleur et
condensateurs Y.

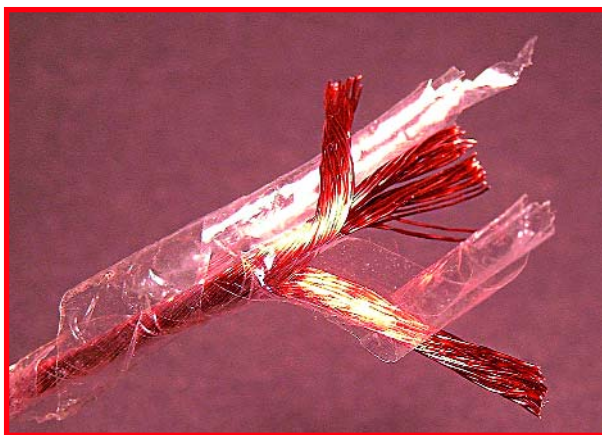


Figure 6.
Tresse de Litz
« spéciale HF » à
isolation séparée.

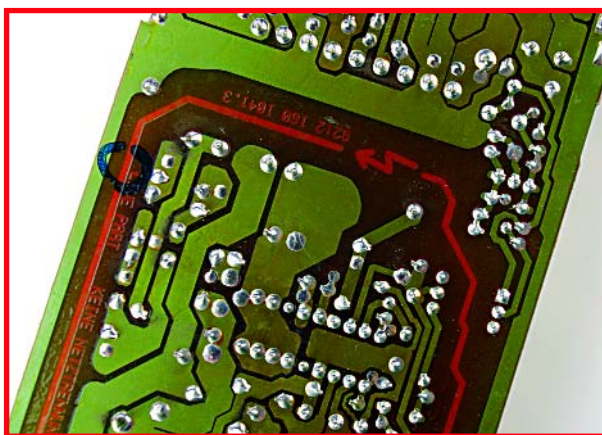


Figure 7.
Barrière d'isolation
entre côté secteur et
côté secondaire.

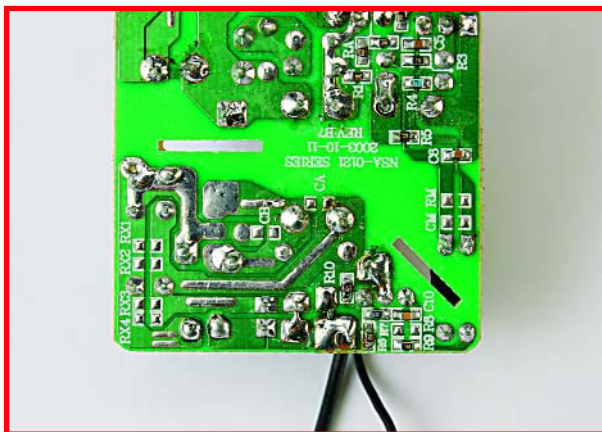


Figure 8.
Des rainures en tant
que barrière
supplémentaire.

l'être électriquement parlant. De plus, le couplage des côtés primaire et secondaire n'est pas aussi bon, ce qui pose des problèmes de conception dans le cas des convertisseurs *flyback* bon marché. D'un autre côté, cela évite d'avoir à envelopper le tout par film isolant ou enrobage résine. La **figure 5** montre un tel transfo, bien compact si on le compare à l'opto-coupleur en boîtier DIP4. On voit, sur cette photo, au premier plan, 2 condensateurs Y et un opto-coupleur. Ces composants « sortent » de la barrière d'isolation. Nous y reviendrons.

Produit-maison 100% sûr

Bien souvent, on peut, pour éviter les couches d'isolation ou les corps de bobinage spéciaux, utiliser des fils à isolation spéciale. Il existe ce que l'on appelle du « *Triple-Insulated-Wire* » dont l'utilisation est autorisée pour l'isolation galvanique (cf. notre article « Révélation sur les adaptateurs secteur » ailleurs dans ce magazine). La **figure 6** vous propose une autre variante : on enveloppe de la tresse de Litz à l'aide d'un film isolant fin se recoupant. Ce type de conducteur permet de réaliser des transfos caractérisés par une inductivité parasite plus faible et une bonne isolation. Si l'isolation au niveau du transfo est OK, il faut que la platine et le reste du concept y contribuent également. La

figure 7 montre comment y arriver. Sur ce concept, le « cœur » constitue le primaire. L'alimentation se trouve dans une cage métallique en contact électrique avec le secondaire. La barrière est nettement identifiable. Elle est identifiée de manière à ce que le service de dépannage sache immédiatement de quoi il retourne. On découvre un autre détail dans la **figure 8**. On a fraisé, 2 endroits particulièrement critiques, des rainures dans la platine. Ceci permet d'accroître efficacement l'écartement de fuite de courant qui se déplace le long de la surface. Ces fuites de courant doivent faire le tour de la rainure. Cette approche présente un intérêt indéniable la surface de la platine s'oxydant progressivement et perdant, en raison de l'humidité des propriétés isolantes.

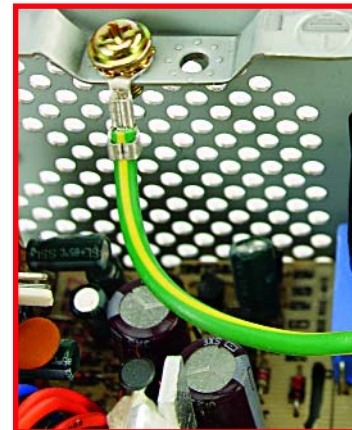


Figure 9. Connexion de mise à la terre.

Coup d'oeil dans un PC

Jetons un regard à l'intérieur de l'alimentation d'un PC. Classiquement, les PC sont conçus sous forme d'appareils de classe I avec contact de mise à la terre. La **figure 9** montre l'intérieur d'une alimentation à coffret métallique. On constate que la connexion à la ligne de terre n'est pas soudée sans plus mais qu'elle est visée et sécurisée mécaniquement. Ces précautions sont nécessaires si l'on veut que la terre remplisse sa fonction fiablement.

Examinons le transfo de cette alimentation (**figure 10**). On a intercalé un noyau normal verticalement entre 2 radiateurs en tôle d'aluminium. Le radiateur avant refroidit le transistor de commutation du primaire, celui de l'arrière les diodes de redressement du secondaire. Vu la densité d'implantation, la distance minimale entre les radiateurs et le transfo n'est pas atteinte. Pour redres-

ser la barre, on a ajouté (a posteriori nous semble-t-il) une paire de plaquettes transparentes servant de matériau isolant, intercalées entre le transfo et la tôle d'aluminium et fixées à l'aide d'un point de colle. Pas joli joli, mais efficace.

Si l'on opte pour une construction de ce genre il faut veiller à ce qu'il y ait, entre le dessous de la platine et le coffret, l'isolation requise. On trouve souvent à ce niveau du film d'isolation, l'écart spatial étant trop petit. Un mot au sujet de ces fameux condensateurs Y. On s'en sert, en général, pour l'antiparasitage. Il est permis dans ces conditions de les intercaler entre des parties du circuit sous tension (la phase par exemple) et la ligne de mise à la terre. Un vrai défi pour les condensateurs du point de vue de la sécurité. Ceci explique qu'ils respectent une norme. Le circuit ne doit pas dépasser les courants de fuite autorisés.

La **figure 11** nous montre un condensateur de ce type. Difficile de découvrir, perdue dans tous les tampons de test et de normalisation, la capacité (472 signifie 4,7 nF). Il est permis d'implanter un tel condensateur entre les parties sous tension secteur et le côté secondaire ou le coffret métallique sur les appareils de classe 2. Si un condensateur se trouvant à cet endroit devient défectueux, devenant passant pour le but de la manoeuvre est de 0 Hz, le côté secondaire n'est plus isolé galvaniquement. Un défaut au niveau d'un seul composant a des conséquences extrêmement graves au niveau de la sécurité. D'où les exigences posées. Étant donné que les broches d'un condensateur Y pontent souvent la barrière d'isolation, (à comparer avec la figure 5) il faut également que les pattes du composant soient suffisamment écartées l'une de l'autre.



terre d'une alimentation de PC.



Figure 10.
Écrans plastiques intercalés entre le transfo et les radiateurs.



Figure 11.
Un condensateur Y doté de tous les « sacrements ».

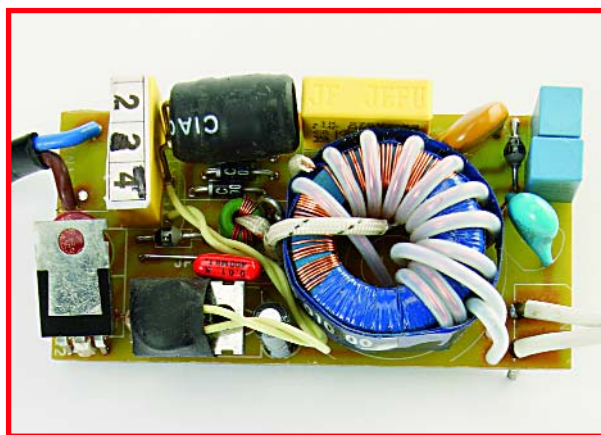


Figure 12.
Appareil de raccordement pour ampoules halogènes.

Pannes et sécurité

Une surchauffe en cas de défectuosité est un autre danger dont un concepteur doit tenir compte. Dans le pire des cas cela peut se traduire par un embrasement. D'où la présence, sur nombre d'alimentations à découpage, d'une protection en cas de température excessive. La **figure 12** nous montre un appareil de raccordement pour ampoules halogènes. L'un des 2 transistors de puissance est doté d'un capteur de température qui interrompt le fonctionnement du convertisseur en cas d'augmentation importante de la température. Ce type de concept peut également convenir lorsque l'on veut protéger le secondaire d'une alimentation à découpage contre une surcharge ou un court-circuit. Il est bon de réfléchir alors quelles sont les conséquences d'une panne sur les autres sous-ensembles de l'alimentation. Il est certainement recommandé dans ce cas d'envisager la mise en place d'un fusible.

La **figure 13** nous montre une possibilité intéressante. Le « Fusistor » est une résistance qui limite le courant de mise sous tension. D'autre part cette résistance grille en cas de surcharge sans qu'il n'y ait de risque d'incendie. Une solution idéale pour de nombreuses applications.

(050327-1)

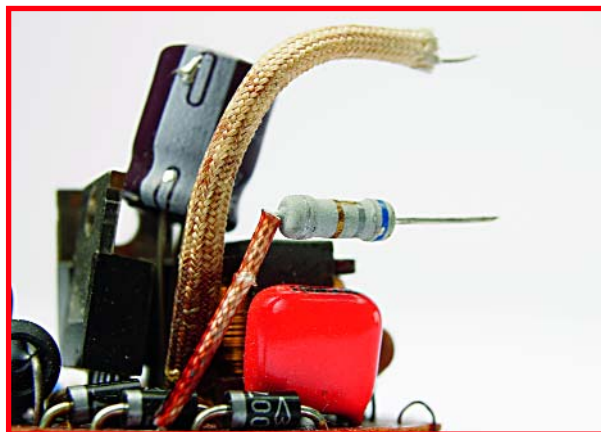
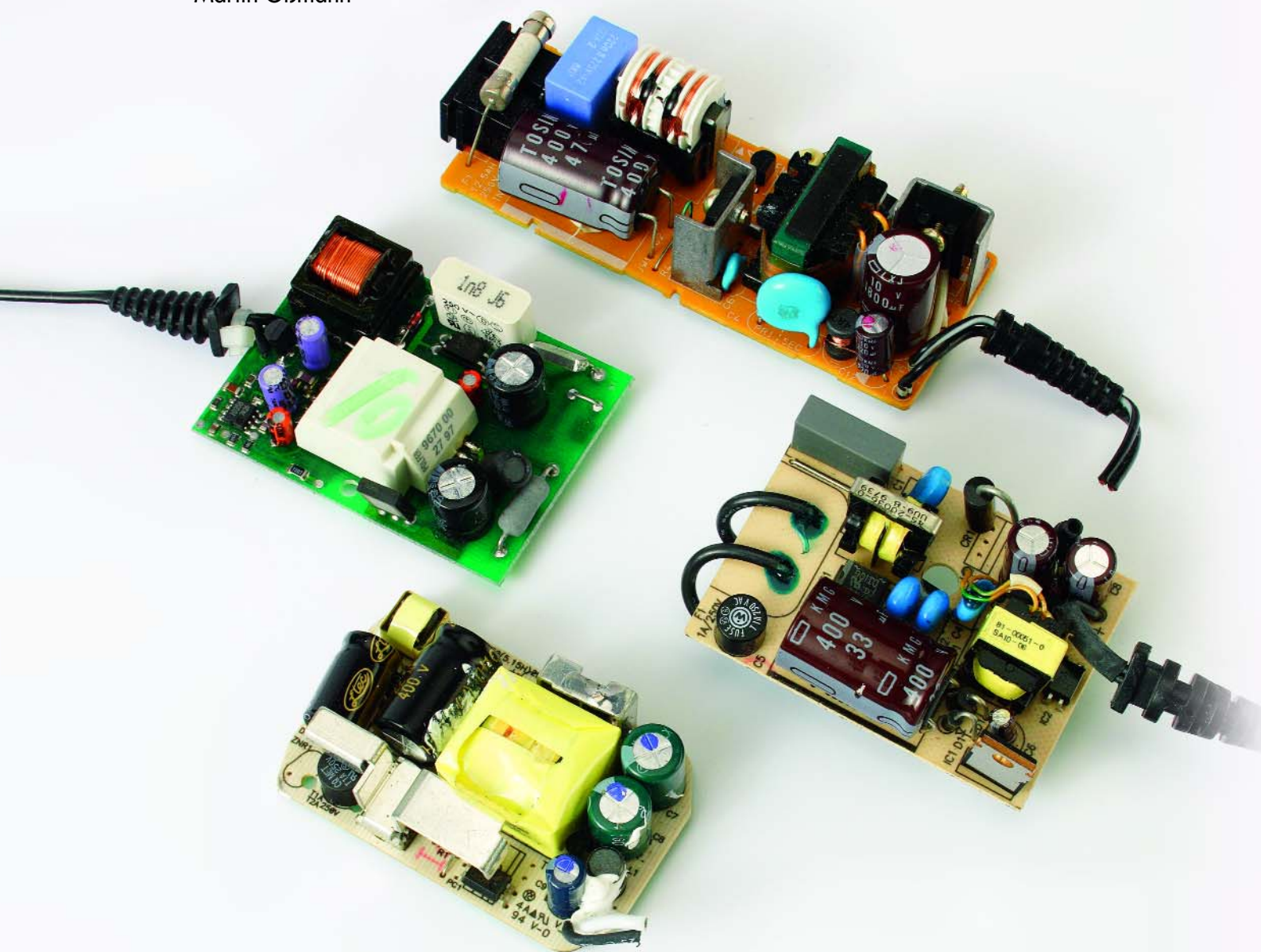


Figure 13.
Le « Fusistor » est à la fois une résistance et un fusible.

Révélation sur les

Le raffinement qui vient de Chine

Martin Oßmann



L'alimentation secteur à découpage choisie par l'auteur ne comporte pas de circuits intégrés spéciaux et peut être analysée intégralement par « reverse ingénierie ». Nous allons éprouver quelques surprises ! L'analyse révèle peu à peu comment le concepteur inconnu est parvenu à réaliser un circuit à hautes performances avec un nombre très restreint de composants peu coûteux. Les connaissances acquises peuvent être appliquées aux réalisations individuelles !

adaptateurs secteur

Les petits blocs d'alimentation secteur, par exemple ceux des téléphones portables, sont toujours plus souvent basés sur le principe de l'alimentation à découpage. L'auteur collectionne et analyse depuis quelque temps ce type d'alimentations secteur. Dans ce contexte, le bloc d'alimentation secteur d'un fabricant chinois s'est révélé être très intéressant et fera l'objet d'une étude très poussée. Les solutions utilisées dans d'autres alimentations secteur seront aussi évoquées. Pour couronner le tout, un petit circuit à réaliser soi-même basé sur le concept raffiné de l'alimentation chinoise sera présenté.

Peu coûteux, simple et discret

Le bloc d'alimentation secteur de la **figure 1** est réalisé avec des composants discrets et ne comporte aucun circuit intégré spécial. Il peut donc être analysé complètement par ingénierie inverse (*Reverse Engineering*). Il est étonnant qu'un circuit aussi performant puisse être réalisé avec un si petit nombre de composants peu coûteux. L'analyse soulignera aussi pas à pas les aspects influençant la réalisation de ce genre d'alimentation secteur. Le lecteur pourra donc glaner un certain nombre d'informations intéressantes.

Premier aperçu

Un bloc d'alimentation secteur peut être en général décomposé en 3 blocs fonctionnels : Le premier étage convertit la tension du secteur en une tension continue. Cet étage comprend aussi diverses fonctions de sécurité et de filtrage. Le deuxième étage constitue l'alimentation secteur à découpage proprement dite qui assure la conversion de la tension et la séparation du secteur. Le troisième étage fournit et lisse la tension de sortie tout en extrayant les informations de régulation de la tension. Voyons tout d'abord quelles sont les caractéristiques de l'alimentation secteur indiquées sur la plaquette signalétique :
Tension d'entrée 100-240 volts AC 50/60 Hz
Tension de sortie 12 volts, 1,0 A max.

La **figure 2** représente la structure de l'étage d'entrée de l'alimentation secteur. Le condensateur C1 est soumis directement et sans protection à la tension du secteur. Il doit donc s'agir d'un condensateur X. Il est « chargé » de découpler la HF entre le secteur et l'alimentation. R1 sert de résistance de décharge. Les résistances CMS usuelles ne sont pas conçues pour une tension aussi élevée. On a donc simplement recours à 2 résistances CMS de 470 k Ω en série.

Un fusible sert de dernier rempart en cas de pépin sérieux. Un MCA (*Maximum Conceivable Accident*, accident maximal prévisible) de ce genre pourrait être dû par exemple aux tensions transitoires élevées du secteur causées par la foudre. La varistance R2 (470 volts) se charge des petites impulsions transitoires. Quatre diodes discrètes 1N4007 assurent le redressement de la tension du secteur. De nombreux fabricants optent aussi pour des redresseurs en pont sous forme de CMS. La

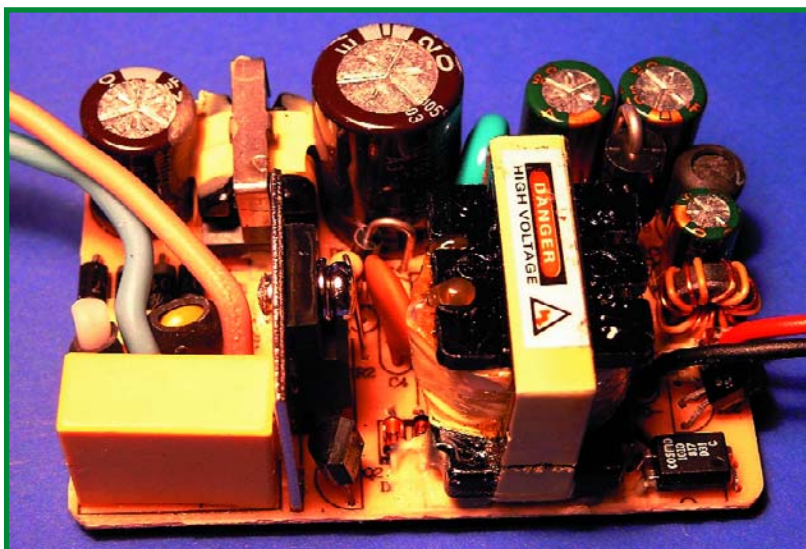
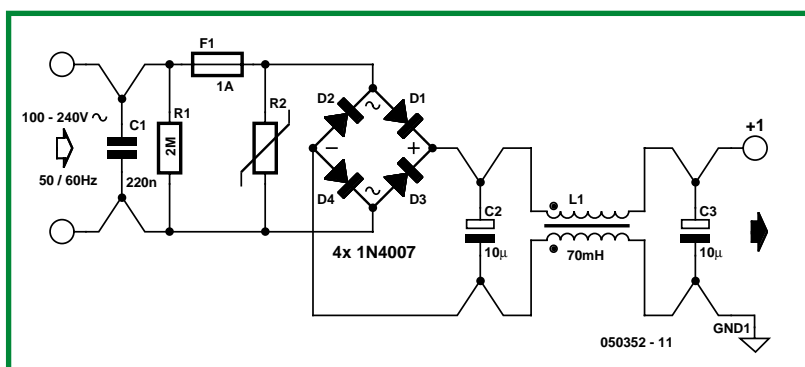


Figure 1. Bloc d'alimentation secteur en composants discrets
« Made in China ».

capacité de lissage est composée des 2 condensateurs C2 et C3. Les condensateurs sont de type 400 V/105 °C pour résister longtemps aux températures élevées. La configuration de l'inductance de mode commun (« à compensation de courant ») L1 entre ces 2 condensateurs est intéressante. Il est sans doute préférable que le courant continu passant entre les 2 condensateurs soit aussi constant que possible. Il est moins élevé que les brèves impulsions de courant dans le redresseur en pont. Il est donc possible de se servir d'une inductance moins élevée. L'inductance de fuite de ce « transformateur » combinée à C2 et C3 forme vraisemblablement un filtre en mode différentiel efficace. L'enroulement de mode commun L1 possède une inductance d'environ 70 mH de chaque côté. Considéré comme un transformateur, il possède une inductance de fuite de 460 μ H, ce qui devrait suffire pour un enroulement en mode différentiel. L'enroulement L1 effectue donc vraisemblablement 2 fonctions de filtrage.

Figure 2. Étage d'entrée de l'alimentation secteur.



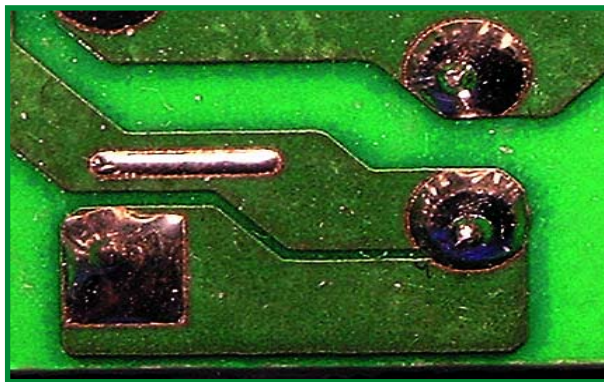


Figure 3.
Les pistes fendues sont destinées à améliorer le découplage.

En examinant la carte avec attention, on constate que plusieurs pistes sont fendues (**figure 3**). Il ne s'agit pas d'un hasard. On essaie ainsi de forcer le courant à passer par des condensateurs de découplage. Cela est souvent représenté dans le schéma de connexion par un tracé en X – voir la **figure 2**. Ces pistes fendues sont souvent situées à l'emplacement de divers condensateurs du côté primaire et secondaire de l'alimentation à décou-

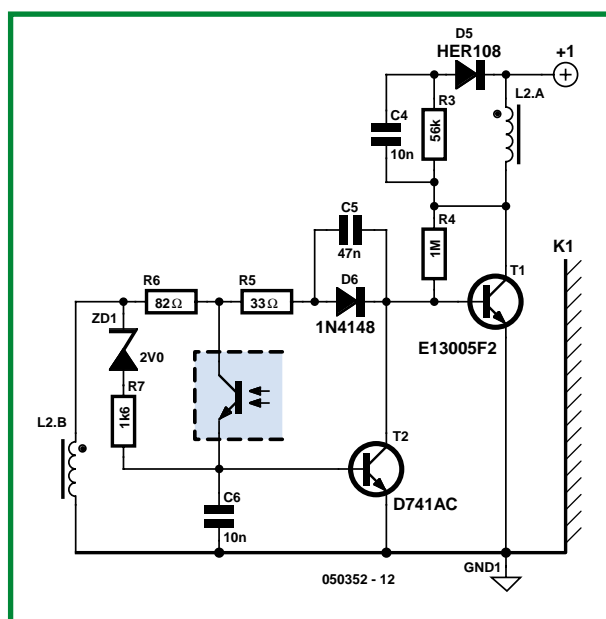


Figure 4.
Cœur de l'alimentation secteur à découpage.

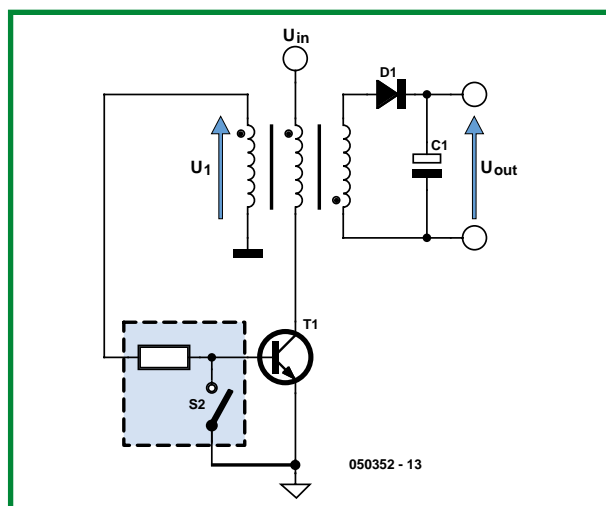


Figure 5.
Principe du convertisseur de blocage auto-oscillant.

page investiguée. La tension de fonctionnement proprement dite de l'alimentation secteur à découpage est disponible aux bornes de C3 après ce filtrage.

Convertisseur flyback

L'analyse d'une alimentation secteur à découpage de ce genre requiert avant tout de déterminer le type du circuit de base. On repère les composants de puissance, reconnaissables rien qu'à leur taille dans la plupart des cas. On tente ensuite d'identifier ces composants (diodes, transistors) par des mesures ou une recherche dans les fiches de données. Il est utile de procéder tout d'abord à de simples mesures DC de résistance sans rien démonter pour déterminer le câblage du transformateur. Dans ce cas précis, on a déterminé rapidement qu'il s'agissait d'un simple convertisseur de blocage (convertisseur fly-back). Il s'agit de la topologie la plus usitée à faible puissance.

La **figure 4** représente le véritable cœur de l'alimentation secteur à découpage (sans circuit secondaire). Le circuit, s'il ne comporte que de 2 transistors, est toutefois assez « tordu », comme le confirmera son analyse.

La **figure 5** aide à comprendre le principe de base du convertisseur de blocage. Les composants principaux sont le « transformateur » composé de 3 enroulements, le transistor T1 et la diode D1. Le « transformateur » est placé entre guillemets car il s'agit plutôt d'une « inductance à plusieurs enroulements ». Au début d'un cycle la bobine (tous les enroulements) ne « contient » pas de courant, donc pas d'énergie. Puis T1 est commuté à l'état passant et l'inductance est « chargée » par la tension d'entrée U_{in} aux bornes de l'enroulement primaire ; la diode D1 ne conduit pas. T1 cesse de conduire au moment opportun et le courant émigre du côté primaire au côté secondaire. La diode D1 conduit, l'inductance se décharge et transfère son énergie au circuit secondaire. T1 est bloqué au cours de cette phase, d'où le nom de « convertisseur de blocage ». Le courant secondaire décroît linéairement. T1 retourne à l'état passant lorsque le courant atteint la valeur nulle et ainsi de suite.

Mesures

Passons du royaume de la théorie à celui de la pratique. Il n'est pas très facile d'effectuer des mesures car le circuit est en règle générale directement soumis à la tension élevée du secteur. Un transformateur de séparation du secteur permet de se servir d'un oscilloscope normal pour mesurer le côté primaire du bloc d'alimentation. Mais il faut procéder avec prudence, car on ne dispose d'aucune protection par disjoncteur différentiel ou similaire. La valeur des condensateurs électrolytiques C2 et C3 n'est pas très élevée. La tension d'alimentation est donc entachée d'une ondulation de 100 Hz (*ripple*) qui se traduit par une image floue sur l'oscilloscope. Pour améliorer les choses, la tension continue, régénérée à l'aide d'un « gros » redresseur en pont et de condensateurs électrolytiques de valeur plus élevée (470 μ F), est injectée à « +1 » (voir la figure 4). La **figure 6** reproduit la tension du transistor de commutation T1 (trace supérieure 1, sonde 10:1 !) ainsi que le courant collecteur par T1 (trace inférieure 2, mesuré avec une pince de courant). La tension d'entrée (point +1) valait 326 V lors de cette mesure. Le courant continu d'entrée vaut 44,5 mA avec la charge nominale (12 V/1 A à la sortie), d'où un rendement d'environ 83%. La fréquence atteint la valeur respectable de 95 kHz. Lorsque la diode

conduit, la tension du transistor se compose de la tension d'entrée plus la tension de sortie augmentée selon le rapport de transformation !

Auto-oscillant

Dans les alimentations secteur à découpage plus puissantes, un circuit intégré gère la commande des transistors de puissance, la synchronisation et la régulation. Ici par contre, ces fonctions sont dévolues à un petit nombre de composants discrets. Examinons tout d'abord le principe dans la figure 5. Le troisième enroulement du transformateur joue un rôle crucial de rétroaction. Commençons l'analyse au moment où T1 vient d'être bloqué. Le courant de l'enroulement traverse alors la diode D1 en décroissant linéairement. La diode se bloque dès qu'il s'annule. L'enroulement et les capacités parasites (la sienne propre et celles des composants) forment maintenant un circuit oscillant effectuant une alternance. La tension de l'enroulement secondaire décroît et devient même négative. La tension positive engendrée alors dans le troisième enroulement (de rétroaction) commute le transistor T1. L'augmentation supplémentaire de la tension des enroulements du primaire et de rétroaction raccourcit le temps de commutation. T1 conduit et le courant de la bobine croît linéairement – l'inductance est rechargée. S2 se ferme après un certain temps (grâce à un circuit raffiné) et le courant de base de T1 diminue. Le courant collecteur subit donc aussi une diminution. Ce processus de blocage de T1, une fois mis en action, est aussi accéléré par la rétroaction et tout recommence. Il ne reste plus qu'à déterminer comment le transistor T1 est bloqué après un certain temps. Le rôle de S2 dans la figure 5 est assuré par le transistor T2 de la figure 6. R7 et C6 jouent un rôle crucial. L2B se trouve à une tension positive par rapport à la masse après la commutation de T1 à l'état passant. C6 se charge donc lentement jusqu'à ce que T2 commence à conduire, « empruntant » son courant collecteur au courant de base du transistor T1. T1 va donc se bloquer. La rétroaction assure donc aussi un blocage plus rapide.

La **figure 7** montre la tension de base du transistor T2 (trace inférieure 1) ainsi que le courant de base T1 (trace supérieure 2, mesuré avec une pince de courant). Le transistor T1 est commuté par un courant de base d'environ 100 mA qui reste constant pendant un certain temps. La tension de base de T2 augmente simultanément jusqu'à 0,8 V environ. Le courant de base commence alors à décroître et devient brièvement très négatif pour se débarrasser des porteurs de charge de la base. Le transistor T1 se bloque enfin et la tension de base de T2 commence à décroître.

Amorçage

La résistance R4 assure l'amorçage du circuit. Comme la tension à ses bornes est très élevée, elle se compose de 4 résistances CMS de 240 kΩ en série. Dans l'état non amorcé, R4 fournit le courant de base de T1 qui positionne celui-ci en régime de fonctionnement linéaire avec amplification. R4 ne peut toutefois jouer ce rôle que si la résistance (DC) de liaison entre la base de T1 et L2B n'est pas trop basse. D'où la combinaison C5 et D6. Elle permet de porter la base au niveau désiré tout en barrant le chemin de rétroaction aux courants alternatifs ; le couple positif assure l'amorçage. Avant d'expliquer le rôle de R3, C4 et D5, quelques remarques sur le composant central, le transformateur.

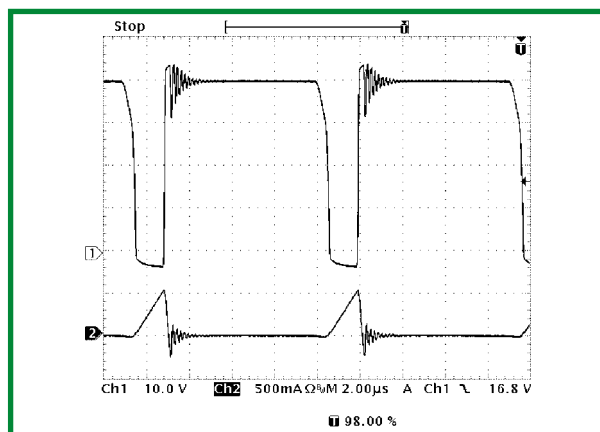


Figure 6.
Tension et courant du transistor de commutation.

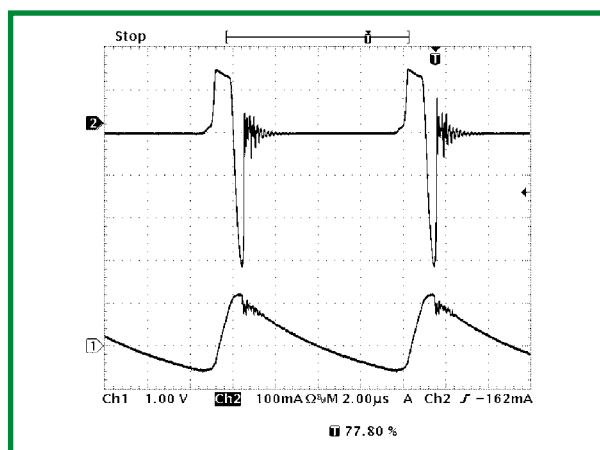


Figure 7.
Tension de base de T2 (en bas) et courant de base de T1 (en haut).

Le transformateur

Le transformateur est le seul composant spécial du circuit. Une analyse non destructive mais complète constitue un véritable défi qui commence par le dessoudage. Il faudrait en outre faire appel à des techniques de mesure performantes pour obtenir les valeurs correctes des paramètres du transformateur à la fréquence de travail (à 100 kHz). Il est plus simple d'obtenir des résultats en sacrifiant quelque peu la précision : l'oscillogramme de la figure 6 permet de conclure que le courant dans L1A augmente d'environ $\Delta I = 0,55 \text{ A}$ à $U = 326 \text{ V}$ en $\Delta T = 1,5 \mu\text{s}$. $\Delta I = U \Delta T / L$ fournit donc une valeur $L \approx 900 \mu\text{H}$. Un pont de mesure donne $L = 800 \mu\text{H}$. Une mesure simultanée de la tension en fonctionnement sur les 3 enroulements au moyen de sondes bien assorties permet aussi de déterminer le rapport de transformation. Pour déterminer les nombres de spires, on a bobiné 5 spires de fil de cuivre mince émaillé autour du flanc médian du transformateur, puis on a mesuré le rapport de transformation par rapport aux 3 autres enroulements – à 100 kHz ! Le résultat ? L1A = 56 tours. L2B = 3 tours et L2C = 11 tours. La valeur AL approximative du noyau est donc de $800 \mu\text{H} / 56^2 = 255 \text{ pH/spire}^2$. Consultons divers manuels des fournisseurs de noyaux (Epcos, Philips, Vogt, Kaschke). Le noyau E25/9/6 de Philips, qui aurait la valeur AL correcte avec un entrefer de 200 μm, semble être le candidat désiré. On obtient une induction d'environ 200 mT dans le noyau avec un courant de pointe de $I = 0,55 \text{ A}$ dans l'enroulement primaire, ce qui est tout à fait réalisable à 100 kHz avec les matériaux ferrite modernes. Les pertes de l'ordre de 0,5 à 0,7 watts provoquées dans le noyau par le courant de pointe ne

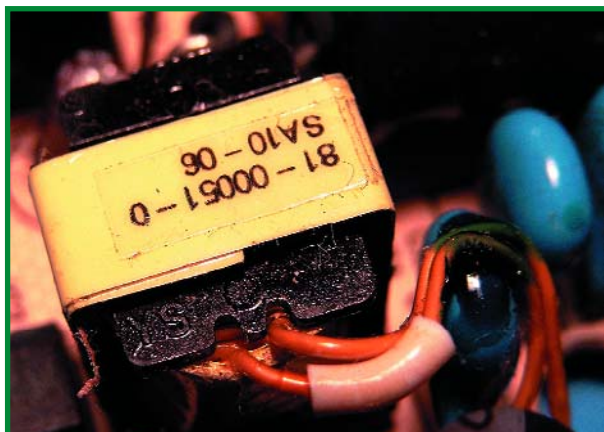


Figure 8.
Transformateur
miniature « triple
isolated wire ».

posent pas de problème thermique avec un noyau de cette taille. Cette description électrotechnique du transformateur ne tient toutefois pas compte des détails qui compliquent l'implémentation pratique d'alimentations secteur à découpage. Le transformateur doit en effet assurer la sécurité de la séparation du secteur et respecter les contraintes associées aux lignes de fuite, etc. Il faut enrouler des feuilles isolantes et séparatrices dans le transformateur et sceller celui-ci, ce qui est probablement le cas dans cette alimentation secteur.

Le **figure 8** montre le petit transformateur d'une alimentation secteur 6 V/1,5 A (9 W) qui ne mesure que 13 mm de large et 14 mm de haut. Le fil du secondaire de ces transformateurs est souvent d'un type spécial. On aperçoit ce fil spécial (par exemple de Furukawa) souvent désigné par « *triple isolated wire* » dans la figure 8. Ce fil certifié, qui assure l'isolation du secteur, est recouvert de 3 couches isolantes séparées. Le fil n'est généralement pas soudé à l'armature de la bobine, car les points de soudure nus seraient trop proches du primaire. Les contraintes d'isolation de ces transformateurs *flyback* ont souvent pour effet d'augmenter considérablement l'inductance de fuite. L'énergie de l'inductance de fuite cherche une sortie à l'instant où le courant est transmis au secondaire. Cela se traduit normalement par une pointe de courant gigantesque, aux effets dévastateurs, appliquée au collecteur de T1.

Snubber RCD

Pour que l'énergie ne détruise pas T1, on fait appel à un réseau de décharge (*snubber network*) composé de R3, C4 et D5. La diode D5 transmet la pointe de tension (*Peak*) au réseau RC. Le condensateur se charge et l'énergie se dissipe lentement dans la résistance. La diode (haute tension) D5 doit commuter rapidement et le condensateur doit être de type 1 kV pour survivre à la pointe de tension. La pointe de tension écrêtée et les oscillations engendrées sont bien visibles dans la figure 6. La grosse résistance R3 à sortie par fils doit pouvoir dissiper jusqu'à 1 watt. Une conception bien étudiée doit permettre de minimiser les pertes engendrées.

Secondaire

Il reste à analyser le côté secondaire (**figure 9**). D7 est une diode Schottky de 3 A qui résiste à la chaleur dégagée sans refroidissement supplémentaire. La **figure 10** illustre le refroidissement économique de la diode dans une alimentation secteur à découpage 2 A par soudage dans un cadre. Le transistor T1 possède par exemple un boîtier plastique complètement isolé et est vissée sur un petit refroidisseur (K1 dans la figure 4) mis à la masse pour parer aux interférences électromagnétiques. Toujours est-il que le collecteur de T1 est un des points les plus chauds du circuit !

Les condensateurs C8 et C9 forment un filtre de lissage avec la self L3. L4 est une autre inductance de mode commun. Le condensateur Y C7 améliore encore le comportement par rapport aux interférences électromagnétiques. La raison pour laquelle celui-ci est raccordé à ce point précis du côté secondaire n'a pas pu être élucidée. Il pourrait simplement s'agir de l'emplacement le plus favorable. La diode Z ZD2 limite la tension de sortie en cas d'urgence, lorsque la régulation n'agit pas assez rapidement pour contrer la disparition subite de la charge. La diode Z réglable (régulateur shunt) IC1 est entourée de composants de régulation usuels. Si la tension de sortie dépasse 12 V, IC1 commence à conduire et la LED de l'optocoupleur OC1 s'allume. Cela provoque du côté primaire l'activation du phototransistor comme liaison auxiliaire avec R7. C6 se décharge donc plus rapidement et T1 se

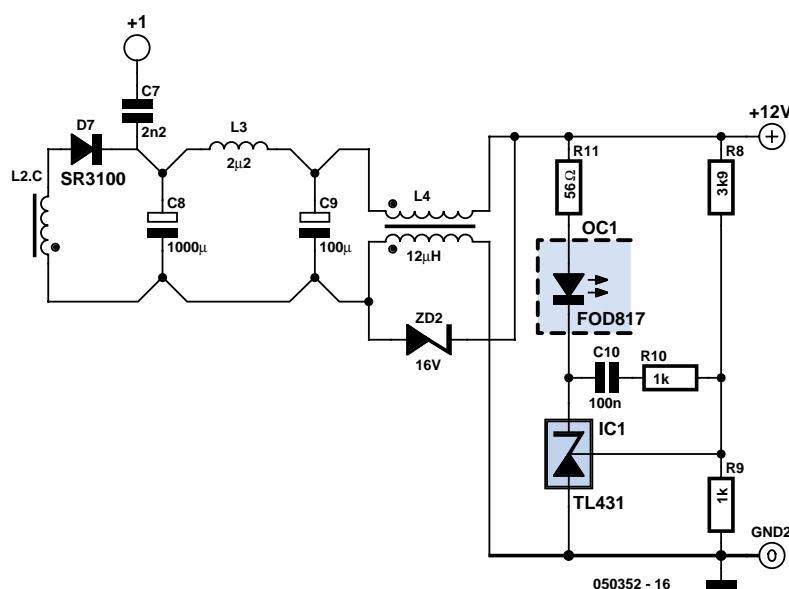


Figure 9.
Réseau snubber RCD.

bloque plus tôt, provoquant une diminution de l'énergie de charge de l'inductance. La diminution du transfert d'énergie provoque celle de la tension de sortie. La fréquence change chaque fois que cela se produit. En marche à vide (le convertisseur ne traite plus que ses pertes), elle augmente jusqu'à 600 kHz !

Copie

Après avoir analysé minutieusement cette poignée de composants, nous voilà prêts à réaliser des convertisseurs similaires. La **figure 11** dévoile le concept d'un convertisseur de 24 volts en 5 volts à 500 mA. Un 7805 consommerait 9,5 watts, une puissance non négligeable. Même si le rendement du convertisseur à découpage n'atteint que 65% environ, il bat à plate couture un régulateur série. Le circuit peut se passer de réseau de décharge. Le BD237 subira sans inconvénient les pointes de tension si les 3 enroulements sont trifilaires.

(050352-1)

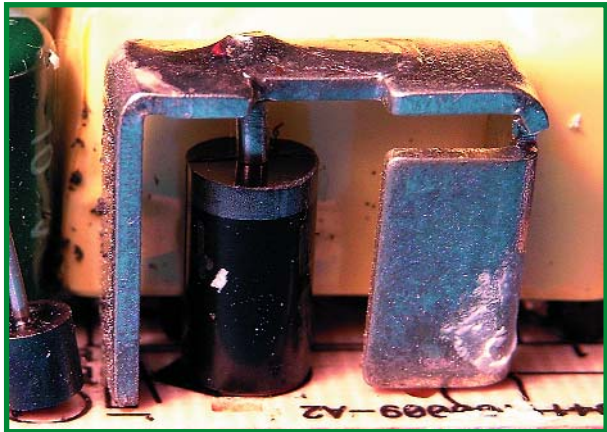


Figure 10.
Diode avec cornière de refroidissement conductrice de chaleur et de courant.

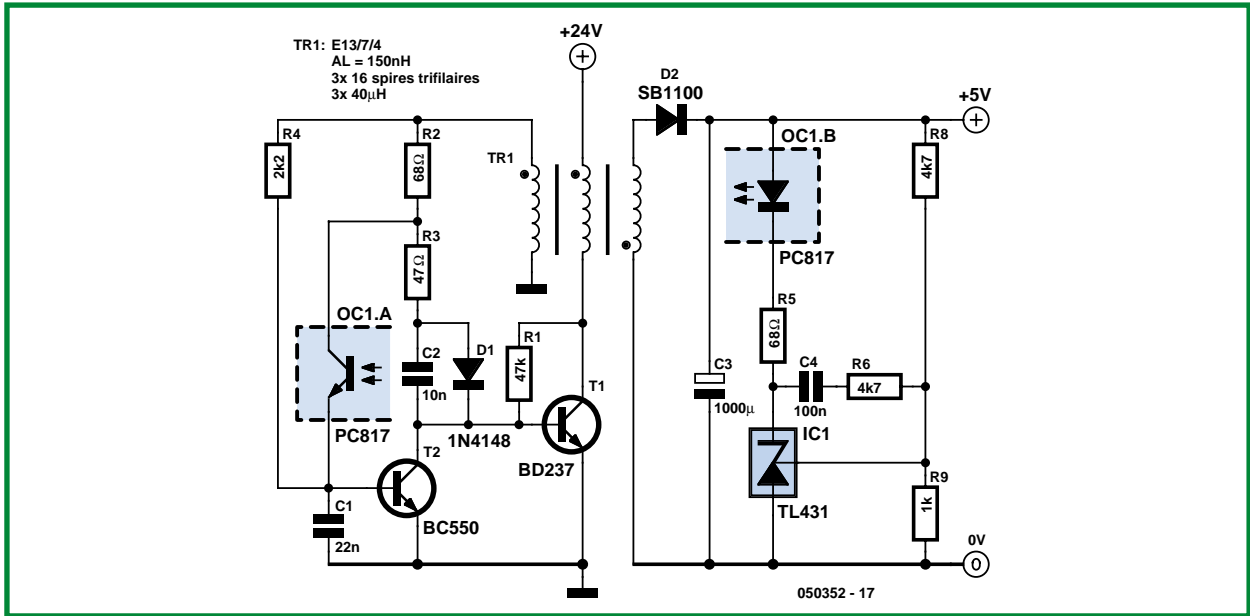


Figure 11.
Convertisseur dévolteur de 24 V en 5 V.

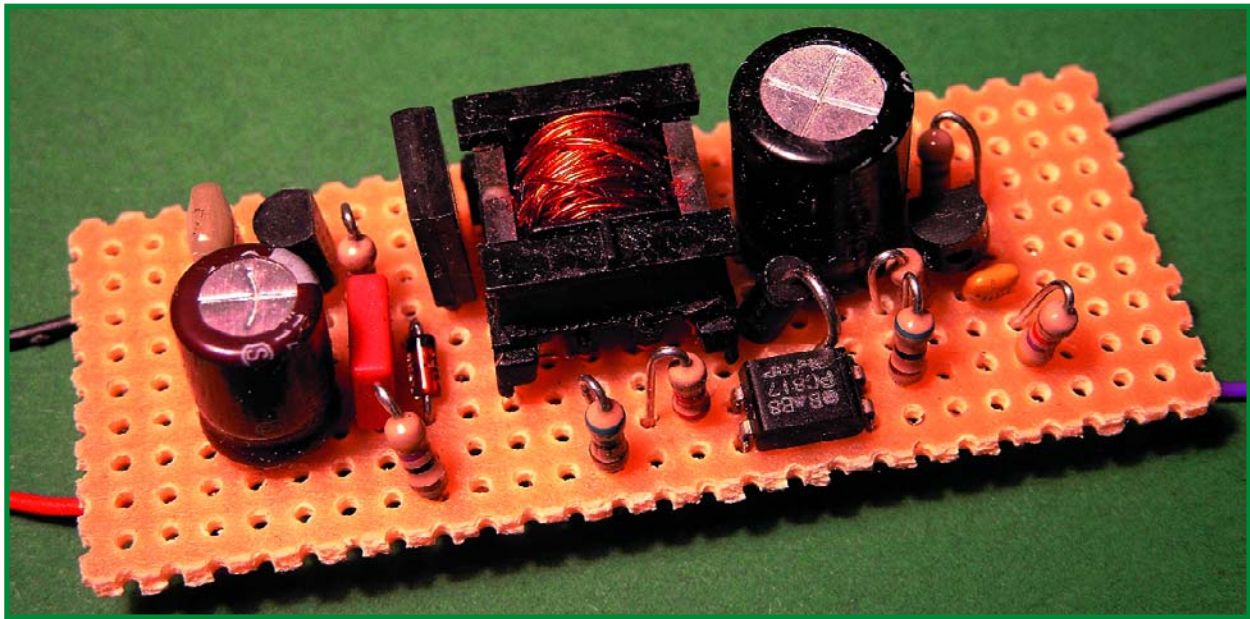


Figure 12.
Prototype du petit convertisseur.

Concevoir par milli

Coup d'œil par-dessus l'épaule



Toutes illustrations : Miele & Cie.

Les microcontrôleurs et les programmes figiolés ne figurent pas que dans nos circuits. Ils se retrouvent dans les appareils électriques vendus à des centaines de milliers d'exemplaires. Quelles sont donc les méthodes des professionnels quand le nombre d'unités atteint les 6 chiffres ? Nous avons rendu visite au fabricant d'électroménager Miele – et fait quelques découvertes intéressantes !

Gütersloh n'est pas exactement l'endroit où on s'attendrait à découvrir des innovations techniques captivantes. La plupart des Allemands n'ont aucune idée de l'endroit où se trouve cette ville – qui est totalement inconnue à l'étranger. Il en va tout autrement de l'entreprise Miele qui y a établi son siège principal depuis presque 100 ans. Ce fabricant d'électroménager peut prétendre à juste titre jouir d'une notoriété mondiale. Il exporte ses aspirateurs,

ses lave-linge et lave-vaisselle, ses cuisinières, ses sèche-linge et divers petits appareils dans plus de 150 pays. Reinhild Portmann du service de presse de Miele, que nous rencontrons à Gütersloh par un jour glacial de janvier, nous fournit un grand nombre d'informations supplémentaires. Par exemple, l'entreprise qui emploie environ 15 000 collaborateurs, a réalisé l'an passé un chiffre d'affaires de 2,26 milliards. La fabrication se trouve en

Jens Nickel



Figure 3. Avec son poste de soudage, son transformateur réglable et son oscilloscope, la place de travail du concepteur de composants Martin Schulze-Hobeling ne diffère pas beaucoup de celles qu'on trouve dans de nombreux autres laboratoires. Seule la casserole révèle qu'il s'agit d'électroménager.

4 Koctets de ROM et était programmée en langage assembleur. En 1992, on est passé à un 8 bits de Mitsubishi. Les Japonais avaient spécialement développé pour le M37451 (à cœur 6502 !) un « langage assembleur structuré » comportant déjà des éléments d'un langage évolué. Monsieur Hokamp parle volontiers de ses premières années chez Miele. Avec un sourire amusé, le concepteur se rappelle les nombreux collègues qui utilisaient encore « Wordperfect » pour saisir leurs lignes de code. Ce temps de laisser-aller a toutefois vite fait son temps.

Figure 4. Le concepteur de logiciel Andreas Lux teste un module de programme à l'aide d'un « poste d'émulation ». Une pompe refoulante simule la montée de l'eau dans la machine à laver.



On ne parle que C

« Un grand pas a été accompli en 2001 quand nous avons adopté sans exception la programmation en C » nous informe monsieur Hokamp. Les concepteurs sont passés simultanément aux contrôleurs 16 bits pour les appareils plus complexes. Quel ne fut pas notre étonnement d'apprendre que le 16 bits de Miele est une vieille connaissance, le M16C de Renesas, « père » du petit R8C de notre numéro de janvier dernier. Il assume toutes les fonctions dans les lave-linge haut de gamme. Outre la commande du moteur, le composant assure aussi le déroulement du programme, évalue les signaux des capteurs et pilote l'affichage. Pour abaisser les coûts, on place autant d'électronique que possible sur la carte de commande. L'exemple d'un capteur de pression mesurant le niveau d'eau illustrera cette stratégie. Il permet – en fonction de la quantité de linge et de la capacité d'absorption de celui-ci – de laver en réalisant une économie d'eau substantielle. « La pression est transmise au capteur, qui se trouve sur la carte, par un simple tuyau en plastique » explique monsieur Hokamp. Le capteur de pression au silicium de Motorola se trouve juste à côté de l'ASIC d'évaluation du signal.

Ce principe d'intégration trouve sa pleine expression dans la commande monocarte des « modèles d'entrée de gamme ». L'unité de commande, l'afficheur et la commande de l'appareil sont réunis sur la même carte. La réparation est bien entendu un peu plus chère comme l'admet monsieur Avenwedde. En effet, en cas de défaillance, il faut remplacer toute la carte (elle est en fait souvent réparable et est entreposée comme pièce de rechange proposée à des conditions avantageuses). La hausse des coûts de réparation est, selon le responsable du développement, plus que compensée par la baisse des frais d'acquisition.

Les bogues ne passeront pas

À l'autre extrême se trouvent les machines industrielles à laver le linge, qui font aussi partie de l'éventail de produits de l'entreprise de Gütersloh. « Ces appareils ne s'arrêtent pratiquement jamais » comme le formule monsieur Hokamp. Ils doivent donc faire preuve d'une robustesse et d'une fiabilité à toute épreuve. Cela vaut pour la mécanique – le commutateur rotatif, par exemple, est sur roulements à billes – mais aussi pour l'électronique. Dans les machines industrielles à laver le linge, 2 M16C accomplissent leur tâche – l'un se charge de l'interface utilisateur et l'autre de la commande. Les contrôleurs Renesas n'accomplissent pas la tâche plutôt stupide de commande du moteur. Une puce spéciale de NEC s'en charge.

Il n'y a pas que dans les appareils professionnels qu'une défaillance coûte cher. Miele joue aussi sa réputation dans le cas des machines à laver de ménage. On ne peut pas se permettre qu'une erreur de code puisse causer des plantages en série. Monsieur Hokamp est fier de ce que sa division n'ait jamais connu de campagne de rappel (pour procéder par exemple à l'échange du micrologiciel). Cela exige toutefois un certain effort de la part de l'entreprise de Gütersloh.

Au cours de notre marche à travers le département de développement, nous apercevons une pièce dans laquelle de nouveaux modèles, ainsi que des versions améliorées des appareils, sont testés autant que faire se peut. Un ordinateur et le progiciel « Diadem » se char-

gent d'une grande part du travail. La présence humaine ne fait toutefois pas défaut : une personne commande manuellement toutes les étapes de fonctionnement. L'ouverture de la porte, le commutateur rotatif et les boutons-poussoirs sont manœuvrés selon un protocole établi. Puis on passe à une sorte d'essai pratique de quelques semaines au domicile d'employés de l'entreprise sélectionnés. « Ce n'est qu'alors qu'un plus grand nombre d'appareils sont introduits sur le marché local » nous fait savoir monsieur Hokamp. « En ce moment, une machine à laver subit un test d'endurance que l'on peut suivre sur Internet » ajoute sa collègue.

De toute façon, un grand nombre d'erreurs possibles ne se produisent pas. Chaque concepteur dispose donc d'un nombre considérable de modules de logiciel déjà testés. Des équipes de développement de nouveaux composants fournissent leur appui à des groupes de produits (« Lavage », « Cuisson », etc.) composés de 10 à 15 membres. Ces groupes – il s'agit aussi parfois d'un seul ingénieur – s'occupent à la fois du matériel et du logiciel, par exemple dans le cas d'un nouveau capteur (figure 3).

Des outils professionnels détectent les erreurs

Le groupe de produits « Lavage » ne comporte pas non plus de programmeurs de pure race. Andreas Lux est un jeune ingénieur en technologie de l'information ; lors de notre visite, il est en train d'optimiser le programme de lavage d'une machine déjà disponible sur le marché. Pour ce faire, il dispose à sa place de travail d'un bâti contenant toute l'électronique du lave-linge. Il peut donc immédiatement tester sur place les nouveaux programmes du concepteur de logiciel. Les capteurs et les actionneurs sont aussi inclus dans la simulation ; monsieur Lux « actionne » le capteur de pression avec une petite pompe à main et un manomètre (figure 4). Le PC Windows sur son bureau offre – comme dans tout le département – des performances plutôt moyennes. À Gütersloh, on a par contre investi un montant de 5 chiffres dans le logiciel de programmation. L'Ingénieur Diplômé écrit le code au moyen de l'éditeur « Codewright » de Borland qui sert également d'environnement de développement intégré et peut appeler les autres outils (figure 5). « Rhapsody » (de ilogix), utilisé en parallèle, est un logiciel de programmation graphique qui produit automatiquement le code C à partir d'une sorte d'organigramme. « Ce code est par ailleurs difficile à lire » admet monsieur Hokamp. Même monsieur Lux, le spécialiste de C, concède qu'il a dû tout d'abord s'accoutumer aux lignes quelque peu baroques engendrées par la machine. Mais pas question d'améliorer, car il deviendrait alors impossible de procéder à des modifications de l'organigramme initial !

Documentation automatique

On continue la visite par « DAC ». Cet outil teste si le programmeur s'en est tenu aux conventions de formation des noms imposées par l'entreprise. Quant à « Doc-O-Matic » son nom dit déjà tout : ce progiciel crée automatiquement la documentation. Par exemple, chaque fonction C est décrite en détail avec toutes ses variables dans une feuille HTML simple à interpréter (figure 6). Tout cela ne constitue certainement pas un luxe inutile – les programmes atteignent rapidement 200 000 lignes de code provenant de plusieurs concepteurs faisant partie

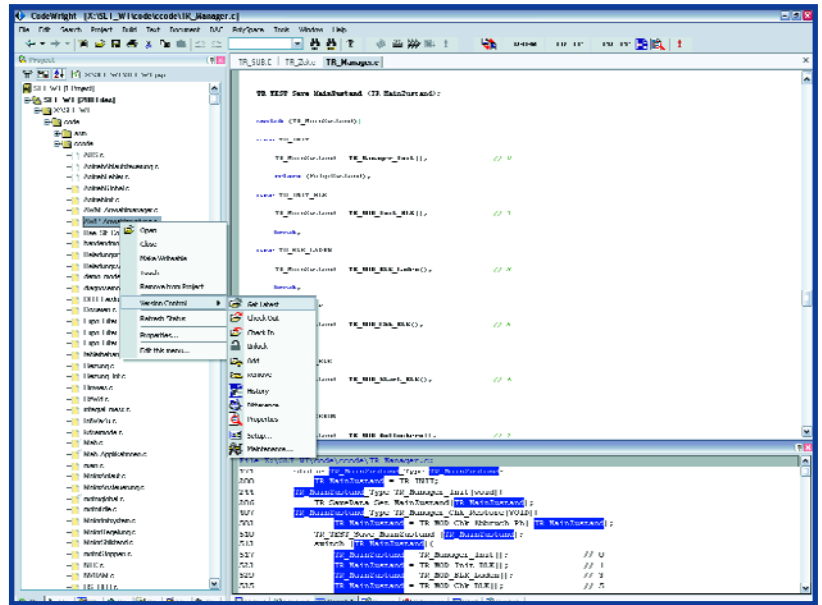
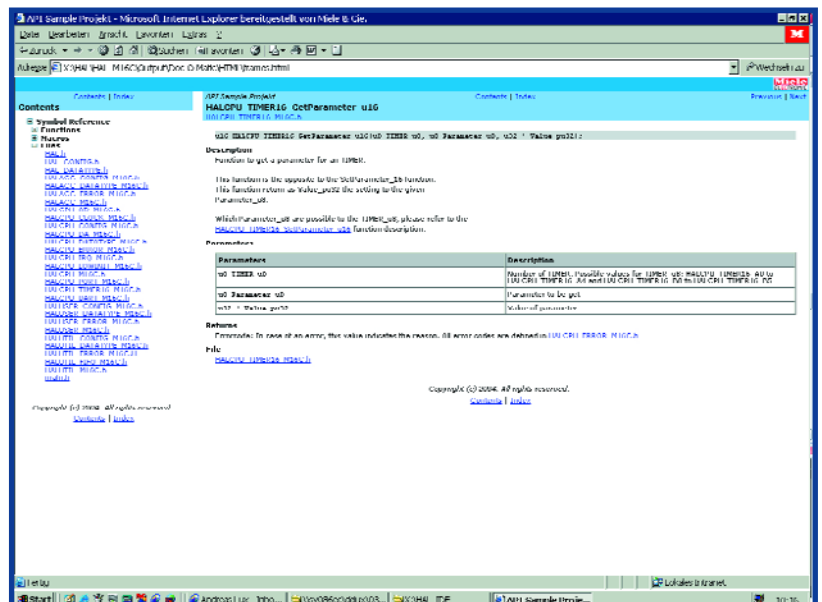


Figure 5. Les concepteurs créent le code C avec l'éditeur « Codewright » incluant bien entendu des fonctions comme un contrôle automatique de la version. Les modules utilisés sont visibles dans la fenêtre de gauche.

de différents groupes de projets. Le programme « Polyspace » peut sembler tout d'abord relever de la sorcellerie. Ce logiciel peut identifier les erreurs d'exécution dans le programme sans exécuter celui-ci (!) grâce à des algorithmes mathématiques. Le compilateur, l'éditeur de liens et le débogueur de la société de génie logiciel IAR peuvent finalement entrer dans la danse. Le système d'exploitation en temps réel utilisé, emBOS, a été conçu par l'entreprise Segger pour tous les microcontrôleurs possibles et imaginables et ne

Figure 6. L'outil « Doc-O-Matic » documente automatiquement toutes les fonctions.





La fabrication

Selon ses propres déclarations, Miele est le seul fabricant d'électroménager avec une fabrication électronique en interne : l'entreprise de Gütersloh monte environ 80% de ses cartes. Environ 180 collaborateurs travaillent à 8 lignes de production. Le nombre de composants traités par jour atteint 1,5 millions – 520 types différents sont utilisés. Les chaînes produisent 50 000 cartes par semaine.

Le montage des composants (le plus petit mesure 2,2 mm sur 1,5 mm) est assuré par 14 machines. La machine automatique la plus performante place jusqu'à 50 000 composants à l'heure en position correcte. Pour les éléments à connexion par fils, Miele fait appel à un processus élégant et économique. Dans le cas du soudage ordinaire à la vague, toute la face inférieure de la carte est mouillée par une vague de soudure chauffée à 250 °C. Le soudage sélectif utilisé à Gütersloh est plus efficace : de petits conduits permettent de déposer juste la quantité nécessaire de soudure sous haute pression à l'emplacement désiré de la carte (voir la figure).

nécessite que 1 à 2 Koctets de mémoire. Cette entreprise fournit aussi l'interface GUI utilisée par les concepteurs de Gütersloh pour commander l'afficheur de l'appareil.

Mémoire presque pleine

Nous avons constaté avec étonnement que le résultat final de ce travail titanesque peut être « consulté » par tout un chacun. En effet le M16C, qui fait tranquillement son boulot dans les machines Miele, n'est protégé ni contre la lecture ni contre la superposition illégale d'écriture. En fait, selon monsieur Avenwedde, il devrait être difficile de reconstruire une version utilisable du code source à partir des instructions machine. « Jamais entendu parler de chip tuning dans les machines à laver » s'esclaffe le chef du développement. Nous serions bien entendu désireux de savoir quand se produira le passage aux contrôleurs 32 bits. « Nous y travaillons depuis un certain temps déjà dans le domaine Cuisson » répond monsieur Avenwedde. Il ne s'agit pas tant d'améliorer les performances que de tirer parti des capacités mémoires plus élevées des types Renesas disponibles. « La mémoire du M16C ne nous suffit simplement plus » poursuit le responsable. En effet, la mémoire flash du contrôleur devrait contenir, outre le programme, une assistance à l'utilisateur en 24 langues particulièrement « copieuse » dans le cas d'une cuisinière. Les lave-linge sont aussi gourmands en mémoire. « Cette fonction exige à elle seule environ 160 Koctets » reconnaît monsieur Hokamp. Ajoutons-y le code du programme et voilà la mémoire de 384 Koctets du M16C « presque pleine ». En contrepartie, la même version peut être utilisée dans le monde entier. Une petite EEPROM suffit pour les informations propres au pays (comme la tension et la fréquence du secteur). On y place aussi les paramètres du programme, par exemple le nombre de tours – avec la possibilité de mise à jour par interface optique décrite précédemment. « Cette interface nous permet également

de reprogrammer la mémoire flash » nous informe monsieur Hokamp. Il est toutefois nécessaire d'écrire les données par bloc. L'EEPROM est plus appropriée lorsqu'il ne faut modifier qu'un paramètre.

Tous les progrès en électronique ne sont pas nécessairement conformes aux objectifs de nos interlocuteurs. C'est ainsi que monsieur Avenwedde dit « Non ! » au capteur « intelligent ». « La réunion du capteur et de l'électronique d'évaluation dans la même puce complique énormément la production car des processus différents sont requis » explique le responsable du développement. Il est plus rationnel de placer 2 puces dans un seul boîtier. Les coûts entrant en jeu interdisent aussi, selon monsieur Avenwedde, l'utilisation d'un FPGA ou même d'un mini PC (« même si quelques collègues en seraient trop heureux »). « Nous discutons bien entendu régulièrement toutes ces possibilités et ne perdons pas de vue le développement technique » nous explique pour terminer le responsable du développement. Mais ce n'est pas demain la veille que le label « Intel inside » trônera dans le mode entier sur les lave-linge de Gütersloh.

(050325-1)

Liens

www.miele.de/indexa.html
<http://eu.renesas.com>
www.zuken.com
www.borland.com/de/products/classic_products/index.html
www.ilogix.de
www.ristancase.com/dac/v40/index.php
www.doc-o-matic.com/index.html
www.polyspace.de
www.iar.com
www.segger.de

La Réglementation

Tous les appareils électriques doivent être construits de telle manière à ce qu'ils respectent les normes définies par le pays dans lequel ils sont utilisés. Les normes ont pour effet de protéger contre un choc électrique tant lors d'une utilisation dans des conditions normales qu'en cas de panne. Il faut de ce fait que soit exclu tout risque d'entrée en contact avec des pièces de l'appareil véhiculant normalement une tension dangereuse ou pouvant être amenées à en véhiculer une en cas de panne par enrobage ou mise en place de capots voire leur implantation à des endroits inaccessibles. Il est également possible d'opter par une limitation des tensions et courants à des endroits accessibles à dessein voire involontairement par un dispositif de limitation de courant et/ou tension ou par une mise à la terre.

L'intensité du courant présentant un danger pour le corps humain varie d'un individu à l'autre et dépend du mode de contact au corps, de la fréquence et de la durée d'application du courant. Il faut prendre les mesures de protection adéquates pour éviter un courant traversant le corps de plus de 30 mA.

Les appareils dotés d'une connexion au secteur sont subdivisés en 3 classes d'isolation, les alimentations devant, outre l'isolation de base, être dotées de dispositifs de protection adaptés à la classe d'isolation.

Classe I

Les appareils de classe I se caractérisent par le fait que leurs pièces sous tension accessibles qui pourraient devenir, au cas où l'isolation basique s'avérerait défectueuse, dangereuses en cas de contact sont reliées à la ligne de masse du secteur (le cas échéant par le biais d'un câble flexible). Ainsi, en cas de défaillance de l'isolation primaire aucune pièce ne peut se mettre à véhiculer de tension.

Si l'appareil est doté d'un câble secteur déconnectable, l'embase secteur de l'appareil doit être dotée d'un contact de terre en saillie.

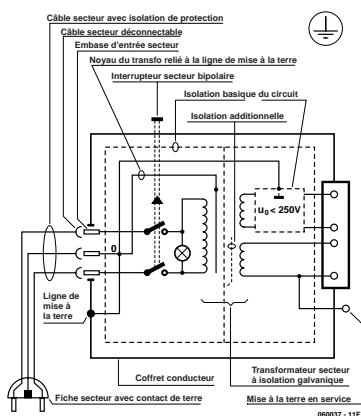


Figure 1. Appareil isolé en classe I.

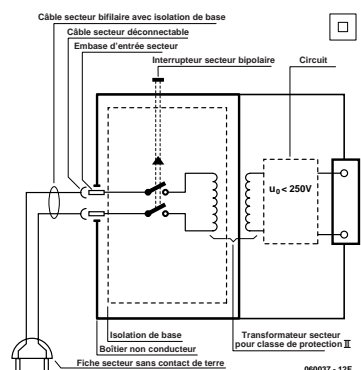


Figure 2. Appareil isolé en classe II.

Le conducteur de terre (vert/jaune) ne doit jamais servir à une autre fonction que celle de mise à la terre et sa section ne doit pas être inférieure à celle des fils de phase et de neutre (bleu). Outre cela, les appareils de classe I peuvent être pourvus d'une isolation double ou renforcée. On peut également rencontrer des parties protégées par TBTS (Très Basse Tension de sécurité) ou impédance différentielle (au cas où il y a un risque de contact avec des pièces sous tension).

Classe II

Les appareils de classe II ne comportent pas de connexion de terre. La protection ne repose pas uniquement sur l'isolation de base mais aussi sur des dispositions constructives, à savoir :

Enveloppe en matériau isolant : Toutes les pièces sous tension accessibles sont englobées par un matériau isolant durable. Toutes les pièces conductrices ou non (vis, agrafes, etc.) qui traversent l'enveloppe d'isolation doivent, à l'intérieur de celle-ci, être doublement isolées. Si l'on remplaçait une vis en plastique par sa version métallique, l'isolation serait sinon réduite à néant.

Coffret métallique : Dans ce cas le coffret durable est en métal, l'isolation supplémentaire étant obtenue une isolation interne complète double ou renforcée.

Il se peut qu'un appareil combine ces deux variantes.



Classe III

Les appareils de Classe III sont alimentés uniquement par le biais de sources de courant à tension de sécurité extrêmement faibles.

Les transformateurs locaux alimentant ce type d'appareil doivent comporter une isolation de sécurité selon les normes. Les parties sous tension de service lors du fonctionnement ne doivent pas être en liaison avec la ligne de terre ou quelque autre ligne active d'autres boucles de courant. Les fiches des appareils de classe III ne doivent pas comporter de contact de terre ; il doit de plus, physiquement être impossible de les enficher dans des prises pour tensions plus élevées. Si la tension d'alimentation se situe en-deçà de 25 V en alternatif ou de 60 V en continu, il n'est pas nécessaire de prévoir de protection anti-contact. Les appareils de classe III où l'on rencontre des tensions supérieures à 50 V CA ou 120 V CC au maximum (valeurs maximales de la classe III) doivent eux être dotés d'une protection empêchant tout contact direct avec les pièces en question.



Figure 3. Fiche et embases d'entrée secteur de châssis.

Dans la pratique

Entrée secteur

Dans la pratique, ces règles de sécurité concernent plus spécifiquement l'utilisation de la tension du secteur de 230 V. La règle numéro 1 est de veiller à concentrer autant que possible les pièces véhiculant la tension du secteur, ce que l'on peut réaliser à l'aide d'une embase secteur de châssis (cf. figure 3). On trouve ce type d'embases avec et sans contact de terre, sur certains modèles à fusible et interrupteur secteur intégré ou encore avec filtre secteur. Si l'on n'utilise pas ce type d'embase le câble secteur doit être doté d'un dispositif anti-arrachement. Sur les appareils de classe I la ligne de mise à la terre vert-jaune est à connecter di-

rectement au niveau de l'entrée du contact PE ce dernier ayant une connexion conductrice avec le coffret et -si possible- avec le noyau du transformateur.

L'interrupteur

L'interrupteur secteur doit avoir une tension de service de 250 V CA, caractéristique souvent indiquée sur le dos de l'interrupteur à côté du courant de mesure. Il est souvent indiqué (entre parenthèses) la valeur du courant de mesure dans le cas d'une charge inductive ou capacitive.

En cas de connexion d'un moteur il faut donc tenir compte de la valeur entre parenthèses. Il faudra se limiter d'utiliser, à proximité de l'alimentation que des composants respectant les normes (interrupteur secteur, porte-fusible, etc.). Tous les interrupteurs secteur devraient être bipolaires. Il existe des exceptions à cette règle (adaptateurs secteur, etc.), qui, dans le cas d'une réalisation personnelle ne permettent que peu de gain en encombrement. Les fusibles et composants des filtres anti-parasitage ne doivent pas être mis hors tension par leur biais, mais peuvent et devraient l'être si possible.

Câblage

Le câblage interne de parties se trouvant à la tension du secteur requiert un soin particulier. Les lignes actives doivent avoir une section d'au moins 0,75 mm², section fonction du courant nominal de l'appareil. La ligne de terre aura la même section. Pour des raisons de sécurité on préférera du câble secteur à isolation double (H05VV-F) à sa version simple isolation (H05V-F). Les âmes doivent être connectées aux contacts à vis ou à cosses de l'embase secteur. Il ne saurait en aucun cas être question de souder le câble secteur directement à la platine ou lui faire subir quelque effort mécanique que ce soit.

Les extrémités de câble devant être vissées à une borne doivent être dotées d'une protection anti-usure sous forme d'enveloppe métallique. Il est hors de question de torsader et de souder le fil car il se peut que l'on ait affaire à une soudure froide. Il faut veiller, dans le cas d'appareils de classe I, à ce que la ligne de terre soit reliée à toutes les pièces potentiellement conductrices avec lesquelles il y a un risque de contact, et donc aussi aux axes de potentiomètres et radiateurs.

Il faut en outre veiller à une ventilation adéquate des différents sous-ensembles électroniques. N'omettez jamais un fusible se trouvant sur le schéma. Dans le cas de réalisations-maison on optera comme courant maximal du fusible retardé au primaire, pour une intensité de courant supérieure de 25% au courant mesuré. S'il faut protéger le secondaire il faudra choisir comme courant pour le fusible rapide (qui sera mi-retardé ou retardé dans le cas de charges inductives ou capacitives) pour l'intensité du courant de fonctionnement de l'appareil.

Transformateurs

Pour des raisons de sécurité, on optera toujours, pour des réalisations personnelles, pour des transformateurs de sécurité ou des transfo à isolation galvanique. Ces transfos portent le symbole suivant :



Transfo de sécurité protégé contre les courts-circuits



Transfo de séparation non-protégé contre les courts-circuits

Les transfos prétendus protégés contre les courts-cir-

cuits comportent une protection en température intégrée (limitation en température) ou doivent être protégés à l'aide d'un fusible calibré.

Les transfos non-protégés contre les courts-circuits doivent, en fonction des données du fabricant, être protégés soit en entrée soit en sortie.

Lors du câblage côté entrée (côté secteur) d'un transformateur il faut effectuer une fixation supplémentaire des lignes actives de manière à ce qu'elles ne puissent jamais entrer en contact avec la partie secondaire (voir large quant aux écartements de sécurité >1 cm).

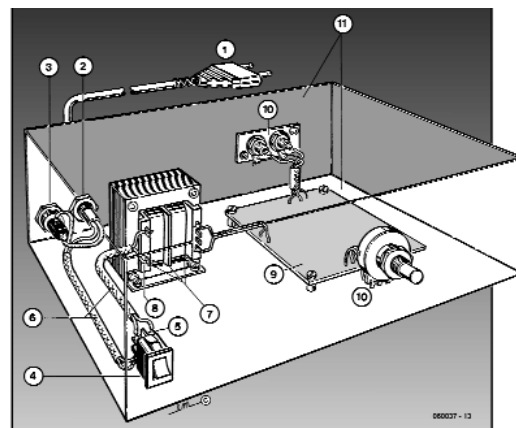
Ne pas utiliser d'autotransformateur pour l'alimentation d'appareil vu qu'ils ne possèdent pas d'isolation galvanique entre le côté « entrée » et le côté « sortie ».

En fonction de leur construction, les transformateurs se laissent catégoriser dans les classes de sécurité I à III, ce qui simplifie la réalisation d'appareils.

Vérifier, mesurer et tester

Il faut, à intervalle régulier fonction de la fréquence d'utilisation, vérifier le niveau de sécurité des appareils électriques. Citons au nombre de ces vérifications la continuité du système de mise à la terre (courant de test de 25 A, résistance de boucle >0,1 Ω) mais aussi l'état et la fixation du câblage interne.

Lors d'une intervention sur un appareil à des fins de mesure, de test ou de réparation il faut prendre des mesures de sécurité spéciales. On alimente l'appareil par le biais d'un autotransformateur (variac). On ne connecte jamais qu'un seul appareil (16 A max.) à un variac. Tout emplacement de travail doit être doté d'un interrupteur de sécurité de personne. Un interrupteur-disjoncteur activé à un courant de fuite de 30 mA constitue une sécurité suffisante.



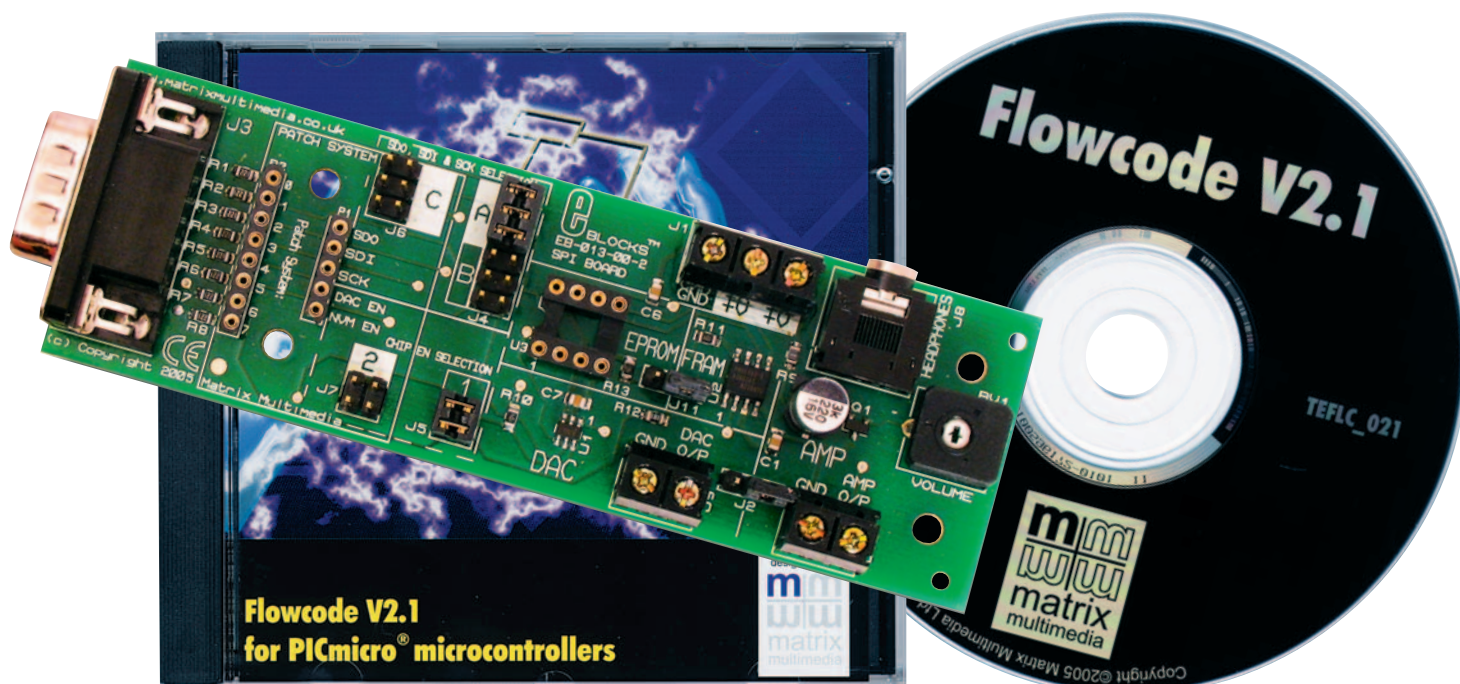
Exemple d'appareil de classe II

1. Câble secteur à prise moulée bipolaire
2. Dispositif anti-arrachement
3. Porte-fusible
4. Interrupteur secteur bipolaire (normé pour classe II)
5. Connexion à l'interrupteur secteur par cosse et dispositif anti-arrachement
6. Câble secteur à double isolation
7. Écart entre bornes du primaire vers le corps du transfo ou autres pièces de 6 mm au minimum (pour tension au secondaire <250 V)
8. Câble de section cuivre minimale de 0,75 mm² pour intensité <6 A
9. Fixation solide de la platine au fond du coffret avec respect d'un écart suffisant (>6 mm, compte tenu des picots et de la flexion)
10. Les pièces pouvant être touchées (axes de potentiomètre, embases) peuvent être mises en contact galvanique avec le coffret
11. Boîtier plastique. Dans le cas de boîtiers métalliques, une double isolation des boucles du primaire et du secondaire est nécessaire

Créer des vagues

John Dobson

Dans l'article du mois dernier décrivant la génération de formes d'onde sonores aux alentours de 400 Hz en utilisant la carte N/A à bus SPI et la carte de mémoire des E-blocks. En utilisant Flowcode j'entend que l'on commence par convertir le diagramme en C puis en code assembleur, et qu'il est possible d'enfouir C dans votre Flowcode pour accélérer le traitement. Dans le présent article je décris mes tentatives d'utiliser C pour accélérer le générateur de formes d'ondes. En même temps j'ai découvert comment utiliser Flowcode pour apprendre à programmer en C.



Pour produire du code à mettre dans le microcontrôleur PIC, Flowcode traite l'organigramme en plusieurs étapes. Voyons comment les choses se passent :

Étape 1

Flowcode commence par lire votre organigramme et à en faire du C. Prenons, à titre d'exemple, un programme de compteur simple (COUNTER1.FCF) en 2 versions, Flowcode et son équivalent en C.

La **figure 1** montre le compteur en Flowcode : nous déclarons la valeur de la variable COUNT comme étant 0; nous trouvons ensuite une icône de boucle.

La boucle WHILE1 déclare une boucle fermée vu que « 1 » est toujours vrai. Nous avons, au coeur de la boucle, des icônes pour incrémenter la valeur de COUNT, attendre 1 seconde et sortie vers le port C de la valeur de COUNT. J'ai un PIC 16F877 doté de LED comptant en séquence binaire sur le port C.

Étape 2

Si vous ouvrez Windows Explorer et jetez un coup d'oeil au répertoire où se trouve stocké le fichier en Flowcode COUNTER1.FCF, vous découvrirez plusieurs fichiers dont notre COUNTER1.C. C'est l'équivalent en C du programme de l'organigramme COUNTER1. Si vous

l'ouvrez dans Notepad vous aurez le programme de la **figure 2**.

Nous vous proposons le programme en 2 parties juxtaposées pour gagner de la place. Flowcode commence par définir quelques constantes dont le compilateur C a besoin avec des déclarations telles que « char PORTC@0x07; ». Ceci définit la variable C « PORTC » comme étant l'adresse hexadécimale (c'est ce que signifie le « 0x ») 07. De la même manière, TRISC est définie à 87 hex. TRISC est le registre de direction de données du PIC, et le registre TRISC du 16F877 que j'utilise se trouve à 87 hex. Nombre d'autres fonctions spécifiques au PIC et au circuit - telles que fréquence d'horloge, les broches de

en C E-Blocks et Flowcode se chargent de votre programmation en C

USART interne, etc., sont ainsi définies. À noter qu'en C, une ligne commençant par une « // » est un commentaire et non pas une ligne de code.) Notre programme ne comportant pas de macros ou de routines, ces sections sont vides, mais nous trouvons une variable définie comme étant du type CHAR et appelée FCV_COUNT. Il s'agit de notre variable COUNT du programme Flowcode. C'est la première indication montrant comment utiliser une icône C en Flowcode pour enfouir du code dans un programme Flowcode : toutes les variables dans Flowcode sont dotées du préfixe « FCV_ » lors du transfert vers le compilateur C. Ceci implique que si vous référez dans une icône C à une variable Flowcode il vous faut la préfixer par « FCV » (*Flowcode Variable*).

Après la déclaration des variables nous trouvons la première ligne de C :

```
Void main()
{
```

Il s'agit d'une déclaration de fonction sous C qui indique qu'il s'agit de notre programme principal. C'est l'équivalent de l'icône START en Flowcode. La paire d'accollades indique qu'il n'y a pas de variables transmises à cette fonction et l'accollade ouverte ({) indique le début de la fonction principale (*main*), vous découvrirez bien entendu une accolade fermée (}) à la fin du programme.

Nous avons ensuite 2 déclarations supplémentaires - pour le convertisseur A/N - pour faire de ces broches des entrées analogiques et pour activer l'interruption timer. Elles sont déclarées au coeur de la boucle du programme principal vu qu'elles peuvent être modifiées par l'utilisateur à l'intérieur du programme Flowcode.

Nous trouvons ensuite le programme principal : FCV_COUNT est déclaré à 0, ce qui correspond à notre première icône de l'organigramme, suivi d'une déclaration while (1) suivi de code additionnel pris entre accolades : ceci signifie exécuter la routine à l'intérieur

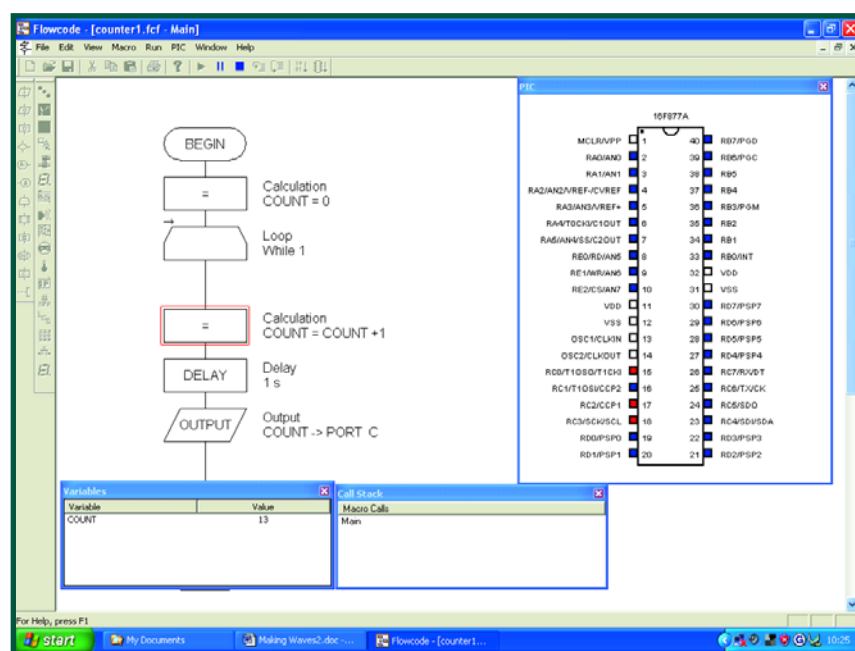


Figure 1. Un compteur simple en Flowcode.

```
//defines for microcontroller
char PORTC0x07;
char TRISC0x87;
char PORTD0x08;
char TRISD0x88;
char PORTE0x09;
char TRISE0x89;

//PIC Functions
#pragma CLOCK_FREQ 19660800
#define P16F877A
#include <system.h>
#define MX_EE
#define MX_EE_TYPE2
const char MX_EE_SIZE = 256;
#define MX_SPT
#define MX_SPT_C
#define MX_SPT_SDI 4
#define MX_SPT_SDO 5
#define MX_SPT_SCK 3
#define MX_UART
#define MX_UART_C
#define MX_UART_TX 6
#define MX_UART_RX 7
#define MX_I2C
#define MX_I2C_C
#define MX_I2C_SDA 4
#define MX_I2C_SCL 3
#define MX_PWM
#define MX_PWM_PORT portc
#define MX_PWM_TRIS trisc
#define MX_PWM_CNT 2
#define MX_PWM_0 2
#define MX_PWM_1 1

//Macro function declarations

//variable declarations
char FCV_COUNT;

//Macro implementations

void main()
{
//PIC Initialisation
adcon1 = 0x07;

//Interrupt initialisation code
option_reg = 0xc0;

    FCV_COUNT = 0 ;
    while( 1 )
    {
        FCV_COUNT = FCV_COUNT + 1 ;
        delay_>(1);

        TRISC = 0x00;
        PORTC = FCV_COUNT;
    }
mainendloop: goto mainendloop;
}
```

Figure 2. L'équivalent en C de COUNTER1.FCF.

des accolades à tout jamais. Entre les accolades nous trouvons l'incrémentation de FCV_COUNT et un délai d'1 seconde. Notez que ces lignes de code C se terminent par un point-virgule. Les lignes de code C sont toujours fermées par « ; ». Nous trouvons ensuite la ligne « TRISC=0x00 ». Nous le disions plus haut, TRISC est le registre de direction de données. Cette ligne de code écrit la valeur 0 dans TRISC ce qui fait de toutes les broches des entrées. Notre dernière ligne de code C de la boucle écrit la valeur de notre variable COUNT vers le port C. La dernière ligne constitue une sorte de filet : si nous n'avions pas de boucle sans fin dans notre programme Flowcode, le programme C se planterait à ce point et exécuterait cette ligne à tout jamais.

C'est l'équivalent de l'icône END dans Flowcode. Si vous avez un programme C sans boucle END de ce genre, vous allez découvrir un effet curieux : le compteur ordinal du PIC continue d'incrémenter jusqu'à ce qu'il retombe à l'adresse 0000, adresse à partir de laquelle il redémarre.

Moins délicat que je ne pensais : C est une langue mystérieuse, mais si nous démarrons d'un ordinogramme, C devient, avec quelques explications, compréhensible. Il est vrai qu'il est difficile de comprendre toutes les déclarations, mais Flowcode paraît s'en charger, je ne m'inquiète pas trop de ce qu'elles signifient.

D'autre part, le numéro du mois dernier d'Elektor était accompagné d'un petit fascicule d'introduction à C gratuit.

Revenons à nos moutons

Nous voulons donc accroître la vitesse du programme de générateur de formes d'ondes que j'ai écrit. J'ai donc gentiment compilé mon programme « SINE WAVE GEN.FCF » de l'article du mois dernier et examiné le code C produit. Je notais qu'à chaque fois que Flowcode utilisait l'icône DAC_SEND_CHAR il se perdait dans une quantité de lignes de C pour déclarer d'autres variables et références d'adresse nécessaires au compilateur C. La raison de ce comportement de Flowcode est qu'il doit supposer que vous ne savez pas ce que vous faites (Dieu merci !) et qu'il doit paramétrer le PortC pour une communication sérielle, à chaque utilisation de l'icône de la macro SPI DAC, pour le cas où vous utiliserez les lignes d'E/S du port C à d'autres fins. On pourra peut-

être supprimer certaines de ces lignes de C pour accélérer le processus. J'ai décidé de m'y attaquer en 2 étapes : commencer par remplacer l'icône DAC_SEND_CHAR par son équivalent en C pour être certain d'avoir copié la fonction du programme, et ensuite je me suis attaqué au code C pour essayer de le rendre plus efficace.

Dans le programme principal j'ai remplacé l'une des icônes DAC_SEND_CHAR par une icône C. J'ai ensuite cherché l'équivalent en C de l'icône DAC_SEND_CHAR et je l'ai collé à l'intérieur de la nouvelle icône C. J'ai ensuite modifié les déclarations de variable pour être certain que l'icône C récupère ma variable Flowcode OUTVAL et ai recompilé le programme pour être certain qu'il fonctionnait encore. Et c'était le cas.

Après ce premier pas, j'ai éliminé toutes les lignes de C inutiles (des 34 lignes de C produites par une icône DAC_SEND_CHAR, 9 seulement étaient vraiment nécessaires !). Il m'a fallu quelques essais, j'ai éliminé des lignes jusqu'à ce que le programme cessât de fonctionner. Le programme résultant a été baptisé SINC3.fcf (à télécharger sous le numéro **065032-11.zip** de notre site).

Je n'ai malheureusement pas réussi à accroître la vitesse du DAC, la limitation de vitesse étant due à la vitesse du bus SPI lui-même - voyons cela.

Dans le code de l'instruction Flowcode DAC_SEND_CHAR, la donnée SPI de 8 bits est envoyée sous forme de 2 octets. Les 4 derniers bits du premier octet contiennent le quartet de poids fort, les 4 bits de poids fort du second octet le quartet le moins significatif. Les autres bits de chaque octet de donnée SPI sont réservés pour la configuration du circuit, etc. L'icône Flowcode DAC SEND CHAR prend OUTVAL et la traite de la manière suivante :

```
dac_val = (FCV_OUTVAL & 0xF0) > 4;
sspbuif = dac_val;
delay_us(3);
```

```
dac_val = (FCV_OUTVAL & 0x0F)
< 4;
sspbuif = dac_val;
delay_us(3);
```

Un coup d'oeil à la routine de début : nous prenons OUTVAL et lui faisons subir une fonction ET avec F0 (en hexadécimal, en binaire 11110000) et nous décalons vers la gauche de 4 positions (c'est notre « >4 ») et nous

entrons le résultat dans le registre SSPBUF et attendons 3 µs. Tout ce qui est mis dans le registre SSPBUF sera envoyé par SPI. La seconde routine est similaire : prendre OUTVAL, décaler de 4 positions à gauche, positionner SSPBUF et attendre 3 µs. La dernière déclaration explique tout : SSPBUF est le tampon sériel du PIC et il faudra 3 µs pour le vider, l'information étant envoyée bit par bit. Si vous écrivez dans le tampon avant expiration de ces 3 µs, vous écrasez les données en cours d'émission sérielle, ce qui se traduit par des résultats très bizarres, le bus SPI cessant de fonctionner correctement.

La fréquence de notre oscillateur dépend donc de la vitesse du bus SPI.

Mathématiquement : il faut 6 µs pour chaque échantillon; 256 échantillons par forme d'onde nous donne une période minimum théorique de 1,5 ms soit de l'ordre de 650 Hz.

Il serait peut-être temps de ramener le nombre d'échantillons à 64...

(065032-1)

Programme disponibles au téléchargement

COUNTER1.fcf

SINC3.fcf

Numéro du fichier : 065032-11.zip

Position : MAGAZINE → Avril 2006 → E-blocks - « Créer des vagues en C »

Articles précédents de cette série

Un meccano pour électroniciens, novembre 2005

E-blocks et Flowcode, décembre 2005

E-blocks & Cyberspace, janvier 2006

E-blocks ? Passons au CAN, février 2006

E-blocks fait des vagues, mars 2006

Ces articles sont téléchargeables depuis notre site Web.

Pour un panorama complet des E-blocks disponibles, faites un tour à l'e-CHOPPE sur le site Elektor www.elektor.fr

SPI, MICROWIRE &

Prof. Dr. Bernd vom Berg & Peter Groppe Dipl.-Ing.

Les liaisons courtes constituent un domaine d'utilisation important de la transmission série synchrone des données. Elles offrent une méthode simple mais sûre de combler la distance entre des puces sur une ou plusieurs cartes et entre petits modules dans un appareil, une armoire/un pupitre de commande.

Les systèmes de bus courts se nomment aussi bus d'appareil série (synchrone) ou liaisons Inter-IC. SPI, Microwire, 3-Wire et le bus I²C sont les représentants les plus connus de ce groupe. Examinons d'un peu plus près les 3 premiers candidats.

Microwire

Ce mode de fonctionnement série synchrone, une des premières réalisations du genre, a été introduit par l'entreprise *National Semiconductor* pour permettre au microcontrôleur COP de commander des unités périphériques série. Il fonctionne selon le mode synchrone 0. Les 4 modes disponibles sont aussi désignés par mode SPI (*Serial Peripheral Interface*). C'est pourquoi les fabricants de puces périphériques mentionnent très souvent que celles-ci sont *SPI/Microwire-compatible*. Cela signifie que ces puces doivent être commandées selon le mode 0 et ne fonctionnent pas dans les autres modes.

L'interface périphérique série SPI

Motorola a introduit le concept de SPI pour les microcontrôleurs 6805 dans le but d'unifier les 4 modes de transmission série synchrone des données (**tableau 1**). Tentative de normalisation à vrai dire à moitié réussie : il faut examiner les « puces SPI » sous toutes les coutures pour savoir lequel des 4 modes utiliser. Il s'agit le plus souvent du mode 0 (car il est aussi compatible Microwire), mais de nombreux fabricants de puces ont aussi recours aux autres modes. Un coup d'œil à la fiche de données, en particulier aux diagrammes des séquences temporelles et à la description du transfert série des données ne sera pas de trop.

3-Wire

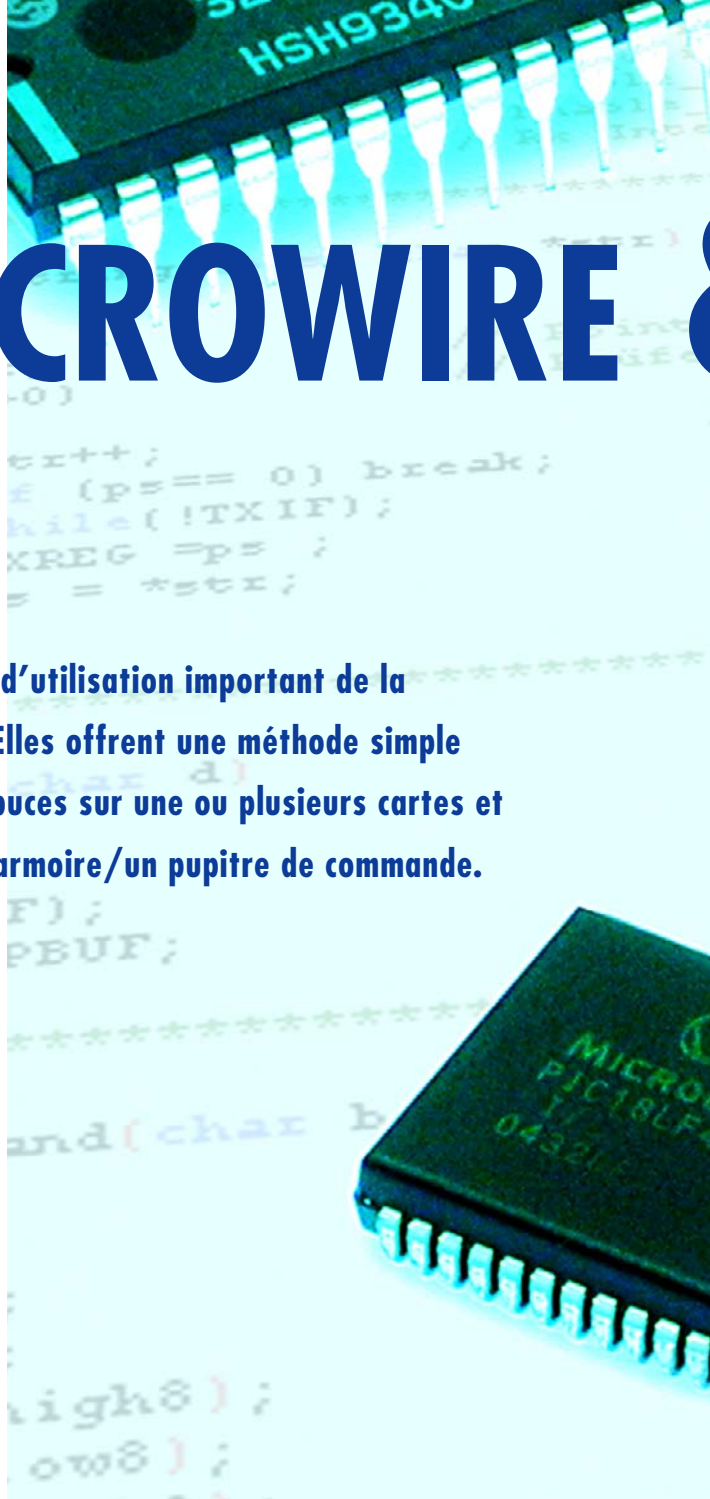
Les ingénieurs de l'entreprise *Maxim/Dallas* ont raisonné comme suit en concevant l'interface 3-Wire de la **figure 1** : Quand on examine de près le transfert série de données en mode synchrone, on constate souvent que le maître envoie des données à l'esclave ou vice-versa, mais que les deux ne se produisent jamais simultanément.

Autrement dit : le transfert des données s'effectue souvent en semi-duplex (bien que le duplex intégral soit possible).

Pourquoi alors ne pas se contenter d'une seule ligne DQ de transfert des données ? Il suffit de la commuter périodiquement pour obtenir une transmission bidirectionnelle sur une ligne. La broche de l'esclave joue alternativement le rôle d'entrée et de sortie. La même chose se produit bien entendu du côté du maître. On s'épargne ainsi une ligne E/S numérique coûteuse au prix d'une stricte observance des règles de transfert :

1 Lorsque la tension de fonctionnement est appliquée (*Power-ON*), l'esclave attend toujours de recevoir un télégramme de données du maître (microcontrôleur). L'entrée de l'esclave attend donc une réception.

2 Le maître appelle toujours l'esclave au début. L'esclave peut réagir à un appel de 2 façons : si le maître



& Co.

Les bus courts à l'oeuvre

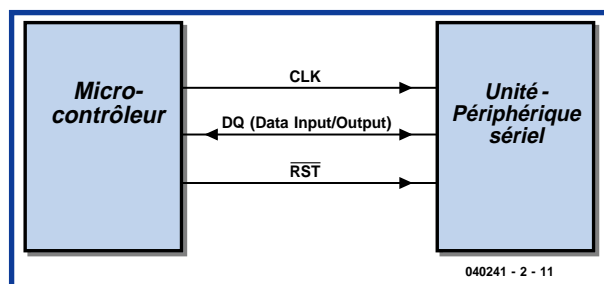
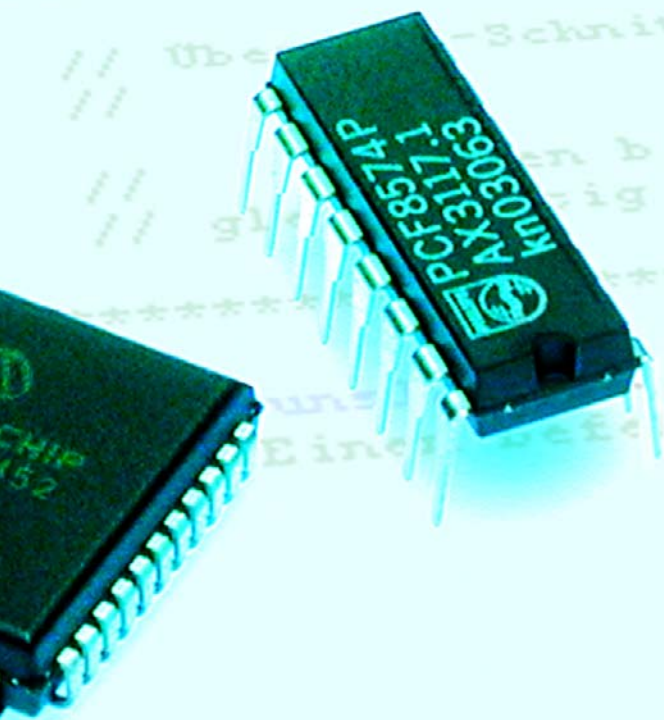


Figure 1.
L'interface 3-Wire.

Le maître transmet des données d'initialisation ou des instructions, l'esclave les évalue et revient au mode réception. Si le maître requiert au contraire des données, l'esclave passe au mode d'émission. Une fois les données transmises, l'esclave revient automatiquement au mode de réception et attend un nouveau télégramme d'instructions du maître.

Tableau 1. Désignations les plus utilisées des connexions des puces périphériques

Connexion	Désignation générale	Spécifique à Motorola	Spécifique à Maxim/Dallas
Ligne d'horloge	SCLK	SCK, CLK	SCK, CLK
Ligne émission maître > esclave	SO / SI	MOSI: Master Out - Slave In	DOUT / DIN (Data OUT / IN) bzw. DQ
Ligne émission esclave > maître	SO / SI	MISO: Master In - Slave Out	DOUT / DIN bzw. DQ
Activation de l'esclave	\overline{CS} (Chip-Select)	\overline{SS} (Slave Select)	\overline{RESET} , \overline{RST} , \overline{LOAD}
	Un grand nombre d'esclaves sont activés à l'aide d'un niveau bas (\overline{CS} , \overline{SS} , \overline{LOAD}) et un nombre tout aussi élevé à l'aide d'un niveau haut (\overline{RST}).		

Tableau 2. Le monde des puces SPI

Convertisseurs de données	Convertisseurs A/N et N/A
Mémoires	EEPROM et FLASH EPROM
Composants horloge	Real Time Clock (RTC)
Détecteurs, capteurs	Température, pression, etc.
Commande d'affichage	LED à matrice, LCD alphanumérique
Interfaces série asynchrones	UART
Contrôleur de bus	CAN, USB
Divers	Potentiomètres numériques, amplificateurs à réglage numérique, etc.

Donc, lorsqu'un des participants utilise la ligne DQ pour envoyer des données, l'autre participant s'en sert toujours pour les recevoir.

Applications

Le monde des puces SPI comporte actuellement une multitude de composants prévus pour les fonctions et les utilisations les plus diverses (**tableau 2**). Examinons d'un peu plus près (et testons) 3 unités périphériques intéressantes. Nous avons raccordé ces puces à un microcontrôleur de la famille 8051. Le logiciel est écrit en C51. Il est bien entendu possible de faire appel à un autre microcontrôleur ; l'interface et le protocole SPI sont conçus pour être universels et bénéficient d'une documentation exhaustive. Le logiciel peut aussi être programmé dans un autre langage. Des informations détaillées (fiches de données et description détaillée des puces) sont rassemblées dans un dossier d'information qui peut être téléchargé à partir du serveur Elektor.

Il faut, selon le cas, faire appel à une des 2 méthodes ci-dessous pour réaliser la partie microcontrôleur de l'interface SPI :

1 Le microcontrôleur dispose déjà d'un module d'interface intégré sous forme d'unité périphérique. Dans ce cas, il faut positionner les paramètres CPOL et CPHA par logiciel dans leurs SFR (Special Function Register). Il suffit de placer les octets de données dans le SFR d'émission et de donner l'instruction de démarrage pour que le reste de la transmission des données se déroule automatiquement (commandé entièrement par le module SPI). La vitesse de transmission des données est maximale.

La réception est tout aussi simple : L'unité SPI reçoit les bits en série de façon autonome (conformément au mode défini par CPOL et CPHA) et informe le microcontrôleur, par exemple au moyen d'une interruption, qu'un octet complet a été reçu et que celui-ci peut être traité par le logiciel d'application.

L'effort de réalisation du logiciel de transmission série des données en mode synchrone est donc minimum.

2 Le microcontrôleur ne dispose pas d'une unité fonctionnelle SPI intégrée adéquate. Si tel est le cas, le protocole de transmission série des données en mode synchrone doit être reconstitué au moyen des broches disponibles du port E/S numérique. En positionnant chacune de ces broches du port sur Haut ou Bas, le logiciel engendre le signal d'horloge adéquat et synchronise l'envoi des bits de données avec les flancs.

L'horloge de réception doit être, elle aussi, « assemblée à la main » et la broche d'entrée lue lorsque le flanc est présent. Il faut donc compter exactement les impulsions d'horloge et les bits. Cette façon de basculer/bousculer les bits est connue sous le nom de *Bit-Banging*. Son but est d'émuler une transmission synchrone/asynchrone des données par des lignes d'un port. Le logiciel recrée le protocole de transmission des données en manipulant les bits sur ces lignes. Cette méthode de transfert des données n'exige pas des dons exceptionnels d'informaticien mais est bien plus lente qu'un module intégré.

L'utilisation d'un membre de la famille 8051 dans nos applications nous contraint de recourir à cette méthode,

Figure 2.
Schéma fonctionnel du MAX512.

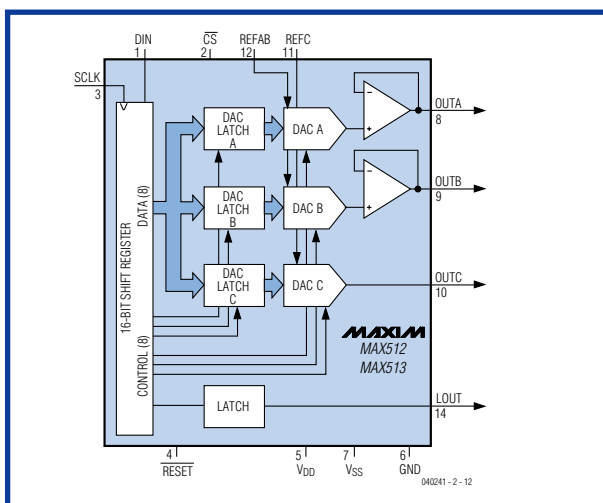


Figure 3.
Diagramme de la séquence temporelle de l'interface SPI (mode SPI 0).

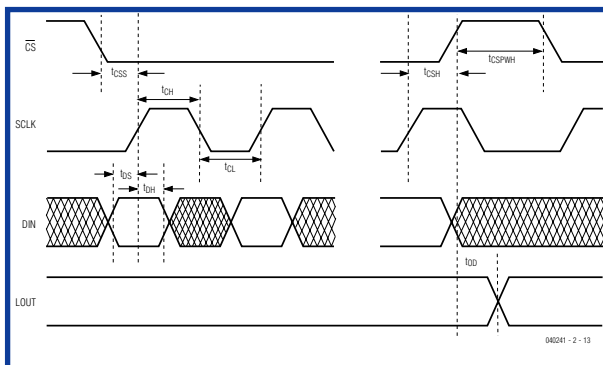
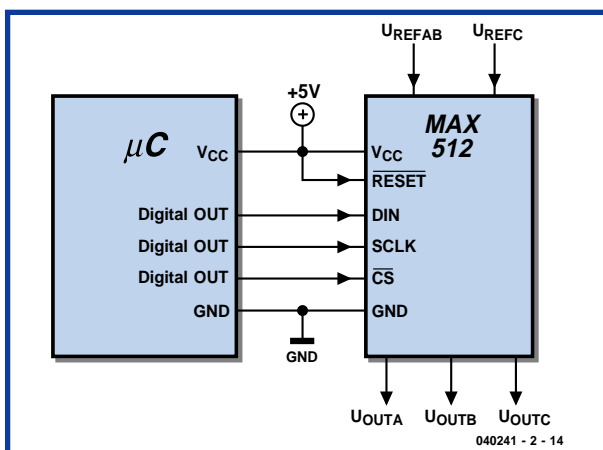


Figure 4.
Connexion à un microcontrôleur.



car un grand nombre de ces microcontrôleurs sont dépourvus d'unité SPI intégrée.

MAX512

Convertisseur N/A à interface sérielle
Mode SPI 0,
compatible Microwire

Cette puce contient 3 convertisseurs N/A offrant une résolution de 8 bits. La **figure 2** reproduit le schéma fonctionnel, la **figure 3** le diagramme de la séquence temporelle de l'interface SPI et la **figure 4** le raccordement à un microcontrôleur.

MAX71219

Commande sérielle d'afficheur LED à matrice
Mode SPI 0,
compatible Microwire,
cascadable

Le composant MAX7219 peut commander jusqu'à 8 · 8 (=64) segments LED individuels en mode multiplex. Il peut être utilisé avec des LED individuelles ou des afficheurs LED 7 (8) segments car il dispose d'une unité de décodage BCD interne. La sortie SO de cette puce permet de la brancher en cascade pour commander des afficheurs de taille pratiquement illimitée.

La **figure 5** reproduit le schéma fonctionnel et la **figure 6** le couplage à un microcontrôleur. La sortie DOUT reliée à l'entrée DIN du composant suivant permet de créer une cascade. Les entrées « Clock » et « Load » sont reliées en parallèle.

DS1620

Thermomètre et thermostat à interface sérielle
Mode SPI 3,
interface 3-Wire

Ce composant combine un thermomètre (mesure de température) et un thermostat (régulation de température). La **figure 7** reproduit le schéma fonctionnel et la **figure 8** le raccordement à un microcontrôleur. Cette puce effectue une transmission bidirectionnelle par une seule ligne. Le maître envoie tout d'abord une commande au composant DS1620 (par exemple, « Mesurer la température maintenant ») qui répond par la température mesurée. La ligne DQ forme donc une ligne de données commune. Le maître doit tout d'abord positionner la broche numérique de son port E/S sur « sortie » puis commuter (lorsque nécessaire) sur « entrée ».

Les références accompagnant cet article contiennent des informations et de nombreux exemples supplémentaires sur la transmission série des données en mode synchrone (et asynchrone) ainsi qu'une introduction à la programmation en C de la famille 8051.

(040241-2)

Pour en savoir plus

- [1] Bernd vom Berg, Peter Groppe, Joachim Klein
Je programme en PASCAL les microcontrôleurs de la famille 8051 (80C537)
Éditions Publitronec/Elektor
- [2] PalmTec : www.palmtec.de

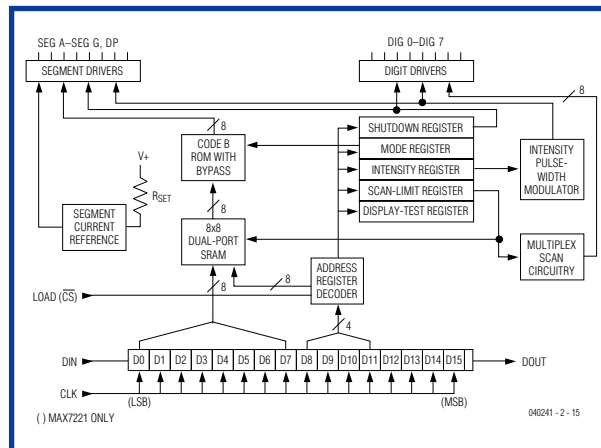


Figure 5.
Schéma fonctionnel du MAX7219.

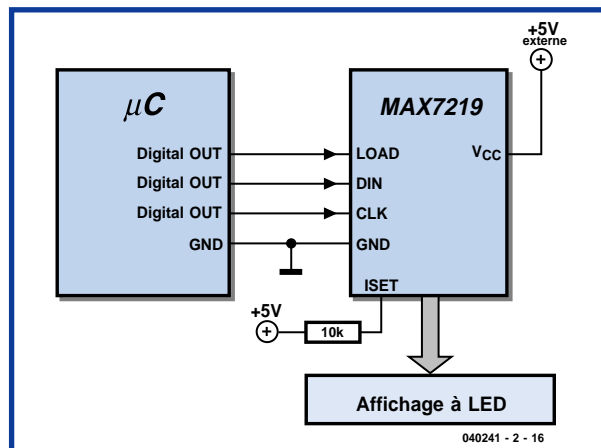


Figure 6.
Couplage à un microcontrôleur.

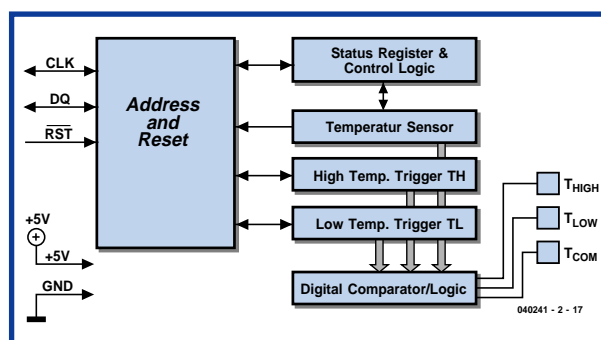


Figure 7.
Schéma fonctionnel du DS1620.

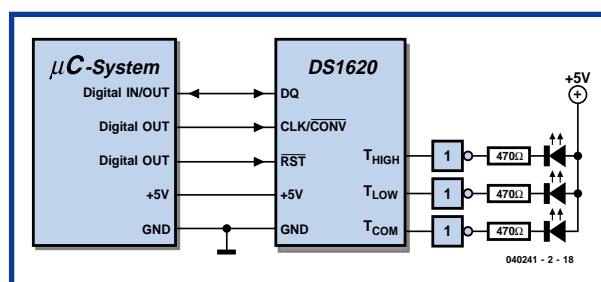
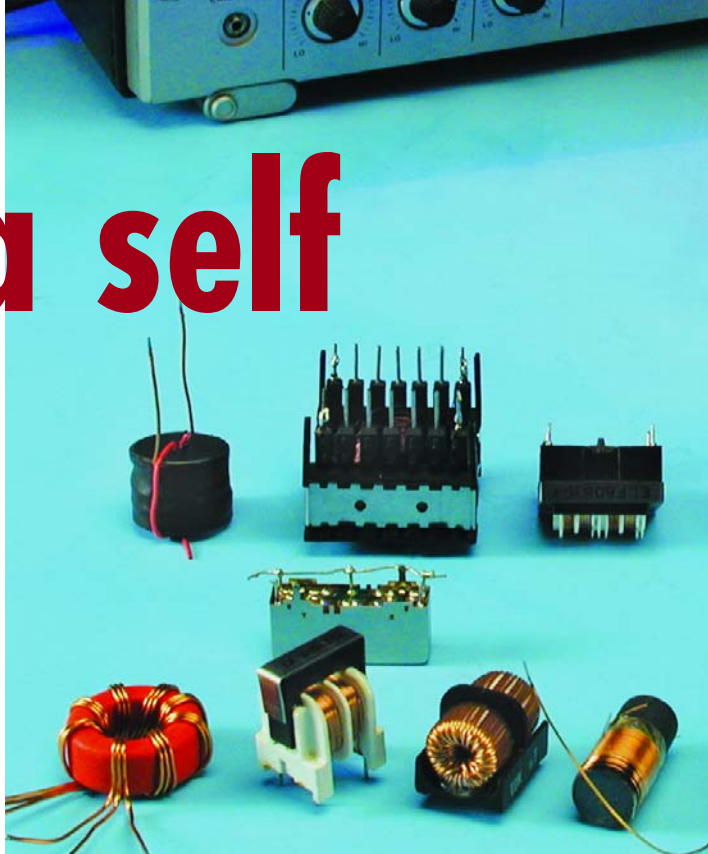


Figure 8.
Connexion à un microcontrôleur.

Je love la self

Burkhard Kainka

Qui n'a pas connu la mésaventure de se retrouver bloqué dans un montage, faute d'avoir sous la main le bobinage adéquat ? Pourtant, celui qui sait comment s'y prendre pourra toujours le fabriquer lui-même. Et il peut aussi transformer une self existante pour l'adapter aux besoins du moment. Le tout, c'est de savoir combien de spires il faudra lover !



Les bobines à faible inductance, c'est surtout en haute fréquence qu'on les rencontre. En gros, il convient de distinguer les bobines à noyau magnétique (ferrite ou fer) de celles à air, sans aucun noyau ou sur mandrin isolant.

Self à air

Parlons d'abord de la bobine à air (le solénoïde). Une self pour circuit oscillant sur ondes courtes peut par exemple compter 20 spires, comme sur la **figure 1**, et mesurer 16 mm de diamètre pour une longueur de 35 mm. Elle possède une inductance voisine de 3 µH (microhenrys) et, associée à un condensateur variable de 300 pF, s'accorde sur une fréquence inférieure d'environ 5,3 MHz. Voulez-vous savoir comment calculer ces paramètres ? C'est ce que nous allons vous expliquer. Il existe en outre un programme d'assistance pour vous simplifier la tâche. En règle générale, pour une bobine longue, dont la longueur $l > D$, le diamètre, l'inductance L se calcule d'après la relation suivante entre le nombre de spires n , l'aire de la section A en m² et la longueur l exprimée en mètre :

$$L = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A / l$$

dans laquelle la constante de champ magnétique, c'est-à-dire la perméabilité du vide, vaut :

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4 \pi \cdot 10^{-7} \\ &= 1,2566 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am.} \end{aligned}$$

La formule n'est, en principe, valable que pour une bobine infiniment longue, mais elle est utilisable pour toute longueur jusqu'à $l = D$. Si la self est plus courte, avec le même nombre de spires, le couplage magnétique entre spires est plus intense et l'inductance augmente. À l'inverse, ce coefficient de self-induction diminue si l'on étire le bobinage, ce qui permettra éventuellement de l'ajuster. En acceptant une certaine approximation, on peut simplifier la formule précédente, dans le cas d'une bobine à section circulaire et cette fois-ci, diamètre et longueur de la self seront exprimés en millimètres :

$$L = 1 \text{ nH} \cdot n^2 \cdot D^2 / l$$

On a également admis de considérer que $p_2 = 10$, ce qui n'introduit qu'une erreur de 1,3 %. Il ne faut évidemment pas attendre de cette règle une précision extraordinaire, sachant que sont négligés la forme de la bobine, le rapport longueur à diamètre, l'épaisseur du fil et l'environnement de la bobine qui tous peuvent influencer son inductance. Mais on peut souvent être satisfait quand on a pu prévoir, à 10 % près, la valeur de la self à air.

Self à noyau

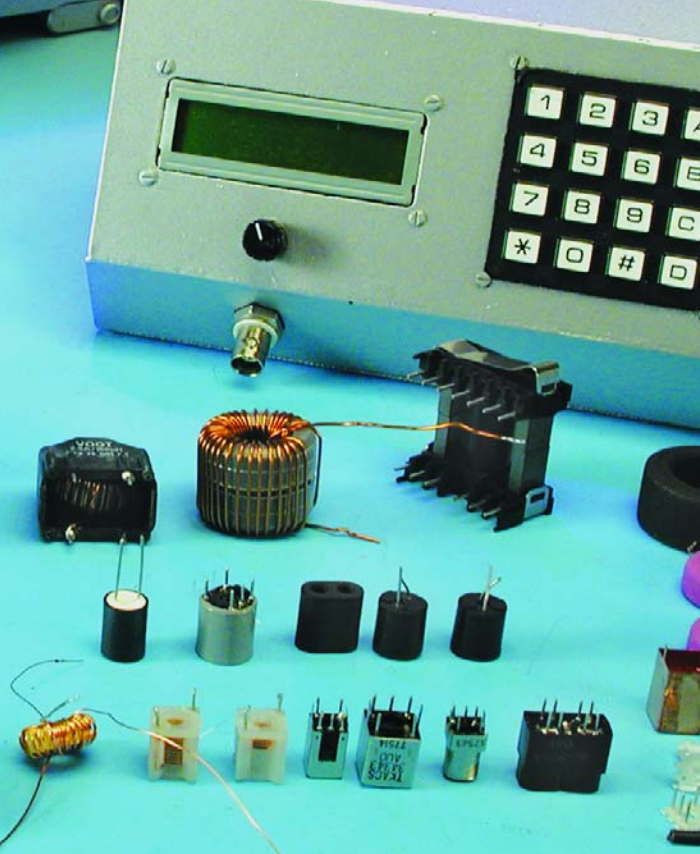
On utilise souvent, pour fabriquer les bobines HF, des mandrins munis d'un noyau de ferrite à visser qui permet d'accroître l'inductance de quatre fois ou plus. En enfonceant plus ou moins loin le noyau fileté, on accorde la self. Il existe différentes sortes de ferrites qui présentent moins de déperdition énergétique selon la gamme de fréquence envisagée.

Si l'on recourt à un noyau fermé, avec ou sans entrefer, on atteint des inductances considérablement plus grandes. La fente de l'entrefer réduit évidemment l'inductance de la bobine, mais autorise une plus forte magnétisation, du fait que le noyau n'atteint la saturation magnétique que pour de plus grands courants. Les formes les plus fréquentes de noyau sont le tore, le transformateur E-I (**figure 2**) et le pot fermé.

L'inductance dépend aussi du nombre de spires, du matériau utilisé et de la géométrie du noyau. Un calcul théorique, comme pour une bobine à air, n'est pas possible sans un supplément d'information. Aussi, le fabricant donne-t-il, pour chaque noyau, une valeur AL exprimée en nH/n². L'inductance vaudra :

$$L = AL \cdot n^2$$

Par exemple, un noyau torique Amidon T37-2 se caractérise par un paramètre AL de 40 nH/n². Garnissez-le de 10 spires, vous aurez une inductance $L = 4\,000 \text{ nH} = 4 \text{ µH}$. La bobine à noyau en tore se prête, aussi bien que son équivalent à air, à la construction de circuits oscillants en HF. Mais à côté de la valeur AL, le domaine



L'inductance dès la conception

de fréquence du noyau sera encore un paramètre important. Le type Amidon xxx-2 porteur d'une bande rouge convient pour les fréquences jusqu'à 30 MHz. Le logiciel proposé plus loin permet une détermination simple et rapide de l'inductance d'une bobine à air ou d'une self à noyau dont la valeur AL est connue.

Circuit oscillant

On utilise surtout les bobines dans les circuits oscillants, pour lesquels fréquence de résonance et amortissement sont des facteurs essentiels, mais ceux-ci jouent aussi un rôle quand la bobine exerce une autre fonction. Il faut parfois déceler des résonances parasites ; à d'autres occasions, il arrive de découvrir, en changeant la fréquence, une inductance ignorée.

Si vous reliez ensemble, comme à la **figure 3**, une self et un condensateur, vous obtenez un circuit oscillant. Il existe une grande analogie entre le mouvement du pendule et l'échange d'énergie électrique qui se produit entre la bobine et le condensateur, à une fréquence f bien déterminée. Le circuit résonant effectue pareillement une oscillation libre après l'excitation d'une impulsion de courant.

$$f = 1 / (2 \cdot \pi \sqrt{LC})$$

Le circuit oscillant s'utilise souvent dans des circuits à fréquence variée ou en mélange de fréquences. Courants et tensions se distinguent alors selon la fréquence. Le circuit oscillant parallèle possède une impédance Z dont la courbe présente un maximum étroit à la fréquence de résonance f_0 , à laquelle on observe que $Z_C = -Z_L$, le courant s'élève alors dans la self et dans le condensateur en raison de la différence de phase de 180 degrés (d'où le signe moins). Un circuit résonant idéal, sans aucun amortissement, présenterait une impédance⁽¹⁾ infiniment grande.

En pratique, la résistance ohmique du fil de la bobine, les pertes magnétiques dans le noyau et le rayonnement électromagnétique occasionnent une diminution de l'éner-

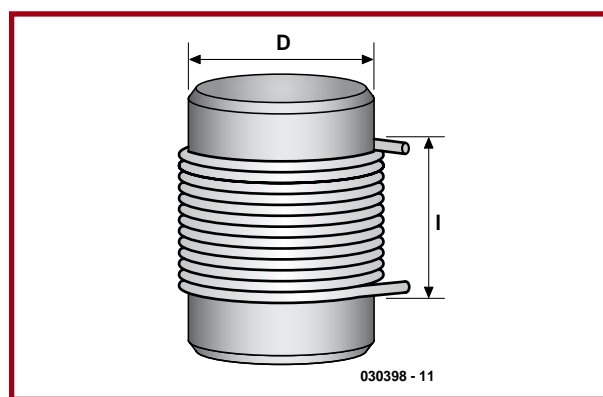


Figure 1.
Fabrication d'une bobine à air.

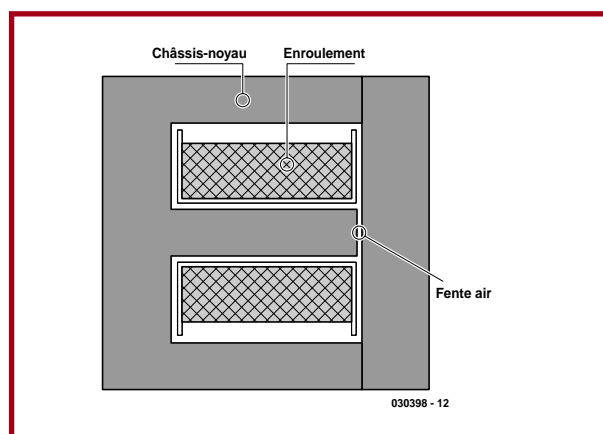


Figure 2.
Fabrication d'une self à noyau E-I.

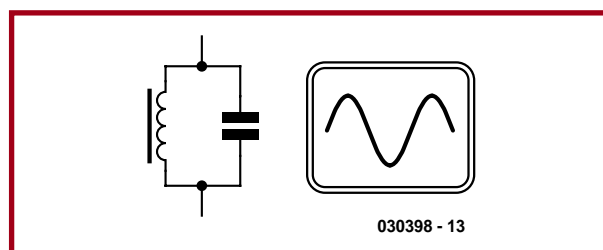


Figure 3.
La bobine dans un circuit oscillant.

Figure 4.
Le circuit résonant affaibli de sa résistance de perte.

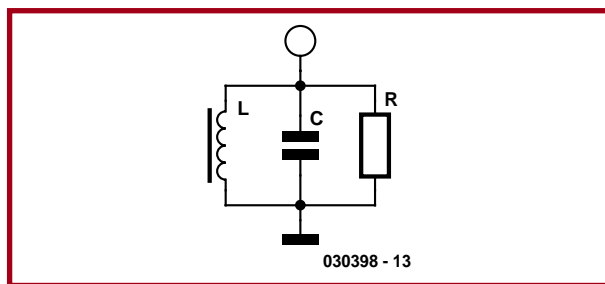
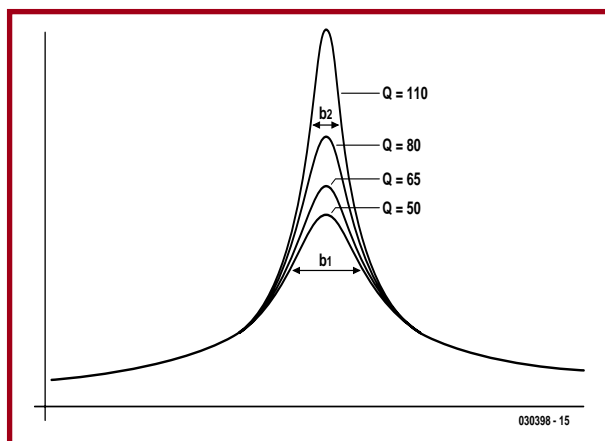


Figure 5.
Les courbes de résonance pour différents facteurs de qualité.



gie mise en jeu, donc une résistance finie à la résonance, ce qui amortit l'oscillation. Pour simplifier, on peut confondre toutes les pertes en une résistance R branchée en parallèle (**figure 4**).

Chaque circuit oscillant se caractérise aussi par un facteur de mérite ou de qualité Q , inversement proportionnel à la largeur de bande du circuit. Il est simple à déterminer quand on connaît la valeur de la résistance parallèle d'amortissement R comparée à la réactance inductive ($R_L = 2 \pi f L$) ou à la réactance capacitive ($R_C = 1/(2 \pi f C)$) à la fréquence de résonance.

$$Q = R/R_L$$

$$Q = R/R_C$$

Si, à l'aide d'un générateur de courant sinusoïdal constant, donc à haute résistance interne, nous appliquons à un circuit oscillant un courant I de fréquence variable, la tension à ses bornes sera proportionnelle à la valeur de l'impédance (complexe) Z . À la résonance, la tension sera maximale. Plus l'amortissement du circuit par les pertes de toutes sortes est faible, plus le facteur de qualité est élevé et grande la tension lors de la résonance. Nous pouvons à présent repérer, sur la courbe de part et d'autre du pic de résonance, les points auxquels la tension est réduite d'un facteur $1/\sqrt{2} = 0,707$ (-3 dB). L'écart de fréquence entre ces points fournit la mesure de la largeur de bande passante b du circuit. Entre fréquence de résonance f_0 , bande passante b et facteur de qualité Q du circuit, il existe la relation :

$$b_{-3 \text{ dB}} = f_0/Q$$

La **figure 5** montre plusieurs courbes tension/fréquence relatives à des facteurs de qualité différents. La largeur de bande b_1 d'un circuit dont $Q = 50$ est plus étendue que b_2 si $Q = 110$. Simultanément, on aperçoit qu'un plus grand facteur de qualité entraîne une plus grande tension à la résonance, l'oscillation est plus forte. En revanche, à distance de la fréquence de résonance, les courbes se différencient peu l'une de l'autre.

L'amortissement du circuit, et donc son mérite, est presque toujours influencé par une résistance en série et une en parallèle. La résistance série provient du fil de bobinage, mais à partir d'une certaine fréquence, s'y ajoute l'effet pelliculaire qui rapidement dépasse la résistance propre.

La résistance en parallèle est constituée principalement de celle du circuit extérieur, du montage auquel il est branché. Mais un noyau de fer ou de ferrite occasionne aussi des déperditions que l'on peut représenter par une résistance en parallèle. À inductance égale, une bobine à noyau magnétique demande moins de spires et dès lors les pertes dans le cuivre sont moindres, mais c'est au prix de pertes dans le noyau. Aux très haute fréquence, à partir de 100 MHz, la préférence ira à une self à air faite de gros fil argenté ; aux fréquences moyennes, autour de 10 MHz, un noyau fermé, comme un tore, conduit au meilleur facteur de qualité. Mais on peut parfaitement utiliser une self à air aussi bas que 1 MHz, par exemple. Bobines et transformateurs pour le domaine BF ne peuvent pratiquement jamais se passer de noyau. Par une fabrication soignée de la self, un facteur de mérite de l'ordre de $Q = 100$ est très accessible. Mais un circuit résonant est aussi amorti par le montage auquel il est branché ou par l'antenne. Cette atténuation, on peut la contrer par un couplage à l'aide d'une petite bobine séparée, une prise intermédiaire sur la bobine ou un condensateur approprié. S'il faut un couplage direct à un amplificateur, celui-ci devra posséder une haute impédance d'entrée pour minimiser l'amortissement.

Calcul de self par logiciel

Si vous désirez calculer des bobinages et des circuits résonants, vous pouvez télécharger du site Elektor (www.elektor.fr) un petit logiciel écrit en Visual Basic. Il se nomme LCFR et est disponible en texte source comme en version exécutable (sélectionnez le mois de publication). Vous pouvez l'apercevoir à la **figure 6**. Il calcule l'inductance des bobines à air mais aussi à noyau, pour autant que vous lui indiquiez la valeur AL de la ferrite. Et si vous y associez un condensateur dont vous spécifiez la capacité, il vous indiquera encore la fréquence de résonance et la réactance R_L de la self à cette fréquence. Le logiciel regroupe, pour des raisons pratiques, trois calculs totalement indépendants. La première partie détermine l'inductance d'une self à air, la deuxième, des bobines à noyau et la troisième indique la fréquence de résonance du circuit oscillant et la résistance à cette fréquence. À chaque étape, la modification des données introduites conduit immédiatement à un nouveau résultat, mais la valeur calculée de l'inductance d'une self est conservée pour l'étape suivante. Le logiciel est conçu de manière à progresser par essai et erreur dans la recherche du modèle souhaité. Les trois chiffres derrière la virgule, ne les interprétez pas dans le sens d'une précision outrancière, ils doivent vous aider dans la détermination

⁽¹⁾ Une self idéale ou un condensateur parfait est une réactance pure. Une impédance est la somme d'une résistance et d'une réactance. Mais tout circuit oscillant, au point précis de sa fréquence de résonance, voit l'effet capacitif complètement contrebalancé par l'effet inductif et son impédance se ramène à une résistance pure.

d'une self de très petite inductance, de quelque nH (1 nH = 0,001 μ H).

Lors de l'élaboration d'un circuit oscillant, on peut indiquer d'abord la capacité du condensateur, puis calculer l'inductance de la bobine et partant de là, pour un noyau ou un mandrin donné, déterminer le nombre de spires. Mais souvent, le cheminement est moins systématique. On choisit un type de bobinage et on essaie, avec différentes inductances et capacités, d'arriver au résultat voulu. Le problème peut se poser comme suit : quelles valeurs standard de self et de condensateur vont me permettre de construire un circuit résonnant sur telle fréquence ? Par essais successifs, on atteint souvent son objectif plus vite que par une opération déductive.

Exemples pratiques

Sur un tube en carton de 42 mm de diamètre, je voudrais embobiner une self de 300 μ H pour une radio à détection directe sur ondes moyennes. Le diamètre du fil étant de 0,5 mm, 100 spires donneront une longueur de bobine de 50 mm. Je peux à présent essayer différentes valeurs et j'arrive à environ 80 tours. Le condensateur variable pour les ondes moyennes à partir de 530 kHz doit faire au moins 450 pF.

Sur des fréquences plus hautes, il faut moins de spires. Une bobine dans un récepteur FM comprend par exemple cinq spires avec $D = 8$ mm et $l = 10$ mm ; Le calcul donne une inductance de 0,16 μ H. Avec 20 pF, on atteint 88,9 MHz, donc pratiquement le bas de la gamme FM.

Les exemples précédents ne mettaient en œuvre que des bobines à air. Et si nous introduisions de la ferrite ? Souvent, on ne dispose pas de données précises sur le noyau. À nous d'évaluer le facteur d'augmentation de l'inductance ou d'abaissement de la fréquence qu'il procure. Prenons le cas d'une self pour la gamme des ondes courtes dont $n = 18$ spires, $l = 12$ mm et $D = 8$ mm. Sans autre noyau que l'air, on mesure une inductance de 1,7 μ H. Avec un noyau complètement enfoncé et un condensateur variable de 275 pF, le circuit atteint sa limite inférieure d'accord à 5 MHz, donc la self présente une inductance d'environ 3,7 μ H. Avec le noyau, on peut ainsi abaisser la fréquence de moitié et l'inductance est multipliée par quatre. Un plus grand bâton de ferrite, prévu pour les ondes moyennes, pourrait multiplier par dix l'inductance. À vue de nez, on pourrait dire qu'avec un barreau de ferrite, il ne faut plus que le tiers de spires pour obtenir la même inductance que la self à air.

Dès qu'il est incorporé à un montage, le circuit résonant peut changer considérablement. D'abord, en haute fréquence, la capacité des conducteurs se manifeste. Il faut donc souvent effectuer des corrections après coup ou prévoir un moyen de réglage, un noyau à visser ou un condensateur d'ajustage. Lorsque les modifications sont plus grandes, on se sert couramment de règles simplifiées qui se déduisent de la formule générale et que l'on peut simuler sur le logiciel LCFR. Doubler le nombre de spires quadruple l'inductance et réduit de moitié la fréquence, pour une même capacité associée. Donc la fréquence est inversement proportionnelle au nombre de spires. Mais elle est inversement proportionnelle au carré de la capacité. Pour doubler la fréquence, il ne faut plus qu'un quart de la capacité. Et si l'on veut couvrir une gamme

de fréquence de 1 à 3, le condensateur d'accord devra pouvoir varier sa capacité d'au moins 1 à 9.

Il n'y a pas que la radio. Les bobines s'utilisent aussi en antiparasite, en filtre BF ou dans les convertisseurs de tension. Précisément, dans un convertisseur à découpage il est question de courant de saturation et de résistance de la bobine. Il arrive souvent que le bobinage acheté tout fait, de la bonne valeur d'inductance calculée, ne donne pas les résultats escomptés. Il est intéressant de bobiner soi-même la self, au moins pour réaliser les premiers essais. Pour se fabriquer une alimentation à convertisseur à découpage, on peut fort bien enrouler une self de 1,5 mH sur un bâtonnet de ferrite récupéré sur une vieille radio MA. Si la bobine d'origine pour OM totalisait 100 spires (facile à compter en la débobinant) son inductance devait se monter à 300 μ H pour s'accorder avec un condensateur variable de 300 pF. On peut en déduire que la valeur AL de la ferrite atteint 30 nH/n². Le résultat est à portée de main : il faudra environ 220 spires pour l'amener à 1,5 mH.

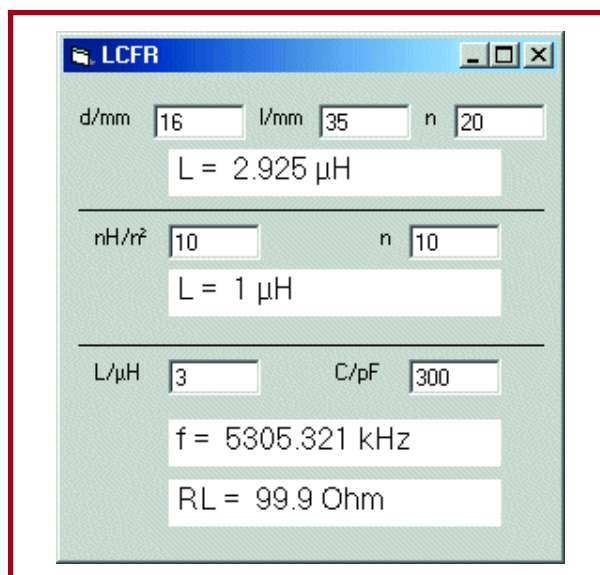


Figure 6.
Calcul d'une self.

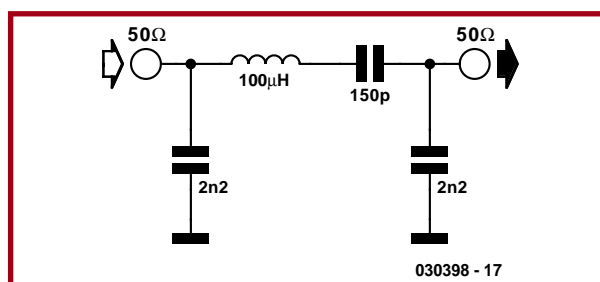


Figure 7.
Un circuit de filtre.

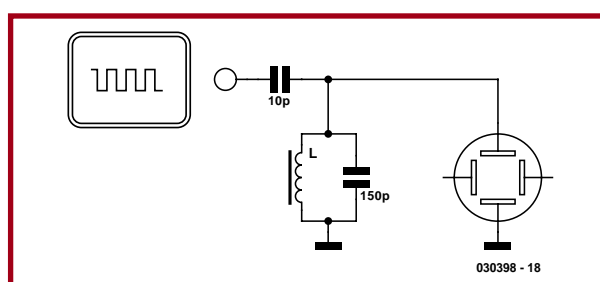


Figure 8.
Comment susciter
des oscillations
libres.

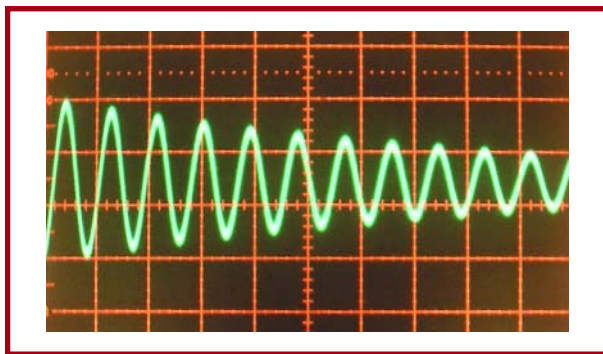


Figure 9.
Oscillations libres
amorties.

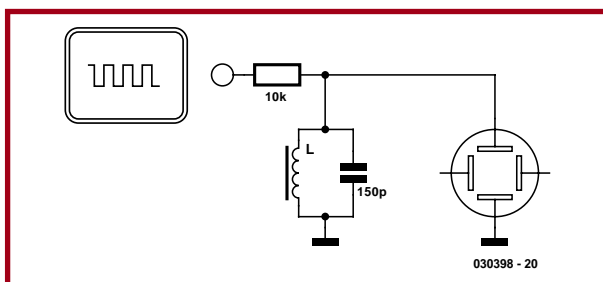


Figure 10.
Couplage par
résistance.

Amortissement, mérite et bande passante

Si vous connaissez la valeur de la résistance qui amortit un circuit résonant, vous n'aurez aucun mal à déterminer son facteur de mérite et sa largeur de bande. Voici un exemple de résolution à l'aide du programme LCFR. Nous voulons construire un filtre d'antenne avec une bobine fixe pour la fréquence de 1 296 kHz (BBC en MA et DRM). Une solution possible fait appel à la valeur standard de 100 μ H avec 150 pF. Le programme prévoit la résonance à 1 299,5 kHz, l'écart minime de 3,5 kHz reste dans les limites de tolérance. En supplément, le programme indique une impédance de self de 800 Ω . Comparée à sa résistance en continu de 1,7 Ω , on atteint une valeur de Q irréaliste de 500. En pratique, une petite bobine fixe ne doit atteindre qu'un mérite voisin de 50. La différence d'amortissement provient de l'effet pelliculaire et des pertes dans le noyau. Pour ne pas perdre trop d'énergie de l'antenne, le filtre sera essentiellement amorti par le montage qui suit. On a donc choisi un facteur de qualité en service de $Q = 10$, c'est-à-dire une bande passante de 130 kHz, de quoi éviter les conséquences d'éventuels écarts de fréquence dus aux tolérances des composants. Le facteur $Q = 10$ s'obtient avec une résistance en parallèle de 8 k Ω .

Si l'entrée d'antenne du récepteur présente une impédance de 50 Ω , une transformation de résistance de 160 sera nécessaire. Cela représente une transformation de tension de $\sqrt{160} = 12,6$. Une autre self pourrait maintenant nous la fournir par le biais d'une prise intermédiaire ou d'une bobine couplée. Mais pour le circuit résonnant à bobine fixe, un diviseur capacitif est tout indiqué. Vous trouverez à la **figure 7** une première ébauche de cet assemblage.

En réalité, la fréquence de résonance s'est déplacée vers le haut, parce que la capacité résultante a diminué depuis l'adjonction des condensateurs du diviseur. Nous pourrions adapter leurs valeurs ou prévoir un ajustable additionnel. Mais probablement vaut-il mieux essayer le montage au préalable. Il se peut en effet que la capacité propre de la bobine vienne compenser partiellement la dérive. C'est que ce même circuit avait déjà fait ses preu-

ves lors de la conception d'un récepteur pour DRM et n'avait demandé aucun réglage après coup. Pourrions-nous utiliser un noyau torique T37-2 dont le coefficient AL vaut 4 nH/n² pour fabriquer cette self ? Nous pouvons simuler la question en deux temps, trois mouvements et la reléguer tout aussi vite : 158 spires sur un petit anneau, ce n'est pas sérieux. Une self à air de $D = 8$ mm et $l = 8$ mm avec 110 spires, voilà qui est déjà plus réaliste. Et si l'on dispose d'un petit noyau à visser, il suffira de la moitié des tours et l'on gagnera le loisir d'ajuster la fréquence du filtre, sans se donner de fil à retordre.

Mesures

Nul besoin d'émetteur de laboratoire ni de grid-dip pour vérifier la fréquence de résonance d'un circuit d'accord, l'oscilloscope s'en tire fort bien. Il faut faire entrer le circuit en oscillation libre (**figure 8**). On y arrive en lui appliquant un signal rectangulaire à flancs raides de fréquence nettement plus basse. Beaucoup d'oscilloscopes sont munis d'un générateur de calibrage (d'habitude à 1 kHz). On le couple par le truchement d'un petit condensateur au circuit résonant. Dès que la base de temps est bien réglée, on observe des oscillations libres. De la même manière, on peut aussi déterminer l'amortissement en dehors de la fréquence de résonance.

La **figure 9** montre une mesure effectuée sur le circuit dont nous venons de parler. Il importe que le circuit soit influencé le moins possible, donc d'utiliser une sonde à diviseur par dix d'une résistance interne de 10 M Ω . Sur la photo, le balayage couvre une division en 1 μ s. On peut évaluer la fréquence à un peu plus de 1 100 Hz. Le facteur de mérite se déduit du nombre d'oscillations effectuées avant que l'amplitude ne décroisse à $1/e = 0,37$ de sa valeur initiale. Il vaut ici $Q = 10$. Fréquence et facteur de qualité sont influencés par le montage de mesure. Mais dans un circuit pratique, ils varieront encore davantage.

En lieu et place d'un condensateur de couplage de 10 pF, on peut aussi, comme à la **figure 10**, utiliser une résistance de 10 k Ω . Les oscillations qui en résultent sont plus faibles, il faut choisir une gamme de mesure plus basse sur l'oscilloscope. La résistance exerce une plus grande atténuation. L'avantage de cette variante, c'est que le condensateur de couplage ne perturbe plus la fréquence de résonance, la mesure y gagne en précision. En outre, le système convient pour des mesures dans un domaine plus étendu, depuis 10 kHz jusqu'à plusieurs MHz.

La même méthode s'applique également à la détermination d'une inductance inconnue. Il suffit de lui associer un condensateur de capacité connue, de mesurer la fréquence et d'en déduire la valeur de l'inductance. Il faut parfois essayer plusieurs condensateurs avant d'obtenir une oscillation facile à mesurer. Une grosse self demande un condensateur de plus grande capacité. Réciproquement, si vous connaissez la valeur d'une inductance, vous pouvez tout autant déterminer la capacité d'un condensateur.

La même technique peut aussi servir à trouver la valeur AL d'un noyau. On l'entoure d'une bobine d'essai pour mesurer la fréquence de résonance avec un condensateur connu. Le coefficient AL se déduit ensuite du nombre de spires et de l'inductance obtenue.

(030398)

À savoir sur les CMS

Petit, minuscule, invisible...

Karel Walraven

Depuis quelques lustres déjà, les CMS (Composants pour Montage en Surface) poursuivent leur conquête de l'électronique. Plus que temps de s'y intéresser, car tôt ou tard vous aussi y aurez affaire.

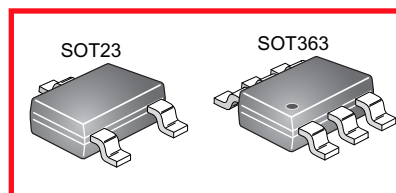
Lorsque l'on ouvre un téléphone moderne et que l'on voit la taille minuscule des composants utilisés, il est extrêmement difficile de s'imaginer que l'on puisse fabriquer quelque chose de ce genre en (très) grandes séries. Il n'est plus question de quelque opération manuelle que ce soit. Un automate P&P (*Pick&Place*) récupère les CMS de leurs rouleaux et les place avec une extrême précision sur la platine dotée auparavant de pâte de soudage aux endroits stratégiques. Tout se passe impeccablement car les dimensions de boîtiers sont parfaitement calibrées.

Les CMS les plus nombreux sont des résistances et des condensateurs. Le nombre écrit sur le dessus du boîtier donne les dimensions sans que vous n'ayez à consulter la fiche de caractéristiques. Les 2 premiers chiffres donnent la longueur en 1/100^{ème} de pouce, les 2 suivants la largeur. Un 1206 a donc une longueur de $12 \times 25,4/100 = 3,05$ mm et une largeur de 1,52 mm. Cette série perd de sa popularité en raison de sa « grande » taille. Les séries les plus utilisées sont les 0805, 0603 et 0402. La valeur des résistances est donnée en raccourci, un 472 signifiant $47 + 2$ zéros, soit 4 700 Ω . Les résistances à tolérance faible comportent un chiffre de plus, une 4751 (le 1 du 0) valant ainsi 4 750 Ω . Bien souvent, les condensateurs ne comportent pas la moindre indication de valeur.

On trouve aussi des « mensurations » en millimètres. Une RR2012M correspond à une 0805, une RR1608M est une 0603 et RR1005M = 0402. Vous l'aurez deviné, RR2012M signifie 2 mm x 1,2 mm, facile à retenir donc, on travaille en dixièmes de millimètres.

Dans le cas des semi-conducteurs de type CMS, les choses sont loin d'être aussi évidentes. Dans le cas des transistors de puissance en particulier, chaque fabricant y va de sa propre cuisine. Les petits transistors universels sont souvent disponibles en boîtier

classique tel que le SOT23. Il s'y est ajouté des variétés de dimensions plus compactes telles que les SOT323 et SOT523. En cas de doute sur le boîtier, un coup d'oeil à la fiche de caractéristiques évitera bien des impairs. La version CMS du transistor BC547 que nous connaissons tous s'appelle BC847. Les choses se compliquent car si vous l'achetez en boîtier SOT23 chaque transistor a son propre boîtier. Un BC847 de forme SOT363 ou SOT563 en abrite deux, et leurs brochages ne sont pas compatibles broche à broche !



Les semi-conducteurs possèdent eux, bien souvent, une identification comportant un chiffre et une lettre, 1E par exemple. Cette indication est à retrouver dans la fiche de caractéristiques du composant concerné.

Les circuits intégrés sont proposés, entre autres, en boîtiers PLCC et SOIC au pas de 1/20^{ème} de pouce. Pour les produits modernes, ils sont trop encombrants et on les remplace par des boîtiers TSSOP et SFP (*Square Flat Pack*) au pas de 1/40^{ème}. Ces derniers temps, la tendance est ici vers les boîtiers NLSFP, qui ne sont rien de plus que des SFP sans broches, les contacts se trouvant sur le pourtour du dessous du composant.



Lorsqu'un circuit intégré doit avoir un nombre de broches trop important et deviendrait, de ce fait, trop encombrant, les fabricants optent pour l'approche BGA (*Ball Grid Array*). Ce ne sont plus des pattes, mais de petits plots de contact qui se répartissent toute la surface du dessous du circuit intégré si nécessaire. Lors de l'implantation de ce type de composant on fait appel aux rayons X pour vérifier que toutes les soudures ont toutes été effectuées correctement sur le dessous du circuit.



Les circuits intégrés sont normalement identifiés par leur type complet.

Un petit truc pour terminer : Le stockage de CMS requiert un soin extrême. S'il devait par malheur que vous les mélangeiez, il vous faudra prendre le temps d'examiner soigneusement chacune des pièces et en vérifier la valeur. Il existe des boîtes de stockage pour CMS spéciales coûtant des dizaines d'euros, la solution la moins chère consiste à utiliser des petites pochettes en plastique un peu plus épaisses et solides dotées chacune d'une étiquette d'identification du composant.

(065098)

Liens vers pages d'identification de CMS :

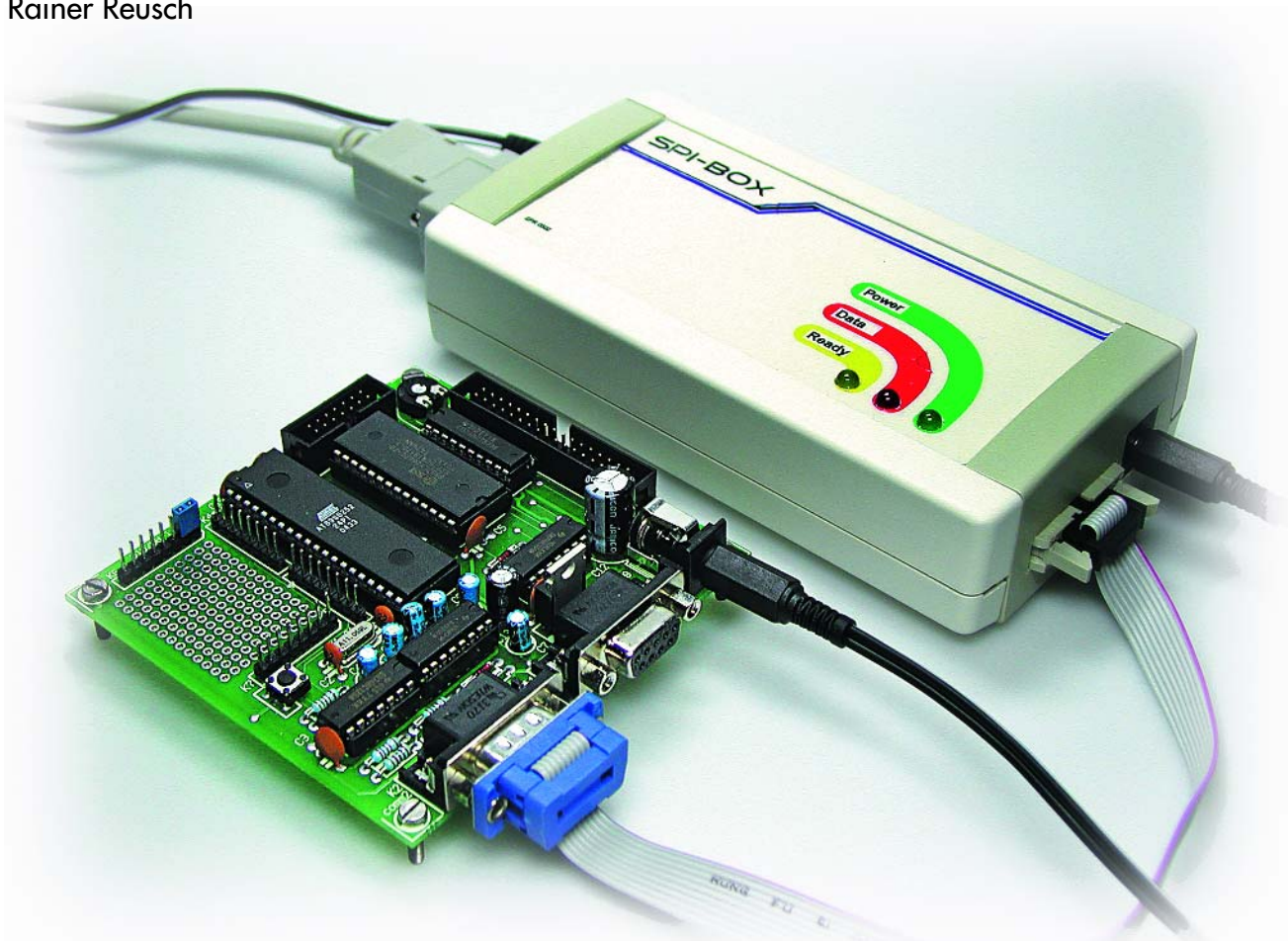
<http://www.tkb-4u.com/code/smdcode/indexsmdcode.php>

<http://www.marsport.demon.co.uk/smd/mainframe.htm>

SPI-Box universelle

Pour flasher les μ C plus vite

Rainer Reusch



Nombre de microcontrôleurs sont dotés, dès le départ, d'une interface SPI en vue de leur programmation. L'approche par le biais de l'interface série épaulée par quelques composants est bon marché mais lente. Le matériel SPI décrit ici fait mieux, pouvant même se targuer de donner une vitesse acceptable à un convertisseur USB/série réputé extrêmement lent.

Une recherche sur Internet donne toute une série d'articles expliquant comment, à l'aide de quelques composants électroniques additionnels, transformer en interface SPI (*Serial Peripheral Inter-*

face) une interface série ou parallèle. Si l'on ne veut que flasher, occasionnellement, l'un ou l'autre microcontrôleur, ces solutions conviennent parfaitement. L'utilisation à des fins non pré-

vues à cet effet d'interfaces prévues pour tout autre chose s'accompagne cependant de quelques inconvénients : Tout d'abord la relative lenteur de la transmission de données par une inter-

face série et dans le cas de processus itératifs courant (programmation, test, programmation, test, etc. par exemple), les pauses répétitives naissant du transfert du programme dans la mémoire du microcontrôleur peuvent « taper sur les nerfs ». Les choses s'aggravent encore lorsque l'on est forcé d'utiliser un convertisseur USB/série du commerce, dans le cas d'un notebook moderne par exemple qui ne sont plus dotés d'une interface aussi « antique » qu'une interface série voire même parallèle. Lors de la transmission de données vers le microcontrôleur l'envoi se fait par paquets de quelques octets, ce qui se traduit, en raison du protocole USB, par des temps de latence sensibles, la durée nécessaire au flashage s'allongeant énormément.

Si la solution faisant appel à une interface parallèle est sensiblement plus rapide, il y a cependant des risques de dommages à la carte-mère du PC par décharges statiques ou réactions du matériel externe connecté à l'interface parallèle qui dans la plupart des cas ne possède pas de circuit d'interface propre. | A cela s'ajoute le besoin d'un pilote spécifique pour amener l'interface parallèle à saisir un comportement qui lui est étranger.

Un matériel dédié prenant la forme de la SPI-Box décrite ici élimine à peu de frais tous ces inconvénients à l'aide d'un matériel relativement simple.

SPI

Une interface SPI bidirectionnelle interconnecte le Maître et l'Esclave par le biais de 4 lignes de données + une ligne de masse (cf. **figure 1**). Le maître serait ici la SPI-Box associée au PC qui lui est relié sérielement. Le microcontrôleur à programmer joue le rôle d'esclave. Bien que la fonction première de l'interface soit la communication entre le microcontrôleur et les circuits périphériques, ou encore la programmation de microcontrôleurs montés dans leur produit (d'où le In System), il est possible, théoriquement, d'atteindre une vitesse allant jusqu'à 5 Mbits/s. Si, à l'origine, SPI est un système de bus non standardisé développé par Motorola, sa simplicité a fait que nombre de fabricants proposent maintenant des circuits intégrés compatibles SPI, de microcontrôleurs aux mémoires, en passant par des CAN, des capteurs voire même des convertisseurs pour d'autres systèmes de bus (CAN, etc.). De ce fait, la SPI-Box ne convient pas uniquement à la programmation de

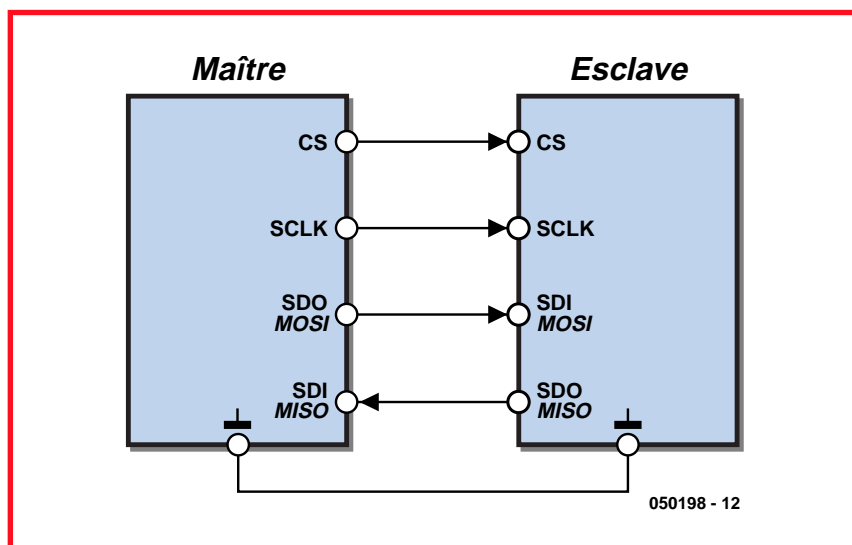


Figure 1. L'interface SPI se contente de 4 lignes pour relier un Maître à un Esclave.

microcontrôleurs mais aussi à la commande de composants compatibles SPI tels que EEPROM et CAN.

Voici comment, concrètement, se passe la transmission des données. Si un maître veut envoyer des données à un maître, il active l'esclave par le signal **CS** (*Chip Select*, actif au niveau bas, chez Motorola on parlait de **SS** pour *Slave Select*). Sur la ligne **SCLK** (*Serial CLock*) il place l'horloge et transmet les données, en synchrone, par la ligne **SDO** (*Serial Data Out*), ligne reliée, côté esclave, à la ligne **SDI** (*Serial Data In*). Motorola a baptisé **MOSI** (*Master Out Slave In*) la liaison **SDO Master** à **SDI Slave**. Le flux de données dans l'autre sens se fait de **SDO Slave** vers **SDI Master**, et s'appelle partant **MISO** (*Master In Slave Out*). SPI utilise les niveaux logiques classiques de 5 V. Si un maître doit communiquer avec plusieurs esclaves, il utilise, pour chaque esclave, une ligne **CS** distincte, les données étant appliquées, comme c'est normal dans le cas d'un bus, à chacun des esclaves. Rien de plus simple qu'un principe !

Questions et réponses

C'est alors que se pose la question pourquoi les interfaces sérieles détournées de leur fonction première et servant d'ersatz de SPI, sont tellement lentes. Pour simuler les lignes SPI, il faut piloter, outre les lignes **TX** et **RX**, également les lignes d'acquittement (*handshake*), le matériel d'une interface sériele n'ayant cependant pas été optimisé pour cela, ce qui explique les fai-

bles taux de transmission atteints. Des mesures faites sur des PC actuels ont montré que la durée minimum de la largeur d'une impulsion d'une ligne *handshake* se situe aux alentours de 40 µs environ, ce qui se traduit par une fréquence de 12 kHz environ. Comme il faut générer tant l'horloge que les données, on atteint en réalité des valeurs sensiblement plus faibles. De ce fait, la transmission de quelques centaines d'octets prend un bon nombre de secondes. Les choses s'aggravent en cas d'utilisation de convertisseurs USB/série du marché. Les durées de latence de la commande des différentes lignes se situent elles dans le domaine des ms, ce qui se traduit par des durées incroyablement longues.

Il vaut mieux par conséquent utiliser l'interface sériele pour la transmission des données exactement comme elle est prévue et de faire traiter par un microcontrôleur la communication concrète au travers du bus SPI, sachant que ce composant est capable d'effectuer des changements de niveaux très rapides à ses sorties. Et c'est exactement ce que fait, en essence, la SPI-Box.

On pourrait aussi acheter un matériel compatible SPI tout prêt du commerce. Atmel propose, par exemple, un « AT89ISPTool ». Pourquoi se compliquer la vie (à réaliser soi-même) si on peut faire simple (en achetant) ? Les avantages de notre solution sont une plus grande flexibilité et l'universalité (on est universel ou on ne l'est pas, les contrôleurs RISC d'Atmel requérant à leur tour un autre système...), mais

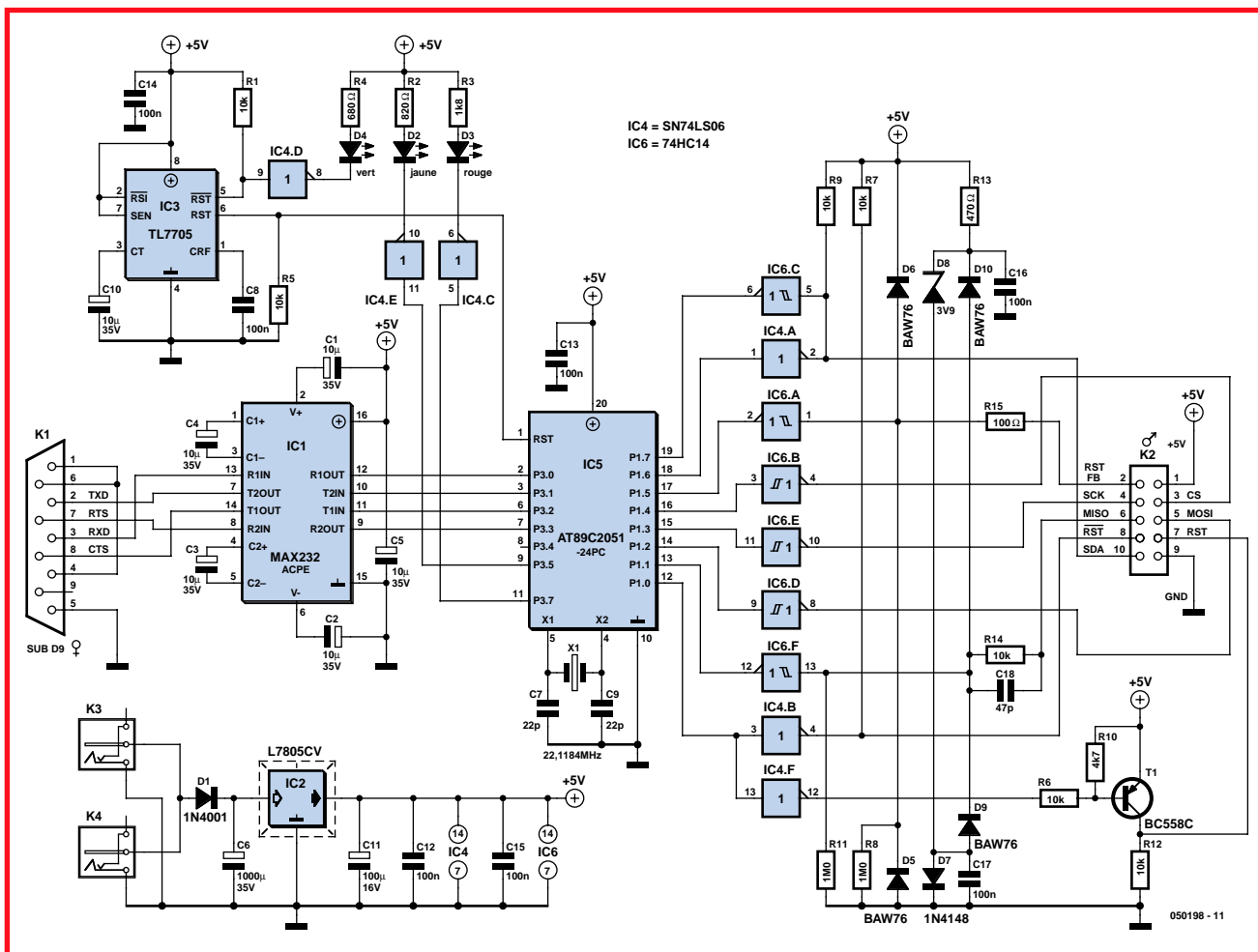


Figure 2. Si l'on fait abstraction du microcontrôleur d'Atmel, la SPI-Box ne comporte que des composants standard.

aussi une compréhension profonde de sujets aussi complexes et intéressants que la programmation de microcontrôleurs. La SPI-Box coûte en outre moins cher qu'une solution du commerce.

La Box (noire)

Comme nous l'indiquions plus haut, la SPI-Box est une sorte de convertisseur sérielement SPI. Au coeur de l'électronique (**figure 2**) nous trouvons IC5, un AT89C2051 d'Atmel, un microcontrôleur compatible 8051. Une cadencé de 22,118 4 MHz induite par Q1, permet d'une part d'avoir un taux de transmission précis de 115 200 bauds et de l'autre au microcontrôleur d'être suffisamment rapide pour atteindre des taux de transmission élevés du côté de sa partie SPI.

La liaison entre le contrôleur et le PC se fait au travers d'un adaptateur de niveau du type MAX232 (IC1). Pour minimiser le risque d'erreur, nous avons opté pour un acquittement

matériel ce qui explique que RTS soit également appliqué à IC1.

La liaison vers le bus SPI (étendu) se fait par le biais d'une batterie de pas moins de 9 inverseurs (IC4 et IC6) auxquels s'ajoute le transistor T1 monté en inverseur. Le circuit de fixation de niveau (clamp) que constituent les diodes D5 à D10 protège le circuit contre des niveaux trop élevés ou des décharges électrostatiques. Les inverseurs à collecteur ouvert attaquent un trio de LED qui signale l'état de fonctionnement. Comme on le voit au niveau de l'embase K2, le côté SPI de notre Box dispose, outre des 4 lignes SPI proprement dites, également d'un certain nombre de signaux additionnels que l'on pourra utiliser pour une commande confortable de matériel externe.

Le circuit de réinitialisation (reset) IC3 garantit un état de démarrage parfaitement défini et surveille la ligne 5 V. L'une de ses sorties pilote une LED verte qui signale par son allumage que la Box est prête. Un non allumage de

D4 signale soit l'absence d'alimentation soit une tension 5 V sortant des tolérances admissibles.

La LED rouge, D3, ne s'allume que lors de la transmission de données par les lignes SPI. Le pilotage de la LED jaune, D2, se fait tant par le PC que par le logiciel du microcontrôleur IC5. Immédiatement après la mise sous tension elle est éteinte. Le logiciel de commande tournant sur le PC l'allume pour signaler que la liaison entre le PC et la Box est établie. Pendant le traitement d'une commande IC5 l'éteint brièvement. Si elle est éteinte, cela signifie qu'il y a attente d'octets de données faisant suite à une commande émise par le PC.

Alimentation et réalisation

La SPI-Box est alimentée par le biais d'un adaptateur secteur du commerce fournissant entre 9 et 15 V. Pour des raisons pratiques nous avons doté la platine (**figure 3**) de 2 embases d'alimentation. S'il devait se faire que l'on

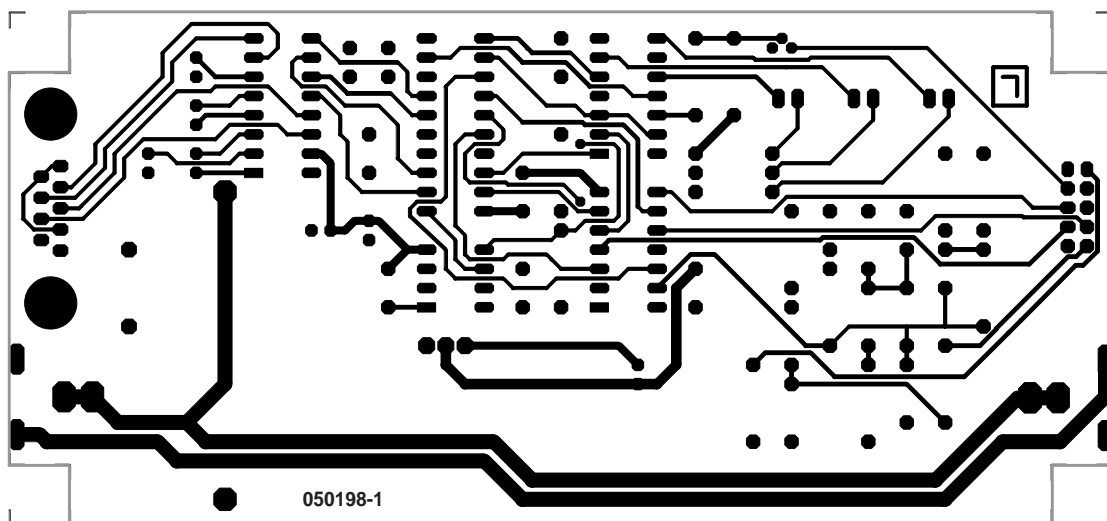
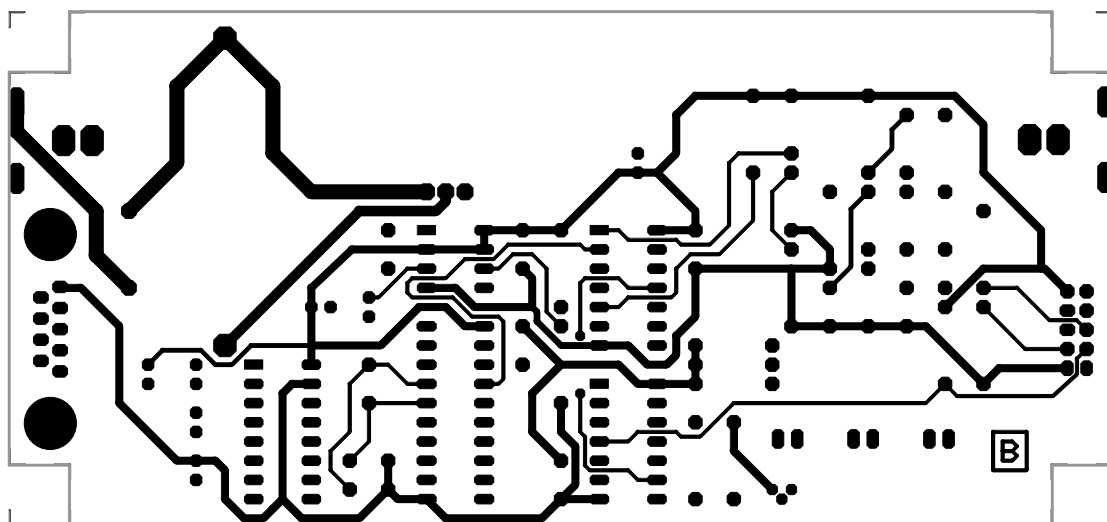
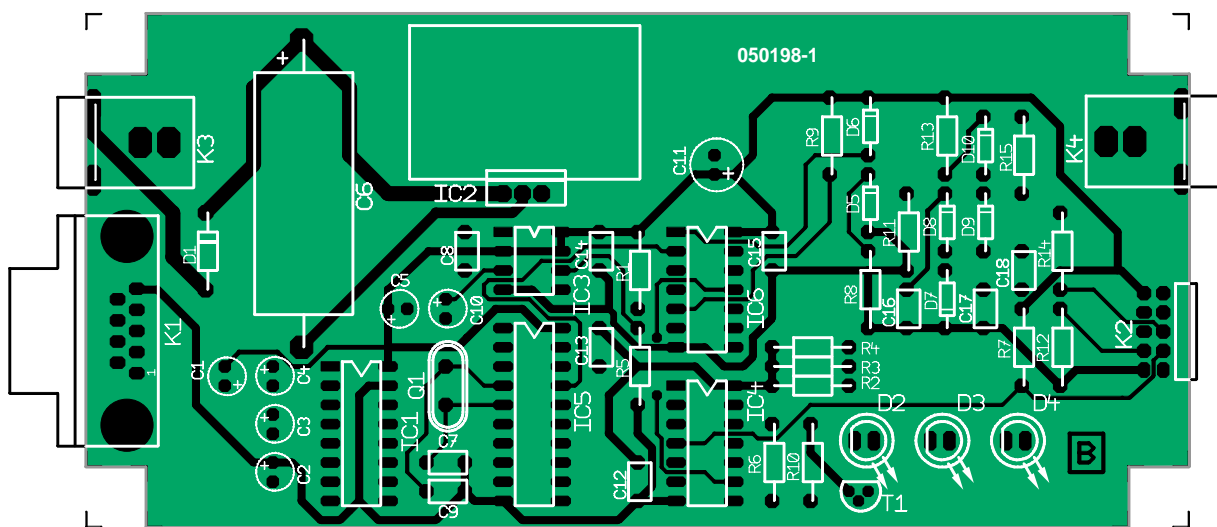


Figure 3. Il y a suffisamment de place sur la platine double face de la SPI-Box pour n'utiliser que des composants « non-CMS ».

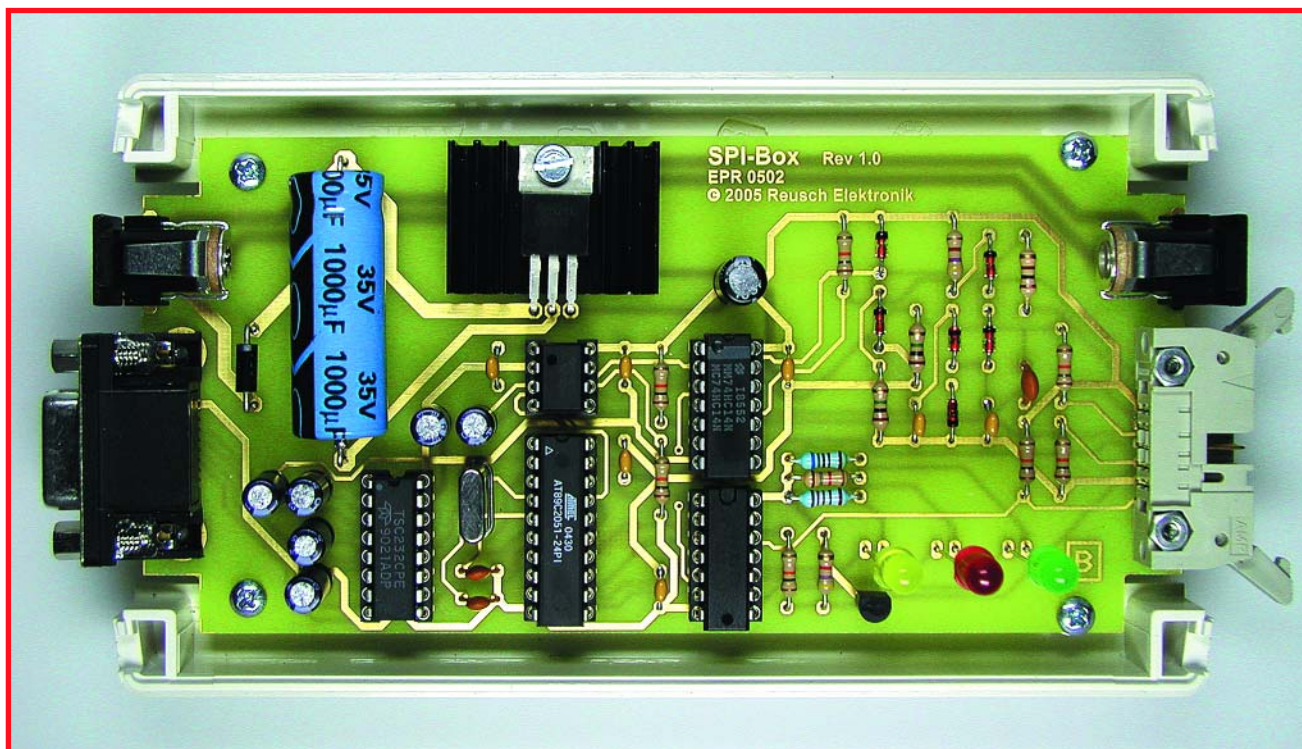


Figure 4. L'un des prototypes dans toute sa splendeur.

veuille connecter du matériel externe à la SPI-Box il est possible de ponter les 2 embases d'alimentation à l'aide d'un câble adapté de sorte qu'un seul adaptateur secteur suffit.

La tension d'alimentation régulée à 5 V par IC2 est mise à disposition sur l'un des contacts (1) de l'embase K2. La SPI-Box consomme moins de 100 mA, mais il est recommandé, si la ligne 5 V doit alimenter un circuit externe, de

doter le régulateur d'un radiateur. Pour le reste, la réalisation n'appelle pas de commentaire particulier. La platine est double face mais ne comporte pas de composant CMS. Nous recommandons un support pour IC5 vu qu'il s'agit d'un composant qu'il faudra programmer (ceci ne pouvant pas se faire « in situ ») avant qu'il ne puisse se charger du pilotage de la SPI-Box. La **figure 4** montre la platine dotée de ses composants; ses dimensions ont été prévues

pour un boîtier OKW (cf. liste des composants et photos). Il suffira d'effectuer les découpes nécessaires dans les panneaux latéraux du boîtier pour le passage des embases et de percer 3 orifices en regard des 3 LED.

Connexion

La liaison SPI-Box <-> PC se fait par le biais d'une rallonge sérieuse du commerce (connecteur mâle et femelle à

Liste des composants

Résistances :

R1,R5 à R7,R9,R12,R14 = 10 kΩ
R2 = 820 Ω
R3 = 1kΩ8
R4 = 680 Ω
R8, R11 = 1 MΩ
R10 = 4kΩ7
R13 = 470 Ω
R15 = 100 Ω

Condensateurs :

C1 à C5,C10 = 10 µF/35 V radial
C6 = 1 000 µF/35V axial
C7,C9 = 22 pF
C8,C12 à C17 = 100 nF

C11 = 100 µF/16 V radial
C18 = 47 pF

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001
D2 = LED jaune faible courant
D3 = LED rouge faible courant
D4 = LED verte faible courant
D5,D6,D9,D10 = BAW76
D7 = 1N4148
D8 = diode zener 3V9/400 mW
IC1 = MAX232ACPE (Maxim)
IC2 = 7805
IC3 = TL7705ACP
IC4 = 74LS06
IC5 = AT89C2051-24PC
(**EPS050198-41**), cf. texte)*
IC6 = 74HC14
T1 = BC558C

Divers :

X1 = quartz 22,118 4 MHz
K1 = embase Sub-D 9 contacts
encartable en équerre
K2 = embase HE-10 en équerre à
2 rangées de 5 contacts
K3,K4 = embase jack d'alimentation
2,1 mm encartable en équerre
support pour IC4, IC5 et IC6
radiateur pour IC2 (boîtier TO-220)
boîtier TOPTEC 154F (OKW)
adaptateur secteur BT avec fiche 2,1 mm
(âme = pôle +), 8 à 15 V CC/300 mA
platine 050198-1
(disponible via www.elektor.fr)
* Fichiers .bin et .hexa + readme pour
configuration des bits et logiciel PC
téléchargeables gratuitement depuis site
Elektor (www.elektor.fr)

9 contacts, interconnexion 1:1).

Les appareils à programmer par SPI sont à relier à l'embase K2 par le biais d'un câble en nappe aux conducteurs câblés selon les besoins. Les signaux additionnels disponibles sur K2 permettent une connexion sans le moindre problème de notre carte à AT89S8252 Flash de décembre 2001, vu que les signaux des broches 1 à 9 de K2 correspondent un à un à ceux de l'embase sub-D à 9 voies. Il faudra, pour d'autres systèmes de développement, confectionner le câble de caractéristiques requises. La **figure 5** montre le brochage pour la dite carte Flash et pour la carte AVRÉE décrite dans le n° 297 (mars 2003) d'Elektor.

Test

Avant de pouvoir tester la SPI-Box, il faut résoudre un problème de Münchhausen classique, certainement lorsque l'on n'a pas accès à un programmeur capable de programmer le type de microcontrôleur qu'est IC5 ou que l'on ne dispose pas du programmeur à 5 sous (dont il existe de nombreuses versions sur Internet). Il faut en effet, tout d'abord, que le microcontrôleur soit programmé avant que l'on ne puisse, par le biais de la SPI-Box, programmer soi-même. Pour vous éviter d'avoir à vous tirer d'affaire en vous tirant vous-même par les cheveux, un cas classique de bootstrap, nous vous proposons le microcontrôleur programmé sous la dénomination **EPS050198-41**. Si vous avez la possibilité de programmer le composant vous-même, nous vous proposons les fichiers binaire et hexa, ainsi qu'une information quant aux bits de configuration, sous forme de .zip, baptisé **EPS050198-11** sur notre site, www.elektor.fr.

Une fois l'implantation des composants effectuée et un dernier contrôle de la qualité de votre « œuvre », la SPI-Box pourra être reliée à un PC par le biais d'une rallonge série. Dès l'application de la tension d'alimentation la LED verte doit s'allumer, les LED rouge et jaune jetant un éclat bref.

Nous allons maintenant installer le logiciel nécessaire. Le programme « *SPIBox Setup.exe* », se trouve lui aussi dans le fichier **050198-11.zip** mentionné plus haut. On le trouve aussi sur la page de l'auteur.

Après lancement de l'installation, vous trouverez, dans le répertoire « C:\Programme\SPI-Box\ » le programme

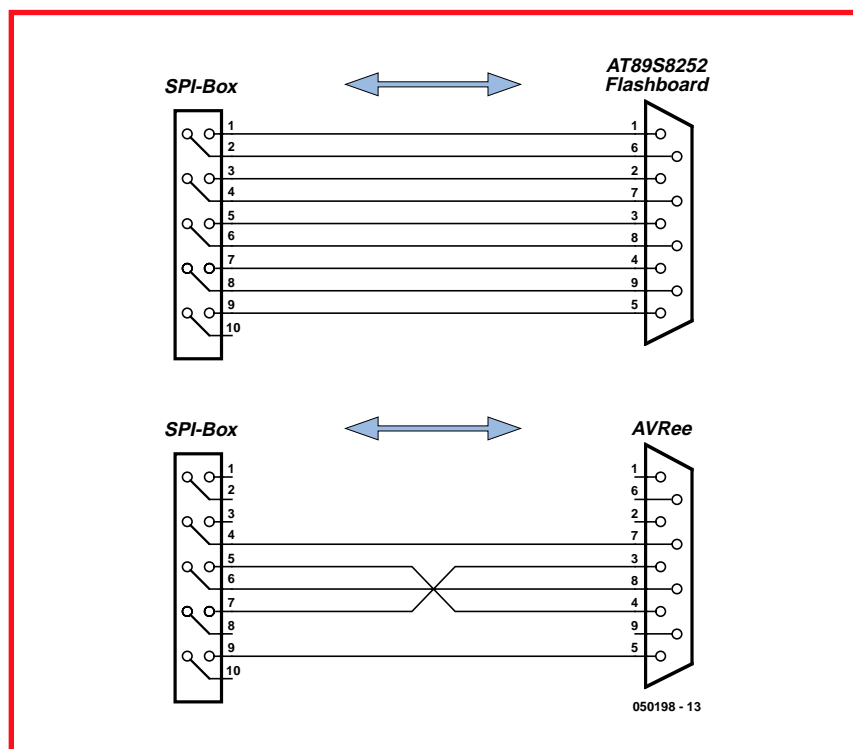


Figure 5. Brochage du câble rallonge pour interconnecter la SPI-Box à une carte à 89S8252 Flash ou une carte AVRÉE respectivement.

« *SPIBox Test.exe* ». Les fichiers « *SPI-Box Test DEU* » et « *SPIBox.dll* » doivent se trouver dans le même dossier. On voit en **figure 6** la fenêtre du pro-

gramme de test. Si l'on a paramétré le port série et que l'on a appuyé sur le bouton « *Connect* » on voit la LED jaune s'allumer et apparaître la ver-

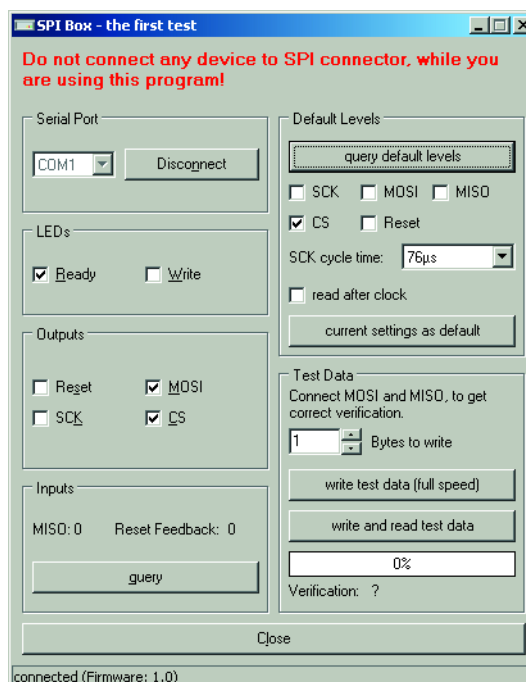


Figure 6. Boîte de dialogue du programme de test.

sion du progiciel dans la ligne d'état. Il est à supposer dans ces conditions que la SPI-Box fonctionne. Si l'on veut s'assurer que l'étage SPI de la Box fait ce qu'il est sensé faire, on pourra brancher un voltmètre ou, mieux encore, un oscilloscope, aux contacts adéquats de K2.

Dans la rubrique « *Default Levels* » on définit si les 3 lignes SPI « SCK », « MOSI » et « MISO » doivent être actives au niveau haut ou bas. Normalement elles doivent l'être au niveau haut. S'il se fait que des lignes individuelles doivent être inversées (« MOSI » et « MISO » de la carte Flash par exemple, il faudra modifier la logique. Les cases à cocher « CS » et « Reset » servent à piloter les sorties de même dénomination (les deux sorties de réinitialisation). La SPI-Box permet, lors de processus de lecture/écriture, de paramétrer la vitesse SPI. Au niveau du programme cela se fait par le biais de la durée de cycle « SCK ». On dispose en outre d'une fonction d'écriture seule qui travaille à vitesse élevée. On a, en ce qui concerne la lecture de la ligne « MISO » une possibilité de choix entre une interrogation pendant ou après l'horloge. On peut procéder à un examen des paramètres définis et le modifier dans le programme de test. Pour qu'ils deviennent effectifs, ces paramètres doi-

SPI-Box et Logiciel

Si l'on ne dispose pas du logiciel (Windows) correspondant, la plus belle SPI-Box n'est que lettre morte. De manière à vous permettre d'écrire vos propres programmes, vous trouverez sur notre site Web une description du logiciel avec moult informations et explications. L'auteur propose des logiciels « prêts à porter » pour des applications spécifiques. L'ensemble des applications reposent sur le fichier DLL Windows « SPIBox.dll » qui a été installée par le programme de test.

vent être écrits dans l'intelligence de la SPI-Box (bouton « *current settings as default* »). Ces paramètres restent valides tant qu'on ne coupe pas l'alimentation de la SPI-Box.

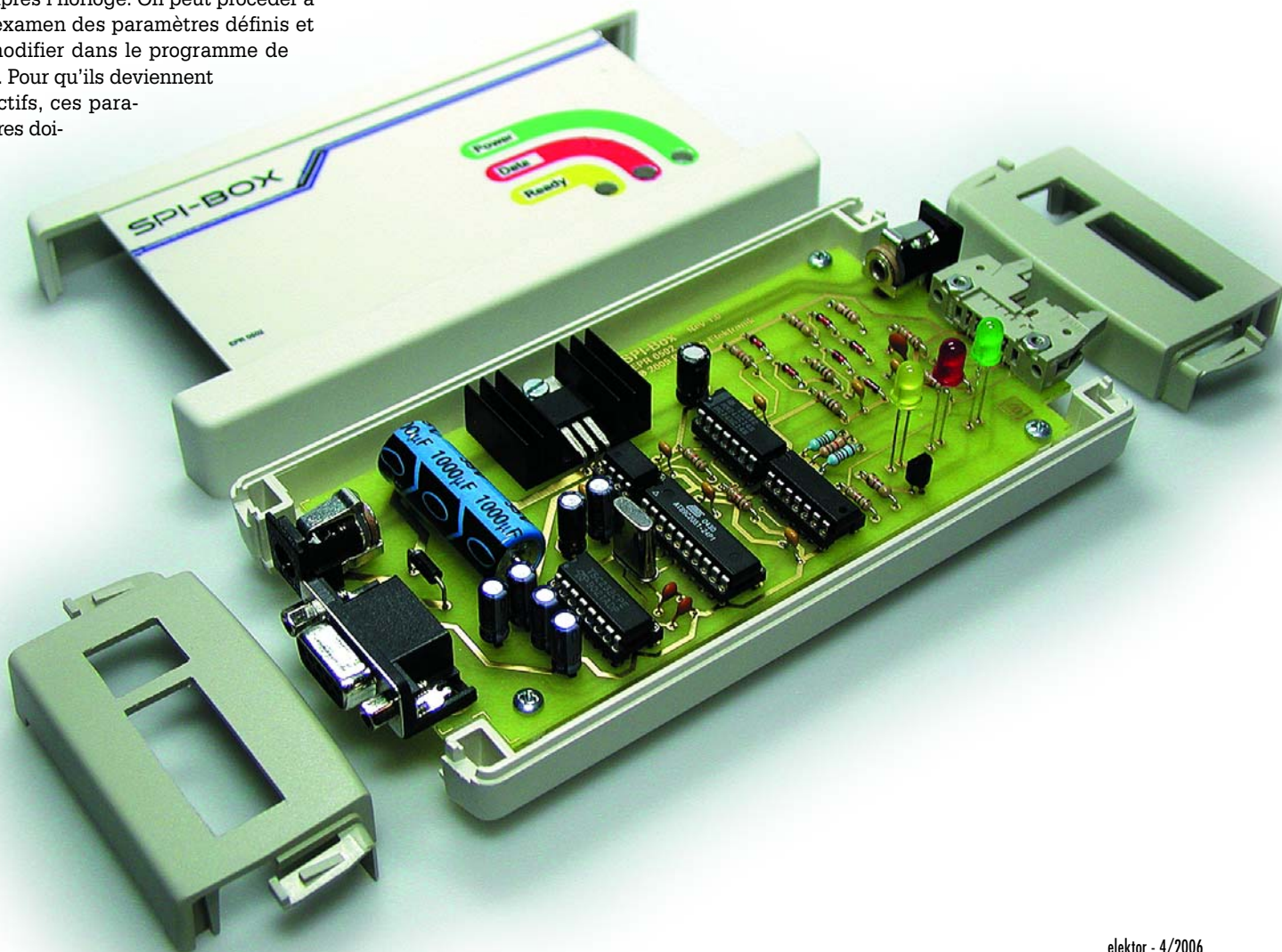
Une fois ce test effectué, on pourra s'essayer au logiciel de programmation qui offre plus de possibilités. Pour plus d'informations, nous vous suggérons de faire un tour sur notre site, et sur celui de l'auteur si vous avez un minimum de connaissances de la langue de Goethe.

(050198-1)

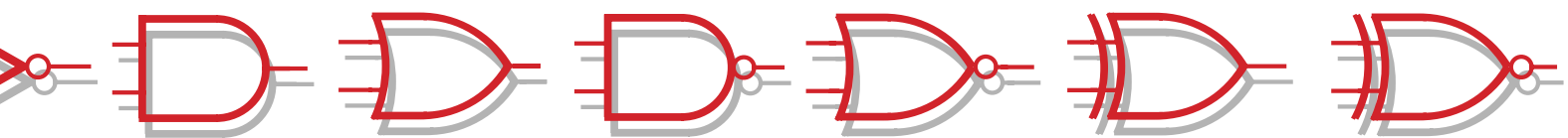
Littérature & liens

Carte à 89S8252 Flash,
Elektor n° 282 (décembre 2001)
Carte de développement AVRÉE,
Elektor n° 297 (mars 2003)

- [1] www.mct.de/faq/spi.html
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus
- [3] <http://reweb.fh-weingarten.de/elektor/en/projects/spibox/index.html>
- [4] <http://users.pandora.be/educyclopedia/electronics/circuitscom.htm>



Cours de FGPA 1^{ère} partie –



Voici la première leçon d'un cours sur les FPGA, elle fait suite à l'article du mois dernier sur le sujet, accompagné de sa carte d'expérimentation. Dans cette nouvelle série, vous serez initié à la conception d'un circuit numérique et à sa conversion en FPGA. Aujourd'hui, découvrons les briques de base de cette électronique numérique.

Paul Goossens

L'électronique numérique, c'est l'art de travailler avec des circuits qui ne connaissent que des hauts et des bas, rien que deux niveaux de tension. Celui dont le potentiel (la tension) est plus élevé s'appelle niveau haut ; l'autre, c'est le niveau bas. Il est plus bref de parler de « 1 » et de « 0 », plutôt que de niveaux haut et bas. Par convention, nous dirons qu'un niveau haut correspond à un « 1 » et donc qu'un « 0 » est associé à un niveau bas.

Il est très simple de traiter ces signaux numériques à l'aide de briques spéciales pour obtenir... un autre signal numérique.

La porte ET

Toute l'électronique numérique se base sur trois briques élémentaires et même les circuits les plus compliqués ne sont jamais construits que sur ces trois briques !

Voyez à la **figure 1** comment on les représente. Les deux premières cellules logiques, ET (*AND* en anglais) et OU (*OR*), peuvent compter autant d'entrées que nécessaire, tandis que la dernière, l'Inverseur, n'a jamais qu'une entrée. Il n'y a qu'une sortie à chacune de ces briques.

Examinons d'abord la fonction ET. Sa sortie ne devient « 1 » que si toutes ses entrées sont à « 1 ». Autre manière de caractériser cette fonction : il suffit qu'une des entrées soit à « 0 » pour

que la sortie soit à « 0 ». Cela revient exactement au même et la figure 1 vous le prouve.

Notation

En haut, dans la figure 1, on a indiqué le nom de la fonction. La ligne en dessous est son opérande booléen. La formulation booléenne (de Georges Boole) permet de décrire l'électronique numérique comme des mathématiques. Nous y ferons souvent appel dans cette série. Cette manière d'écrire est très simple, comme vous le constatez à la ligne suivante qui, par un exemple, exprime une comparaison booléenne. En dessous, les tables de vérité correspondantes. Elles constituent un moyen efficace de décrire complètement le comportement d'un circuit numérique. La colonne de gauche rassemble toutes les combinaisons possibles des niveaux d'entrée et la colonne de droite le niveau de sortie correspondant. Prenons la porte ET (*AND gate*), par exemple, nous voyons immédiatement que la sortie n'est à « 1 » que si toutes les entrées sont à « 1 ».

Il est souvent possible de raccourcir une table de vérité et de la clarifier en faisant usage du symbole « X ». Il signifie « ça n'a pas d'importance », « *don't care* » disent les Anglais. Dans la table de vérité du bas, nous voyons à la première ligne que l'entrée C est à « 0 », alors l'état des entrées A et B ne joue plus aucun rôle, la sortie sera toujours à « 0 » dans ce cas-là.

Une dernière remarque à propos des portes ET et OU de la figure 1, bien que trois entrées y soient dessinées, leur nombre peut aller de deux à l'infini.

Porte OU et Inverseur

Une porte OU sort un « 1 » si au moins une de ses entrées est au niveau « 1 ». Autrement dit, la sortie d'une porte OU ne peut être à « 0 » que si toutes les entrées sont à « 0 ».

Il nous reste la porte NON (*NOT*). C'est le type même du contrariant : la sortie de ce circuit logique est toujours l'inverse du signal d'entrée : un « 0 » à l'entrée donne un « 1 » à la sortie et vice versa. Elle est aussi représentée à la figure 1.

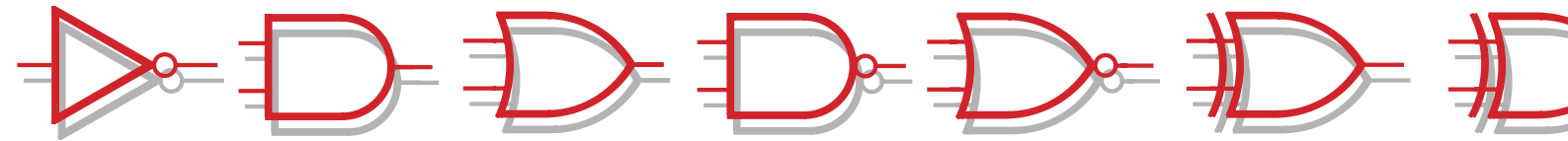
Carte d'expérimentation

Nous allons faire quelques expériences sur notre platine d'essai.

La **figure 2** vous présente le schéma d'un petit circuit. Réalisons-le à l'intérieur de notre FPGA (*Field Programmable Gate Array* ou réseau de portes programmables in situ). Comme entrées, nous utiliserons les signaux délivrés par les quatre boutons poussoirs sur la platine. Les 7 LED de la carte, nous les employons pour visualiser les états présents sur les différentes sorties.

Les fichiers relatifs à cet exemple sont disponibles gratuitement parmi les logiciels de notre site www.elektor.fr accessibles au téléchargement. Ce logiciel s'installe facilement à l'aide de l'assistant ad hoc (*SETUPEXE*). Pour la suite de cet exposé, convenons que vous avez enregistré le logiciel par le chemin prévu à l'origine (c:\altera\FPGA_course\1\ex1). Il en ira de même pour l'installation du module FPGA et de sa carte d'essai, selon les indications fournies au fil des articles.

Des briques pour l'électronique numérique



Un double clic sur le fichier « ex1.qpf » dans le répertoire c:\altera\FPGA_course\ex1 et le logiciel Quartus démarre. Le projet en question s'ouvre et un schéma tout pareil à celui de la figure 2 s'affiche à l'écran. Les signaux SWITCH1 jusqu'à SWITCH4 sont reliés aux bornes d'entrée et branchés virtuellement aux bornes correspondantes du FPGA. De même pour le raccordement des LED1 à LED7. Le logiciel est capable, au départ du

schéma, de produire un fichier de programmation qui assurera ensuite la configuration correspondante à l'intérieur du FPGA. Il suffit pour cela de choisir dans le menu « Processing » l'option « Start compilation ». La confection du fichier peut prendre un certain temps, mais, en fin de compte, vous pourrez lire un message selon lequel la compilation a été menée avec succès. La programmation de ce fichier se déroule précisément comme le décrit

l'article sur le module FPGA. La seule différence, c'est que nous avons utilisé ici le fichier de programmation « ex1.sof ».

En pratique

Après programmation du FPGA, notre circuit est prêt à travailler. Nous pouvons à présent commander les entrées SWITCH1 à SWITCH4 au moyen des poussoirs 1 à 4. Appuyer

Nom :	Porte ET	Porte OU	Porte NON																																																																																																																						
En anglais :	AND	OR	NOT/INV																																																																																																																						
Symbole électrique :																																																																																																																									
Symbole IEC :																																																																																																																									
Fonction booléenne :	*	+	—																																																																																																																						
Équation booléenne :	$Q = A * B * C$	$Q = A + B + C$	$Q = \bar{A}$																																																																																																																						
Table de vérité :	<table> <tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th><th>Q</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table> <table> <tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th><th>Q</th></tr> <tr><td>X</td><td>X</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>X</td><td>0</td><td>X</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>X</td><td>X</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	A	B	C	Q	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	A	B	C	Q	X	X	0	0	X	0	X	0	0	X	X	0	1	1	1	1	<table> <tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th><th>Q</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table> <table> <tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th><th>Q</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>X</td><td>X</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>X</td><td>1</td><td>X</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>X</td><td>X</td><td>1</td></tr> </table>	A	B	C	Q	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	A	B	C	Q	0	0	0	0	X	X	1	1	X	1	X	1	1	X	X	1	<table> <tr><th>A</th><th>Q</th></tr> <tr><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	A	Q	0	1	1	0
A	B	C	Q																																																																																																																						
0	0	0	0																																																																																																																						
0	0	1	0																																																																																																																						
0	1	0	0																																																																																																																						
0	1	1	0																																																																																																																						
1	0	0	0																																																																																																																						
1	0	1	0																																																																																																																						
1	1	0	0																																																																																																																						
1	1	1	1																																																																																																																						
A	B	C	Q																																																																																																																						
X	X	0	0																																																																																																																						
X	0	X	0																																																																																																																						
0	X	X	0																																																																																																																						
1	1	1	1																																																																																																																						
A	B	C	Q																																																																																																																						
0	0	0	0																																																																																																																						
0	0	1	1																																																																																																																						
0	1	0	1																																																																																																																						
0	1	1	1																																																																																																																						
1	0	0	1																																																																																																																						
1	0	1	1																																																																																																																						
1	1	0	1																																																																																																																						
1	1	1	1																																																																																																																						
A	B	C	Q																																																																																																																						
0	0	0	0																																																																																																																						
X	X	1	1																																																																																																																						
X	1	X	1																																																																																																																						
1	X	X	1																																																																																																																						
A	Q																																																																																																																								
0	1																																																																																																																								
1	0																																																																																																																								

060025 - 11

060025 - 11

Figure 1. Les cellules de base comme à la parade.

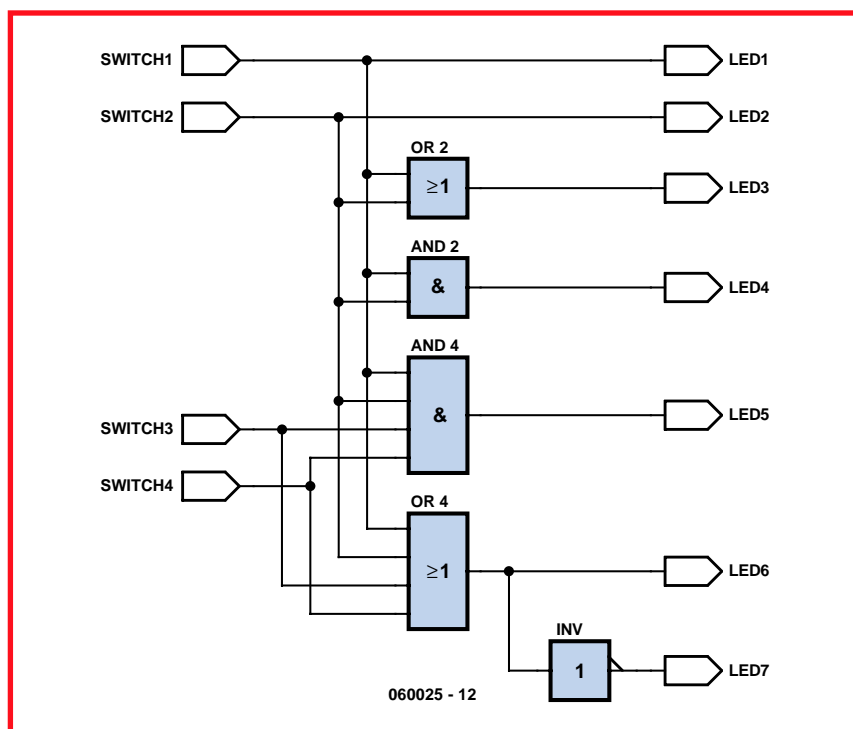
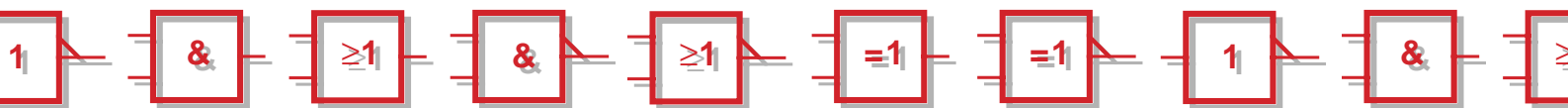


Figure 2. Le schéma du premier exemple.

sur un de ces boutons envoie un niveau haut, un « 1 » sur l'entrée qui y est reliée, sans quoi une résistance de polarisation (R5 à R8) maintient l'entrée au niveau bas, à « 0 ».

Les sorties LED1 à LED7 commandent, par l'intermédiaire des amplificateurs tampons de IC7, les LED D8 à D14. Elles portent, sur la platine, les références 1 à 7.

```
LED1 = SWITCH1
LED2 = SWITCH2
LED3 = SWITCH1 + SWITCH2
LED4 = SWITCH1 * SWITCH2
LED5 = SWITCH1 * SWITCH2 * SWITCH3 * SWITCH4
LED6 = SWITCH1 + SWITCH2 + SWITCH3 + SWITCH4
LED7 = LED6
OU :
LED7 = (SWITCH1 + SWITCH2 + SWITCH3 + SWITCH4)
```



```
'A*B' = 'A AND B'
'A+B' = 'A OR B'
A = 'not (A)'
```

060025 - 13

Figure 3. L'exemple 1 en notation de Boole.

D'après le schéma en Quartus, on voit que la LED1 est directement reliée à l'entrée SWITCH1. Tant que le signal SWITCH1 est un « 1 », la sortie LED1 restera également à « 1 ». En pratique, cela revient à dire que si l'on pousse sur le bouton 1, la LED 1 s'allume instantanément. Nous pouvons faire pareil avec le bouton 2 sur la LED 2. Avec la LED 3, c'est une autre histoire. Elle est connectée à la sortie d'une porte OU dont les entrées sont commandées par SWITCH1 et SWITCH2. Cette LED va donc s'allumer si l'on appuie sur le bouton 1 ou sur le bouton 2 ou sur les deux.

Nous pouvons aussi, à l'aide de la LED 4, vérifier le fonctionnement d'une porte ET. Cette LED-ci ne s'allumera que si vous appuyez simultanément sur les poussoirs 1 et 2. Essayez, vous verrez que ça marche !

La LED 5 va nous permettre de tester une porte ET à quatre entrées. Elle ne peut s'allumer qu'au moment où vous poussez sur les quatre boutons en même temps. La LED 6 fait semblable démonstration pour une porte OU à quatre entrées. Avec elle, il suffit de pousser sur un des quatre boutons, donc d'envoyer un niveau haut à l'une des entrées pour qu'elle s'allume.

Enfin, il y a la LED 7. Elle nous présente une fonction NON OU (NOR). Elle s'allume tant que la LED 6 est éteinte, donc quand on n'appuie sur aucun des poussoirs.

Vous avez là un excellent moyen de mémoriser le fonctionnement de ces circuits et de le comparer avec les caractéristiques énoncées.

Dessinez vous-même

L'objectif final de ce cours est de vous donner l'occasion de développer vos propres circuits numériques et de les programmer en FPGA. Pour y parvenir, outre votre savoir en électronique numérique, vous devrez faire connaissance avec le logiciel Quartus et la meilleure manière de l'apprendre, c'est encore de le pratiquer. Libre à vous de commencer avec le didacticiel (*tutorial*) qui lui est associé. Mais il y a aussi dans le registre c:\altera\FPGA_course\ex2 un document .pdf qui contient une initiation progressive pour vous aider à dessiner vous-même un premier circuit. Après quoi, vous pourrez vous essayer à la conversion du dessin de la figure 2. Vous apprendrez

Petit analyseur de pile

Le bon, le mauvais et le douteux

Fons Janssen

Les piles rechargeables, ou accus, de 1,2 V LR6/AA appelées aussi "piles crayon" sont utilisées universellement par une grande variété d'applications (nomades). Il y a une vaste quantité de marques différentes, et en conséquence une variété considérable de qualité. Bien évidemment, la capacité réelle des piles ne correspond pas toujours aux performances annoncées, et peut aller, dans certains cas, jusqu'à s'épuiser totalement après quelques cycles de chargement/déchargement. Le circuit présenté en dit long sur les accus AA douteux.

Le circuit proposé, combiné avec un PC et quelques bons logiciels, peut contrôler précisément un cycle complet de déchargement d'une pile rechargeable AA ou AAA de 1,2 V, appelée aussi « pile crayon ». La courbe obtenue mesure de façon simple la capacité et la résistance interne de celle-ci.

Le circuit est bâti autour du DS2751, qui est en fait prévu pour le contrôle du chargement des piles (Maxim/Dallas le nomme la « jauge d'accus »). Le DS2751 fournit les composants principaux nécessaires à l'évaluation précise de la capacité restante des piles en combinant des mesures rigoureuses, sous basse alimentation, de la température, de la tension, de l'intensité et de la quantité cumulée de courant. Ce circuit peut aussi être utilisé pour enregistrer avec exactitude le cycle de déchargement d'une pile unique AA (NiCd ou NiMH).

Le circuit

Le circuit présenté en **figure 1** est très simple.

Un PC est connecté au port USB. L'alimentation est fournie par le bus USB, afin qu'aucune alimentation externe ne soit nécessaire. Le circuit intégré IC1 (un MAX8881EUT33) est un régulateur à faibles pertes (*low drop*) qui génère une tension de 3,3 V pour IC2 (DS2490S). IC2 convertit le protocole USB en protocole 1-Wire pour permettre au PC de communiquer avec IC3 (DS2751E-025), qui est le composant clé du circuit. Celui-ci mesure la tension de la pile sur la broche 1 (V_{in}) via la résistance R2, et son intensité via une résistance de détection interne de 25 mΩ prise entre



es/accus

les broches 7 (SNS) et 2 (VSS, GND). La broche d'entrée/sortie programmable PIO (no. 3) permet au logiciel du PC de commander la grille du transistor FET T1. Lorsque PIO est en position haute, T1 est mis en service et la pile sera chargée via la résistance R4. Il en résultera un courant de décharge d'approximativement 1 A. Lorsque PIO est en position basse, T1 est déconnecté et la pile n'est pas chargée.

Le logiciel

Un programme Visual Basic a été écrit pour réaliser un cycle de déchargement sur une pile. Ce programme est disponible en téléchargement gratuit sur notre site sous le numéro de fichier **050394-11.zip**. Vous le trouverez dans la rubrique MAGAZINE / Avril 2006 / Analyseur d'accus LR6/AA.

Le logiciel initialise IC3 et déconnecte T1. Ensuite, la pile (complètement chargée) peut être insérée et le logiciel fournira la mesure de sa tension (cf. **figure 2a** pour une vue écran du logiciel). Après une pression sur la touche « *Start measurements* », le logiciel va enclencher T1 et enregistrer la tension et l'intensité de la pile une fois par seconde. A chaque point de mesure, T1 est déconnecté brièvement pour permettre la mesure de la tension de la pile déchargée, qui est aussi enregistrée (cf. **figure 2b** pour une vue d'écran). Pour éviter toute détérioration de la pile, la mesure est arrêtée immédiatement dès que la tension de la pile tombe en dessous de 0,8 V. A la fin de la mesure, le champ « *Accumulated current* » montre quelle quantité de charge a été tirée de la pile, donnant une indication de sa capacité réelle. La mesure peut aussi être interrompue en cliquant sur la touche « *Stop Measurements* ». En cliquant sur « *Save data* », les données enregistrées peuvent être sauvegardées sur le disque pour analyse ultérieure.

Gestion des données

Les données peuvent être analysées avec un tableur Excel de Microsoft. Un exemple est présenté en **figure 3**. Le journal des enregistrements (*Log file*)

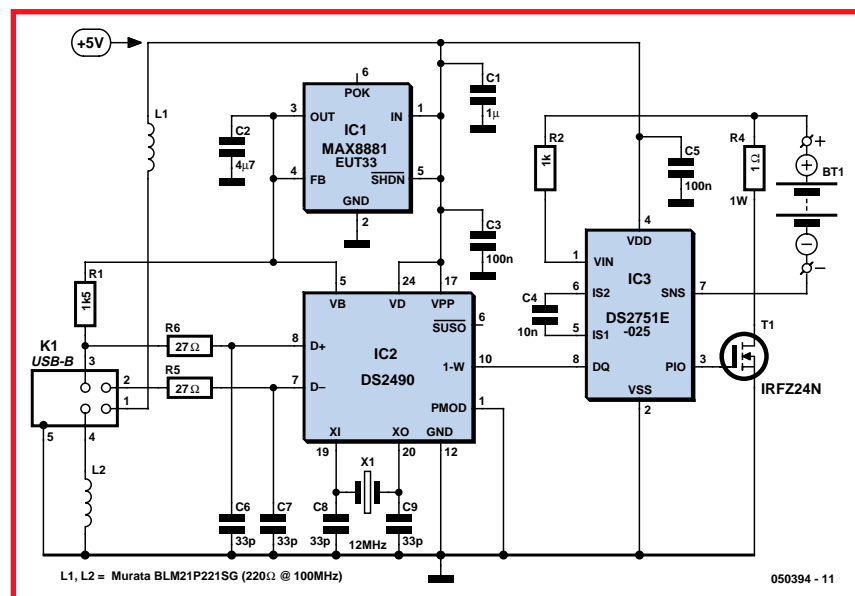


Figure 1. Schéma du circuit pour l'analyseur de décharge des piles AA.

peut être importé via Fichier/Ouvrir, puis en sélectionnant dans Type de fichier : « Tous les fichiers ». Sélectionnez le fichier journal, choisissez « Délimité » et appuyez sur « Terminez ». Vous verrez apparaître 4 colonnes contenant les données enregistrées :

- **ACR [mAh]**, la quantité de courant cumulée, en mAh ;
- **V1 [V]**, la tension de la pile déchargée, en volts ;
- **V2 [V]**, la tension de la pile chargée, en volts ;
- **I [A]**, l'intensité de déchargement en ampères.

Les colonnes 2, 3 et 4 peuvent être utilisées pour déterminer la résistance interne de la pile à l'aide de l'équation suivante :

$$R_{\text{pile}} = [(V_{\text{UL}} - V_{\text{L}}) / I_{\text{L}}] - R_{\text{détection}}$$

qui se simplifie en :

$$[(V1 - V2) / I] - 25 \text{ m}\Omega$$

avec

V_{UL} = tension déchargée ;

V_{L} = tension chargée ;

I_{L} = intensité de charge.

Inscrivez la formule Excel « =(B3-C3)/D3-0,025 » dans la cellule E3 et copiez-la dans le reste de la colonne E jusqu'au dernier point enregistré. Vous pouvez alors réaliser un graphique x/y pour visualiser les résultats. Vous verrez les valeurs tension/intensité/résis-

tance en fonction du courant de déchargement. Un exemple peut être vu dans la photographie d'introduction.

Pilotes pour 1-Wire

Pour permettre la communication entre le PC et le DS2490S, il faut installer les pilotes 1-Wire. Vous pouvez les télécharger depuis le site web de Maxim/Dallas à partir du lien suivant : www.maxim-ic.com/products/ibutton/software/tmex/.

Après l'installation, lancez « default 1-wire net » pour trouver le DS2490S connecté et sélectionnez-le comme réseau 1-Wire par défaut.

Autres piles

Le circuit peut être utilisé pour d'autres piles que les accus AA ou AAA. La mesure de plusieurs piles en série est aussi possible. Assurez-vous toujours que les valeurs maximum ne sont pas dépassées. Choisissez une résistance de chargement de façon à ce que l'intensité de déchargement ne soit pas supérieure à la plage totale du DS2751E-025. Assurez-vous aussi que la tension V_{in} à la broche 1 du DS2751E-025 ne dépasse jamais 4,5 V, valeur maximum. Utilisez un diviseur de résistance si besoin est. Il est aussi recommandé de limiter le courant de déchargement à environ C mA pour préserver la cellule et vous-même ! C est la capacité nominale en mAh normalement indiquée sur la pile.

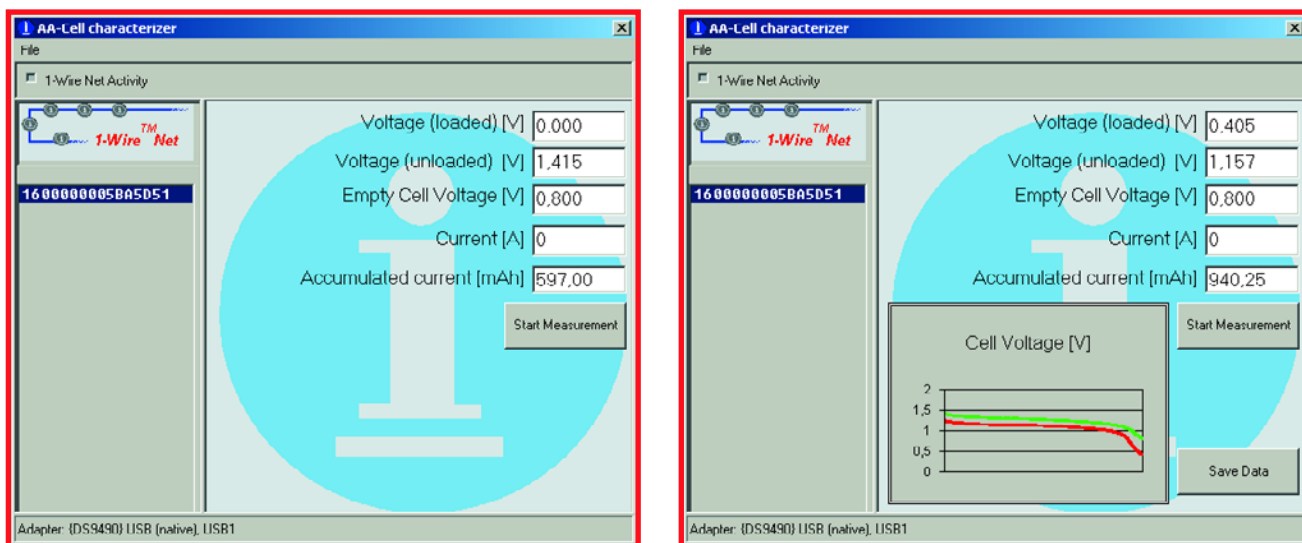


Figure 2. Vues écran du logiciel (à gauche: démarrage, à droite: pendant la mesure).

Au coeur du DS2751

Le DS2751 a été développé à l'origine pour ajouter des fonctionnalités de « jauge d'accus » aux packs d'accus. La figure 4 présente un synoptique fonc-

tionnel du DS2751. Via DQ, un ordinateur peut lire/écrire les registres utilisant le protocole 1-Wire. Ces registres contiennent les données mesurées, l'information sur l'état de fonctionnement et aussi quelques informations

spécifiques pouvant être enregistrées par l'ordinateur (par exemple la date de fabrication, le numéro de série, etc.). Le DS2751 utilise une méthode baptisée « comptage de coulombs » pour mesurer la quantité de charge qui rentre et qui sort de la pile. Elle obtient ces valeurs en réalisant une intégration numérique du courant mesuré avec précision à travers la résistance de détection. Le résultat est stocké dans le registre ACR (ACR = *accumulated current register*, registre de cumul de la quantité de courant) et peut être utilisé par l'ordinateur pour calculer la capacité restante. Parce que la capacité est aussi affectée par la température de la pile, un capteur de température a été ajouté.

Le DS2751E-025 comporte une résistance de détection de 25 mΩ incorporée (le DS2751E est utilisé en combi-

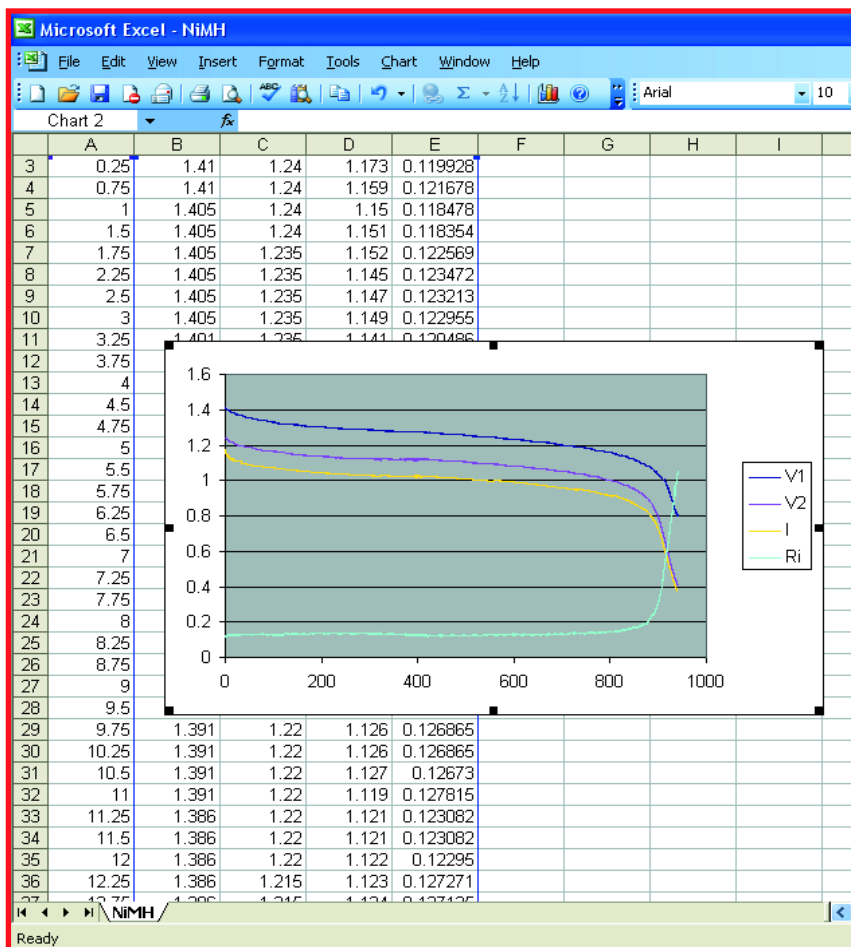


Figure 3. Exemple d'un tableur Excel contenant les données de la pile capturées par le circuit.

Attention

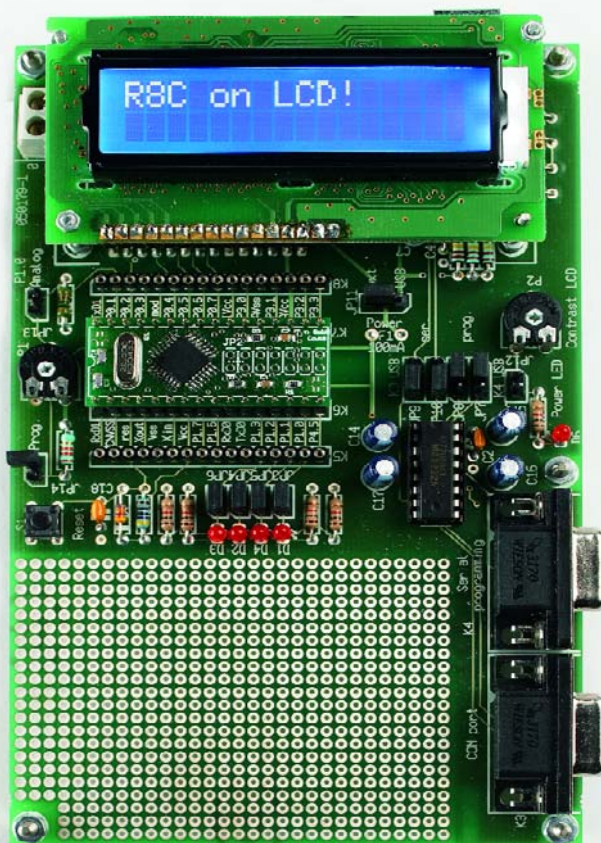
Tous les types d'accus mentionnés dans le présent article peuvent fournir des intensités de court-circuit dangereusement élevées. Des précautions doivent être prises pour éviter les dommages matériels ou corporels causés par toute surcharge des piles, chauffage exagéré et explosion. N'utilisez que des chargeurs conformes.

61

Instructions

Matériel R8C/13

et applications personnelles



Après avoir présenté la carte d'application du R8C/13 dans le numéro précédent, cette série consacrée au R8C va décrire comment utiliser le matériel dans des programmes personnels. Le LCD, le convertisseur analogique/numérique et l'interface série sont ici les composants décisifs.

Burkhard Kainka

L'utilisation du compilateur et du débogueur a déjà été présentée sur Internet. Vous y trouverez également une collection imposante de conseils et d'astuces, propres à vous aider à résoudre les problèmes que vous pourriez rencontrer lors de vos travaux. Jamais jusqu'à présent des lecteurs n'ont été aussi nombreux à s'initier quasi simultanément à l'utilisation d'un microcontrôleur. Ils sont si nombreux qu'en un temps record toutes les erreurs qui pouvaient se produire, suivant la loi de Murphy, se sont produites. Nous pouvons nous en réjouir puisque les risques qu'un nouveau problème ne trouve ici sa solution sont très minces. La lecture du forum R8C/13 est donc d'un intérêt certain. Vous trouverez dans les mêmes parages en outre de nombreux exemples de projets développés par des lecteurs pour des lecteurs – et, là encore, vous pouvez beaucoup apprendre. Certains ont d'ailleurs atteint un niveau très élevé qui dépasse de loin celui de notre article. Afin de permettre à des lecteurs moins expérimentés de travailler avec le contrôleur, nous resterons en effet sciemment simple. Qu'on nous pardonne si, ça ou là, nous ne

respectons pas les règles d'un bon style de programmation en C. Les fonctions présentées sont ainsi, par exemple, programmées dans un texte source commun en C. Les divers tests sont neutralisés, entre symboles de commentaire, et il est facile de les réactiver. Vous trouverez dans la fonction « main » plusieurs boucles sans fin à la suite l'une de l'autre. Elles font des choses tout à fait différentes dont seule la première est effectivement exécutée. On peut toutefois de cette façon, avec le même projet, essayer des choses tout à fait différentes. Il suffit d'ajouter ou d'enlever quelques symboles de commentaire pour essayer quelque chose de nouveau. Le projet **lcd.zip** contient toutes les fonctions de cette série et vous pouvez le charger depuis la page d'accueil d'ELEKTOR.

Commande du LCD

Venons-en à l'afficheur qui occupe six bits du port 0 sur la carte. Il est ainsi utilisé dans le mode de commande souvent mis en oeuvre sur 4 bits. On n'a besoin que des


```

p0 = Port0;                //E = 0
delayus (100);
}

```

L'initialisation transmet quelques octets de commande. Des temporisations définies sont ici essentielles et nous les trouvons sur la fiche technique de l'afficheur. Pour les réaliser, nous avons écrit une fonction simple, « *Delay* » dont la résolution est de l'ordre de la microseconde. On transmet une valeur de 16 bits et produit ainsi une temporisation comprise entre 1 µs et quelque 65000 µs. La variable « *micros* » est ici définie comme « *unsigned* entier de 16 bits non signé.

```

void delayus (unsigned int micros)
{
    unsigned int i;
    for (i = 0; i < micros; i++)
    {
        asm("nop");
    }
}

```

Si vous souhaitez étudier la fonction de temporisation de plus près, introduisez, à titre d'essai, le fragment de programme suivant dans la fonction « *main* ». Vous constaterez alors la présence d'un signal rectangulaire sur toutes les broches du port P1. Avec la temporisation de 1 000 µs, chaque impulsion devrait durer précisément une milliseconde. Une mesure à l'oscilloscope montre que la fonction d'attente est, en fait, d'environ 10% trop lente. Son utilisation pour la programmation d'une horloge n'est donc pas recommandée mais sa précision est tout à fait suffisante pour l'usage auquel nous la destinons.

```

pdl=255;
while (1)
{ p1=255;
  delayus(1000);
  p1=0;
  delayus(1000);
}

```

L'initialisation proprement dite du LCD consiste en plusieurs accès de commande et en temporisations plus courtes et plus longues. Ce qui se passe précisément ici, vous le verrez en vous reportant à la fiche technique du LCD et à de nombreux exemples qui ont déjà été décrits pour d'autres microcontrôleurs. Pour l'instant, retenez simplement que le LCD est initialisé en mode 4 bits avec deux lignes. Tous les caractères éventuellement déjà envoyés sont, de plus, effacés.

```

void initlcd (void)
{
    delayus(15000);
    lcdctrl(0x28);
    delayus(5000);
    lcdctrl(0x28);
    delayus(1000);
    lcdctrl(0x28);
    delayus(1000);
    lcdctrl(0x0c);
    delayus(1000);
    lcdctrl(0x01);
    delayus(5000);
}

```

Nous pouvons enfin essayer la sortie proprement dite. Pour ce faire, nous écrirons dans la fonction « *main* » les lignes suivantes, par exemple:

```

initlcd();
lcddata (65);
lcddata (66);
lcddata (67);
lcddata (68);
lcddata (69);
lcddata (70);

```

L'écran affiche maintenant les caractères ASCII 65 à 70, donc les capitales « *ABCDEF* ». Il est très simple, de cette façon, d'écrire un texte quelconque. La fonction *lcd_text*, qui traite une chaîne complète, est un peu plus pratique. Elle permet ainsi d'écrire simplement: *lcd_text* ("Hello world"). Le dernier caractère du texte d'une chaîne est systématiquement suivi d'un zéro auquel on peut reconnaître que tous les caractères ont été transmis. Le caractère d'appel (!) est là pour NON. La boucle est donc parcourue tant que le caractère lu N'est PAS encore un zéro.

```

void lcd_text (char text[20])
{
    unsigned int i;
    i = 0;
    while (!(text[i] == 0)) & (i < 20))
    {
        lcddata (text[i]);
        i = i + 1;
    }
}

```

Les valeurs numériques présentent certainement plus d'intérêt encore que celui de textes. C'est pourquoi nous avons écrit la petite fonction *lcd_integer* pour l'émission de nombres entiers compris entre 0000 et 9999. Elle ne suffit certes pas à afficher toutes les valeurs d'« *integer* » mais elle vise déjà l'utilisation d'un résultat de mesure sur 10 bits du convertisseur analogique/numérique qui peut être compris entre 0 et 1023.

```

void lcd_integer (unsigned int data)
{
    unsigned char byt;
    byt = data / 1000;
    data = data - byt * 1000;
    lcddata(byt + 48);
    byt = data / 100;
    data = data - byt * 100;
    lcddata(byt + 48);
    byt = data / 10;
    data = data - byt * 10;
    lcddata(byt + 48);
    lcddata(data + 48);
}

```

La compréhension de la fonction va presque de soi. Nous avons une variable char « *byt* » qui reçoit un chiffre à la fois. Pour obtenir à partir de ce chiffre son caractère ASCII, il nous suffit d'y ajouter 48, puisque les caractères ASCII compris entre 48 et 57 correspondent aux chiffres 0 à 9. La division entière sans reste fournit chaque fois un chiffre. Ainsi, 9654/1000 nous donne de cette façon un 9. En soustrayant ensuite 9000 de 9654, nous obtenons 654. Nous pouvons alors nous intéresser au chiffre suivant et ainsi de suite.

Nous appelons la fonction avec `lcd_integer(5678)`, par exemple, pour afficher le nombre 5678. Où ce nombre apparaîtra-t-il précisément ? L'afficheur dispose d'un pointeur d'adresse automatique qui, après chaque sortie, se déplace d'une position. Après initialisation, il pointe sur la position 0 de la ligne supérieure. La ligne 1 occupe les adresses internes 0 à 19 du LCD, la ligne 2, les adresses 64 à 83. Pour choisir la position d'un caractère, nous devons transmettre l'instruction `0x80 + adresse` et la ferons suivre de la brève temporisation nécessaire.

```
void lcd_pos (unsigned int Zeile, unsigned int Spalte)
{
    lcdctrl (0x80 + Spalte-1 + 0x40*(Zeile-1));
    delayus(100);
}
```

La fonction `lcd_pos` commande la position d'un caractère que nous indiquons par sa ligne (1 ou 2) et sa colonne (1 à 20). Elle permet ainsi très simplement d'afficher un nombre à l'emplacement de l'écran souhaité:

```
lcd_pos (2,4);
lcd_integer(1234);
```

Convertisseur analogique/numérique

Que faire pour acquérir la maîtrise d'un nouveau micro-contrôleur lorsque l'on ne s'y connaît pas encore très bien ? C'est simple, on se plonge dans la fiche technique pour y trouver des exemples prêts. Dans le cas présent, nous avons trouvé un exemple dans les « Application Notes R8C » du répertoire « AD Converter » du CD-ROM fourni lors de l'achat du module RC8/13 (mais aussi séparément). Il nous a suffi d'adapter un peu, tout en la simplifiant, une fonction que nous y avons trouvée pour pouvoir utiliser le convertisseur analogique/numérique interne du R8C/13. Il offre deux groupes d'entrées analogiques qui sont accessibles sur les broches du port 0 (AN0 à AN7) et du port 1 (AN8 à AN11). Nous n'utilisons ici que le groupe inférieur.

```
unsigned int ad_in(unsigned char ch)
{
    adcon0 = 0x80 + ch;    //Port P0 group
    adcon1 = 0x28;         //10-bit mode
    adst = 1;              //Conversion start
    while(adst == 1){}     //Wait A/D conversion
    return ad;              //AD value
}
```

L'utilisation du convertisseur demande la configuration des registres de commande `adcon0` et `adcon1`. On démarre ensuite la conversion et on attend qu'elle se termine pour aller en lire le résultat dans le registre « `ad` ». La fonction `ad_in` s'appelle avec le canal 0 à 7 souhaité. Attention, les entrées analogiques sont numérotées dans l'ordre inverse exact des broches de port `P0_0` à `P0_7`. L'entrée analogique `AN6` est donc sur la broche de port `P0_1`.

Après la conversion d'une valeur de mesure, la fonction renvoie un résultat du type « `unsigned int` » donc une valeur de mesure comprise entre 0 et 1023.

```
while(1)
{
    lcd_pos (2,4);
```

```
    lcd_integer(ad_in(6));
    delayus(50000);
}
```

Interface série

Le R8C/13 dispose de deux interfaces série. Il s'agit en fait d'UART dont le premier, `UART1`, est utilisé par l'interface de débogage et sert, par exemple, à la liaison avec le débogueur `KD30`. C'est pourquoi nous nous replions sur `UART0` pour nos objectifs. L'initialisation à 9 600 bauds est à nouveau inspirée d'un exemple tiré des notes d'application.

```
void UART0_init(void){
    p1 = p1 | 0x10;    // TxD0 port output
    pd1 = pd1 | 0x10 ; // TxD0 port direction = output
    pd1 = pd1 & 0xdf;  // RxD0 port direction = input
    u0mr = 0x05;       // UART0 transmit/receive mode
    u0c0 = 0x00;       // UART0 transmit/receive
    control
        u0rrm = 0;     // Continuous receive mode disabled
        u0brg = 130-1; // 9600 baud @20MHz
        re_u0c1 = 1;   // Reception enabled
}
```

Les fonctions d'émission et de réception d'octets isolés ne sont guère différentes de celles d'autres contrôleurs. La fiche technique en dit plus sur les bits et les octets et leur utilisation.

```
void sendTxd0(unsigned char data)
{
    while (ti_u0c1 == 0); //Wait for transmission buffer empty
    u0tbl = data;         // Set transmission data
    te_u0c1 = 1;          // Transmission enabled
}
```

```
unsigned char receiveRxd0 (void)
{
    unsigned char data;
    unsigned char dummy;
    while (ir_s0ric == 0); //Wait for received data
    ir_s0ric = 0;          //Clear serial reception flag
    data = u0rbl;          // Get reception data
    dummy = u0rbh;         // Get error
    re_u0c1 = 1;           // Reception enabled
    return data;
}
```

Rien ne s'oppose plus maintenant à la communication série – avec un programme de terminal, par exemple – (**figure 2**). La boucle suivante montre comment les caractères reçus sont renvoyés par retour du courrier:

```
while(1)
{
    sendTxd0 (receiveRxd0());
}
```

Application: le voltmètre

Puisque nous disposons des fonctions indispensables pour communiquer avec le monde extérieur, nous pou-

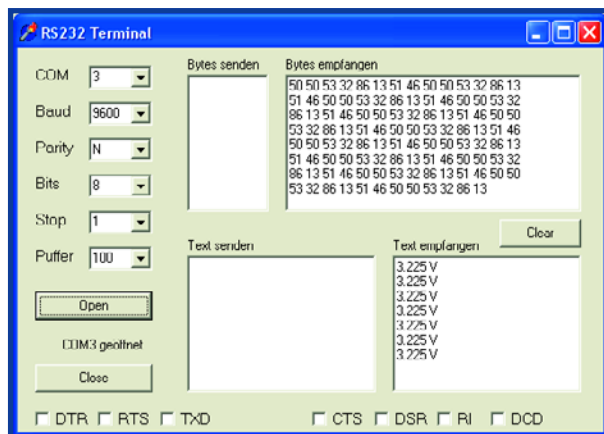


Figure 2.
Liaison de données avec
un programme de
terminal.

vous maintenant nous risquer à de vraies applications. Commençons par un voltmètre qui affiche sur le LCD une tension mesurée et l'écrit simultanément sur l'interface série. La valeur de mesure doit être envoyée en sortie comme valeur « real » en volts. Le projet permet de constater que des calculs plus compliqués ne posent pas de problème au R8C. Le compilateur inclut automatiquement les bibliothèques nécessaires, ce qui gonfle un peu le volume du programme mais ne lui pose pas de problème : ça marche!

```
void voltmeter()
{
    float u;
    unsigned char c;
    u = (float) ad_in(6);
    u = u / 1023.0 * 5.0;
    c = u;
    lcddata (c+48);
    sendTxd0 (c+48);
    lcddata (0x2e);
    sendTxd0 (0x2e);
    u = u - c;
    u = u * 10;
    c = u;
    lcddata (c+48);
    sendTxd0 (c+48);
    u = u - c;
```

```
    u = u * 10;
    c = u;
    lcddata (c+48);
    sendTxd0 (c+48);
    u = u - c;
    u = u * 10;
    c = u;
    lcddata (c+48);
    lcddata (0x20);
    lcddata (0x56);
    sendTxd0 (c+48);
    sendTxd0 (0x20);
    sendTxd0 (0x56);
    sendTxd0 (0x0d);
}
```

La fonction « voltmeter » calcule d'abord la tension en volts puis sépare les différents chiffres pour leur sortie. Le point décimal est ajouté comme caractère de texte particulier 0x2e. Chacun des caractères est aussi bien écrit sur le LCD qu'envoyé par l'UART0. Le programme termine par un espace et ajoute l'unité « V ». Il n'envoie de caractère CR qu'à la sortie série pour faire passer le terminal à la ligne suivante.

Pour le LCD, en revanche, avant l'appel de la mesure, la position des caractères est chaque fois redéfinie de façon à pouvoir écraser la valeur de mesure en permanence.

```
while (1)
{
    lcd_pos (1,10);
    voltmeter();
    delayus (50000);
}
```

Et voici le résultat s'affichant dans Terminal :

```
4.628 V
4.633 V
4.633 V
...
```

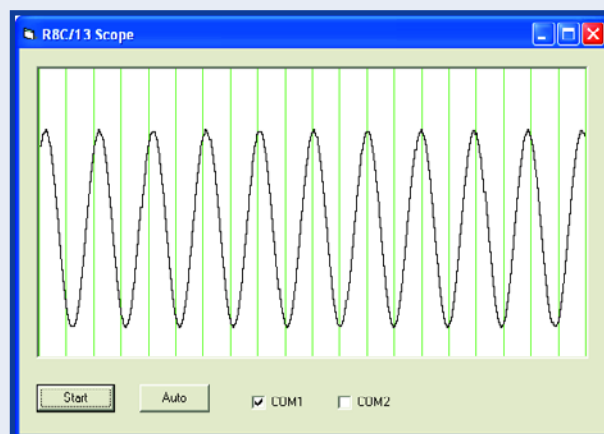
Et ça fonctionne!

(050179-4)

Exemples de projets sur le réseau

Quelques résultats de travaux discutés sur le forum R8C (www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=29) montrent ce que l'interface série et le convertisseur analogique/numérique permettent d'entreprendre. Vous pouvez les charger depuis la page R8C/13-Service (www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=115) comme exemples de projets (en allemand pour le moment, mais si l'un de nos lecteurs se sent appelé pour en faire une version française dont les autres lecteurs pourraient profiter, qu'il s'en donne en à cœur joie. Si vous cherchez de nouvelles applications pour le microcontrôleur, vous ne risquez pas de repartir bredouille!

PC oscilloscope avec le R8C/13



OBD il y a 50 ans

Jan Buiting

Le sujet de l'article de ce mois date d'une époque où les propriétaires de voiture avaient encore un contrôle total de leurs véhicules et non pas l'inverse comme cela semble de plus en plus être le cas aujourd'hui. Un bruit de cognement apparaissant brusquement au niveau du moteur, un cylindre n'allumant pas ? Pas de problème durant les années 50 et 60 (du siècle dernier), un mécanicien du Garage de Joe Bloggs appliquant quelques coups de marteau bien placés et vous pouviez reprendre la route. Il est vrai qu'au niveau du réseau électrique de bord les choses pouvaient s'avérer moins évidentes, un véritable casse-tête pour nombre de garagistes.

J'ai reçu cet équipement de test électrique pour voitures et motocyclettes PrüfRex d'un monsieur très aimable qui n'avait pas la moindre idée de quoi il pouvait bien servir. Le coffre(t) à l'origine de couleur vert clair, mesurant 44 x 27 x 20 cm et pesant pas loin de 10 kg, apparut se trouver dans un bon état et disposer de tous les accessoires d'origine dans le tiroir interne.

Cette « boîte verte » permet de réaliser un nombre impressionnant de tests sur différents éléments du système électrique d'un véhicule non doté d'un ordinateur, voiture, moto ou motocyclette. Toutes les procédures de test et les précautions y relatives à prendre sont décrites dans un « mode d'emploi » joliment illustré, disposé dans une poche à l'intérieur du couvercle.

Pour tester les bobines d'allumage on les connecte à un rupteur interne ouvert et fermé par un petit arbre à cames tout comme dans le cas d'un vrai moteur. Un petit moteur électrique en CC dont le régime est ajustable assure la rotation de l'arbre à cames. Les étincelles produites (espérons-le) par la bobine HT sous test sont visibles (et audibles !) sur un arc aux électrodes ajustables disposé sur un panneau de commande en bakélite.

Dans la pratique (d'une main seulement !), vous augmentez l'écartement entre les électrodes en démarrant à 2,5 mm jusqu'à ce qu'il n'y ait plus d'étincelle. L'écartement des électrodes mesuré en mm est égal à la tension de la bobine en kV, ainsi 10 mm d'écartement correspond à 10 kV, tension typique pour les moteurs à essence de faible puissance.

Le coffret comporte également une bobine d'allumage interne, étonnamment puissante, capable de générer une étincelle de fréquence ajustable de 25 kV (2,5 cm) lorsque l'appareil est relié à une batterie 12 V. Ceci permet de tester les bougies ainsi que ces condensateurs-tamppons utilisés sur les systèmes d'allumage à volant d'inertie. La bougie est vissée solidement sur une chambre de compression à hublot de verre. Il est possible, en s'aidant d'un levier attaquant une petite pompe interne, de pressuriser la chambre de l'ordre de 15 kg/cm². Ceci est destiné à simuler la réduction de volume du gaz lorsque le piston atteint son point haut dans le cylindre. Le test utilisant la chambre de compression ne manquera pas de mettre en lumière les fuites et autres problèmes d'isolation que pourraient présenter de vieilles bougies usées. L'ouverture d'une petite vanne permet de ramener la pression de la chambre à la valeur atmosphérique. Un parfum intéressant !

La HT produite par la bobine d'allumage interne est abaissée à quelques centaines de volts à l'aide d'une résistance pour permettre le test du condensateur. La « capacité » à tester est chargée à de l'ordre de 300 V pour être ensuite déchargée (lentement). Une ampoule au néon visualise les deux processus. Pourquoi s'embêter avec ces facteurs tels que valeur moyenne et ESR ? Il n'y a qu'à regarder l'ampoule au néon ! Ces mêmes 300 volts associés à de longs câbles et à l'ampoule au néon servent à déterminer le courant de fuite dû à l'humidité



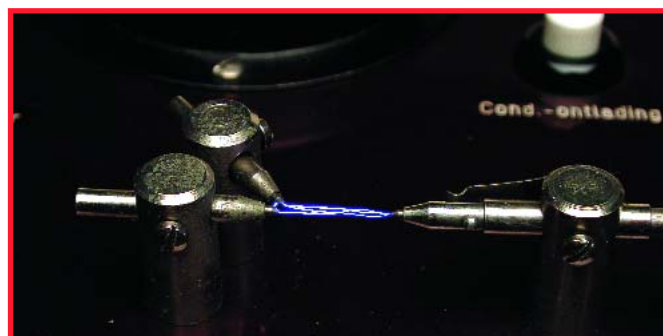
dans ou sur les câbles HT, les parties en plastique ou en caoutchouc. Un problème majeur des voitures du passé les jours de pluie, comme certains d'entre vous préféreraient pas avoir à s'en souvenir.

Les éléments d'ancre des dynamos et moteurs de démarreur des voitures et motocyclettes (devenues des antiquités aujourd'hui) peuvent être soumis à divers tests horribles y compris de fuite,

mais je n'ai pas encore eu à utiliser ces options.

Le coffret de test PrüfRex est alimenté par la batterie de 4, 6 ou 12 V du véhicule, le sélecteur de tension étant mis dans la position correspondante. Le mode d'emploi mentionne que le moteur électrique interne peut être utilisé comme un indicateur de continuité pour aider à résoudre les problèmes de câbles.

(065022-1)



Rétronique est une colonne mensuelle s'intéressant à de l'électronique du siècle dernier y compris des montages de légende décrits dans Elektor. Nous sommes ouverts à toutes les contributions et suggestions. N'hésitez pas à nous envoyer un e-mail à redaction@elektor.fr, sujet : Rétronique Elektor



1. La voici l'alimentation que nous allons adapter.
On en trouve pour moins de 20 euros, voire pour rien si on la récupère sur un PC mis au rebut.

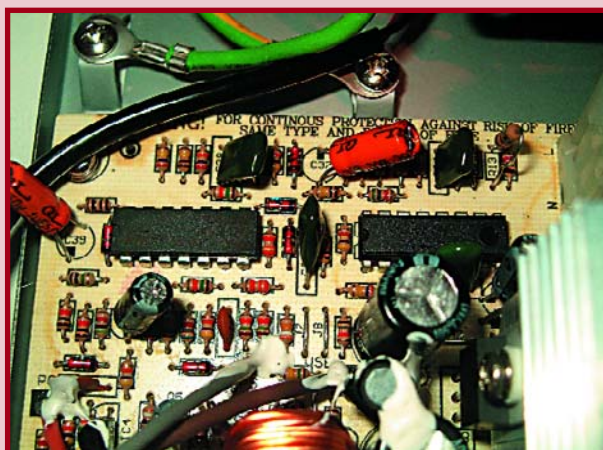


2. 15 A sur la ligne 12 V;
ceci signifierait que l'on dispose de 180 watts de puissance pour notre éclairage halogène.

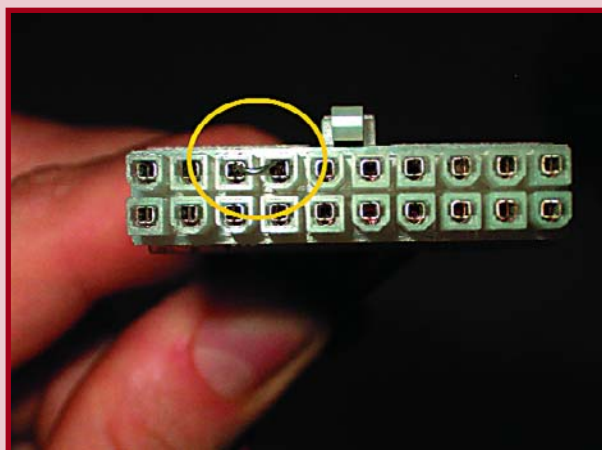
Alim de PC = Pu

Jeroen Domburg & Thijs Beckers

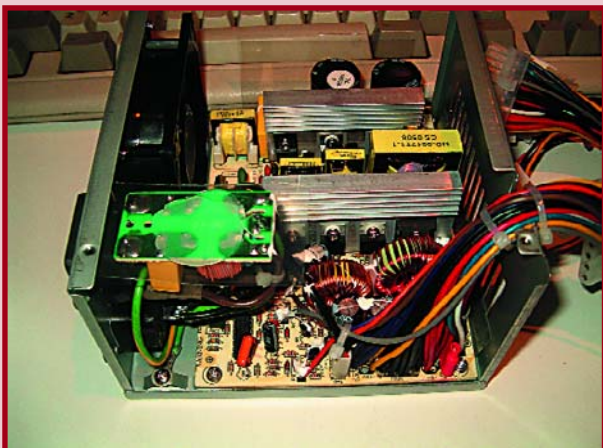
Depuis que l'être humain a découvert le feu, il ne dépend plus du soleil pour vaquer à ses occupations. Nous connaissons aujourd'hui nombre de types de lampes, du TL (Tube Luminescent) à l'ampoule à incandescence (en voie de disparition) en passant par les LED. Nombreux sont ceux qui sont d'avis que l'éclairage halogène est l'un des plus chauds et ayant le plus de « style ». Ne coûtant pas très cher, il se laisse « accrocher » à une paire de câbles d'acier (qui font également office de lignes d'alimentation). Si vous devez éclairer une pièce à peu de frais, la technique décrite ici fera des merveilles.



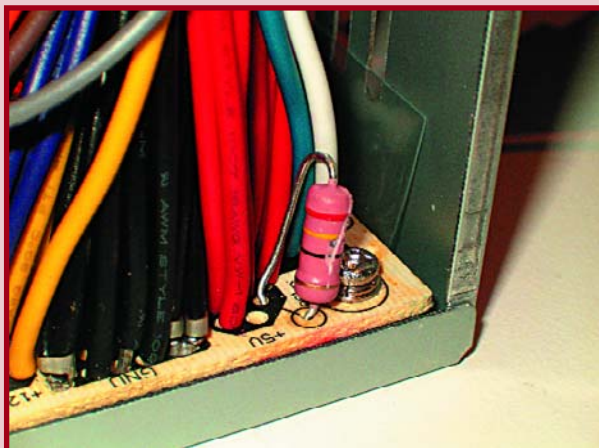
5. Le coeur du circuit : un TL494, chargé de fournir les signaux de commutation et un LM339 (un quadruple comparateur) chargé de la détection des surtensions et surintensités.



6. L'interconnexion de ces 2 mini-contacts met l'alimentation en fonction.



3. Une alimentation (encore) intacte.



4. Il existe déjà une résistance de charge sur la ligne de port V; un soucis de moins.

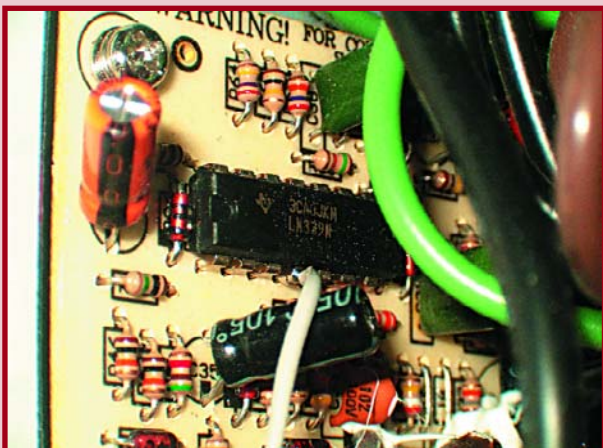
issance halogène

Qui dit aménagement d'une maison ou d'une pièce dit inévitablement éclairage. De nos jours, les spots halogènes sont très « in ». Tout magasin de bricolage en propose à l'occasion à un « prix défiant toute concurrence ». L'inconvénient des sets de projecteurs halogènes 12 V standard est leur manque de puissance, 75 W étant bien à la limite de leur capacité. Joli pour porter l'accent sur un coin, mais insuffisant pour éclairer une pièce complète.

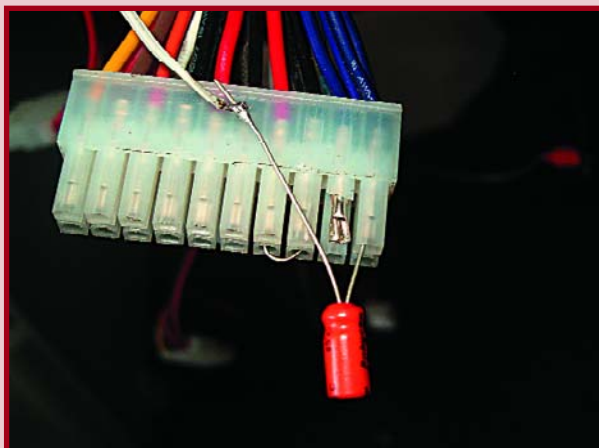
Quel est donc, bien souvent, le facteur auquel est dû cette limite ? C'est bien souvent l'alimentation. Le petit transformateur fourni avec la plupart des sets ne peut ali-

menter que le nombre d'ampoules avec lequel il est fourni. Il va falloir le remplacer par un composant capable de fournir une puissance plus importante. L'informatique moderne vient heureusement à notre secours. Les ordinateurs actuels sont tellement gourmands que l'on trouve des alimentations pour eux allant jusqu'à 1 kilowatt (!). Il n'est pas nécessaire d'opter tout de suite pour cet extrême. Des alimentations moins puissantes feront également l'affaire. L'alimentation AT(X) récupérée d'un ancien PC et qui traîne sur une étagère est, avec ses 200 watts, parfaitement utilisable.

Comment allons-nous réussir à faire fournir par une telle ali-



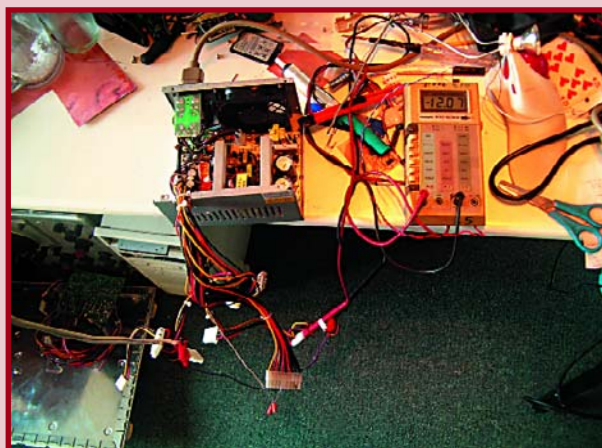
7. Il peut être difficile d'identifier la protection en surtension. Sur cette alimentation, la broche 4 du LM339 doit rester au-dessus de 1,10 V sinon l'alimentation « pense » qu'elle est en surcharge.



8. Un simple contrôle du condensateur de 1 mF vers la ligne 3,3 V montre que notre supposition est correcte. Ce condensateur retarde la détection de sous-tension suffisamment pour que la sécurité ne soit pas activée.



9. La crête de courant produite par autant d'ampoules peut présenter une amplitude importante.



10. Une mesure nous apprend que les ampoules consomment au moins 12 A. Au minimum : le multimètre ne va pas au-delà de 10 A...

mentation les 12 V nécessaires aux ampoules halogènes. En principe, elle le fait déjà. Mais, la pratique nous apprend qu'il y a un certain nombre de problèmes à résoudre.

Problèmes (solubles)

Primo, nous avons affaire ici à une alimentation à découpage pour PC. L'une des caractéristiques d'une alimentation à découpage est qu'elle requiert d'être chargée en permanence sous peine de faire « perdre les pédales » à l'électronique de régulation interne. Certaines de ces alimentations sont dotées dès le départ d'une telle charge sous la forme d'une résistance de puissance. Il peut être nécessaire, pour les alimentations qui n'en seraient pas dotées, de charger les lignes de 3,3 et 5 V à l'aide d'une résistance de 10 Ω /3 W. On a vite fait de savoir si une telle résistance est vraiment nécessaire : si l'alimentation est morte ou qu'elle est extrêmement instable, qu'elle fournit moins ou plus de 12 V après sa connexion au secteur et la mise de fil PSON à la masse, il faudra une résistance sur la (les) ligne(s) 3,3 et/ou 5 V. De plus, Les ampoules halogènes ne sont, par définition, la charge ohmique à laquelle on pourrait s'attendre. Froide, une ampoule halogène (comme toutes les autres types d'ampoules à incandescence d'ailleurs) consomme une intensité beaucoup plus importante que lorsqu'elle est chaude (la résistance d'une ampoule froide est en effet plus faible). Une alimentation de PC a l'habitude des crêtes de tension à la mise sous tension (les disques durs consomment plus lors de leur prise de régime qu'en fonctionnement normal), mais cela ne dure qu'une fraction de seconde. Lors de la mise sous tension des ampou-

les halogènes, cette crête de courant dure quelques secondes. Une alimentation ATX étant destinée à alimenter un PC, elle trouve que ça fait bien au bout de quelques secondes et déclenche la protection. Tertio, les alimentations pour PC ont l'habitude de régler la tension qu'elles fournissent à partir des tensions instantanées présentes sur les lignes de 3,3, 5 et 12 V. Dans la présente application nous chargeons la ligne de 12 V en lui demandant éventuellement plusieurs centaines de watts, alors que les lignes d'alimentation, 3 et 5 V sont à peine chargées. Cette répartition bancalée peut se traduire par une certaine chute de la ligne 12 V, vers 11 V par exemple. L'alimentation n'est pas en mesure de réguler cette chute vu que sinon les lignes d'alimentation, 3 et 5 V grimperaient trop vite. Une ligne 12 V trop faible pourrait entraîner des dommages à un ordinateur, ceci explique que les alimentations soient souvent dotées d'une protection de sous-tension. Nous n'avons pas besoin de cette dernière dans la présente application. Les ampoules halogène ne « grillent » pas d'une tension à leurs bornes trop faible.

Attaquons-nous aux problèmes

La solution au premier problème est simple : l'ajout d'une résistance de charge. Pour résoudre les deux problèmes restants il va nous falloir ouvrir l'alimentation en vue de contourner... euh... de manière créative, les 2 protections dont elle est dotée. Une alimentation ATX peut paraître au premier abord extrêmement complexe mais si l'on sait où chercher, c'est parfaitement faisable. Une alimentation de ce type se laisse découper en 2 « zones » faciles à identifier sur la platine : sur le dessous de la platine elles sont séparées par une partie sans pistes. La partie où se trouve le fusible et sans doute aussi 1 ou 2 condensateurs capables de supporter 200 V ou plus est la partie HT (Haute Tension). N'y toucher que le moins possible ! Même si l'on a coupé l'alimentation il faut encore quelques minutes avant que la tension ait totalement disparu. Vous risquez une bonne « châtaigne ». La partie Basse Tension est moins dangereuse et c'est heureusement à ce niveau qu'il nous faut intervenir. On trouve dans cette zone 1 ou 2 circuits intégrés. Si vous en trouvez 2, l'un d'entre eux possède sans doute une dénomination intéressante telle que « Switched mode Pulse Width Modulation Control Circuit ». Le second intégré sans doute un set de comparateurs chargés de cou-

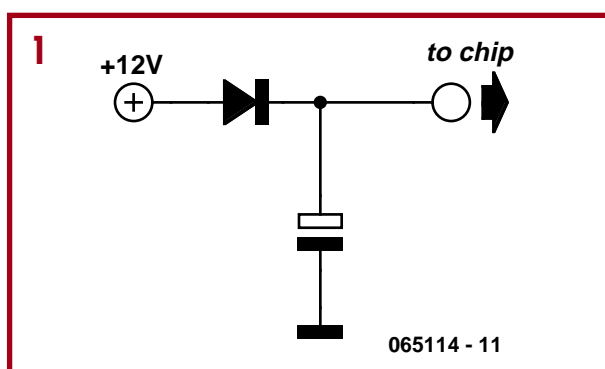
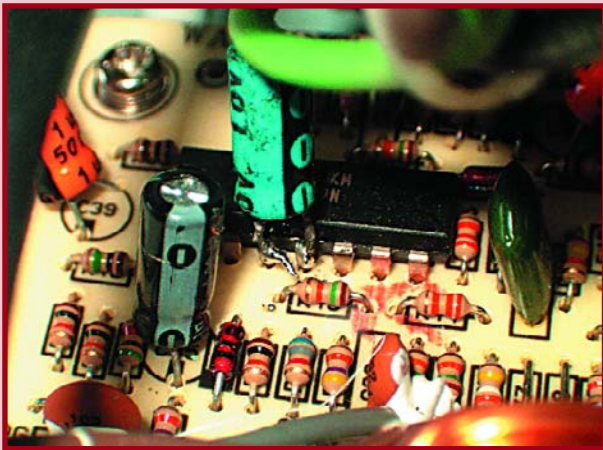


Figure 1.
Schéma de ce que l'on connaît sous le nom de « clamp ».



11. Et voici l'ultime « mod » : un petit condensateur électrochimique de 1 mF de la broche 4 du LM339 à sa broche d'alimentation.

per l'alimentation dès que les tensions d'alimentation passent au-dessus ou au-dessous d'une limite critique. Le problème de sous-tension est relativement facile à résoudre. Identifier l'ampli op dont l'entrée est, au travers d'un diviseur de tension à résistances relié au 12 V et dont l'autre entrée se voit appliquer une tension de référence. Cette tension est souvent fournie par le circuit MLI (PWM) au travers d'un diviseur résistif. Déconnecter la tension de référence, forcez cette entrée à la masse et le problème est pratiquement résolu. Si cela ne se passe pas bien et que l'alimentation ne veut plus fonctionner, cela tient sans doute au fait que nous avons affaire à une protection en surtension et non pas en sous-tension comme nous le pensions : il va nous falloir trouver une autre solution.

Il existe des alimentations sur le marché ne comportant qu'un seul circuit intégré qui intègre à la fois le régulateur PWM que la détection de surtension/sous-tension. La technique la plus facile pour le contourner est d'utiliser ce que l'on appelle un « clamp », cf. **figure 1**. En voici le principe : au cours de la mise sous tension de l'alimentation (au cours de laquelle il y a souvent un overshoot de tension sur la ligne 12 V), le condensateur se charge jusqu'à près de 12 V. Lorsque la ligne 12 V voit sa tension redescendre suite à l'échauffement des ampoules halogènes, le condensateur (10 à 100 μ F) « rassure » la protection en lui fournissant la tension plus élevée qu'elle attend. Vous ne découvrez pas de protection de sous-tension ? Pas de panique. Les spécifications ATX les plus récentes exigent une protection en sous-tension, mais les alimentations plus anciennes fabriquées avant la publication de ces spécifications, peuvent ne pas en comporter en vue d'en abaisser le coût.

Pour experts

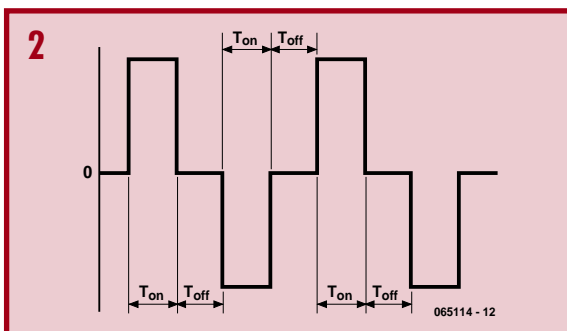
La protection en courant est un peu plus délicate à contourner, il faudra donc voir si la seule modification au niveau de la protection en sous-tension est suffisante. Normalement la platine de l'alimentation comporte 3 transformateurs (et peut-être une 4ème self d'antiparasitage, mais nous n'en tenons pas compte). Le plus important des transfos se charge du gros du travail : la conversion de la tension de 230 V vers une tension plus faible. L'un des petits transformateurs sert au transfert du signal PWM vers la partie HT. Ce transfo est souvent identifiable par le fait qu'il est entouré par 2 petits transistors dont l'une des pattes est reliée au transformateur.

En savoir plus au sujet d'une alim de PC

Une alim de PC n'est en fait rien de plus qu'une alimentation à découpage classique telle qu'on la trouve dans la plupart des appareils « high-tech ». Elle est plus complexe en raison du nombre de tensions différentes requises en sortie et des protections dont elle est dotée.

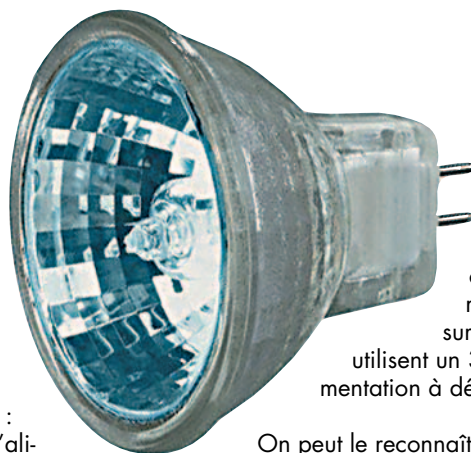
Une alimentation à découpage fonctionne le plus souvent selon le principe qui veut que le rendement d'un transfo soit plus élevé lorsqu'il travaille à une fréquence plus élevée. On commence, pour cette raison, par redresser et lisser la tension du secteur, de sorte que l'on dispose d'une jolie tension de 340 V environ. Une paire de transistors de puissance la découpe ensuite en morceaux pour en faire une « modified square wave » dont la fréquence se situe dans le domaine des kHz. Ce signal est appliqué à un transfo qui l'abaisse vers différents niveaux de tension. Ces dernières sont redressées et lissées et quittent l'alimentation par le biais des connecteurs Molex et AT(X) que tout le monde connaît.

Comment une alimentation arrive-t-elle à faire en sorte que ces tensions restent stables ? Pour ce faire, nombre de fabricants ont opté pour un générateur PWM. Il s'agit d'un circuit intégré qui produit notre « signal carré modifié ». L'astuce repose sur le fait que la durée de transfert d'énergie vers le transfo peut être adaptée par modification de la longueur des impulsions du signal carré. Ceci produit également une variation des tensions présentes sur les lignes 5 et 12 V. On voit sur la figure 2 que si T_{on} est allongé par rapport à T_{off} , l'énergie effectivement transférée vers l'enroulement secondaire croît (la surface au bas du graphique représente l'énergie). De ce fait, les tensions sur les lignes 5 et 12 V sont légèrement rehaussées.



Le circuit intégré abritant le générateur PWM intègre souvent 1 ou 2 amplificateurs différentiels. Le signal carré est modifié en fonction des tensions appliquées aux entrées de ces amplificateurs. L'entrée inverseuse de l'ampli est souvent reliée, au travers d'un diviseur de tension, aux lignes 5/12/3,3 V, l'entrée non inverseuse l'étant à une tension de référence. Si la tension sur l'une des sorties est, pour quelque raison que ce soit, forcée à descendre, cela se traduit par une tension plus faible sur l'entrée inverseuse que celle présente sur l'entrée non inverseuse. Le générateur PWM modifie sa largeur d'impulsion de façon à ce que les tensions aux entrées du comparateur soient aussi proches l'une de l'autre que possible.

Ceci explique que certaines alimentations ne fonctionnent pas si elles ne sont pas chargées : le générateur connaît des limites pour l'adaptation du rapport cyclique. La connexion d'une alimentation non chargée induit un T_{on} nul, valeur qui ne se situe pas dans le domaine de travail du générateur PWM, de sorte que l'alimentation déclenche une protection et se met ainsi hors-fonction.



Le second petit transfo est le transfo de mesure de puissance. Voici comment il fonctionne. Le primaire de ce transfo est pris en série avec l'enroulement primaire du transfo principal. Lorsque le courant à travers le transfo principal augmente, le courant à travers le transfo de mesure augmente lui aussi. Ceci se traduit par une augmentation de la tension dans le secondaire. Ce transfo remplit une seconde fonction : celle de transfo « bootstrap » : lorsque l'alimentation vient d'être mise sous tension, le circuit PWM n'est pas encore alimenté et on n'a pas génération de basse-tension qui devrait permettre au circuit PWM de fonctionner. Pour mettre fin à cette partie de catch-22 [1], il arrive qu'un branchement du transfo de mesure de puissance soit dérivé pour « bootstraper » le circuit. Ceci signifie tout simplement le doter d'un minimum de tension pour que le tout puisse fonctionner. Pour pouvoir mesurer le courant au niveau de la partie HT on commence par redresser la tension du transfo de mesure de puissance. Cela est souvent fait à l'aide des 2 enroulements extérieurs qui se retrouvent reliés à la masse au travers d'une diode. La tension sur l'enroulement central est lissée à l'aide d'un condensateur et appliquée, par le biais d'un réseau de résistances au circuit PWM ou à l'un des comparateurs. Dans ce cas-là, l'augmentation de la valeur du condensateur de lissage

est suffisante pour allonger la durée pendant laquelle on peut tirer plus de courant que celui prévu à l'origine. La raison de la complexité de cette histoire est que toutes les alimentations ne sont pas identiques sur ce point. Certaines alimentations utilisent un 3^{ème} transfo en tant que mini-alimentation à découpage pour le 5 V de standby.

On peut le reconnaître à un opto-coupleur au niveau du transformateur. On utilise alors une ligne additionnelle sur le transfo principal pour mesurer le courant. Il existe indubitablement des modèles ne comportant pas la moindre protection de surintensité. Quoi qu'il en soit, l'alimentation est prête maintenant pour faire « voir le jour » à quelques ampoules halogènes. Mais combien ? Ceci dépend du courant maximal que peut fournir la ligne 12 V. Une alimentation bon marché standard peut fournir sans problème de l'ordre de 15 A, ce qui correspond pratiquement à 200 watts de lumière halogène.

(065114-1)

[1] Cf. <http://en.wikipedia.org/wiki/Catch-22> et pour de plus amples informations (en anglais) sur cette expression http://fr.wikipedia.org/wiki/Double_contrainte

AIDES À LA RÉALISATION

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

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

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

3kΩ9 = 3,9 kΩ 4μF7 = 4,7 μF

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

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

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

Le dépannage. Si le circuit ne fonctionne pas correctement, il faudra comparer soigneusement les composants mis en place sur la platine avec la sérigraphie de l'implantation des composants et vérifier leurs caractéristiques à l'aide de la liste des composants. Tous les compo-

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

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

couleur 1^{er} chiffre 2^{ème} chiffre facteur multiplicateur tolérance

couleur	1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} chiffre	facteur multiplicateur	tolérance
noir	--	0	--	--
marron	1	1	x10 ¹	±1%
rouge	2	2	x10 ²	±2%
orange	3	3	x10 ³	--
jaune	4	4	x10 ⁴	--
vert	5	5	x10 ⁵	±0,5%
bleu	6	6	x10 ⁶	--
violet	7	7	--	--
gris	8	8	--	--
blanc	9	9	--	--
or	--	--	x10 ⁻¹	±5%
argent	--	--	x10 ⁻²	±10%
rien	--	--	--	±20%

Exemples :

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

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

Hexadoku

Puzzle pour les électroniciens

Nous vous présentons un nouveau le casse-tête de nos lecteurs électroniciens, mais aussi tous les amateurs de puzzle et leurs familles. Ils seront « sages » pendant quelques heures.

Participez et gagnez l'un des prix.

Les instructions pour la résolution de ce puzzle sont enfantines. Le Hexadoku utilise les chiffres du système hexadécimal, à savoir de 0 à F. Remplissez le diagramme de 16 x 16 cases de façon à ce que **tous** les chiffres hexadécimaux de 0 à F (0 à 9 et A à F) ne soient utilisés **qu'une seule et unique fois** dans chaque rangée, colonne et

carré de 4 x 4 cases (identifiés par une ligne plus grasse). Certains chiffres sont déjà placés dans le puzzle et en définissent ainsi sa situation de départ. La solution de ce puzzle vous permettra de gagner un joli prix. Il vous suffit de nous envoyer la **série de chiffres** en grisé.

(065043-1)

Les gagnants

La bonne solution de l'Hexadoku du numéro 332 (février) est : **0928F**
Le gagnant du **E-blocks Starter Kit Professional** est :
Mr Maurice Pedron
d'Annecy.

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les chiffres de la section grisée) par E-mail, télécopie ou courrier avant le **24 avril 2006** à

Elektor c/o Regus Roissy CDG
Le Dôme
1, rue de la Haye
BP 12910
01.49.19.26.19
95731 Roissy CDG
Email: hexadoku@elektor.fr

Tout recours légal est exclu de même que le sont les personnels de Segment B.V. et leur famille.

Les **3 bons Elektor** d'une valeur de **€50**

chacun vont à :

Mrs Luc Chambelland,
Jr.f@worldonline.fr et
charles.droz@alcatel.fr

Nos félicitations
aux lauréats !

C		2			6		A			B		E	D	5	8
3				5		B		1		C		F	4		
	9		F	3	D		E			5					B
5		A	D		4	C	1			8		2	9		6
8		4			9		5		0			6		D	
	5	1						7				9	E		
F				1		D				A	3				
D	A	E	C	B	7					9					3
	E	3			0										2
			6	2									B	4	D
				6			F		5			8		E	
		7	8	A	E	5			9	F		C		0	
		6	5			A	4	9	8	7		D	C		
E	0				2			A			C			9	
					5	0	7	4		D	F	3		6	
	D						9		B	E	5		1		F

Participez et gagnez !

Nous tirerons au sort l'une des réponses correctes qui nous seront parvenues; son auteur recevra un

E-blocks Starter Kit Professional

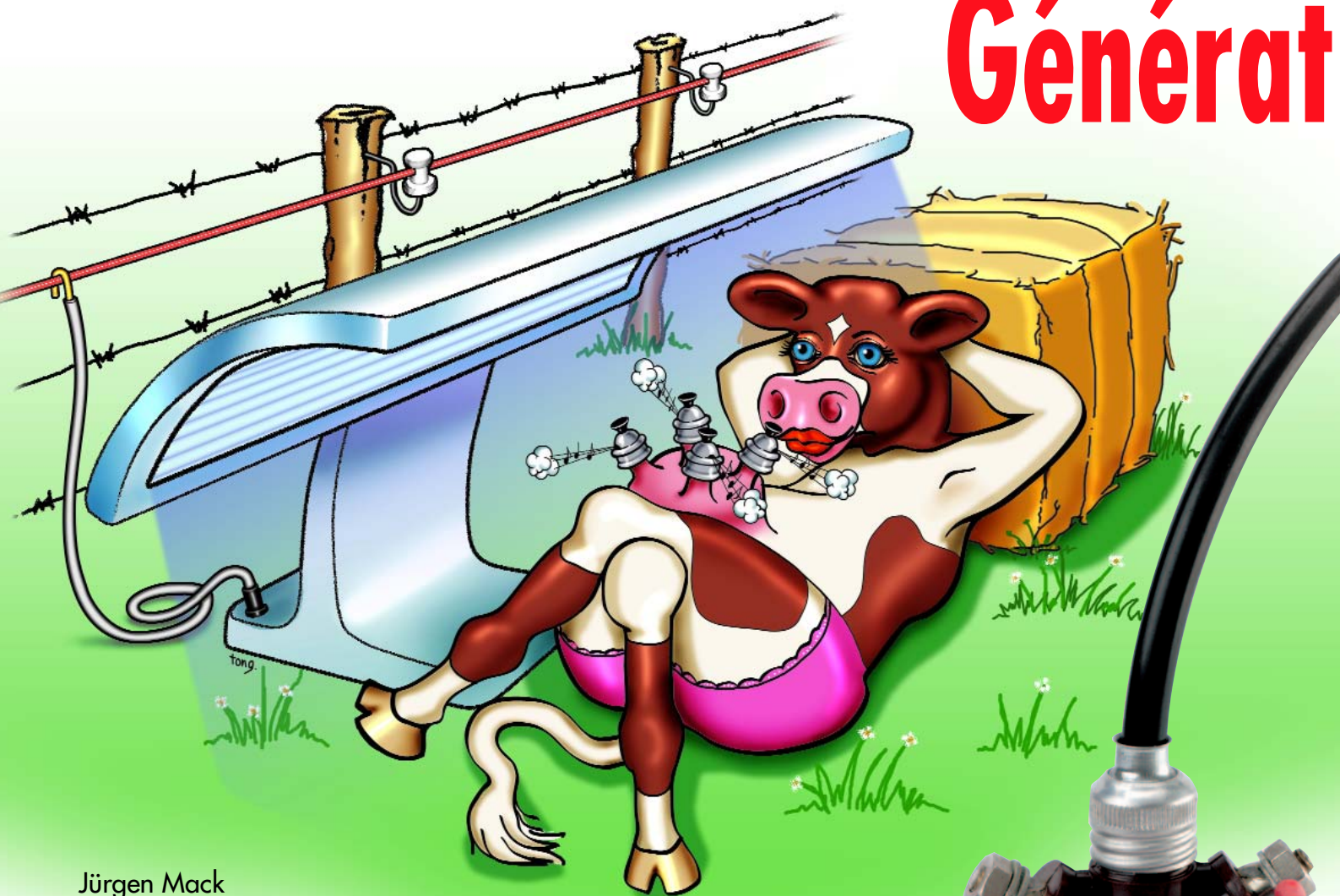


d'une valeur de **€ 365,75**;

nous offrirons en outre

3 bons Elektor

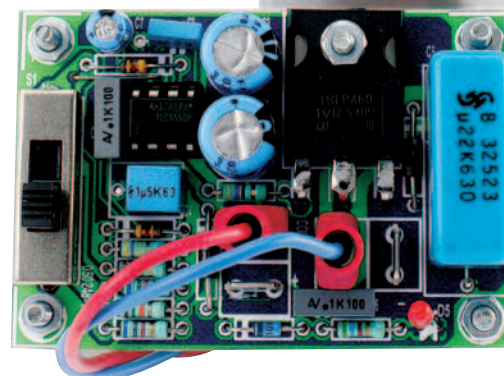
d'une valeur de **€ 50,-** chacun. Faites vos jeux !



Jürgen Mack

Choquez pendant 50 jours

En avez-vous marre de voir des chiens et chats ruiner votre jardin ? Ou aimeriez-vous que votre chien reste sur son « territoire » ? Le générateur pour clôture électrique à base de temporisateur 555 et d'une bobine (de récupération) présenté ici vous permettra de réaliser un tel enclos à peu de frais.



eur pour clôture électrique

Nous n'avons pas encore eu l'occasion, au cours de nos 29 ans d'existence, de vous proposer l'électronique permettant de réaliser une clôture électrique. En cette époque de protection de sa vie privée à tout crin, il n'est (peut-être) jamais trop tard.

On trouve bien évidemment de genre d'installation toute faite dans les magasins spécialisés, le plus souvent engoncés dans un coffret étanche. Mais ce plaisir de réaliser un tel montage soi-même...

Une électronique de 3 fois rien

Comme le montre la **figure 1**, le BoM (*Bill of Materials*) n'a pas de quoi effrayer. La bobine en est le composant le plus inusité. Vous pourrez faire un saut chez le ferrailleur du coin si un exemplaire neuf fait exploser votre budget. Le reste des composants est standard.

Le schéma s'explique quasiment de lui-même. Son coeur est un temporisateur (*timer*) du type 555, IC1, monté ici en oscillateur à rapport cyclique (impulsion/pause) ajustable. Comme nous souhaitons combiner une durée « On » très brève à une durée « Off »

bien plus importante, nous avons intégré 2 diodes dans le réseau de paramétrage de la fréquence. D2 et D3. Le rotacteur S1 permet de choisir 3 rapports cycliques par sélection à chaque fois d'une autre branche du diviseur résistif que constituent par les résistances R1 à R5.

La sortie du 555 attaque un FETMOS de puissance, T1, qui à son tour force le primaire de la bobine à la masse pendant la courte durée « On », ce qui se traduit par la présence, au secondaire, d'une impulsion de tension d'un niveau « intéressant ».

Le trio D6, C7 et C8 permettent au 555 d'avoir une certaine autonomie de courte durée. Ceci tient au fait que la tension de la batterie peut, lorsque celle-ci est proche de l'épuisement, tomber à une valeur déclenchant l'initialisation du circuit intégré. Ceci entraîne une désynchronisation des impulsions de décharge dont la succession devient alors trop rapide. Pour éviter d'avoir à utiliser une capacité trop importante pour C7, nous avons utilisé un TLC555 plutôt qu'un 555 standard.

Un dernier trio, D1, R7 et D5, servent à signaler la présence de la tension d'alimentation.

Caractéristiques :

- Énergie de décharge paramétrable en 3 niveaux : 250 mJ, 400 mJ et 450 mJ.
- Consommation de courant faible : 25 mA, 70 mA ou 150mA, en fonction de l'énergie de décharge
- Durée de service importante : 50, 20 ou 8 jours en fonction de l'énergie de décharge (avec une batterie de 45 Ah et une décharge aux 2/3)
- Intervalle entre impulsions : 1,5 s ; se laisse facilement modifier (via R5)
- Durée d'impulsion : 16,5, 24 et 31 ms respectivement
- Consommation de courant de l'électronique : 1,6 mA maximum

Construction

La **figure 2** montre le dessin de la petite platine développée à l'intention de ce montage.

La mise en place des composants n'appelle pas de commentaire particulier (ne pas oublier cependant le pont de câblage à proximité de D2).

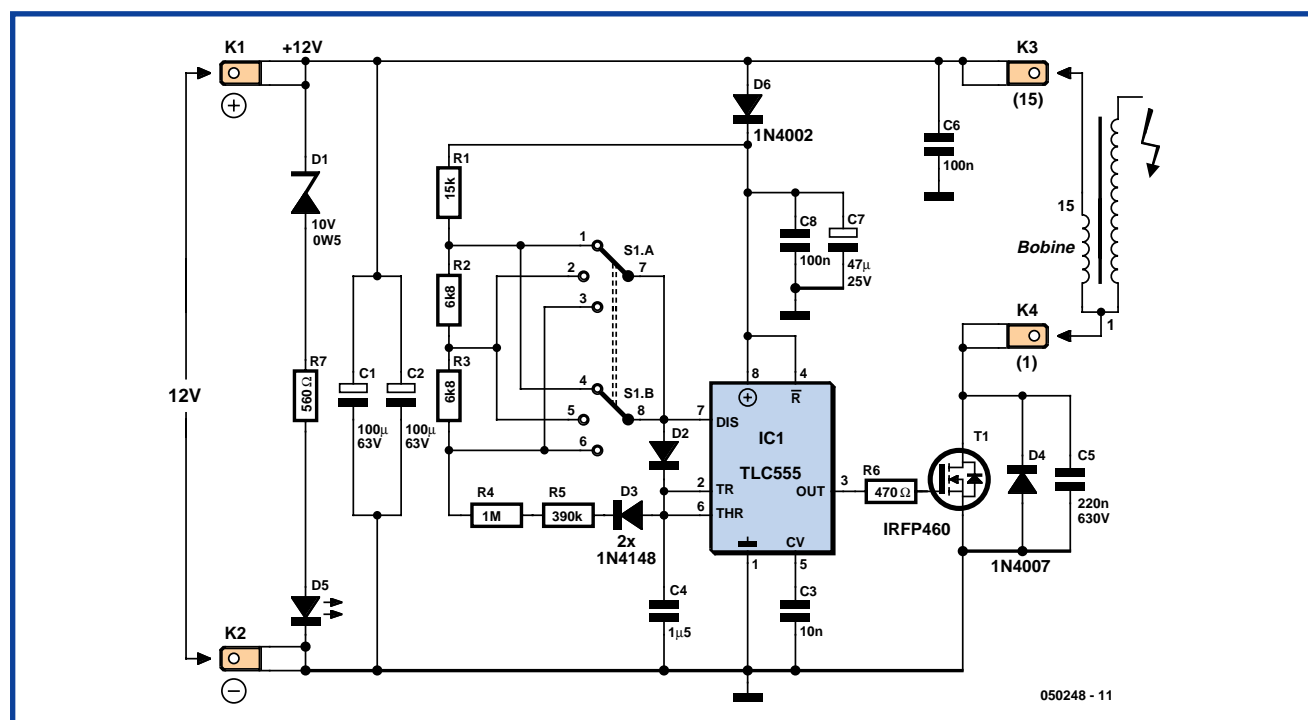


Figure 1. Le temporisateur de type 555 est monté ici en multivibrateur astable.

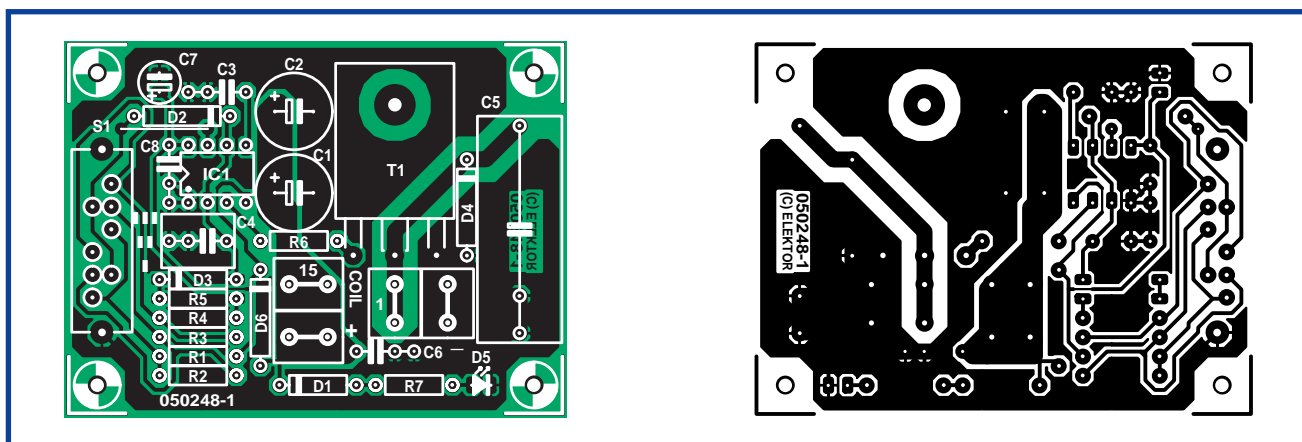


Figure 2. La platine est sensiblement moins encombrante que la bobine.

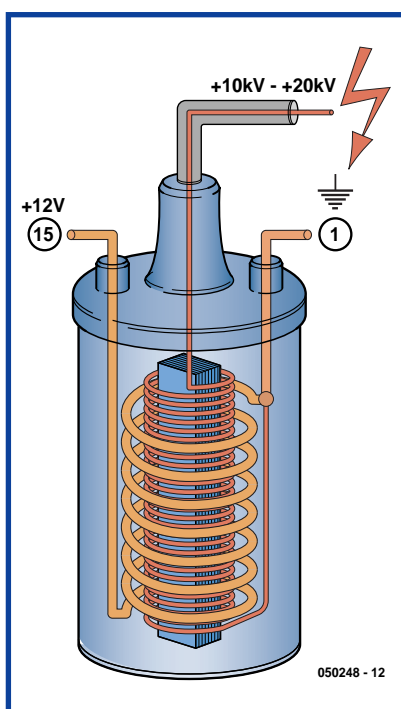


Figure 3. Nous vous proposons une vue en coupe d'une bobine. On constate que le point de masse est commun au primaire et au secondaire.

Quelques remarques concernant les composants utilisés : Le condensateur servant à paramétrer la chronologie, C4, est du type MKT car caractérisé par un courant de fuite moindre et une durée de vie supérieure à celle d'un condensateur électrochimique. On pourra adapter la valeur de R7 à la luminosité souhaitée pour la LED.

Si vous deviez avoir des problèmes à trouver C5, vous pouvez modifier le dimensionnement du réseau RC, R1 prenant alors une valeur de 8k Ω , R2 et R3 passant à 4k Ω et C5 devenant un peu plus loin 70 nF/630 V.

On peut également utiliser, pour le FETMOS, un 20N60 par exemple. Le FETMOS n'est fixé à plat sur la platine, mais écarté de celle-ci à l'aide d'un écrou pour lui assurer un meilleur refroidissement.

Si l'intervalle séparant 2 impulsions est trop long, on pourra remplacer R5 par un pont de câblage.

En ce qui concerne la bobine (cf. figure 3), on en utilisera une d'un type prévu pour un allumage électronique. Le primaire de la nôtre avait une résis-

tance de 0,7 Ω et une inductance de 5 mH. Il est recommandé, pour protéger la bobine contre toute fausse manipulation ou problème au niveau de l'électronique de doter le montage d'un fusible intercalé dans la ligne d'alimentation. Si le 555 se mettait à faire des siennes, et que le FETMOS reste en conduction la bobine se comporte en court-circuit pour la batterie ce qui se traduit par la circulation d'un courant important qui pourrait détruire la bobine ou, pire encore, déclencher un incendie.

Pour une meilleure fiabilité de l'électronique il est recommandé de souder le 555 directement sur la platine. Un support pourrait entraîner une oxydation des contacts vu l'environnement d'utilisation de ce genre d'installation. C'est pour la même raison que nous avons utilisé un rotacteur bipolaire à 3 positions. Si vous souhaitez pouvoir agir sur cet organe de commande après mise en coffret du montage il est préférable, en raison de la taille de C5 et des cosses auto, de monter le rotacteur côté « pistes ».

(050248-1)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 15 k Ω
R2, R3 = 6k Ω
R4 = 1 M Ω
R5 = 390 k Ω
R6 = 470 Ω
R7 = 560 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 100 μ F/63 V radial

C3 = 10 nF
C4 = 1 μ F5 MKT au pas de 5/7,5 mm
C5 = 220 nF/630 V MKT au pas de 22,5/27,5 mm taille 11x30 mm
C6, C8 = 100 nF
C7 = 47 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 10V/0W5
D2, D3 = 1N4148
D4 = 1N4007
D5 = LED faible courant
D6 = 1N4002
T1 = IRFP460PBF (500 V/20 A,

TO247AC), chez Digi-Key par ex.
IRFP460PBF-ND
IC1 = TLC555CP (pas de NE555 !)

Divers :

K1 à K4 = cosse auto verticale
encartable à 2 points de soudure
S1 = inverseur à glissière
2 circuits/3 positions, tel que, par exemple, Conrad 708097-62
fusible pour câble 4 A/T (+ porte-fusible)
bobine 12 V (+ câble de bougie de longueur suffisante)
platine EPS050248-1 disponible via ThePCBShop

Paramétrage de gain pour le récepteur DRM d'Elektor

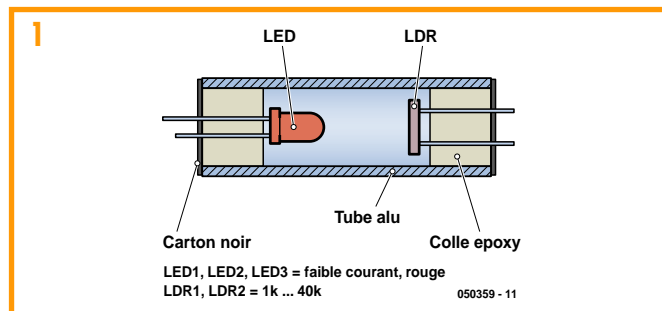
Une CAG (Commande Automatique de Gain aka AGC pour Automatic Gain Control) pour le récepteur DRM d'Elektor (n° 309, mars 2004) ô combien populaire, présente un intérêt indéniable. Ce montage a été conçu pour un gain fixe prédéterminé paramétré pour les signaux les plus puissants, la plage de dynamique étendue de la carte-son assurant une réserve d'excursion suffisante. Il serait cependant bon de pouvoir rehausser quelque peu le niveau des stations plus faibles si cela pouvait être possible.

Ce dont nous avons besoin est un élément de consigne pour le gain, le facteur important étant ici une bonne linéarité. L'électronique proposée ici repose sur un opto-coupleur analogique de fabrication-maison constitué d'une LED rouge haute luminosité et d'une photorésistance (LDR = Light Dependent Resistor). La disposition de la LED et de la LDR dans un tube en aluminium (figure 1) a été reprise de l'article « Oscillateur photo-électrique du numéro 332, page 10. L'avantage incontestable de cette combinaison LED-TÉMOIN LDR est la résistance purement ohmique de la LDR qui garantit une distorsion très faible. La LDR est prise, à l'intérieur du récepteur DRM, en tant qu'élément de consigne, dans la ligne de contre-réaction de l'amplificateur 12 kHz, comme l'illustre la partie du schéma de la figure 2. Le pilotage se fait par le circuit de CAG présenté dans l'encadré,

un amplificateur à CAG déjà présenté dans la rubrique Secrets du Concepteur du mois dernier baptisé « CAG auto pour récepteur DRM ». Le montage en question avait d'ailleurs été développé à l'origine pour le récepteur DRM DRT1. La tension de sortie de ce circuit (entre 0 et 4 V) pilote ici la luminosité de la LED. Les lignes en pointillés représentent la liaison entre le récepteur DRM d'Elektor et le circuit additionnel de réglage automatique de CAG.

En fonction de la quantité de lumière en provenance de la LED qui la frappe, la résistance de la LDR possède une valeur comprise entre 1 kΩ et 1 MΩ. Le réseau de contre-réaction interne du récepteur fixe le gain à 9x environ. Si la LDR possède une résistance de 1 kΩ, le gain grimpe à de l'ordre de 220x. La plage de réglage atteint dans ces conditions quelque 27 dB. C'est exactement ce qu'il nous faut pour ce récepteur, la sensibilité étant augmentée sans risque de surmodulation en présence de signaux puissants.

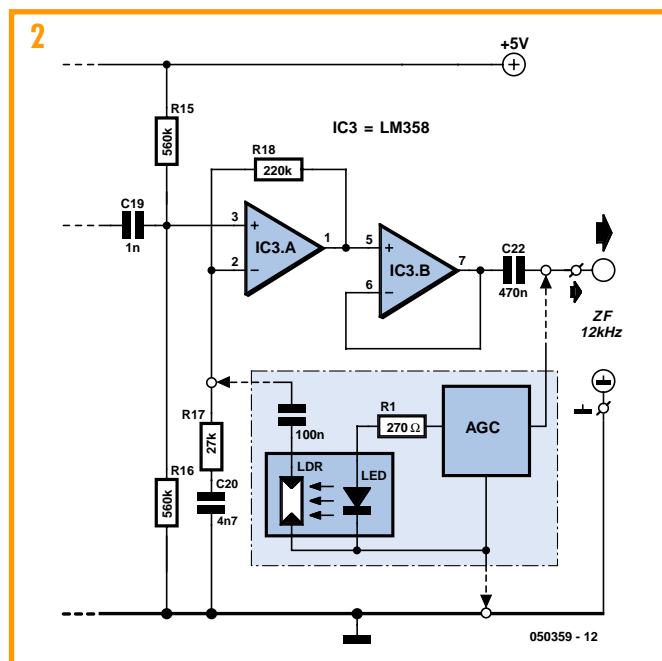
La CAG améliore les caractéristiques du récepteur DRM d'Elektor pour les signaux faibles plus particulièrement. Il est donc intéressant de doter ce récepteur de cette extension, en particulier lorsque l'on utilise le récepteur non pas pour la DRM mais pour une réception analogique. Dans cette dernière fonction, le programme G8JCFSDR de Peter



Carnegie (www.g8jcf.dyndns.org) a fait ses preuves. Ce programme SDR signifie Software Defined Radio, se distingue par d'excellents filtres à bande passante paramétra-

ble, CAG logicielle, S-mètre, visualisation du spectre, différents démodulateurs et bien plus, le tout améliorant très sensiblement le récepteur.

(050359-1)



Calculs de parallélisme

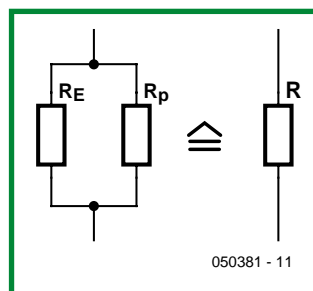
Ton Giesberts

Ce petit article décrit une formule simple permettant de créer une valeur de résistance recherchée à partir d'une paire de résistances prises en parallèle.

Nous n'avons pas la prétention de vous apprendre la formule de la résistances obtenue par la mise en parallèle de 2 résistances :

$R = R1 \times R2 / (R1 + R2)$
Dans bien des cas une valeur

théorique diffère des séries-E. Dans les filtres analogiques par exemple, la précision est une exigence pour un fonctionnement correct et même la valeur dans la série E-96 n'est pas suffisamment précise. L'une des solutions à laquelle on pense immédiatement est de prendre la valeur de la série E-96 juste au-dessus de la valeur théorique et de la doter d'une résistance prise en parallèle de sorte que la valeur résultante ait la précision souhaitée. On connaît donc la valeur souhai-



tée et la valeur de la série E-96 la plus proche. Il est possible, à partir de ces éléments, de calculer la

résistance à mettre en parallèle à l'aide d'une formule d'équation :

R est la valeur souhaitée
 R_E est la valeur de la série E (E-96 par exemple, mais on peut également opter pour une résistance de la série E-12 ou E-24)
 R_p est la résistance inconnue.

On peut dériver de l'équation les éléments suivants :

$R = R_E \times R_P / (R_E + R_P)$
 $R_E \times R_P = R_E \times R + R_P \times R$

$$R_E \times R_P - R_P \times R = R_{E'} \times R$$

R_P répond de ce fait à l'équation suivante :

$$R_P = R_E \times R / (R_E - R)$$

équation où ($R_E > R$). Comme on le constate, cette formule est très proche de la formule standard de la prise en

parallèle de 2 résistances et par conséquent facile à retenir.

Il existe bien évidemment des programmes permettant de calculer toutes les combinaisons possibles, mais dans certains cas on a fait plus vite d'utiliser une simple calculatrice. Lorsque la seconde résistance possède une valeur bien trop

grande, lorsqu'elle dépasse 1 ou 10 M Ω , on peut opter pour une valeur un peu plus importante comme valeur de départ de la valeur de la série E. On préférera la prise en parallèle de résistance à leur mise en série lorsqu'il s'agit d'une modification d'un circuit ou d'une platine existante. Il est plus facile de monter une résistance en parallèle que d'en ajou-

ter une en série.

Il n'est pas nécessaire que la précision de la seconde résistance (R_P) soit aussi élevée que celle de la résistance de base vu qu'elle possède une influence moindre sur la valeur totale. On pourra souvent se contenter d'une résistance ayant une précision de 5%.

(050381-1)

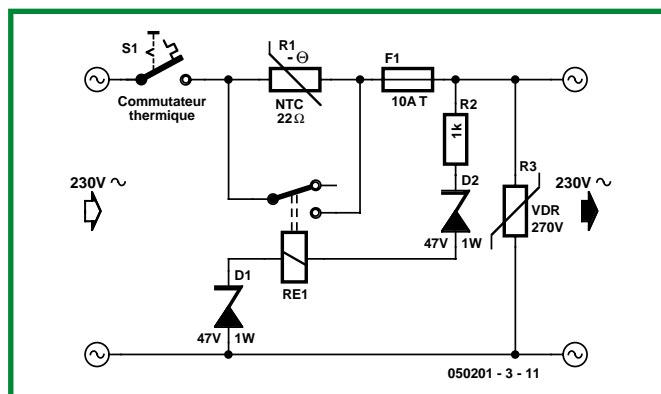
Limitation de courant à la mise sous tension pour transfos toriques

Klemens Viernickel

Il existe, pour cette fonction, de nombreuses variantes de circuits électroniques. Nous n'hésitons cependant pas à vous la proposer en raison de sa simplicité et de sa fiabilité (il est pratiquement difficile de faire mieux).

Les transformateurs toriques en particulier se caractérisent par le besoin d'un courant de mise en fonction élevé lors de leur mise sous tension. Cet afflux de courant est particulièrement brutal lorsqu'il faut encore, en raison de la position de la phase à cet instant, éliminer le magnétisme résiduel stocké dans le noyau fermé. On atteint la crête de courant lorsque le courant sinusoïdal dans l'enroulement du primaire et la magnétisation résiduelle du noyau ferreux ont pour conséquence d'amener ce dernier en saturation. Un exemple pour mieux comprendre ce processus : la magnétisation résiduelle possède une valeur positive. Lors de la mise sous tension une demi-onde étant, par hasard, positive

elle aussi, force la valeur de magnétisation positive elle aussi, à un point tel que le noyau ferreux entre dans un état de saturation massif. Dans cette situation, seule la résistance ohmique de l'enroulement du primaire exerce encore un effet de limitation de courant et, comme tout le monde le sait, cette caractéristique présente, dans le cas des transfos toriques de forte puissance, une valeur extrêmement faible. Ce n'est qu'après le passage de plusieurs ondes sinusoïdales que la magnétisation et le courant évoluent de façon synchrone et que le noyau ferreux reste, jusqu'à la valeur de charge nominale au moins, certainement en-deçà de sa limite de saturation. Il faut donc, avant que tout se soit stabilisé, réaliser une limitation de courant par des moyens externes. Dans le circuit proposé ici, c'est une thermistance qui limite le courant de mise en fonction des transfos toriques. En parallèle sur cette NTC (thermistance à coefficient de température négatif) on prend un contact travail d'un



relais qui, au bout d'un intervalle très court, ponte la thermistance. Dans ces conditions, le transfo secteur se trouve, au départ, relié directement au secteur et l'électronique ne s'échauffe pas trop. D'autre part, cela permet à la thermistance d'avoir refroidi lors d'une nouvelle mise sous tension. Le relais colle dès que la tension aux bornes du transfo secteur a atteint sa valeur nominale. Il a été prévu, comme protection pour la NTC et le reste de l'électronique, un thermofusible et en seconde

ligne de défense, un fusible lent (10 AT).

Dans la pratique de l'auteur, le montage a fait preuve d'une excellente fiabilité. Outre sa simplicité, il se caractérise par sa faible consommation de courant propre. Il est évident que cette limitation de courant se traduit par un court retard à la mise en fonction. La résistance de protection du relais et les diodes zener doivent, le cas échéant, être adaptées aux type de relais utilisés.

(050201-3)

Une référence de tension de deuxième type

Rainer Reusch

S'il vous faut une tension de référence stable en température pour un circuit analogique, vous choisissez d'habitude un montage basé sur une référence à barrière de potentiel (V_{BE}) intégrée comme par exemple une LM385 ou REF02. Mais une autre possibilité intéressante s'offre à vous avec les diodes dites de référence.

Toute diode zener dont la tension nominale se situe sous les 6 V présente, comme son nom l'in-

dique, l'effet zener. Son coefficient de température est négatif. Les diodes qui réalisent la même fonction au-dessus de 6 V travaillent en réalité sous effet d'avalanche. Leur tension de claquage s'élève avec la température. Les diodes de référence couvrent précisément le domaine intermédiaire entre effet zener et avalanche. Traversées par le courant adéquat, elles constituent une source de tension indépendante de la température. Il existe toute une gamme de diodes de réfé-

rence, comme les 1N821(A), 1N823(A), 1N825(A), 1N827(A) ou 1N829(A). Leur tension nominale vaut 6,2 V et elles demandent un courant voisin de 7,5 mA. Elles diffèrent l'une de l'autre par la tolérance sur la tension de claquage de l'échantillon et par ce qu'il subsiste de coefficient de température. La 1N821 présente une tolérance sur la tension de 96 mV et un coefficient de température de 0,01%/K. Pour la 1N829, ces valeurs descendent à seulement 5

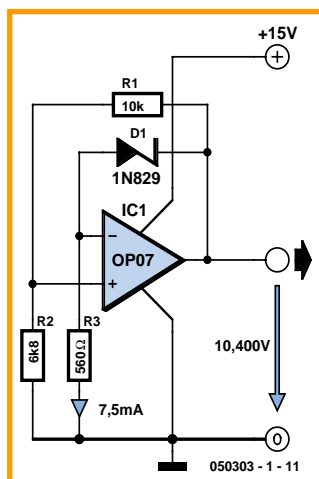
mV et 0,000 5%/K. La précision est considérable, mais évidemment elle se paie. Quant à la 1N821, sa stabilité en température, on peut la considérer comme absolue. Il suffit de prévoir un ajustement du courant consommé. La résistance différentielle de ces diodes est de 15 Ω , et pour le type A de 10 Ω .

Pour réaliser une référence de tension insensible à la température et à la charge, il est indispensable de régler exactement le courant d'alimentation (ici à 7,5 mA)

et de l'assurer également sur une large gamme de température ! La meilleure façon d'y parvenir, c'est de se servir de la diode elle-même et c'est l'objet du schéma que nous vous proposons ici.

Le fonctionnement repose sur une propriété de base de l'amplificateur opérationnel à rétroaction : celui-ci ne tolère aucune différence de potentiel entre la sortie et l'entrée (du moins c'est ce qu'il s'efforce de faire). Si l'on excepte l'influence de la tension d'alimentation, cette mission sera remplie dans trois cas. La tension de sortie nulle y satisfait et une tension de sortie négative d'environ -1 V aussi. La diode se trouve alors polarisée dans le sens passant. Mais si l'on n'alimente le circuit qu'en tension positive, l'amplificateur opérationnel n'a plus d'autre solution que de fonctionner comme nous le souhaitons, à savoir fournir une tension positive en sortie et de cette façon, la diode passe bien en régime de claquage.

Avec les valeurs indiquées dans le schéma, l'amplificateur opérationnel délivre en sortie une ten-



sion de 10,4 V. Elle provient de la division de tension produite par R1 et R2 ainsi que de la tension de claquage de 6,2 V. On trouve alors aux bornes de R3 une chute de 4,2 V qui donne exactement le courant souhaité de 7,5 mA. Un changement des valeurs des résistances permettrait en principe d'obtenir n'importe quelle tension supérieure à celle d'avalanche. Il n'y a qu'à s'arranger pour que celle de R3 pro-

voque bien le courant voulu. Il va de soi qu'il s'agit là de résistances à film métallique. De même, on ne prendra pas d'amplificateur opérationnel ordinaire dont la dérive de tension d'entrée serait sujette à l'influence de la température. L'amplificateur opérationnel de précision OP07 nous fournit déjà une excellente solution à bon compte. Il ne réclame même pas de réglage d'annulation de la dérive d'entrée.

Vous pouvez calculer aisément d'autres valeurs par deux simples lignes de calculs. Pour les diodes du type 1N89x(A) :

$$R1 / R2 = 6,2 \text{ V} / U_A - 6,2 \text{ V}$$

$$R3 = U_A - 6,2 \text{ V} / 7,5 \text{ mA}$$

Nous avons essayé le circuit avec un OP07, une 1N829 ainsi que des résistances à film métallique à 1 % de tolérance et coefficient de température de 100 ppm. Sous une température ambiante comprise entre 5 et 40 °C, les déviations de tension n'étaient pratiquement pas mesurables, de l'ordre de grandeur des microvolts. Par vaporisation de liquide réfrigérant puis sous le flux d'air du sèche-cheveux, nous avons pu obtenir

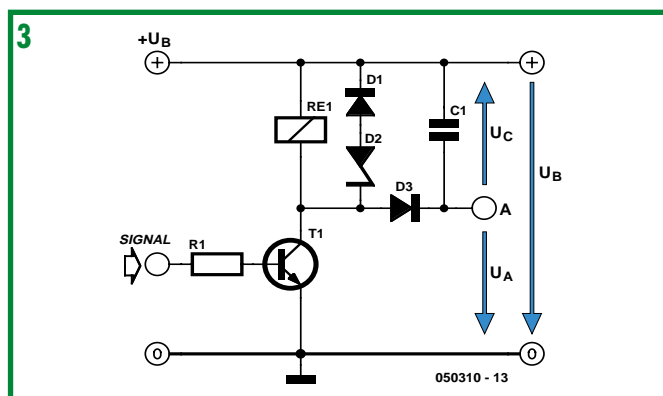
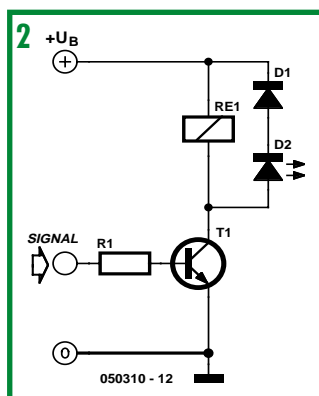
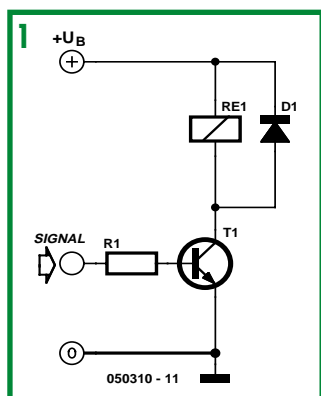
une déviation d'à peu près 2 mV sur l'affichage. Nous pensons qu'à ce moment, l'amplificateur opérationnel se situait loin en dehors de ses limites de la plage de fonctionnement autorisée !

Dans le schéma représenté, la tension d'alimentation ne peut pas descendre sous les 12 V. Au-dessus de cette valeur, la tension de sortie reste absolument constante. La diode de référence constitue une solution comparativement supérieure aux références de tension très chères. En revanche, avec une consommation globale du circuit de quelque 10 mA, elle ne peut pas concurrencer à cet égard des systèmes à barrière de potentiel Micropower, comme une LM385, par exemple et elle s'indiquerait donc peu dans un appareil alimenté sur piles.

Le principe du montage s'applique aussi bien à des diodes zener de tensions de service de 5,6 V et 6,2 V. Un réglage précis du courant de fonctionnement assure une bien meilleure stabilité qu'une simple résistance en série.

(050303-1)

Récupération d'énergie



Peter Lay

Le prix de l'énergie ne cesse d'augmenter. Dans ces conditions, comment économiser l'énergie dans nos circuits aussi ? L'auteur s'est penché sur la question à propos des circuits inductifs à commutation. Si l'on commande par circuit à transistor un relais, on a l'habitude de brancher en parallèle sur la bobine une diode de roue libre pour court-circuiter (figure 1) la surtension engendrée lors de la rupture. Si vous

insérez en série avec cette diode une LED (figure 2), elle s'allumera sous l'effet des impulsions d'induction chaque fois que le transistor de commande bloquera. Elle brillera peu ou beaucoup, brièvement ou plus longtemps, elle sera peut-être détruite, tout dépend de la manière dont varie le courant et de l'inductance de la bobine du relais.

$$u_i = -L \frac{di}{dt}$$

Jusqu'ici, on ne peut pas encore parler vraiment de récupération d'énergie, mais la figure 3 donne à voir un schéma de principe dans lequel on récupère effectivement l'énergie emmagasinée dans la bobine du relais de manière à lui permettre d'alimenter un petit montage électronique soucieux d'économie. Sa capacité à fournir du courant est évidemment limitée, mais plus l'inductance de la self est élevée, plus la charge du condensateur C sera forte. La diode zener (en

série avec la diode de roue libre) détermine la tension maximale à laquelle le condensateur peut être chargé. Par rapport au potentiel de masse, la tension à vide au point A est la somme de la tension récupérée par le condensateur et celle d'alimentation. Le point A porte donc une tension supérieure à celle de la source. L'auteur serait ravi de recevoir vos commentaires à propos de ce projet : info@peterlay.de

(050310-1)

ANALYSEUR EOBD AUTONOME

L'interface EOBD dont sont dotés, en standard, les véhicules les plus récents, permet de visualiser un nombre impressionnant de paramètres moteur, le régime, la puissance, la vitesse et le cas échéant, la source d'une panne. Dans le numéro de mai, nous vous proposerons une extension pour l'analyseur OBD-2, ô combien populaire, décrit dans le numéro de juillet/août 2005. En fait, elle se substitue au PC que requerrait cet instrument. Raccordé au dit analyseur, il vous permet de lire, en temps réel (donc aussi sur un véhicule en déplacement) certaines données OBD. La carte à microcontrôleur utilisée ici est dotée d'un ATmega16, l'affichage se faisant sur un affichage LCD de 4 x 20 caractères.

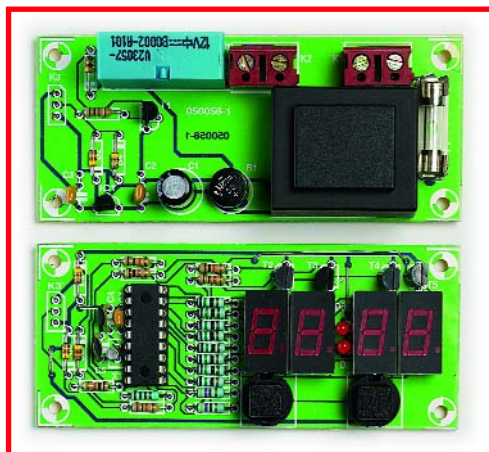
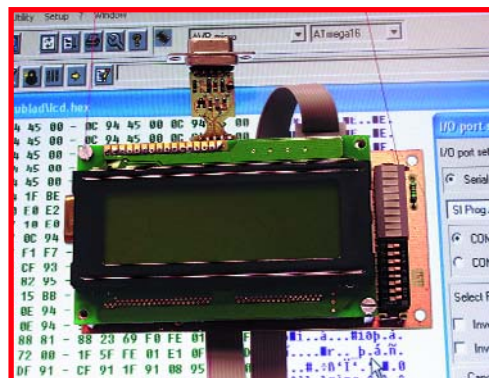


RENIFLEUR DE COURT-CIRCUIT

Il s'agit ici d'un petit instrument de mesure pratique qui permet de détecter et de repérer facilement un court-circuit sur une platine. Qu'il vous faille vérifier une platine que vous avez gravée vous-même à la recherche de microcoupures ou d'ébarbures interconnectant deux pistes ou que vous ayez à découvrir un court-circuit sur un circuit imprimé doté de ses composants, pas de problème pour notre chasseur. En deux mots (?) un auxiliaire précieux dont ne saurait se passer ni l'amateur d'électronique ni le dépanneur de service après-vente.

STARTER DE LAVE-LINGE

Dans ce numéro, nous vous avons fait faire une visite chez Miele, l'un des plus grands fabricants de machines à laver. Nous allons vous proposer un montage pratique pour ce type d'appareil. De nombreux ménages profitent du tarif de nuit sur l'électricité pour faire la lessive (entre autres) à meilleur compte. Mais avec les machines électroniques modernes, une simple minuterie ne suffit plus à procurer un démarrage différé, il y a d'autres facteurs à prendre en considération. Il est cependant possible, et pour quelques composants de plus, d'aplanir la difficulté.



Attention, le numéro de mai 2006 devrait être en kiosque aux environs du 18 avril 2006.

WWW.ELEKTOR.FR WWW.ELEKTOR.FR WWW.ELEKTOR.FR

Le site Elektor - du sang neuf !

De par l'approche adoptée « **Projet par Projet** » lors de la construction, le visiteur de cette nouvelle mouture du site trouvera sur la même page, tout ce qui a trait à un projet donné : téléchargement de l'article au format .pdf, du logiciel, commande (platine et composants), mais aussi informations additionnelles et mises à jour.

Magazine : fait apparaître le sommaire du numéro le plus récent. Un clic sur le titre concerné permet de lire le début de l'article concerné.

Collection : Permet de remonter le temps grâce aux archives. Pour le moment, tous les articles depuis l'année 2000 sont téléchargeables, un moteur de recherche permettant de travailler par année et/ou par mot-clé.

Quoi de neuf sinon sur www.elektor.fr :

- Un Forum lecteur
- Petites Annonces Gratuites
- Nouvelles vous concernant
- Courriel Hebdomadaire Gratuit
- FAQ
- e-CHOPPE, pour tous vos achats