

MOTEURS

Théorie :

- Courant continu (+ brushless)
- Linéaire
- Piézo

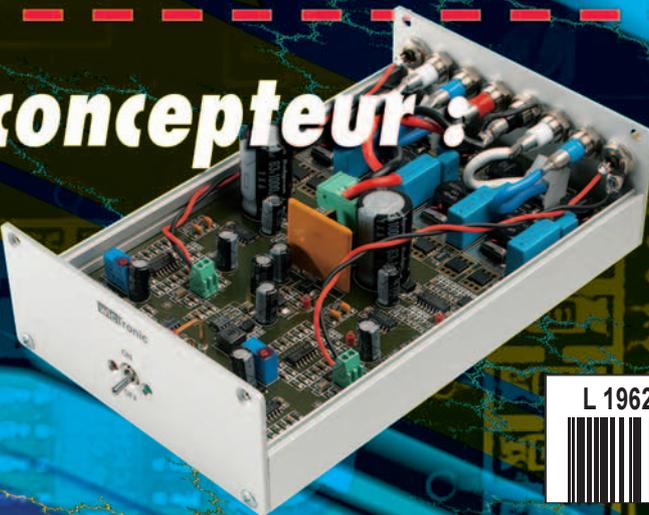
Pratique :

- Contrôleur de moteur brushless (pour application R/C)

- « Moddez » un routeur → serveur Web pour € 25
- Mini-module à microcontrôleur

Problèmes de concepteur :

L'ampli (de classe D) qui ne voulait pas fonctionner...



**Moteurs, moteurs,
donnez-moi un moteur et
je ferai tourner la Terre...**

Un coup d'œil au sommaire vous aura dévoilé que le thème de ce numéro est le moteur, sous toutes ses formes, électrique s'entend.

Avec l'augmentation du prix du carburant, le moteur électrique fait un retour fracassant sur le devant de la scène avec les véhicules à moteur hybride, thermique-électricité. Après Toyota, d'autres grands de l'industrie automobile s'y mettent... enfin.

Nous allons passer, dans une série de 3 petits articles, les différentes technologies ayant trait au moteur électrique.

Si le **moteur linéaire** tel qu'on le trouve sur les Transrapid et Maglev a pratiquement atteint les limites de ce que l'on peut en attendre, il n'en va pas de même du **moteur piézoélectrique** qui en est encore à ses balbutiements. L'échelle n'est bien entendu pas la même.

L'un des projets décrits dans ce numéro est un **contrôleur « brushless » pour R/C**. Nous lui avons également consacré un article théorique. Ceci clôture le thème « Moteurs » de ce mois-ci. La seconde réalisation que nous vous proposons est la mise en oeuvre de la petite **platine à R8C/13** de Renesas qui a connu un succès inégalé auprès des lecteurs de notre édition allemande (il est vrai qu'elle leur était offerte par le distributeur de Renesas en RFA, Glyn...). Si cette carte vous intéresse, jetez un coup d'œil sur notre site pour voir comment l'obtenir. Nous lui consacrerons encore l'un ou l'autre article et un fascicule survolant la programmation en C accompagnant le numéro du mois prochain.

Une nouvelle rubrique lancée fin 2005, permet à **Jeroen**, un jeune Néerlandais, de nous présenter certains de ces projets nés de produits existants.

Nous terminons ce numéro par deux articles qui sortent de nos habitudes.

Jouer avec de la HT (à noter la contradiction implicite), entrouvre la porte sur un domaine rarement abordé en raison des risques qu'il comporte. Le second épingle un fabricant de composants dont le circuit intégré ne fait ce qu'il est réputé faire.

Démarrez bien l'année...

**Guy Raedersdorf,
Rédacteur en chef**

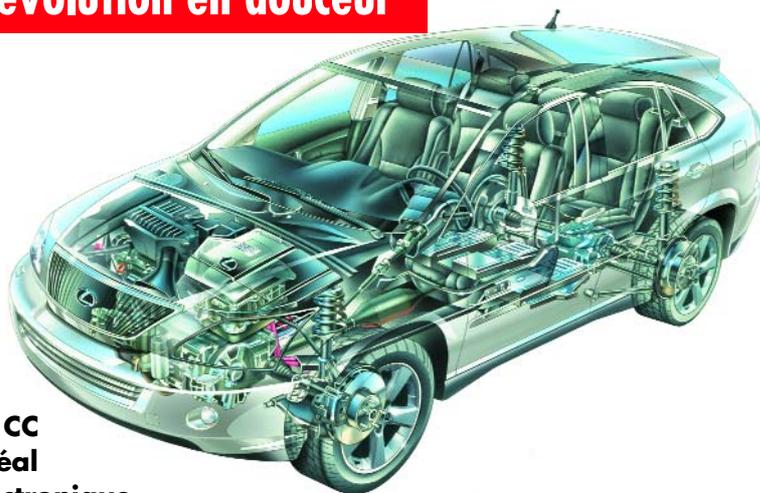


Contrôleur « brushless » pour RC

Variateur de vitesse pour modèles réduits radiocommandés

Les lecteurs auxquels s'adresse cet article sont les utilisateurs de modèles réduits radiocommandés embarquant un moteur électrique sans balais à aimants permanents, plus connus sous le nom de « moteurs brushless ». La déferlante ces dernières années de ce type de propulsion a permis de hisser la motorisation électrique à des niveaux record en terme d'efficacité et de compacité, ceci s'étant accompagné inévitablement par une complexité accrue de l'électronique de contrôle.

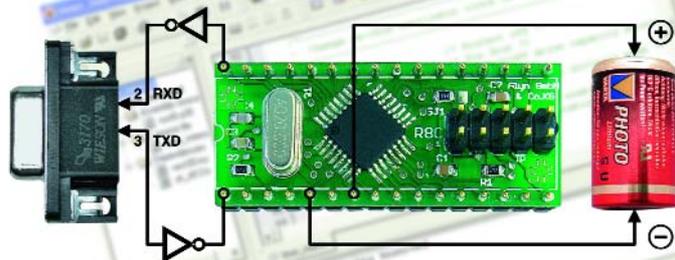
26 Révolution en douceur



Le moteur à CC (presque) idéal grâce à l'électronique

Simplicité et efficacité, la marque distinctive des moteurs électriques. Le rendement d'un Diesel, même le plus moderne, ne dépasse pas 45% tandis que les moteurs à courant continu actuels atteignent 98%. Après un développement presque incroyable des moteurs à courant continu dans le domaine de l'aéromodélisme électrique, leurs qualités distinctives ont rendu leur utilisation dans les véhicules hybrides toujours plus convaincante.

32 La petite machine 16 bits



Avec le Starter Kit R8C en main - c'est parti !

Avec Elektor et Glyn c'est possible : pour la première fois, un magazine d'électronique européen propose à ses lecteurs l'acquisition d'une carte à microcontrôleur complète avec le CD du logiciel au prix des frais de port & d'emballage seulement. Le dernier numéro a fait les présentations. Vous connaissez le R8C de Renesas et nous pouvons attaquer.

52 Ampli audio à problèmes

Erreur de conception ou raté du fabricant du CI ?

Lorsque, voici quelques mois, il nous fut proposé un beau projet d'un amplificateur audio travaillant en MLI d'une puissance de 2 x 100 watts empaqueté dans un minuscule coffret, notre enthousiasme ne connut pas de limites : ce projet méritait de trouver place dans les colonnes d'Elektor. Ceci amena notre spécialiste audio à jeter un coup d'oeil au montage et à le mettre à l'épreuve.



théorie

- 18 Les moteurs linéaires
... et leurs applications modernes
- 22 Moteur au (micro)mètre
Les entraînements piézoélectriques gagnent du terrain
- 26 Révolution en douceur

pratique

- 32 La petite machine 16 bits
- 40 Contrôleur « brushless » pour R/C
- 50 Serveur (Web) bon marché
Modifiez un router/switch
- 58 Jouer avec de la HT
...et votre vie : l'échelle de Jacob
- 76 Secrets du concepteur

technologie

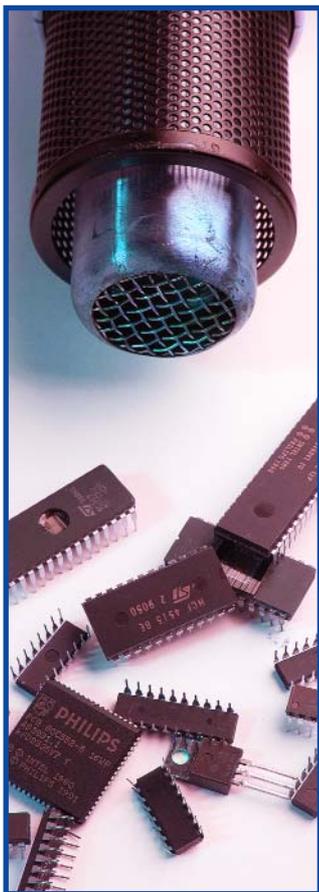
- 54 E-blocks ? Passons au CAN
Un système complexe devient transparent
- 68 Ampli audio à problèmes

info & marché

- 06 Ours
- 08 Courrier
- 11 Infos & actualités
- 57 Nos composants
- 84 Avant-première de Mars

récréation

- 74 Rétronique :
Leçon de physique à l'ancienne
- 75 Hexadoku



J'aimerais en savoir plus

Dans Elektor N°327 de Septembre 2005 / Pratique / Secrets du concepteur / Réutilisation de composants (de Luc Lemmens).

Bonjour,
J'ai été très intéressé par cet article mais je dois reconnaître que je n'ai pas bien compris l'explication concernant la "seconde méthode" et plus précisément le passage suivant :

"On glisse le fil, diamétralement dans le cas d'un composant carré, entre les pattes du circuit intégré et on soude ce fil de l'autre côté à un point quelconque sur la platine. On chauffe une à une les pattes du composant et on fait glisser le fil émaillé dessous. La patte est libérée. Le fil balaie..."

Vous serait-il possible de fournir de plus amples explications, voire un petit croquis, dans les colon-

nes d'un numéro à venir d'Elektor car j'espère ne pas être le seul à n'avoir pas compris ce passage. Merci de votre réponse.

Philippe Serrano

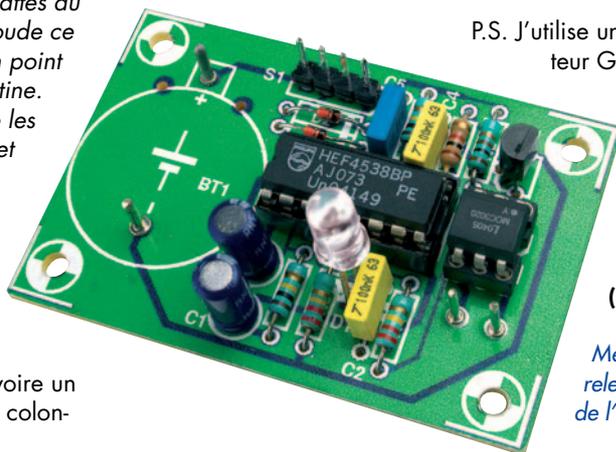
Confucius a raison, une image vaut mieux que mille mots. Nous parlons ici d'un composant CMS de type LQFP, mais cela vaut également pour tout composant multi-pattes que l'on veut dessouder sans trop de risques de l'abîmer... En fait, le fil glissé sous le composant fait un peu office de fil à couper le beurre. Le simple fait de le passer sous la patte dont on vient de chauffer la soudure la fait se détacher de la platine. Il faut bien évidemment un peu de faire la main pour réussir à coup sûr ce genre d'opérations.

Diode erronée

Cher Rédacteur - dans votre article intitulé « Flash asservi » du numéro de Juillet/Août 2005, j'ai découvert une photodiode baptisée TLRH180P. Après examen des caractéristiques de ce composant il s'avère qu'il s'agit d'une diode tout ce qu'il y a de plus classique (encore qu'elle soit rouge), est-ce correct ?

Jeremy Deakin (GB)

Non malheureusement, il s'est produit une erreur à ce niveau. D1 peut être un phototransistor du type BPW40 dont le collecteur (identifié par le côté raboté de son boîtier) est relié au plus de l'alimentation.



Wattmètre HF

Monsieur, il y a quelques jours je vous ai envoyé un E-mail dans lequel je décrivais un problème avec le bouton Menu du wattmètre HF numérique (n° 292, octobre 2002).

Ce bouton ne remplit pas la fonction qui est la sienne. J'ai trouvé une solution à ce problème. Dans le fichier .hex disponible sur votre site (ainsi que celui de l'auteur OZ2CPU), l'adresse 2007_{HEX} (mot de configuration) indique 3375_{HEX}. Par conséquent le bit 11 est positionné ce qui se traduit par une désactivation du débogueur d'arrière-plan. Cependant la broche 27 (bouton Menu) est assigné par erreur au débogage au lieu de l'être à la commande du menu.

Solution proposée

Modifier la donnée à l'adresse 2007_{HEX} en 3F75_{HEX} (un F au lieu d'un 3) et le problème est réglé (le bit 10 est positionné lui aussi, mais il n'est pas implémenté, cf. la fiche de caractéristiques).

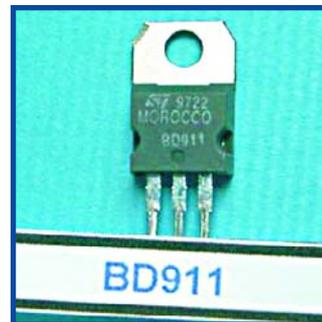
P.S. J'utilise un programmeur Galep de sorte que je possède pas de menu pour définir la configuration de mot du PIC.
Robin Beaman (GB)

Merci Robin d'avoir relevé ce problème et de l'avoir résolu.

Remplaçant pour le BD911/(12)

Chère rédaction, connaissez-vous des remplaçants compatibles broche à broche pour les transistors BD911 et BD912 utilisés dans le PowerAmp décrit dans l'un des numéros de 1990. Mes fournisseurs me disent que ces transistors sont obsolètes et qu'ils ne sont plus disponibles.

A. van Niele (NL)



Pour autant que nous le sachions, les BD911 et BD912 sont toujours en production. Il est possible de les obtenir, entre autres, chez Schuricht en RFA (www.schuricht.com).

Le DVD « Programmes de CAO » gratuit (1)

Quelle excellente idée d'inclure un DVD gratuit avec votre numéro de novembre 2005. Il y manque un programme ou du moins un lien : Autotrax EDA (à sa version 7.2 actuellement) de Ilja Kovacevic. Il est possible de télécharger ce programme à l'adresse www.autotraxeda.com; il ne

MISES AU POINT

Programmeur DCC

Elektron n° 323, mai 2005, page 46 et suivantes (040422-1)
La nouvelle version du fichier à télécharger, 040422-11A, comporte maintenant le code-source du programmeur DCC et peut être téléchargée depuis notre site www.elektor.fr. L'auteur insiste sur le fait que le code-source ne

doit pas être utilisé à des fins commerciales.

R8C et compagnie

Elektron n° 331, janvier 2006, page 46 et suivantes (050179-1)
La photo d'entête de l'article en question montre le proto-

type de la carte à R8C dont nous disposons à l'époque et qui était dotée d'une embase à 2 rangées de 5 contacts. Cette embase sert uniquement lorsque l'on souhaite connecter un débogueur de Renesas. Vu que le débogueur E8 actuel de Renesas utilise un connecteur à 14 broches, l'embase de la carte R8C est

passée de 10 à 14 broches. Lors de la prise de la photo d'entête, les autres photos montrant la version la plus récente de cette carte R8C. Si vous avez d'autres questions au sujet de la carte R8C, nous vous invitons à vous rendre dans le Forum dédié à la dite carte (opter pour R8C dans le menu de droite).



requiert que 40 Moctets sur le disque dur.

Franz Hrubec (D)

Merci pour cette information, l'auteur de cette compilation avait sans doute la tête ailleurs ce qui fait qu'il n'a pas découvert AutoTRAX et il le regrette amèrement.

Le DVD « Programmes de CAO » gratuit (2)

Cher Rédacteur en chef - je viens de recevoir le numéro de novembre et y ai découvert le très intéressant article parlant des programmes de CAO. J'aimerais cependant faire une remarque. L'un des objectifs avoués de l'article est de servir de guide pour permettre à l'amateur désireux de réaliser une petite platine en moins d'une heure de trouver l'outil le plus adéquat. Hé bien, si cela est bien l'in-

attention je pense que l'auteur du DVD a oublié une option importante : la version DOS de Schedit de Protel et les outils Autotrax. Ces outils sont des « abandon-ware » et peuvent de ce fait être téléchargés depuis le site de Protel www.altium.com/Community/Support/Downloads (voir l'option « Freeware Downloads »).

Une compagnie dédiée à l'électronique paraît utiliser ces outils et propose, entre autre choses, en public domain des pilotes Vesa haute résolution, une bibliothèque de formats de boîtier (footprint) pour Autotrax remise à jour et un pilote imprimante « print-to-PCX ».

www.airborn.com.au/layout/easytrax.html
www.airborn.com.au/layout/autolib1.html
www.airborn.com.au/layout/printdvr.html
D'un point de vue strictement

professionnel, ces programmes peuvent sembler obsolètes, mais ils conviennent encore pour réaliser une petite platine en un tour de main. En tant qu'amateur je les utilise avec plaisir et ne peut que les recommander chaleureusement.

Klaus Klug Christiansen

Information transmise.

Ampli op à tubes

Cher Jan - les amateurs de tubes tels que moi se sont régalingés à la vue de la photo de ce truc baptisé amplificateur opérationnel à tubes GAP/R illustrant la première page de votre article (janvier 2006).

Ceux d'entre vos lecteurs qui souhaiteraient en savoir plus peuvent jeter un coup d'oeil aux archives de l'e-zine « AnalogDialogue » à l'adresse www.analog.com, et prendre « GAP/R » comme mot-clé.

Roy Marks (GB)

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 : redaction@elektor.fr ou Rédacteur en chef Elektor Chez W.W.S. 38, Rue la Condamine 75017 Paris - France



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.

Oscillateur photoélectrique

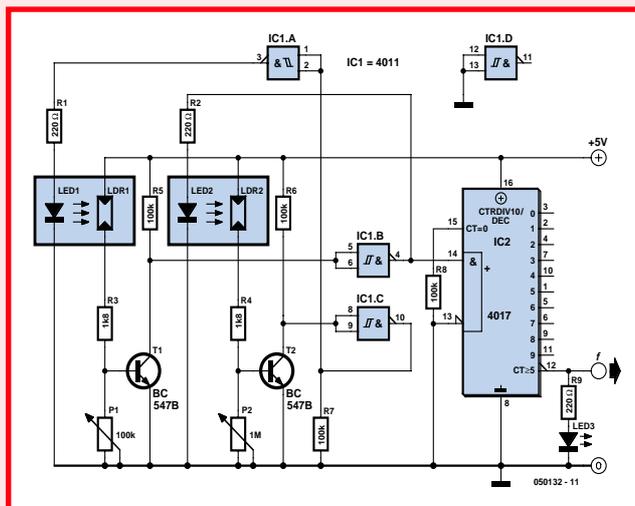
L'électronique de l'oscillateur photoélectrique, baptisé de l'acronyme FEO par son inventeur, Markus Bindhammer, se distingue principalement par son originalité. Il s'agit en fait d'une sorte de multivibrateur astable qui, étonnamment comme le prouve le schéma, se débrouille sans nécessiter de condensateur. La constante de temps n'est pas, comme de coutume, définie par une paire résistance + condensateur mais uniquement par une résistance. Il ne s'agit cependant pas d'une résistance ordinaire mais d'une photo-résistance dite LDR (*Light Dependent Resistor*). Le FEO met à contribution le fait que les LDR présentent une constante de temps intégrée. Voici comment Markus Bindhammer décrit le fonctionnement de son électronique.

Le FEO ne comporte ni quartz ni combinaison RC ou LC. L'oscillateur dépend uniquement de la résistance. Il fait appel à l'inertie des photo-résistances. C'est tout particulièrement dans le cas d'une diminution rapide de la luminosité que la résistance ohmique d'une LDR n'augmente que lentement. Il est possible d'observer ainsi une Δt pouvant atteindre jusqu'à 1 s. La LDR est une résistance à semi-conducteur non linéaire. On utilise souvent du sulfure de cadmium placé en forme de serpent sur un substrat et relié à une paire d'électrodes. L'impact de la lumière libère des électrons. On peut s'imaginer que des photons percutent des structures cristallines ce qui se traduit par une multiplication des électrons et des trous. La multiplication des porteurs de charge libres, se traduit par une augmentation de la conductibilité.

Si nous appliquons la tension d'alimentation au circuit, la sortie de la porte NON-ET (NAND) IC1.A montée en inverseur passe au niveau haut (+5 V). Ceci produit l'allumage de la LED LDE1 et la mise en conduction du transistor T1. Cette entrée en conduction se traduit par le passage de la sortie de IC1.B au niveau haut : la LED LED2 s'allume et T2 devient passant. Lorsque T2 conduit, la sortie de IC1.C passe au niveau haut et par conséquent la sortie de IC1.C au niveau bas. La LED LED1 s'éteint, T1 étant encore passant (ceci en raison de l'inertie de LDR1).

Lorsque T1 bloque après Δt ou que IC1.B est arrivé au niveau haut, sa sortie passe au niveau bas (-5 V) et LED2 s'éteint. T2 continue de conduire pendant Δt . Lorsque l'entrée du 3^{ème} inverseur arrive au niveau haut, la sortie de ce dernier passe au niveau bas et la sortie de IC1.A au niveau haut. On se retrouve ainsi dans la situation de départ et l'ensemble du processus redémarre.

Avec le dimensionnement proposé, la fréquence obtenue se situe entre 5 et 50 Hz, P2 permettant de la régler. P1, qui sert à effectuer un ajustage fin, peut également être remplacé par une résistance de 100 k Ω . Le 4017, IC2, pris en aval de l'oscillateur, divise la fréquence par 10. Avec quelques

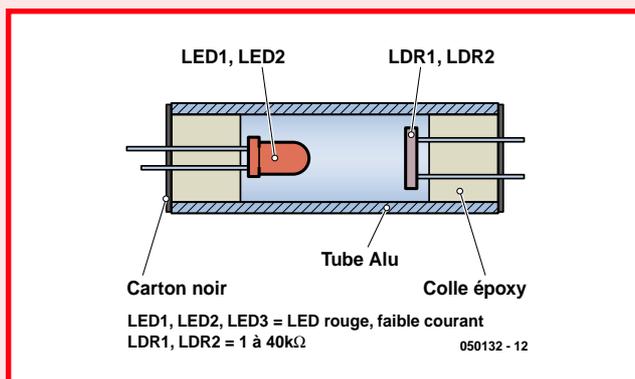


essais et un rien de patience on arrive à régler l'oscillateur de façon à ce que la LED LED3 prise à sa sortie clignote au rythme de 1 Hz, soit une fois par seconde.

Comme les LED dégagent elles aussi de la chaleur et que les LDR sont légèrement sensibles à des variations de température, les paires LED-LDR ont été placées, pour permettre une meilleure dissipation, non pas dans un tube en plastique, mais dans un morceau de tube aluminium les protégeant de toute lumière parasite, solution illustrée par la seconde illustration. Markus Bindhammer utilise son oscillateur photoélectrique dans une horloge numérique. Il ne s'agit cependant pas d'une horloge standard puisqu'elle donne l'heure sous format binaire. Pour permettre une meilleure lisibilité, l'affichage a été doté de LED donnant les unités et les dizaines, ceci tant pour les heures que les minutes. Si le sujet vous intéresse, vous pouvez télécharger le fichier .pdf (en allemand, mais les schémas sont en langue internationale) de Markus Bindhammer gratuitement depuis notre site en cliquant sur la rubrique Courrier du numéro de février 2006.

Signalons, pour finir, que nous n'avons pas encore d'indication de la stabilité à long terme du FEO. Nous pensons que la précision de l'horloge à cœur FEO devrait être celle d'une horloge mécanique. Si vous tenez à une précision plus grande, nous vous recommandons l'utilisation d'un oscillateur à quartz ou d'un diviseur par 50 de la fréquence du secteur (50 Hz), le signal obtenu servant alors d'horloge 1 Hz...

(050132-1)



Multiprise, qui a dit que j'avais l'air d'une multiprise ?

Tout, mais vraiment tout, un PC en fait, en sortie d'une prise murale.

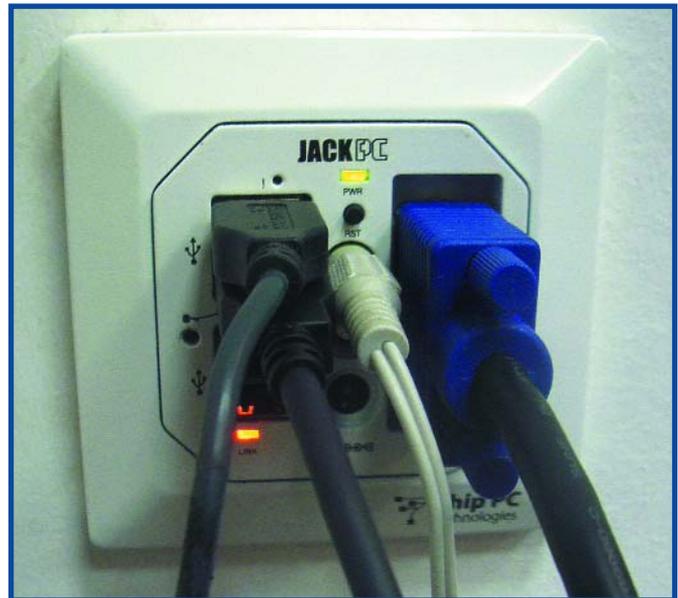
La société Chip-PC propose ce qu'ils ont baptisé Thin-Client JackPC sous la forme d'une prise murale encastrable. Cet ensemble ne requiert pas de disque dur vu que le logiciel est fourni depuis un serveur par le biais du réseau local.

Le coeur du JackPC est une CPU RISC d'AMD, un Au1550 travaillant à 333 ou 555 MHz, ce qui correspond, si l'on doit en croire le fabricant, à une CPU x86 (lire Intel) travaillant à 800 ou 1200 MHz respectivement. Le système d'exploitation, WinCE.NET, se trouve dans une mémoire Flash de 64 Moctets. La mémoire de travail de type DDR2 peut avoir une taille maximale de 128 Moctets, la puce graphique possède sa propre mémoire de 8 Moctets. Avec la version rapide l'utilisateur possède le choix entre une sortie VGA analogique ou DVI-I, cette seconde option permettant de travailler avec 2 écrans. La sou-

ris, le clavier, l'imprimante et d'autres périphériques externes sont reliés au système par le biais d'un quarteron de ports USB 2.0. La prise murale comporte en outre des embases pour casque d'écoute et microphone.

L'alimentation du JackPC peut se faire par le biais de la liaison 10/100 Ethernet (c'est là qu'entre en jeu PoE, non pas Edgard de son prénom, mais *Power-over-Ethernet*) de sorte que le système ne requiert pas d'alimentation propre. La consommation n'est que de 5 watts (1/20^{ème} voire 1/40^{ème} de ce que consomme un PC classique) plein pots et de 0,35 W au repos. On peut ainsi se contenter d'un refroidissement passif, de sorte que les domaines idéaux de mise en oeuvre du JackPC sont les hôpitaux et autres laboratoires.

Le JackPC disparaît dans le mur de sorte qu'il n'y a plus de risque de vol de composants



comme cela est de plus en plus le cas. Le prix du JackPC se situe entre 350 et 600 euros.

Si l'on combine en outre ce système à une clé U3 smart, finis les risques de voir ses logiciels

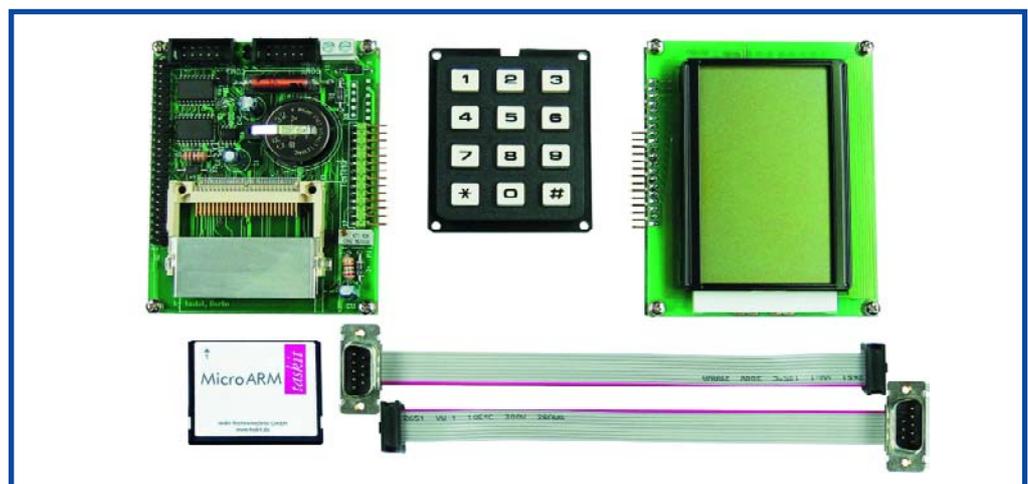
copiés, ses fichiers disparus. 2006 sera nous n'en doutons pas le moins du monde, une année-clé dans le développement des systèmes micros à usage domestique et de bureautique.

(067025-1)

Ordinateur ARM de la taille d'une Compact Flash

Mettez votre PC dans la poche de votre pantalon, de votre veston

taskit propose, dans le boîtier d'une carte Compact Flash de type II, un ordinateur ARM complet baptisé MicroARM. Le processeur, un ARM-7 tournant à 59 MHz, a à sa disposition 4 Moctets de DRAM et 8 Moctets de Flash. La carte est animé par Linux et exécute une JVM (*Java Virtual Machine*) qui se charge elle des programmes en Java. La CPU est en fait un Atmel AT91R4008 à noyau ARM capable de travailler à une vitesse comprise entre 4 et 59 MHz. L'espace mémoire adressable atteint un gigantesque 4 Goctets. Signalons également la présence de 256 Koctets de SRAM (0 wait states) et de 512 octets d'EEPROM. Tout un programme. A 59 MHz, la carte MicroARM consomme moins de 50 mA sous 3,3 V. Dans ces conditions, une paire



d'accus Ni-MH permet un fonctionnement de l'ordre de 20 heures.

Le produit de taskit est épaulé par des bibliothèques pour une horloge en temps réel (RTC = *Real Time Clock*), la gestion de

la consommation et la commande d'un affichage graphique. Le MicroARM se met en contact avec le monde extérieur par le biais de 2 interfaces sérieles asynchrones, un bus I²C et un bus PIF, ainsi que des ports

d'E/S numériques. taskit propose un Starter Kit comportant des routines et des exemples de connexion d'un réseau Ethernet, d'un affichage LCD et d'un clavier.

(067027-1)

Modules d'alimentation « Point-of-Load »

Texas Instruments dévoile ses modules d'alimentation « Point-of-Load » nouvelle génération caractérisés par une réponse transitoire ultrarapide. Des convertisseurs de puissance haute performance permettent de réduire la capacité par 8 tout en offrant un encombrement réduit de moitié.

Avec une régulation à 1,5%, les modules « Point-of-Load » allient performances accrues et encombrement réduit et s'adressent aux concepteurs d'infrastructures sans fil de la troisième génération et de systèmes de communication et de mise en réseau utilisant des microprocesseurs et des composants DSP, FPGA et ASIC avancés.

« Aujourd'hui, les concepteurs de systèmes de communication haut de gamme continuent de développer des systèmes ayant des besoins en alimentation complexes qui doivent prendre en charge des fonctionnalités tou-



jours plus nombreuses, tout en respectant des niveaux de tension dynamique de traitement plus faibles », a déclaré Steve Anderson, Directeur de la division des modules d'alimentation enfichables de TI. « Texas Instruments est toujours parvenu à

faire face à ce défi de conception grâce à de nouvelles générations de modules d'alimentation enfichables innovants qui reposent sur notre savoir-faire en matière de systèmes d'alimentation et de fabrication analogique, ainsi que sur notre antici-

pation des futurs besoins en puissance de traitement de signaux numériques. »

Lancées en complément de la fameuse gamme PTH de TI, les nouvelles séries de modules T2 prendront en charge la conversion abaisseur DC/DC à partir d'une large gamme de tensions d'entrée comprises entre 4,5 et 14 V, avec des tensions de sortie réglables pouvant aller jusqu'à 0,7 V à des courants de sortie de 50 A maximum, ce qui en fait des composants idéaux pour les applications IBA (architecture de bus intermédiaire). Les modules d'alimentation offrent plusieurs fonctions avancées pour réduire de près de moitié l'encombrement global de la solution d'alimentation par rapport aux appareils de la génération précédente de TI.

Pour en savoir plus : www.ti.com/sc05226

(057242-1)

AD7690/91 Vitesse et précision pour le CAN 18 bits le plus compact du marché

Analog Devices annonce le lancement du premier convertisseur analogique/numérique (CAN) 18 bits offrant un débit de données de 400 kSPS (kilo-Samples-Per-Second) et disponible en boîtier MSOP (Mini-Small-Outline Package) de 3 x 5 mm ou un boîtier LFCSP (Lead Frame Chip Scale Package) de 3 x 3 mm. Il s'agit du plus petit boîtier au monde. L'AD7690 est conçu pour les applications où l'encombrement de la carte est un élément de première importance, mais dans lesquelles il n'est pas envisageable de sacrifier la vitesse et la précision. Il répond ainsi particulièrement bien aux besoins des applications telles que l'équipement médical portable, les systèmes d'acquisition de données à distance et les capteurs industriels intelligents. Ces applications peuvent bénéficier de sa combinaison unique de vitesse, performance, basse consommation et empaquetage minuscule. En plus de permettre une vitesse deux fois plus grande et une réduction de 40% de l'en-

First 18-bit ADC in MSOP and QFN Package

• 18-bit resolution with no missing codes
 • 400kSPS (AD7690) 250kSPS (AD7691)
 • INL: 1 LSB (4ppm of FSR) Typical

• S/(N+D): 102 dB at 1kHz
 • Power dissipation: 5 mW at 5V/100kSPS
 • 10 Lead MSOP & LFCSP (QFN)

combrement de la carte, l'AD7690 offre un SNR (Signal-to-Noise Ratio) de 102 dB, ce qui fait de lui un composant 18 bits plus précis de 6 dB que ses concurrents les plus proches.

En plus de sa plus grande précision, de sa plus grande vitesse et de son encombrement réduit, l'AD7690 offre une consom-

mation de courant réduite de 80% par rapport à ses concurrents. Ces caractéristiques le rendent parfait pour les applications d'instrumentation portables alimentées par batteries. A son débit le plus haut de 400 kSPS, l'AD7690 n'enregistre qu'une perte de 20 mW par rapport aux 110 mW des CAN concurrents les plus proches. La

consommation de courant s'arrête automatiquement à la fin de chaque conversion, la consommation est donc linéaire par rapport au taux d'échantillonnage, ce qui le rend idéal pour les applications alimentées par batteries à faible consommation.

L'AD7690 fait partie de la famille PULSAR® de CAN SAR d'Analog Devices qui représentent la technologie la plus économique pour les applications qui exigent une modélisation numérique précise des signaux analogiques. Sa performance DNL (Differential Linearity) de ±1 LSB fait de lui le premier CAN à offrir un vrai linéarité 18 bits en boîtier MSOP avec aucune latence. Son INL (Integral NonLinearity) typique est de ±1 LSB, ce qui est une spécification critique pour les ingénieurs qui conçoivent des appareils d'instrumentation devant fournir des mesures de test plus précises.

Pour de plus amples informations, on pourra aller à : www.analog.com/AD7690

(057240-1)

Et voici Designer 6.0

À l'image de tous les acteurs dans cette arène très vivante qu'est le domaine des logiciels de création de circuits imprimés avec toutes les phases qui comprennent ce processus, Altium présente une version flambant neuve de son logiciel, Designer 6.0. Avec cette nouvelle version, Altium porte encore plus l'accent sur son approche révolutionnaire de développement unifié de produits électroniques. Altium Designer est le premier produit à unifier le processus de conception, de PCB, celle de composants programmables tels que les FPGA et le développement de logiciels enfouis (*embedded*) pour les conceptions à base de processeur. Ce concept, dont le graphique servant d'illustration à cet article évoque la complexité, regroupe la totalité des processus requis pour la réalisation non seulement du PCB mais aussi des composants programmables tels que FPGA, la création de code, etc.

Altium Designer 6.0, la sixième mise à jour du produit en 2 ans, permet une prise en charge nettement meilleure des conceptions de cartes ultra-denses, ainsi que le travail sur des signaux numériques ultra-rapides. La toute dernière version comporte une foule de nouvelles fonctions et d'améliorations qui renforcent les capacités de gestion et de navigation sur les cartes multi-couches les plus complexes, du travail sur les composants installés sur les deux faces d'un PCB, et de gestions des technologies de packaging les plus denses telles que BGA à compte de broches élevé.

Altium Designer 6.0 introduit la prise en charge, à l'échelle de l'ensemble du système, de la signalisation différentielle, ce qui permet une pleine définition, la gestion et le routage interactif des paires de signaux différentiels pour les interconnexions ultra-rapides. La nouvelle version prend également en compte le mappage automatique jusqu'à la conception physique des



signaux LVDS définis dans un projet FPGA. Le standard LVDS, le plus couramment utilisé pour la signalisation différentielle, est disponible sur la plupart des composants programmables. Altium Designer permet aux ingénieurs de tirer pleinement parti des nombreuses broches

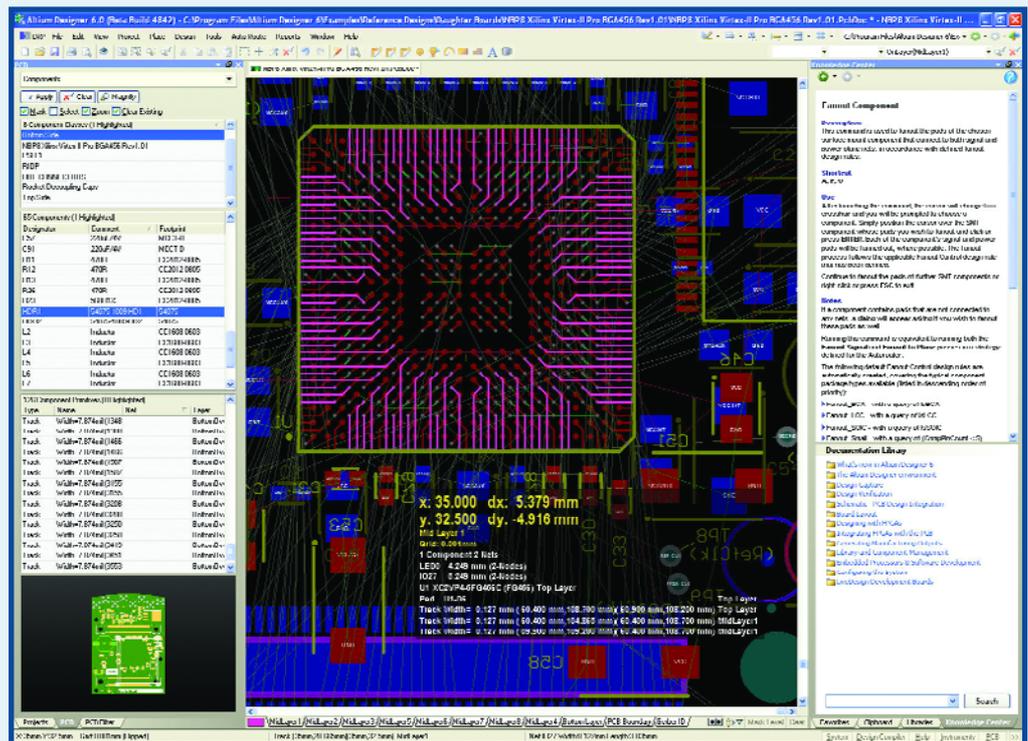
d'E/S différentielles qui composent les composants FPGA d'aujourd'hui.

Citons, parmi les nouvelles fonctions de Designer 6.0, la possibilité de retourner l'environnement de la carte de circuits imprimés par simple frappe

d'une touche, de permuter automatiquement les broches, les bibliothèques de bases de données, Smart-Paste.

Pour en savoir plus, un tour sur le site d'Altium s'impose : www.altium.com

(067019-1)



FT232R Après le légendaire FT232BM, voici le FT232R, le pont USB - UART

Si vous êtes un lecteur assidu d'Elektor, vous connaissez inévitablement le FT232BM de FTDI, composant que nous utilisons quasiment à chaque fois que nous avons affaire à une interface USB, comme c'est le cas de notre récepteur GPS-USB décrit dans le numéro de mai 2005 (cf. le lien ci-dessous). FTDI ne s'est pas endormi sur ses lauriers et présente son dernier rejeton, le FT232R, la nouvelle génération de leur famille de ponts USB - UART ô combien populaire. Ce composant à forte intégration incorpore de l'EEPROM embarquée, un générateur d'horloge maître, un régulateur 3,3 V à faibles pertes, un générateur de reset et les résistances de terminaison USB. Dans la configuration minimaliste, il vous reste à

connecter une paire de condensateurs de découplage externes. Outre la totalité du set de signaux de commande modem, le FT232R comporte 5 broches d'E/S qui peuvent être configurées en EEPROM pour remplir des fonctions diverses y compris celle de génération de signal d'horloge qui permettra de donner vie à un microcontrôleur ou une FPGA externe.

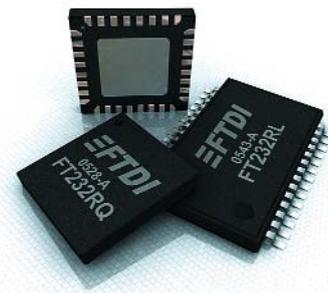
Chaque composant possède, à l'image de certains composants de Dallas Semiconductor, un identificateur unique (dit FTDI-Chip-ID™) dont il est doté sur la chaîne de fabrication et auquel l'utilisateur final ne peut rien changer. Les concepteurs de produits pourront l'utiliser, en s'aidant d'une technique d'encrytation, pour protéger leur pro-

gramme d'application contre une copie.

Tout comme son prédécesseur, le FT232R est épaulé par des pilotes pour systèmes d'exploitation 32 et 64 bits, développés par FTDI et mis à la disposition de l'utilisateur final sans qu'il ne soit question de royalties; les systèmes d'exploitation supportés incluent Windows, CE, Linux et MAC-OS... de quoi faire plaisir à tout le monde.

A noter qu'il existe également une version de ce composant avec une interface FIFO (*First In First Out*) parallèle, au numéro quelque peu différent, le FT245R.

Ayant l'habitude de travailler avec les produits de FTDI, nous ne pouvons que vous recommander de faire un tour sur leur site



pour vous faire une idée des possibilités de ces composants destinés à l'interface la plus universelle qui soit, vu qu'elle intègre cet adjectif dans sa dénomination (USB = *Universal Serial Bus*).

Signalons que FTDI est distribué en France par **Optiminfo**
www.optiminfo.com

(067021-1)

Clé USB de luxe

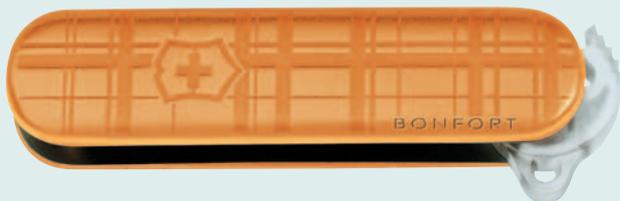
À quoi peut-on s'attendre lorsque 3 compagnies, suisses qui plus est, aussi fameuses que Victorinox, Bonfort et Swissbit conjugent leurs efforts pour présenter un stick USB ! La photo jointe dit plus que mille mots (aurait dit Confucius). Sous la dénomination pompeuse de SWISSMEMORYprestige™, on vous propose le Pullman des sticks USB, la Rolls Royce des supports de mémoire de 1 Goctet. On a visiblement pas lésiné sur le matériau puisque l'argent, l'or, les diamants et le silicium sont à l'honneur. Ces modèles sont disponibles dès maintenant. La question à dix euros, qu'en est-il du prix ? Le modèle le moins cher est juste à un peu moins d'un kilo-euro,



980 pour être précis. Voici de quoi parader lors de votre prochaine réunion de secteur où vous pourrez laisser traîner nonchalamment votre SWISSMEMORYprestige™ devant vous, en l'ayant doté d'une cordelette de nylon invisible (mais solide) pour faire un effet boeuf, voire l'enficher pompeusement dans votre portable lors de votre prochaine présentation des résultats de votre département. Trêves de plaisanteries, Elektor ne mange pas de ce pain-là.

Vous pouvez en effet, aussi et pour moins cher, mais sans doute un peu tard pour Noël 2005, jeter un coup d'oeil à l'article du numéro de décembre Cadeaux de Noël où sur pas moins de 4 pages nous vous proposons plus de deux douzaines d'idées de cadeaux faciles à réaliser grâce à Internet.

(067025-1)



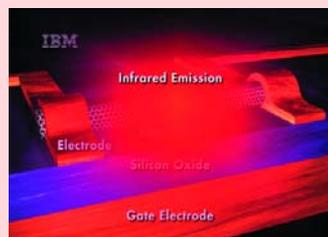
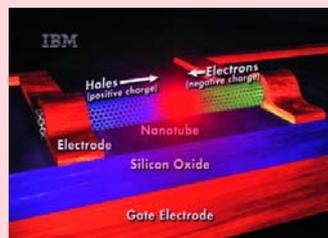
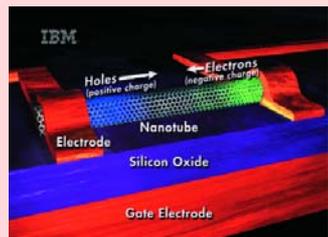
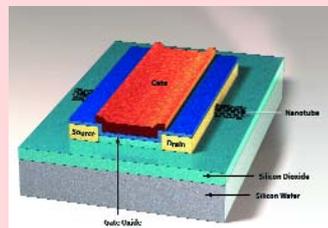
Le premier transistor nanotube luminescent

Il y a quinze jours à peine, IBM a présenté ce qui est, à leur avis, le premier transistor électroluminescent. Le flux de photons produits par ce composant est 10 000 fois supérieur à celui d'une LED conventionnelle, de sorte que l'intensité atteinte dépasse d'un facteur 1 000 celle d'une LED comparable. Au nombre des domaines d'application envisageables, IBM pense à des optiques intégrées à même la puce, ce qui se traduira par une diminution sensible de l'importance de l'arséniure de gallium dans cette branche de la micro-électronique. Pour le moment, le transistor nanotube travaille dans l'infra-rouge, mais cela ne préjuge en rien de son utilisation dans d'autres domaines du spectre dans les mois à venir.

www.research.ibm.com/nanoscience/nanotubes.html

domino.research.ibm.com/comm/pr.nsf/pages/news.20020520_nanotubes.html

(067023-1)



MCP3905/3906

Microchip fournit une solution complète de compteur électrique avec ses nouveaux circuits intégrés de mesure

Microchip annonce le MCP3905 et MCP3906, des circuits intégrés de mesure d'énergie entièrement autonomes calculant la puissance réelle instantanée et moyenne. Ces circuits d'interface analogique peuvent aussi être associés à un microcontrôleur PIC, fournissant ainsi des solutions extrêmement précises de mesure d'énergie électrique monophasée dans les applications de compteurs électriques résidentiels et industriels. Les MCP3905 et MCP3906 intègrent chacun deux convertisseurs analogique/numérique (ADCs) Δ/Σ (delta-sigma) à 16 bits, une référence de tension interne et tous les circuits numériques nécessaires pour calculer la puissance réelle instantanée et moyenne. Le MCP3905 se caractérise par un amplificateur

à gain programmable (PGA) avec un gain maximum de 16. Le MCP3906, s'adressant à des applications demandant plus de précision, a un gain maximum de 32. Les deux circuits répondent, voire même dépassent les directives IEC62053 de la Commission Internationale d'Electrotechnique sur les équipements de comptage d'électricité.

Les nouveaux circuits intégrés sont très précis: erreur de mesure typique de 0,1% sur une gamme dynamique de 500 : 1 pour le MCP3905 ou de 1 000 : 1 pour le MCP3906. Leur référence de tension intégrée à faible dérive garantit que les mesures ne changeront pas pendant la durée de vie du compteur. Les circuits ne consomment que 4 mA et supportent la commande directe des compteurs mécaniques et des moteurs pas à pas biphasés. Ils comportent une broche de sortie d'alerte de détournement



pour l'indication d'une puissance négative. De plus, ils fonctionnent dans une plage de température de -40 à $+85^{\circ}$. Pour faciliter le développement des applications de comptage électrique, Microchip propose la carte de conception de référence pour compteur électrique basée sur le MCP3905 (réf # MCP3905RD-PM1) et la carte d'évaluation MCP3905 (réf # MCP3905EV). Les deux cartes sont disponibles dès aujourd'hui.

Microchip a aussi lancé sur Internet un nouveau Centre de Conception de Compteurs Physiques (www.microhip.com/meter), qui fournit aux ingénieurs des outils et des ressources techniques répondant à leurs besoins de simplification et d'accélération du processus de conception pour créer des applications de comptage précises, faibles et économiques pour la mesure de l'électricité, de l'eau, du gaz et de la chaleur.

(057234-1)

Vos disques durs valent de l'or

HDDLlife monitore la santé de vos disques durs directement depuis Google Desktop

BinarySense vient de présenter un plug-in pour Google Desktop, HDDlife (**Hard Disk Drive** pour ceux qui ne se souviendraient pas de la signification de cet acronyme...)

Il vous permet de suivre la température et le bien-être de vos disques durs et ainsi de vous prévenir en cas de situation pouvant les amener à se crasher.

Qui dit crash de disque dur dit perte de données, sans doute le plus grave, de temps car il vous faudra peut-être réinstaller un système péniblement peaufiné au long des mois.

Le plug-in HDDlife pour Google Desktop distribué sous forme de version gratuite utilise la même technologie que les versions autonomes HDDlife et HDDlife Pro disponibles pour les utilisateurs enregistrés. Pour ceux qui ne le sauraient pas, Google Desktop est un utilitaire de recherche plain-texte permettant de procéder à des recherches

dans les E-mails, les fichiers ordinateurs, de musique, photos, chats voire même les pages Web auxquelles vous avez rendu visite et ceci directement depuis le bureau.

Le plug-in HDDlife vous donne des informations en temps réel quant à l'état et la température de chaque disque dur (il faut bien entendu que votre cartemère fournisse ces éléments et vous alerte instantanément par une icône jaune (ou rouge lorsque les choses sont critiques) en cas de détection d'un risque pour vos disques durs.

La version Pro donne des informations additionnelles telles que performances, espace disponible sur le disque dur et garantit ainsi une meilleure protection de vos données. La version Pro supporte les disques IDE, SATA (Serial ATA) et SCSI.

Le plug-in HDDlif tourne sous Windows 2000/2003/XP et requiert Google Desktop 2.0. Pour en savoir plus sur le plug-in

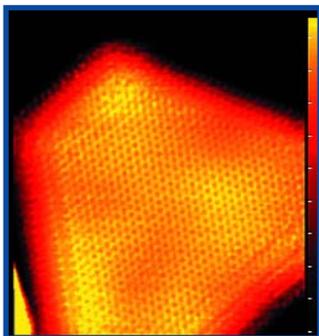
HDDLlife et HDDlife Pro un petit tour à l'adresse <http://www.hddlif.com> est un détour obligatoire. Lien téléchargement du plug-in

HDDLlife pour Google Desktop (édition gratuite) www.hddlif.com/HDDLlifeGoogle.exe

(067020-1)

Volume	Label	File system	Capacity	Free
C:\	System_XP	NTFS	52.2 GB	3.4 GB
D:\	Data	NTFS	14.6 GB	639.9 MB

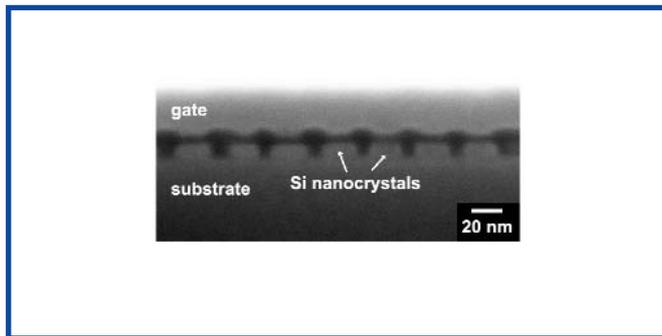
Déjà la fin des mémoires Flash ?



On connaissait déjà les nanocristaux au carbone, voici quelque chose de plus consistant. Si Motorola annonçait, voici 2 ans déjà, avoir fait la démonstration de la première mémoire 4 Mbits à base de nanocristaux, voici que Freescale annonce la présentation de la première mémoire 24 Mbits à base de nanocristaux silicium, parlant de révolution technologique.

De l'avis de Freescale Semiconductor, une société dérivée de Motorola, cette technologie de mémoire non volatile est plus dense, plus rapide et plus économique que la mémoire Flash conventionnelle, spécificités qui ne peuvent qu'accélérer son développement pour remplacer les mémoires Flash actuelles basées sur des grilles flottantes. Il devient de plus en plus difficile de réduire la taille des structures des Flash à grille flottante ce qui partant se traduit au niveau des coûts. Lorsque l'on travaille en 90 nm, la surface occupée par les transistors 9 à 12 volts requis pour l'écriture et l'effacement du module Flash conventionnel ne peut pas être réduite, de même qu'il n'est pas possible de diminuer la tension élevée nécessaire au fonctionnement correct de la Flash à grilles flottantes sans compromettre la fi-

Les nanocristaux silicium pointent le bout du nez



bilité de la mémoire, ce qui se traduirait par des risques d'erreurs et par conséquent de pertes de données. Les mémoires en technologie nanocristal silicium font partie d'une catégorie de technologies de mémoire dites thin-film qui se laissent mieux réduire que leurs homologues à grilles flottantes car il est possible de diminuer l'épaisseur de l'oxyde tunnel sans que cela n'ait de consé-

quence sur la rétention des données. La charge est stockée dans des nanocristaux isolés et elle n'est perdue que pour les rares nanocristaux qui se trouvent alignés avec les défauts présentés par l'oxyde du tunnel, les mêmes défauts ayant des conséquences plus désastreuses dans le cas de mémoire à grille flottante où ils se traduirait par une perte sensible de charge.

(067022-1)

Nouveaux modules CUBLOC™

Déjà connu pour être à l'origine de modules microcontrôlés aussi réputés que les PICBASIC, le ROVIN™ ou encore les TinyPLC™ le fabricant Comfile prouve si il en été encore besoin son étonnante capacité à développer sans cesse des produits toujours plus performants et innovants. Ainsi il faut également désormais compter avec les nouveaux modules CUBLOC™ qui intègrent sur une même « puce » à la fois un microcontrôleur programmable en langage « BASIC » très évolué ainsi qu'un mini-automate (PLC) programmable en langage contact, lesquels pourront être utilisés simultanément de part la structure multitâches des CUBLOC™. Le développement de vos applications s'effectuera sur PC grâce au logiciel « CUBLOC Studio » par l'intermédiaire de 2 fenêtres distinctes qui vous donnerons accès à votre programme BASIC ainsi qu'au « langage contact ». Le téléchargement de vos applications au sein des modules se fera au moyen d'un simple

câble série avec des possibilités de « monitoring » multiples. Les modules pourront être utilisés pour développer une application uniquement en langage BASIC ou uniquement en « langage contact » ou en mode multitâche avec les 2 technologies en même temps. Le langage BASIC des CUBLOC™ dispose de plus de 140 instructions capables de gérer les convertisseurs analogique/numérique 10 bits, les liaisons RS-232, I2C™, SPI™, MODBUS™, les fonctions mathématiques (SIN, COS, SQR, LOG...), les tableaux multi-dimensions, les interruptions matérielles ou temporelles, les claviers matricés, les signaux PWM, les servomoteurs, le comptage d'impulsions, la génération de fréquences, etc. La structure du langage bien qu'en BASIC est très proche du langage « C » (avec la possibilité de créer des fonctions, de faire appel à des sous-routines, d'utiliser des instructions structurées, etc.). Le cœur PLC du CUBLOC™ dispose également de son propre jeu d'instructions évoluées.



- 3 modèles sont actuellement disponibles.
- Le « CB220 » qui dispose de 80 K de mémoire programme, de 3 K de RAM et de 16 entrées/sorties.
 - Le « CB280 » qui dispose de 80 K de mémoire programme, de 3 K de RAM et de 49 entrées/sorties.

- Le « CB290 » dispose de 80 K de mémoire programme, de 28 K de RAM et de 92 entrées/sorties et d'une horloge RTC. Les modules sont livrés avec une notice d'utilisation en français. Pour plus d'infos, on fera un tour sur le site www.lextronic.fr

(067026-1)

À vos manivelles, voici la Green Machine

L'ordinateur à 85 euros (= ±100 dollars au cours actuel) est ante portas

Si l'on doit en croire les photos disponibles sur le site de MIT Education, l'ordinateur à 100 dollars est une réalité. Le secrétaire général des Nations Unies, Kofi Annan, a salué la présentation du prototype d'un portable bon marché, pardon peu cher, et robuste destiné aux étudiants, ceux des pays du tiers-monde en particulier, comme une expression de la solidarité mondiale. La machine dont on voit ici la photo, a été présentée par Nicholas Negroponte du MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) lors du sommet des Nations-Unies à Tunis.

L'objectif est la production de millions d'unités d'ici la fin de 2006. L'alimentation du portable se fait par le biais d'une manivelle entraînant un dispositif de génération d'énergie électrique,

cela permettra de se passer de réseau électrique, luxe que ne peuvent pas se payer nombre de pays du Tiers-Monde.

La lecture du cahier des charges amène à se poser des questions. Le processeur doit tourner à 500 MHz, pas de disque dur, mais de la mémoire Flash qui supporte mieux les mauvais traitements, et pas moins de 4 ports USB pour une connexion à Internet. Cette dernière fonction requiert la présence d'une ligne de téléphone... L'alimentation se fait par action de la manivelle (1 mn pour 10 mn de fonctionnement dans l'état actuel des choses...). Le système d'exploitation sera à base de Linux, de manière à ouvrir en grand la porte aux logiciels open-source. On peut se demander pourquoi il n'a pas été présenté plus tôt, ce



portable qui remplit également une fonction de livre électronique... mais ce n'est pas tout, la Green (ou faut-il dire Mean, pour méchant) Machine peut aussi servir de console de jeux, voire de récepteur TV. Microsoft, Sony, Nintendo et consorts n'ont qu'à bien se tenir.

Si les résultats de la conférence

de Tunis ont été qualifiés de décevants pour ne pas dire de quasi-nuls, la concrétisation d'un projet aussi ambitieux que celui de l'OlpC (*One Laptop per Child*) constituera un rayon de soleil dans l'eau froide...

Pour en savoir plus : <http://laptop.media.mit.edu/>

(067028-1)

ADXL330

Analog Devices, innovateur en technologie MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) depuis plus d'une dizaine d'années, annonce le lancement d'un accéléromètre 3 axes pour compléter sa famille iMEMS® de capteurs inertiels. Reconnue pour sa technologie de micro-usinage (cf. la signification de MEMS) et sa capacité à combiner des structures de capteurs MEMS avec des circuits intégrés de conditionnement du signal, Analog Devices s'est appuyée sur cette expertise pour également réduire la consommation de son nouvel ADXL330 à seulement 200 µA pour une tension d'alimentation de 2,0 V, ce qui représente une amélioration d'environ 50% par rapport à la concurrence et permet à l'ADXL330 d'être le moins consommant dans sa catégorie. Conçu pour satisfaire aux besoins des combinés de téléphones mobiles et des autres produits d'électronique grand public portables, l'ADXL330 offre une structure robuste de capteur 3 axes intégrée sur une

Analog Devices lance une nouvelle famille d'accéléromètres 3 axes iMEMS

puce unique avec le conditionnement du signal, le tout empaqueté dans un minuscule boîtier de montage de surface en plastique de 4 x 4 x 1,45 mm.

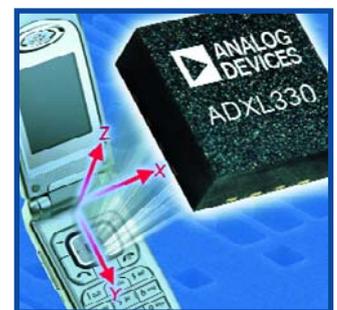
« Les accéléromètres 3 axes vont changer fortement les rapports d'utilisation des consommateurs avec l'électronique portable grand public. Les fabricants de téléphones mobiles qui sont à l'origine de cette tendance, ont clairement exprimé leurs besoins et leur souhait de doter leurs combinés d'accéléromètres 3 axes, en tant que composant standard, dans les années à venir – et ce pour un prix de 1 \$ ou moins, » explique Bill Giudice, Vice Président et Directeur Général de la Division Produits Micro-usinés chez Analog Devices. « Avec le lancement de l'ADXL330, nous libérons le potentiel de ce vaste marché en utilisant notre technologie cœur à 3 axes et nous définissons une feuille de route qui aboutira au prix visé de 1 \$ ou moins pour de grands volumes de production, tout en donnant aux concepteurs les capacités dont

ils ont aujourd'hui besoin pour transformer la façon d'utiliser les téléphones mobiles, les lecteurs multimédia, les jeux vidéo, les appareils photo et les ordinateurs. »

L'ADXL330, produit pionnier d'une famille d'accéléromètres 3 axes d'Analog Devices, convient parfaitement à une large gamme d'applications de produits grand public, qui exigent une faible consommation, un encombrement réduit et des capacités de capteurs à 3 axes fiables. Par exemple, dans les :

- Téléphones mobiles avec capteur de mouvement et indication de situation pour surveiller l'emplacement du combiné et comment il est utilisé. Ils permettent des caractéristiques telles que des interfaces utilisateurs plus intuitives et une gestion de puissance intelligente pour prolonger la vie des batteries.

- Ordinateurs portables et lecteurs de média avec systèmes de protection de disque. Pouvoir mesurer les effets des chocs et des chutes améliore la robustesse, alors que la demande de



plus grandes capacités de stockage des appareils portables augmente.

- Consoles de jeux gérées par le mouvement qui offrent une expérience de divertissement plus interactive et intuitive. Les accéléromètres 3 axes améliorent les interfaces des jeux actuels et ouvrent la voie à d'autres applications de jeux utilisant les mouvements du joueur.

- Appareils photo numériques qui aident les utilisateurs à prendre automatiquement de meilleures photos en détectant les positions, mouvements et vibrations. Fiches techniques et autres informations : www.analog.com/ADXL330

(057238-1)

Moteurs linéaires

... et leurs applications modernes

Dr. Thomas Scherer



illustration : Siemens AG

Rien de plus simple que sa définition : un moteur linéaire ne tourne pas mais se déplace de façon rectiligne. Nous allons passer en revue les exemplaires faux et vrais de cette catégorie et leurs applications.

Il va sans dire que cet article ne doit pas devenir une présentation d'électrotechnique. Il n'en reste pas moins que : moteur linéaire et moteur linéaire sont deux choses différentes. Il existe en effet également de « faux » moteurs linéaires ou de systèmes de propulsion qui ne sont pas de « vrais » moteurs linéaires. En fait tout ce qui est doté d'un moteur électrique se déplace en ligne droite. Il existe ainsi des actuators « dynamiques » dont le principe de fonctionnement simple (bobine + aimant) est utilisé depuis bien longtemps pour nombre d'applications. Un exemple parlant est le haut-parleur dynamique classique dont on retrouve en **figure 1** le schéma de principe. Le fonctionnement est parfaitement connu : une bobine placée dans un champ magnétique génère une force proportionnelle au courant qui la traverse. Outre pour la production de sons, ce principe est utilisé depuis quelque 20 ans pour le positionnement des têtes de lecture/écriture d'un disque dur. Si, au début, pour des capacités ne dépassant pas 40 Moctets, on utilisait, tout comme pour les lecteurs de disquettes, des moteurs pas à pas rotatifs, la densité de pistes croissante nécessita l'emploi d'un pilotage des têtes plus précis. Une « bobine vocale » (connue sous la dénomination de « *voice coil* » de l'autre côté de l'Atlantique) pilotée par des capteurs de position permet une précision de repérage de pistes inconnue jusqu'à présent et en raison des forces bien plus importantes atteintes, un changement de piste bien

plus rapide. Dans les machines-outils actuelles, lorsqu'il s'agit de mouvements linéaires simples et courts, on utilise des actuators en remplacement de dispositifs pneumatiques, actuators où les rôles de la bobines et de l'aimant sont intervertis : la bobine est fixe et l'aimant ou la pièce métallique se déplace. Comparés aux moteurs pseudo-linéaires qui eux produisent le mouvement rectiligne à partir de la rotation d'un moteur électrique conventionnel, par le biais de d'engrenages ou de courroies crantées, les solutions de ce genre ont l'avantage d'une construction plus simple et plus compacte. Autres aspects positifs : une faible usure, des couples importants ce qui se traduit par un niveau de prévisibilité et de fiabilité élevé. Le faible coût de production des moteurs pseudo-linéaires fait que leur utilisation reste d'actualité dans le monde de la mécanique industrielle.

Les vrais moteurs linéaires

La seule chose qui différencie un vrai moteur linéaire de son homologue tournant est que le stator (la cage extérieure dans laquelle se meut le rotor) est de forme plate. Le rotor prend alors la forme du corps qui se déplace le long du rail du stator ou qui enveloppe le stator unidimensionnel. Comme le mouvement dit translatore dans une direction est obtenu directement et non pas par le biais d'un détour tel que, entre autres, un engrenage, on appelle,

dans le cas d'un mouvement obtenu par moteur linéaire, de mouvement direct.

L'avantage majeur est évident : la mécanique étant à la fois bien plus simple et bien moins présente, l'usure est bien moindre, le « jeu » quasi-inexistant et par conséquent une fiabilité très élevée.

Il est intéressant de noter que le principe mis en oeuvre est connu depuis plus de 150 ans, mais son application industrielle en masse ne s'est faite qu'il y a une trentaine d'années. Cela tenait entre autres au fait que l'extrême précision de positionnement qui se situe, dans le cas des machines-outils, dans le domaine des μm , ne put être vérifiée qu'à l'aide de capteurs à semi-conducteur spécialement conçus à cet effet, à savoir déterminer une position avec grande précision et exactitude, et une commande de moteur électronique rapide. L'énorme développement de force (des accélérations de 20 g voire plus n'ont rien d'irréaliste), font des moteurs linéaires les favoris de toutes les applications ne nécessitant pas de mouvement rotatif.

En principe, il est possible de transférer au moteur linéaire tous les principes de construction des moteurs électriques connus (du moteur pas à pas au moteur triphasé). Il est possible aujourd'hui d'acheter différentes variantes de moteur doté de son électronique de commande prêt à l'utilisation, en fonction de sa puissance, de son pilotage et de sa construction. Il en existe de nombreuses variantes à enroulement fixe ou mobile, à aimant permanent ou à électro-aimant. Il existe également des variétés exotiques et des applications très spéciales.

Rail Gun & Catapulte

Rares sont les découvertes technologiques qui ne sont pas, à un moment ou à un autre, utilisées à des fins destructrices. Les systèmes de propulsion électromagnétiques linéaires ne constituent pas d'exception. La **figure 2** montre le schéma de principe d'un système de tir que l'on a baptisé « rail gun ». Un projectile en matériau conducteur glisse le long d'une paire de rails de cuivre, le flux de courant permettant de le faire accélérer très rapidement. On a essayé, en Allemagne, au cours de la Seconde Guerre Mondiale, (en vain) de réaliser des armes fonctionnant selon ce principe. Même de nos jours, ce type d'armes n'est (heureusement) pas prêt à être utilisé en raison des courants monstrueux (de quelques kA à plusieurs MA) impliqués et des contraintes qu'ont à subir les matériaux.

Tout comme les projectiles à propulsion électromagnétique, les catapultes dérivent d'un domaine de recherches principalement militaire.

Les catapultes seraient, pour des avions à grande vitesse dotés de moteurs statoréacteurs (*scramjet*), d'un point de vue de principe pur, des rampes de lancement idéales.

De par leur principe de fonctionnement, les statoréacteurs ne fonctionnent correctement qu'à vitesse minimale relativement élevée largement supérieure à la vitesse du son. Les tests effectués jusqu'à présent à l'aide de prototypes fonctionnels nécessitaient soit une propulsion additionnelle par fusée ou le transport en gigogne (qui se souvient encore du Leduc) sur le dos d'un gros porteur militaire qui, en l'amenant à une bonne altitude lui permettait d'atteindre la vitesse requise par un piqué vertigineux. Si l'on sait que les statoréacteurs doivent permettre des vitesses atteignant jusqu'à Mach 15, il serait techniquement intéressant d'envisager un lancement par catapulte permettant d'atteindre un nombre de Mach

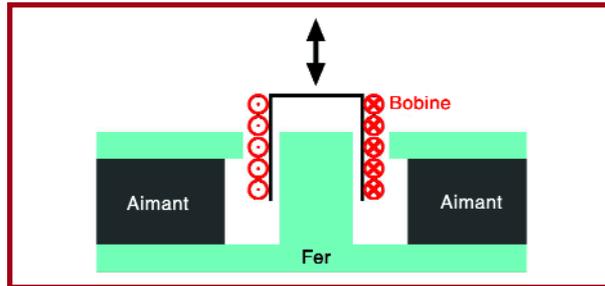


Figure 1. Principe de fonctionnement d'un haut-parleur dynamique. L'industrie utilise le même principe de propulsion pour les actuateurs.

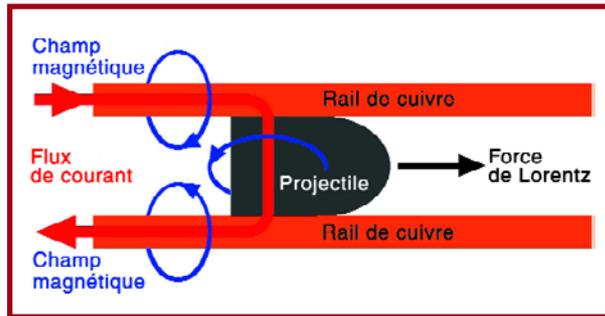


Figure 2. Peut-on faire plus simple. Voici le principe d'un système de tir électrique. Une paire de rails véhiculant le courant et un projectile conducteur, il n'en faut pas plus.

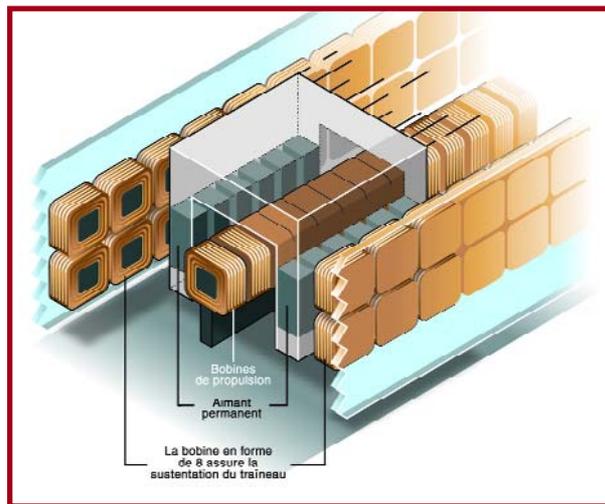


Figure 3. Le moteur linéaire en catapulte. Les bobines de propulsion et de guidage catapultent un siège métallique et le garde « sur les rails ». (Illustration : Schwandt Infographics)

élevé, des moteurs linéaires (**figure 3**) devant théoriquement le permettre. La NASA a déjà procédé à plusieurs tests de prototypes à échelle réduite, tests dont les « sponsors » furent les militaires. En tout état de cause, un tel système reste de la science-fiction pour le moment vu que les forces mises en jeu ne sont pas encore « contrôlables », la logistique requise hors de prix et que l'être humain ne supporte pas sans dommage les effets des accélérations sur des trajets de catapulte courts (de longueur inférieure à 10 km). On connaît d'autres concepts pour le déplacement de personnes à l'aide d'une motorisation linéaire.

Le Transrapid

S'il est vrai que des trains à grande vitesse à moteurs rotatifs conventionnels peuvent également atteindre des vitesses relativement élevées, témoin le TGV avec ses 500+ km/h de record, les systèmes « rails+roues » des TGV, ICE et Shinkansen se limitent à quelque 300 km/h. Des vitesses plus élevées exigeraient une voie spéciale, l'usure augmentant cependant très rapidement en raison

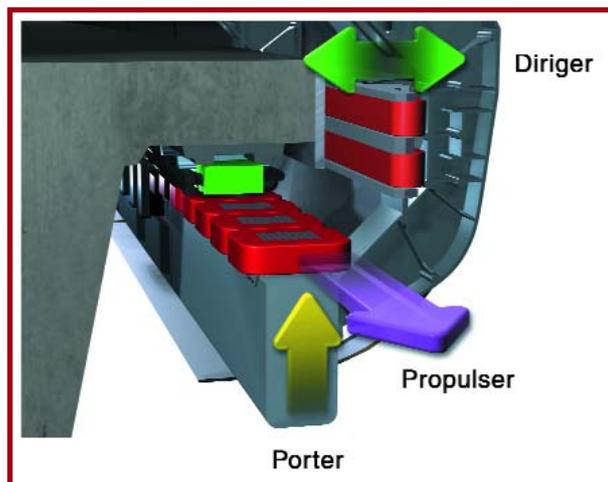


Figure 4.
Coupe partielle du système de propulsion et de guidage du Transrapid. (Photo : Siemens AG)

des frottements. Une version expérimentale du TGV a atteint, en 1990, l'incroyable vitesse de 515,3 km/h, mais après ce seul trajet, la ligne électrique suspendue entre les caténaires et le pantographe nécessiterent une révision générale. Les trains à lévitation magnétique ne sont pas sujet aux phénomènes d'usure dus aux frottements, eux et il semble logique de propulser ce type de train par moteur linéaire. Les versions pratiques de ces conclusions sont le JR-Maglev (*Magnetic Levitation*) japonais et le Transrapid allemand. Cela fait des décennies que l'on développe ces deux systèmes. Si vous suivez les discussions politico-économiques en Europe ces dernières années vous savez sans doute que le Transrapid qui circule en ligne régulière depuis près de 2 ans à Shanghai (RPC) a transporté plus d'un million de personnes à un bon 430 km/h sur une ligne qui ne fait que quelque 30 km. En pratique, les 2 systèmes sont conçus pour des vitesses de l'ordre de 500 km/h, bien qu'ils puissent, de par leur principe, aller encore plus vite. On continue de parler aux Pays-Bas (cf. www.magneetzwefbaan.nl) d'un trajet Transrapid, le premier d'entre eux n'arrivant pas à quitter, en RFA, son trajet d'essai à Emsland.

La sustentation

Sur le Transrapid la sustentation et la propulsion vont de pair. La **figure 4** montre une vue en coupe du rail et de l'unité de propulsion et de sustentation d'un train. Les parties gauche et droite du rail sont dotées de guides métalliques auxquels les électro-aimants se verrouillent magnétiquement. Les électro-aimants responsables de la sustentation exercent leur force d'attraction sur les paquets de tôles implantés en bas à gauche et à droite du rail sous forme de stator plan. L'électronique du train règle elle-même l'épaisseur de l'interstice d'air à 10 mm environ.

C'est dans les empilements de tôles que se trouvent les enroulements de la propulsion. Il s'agit en l'occurrence de câble d'aluminium isolé d'une section de plus de 300 mm². L'ensemble fonctionne comme un moteur à courant alternatif synchrone étalé tout en longueur. On produit, dans les enroulements du rail, un champ magnétique mobile. Si les aimants porteurs se trouvent sous courant, les aimants porteurs et par conséquent le train auquel ils sont fixés subissent une attraction. Comme les trains englobent le rail tout déraillement est pratiquement impossible. Chaque train et chaque segment sont sustentés individuellement recevant également sa puissance de

propulsion individuellement au travers du rail. Il n'existe par conséquent pas de locomotive chargée de la traction ou de la propulsion. La vitesse du train dépend directement de la fréquence du courant alternatif injecté, sachant que dans le cas du Transrapid elle peut atteindre jusqu'à 300 Hz à de l'ordre de 550 km/h.

La question intéressante qui se pose est de savoir comment, à de telles vitesses, un interstice de 10 mm peut suffire. Le système de pilotage mesure, par induction, cet écartement pour chaque segment du train plusieurs milliers de fois par seconde pour modifier en conséquence les courants des aimants de sustentation et de propulsion. En combinaison avec la masse des wagons cela se traduit, en pratique, par une fréquence de réglage de 30 Hz environ. La sustentation et la propulsion d'un segment requièrent, en fonction de la charge et de la forme du trajet (courbes), une puissance électrique comprise entre 55 et 110 kW. L'énergie requise est fournie par un ensemble d'accumulateurs dimensionnés en conséquence et capable, en cas de disparition du courant, d'assurer la sustentation pendant 1 heure environ. Une fois les accumulateurs vides, le train se pose sur des patins. La charge des accus de fait inductivement par le biais des harmoniques du champ magnétique de propulsion lorsque le train dépasse les 100 km/h.

Pour une vitesse allant jusqu'à 500 km/h, un train constitué de 3 segments nécessite une puissance de propulsion pouvant atteindre jusqu'à 45 MVA. Pour éviter d'avoir à mettre la totalité du réseau sous tension, le rail est subdivisé en plusieurs sections de faible longueur pilotées par des convertisseurs de fréquence montés tout au long du rail. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance tels que GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) et IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) à des tensions allant jusqu'à plus de 4 000 V et des courants dépassant le 1 kA par semi-conducteur. Ces stations de conversion qui règlent la fréquence et la tension sont pilotées depuis un poste de commande central dédié à un rail. Dans ces conditions, un Transrapid peut se passer de conducteur « embarqué ».

Le voyageur moderne ne manquera de se poser la question de savoir s'il peut utiliser son laptop en cours de trajet ou si ses cartes de crédit ne risquent pas de perdre les informations de leurs pistes magnétiques sachant que l'énergie convertie ici en champ magnétique est loin d'être négligeable. Nous pouvons vous rassurer : en raison de l'interstice relativement faible de 10 mm, les champs magnétiques parasites restent très limités et des mesures nous apprennent que dans la voiture, leur taille est de l'ordre de celle du champ magnétique terrestre. Il est tout autrement dans le cas du système JR-Maglev nippon qui, par le biais d'un champ magnétique propulsif, « surfant » en fait sur une sorte de vague. L'interstice d'air plus grand requis atteint jusqu'à 10 cm, de sorte que les champs parasites peuvent être jusqu'à 1 000 fois plus importants que ceux relevés sur le Transrapid.

Je « google », tu « googles »...

Nous n'avons bien évidemment pas pu, dans le cadre restreint de cet article, entrer dans tous les détails des systèmes mentionnés. Si vous voulez en savoir plus, rien ne vous interdit de faire un saut sur Internet de « googler » quelques recherches à l'aide de mots-clé tels que « *linear motor* », « *rail gun* », « *scramjet* », « *transrapid* » et « *maglev* ». L'encyclopédie d'Internet, Wikipedia, fournit de nombreuses informations utiles.

(050374-1)

Moteur au (micro)mètre

Les entraînements piézoélectriques gagnent du terrain

Jens Nickel

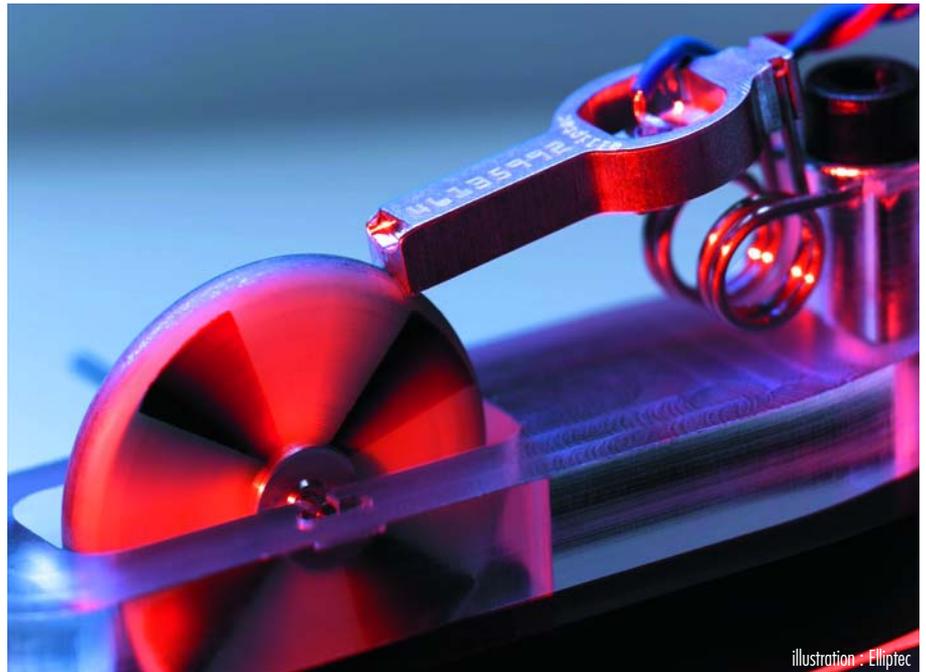


Figure 1.
Ce moteur piézo, commandé par un seul canal, peut effectuer des mouvements linéaires et rotatifs [4]. (Figure : Elliptec)

illustration : Elliptec

Les actionneurs et moteurs piézoélectriques conquièrent toujours plus de champs d'application. Ces entraînements se distinguent par leur dynamique élevée, leur précision atteignant le domaine du nanomètre et leur encombrement réduit.

La découverte de nombreux phénomènes physiques a déclenché immédiatement une révolution technique – il suffit d'évoquer les rayons X ou l'amplification de courant du transistor. Le potentiel d'un grand nombre d'autres découvertes ne s'est révélé par contre qu'après un nombre considérable de décennies. Deux exemples : la supraconductivité (découverte déjà en 1911) et l'effet décrit plus bas.

En l'an 1880 déjà, les frères français Jacques et Pierre Curie découvrirent que des charges se forment sur les cristaux de tourmaline lorsque le matériau est soumis à la pression. Il s'agissait de ce qu'on nomme l'effet piézoélectrique (dérive du grec « piezein », « presser »). Le phénomène opposé se produisait aussi : certains matériaux se déformaient de façon caractéristique sous l'influence d'une charge électrique. Toutefois, hormis le briquet piézo et le quartz oscillateur (dans lequel les deux effets entrent en jeu), les applications techniques ont été plutôt du genre exotique. L'intérêt pour l'effet piézoélectrique n'a vraiment débuté qu'au cours des 10 ou 20 dernières années, car il permet de réaliser des entraînements élec-

triques aux propriétés révolutionnaires. Cela est dû dans une large mesure aux progrès accomplis dans le domaine des sciences des matériaux, mais aussi à la technique de commande (microcontrôleur !).

Des céramiques très « tendance »

L'effet piézoélectrique se manifeste dans de nombreux matériaux à l'état naturel. Par exemple le quartz : si on le comprime dans la direction d'un axe particulier (dénommé axe polaire), une tension est engendrée sur les faces latérales correspondantes (voir l'explication dans l'encadré). L'application d'une tension, fait se contracter ou se dilater le cristal ; c'est l'effet piézoélectrique inverse. Les propriétés des matériaux synthétiques devraient être encore supérieures. Une céramique répondant au nom de titanate-zirconate de plomb (PZT) peut même être polarisée : en d'autres termes, l'axe et la polarité de l'effet piézoélectrique peuvent être définis au gré des besoins [1][2]. La céramique est en effet constituée par un grand nombre de cristaux individuels agglomérés qui possèdent une propriété intéressante : l'axe polaire

pivote de 180° exactement dans un champ électrique élevé. Les cristaux individuels de la céramique refroidie après la fonte sont orientés aléatoirement : la masse du matériau ne possède encore aucune propriété piézoélectrique. L'application d'un champ magnétique croissant provoque un basculement progressif des cristaux individuels. Des domaines étendus, polarisés dans la même direction, apparaissent et forment une sorte d'axe préférentiel (ces matériaux sont aussi dénommés « ferroélectriques » par analogie avec la magnétisation du fer dans un champ magnétique). Le PZT polarisé possède des propriétés piézoélectriques prononcées dans la direction de cet axe. Comme il est aussi relativement facile de fabriquer ces céramiques sous de nombreuses formes différentes, elles constituent un choix excellent pour les applications ci-dessous [2][3].

Résonateurs

La réalisation d'un entraînement est basée sur l'effet piézoélectrique inverse. Une dilatation ou une contraction pouvant atteindre 0,15% se produit le long d'un axe polaire en fonction de la polarité de la tension appliquée. Une tension alternative ou continue pulsée permet de faire osciller le matériau. Le mouvement résultant dépend bien sûr du matériau, de l'axe polaire et de la direction du champ électrique, mais aussi de la forme du corps piézoélectrique. Les éléments piézoélectriques peuvent accomplir un mouvement vibratoire longitudinal, latéral, de flexion et de cisaillement [1].

On obtient un déplacement de grande amplitude et des oscillations uniformes en appliquant une tension électrique correspondant à la fréquence de résonance du corps. Celle-ci dépend de l'élasticité du matériau et des dimensions. Le quartz oscillateur repose sur ce principe. Un cristal de quartz très pur scié en forme de parallélépipède (avec la bonne orientation !) sert d'étalon de fré-



Figure 2. La soupape de pompe d'injection diesel entraînée piézoélectriquement. Le piézo-actuateur gris à droite pilote l'aiguille de la buse. (Illustration : Siemens VDO)

quence extrêmement précis et stable dans le temps pour une tension alternative RF.

Actionneurs

Parmi les applications de l'effet piézoélectrique inverse, on distingue ces « résonateurs » des « actionneurs » et des « moteurs ». Les actionneurs se dilatent de quelques micromètres lors de l'application d'une tension continue. On peut amplifier cette course par un système de levier ou en formant une pile de plusieurs actionneurs en série. L'assemblage et le raccordement habile de plusieurs éléments permettent aussi d'effectuer des mouvements plus complexes.

Citons par exemple les micropompes qui peuvent éjecter quelques nanolitres ou microlitres de liquide. Ce principe, utilisé dans les imprimantes à jet d'encre, se retrouve aussi dans les analyses chimiques. Les actionneurs piézoélectriques des moteurs modernes à injection directe, Diesel

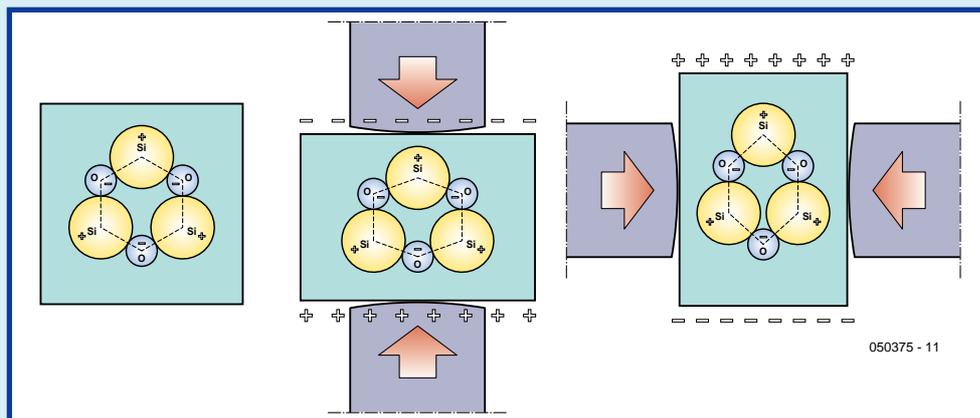
Un coup d'oeil dans le cristal

Il est facile d'expliquer l'effet piézoélectrique en se basant sur le quartz (SiO_2). Celui-ci est formé d'un réseau régulier dans lequel chaque atome de silicium est entouré d'un tétraèdre d'atomes d'oxygène (figure a). Les atomes d'oxygène ont tendance à attirer des électrons « étrangers ». Les atomes de silicium acquièrent donc une charge positive, les atomes d'oxygène une charge négative. Comprisons le cristal de quartz selon l'axe situé entre la pointe et la base du tétraèdre. Les charges opposées se déplacent les unes par rapport aux autres, engendrant un champ électrique (figure b) se manifestant sous forme de tension mesurable. Cet axe particulier du quartz se nomme aussi axe polaire. Si l'on exerce une force perpendiculaire, l'élasticité du quartz provoque sa dilatation en direction de l'axe polaire ; les charges se déplacent en sens opposé, ce qui donne naissance à un champ électrique polarisé différemment (figure c).

L'effet piézoélectrique n'apparaît pas dans toutes les structures cristallines : Si les charges positives et négatives sont disposées selon un cube régulier comme dans le sel de cuisine, les déplacements des charges se compensent dans l'ensemble du cristal. Donc, pas d'effet piézoélectrique.

L'effet piézoélectrique est (principalement)

linéaire. Cela signifie qu'une pression double engendre aussi un champ électrique deux fois plus élevé ou, en d'autres termes : le rapport entre la pression mécanique et le champ électrique est constant. Cette constante dépend par ailleurs de la direction de la pression et de celle du champ – 3 axes dans l'espace engendrent 9 constantes. En outre, des mouvements de cisaillement peuvent aussi produire des champs électriques – de sorte que la description complète de l'effet piézoélectrique d'un matériau donné ne nécessite pas moins de 18 constantes !



050375 - 11

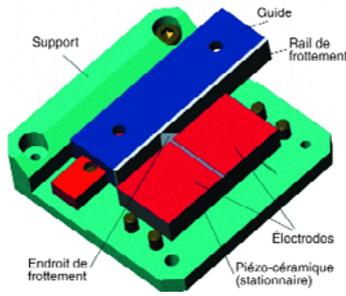


Figure 3.
Table de positionnement déplacée par un entraînement piézo linéaire (à droite du schéma, cf. également [6]). (Figure : Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG)

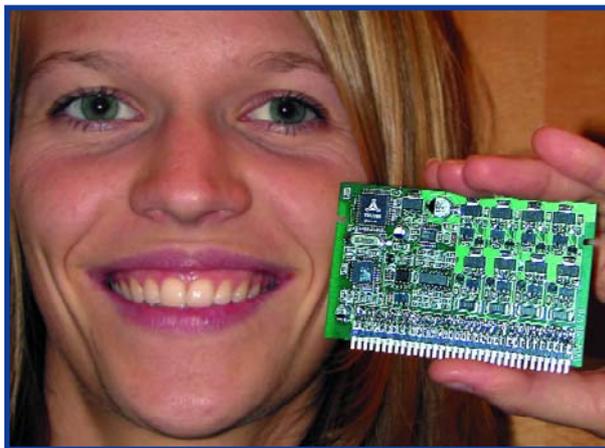


Figure 4.
Le kit de commande de moteur piézo de l'entreprise Trinamic possède 4 canaux de signaux. (Figure : Trinamic)

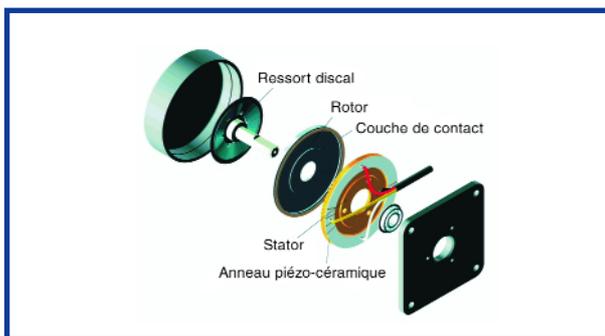


Figure 5.
Schéma d'un moteur à ondes progressives. (Source de l'illustration [6])

et à essence, présentent une certaine ressemblance avec une soupape. La pression du carburant en amont des injecteurs atteint 2 000 bars. Une pile d'éléments piézoélectriques actionne la pointe de chaque injecteur (figure 2). Une minuscule goutte de carburant (un à plusieurs microlitres) est injectée de manière sélective dans le piston où, à cause de sa vitesse élevée, elle tourbillonne pour former immédiatement un mélange inflammable. Par rapport aux gicleurs classiques, actionnés par des soupapes magnétiques, les actionneurs piézoélectriques, environ 3 fois plus rapides, permettent aussi d'effectuer plu-

sieurs injections par course du piston. La combustion peut donc être optimisée encore plus finement. L'électronique grand public offre une autre application : dans un téléviseur à rétroprojection de Thomson, un actionneur piézo-électrique fait basculer rapidement en avant et en arrière un miroir placé dans le trajet du rayon, de sorte que l'image peut être déviée d'une ligne ou moins vers le haut ou vers le bas. La résolution virtuelle est améliorée grâce à une commande astucieuse [4].

Moteurs piézoélectriques

Dans les moteurs piézoélectriques, l'oscillation de l'élément piézo fixe (stator) doit être transmise à la partie mobile (rotor). Le rotor peut être poussé périodiquement par le stator oscillant linéairement ; il est immobilisé entre-temps (principe de la chenille) ou il continue à se mouvoir par inertie dans la même direction. Les moteurs dits « ultrasoniques » sont plus avancés. L'élément piézoélectrique est fixé d'un côté et oscille sous l'action d'une tension pulsée (par exemple des impulsions rectangulaires). Une résonance prononcée se produit à une fréquence située entre 20 kHz et 10 MHz (d'où le nom de « moteur ultrasonique »). La forme du corps est telle que deux oscillations au moins se superposent (en gros une oscillation d'action linéaire et une oscillation de flexion). Cette superposition produit un mouvement elliptique à l'extrémité libre du stator. Elle touche le rotor à un point de sa trajectoire elliptique et celui-ci se déplace de quelques micromètres.

C'est ce principe qu'utilise le moteur standard de l'entreprise Elliptec repose sur ce principe. L'entraînement compact est formé d'un corps d'aluminium de 2 cm de long environ, à élément piézoélectrique intégré (cf.

figure 1), et équipé d'un ressort à une extrémité. Ce ressort presse l'extrémité libre de l'élément sur une petite roue ou bielle en matière plastique. Il est logique d'avoir recours à un microcontrôleur pour effectuer la commande (rectangle ou sinus de 5 à 8 V). Selon les indications de l'entreprise, sa résolution doit atteindre au moins 1 kHz (300 Hz est préférable) ; une broche suffit pour la sortie. Les contrôleurs disposant d'une fonction PWM sont particulièrement appropriés. Il suffit d'amplifier le signal avec 2 transistors et de le filtrer avec un enroulement pour éliminer les harmoniques [4].

À une fréquence de 79 kHz environ, le moteur Elliptec tourne en avant et en sens contraire à une fréquence type de 97 kHz (les 2 oscillations partielles se superposent alors de façon telle à produire un mouvement arrière. L'électronique de commande peut déterminer la fréquence optimale en mesurant par exemple la consommation. La vitesse du moteur peut être réglée par le rapport cyclique. La force vaut approximativement 0,2 à 0,4 N ; l'incrément indiqué est de 10 µm. Ce petit moteur a son utilité dans le modélisme : Märklin utilise le moteur Elliptec pour faire monter lentement (donc de façon réaliste) le pantographe d'un modèle de locomotive électrique [5].

Avantages

Un moteur piézo n'engendre pas de champ magnétique – il peut donc être utilisé entre autres dans les tomographies à résonance magnétique nucléaire extrêmement sensibles. Les pas exécutés par les moteurs à entraînement piézoélectrique sont en outre très petits. Cela limite bien entendu la vitesse du moteur et donc la puissance

Applications de l'effet piézoélectrique direct et inverse

fournie. Les pas micrométriques permettent d'autre part d'atteindre une précision de positionnement extrêmement élevée. On peut encore avancer ou reculer d'une fraction de pas à partir de la position nominale en appliquant un courant continu, ce qui permet d'étendre la précision au domaine du nanomètre. Les moteurs piézo constituent donc des entraînements idéaux pour les tables de positionnement de la microtechnique et nanotechnique, par exemple dans les microscopes ou les micromanipulateurs de l'analyse chimique ou de la médecine (**figure 3**) [6]. On trouve même des moteurs piézo dans les machines-outils lorsque les forces antagonistes sont faibles. Contrairement au moteur décrit précédemment commandé par un seul canal, il est nécessaire de disposer ici de 2 ou 4 canaux de sortie de signaux, voire davantage. Le module de commande de l'entreprise hambourgeoise Tri-namic est destiné à piloter les produits du fabricant suédois Piezomotor [7]. Il engendre 4 signaux périodiques déphasés avec une forme de courbe programmable et une résolution de 8 bits (**figure 4**).

Ondes progressives

Le moteur à ondes progressives, conçu au Japon au début des années 80, permet d'exécuter des mouvements de rotation précis. Les éléments piézoélectriques individuels du stator en anneau sont polarisés alternativement et fixés sur un contact métallique continu. Appliquons une tension continue de l'ordre de 200 V. Les éléments subissent alternativement une dilatation ou une contraction, ce qui donne une structure ondulée au stator en anneau. Une tension sinusoïdale engendre des ondes stationnaires. Pour engendrer une onde progressive, on sépare l'anneau en 2 (ou plus) domaines d'excitation isolés électriquement [2]. Si on applique des signaux sinusoïdaux de fréquence identique mais déphasés aux 2 domaines, les ondes stationnaires se superposent à des ondes progressives. Le rotor circulaire et de même taille est pressé sur le stator par un ressort, ce qui assure la présence entre eux de plusieurs points de contact tournants (**figure 5**) [8]. L'avantage de cette liaison par friction : le moteur à ondes progressives reste immobile lorsque le courant ne passe pas, ce qui évite l'utilisation de freins de blocage. Le rotor est entraîné par la composante tangentielle de la force de l'onde progressive ; elle est d'autant plus grande que le déplacement est important. La vitesse peut être réglée par le rapport cyclique ; en effet, un rapport cyclique plus élevé signifie un déplacement plus important. Les moteurs réalisés par différents fabricants fournissent un couple de 0,000 3 à 2 Nm pour un diamètre du stator de 3 à 90 mm ; le nombre de tours varie de 2 000 à 70 tours par minute et la fréquence de fonctionnement de 650 à 42 kHz [2].

Ces moteurs piézo sont caractérisés par une dynamique élevée – les masses qu'ils mettent en mouvement doivent être faibles, ce qui permet des accélérations élevées. Les moteurs à ondes progressives peuvent exercer un couple relativement élevé même lorsque le nombre de tours est très bas. Une transmission est donc superflue. Des stators vibrant en mode d'épaisseur peuvent être réalisés de façon similaire au modèle basé sur la propagation circulaire des ondes de flexion juste décrit ; dans un autre moteur, une onde de flexion se propage circulairement à l'intérieur d'un stator cylindrique [2]. Ici aussi, la commande est souvent assurée par un microcontrôleur, un module de puissance pour l'attaque en tension et éventuellement un transformateur si cette dernière est trop basse.

Effet piézoélectrique direct (pression → tension électrique)

- Capteurs (pour pression, accélération)
- TClaviers
- Phonocapteurs
- Microphones
- Production d'étincelles (briquet)

Effet piézoélectrique inverse (tension électrique → pression)

Résonateurs/acoustique

- Source ultrasonique (mesure de niveau, mesure de débit et autres) [6]
- Haut-parleurs piézo
- Étalon de fréquence (quartz oscillateur, céramique)
- Filtres céramiques

Actionneurs piézo

- Micropompe
- (gicleur, imprimante à jet d'encre, analyse chimique et autres)
- Amortissement actif des oscillations
- Électronique grand public (voir texte)

Moteurs piézoélectriques

- Objectif à mise au point automatique
- Table de positionnement (microscope, médecine, outil et autres)
- Modélisme
- Réalisations en projet

Ces moteurs ultrasoniques à ondes progressives sont utilisés dans les objectifs à mise au point automatique. Les lentilles doivent être rapprochées l'une de l'autre (par un mouvement hélicoïdal) pour effectuer la mise au point. La mise au point requiert souvent une dynamique élevée mais, comme le déplacement est relativement court, le moteur piézo peut se montrer sous son meilleur jour. N'allons pas imaginer que nous avons déjà épuisé le potentiel des moteurs piézo à condition d'arriver à augmenter leur puissance. Mentionnons brièvement les applications en aéronautique (réglage des volets) et en robotique. Rien n'interdit de rêver à l'utilisation de ces moteurs pour des essuie-glaces, des lève-vitres et autres dispositifs banals. Hélas, les moteurs conventionnels bénéficient (encore, mais pour combien de temps) de l'avantage d'une fabrication en série peu coûteuse.

(050375-1)

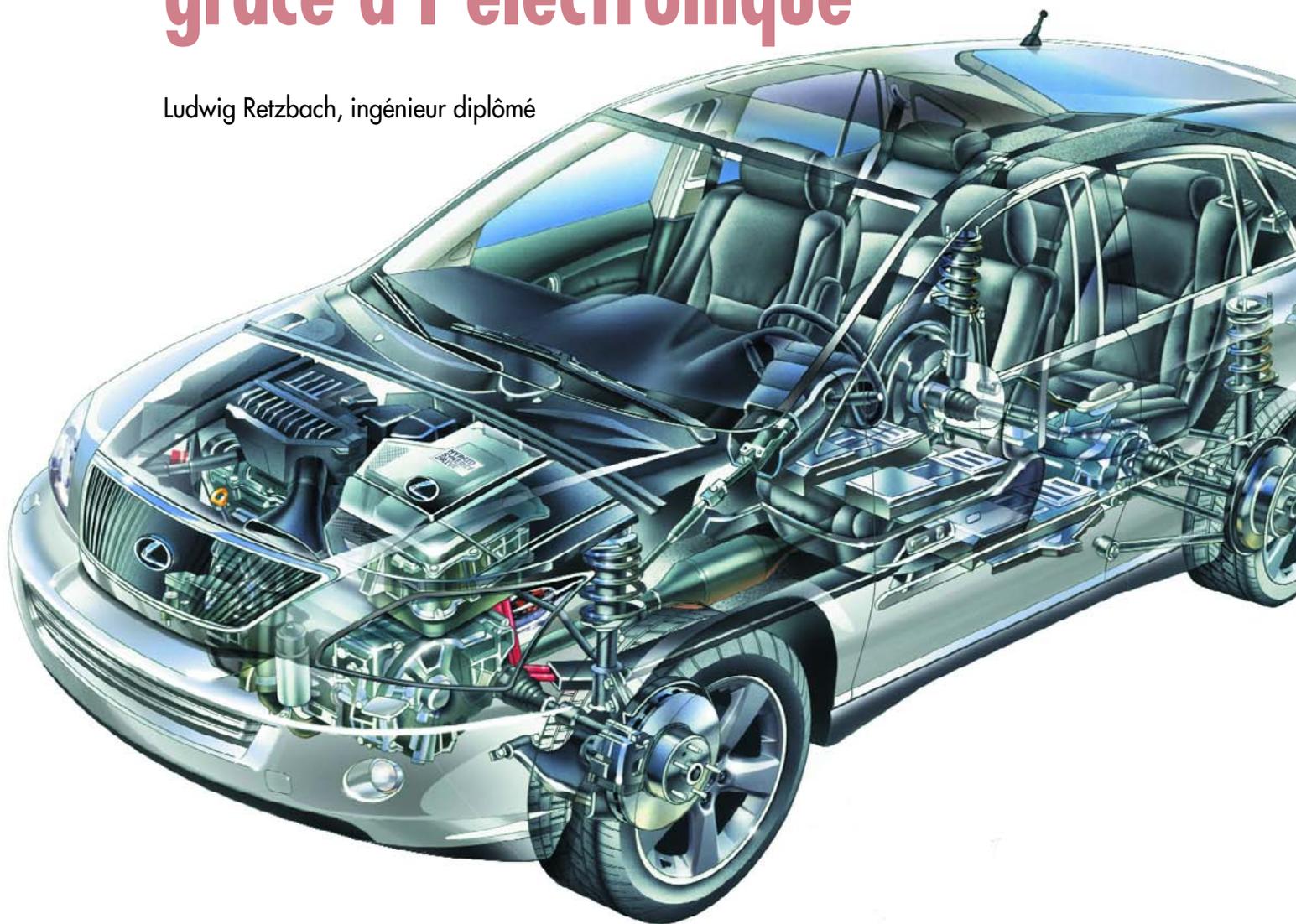
Bibliographie et liens

- [1] www.piceramic.com/deutsch/piezoeffekt.html
- [2] www.uni-stuttgart.de/ikff/studenten/100-online/aktorik_2/praesentation/
- [3] www.piceramic.com/deutsch/technologie.html
- [4] www.elliptec.de
- [5] www.siemens.com/index.jsp?sdc_p=t15cz3s5u20o1184346d1187140pFEn1184101f0mi1184101&sdc_sid=19872073170&
- [6] www.physikinstrumente.de/products/section7/piezo_motor_index.htm
- [7] www.piezomotor.se/
- [8] <http://www.whni.uni-paderborn.de/projekte/projekt.php3?id=341>
- [9] Thomas Sattel : « Dynamics of Ultrasonic Motors », Dissertation, Darmstadt 2003

Révolution en douceur

Le moteur à CC (presque) idéal grâce à l'électronique

Ludwig Retzbach, ingénieur diplômé



Simplicité et efficacité, la marque distinctive des moteurs électriques. Le rendement d'un Diesel, même le plus moderne, ne dépasse pas 45% tandis que les moteurs à courant continu actuels atteignent 98%. Mentionnons aussi leur couple impressionnant, un excellent rapport puissance/poids, leur haute fiabilité et leur coût comparativement modique. Après un développement presque incroyable des moteurs à courant continu dans le domaine de l'aéromodélisme électrique, leurs qualités distinctives ont rendu leur utilisation dans les véhicules hybrides toujours plus convaincante. Il manque encore – et malheureusement toujours – la source de courant mobile adéquate qui enverra définitivement au musée le moteur à explosion, inspiré par la machine à vapeur à piston.

Lorsque le rendement frôle le chiffre magique de 100, on voit déjà le mouvement perpétuel se profiler à l'horizon et des doutes surgissent. Aucune inquiétude : la physique garde ses droits. Mais il n'est pas étonnant que l'industrie automobile revienne au moteur électrique dans la technique hybride. Il y joue de toute façon un rôle plus important qu'on pourrait le croire ; n'oublions pas que la première course automobile a été gagnée par un véhicule à propulsion électrique. Une voiture particulière n'utilise pas encore un moteur électrique pour rouler, mais pour le démarrage, la conduite, le refroidissement, pour lever les glaces, pour ajuster le rétroviseur et les sièges, ainsi que pour la régulation du volet d'air et de la suspension. Cette énumération est évidemment loin d'être exhaustive. L'équipement complet d'une voiture haut de gamme recèle bien plus de cent petits lutins électriques de ce genre. Il vaut donc la peine d'optimiser l'efficacité et le poids. C'est déjà le cas depuis longtemps dans l'aéromodélisme en dépit de budgets bien plus modestes.

Les modélistes d'avions à propulsion électrique vainquent la force de gravité par un concentré de techniques du courant continu. Les règles de compétition de la catégorie F5B les incitent par exemple à lancer verticalement des motoplans de 2 kilos à 80 mètres par seconde. La consommation du moteur atteint presque 4 kW pour un moteur ne pesant que 300 grammes environ. Ces performances technico-sportives extrêmes, que beaucoup dédaignent comme un « enfantillage », ont en fait joué un rôle pionnier dans d'autres applications plus « terre à terre ».

Un tournevis à accumulateur et moteur plus maniable, léger et puissant permet au travailleur de la construction de faire pénétrer encore plus de plus gros vis Spax dans les poutrelles.

Quelle en est la raison ?

Le moteur électrique est un convertisseur qui transforme le produit de la tension (U) et du courant (I), la puissance électrique (P_{in}), en puissance mécanique (P_{out}). Celle-ci s'exprime aussi par le produit du nombre de tours (n) et du couple (M). Le rendement (η) s'exprime par le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. La différence entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée donne la puissance dissipée (**figure 1**) qui ne s'annihile pas simplement mais est convertie en chaleur. La chaleur dissipée élève la température interne du moteur, ce qui dégrade le rendement (par augmentation de la résistance du cuivre) jusqu'à la destruction thermique par surcharge. Cela peut déjà se produire à 120...150°C avec des matériaux magnétiques sensibles à la température. Un bon rendement est fondamental pour améliorer la « conversion alimentaire » d'un moteur électrique, mais surtout pour accroître sa durée de vie. La différence entre les valeurs du rendement de 80% et de 90% de deux moteurs de même taille vaut « seulement » 10%, mais la différence de puissance dissipée atteint 50%. La puissance maximale pouvant être absorbée par un moteur électrique dépend donc de façon cruciale de son rendement. On pourrait bien entendu recourir aux méthodes de refroidissement forcé, par exemple à un ventilateur incorporé. Or ces unités supplémentaires, en plus de compliquer le moteur, consomment aussi de l'énergie, particulièrement avec une faible charge, lorsque le nombre de tours est élevé, bref lorsque cela est inutile. Ne perdons toutefois pas de vue les avantages : un nombre de tours élevé (> 50 000 tr/mn) ne constitue plus un

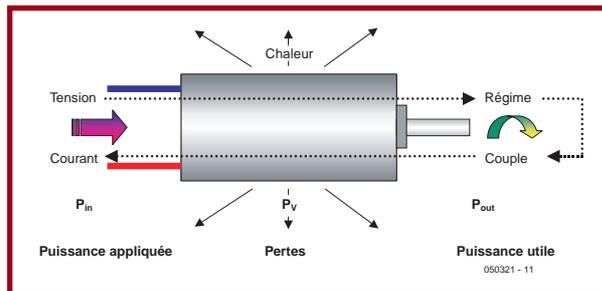


Figure 1. Le moteur électrique, un convertisseur de puissance très efficace.

problème de construction depuis longtemps. La plupart des applications des moteurs électriques requièrent toutefois que leur puissance serve plutôt à exercer un couple considérable. Cela élimine le réducteur de vitesse au profit d'un entraînement direct (moteur sur moyeu de roue). Un courant élevé est le moyen le plus sûr d'engendrer de la puissance, mais c'est une solution coûteuse, en particulier avec une pile. Pour obtenir le même couple avec un courant plus faible, il suffit d'augmenter le nombre de spires de l'enroulement du moteur – tout en gardant à l'œil l'augmentation simultanée de la résistance ohmique. Dans un cas comme dans l'autre – plus de courant ou plus de spires – il est impossible d'éviter les pertes dans le cuivre de l'enroulement. Celles-ci dépendent à la fois du courant et de la résistance :

$$P_v = I \cdot R.$$

La forme de l'enroulement joue aussi un certain rôle. L'enroulement doit occuper l'espace disponible aussi complètement que possible (coefficient de remplissage élevé, voir le **figure 2**). Il faut aussi que la plus grande partie de l'enroulement intersecte le champ magnétique. En effet, les parties conductrices à ses extrémités (on parle de têtes de bobine) n'engendrent que de la chaleur et pas de couple.

Le couple et le rendement ne forment pas un « couple » idéal. Il faut une certaine ingéniosité pour les faire cohabiter : on utilise par exemple un champ magnétique élevé qui ne coûte que le prix du matériau s'il est engendré par des aimants permanents. Les moteurs DC modernes sont excités par des aimants au néodyme (NdFeB) dont l'énergie est 10 fois plus élevée ($B \cdot H$) que celle des aimants ferrite (SrFe). Le couple augmente tandis que la vitesse de rotation spécifique ($n_{spéc}$) diminue. Les aimants au néodyme permettent d'atteindre une rémanence de 1 300 millitesla (mT). Elle s'accompagne malheureusement



Figure 2. Tout dépend d'un coefficient de remplissage élevé. Pourrait encore mieux faire !

Figure 3.
Les aimants ferrite volumineux en forme de coquille cèdent inexorablement la place à des bandes étroites au néodyme.



Figure 4.
Principe du moteur traditionnel à induit de fer.

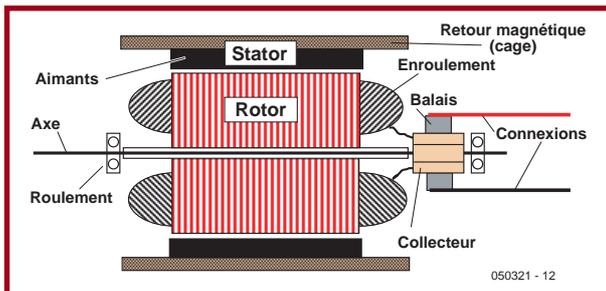


Figure 5.
L'ensemble porte-balais d'un moteur à courant continu commuté mécaniquement est compliqué, provoque des pertes et succombe à l'usure.

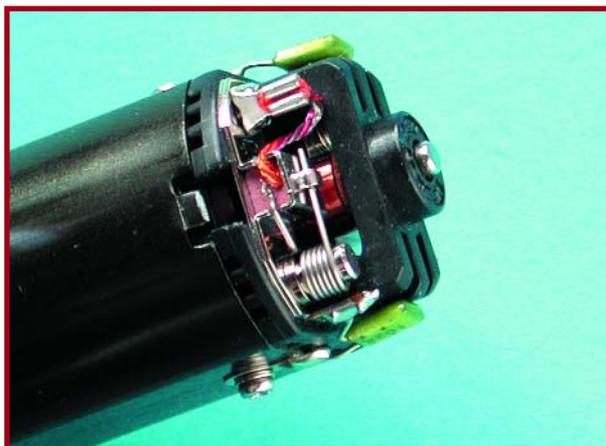


Figure 6.
Principe du moteur à induit en cloche commuté mécaniquement.

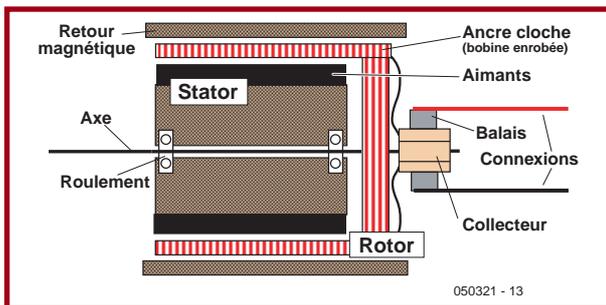
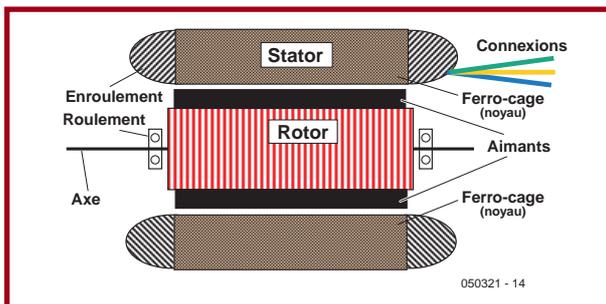


Figure 7.
Principe du moteur sans balais à induit intérieur.



ment d'une diminution de la stabilité en température. Les moteurs soumis à une charge thermique élevée sont donc équipés d'aimants samarium cobalt (par exemple aimants SmCo_5) qui offrent toutefois « seulement » 1 000 mT environ (**figure 3**).

La partie n'est toutefois qu'en partie gagnée avec un aimant plus puissant. Tout comme un circuit électrique, le circuit magnétique doit être court et sa section doit être suffisante (pour ainsi dire à basse résistance magnétique). Du fer en quantité jouerait parfaitement ce rôle s'il était plus léger. Le fer, malheureusement, provoque aussi des pertes. Un induit en fer (muni d'enroulement dans les moteurs classiques) tournant dans un champ magnétique provoque des pertes (dites pertes dans le fer). Celles-ci se composent de pertes par hystérésis et de pertes par courants de Foucault qui dépendent du nombre de tours. Si elles ne sont pas maîtrisées, le rendement diminue lorsque le nombre de tours augmente. Pour diminuer les pertes dans le fer, les constructeurs de moteurs font appel à du fer de qualité élevée (magnétique doux) ainsi qu'à une segmentation fine. Les noyaux de fer ne sont donc jamais massifs, mais divisés dans le sens longitudinal en un nombre aussi élevé que possible de tôles isolées pour barrer la route aux courants de Foucault. Les courants de Foucault, non contents de s'ébattre dans le fer, envahissent toutes les parties conductrices d'un moteur comme les aimants ou l'enroulement. Mais les premiers secours peuvent dégénérer à ce point en une opération majeure. Gare au porte-monnaie lorsque même les aimants sont segmentés et les enroulements constitués de plusieurs fils fins en parallèle ou même d'un toron au lieu d'un fil massif ! Pour faire la nique aux pertes dans le fer, on a même eu l'idée d'en priver le moteur, au détriment, hélas, du couple. Bref : le moteur idéal reste à inventer. Il faudra se contenter entre-temps d'optimiser un moteur en fonction de son utilisation.

Les classiques

Le moteur traditionnel à induit de fer (**figure 4a**) domine le marché en termes d'unités produites. Son rotor comporte au moins 3 segments d'enroulement, un nombre suffisamment élevé pour la plupart des applications basse tension. Les vitesses de régime élevées requièrent que le rotor soit protégé par de la résine synthétique et équilibré. Le stator qui l'entoure, porteur des aimants permanents, n'en est séparé que par un entrefer de quelques dixièmes de millimètres. La carcasse du moteur sert de retour magnétique (analogue au conducteur de retour d'un circuit électrique). Les connexions de l'enroulement aboutissent aux segments du collecteur. Le courant passe de ceux-ci aux bornes du moteur par les balais (généralement en graphite ou cuivre, donc aussi dénommés « charbons »). L'ensemble porte-balais constitue la partie la plus vulnérable à l'usure et aux dérangements. Son dimensionnement influence les avantages spécifiques du moteur. Le collecteur des moteurs pour courants forts est généreusement dimensionné. Les charbons sont larges et exercent une force de pression considérable pour réduire la chute de tension. Le tout évoque un frein à mâchoires et se comporte aussi comme tel. Ces moteurs ont besoin d'un courant de marche à vide plus élevé pour surmonter ce couple de freinage. Leur rendement n'est donc acceptable qu'avec une charge élevée dont le couple de freinage externe dépasse considérablement le couple de freinage interne. À l'opposé, des balais de faible dimension n'exerçant qu'une pression peu élevée sont incapables de transférer des courants élevés sous peine d'usure

prématurée. Cela restreint considérablement le champ d'application de ce type de moteur. La formation d'étincelles au collecteur constitue un désavantage supplémentaire : elle augmente l'usure et exige des mesures d'anti-parasitage (figure 5).

La structure des moteurs « à induit en cloche » (figure 6) est plus complexe. Un induit sans fer (dans la plupart des cas, un enroulement autoporteur scellé avec adjonction d'un tissu de verre textile) tourne autour d'un aimant central. Le boîtier contenant le moteur sert ici aussi de retour magnétique. La disparition presque complète des pertes dans le fer, vu l'absence de fer tournant dans le champ magnétique, permet d'obtenir un rendement supérieur à 90%. Ces moteurs lésinent eux aussi sur le couple car le champ magnétique doit négocier 2 entrefers plus l'épaisseur de l'enroulement. Les moteurs à induit en cloche sont généralement alimentés par des balais en métal précieux à structure en filigrane. Outre le rendement élevé (à vrai dire à faible puissance), c'est le faible moment d'inertie du rotor qui présente avant tout un avantage certain. Ces moteurs sont donc prédestinés à jouer le rôle de servomoteurs agiles dont la vitesse et le sens de rotation varient continuellement.

Plutôt le silicium que le charbon

Le collecteur, sujet à l'usure et aux pertes, ne constitue pas le seul point faible des moteurs classiques à CC (Courant Continu). Ce dispositif purement mécanique n'offre au réalisateur que des possibilités restreintes d'influencer la gestion du courant. Mais tout change lorsque l'électronique de puissance moderne vient à la rescousse (voir encadré et le projet « Contrôleur « Brushless » pour R/C » ailleurs dans ce numéro). Ce n'est donc plus nécessairement la partie excitée électriquement (donc l'enroulement) des 2 ensembles magnétiques qui doit impérativement tourner. Dans le cas de la commutation électronique, autrement dit des moteurs sans balais (on utilise dans la plupart des cas la désignation anglosaxonne « Brushless Motor » ou « BL Motor »), c'est l'aimant qui tourne (figure 7). Tout tourne bien plus rondement qu'avec des bobines de cuivre. Le nombre de tours est aussi plus constant. Il ne dépend plus que de la qualité des roulements à billes – les seules pièces d'usure mécanique restantes. Le bon rendement des premiers moteurs BL était donc aussi associé à un nombre de tours élevé ; c'est pourquoi ils devaient être équipés d'une transmission planétaire bridée. Ces moteurs brillent par leur extrême simplicité : un aimant cylindrique central entouré de 3 bobines à air protégées, un retour en fer finement feuilleté comme boîtier – et c'est tout (figure 8). Ils doivent être beaucoup plus longs que larges car les dimensions des têtes de bobine sont malheureusement impressionnantes. Cela améliore aussi le rendement (>90%) et le rapport puissance/poids.

Plus de pôles

On a bien entendu cherché à améliorer aussi le couple. Une méthode trop compliquée avec la technique classique (avec un ensemble porte-balais) a fait ses preuves entre-temps. Elle consiste à augmenter le nombre de pôles magnétiques. Une machine quadripolaire (figure 9) comporte un pôle magnétique tous les 90 degrés (séquence : nord sud nord sud) ce qui équivaut à 2 moteurs l'un derrière l'autre dans un boîtier. Le nombre de tours est divisé par 2 car un changement nord-sud ne correspond plus qu'à une demi-rotation. Le

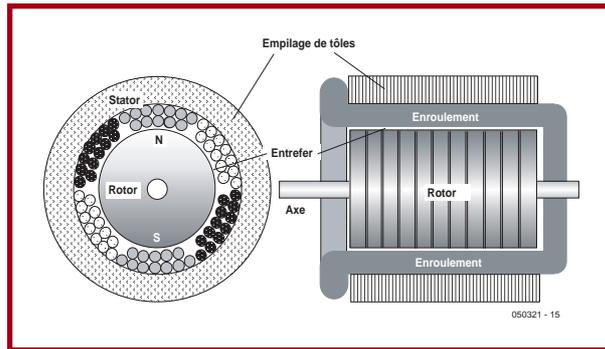


Figure 8. Construction d'un moteur 2 pôles avec enroulement à air.

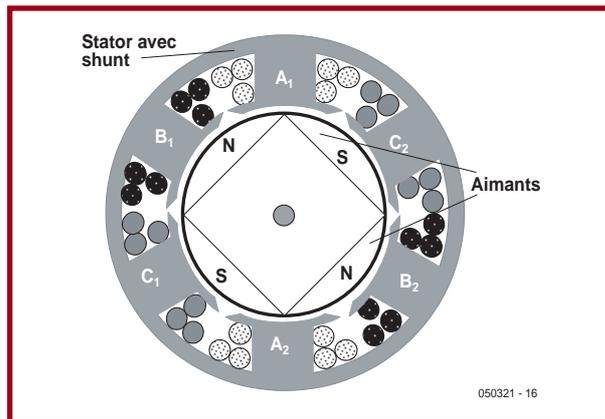


Figure 9. Principe du moteur 4 pôles avec enroulement à encoches.



Figure 10. Moteur Tango presque dépourvu de fer avec rotor 6 pôles.

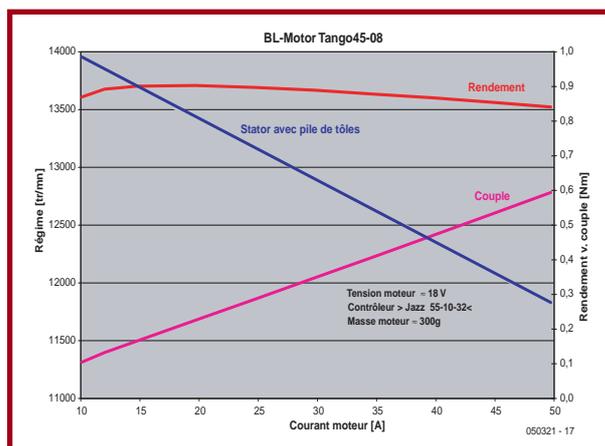


Figure 11. Nombre de tours, couple et rendement du moteur de la figure 10 en fonction du courant.

Figure 12. La distance entre les aimants des machines multi-pôles – ici un moteur à induit extérieur – ne devraient pas être trop faibles. À droite, un rotor 10 pôles dans lequel 3 bandes magnétiques forment un pôle.



Figure 13. Principe d'un moteur sans balais à induit extérieur.

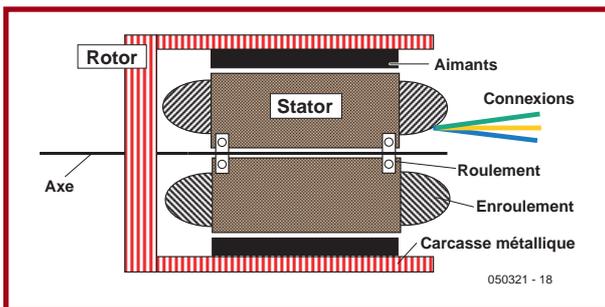


Figure 14. Moteur BL à induit extérieur pour le modélisme.



couple a par contre doublé. C'est pourquoi on parle parfois de « démultiplication électrique 2:1 ». La méthode peut même être itérée – jusqu'à 6, 8 ou même 10 pôles magnétiques répartis sur la circonférence du rotor avec un « effet démultiplicateur » correspondant. Le flux magnétique profite aussi des chemins toujours plus courts. Au lieu de parcourir le trajet du pôle nord au pôle sud, il rend simplement visite au (pôle) voisin. Le retour peut être aussi plus mince, ce qui diminue le poids du moteur. Les moteurs « Tango » pour modélistes de Kontronik constituent un développement intéressant dans ce domaine. Un enroulement autoporteur sans fer jouant le rôle de stator entoure le rotor à 6 pôles (figure 10). Un cylindre de fer à paroi mince forme le retour externe qui – et c'est la particularité du moteur – couplé mécaniquement au rotor magnétique est donc entraîné par celui-ci. L'absence de mouvement relatif entre le champ magnétique et le fer minimise les pertes dépendant du nombre de tours. Il s'agit donc de la variante sans balais du moteur à induit en cloche classique qui peut toutefois, grâce à la technique 6 pôles, offrir un couple assez impressionnant (figure 11).

Moteurs à induit extérieur

Le nombre de pôles a évidemment une limite. Comme les aimants sont toujours plus étroits, il faut aussi segmenter les enroulements, ce qui ne cause pas encore de gros problèmes. On constate toutefois que l'action des pôles magnétiques toujours plus petits s'affaiblit réciproquement lorsqu'ils sont trop rapprochés. La raison : une partie du champ se faufile directement jusqu'au pôle voisin sans prendre la peine de passer tout d'abord par le stator. C'est pourquoi le rapport de démultiplication calculé pour le nombre de tours et le couple s'éloigne de plus en plus de la réalité lorsque le nombre de pôles croît. Il faut augmenter le rayon de montage pour atteindre la plus grande distance requise (figure 12). Pour éviter que la circonférence extérieure du moteur augmente dans les mêmes proportions, restructurons : aimants permanents élançés à l'extérieur, électroaimants replets (enroulements) à l'intérieur. Mon tout est un moteur à induit extérieur (figure 13). Cette opération a pour effet secondaire d'accroître l'effet de levier avec lequel se manifeste la puissance engendrée dans l'entrefer entre le stator et le rotor, ce qui augmente encore le couple. On ne peut plus fixer le moteur en fonctionnement par l'extérieur. On obtient en contrepartie un refroidissement plus efficace des aimants qui tournent avec la paroi extérieure ; ils ne surchauffent plus si rapidement en cas de surcharge. Avec leur couple généreux, ces moteurs multi-pôles à induit extérieur sont quasiment les turbo-diesels des moteurs électriques et la terreur des fabricants de transmissions. Si une transmission est indispensable, il faut être sûr et certain qu'elle résistera aux contraintes causées par le couple. Un inconvénient des moteurs à induit extérieur est la difficulté de refroidir le stator interne. Celui-ci doit supporter les pertes dans le cuivre et dans le fer avec un espace réduit pour l'enroulement. C'est pourquoi ces moteurs rotatifs (figure 14), comme on les nomme aussi, sont principalement utilisés là où des pics de puissance brefs ou intermittents sont requis, par exemple dans les systèmes hybrides de propulsion automobile ou dans l'aéromodélisme électrique. Les moteurs LRK (initiales des inventeurs) occupent un créneau particulier : ils répondent au vœu des aéromodélistes d'entraîner directement une hélice aussi grande que possible. Ils se distinguent par leur construction très simple, donc peu onéreuse. Un rotor en cloche non soutenu comportant généralement 14 aimants (10 sont aussi possibles) fait face à un stator en 12 parties. La méthode de bobinage particulière utilisée (SPS : *Separated Phase Sector*, un secteur séparé pour chaque phase) garantit en contrepartie un couplage très étroit des deux systèmes magnétiques, garant d'une démultiplication interne élevée et d'un couple « balèze ».

La propulsion du futur

L'électronique de puissance et les matériaux magnétiques modernes ont radicalement modifié le moteur électrique, mais par petites étapes, ce qui permet de parler de « révolution en douceur ». Les moteurs électriques sans balais possèdent dans de nombreux domaines un meilleur rapport puissance/poids que les moteurs à combustion interne. Dans le cas de la propulsion des véhicules, on en est venu à apprécier les moteurs électriques modernes pour leur couple gigantesque presque indépendant du nombre de tours. Même les pilotes d'essai allemands ont été obligés de reconnaître – avec un certain étonnement – les mérites de la propulsion élec-

trique dans un véhicule hybride à hautes performances comme le Lexus RX 400h. Le moteur électrique principal de ce véhicule, fabriqué en grande série, fournit 123 kW (167 CV) avec un couple de 333 Newton-mètres. Un deuxième moteur électrique n'agissant que sur l'essieu arrière apporte une contribution supplémentaire de 50 kW (68 CV) et 130 Newton-mètres à la propulsion électrique. Les 2 moteurs sont à excitation permanente, triphasés et commandés électroniquement. Ils fonctionnent avec une tension maximale de 650 V. La pile du système hybride est composée de 240 éléments NiMH. La pile fournit 288 V avec une tension nominale de 1,2 V par élément. La tension du moteur est fournie par un convertisseur de puissance central offrant les fonctions redresseur et onduleur. La capacité des éléments doit être de 6,5 Ah ce qui, avec 288 V, équivaut à un contenu énergétique de 1,87 kWh. La puissance de la pile est de 45 kW.

La tendance actuelle d'équiper les voitures en technique hybride offre, outre des économies d'énergie et la diminution des émissions de CO₂, le grand avantage de pouvoir tester et améliorer la propulsion électrique dans les grandes séries, même sans systèmes de piles révolutionnaires. La technique d'entraînement a déjà presque atteint le degré de maturité requis par la découverte de la source idéale d'énergie (pile à combustible ?) pour une propulsion purement électrique. En attendant ce jour glorieux, le concept hybride pourrait accomplir une percée supplémentaire quand les éléments au nickel feront place aux accumulateurs lithium bien plus puissants. Dans ce cas aussi, le modéliste a une longueur d'avance...

(050321-1)

Bibliographie :

Site Web de l'auteur (en allemand) : www.elektro-modellflug-praxis.de

Il tourne et tourne - mais pourquoi ?

Tous les moteurs électriques sont basés sur le principe de l'interaction de 2 systèmes magnétiques. L'un est fixe et se nomme donc **Stator**. L'autre tourne et se nomme donc **Rotor**. Dans les moteurs électriques DC modernes, l'un des systèmes est toujours composé d'aimants permanents à polarité fixe et l'autre d'électroaimants dont la polarité dépend du sens du courant. Leur interaction est toujours basée sur le principe bien connu de l'attraction entre pôles magnétiques contraires et de la répulsion entre pôles magnétiques identiques. Pour assurer la rotation continue du rotor, il faut donc que la polarité du système d'électroaimants soit inversée chaque fois que les pôles contraires se trouvent à une distance minimale l'un de l'autre. Cette inversion de polarité des moteurs électriques se nomme commutation. Dans le concept d'origine, elle est entièrement mécanique grâce à des lamelles de cuivre qui passent sous des « balais » fixes assurant le contact.

Les moteurs BL (BL = brushless - sans balais) comportent des commutateurs électroniques basés sur des ponts de FET de puissance (**figure 15**). Il faut au moins 3 demi-ponts pour que tout « tourne rond ». Leurs 3 sorties aboutissent aux enroulements du moteur qui peuvent être interconnectés en triangle ou en étoile (**figure 16**).

Une tension continue est appliquée à tour de rôle aux 3 enroulements. Le champ magnétique tournant ainsi engendré entraîne le rotor. Il suffit donc d'invertir 2 lignes de phase pour produire une inversion du sens de rotation.

La ressemblance avec les moteurs triphasés est frappante. Le moteur DC à commutation électronique est similaire à une machine synchrone. Il n'est toutefois pas assujéti à une fréquence de champ prescrite de l'extérieur (fréquence 50 Hz du secteur) et ne risque pas de « décrocher » quand le couple résistant est trop élevé. Le type de moteur BL décrit ici engendre au contraire sa propre fréquence de champ au moyen de son électronique (le contrôleur). Le champ tournant « poursuit » quasiment le rotor dont la position signale le passage à l'enroulement suivant. La détermination de la position des pôles du rotor peut être effectuée par des capteurs de champ magnétique (capteurs de Hall). On assiste toutefois à un passage progressif aux contrôleurs de moteur sans capteurs. Les informations sur la position sont tirées de la tension d'alternateur (la force contre-électromotrice) du moteur mesurée à la borne précisément ouverte (non soumise à une tension externe). Comme cette tension ne peut être évaluée que lorsqu'un nombre de tours suffisamment élevé est atteint, le moteur doit se mettre en marche sans cette information (boucle ouverte). Cela se traduit parfois par un comportement quelque peu brutal des moteurs sans capteurs lors du démarrage.

Comme il se doit dans ELEKTOR, la théorie est suivie par la pratique : ce numéro contient aussi un projet de commande de moteurs à courant continu sans balais.

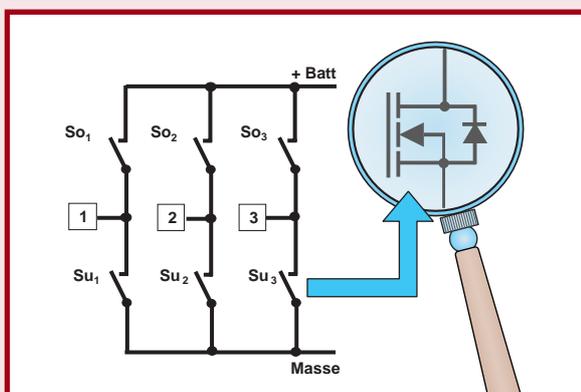


Figure 15. Représentation simplifiée d'un pont complet triphasé sous forme d'un assemblage de commutateurs. L'électronique empêche les contacts situés l'un sous l'autre de se fermer simultanément.

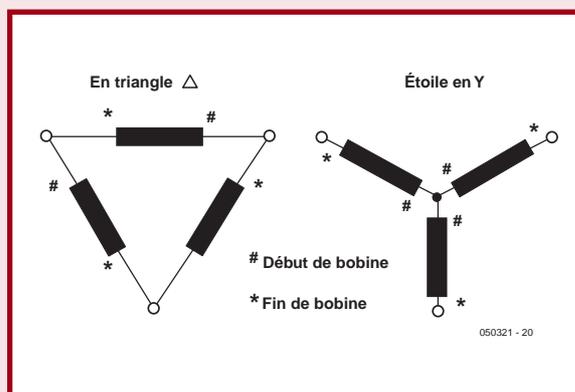
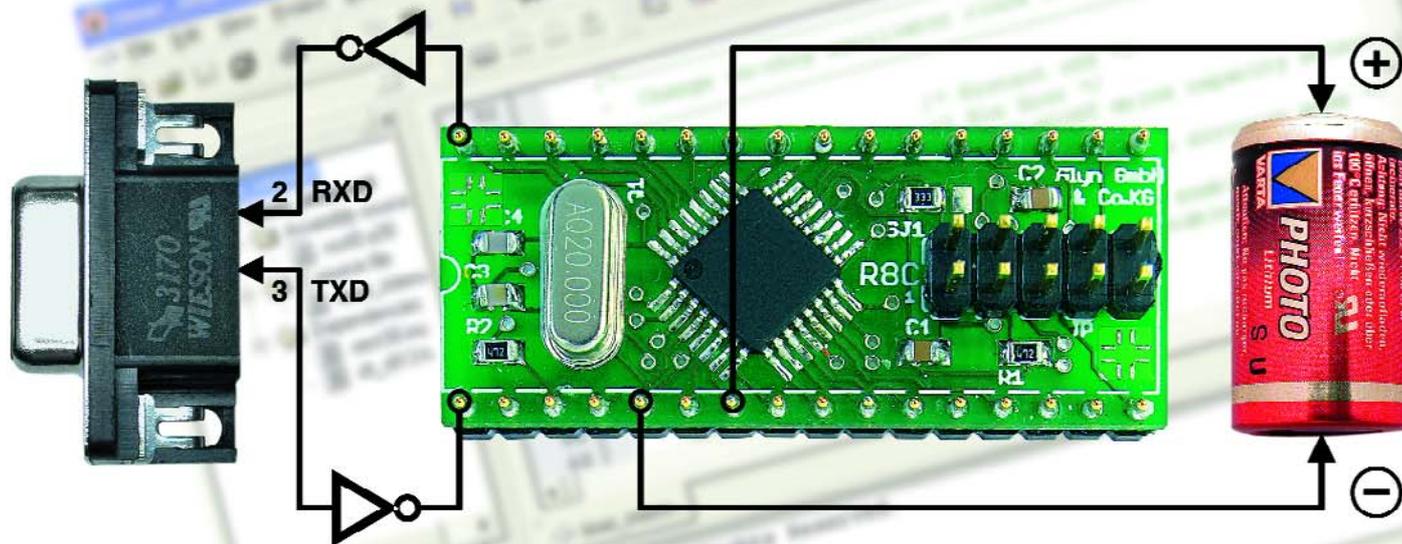


Figure 16. Les enroulements du moteur peuvent être raccordés en étoile ou en triangle.

La petite machine



Gunther Ewald und Burkhard Kainka

Avec Elektor et Glyn c'est possible : pour la première fois, un magazine d'électronique européen propose à ses lecteurs l'acquisition d'une carte à microcontrôleur complète avec le CD du logiciel au prix des frais de port & d'emballage seulement. Le dernier numéro a fait les présentations.

Vous connaissez le R8C de Renesas et nous pouvons attaquer.

Nous sommes enfin prêts ! Les lecteurs d'Elektor intéressés ont la possibilité d'obtenir une platine équipée du microcontrôleur R8C/13, avec le logiciel nécessaire sur CD-ROM ; l'ensemble vous sera envoyé sur demande et au prix de 12,00 € (+frais de port et d'emballage), cela jusqu'à épuisement du stock, un petit tour sur notre site pour éviter les déceptions). Le choix de la famille R8C/Tiny de Renesas n'est pas difficile si l'on prend en compte trois arguments. En premier lieu, le prix et la puissance : une puissance de calcul de 16 bits à peu de frais, en second lieu, un compilateur C gratuit et pourtant très puissant et, troisième-

ment, aucun programmeur n'est nécessaire, le composant se flashe tout simplement par l'intermédiaire de interface RS-232. Le numéro précédent vous a déjà présenté la carte et le programme (l'article vous manque ? Il est disponible gratuitement sur le site d'Elektor www.elektor.fr ; voyez sur la page d'accueil le lien vers le projet R8C dans la colonne de droite). Il est temps de nous attaquer à la petite platine.

Matériel

L'emballage transparent qui vous aura été envoyé contient la platine plate à CMS et deux barrettes à broches qu'il

vous reste à souder (**figure 1**). Vous disposez ainsi d'un module processeur complet sous la forme d'un circuit intégré DIL à 32 broches (**figure 2**). De la place est encore prévue sur la platine pour un connecteur à 14 contacts non implanté pour l'instant puisque seul le Debugger E8 s'en sert.

Le microcontrôleur R8C/13 proprement dit se trouve dans le boîtier CMS de 7 x 7 mm (LQFP) à 32 broches au pas de 0,8 mm. Le code imprimé R5F21134FP#U0 nous indique qu'il s'agit d'un R8C/13 avec ROM Flash de 16 Koctets. Nous avons choisi le R8C/13 qui allie les caractéristiques de

16 bits

Avec le Starter Kit R8C en main – c'est parti !

Logiciel

Nous recommandons, lors de l'installation du logiciel, de respecter l'ordre prescrit de telle façon que tout se présente sur votre PC comme nous le décrivons ici. Commencez par installer le

Monitor/Debugger KD30, ensuite, le compilateur C NC30 avec l'environnement de développement HEW et un Update. Cet ordre est important puisque HEW commence par rechercher le

Debugger pour l'intégrer. A l'étape suivante, installez le Debugger-Package pour intégrer le débogueur à l'environnement de développement. Plus tard, vous n'aurez plus qu'à lancer l'interface HEW et tout s'affichera à l'écran. Reste ensuite à installer la boîte à outils Flash Development Toolkit (FDT) de Renesas avec laquelle charger les programmes sur le contrôleur.

Après introduction du CD dans le lecteur s'affiche d'abord fichier PDF de présentation des produits. Fermez le fichier pour accéder au répertoire racine du CD. Vous pouvez également cliquer du bouton droit de la souris sur le lecteur et choisir l'option « Ouvrir » de façon à passer l'introduction. Les principaux répertoires du CD sont \Software et \Sample_NC30. Ils contiennent les programmes à installer maintenant et les exemples de projets.

1. KD30

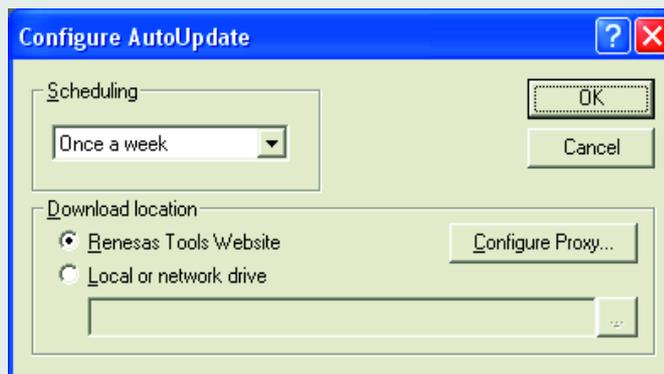
Sur le CD, vous trouverez dans le répertoire \Software\kd30400r1\ le fichier exécutable d'installation KD30V410R1_E_20041203.EXE. Lancez l'installation et confirmez le chemin C:\MTOOL\.

2. NC30

Lancez le fichier de configuration nc30wav530r02_2_ev.exe du répertoire \Software\nc30v530r0_hew\ du CD. La langue maintenant : désolé, le français est absent mais avez le choix entre japonais et anglais – vous préférez l'anglais? Chacun ses goûts! Le programme propose c:\programme\Renesas comme répertoire d'installation. Il est conseillé de l'accepter.

Un deuxième répertoire est proposé pour la « Toolchain » : C:\Renesas\NC30WA\530R02. Acceptez également – comme les propositions suivantes.

Ne vous occupez pas du « Site-Code » qui s'affiche à la fin de l'installation. Il n'est nécessaire que pour l'enregistrement du logiciel (si vous achetez la version complète du compilateur, vous recevrez de toute façon un CD avec un code individuel de déverrouillage).



L'installation de HEW est complétée par celle de la mise à jour automatique (AutoUpdate). Confirmez (comme le montre la figure) la mise à jour hebdomadaire par le Renesas Tools Website, votre logiciel restera ainsi toujours « frais ». Si le PC sur lequel vous installez le logiciel n'a pas accès à Internet, interrompez sans inquiétude l'installation de la mise à jour automatique. Le CD contient le

fichier de la dernière mise à jour à installer maintenant.

Après l'installation, le logiciel de mise à jour regarde s'il y a du nouveau et charge automatiquement les dernières modifications. La première mise à jour s'installe automatiquement. Vous ne coupez pas ensuite à un redémarrage du PC.

3. Mise à jour de HEW

Cette étape n'est nécessaire que si vous avez en plus déjà chargé et installé la dernière mise à jour d'Internet. Démarrez la première mise à jour de HEW à partir du CD, en appelant le fichier hewv40003u.exe du répertoire \Software\HEW_V.4.00.03.001_Update du CD.

Votre compilateur se mettra à jour (Database Version 7.0). Cette étape est indispensable puisque les exemples de projets sont conçus pour cette version. Il est certes possible de charger des projets plus anciens qui sont alors mis à jour automatiquement mais un retour à une version antérieure du compilateur n'est pas aussi simple.

4. Debugger Package

Lancez le fichier d'installation m16cdebuggerv100r01.exe du répertoire \Software\Debugger Package\ du CD. Suivez les instructions du programme d'installation et acceptez la licence. La suite est automatique mais vous devrez redémarrer l'ordinateur.

5. Flash Development Toolkit

Installez le FDT avec le fichier fdtv304r00.exe du répertoire \Software\Flasher_FDT du CD. Acceptez tous les paramètres recommandés. La suite est automatique.

Une fois l'installation terminée, vous trouverez sous Démarrer/Tous les programmes un groupe de programmes Renesas. Les deux programmes décisifs sont « High-performance Embedded Workshop » et « Flash Development Toolkit ».



Figure 1. Le matériel fourni, plaquette avec micro et connecteurs, est un système à microcontrôleur complet !



Figure 2. La barrette de broches est maintenant sur la platine.

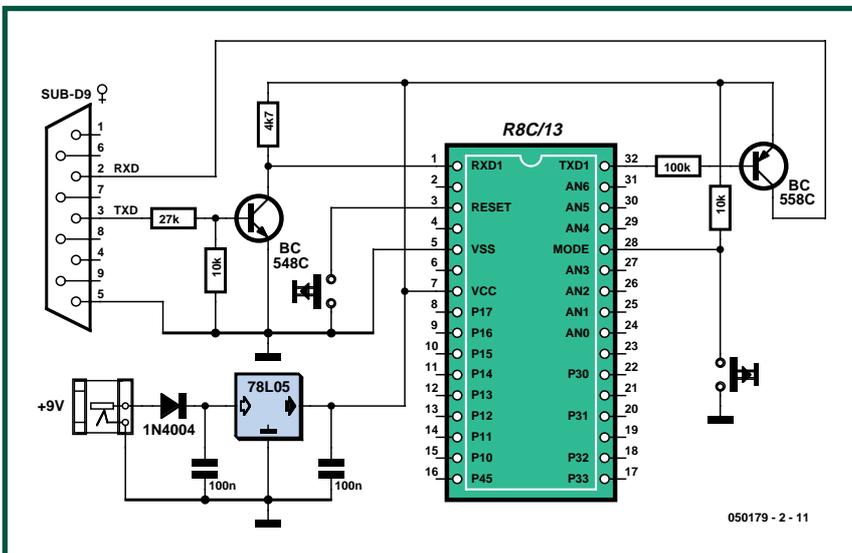


Figure 3. Le schéma présente un système minimal pour les premiers essais.

ses « frères » R8C/10, R8C/11 et R8C/12. La platine est complétée par un quartz de 20 MHz avec les condensateurs nécessaires et quelques autres condensateurs et résistances. Il s'agit bien d'un système à microcontrôleur complet! Il ne manque qu'un programme et, bien sûr, une tension d'alimentation de 3,3 V ou 5 V pour que l'application tourne.

Le chargement d'un programme ne demande pas de programmeur spécial mais une interface série. Le contrôleur dispose en effet d'une interface de débogage série et du programme d'amorçage grâce auquel transférer les programmes en ROM Flash.

Premier contact

Le prochain numéro d'Elektor vous présentera un système de développement complet avec interfaces RS-232 et USB mais vous n'aurez pas à attendre les premiers essais jusque là. Nous avons trouvé une solution qui ne demande qu'un peu de matériel dont vous disposez sûrement :

- une alimentation de 5 V, de préférence par l'intermédiaire d'un régulateur de tension
- un adaptateur de niveau inverseur pour la connexion à l'interface RS-232
- une touche de réinitialisation
- un commutateur de mode pour la mise en service du mode programmation

La platine du contrôleur relie une à une toutes les broches du microcontrôleur aux broches correspondantes du « support » (d'où l'orientation en à 45° du contrôleur). Comme nous l'avons dit, la carte comporte un quartz, quelques condensateurs et quelques résistances. Le schéma (figure 3) ne montre que les connexions indispensables à un « démarrage rapide » de façon à nous permettre de nous orienter le plus vite possible. Attention, les connexions non désignées doivent impérativement rester libres! La figure 4 propose un montage d'essai sur une plaque d'essai.

Nous nous connectons à l'interface série du PC par l'intermédiaire d'un transistor inverseur. Vous avez trouvé un MAX232 dans vos stocks? Pas de

problème, mais nous avons pensé que les transistors étaient plus rapidement disponibles. Un transistor BC548C (NPN) inverse le signal TXD du PC et le conduit à l'entrée RXD1 du contrôleur. Comme cette entrée n'a pas de résistance interne de rappel au niveau haut (*pull-up*), n'oublions pas la résistance de collecteur. Dans le sens contraire, TXD1 attaque le transistor PNP BC558C. L'entrée RXD du PC a, elle, sa propre résistance de rappel au niveau bas (*pull-down*) et nous pouvons nous passer de résistance de collecteur.

Du niveau de l'entrée MODE du contrôleur dépend si, après réinitialisation, le contrôleur exécute le programme interne d'amorçage ou un programme chargé par l'utilisateur. Si l'interrupteur est ouvert, l'entrée MODE est rappelée au niveau haut par une résistance de 10 k Ω et le programme d'utilisateur démarre. Pour charger un programme dans la mémoire Flash, nous devons fermer l'interrupteur de mode, l'entrée MODE est alors forcée au niveau bas. On actionne ensuite brièvement la touche de réinitialisation et le contrôleur démarre le mode de débogage grâce auquel le nouveau programme se charge en ROM Flash. Après la transmission, ouvrez l'interrupteur MODE et actionnez à nouveau la touche de réinitialisation. On lance ainsi le programme qui vient d'être chargé. Et ? Ah, le programme ! Encore faut-il l'écrire et avant encore, installer le logiciel fourni. Pour l'installation, suivez les directives pas à pas. Un conseil : respectez scrupuleusement l'ordre prescrit de façon que, sur votre PC, tout apparaisse comme décrit.

A vos marques, prêt, Flash!

Nous allons d'abord essayer les outils du « *Flash Development Toolkit* » (FDT) en chargeant un programme prêt sur le contrôleur. Passons pour l'instant les étapes de développement d'un programme personnel et vérifions que l'objet fonctionne en le faisant fonctionner.

Une fois l'installation terminée, vous devez trouver le FDT dans le groupe de programme Renesas du menu de démarrage de Windows. Vous en trouverez même deux versions, l'une complète, l'autre, de base. Lancez la seconde, « *Flash Development Toolkit Basic* » (figure 5). Pour le premier démarrage, nous

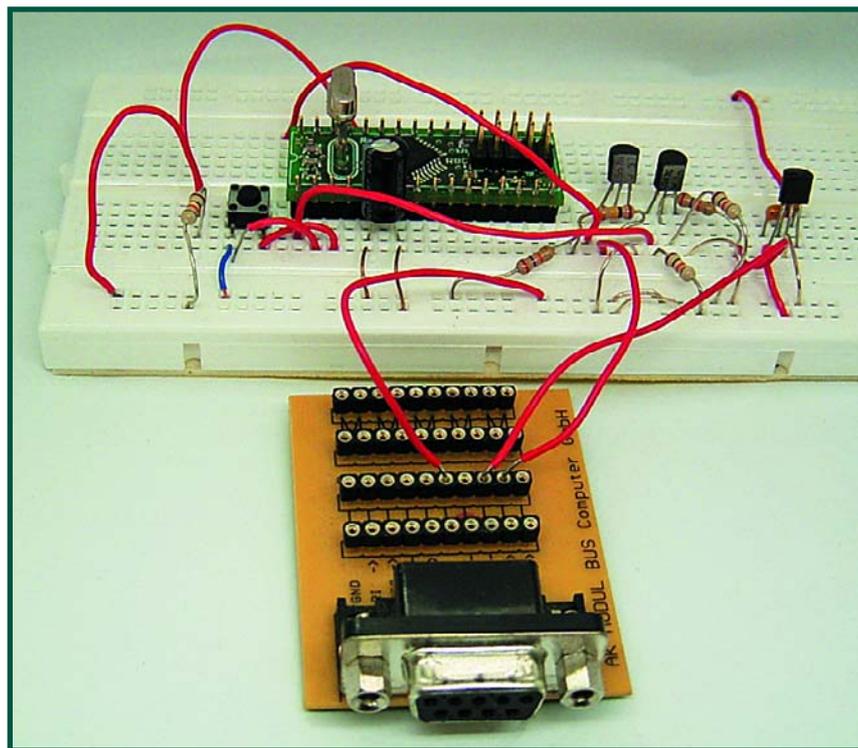


Figure 4. Nous avons construit le système d'essai complet sur une platine de laboratoire.

devons d'abord configurer le logiciel (pour retrouver ce menu par la suite, cliquez sur « *Options/New Settings* »). Sélectionnez le type de contrôleur R5F21134 et la première procédure de noyau (*kernel*) proposée (figure 6). Sélectionnez, dans la fenêtre suivante, l'interface utilisée (COM1 à COM4). La troisième fenêtre vous demande la « vitesse de conversation » (*baudrate*) avec le contrôleur. Choisissez ici 9 600 bauds (figure 7).

On vous demande enfin si vous souhaitez protéger le contrôleur en lecture. Pour un premier programme d'essai, les risques d'espionnage industriel sont assez limités, nous pouvons donc renoncer à toute protection. Reprenez les paramètres de la figure 8. Voilà, nous y sommes.

Chouette, ça dignote!

Connectez maintenant votre matériel au port COM que vous avez indiqué. Fermez ensuite l'interrupteur de mode à la masse et actionnez une fois brièvement la touche de réinitialisation. Le microcontrôleur passe alors en mode d'amorçage et attend qu'on lui envoie des données.

Chargez maintenant un programme compilé sur le contrôleur. Vous trouve-

rez quelques exemples de projets sur le CD dans le répertoire *Sample_NC30*. Vous y êtes ? Descendez dans le répertoire *Sample_NC30\port_toggle* qui contient le répertoire *port_toggle\Release*. Dans ce dernier répertoire, vous trouverez le fichier *port_toggle.mot*. Il s'agit d'un programme au format hexadécimal Motorola (.mot) que vous pouvez charger directement sur le contrôleur.

Saisissez le chemin de ce fichier et lancez le chargement avec « *Program Flash* ». Patientez deux secondes, le temps d'effacer la mémoire Flash et de charger le nouveau programme. Si tout se passe bien, le message « *Image successfully written to device* » vous le signale. Ouvrez maintenant l'interrupteur de mode et actionnez brièvement la touche de réinitialisation. Le programme chargé doit s'exécuter.

Il fait basculer (*toggle*) à rythme lent le niveau des 4 premières broches du port 1 (donc P1_0 à P1_4), assez lentement pour que des LED avec leurs résistances talon vous permettent d'observer les changements d'état. En sortie, les ports du R8C et des autres microcontrôleurs M16 sont à basse impédance aussi bien à l'état haut qu'à l'état bas. Vous devez donc protéger les LED par des résistances

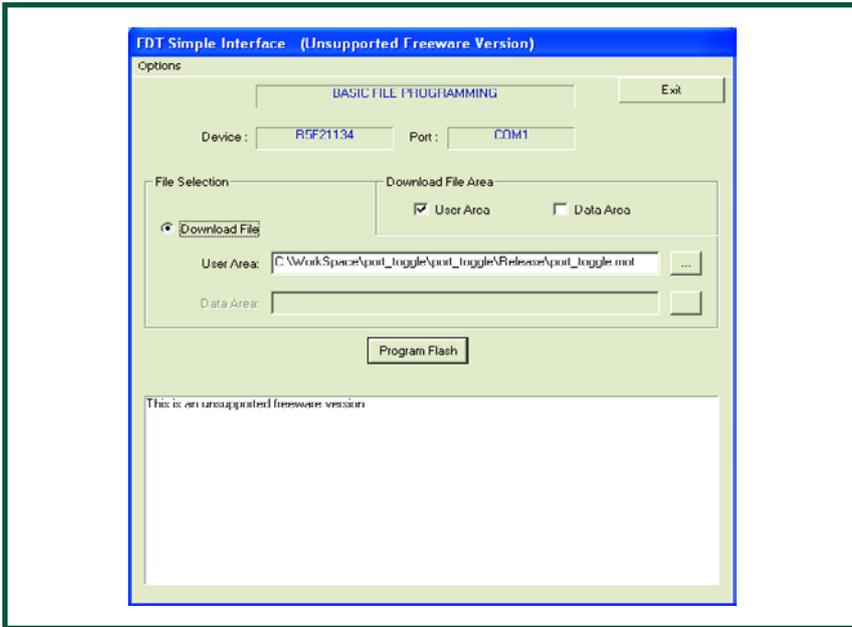


Figure 5. La boîte à outils de base : Flash Development Toolkit Basic.

talon (1 kΩ, par exemple, **figure 9**). Vous pouvez transférer comme nous l'avons décrit d'autres programmes sur le contrôleur. Si le R8C ne se laissait pas programmer (ce qui se traduit par un message de « *communication error* »), mettez-le hors tension pendant une minute de façon à effacer sa mémoire de chargement RAMloader interne. Cette erreur se produit parfois après un travail avec le débogueur.

R8C musicien

Un petit essai encore? Bien. Chargez le fichier « *.mot* » (prononcez « mote »)

du projet R8C_Jingle_Bells sur le contrôleur. Connectez un petit haut-parleur de 8 Ω d'impédance ou un casque avec une résistance série de 1 kΩ (**figure 10**) et lancez le contrôleur. La mélodie est simple. Un air de Noël s'imposait bien sûr!

Le programme fonctionne du reste sans l'oscillateur à quartz, uniquement avec l'oscillateur en anneau à grande vitesse de 8 MHz. Un oscilloscope permet de le vérifier : connectez une sonde sur les broches du quartz Xin (broche 6) ou Xout (broche 4). Vous constatez l'absence de signal péri-

dique (en revanche présent lors du projet précédent *Port_Toggle*). L'oscillateur RC interne est ici tout à fait suffisant puisque, manifestement, le haut-parleur chante correctement. Nous pourrions programmer un R8C/13, avec un haut-parleur piézoélectrique et une pile-bouton de 3 V et suspendre le tout au sapin ou l'envoyer dans une carte de vœux.

Nous savons en tout cas que le matériel fonctionne. Nous parlons beaucoup alors que vous avez envie de programmer vous-même, non? Bon, lancez l'interface de développement intégrée HEW. Pour ne pas compliquer les premiers pas, nous modifierons d'abord un projet existant et travaillerons en outre sans débogueur pour commencer.

C

L'interface HEW permet de programmer des projets en assembleur. Avec le R8C, programmer en assembleur est sensiblement plus difficile qu'en C. Les formats de données et les modes d'adressage, et donc les risques d'erreur, sont si nombreux! Le compilateur C ne se trompe pas. Mot, octet ou bit, vous n'avez pas à vous occuper de ce que traite le contrôleur. Le C est, dans ce cas, plus simple même pour ceux qui n'ont travaillé jusqu'ici qu'en assembleur. Après quelques exemples, les modes insolites d'écriture vont de soi. Aucune raison donc d'avoir peur de C!

Copiez d'abord le projet complet « *port_toggle* » du CD sur votre PC. Utilisez par exemple le répertoire C:\WorkSpace, également proposé par l'interface HEW pour les nouveaux projets. Lancez ensuite l'atelier intégré « *High-performance Embedded Workshop* », (d'où ce fameux HEW) dans le groupe de programmes Renesas. Le démarrage affiche une fenêtre où indiquer si vous créez un nouveau projet ou chargez un projet existant.

Avec *File/Open Workspace*, ouvrez le fichier *port_toggle.hws*. S'affiche ensuite à gauche la liste des fichiers du projet. Cliquez sur *port_toggle.c*, pour ouvrir le fichier source proprement dit. La **figure 11** vous donne une image de ce qui devrait s'afficher.

Compilons ce projet à titre d'essai, mais avant, choisissons la version qui nous convient, « *Debug* » ou « *Release* ». Comme nous travaillons

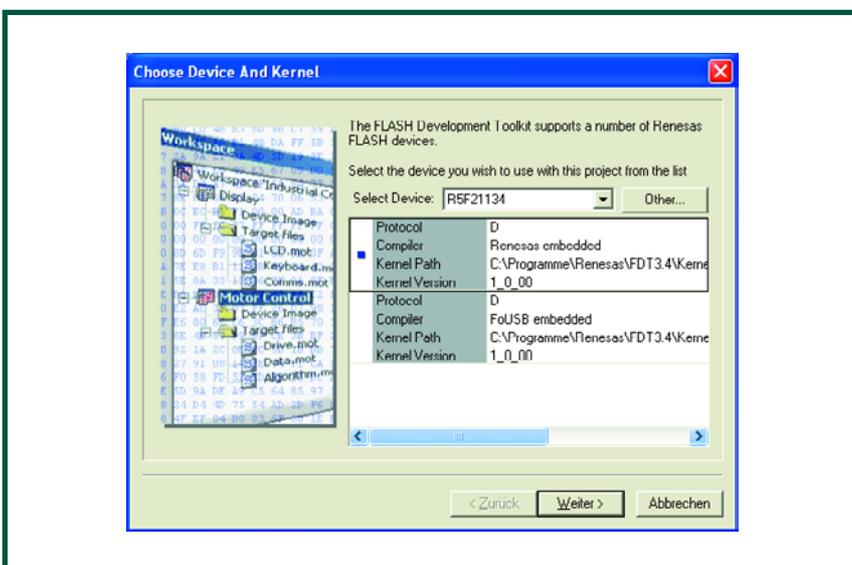


Figure 6. Choix du contrôleur et de la procédure de transmission.

encore sans débogueur et réussissons tout du premier coup, choisissons l'option « Release » dans le menu *Build/Build Configurations*.

Lançons la compilation avec « *Build/Build All* ». La traduction du texte source en C réussit et le fichier « mot » s'enregistre dans le répertoire de sortie *\Release*. La fenêtre « *Build* », en bas, affiche la procédure. Le message suivant annonce enfin notre succès :

Build Finished
0 Errors, 1 Warning

Zéro faute, très bien! Les avertissements (*warning*) sont fréquents et à ne pas prendre au tragique. Dans le cas présent : « *Warning (In30): License has expired, code limited to 64K (10000H) Byte(s)* ». Ne vous laissez pas impressionner. Vous travaillez avec la version gratuite du compilateur et la limite de 64 Koctets est, de toute façon, bien au-dessus de la capacité du R8C/13. Si vous le souhaitez, rechargez le fichier de sortie dans le contrôleur et lancez le programme. Il fonctionnera aussi bien que le fichier « .mot » du CD.

Voyons le texte source :

```
while (1)          /* Loop */
{
    pl_0 = 0;
    pl_1 = 0;
    pl_2 = 0;
    pl_3 = 0;
    for (t=0; t<50000; t++);
    pl_0 = 1;
    pl_1 = 1;
    pl_2 = 1;
    pl_3 = 1;
    for (t=0; t<50000; t++);
}
```

Le cœur du programme est une simple boucle qui va de soi. Les quatre bits de port sont d'abord activés, vient ensuite une temporisation (boucle d'attente) après laquelle les bits sont désactivés, opération suivie d'une nouvelle temporisation. Même si vous ignorez tout de C, vous voyez d'emblée où intervenir. Diminuez, par exemple, les temporisations et accélérez la chose. Au lieu de 50000, le programme ne comptera que jusqu'à 25000. Que se passerait-il encore s'il ne comptait que jusqu'à 2. Il est encore permis de supprimer la temporisation en la neutralisant à l'aide du symbole de commentaire « // ». Une LED ne détecte en tout cas plus rien

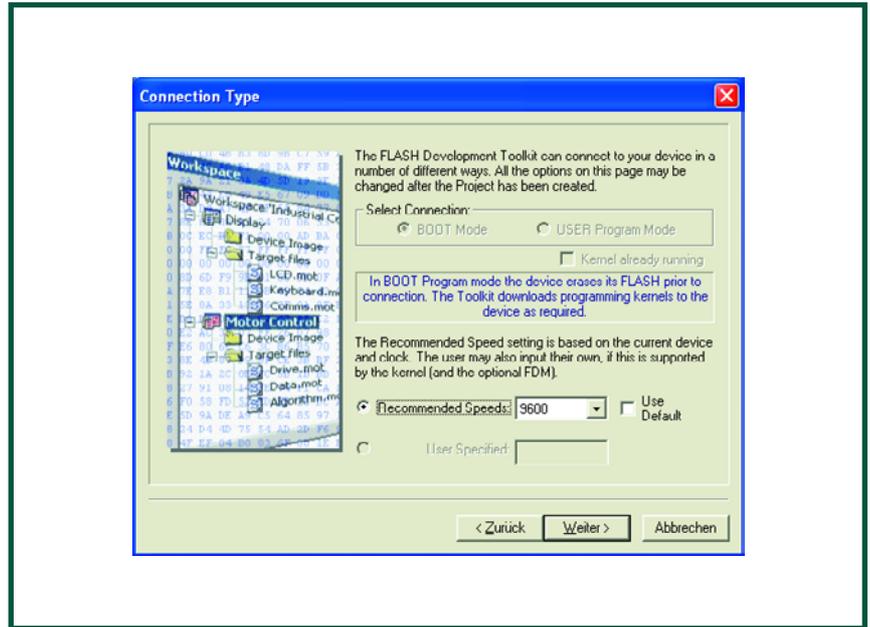


Figure 7. La vitesse de transfert (baudrate) se sélectionne ici.

mais un oscilloscope affiche un signal rectangulaire de haute fréquence. Après chaque modification, vous devez traduire le programme avec « *Build All* » et le recharger ensuite dans le contrôleur avec FDT.

Sens de la mesure

Venons-en à l'oscillateur du contrôleur. L'exemple *Port_Toggle* utilise l'oscillateur à quartz de 20 MHz. Comme nous l'avons dit, nous disposons encore de deux oscillateurs RC internes de 125 kHz et 8 MHz. En fait, le contrôleur démarre toujours avec l'oscillateur en

anneau à basse vitesse. La fiche technique du R8C/13 nous montre la complexité de l'horloge du R8C qui compte trois oscillateurs et plusieurs étages diviseurs en option.

L'exemple de projet *Port_Toggle* montre comment commuter de l'oscillateur à 125 kHz sur l'oscillateur à quartz :

```
prc0 = 1;      /* Protect off */
cm13 = 1;     /* Xin Xout */
cm15 = 1;     /* XCIN-XCOUT drive
               capacity select bit : HIGH */
cm05 = 0;     /* Xin on */
cm16 = 0;     /* Main clock = No
```

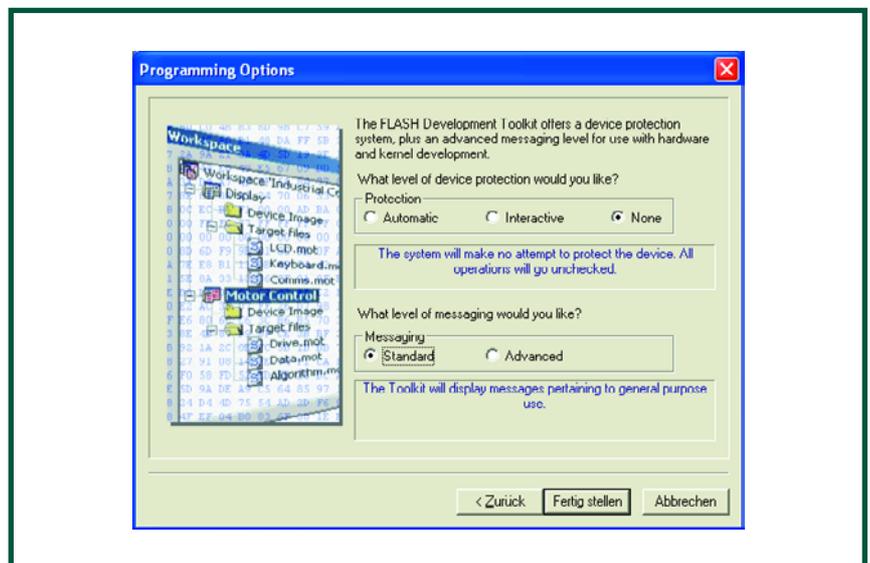


Figure 8. Une protection en lecture n'est pas nécessaire.

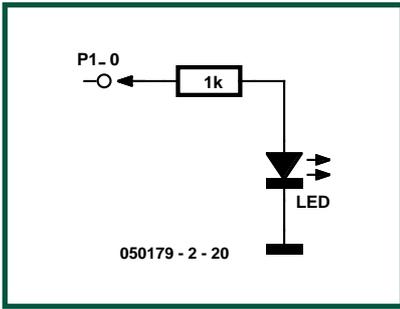


Figure 9. Rien de plus facile que de connecter une LED sur P1_0.

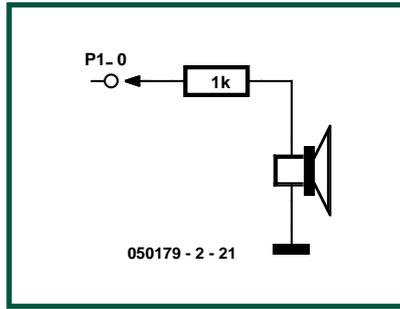


Figure 10. Connexion d'un haut-parleur au microcontrôleur.

```

        division mode */
cm17 = 0;
cm06 = 0; /* CM16 and CM17
enable */
asm( «nop »); /* Waiting for
        stable of oscillation */
asm( «nop »);
asm( «nop »);
asm( «nop »);
oed2 = 0; /* Main clock change */
prc0 = 0; /* Protect on */

```

La liste montre les lignes décisives du programme au début du texte source. Quelques bits du registre de commande d'horloge du système 0 et 1 doivent changer d'état. Comme ils sont en mode protégé, la première ligne du programme lève la protection. Une fois les bits commutés, il est nécessaire d'attendre un peu la stabilisation de l'oscillateur qui vient d'être mis en service. Le programme change ensuite d'horloge et rétablit la protec-

tion en écriture. La suite du programme travaille à 20 MHz.

Retirez maintenant du programme le bloc complet, de *prc0 = 1* à *prc0 = 0*. Il n'y a donc plus de changement d'oscillateur et le contrôleur ne travaille qu'à 125 kHz. Le temps passe trop lentement et, pour y voir quand même quelque chose, nous divisons les deux boucles de temporisation par 100 :

```

void main(void)
{
    pd1 = 0x0F; /* Set Port 1.0 - 1.3
                /be used for output*/
    while (1) /* Loop */
    {
        p1_0 = 0;
        p1_1 = 0;
        p1_2 = 0;
        p1_3 = 0;
        for (t=0; t<500; t++);
        p1_0 = 1;

```

```

        p1_1 = 1;
        p1_2 = 1;
        p1_3 = 1;
        for (t=0; t<500; t++);
    }
}

```

Le clignotement est un peu plus lent mais le contrôleur est extrêmement économe.

Il existe une solution de compromis entre très rapide et très lent, à savoir l'oscillateur en anneau de 8 MHz. L'exemple de projet R8C_Jingle_Bells montre sa mise en service. Copiez les lignes, décisives, suivantes dans votre programme :

```

prc0 = 1; /* Enable High Speed
        //Oscillator ( 8MHz )
hr00 = 1;
asm( «NOP »);
asm( «NOP »);
hr01 = 1;
prc0 = 0;

```

Voyez également le projet *Timer Interrupt*. Qui désire s'initier à l'utilisation d'un des temporisateurs (*timer*) peut bien sûr se plonger dans la fiche technique du R8C/13. Sa lecture n'est pas très facile et il est préférable de commencer par un exemple qui fonctionne pour, ensuite, retrouver les passages décisifs dans la fiche technique et s'essayer à quelques modifications mineures. En dehors de l'initialisation du temporisateur, l'exemple *Timer Interrupt* montre aussi comment réaliser une fonction d'interruption en C. Les notes d'applications du CD en fournissent encore d'autres exemples.

Vous souhaitez maintenant vous attaquer à un projet tout à fait personnel? Des informations additionnelles sont disponibles sur le **site d'Elektor** www.elektor.fr (voir le lien R8C, colonne de droite de la page d'accueil). Un exemple élémentaire explique comment procéder pas à pas pour réaliser une application sans avoir à recourir à des projets existants. Et si vous avez d'autres questions : nous envisageons la création d'un **forum modéré** pour le R8C-Starter Kit sur le site d'Elektor.

(050179-2)

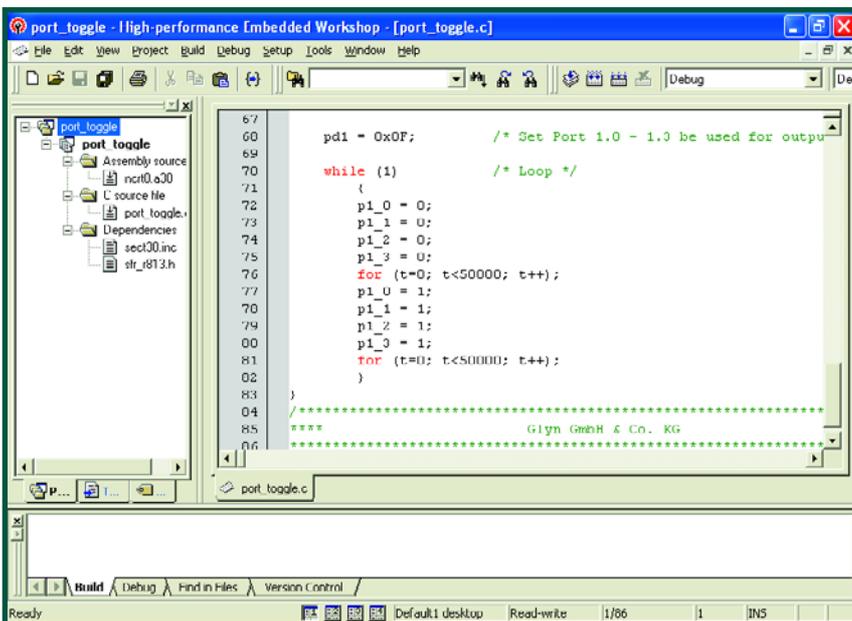


Figure 11. Le projet port_toggle sur l'interface de développement.

Liens Internet

Glyn GmbH & Co. KG
www.glyn.de

Florent Coste

Contrôleur « brushless » pour R/C

Variateur de vitesse pour modèles réduits radiocommandés

Les lecteurs auxquels s'adresse cet article sont les utilisateurs de modèles réduits radiocommandés embarquant un moteur électrique sans balais à aimants permanents, plus connus sous le nom de « moteurs brushless ».

La déferlante ces dernières années de ce type de propulsion a permis de hisser la motorisation électrique à des niveaux record en terme d'efficacité et

de compacité, ceci s'étant accompagné inévitablement par une complexité accrue de l'électronique de contrôle. Le présent article décrit les

principes de base théoriques liés au fonctionnement de ces moteurs, et une solution reposant sur un micro-contrôleur ST7 récemment introduit



sur le marché et totalement dédié à ce type d'application.

Le moteur brushless

Rien de bien compliqué ! Un moteur brushless se caractérise tout simplement de trois phases bobinées et réparties le long d'un stator, positionnées en regard d'un rotor composé quant à lui d'aimants permanents. Les fabricants donnent très souvent le nombre de paires de pôles caractérisant leurs moteurs.

L'application d'un courant dans les bobines

produit un champ magnétique. Le « secret » repose sur une séquence adéquate appliquée sur les 3 phases du moteur afin d'engendrer une rotation mécanique.

Les trois bobines vont nous permettre de produire un champ magnétique dans 6 directions différentes ; les champs magnétiques induits (bobines) et « naturels » des aimants tendent dès lors à s'aligner pour au final décrire une rotation complète.

Pour ce faire, il suffit de 6 interrupteurs, qui ne sont autre que des MOSFET dans notre application, afin d'appliquer cette fameuse séquence connue aussi sous le nom de « méthode trapézoïdale » (analogie avec la forme du courant dans le moteur). La **figure 1** montre le courant induit dans les bobines au cours de ces 6 étapes, et la résultante mécanique est visible en **figure 2**.

Principe du contrôle

L'étage de puissance, que l'on peut modéliser par 6 interrupteurs travaillant à MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation*) de fréquence fixe, permet de décrire les 6 étapes distinctes au cours desquelles 2 des 3 phases sont excitées. On appellera commutation le passage d'une étape à la suivante (1→2, 2→3, 3→4, 4→5, 5→6, 6→1,...). Le courant est quant à lui ajusté à l'aide d'une variation en largeur d'impulsion (*duty cycle*) des signaux de commande appliqués sur les grilles des MOSFET de puissance, et permet ainsi

Caractéristiques:

- Tension d'entrée : 5,5 à 20 V
- Intensité : 18 A
- Avance de phase réglable indépendamment pour vitesses min & max (0 à 30 degrés)
- Soft-start / Active braking / Calibration manche
- BEC débrayable & choix du type de batterie (6 à 14 cellules NiMh/NiCd, détection automatique de 2 à 4 cellules LiPo)
- Fréquence de PWM ajustable: 12/24/48 kHz
- Mode buzzer (perte signal récepteur)

aux champs des bobines et des aimants de tendre vers l'alignement plus ou moins rapidement. Comme on peut le deviner, à courant faible, vitesse

de rotation faible, et inversement... Tout le principe du contrôle de ce type de moteur repose sur la réponse à une seule question : quand faut-il commu-

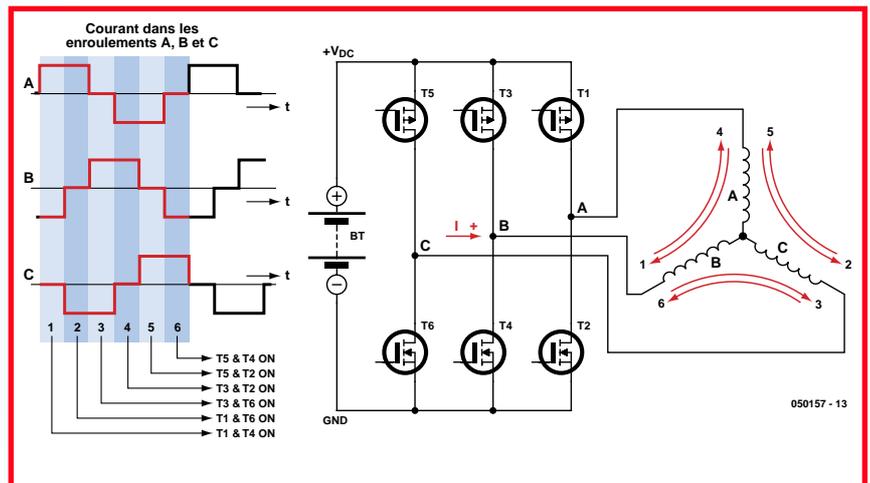


Figure 1. 6 étapes successives pour une rotation complète du champ magnétique induit.

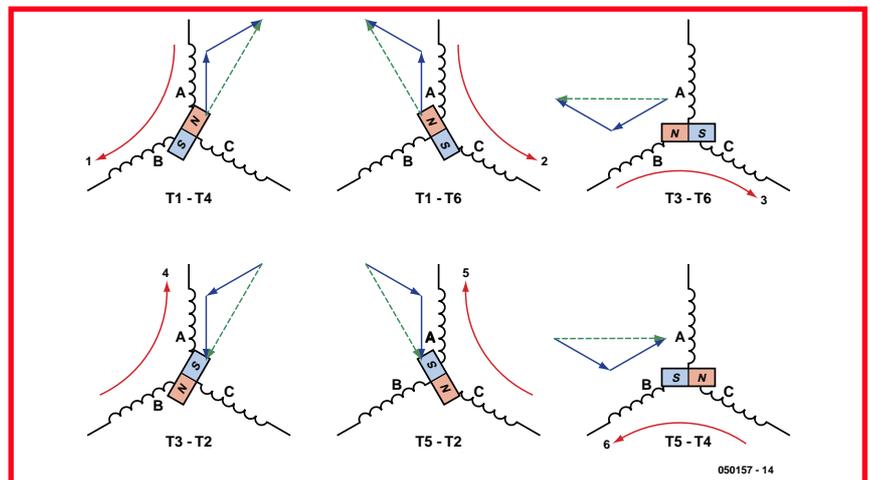


Figure 2. Alignement aimant/champ induit pour chacune des 6 étapes.

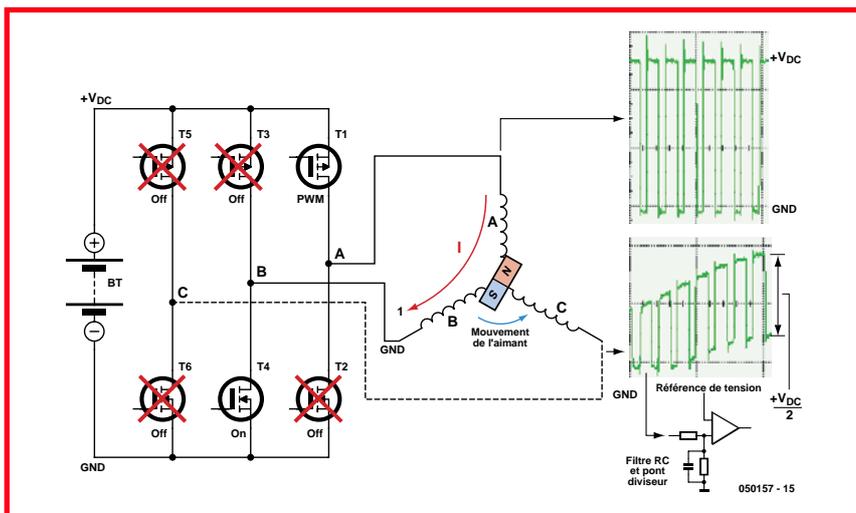


Figure 3. Tensions aux bornes des phases A & C (étape 1).

ter de l'étape n à l'étape (n+1) ? Il nous faut pour cela arriver à détecter le passage des aimants devant les bobines, et rester en synchronisation parfaite avec ce mécanisme à chaque étape. On vérifie par ailleurs que l'on est bien en présence de moteurs syn-

chrones, puisque flux statorique et vitesse de rotation mécanique seront au final identiques avec une seule paire de pôles; ce nombre de paires de pôles détermine le rapport entre période électrique (temps mis pour accomplir les 6 commutations) et période mécanique (temps mis pour accomplir une rotation physique complète). Un moteur ne comportant qu'une seule paire de pôles aura ainsi besoin de 6 commutations (étape 1 à 6) pour accomplir une rotation de 360 degrés. Pour 2 paires de pôles, il faudra accomplir 2 fois 6 commutations, soit 12 commutations... On s'aperçoit ici du ratio permettant la conversion entre fréquence électrique et mécanique : un moteur comportant par exemple 7 paires de pôles, tournant à un régime de 15 000 tr/mn (soit 250 Hz), travaillera en fait à une fréquence électrique de $7 \times 15000/60 = 1750$ Hz, soit une fréquence de commutation (passage de l'étape n à (n+1)) de $6 \times 1750 = 10,5$ kHz. Attention à ne pas confondre fréquence de commutations et fréquence de PWM appliqué sur les enroulements du moteur, ce sont bien deux choses tout à fait indépendantes !

Les premiers contrôleurs ayant vu le jour il y a quelques années étaient en fait pourvus de capteurs à effet Hall, ce qui permettait de connaître la position du rotor et de provoquer la commutation au moment opportun... Plus récemment ce sont développés des solutions dites « sensorless » (sans capteurs) qui s'adressent à un panel plus large de moteurs, et qui s'accommodent donc seulement de connexions

vers les 3 phases. Bien évidemment, notre montage fait partie de cette dernière catégorie...

Détection de la position du rotor et synchronisation

A chaque étape, seulement 2 des 3 phases sont utilisées. Pourquoi ne pas exploiter cette phase flottante pour nous donner le signal qui va déclencher la prochaine commutation ? Cela est une excellente idée au regard de l'information électrique véhiculée en ce point précis... Et que se passe-t-il ? Lorsque le moteur tourne, le mouvement des aimants induit une tension (croissante ou décroissante) aux bornes de la bobine non excitée (force électromotrice), et ce indépendamment de l'énergie injectée dans les 2 autres bobines (une rotation manuelle de l'axe et un simple voltmètre en mode AC branché entre 2 phases d'un moteur non connecté permet en général de générer des tensions de plusieurs volts). À l'aide de cette tension induite, nous sommes dès lors en mesure de détecter un signal synchrone du mouvement des aimants. La figure 3 nous montre les oscillogrammes des phases A et C lors de l'étape 1.

On applique le signal PWM sur le MOSFET T1, alors que T4 court-circuite la phase B à la masse. Les phases A et B forment un diviseur résistif (les phases ont théoriquement la même résistance), et nous recueillons au point C le signal PWM en A divisé par 2, sur lequel vient s'ajouter la tension induite par le mouvement de l'aimant.

Il ne reste plus qu'à choisir un point précis sur cette courbe qui nous donnera une information de synchronisation ; une simple référence de tension et un comparateur feront l'affaire. Après filtrage, nous pouvons déclencher un signal indiquant que la tension induite a atteint la valeur fixée par la référence, appelé aussi « zero-crossing ». À partir de ce moment, la commutation peut intervenir après un certain délai ajustable manuellement. Ce délai permet de régler l'avance de phase, et l'efficacité du système. Une avance très forte permet de gagner des tours moteurs au détriment d'un courant consommé plus important.

Enfin, il est à noter que la détection de cette force électromotrice ne peut se faire qu'après que la bobine ait été

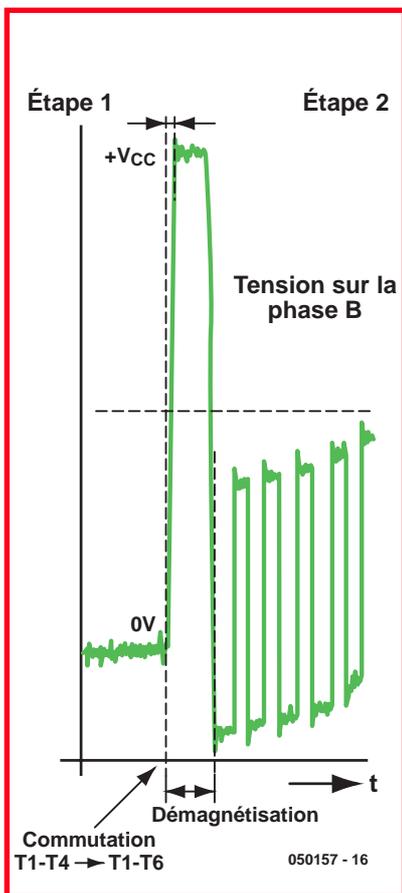


Figure 4. Démagnétisation de la phase en observation.

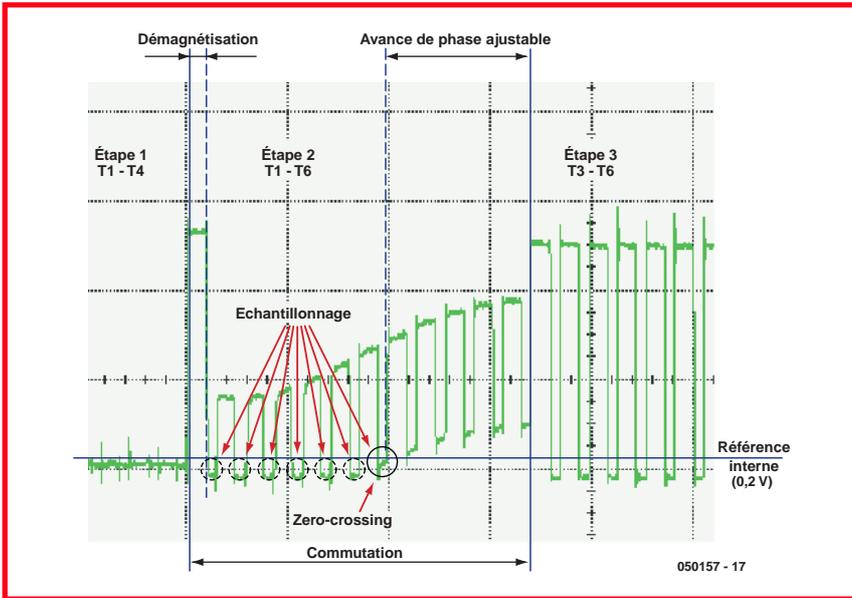


Figure 6. Échantillonnage pendant le temps OFF.

récepteur et plusieurs servos sous une dizaine de volts (attention à ne pas avoir de point dur dans les commandes, car la consommation dans ce cas peut rapidement entraîner une surchauffe des régulateurs suivie d'une mise en veille...). Le signal provenant du récepteur est appliqué sur la broche PD3, le réseau D1/R3 permettant de le « rehausser » un peu dans le cas de récepteurs fonctionnant à basse tension (3,3 V). Une petite EEPROM I²C permet de sauvegarder la programmation du contrôleur. PA3 est connecté via un diviseur résistif et permet de

surveiller la tension de la batterie. L'entrée MCES (broche 4) sert à mettre en veille l'étage de puissance lorsqu'un niveau bas y est appliqué ; elle n'est pas utilisée dans le montage et sera forcée à l'état haut.

L'AVD (pour « Auxiliary Voltage Detector », détection de basse tension sur l'alimentation du micro) générera une interruption qui coupera immédiatement l'étage de puissance si l'alimentation chute en dessous de 4,75 V, et ce afin de garantir au moins l'alimentation des servos & récepteur. Ceci n'est que temporaire, et l'étage de puis-

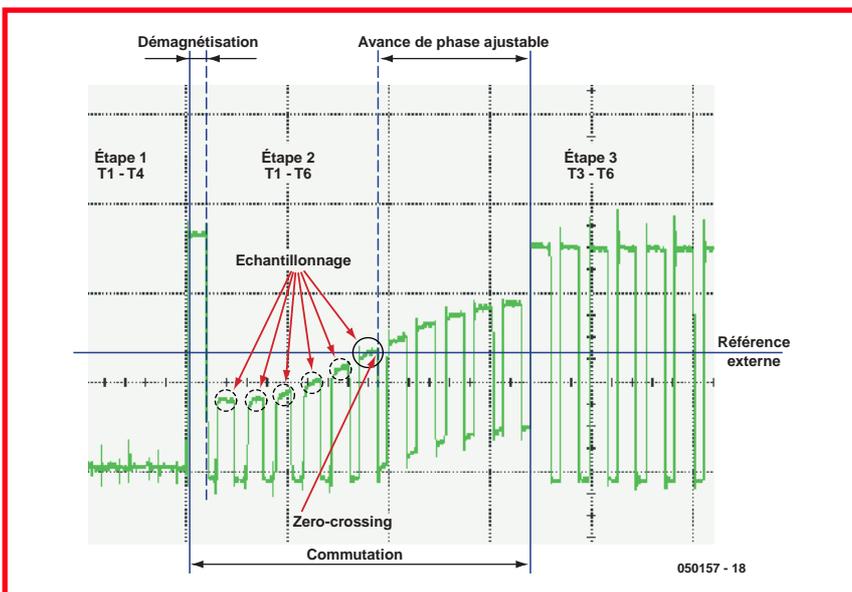


Figure 7. Échantillonnage pendant le temps ON.

sance sera à nouveau opérationnel aussitôt que l'alimentation sera remontée au moins à 5,3 V ou bien la tension de coupure BEC programmée (qui est forcément supérieure, au moins égale à 6 V pour 2 LiPo ou bien 6 éléments NiMH). Il sera temps de penser à poser votre modèle! Notez aussi que des coupures de l'étage de puissance intempestives seront soit le signe annonciateur d'un pack d'accus en fin de vie, qui ne pourra donc plus fournir le courant demandé et verra sa tension dramatiquement chutée, soit des servos défaillants « pompant » trop de courant sur les régulateurs.

Pour le reste, nous avons 6 signaux de commande indépendant pour les commandes de grille des MOSFET (MCO0 à MCO5) ; les broches 10 à 12 sont des entrées permettant d'échantillonner les signaux relatifs à la détection des événements de « zero-crossing ». Deux modes d'échantillonnages sont ici combinés ; le premier, utilisé pour démarrer le moteur, est un échantillonnage lorsque le signal PWM des commandes de grilles est « OFF » (méthode brevetée par ST). Les broches 10 à 12 sont alors directement connectées aux phases via les résistances R10, R12 et R14 (les sorties PD0, PD1 et PC3 sont laissées en haute impédance), et l'échantillonnage se fait à chaque « coup » de PWM, comme le montre la **figure 6**. Cette méthode permet une sensibilité accrue puisque le signal de zero-crossing n'est pas atténué par un quelconque diviseur résistif.

Lorsque le moteur atteint un régime suffisant, l'échantillonnage se fait alors pendant le temps ON du PWM. Les sorties PD0, PD1 et PC3 passent à l'état bas et le signal PWM est alors ramené à un niveau intelligible par le micro, via les diviseurs R10/R11, R12/R13 et R14/R15. La référence de tension utilisée devient externe, présente sur PB0. La **figure 7** nous montre l'oscillogramme de la phase non excitée. L'échantillonnage à haute fréquence (1 MHz) pendant le temps ON du PWM permet ainsi d'atteindre un rapport de 100%, et garantit un régime maximum (pas de retard de phase dû à l'emploi de réseaux RC comme dans les montages conventionnels).

L'étage de puissance

Nous avons opté, comme le montre le schéma représenté en **figure 8**, pour une approche entièrement discrète, afin de rendre le montage accessible. Pas question d'utiliser des circuits inté-

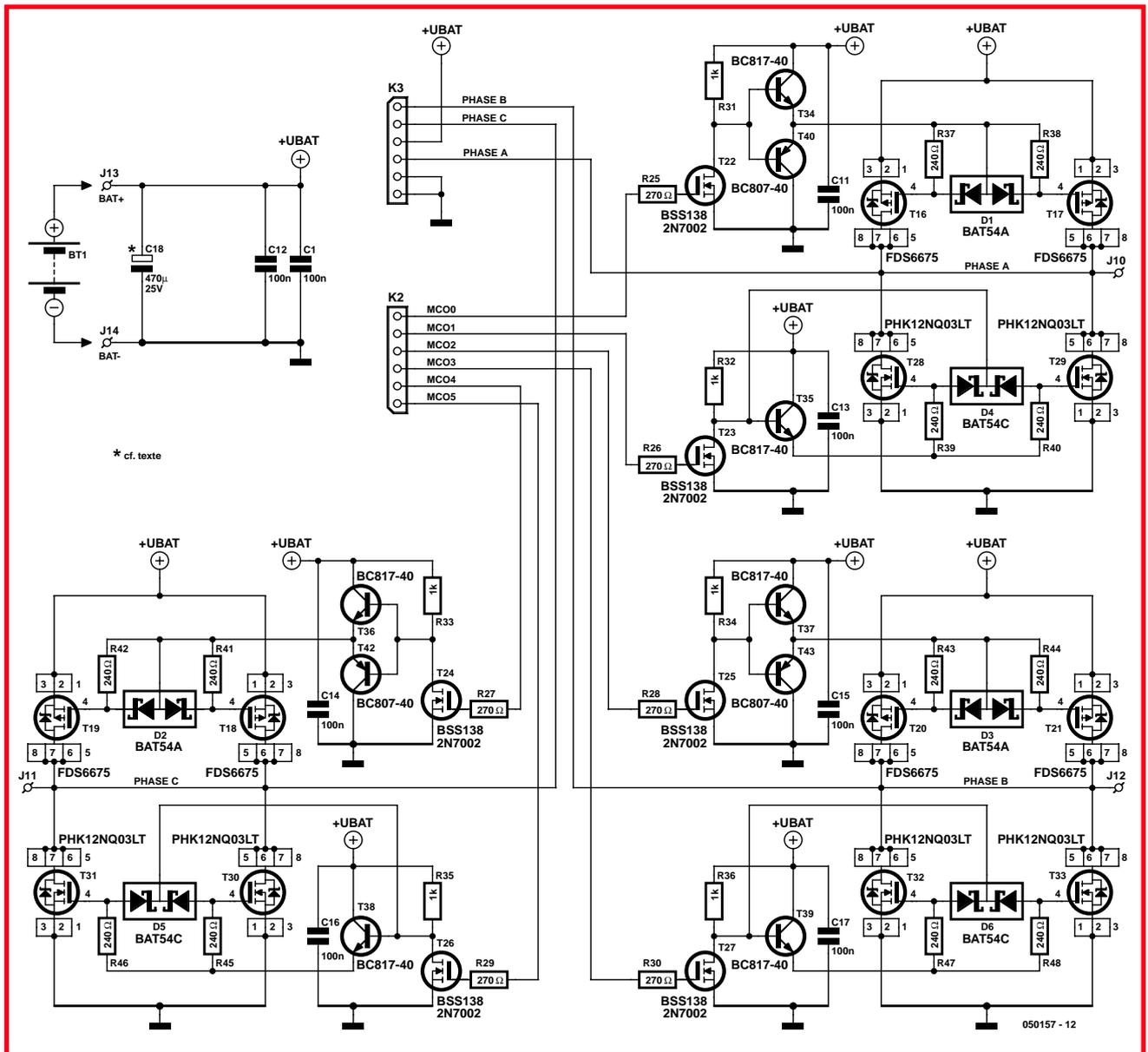


Figure 8. Le schéma du module « étage de puissance ».

grés spécialisés pour commander les grilles des MOSFET de puissance. Le design des drivers a été loin d'être une sinécure, puisque le cahier des charges impose une tension d'alimentation variable, comprise entre 5,5 et 20 V et la nécessité d'utiliser la rectification synchrone (explication plus loin) pour rendre notre montage plus attrayant et performant que les contrôleurs du commerce. Le montage final pourra aussi s'accommoder de tout autre MOSFET de puissance, pourvu qu'il soit capable de commuter le courant nécessaire ; un grand choix de transistors en boîtier SO8 devrait faire l'affaire, et ceux utilisés dans notre montage ne sont qu'un exemple.

Le pont triphasé comporte en fait 3 bras identiques ; concentrons nous sur un seul bras, par exemple l'ensemble T22/T23/.../T17/T29 (en haut à gauche schéma). Le signal de commande du micro est tout d'abord rehaussé. À l'aide d'un petit MOSFET et d'une résistance de *pull-up* (R3/T22), on passe d'un niveau TTL vers une sortie oscillante entre 0 volt et la tension d'alimentation. La résistance de 1 kΩ est suffisante pour avoir un bon compromis entre taux de montée (*slew rate*) sur le drain, et faible consommation statique (la résistance R22 dissipe lorsque le MOSFET T22 est ON, consommation modique dans le cas présent). Ce

signal est ensuite traité de 2 manières différentes. Pour les MOSFET de type P, on attaque un push-pull constitué de transistors BC817/BC807. Le choix de ces transistors s'est fait sur leur faible « V_{beon} » qui permet de rester en deçà du « $V_{gs\ threshold}$ » (seuil de conduction) des MOSFET P, un gain et une capacité en courant élevés, garantissant une mise OFF et ON impeccable des transistors de puissance, quelque soit leur température. Concernant les MOSFETS de type N, un simple rappel des grilles à la tension d'alimentation est fait à l'aide d'un BC817, et la mise OFF est directement exercée par le petit MOSFET à l'entrée du driver (T22). Nul besoin donc d'un étage push-pull com-

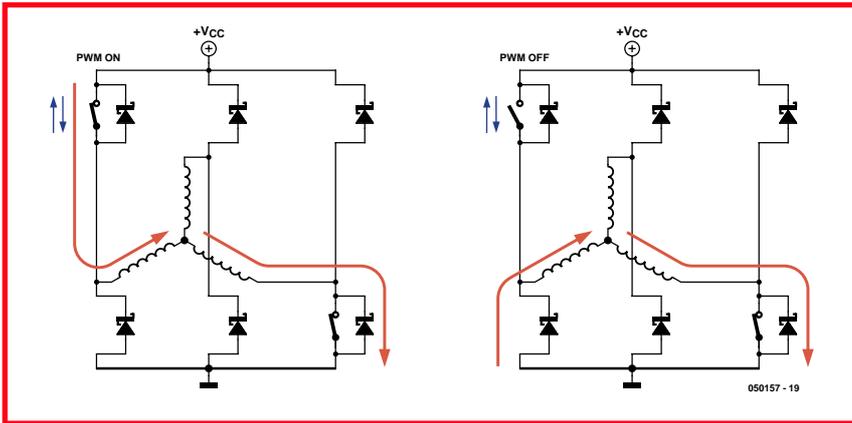


Figure 9. Courant durant PWM ON et OFF.

plet dans ce cas précis, et l'on a plus que le « $V_{forward}$ » de la diode BAT54C qui vient s'intercaler entre le drain de T22 et la grille des MOSFET T28/T29. Encore un mot pour décrire le réseau de résistance et diode dans la grille des MOSFET de puissance (D4/R39 par exemple). Afin de ne pas trop « stresser » l'alimentation, et pour éviter tous risques de court-circuit de

bras (« *cross-conduction* », les MOSFET d'un même bras conduisent alors en même temps, d'où un court-circuit et en général une destruction des transistors...), il est impératif de privilégier une mise OFF très rapide et une mise ON lente. Les diodes BAT54C permettent donc un rappel très rapide des grilles des MOSFET de puissance (vers 0 ou +Vbatterie suivant le type N ou P

du MOSFET), alors que la mise ON se fait quant à elle sous 240 Ω (R37 par exemple). Nous pouvons alors exploiter au mieux la cellule « *motor-control* » du micro et utiliser la rectification synchrone...Qu'en est-il ?

Rectification synchrone

La figure 9 nous montre ce qu'il se passe dans un bras de pont lorsque le signal PWM est appliqué sur le MOSFET P. Lorsque le PWM est ON (interrupteur fermé), le courant passe donc par le MOSFET du haut pour s'en aller dans l'une des phases du moteur. Lorsque le PWM est OFF (interrupteur ouvert), le courant (continu aux bornes d'une bobine) doit se frayer un chemin par le transistor du bas dans le même bras de pont. Si le MOSFET du bas est OFF, ce courant passera ainsi par la diode de roue libre interne (diode de piètre qualité en général). Une élévation de température conséquente aura lieu, qui est d'ailleurs la cause principale de l'échauffement d'un étage à MOSFET dans ce type d'application. Bref, pourquoi ne pas mettre à profit le MOSFET N du bas lorsque le MOSFET P du haut est OFF ? Ce n'est rien d'autre que la définition de la « *rectification synchrone* ».

Lorsque le MOSFET P du haut « s'ouvre », le MOSFET N du bas se ferme après un délai ajustable appelé temps mort (« *dead-time* ») nécessaire pour éviter tout court-circuit de bras ; ce délai a été fixé à 325 ns dans cette application. Le courant ne passe alors plus dans la diode de roue libre, mais dans le MOSFET. L'échauffement du transistor en est significativement réduit, puisque qu'il ne présente alors qu'une résistance équivalente de quelques milliohms sur le passage du courant. Bon nombre de fabricants ne mettent pas à profit la rectification synchrone car les microcontrôleurs utilisés ne sont tout simplement pas capable de générer de tels signaux.

Réalisation

Les platines sont toutes deux des doubles faces, et il faudra y souder des composants de chaque côté (« *mal* » nécessaire pour garder la taille du circuit dans des proportions correctes). Malgré la finesse de certaines pistes cuivrées, il est tout à fait possible de réaliser ses platines avec du matériel classique. L'auteur a fabriqué nombres de PCB avec une simple imprimante laser et un bain au perchlore de fer,

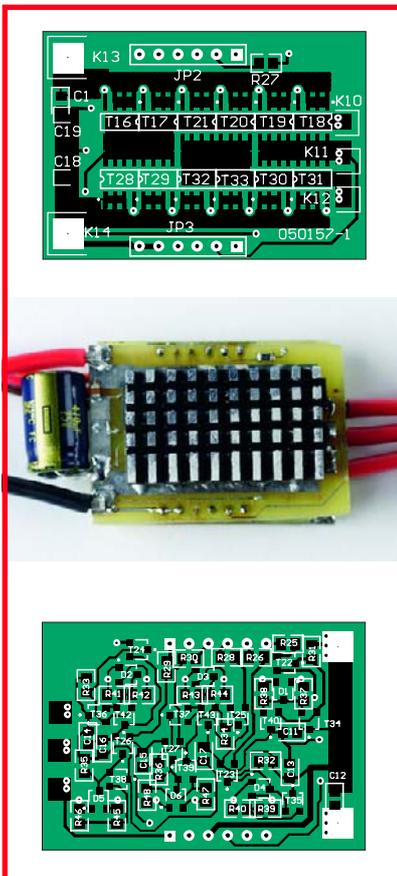


Figure 10. La platine double face de l'étage de puissance.

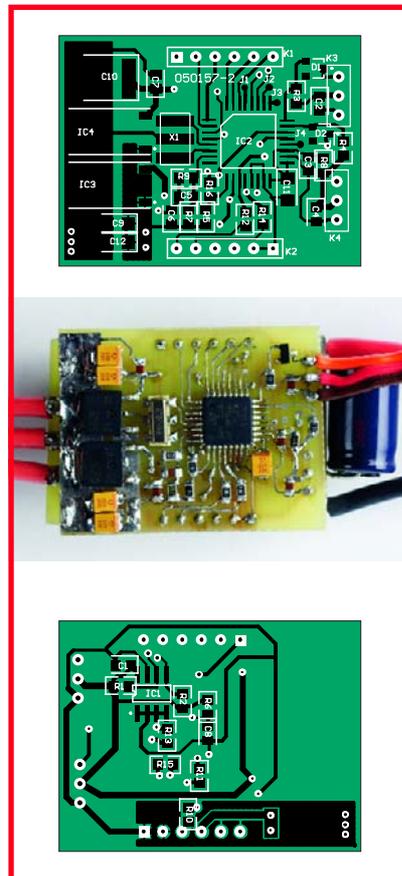
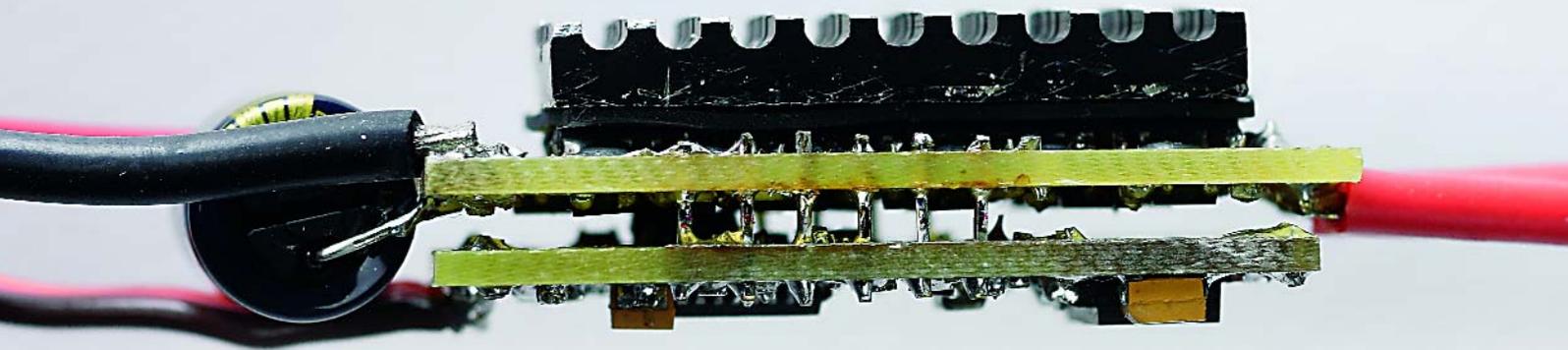


Figure 11. La platine double face du module de contrôle.



cela est parfaitement faisable ! Si vous n'avez donc pas accès à des platines trous métal, il conviendra alors de procéder à la mise en place des ponts (« via ») reliant chaque coté du circuit (à l'aide de fil à wrapper par exemple) et de les couper au plus près de la platine. Ensuite viendra la mise en place des circuits intégrés, tels que micro, régulateurs 5 V, EEPROM, quartz, ainsi que les 2 rangées de 6 MOSFET : pour ces derniers, veillez à bien les aligner, et à éviter de surélever certains boîtiers par rapport aux autres puisqu'il faudra y ajouter un petit dissipateur thermique (le cas échéant, une petite lime fine permettra de niveler les boîtiers des MOSFET : attention toutefois à ne pas attaquer le silicium !).

Note : en raison des très forts courants véhiculés (courants de pointe pouvant être supérieurs à 25 A), Il sera absolument impératif d'étamer les lignes d'alimentation des MOSFET ainsi que les lignes de cuivre partant vers les 3 phases, sous peine de tout simplement détruire les pistes ! Un bon fer à souder et un peu de doigte permettront de repartir une couche d'étain régulière (évités les vagues, puisque ces pistes passent sous les MOSFET). Il est aussi conseillé de tirer 2 lignes de cuivre entre les 2 rangées de MOSFET (câble de 1 mm de diamètre par exemple) vers les phases a et b (inutile pour la phase c qui se trouve à côté de son connecteur respectif). Ensuite nous pouvons procéder à la

mise en place de tous les composants discrets, tels résistances, diodes, MOSFET des étages de commande de grille et étages push-pull. Au final, il faudra procéder à la soudure de la capacité chimique C18 (faible ESR), placée entre les 2 connecteurs d'alimentation de la batterie (il y a assez de place pour une 2^{ème} capacité pour ceux qui voudraient en ajouter une autre, cela n'est pas vraiment indispensable pour les puissances adressées par ce montage, mais peut devenir nécessaire si vous fabriquez un étage plus « costaud », vu qu'il ne s'agit que d'additionner des MOSFET en parallèle). Nous pouvons alors souder les 2 câbles d'alimentation vers la batterie et les câbles vers les 3 phases du moteur. Enfin, il nous

Liste des composants

Platine du microcontrôleur

Résistances :

R1, R4 = n'existe pas
R2 = 4kΩ7
R3, R5 = 10 kΩ
R6 = 22 kΩ
R7 = 15 kΩ
R8 = 5Ω6
R9 = 5kΩ1
R10 à R15 = 6kΩ8
R16 = 3kΩ3

Condensateurs :

C1 à C3, C5 à C7 = 100 nF
C4 = n'existe pas
C8 = 10 nF
C9*, C12* = 4μF7/20 V faible ESR
C10 = 47 μF/6V3
C11* = 2μF2/5 V faible ESR

Semi-conducteurs :

D1 = BAT54
IC1 = M24C01

IC2 = ST7MC1 (programmé
EPS050157-41)
IC3, IC4 = L4941 BA05FP

Divers :

X1 = quartz 8 MHz
K1, K2 = cf. texte
K3 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts + cavalier
platine 050157-1 disponible auprès de The PCBShop

Platine de puissance

Résistances :

R25 à R30 = 270 Ω
R31 à R36 = 1 kΩ
R37 à R48 = 240 Ω

Condensateurs :

C1, C11 à C17 = 100 nF
C2 à C10 = n'existe pas
C18 = 470 μF/6V3

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = BAT54A
D4 à D6 = BAT54C
T16 à T21 = FDS6675
T22 à T27 = BSS138, 2N7002

T28 à T33 = PHK12NQ03LT
T34 à T39 = BC817-40
T41 = n'existe pas
T40, T42, T43 = BC807-40

Divers :

K2, K3 = cf. texte
Platines EPS050157-1 et -2 disponibles auprès de The PCBShop
Librairie générique (EPS050157-11) et mode d'emploi (en anglais = EPS050157-13) disponibles au téléchargement (www.elektor.fr)

Configuration du contrôleur

PWM 24KHz
Brake OFF
Soft-start ON
Détection auto LiPO (3 cellules, 12.6V)
BEC OFF
Avance de phase à régime min : 18 degrés, à régime max : 30 degrés

L'environnement

Un petit budget permet de se lancer dans l'aventure. Les outils de développements sont gratuits, et seule l'interface de programmation/débugage sera à acquérir. Softecmicrosystems (www.softecmicro.com) propose à cette intention une petite interface de debug qui permet d'émuler et programmer toute la famille flash ST7.

Il est enfin possible d'acquérir un starter kit ST7MC (www.softecmicro.com/products.html?type=detail&title=AK-ST7FMC) comprenant une platine micro, un étage de puissance haute tension, un moteur brushless et un logiciel tournant sous Windows pour se faire la main rapidement sur ce type d'application.



reste à procéder à la mise en place des connecteurs K1 et K2 sur la partie platine de puissance.

Il est recommandé de procéder à un petit test fonctionnel avant de coupler nos 2 platines. Pour ce faire souder 3 résistances de rappel de 10 k Ω entre la masse et les broches 2, 4 et 6 de K2, ainsi que 3 autres résistances de rappel de 10 k Ω entre +V_{cc} et les broches 1, 3 et 5 afin de mettre tous les MOSFET à l'état OFF (interrupteur ouvert). À l'aide d'une petite alimentation de 5 à 15 V limité en courant (500 mA par exemple, évitez les batteries ou bien utilisez une résistance série de 20 à 50 Ω par exemple pour alimenter le circuit), vérifiez tout d'abord les niveaux présents sur chaque grille des MOSFET de puissance ; chaque grille de MOSFET P devrait être portée à un potentiel d'environ +V_{cc} moins le V_{beon} du BC817 (soit environ 300 à 400 mV), alors que les grilles des MOSFET N doivent être à un potentiel quasi nul. Ensuite nous pouvons appliquer une tension de +V_{cc} sur les broches 2, 4 et 6 pour mettre les MOSFET P à l'état ON (interrupteur fermé). Vérifiez que l'on a bien une tension de l'ordre de 300 à 400 mV sur chaque grille. Débranchez le +V_{cc} des broches 2, 4 et 6 (MOSFET P OFF), et court-circuitez à la masse les broches 1, 3 et 5. Vérifiez alors que l'on a bien un potentiel de +V_{cc} moins 300 à 400 mV environ sur les grilles de chaque MOSFET N. Tout fonctionne ? Parfait ! Vous pouvez dessouder les résistances de rappel, et souder les 2 platines. Il ne restera plus qu'à ajouter un peu de pâte thermoconductrice sur les MOSFET, ajouter un petit dissipateur, et envelopper le tout dans un morceau de gaine thermorétractable.

À s'y méprendre avec une réalisation commerciale !

Un dernier point important ; pour ceux qui voudraient faire leur propre lay-out, il est absolument impératif de respecter un câblage séparé pour les lignes de masse et +V_{cc} des MOSFET de puissance avec le reste du circuit, et ce afin d'éviter tout problème de bruit de commutation. Un câblage en « étoile » est donc nécessaire.

Dans la version actuelle du Contrôleur « brushless » pour R/C, certains des composants ne sont pas nécessaires (les emplacements ont été réservés pour des extension future telles qu'une boucle de régulation par exemple. Il est par conséquent possible de se passer des composants suivants :

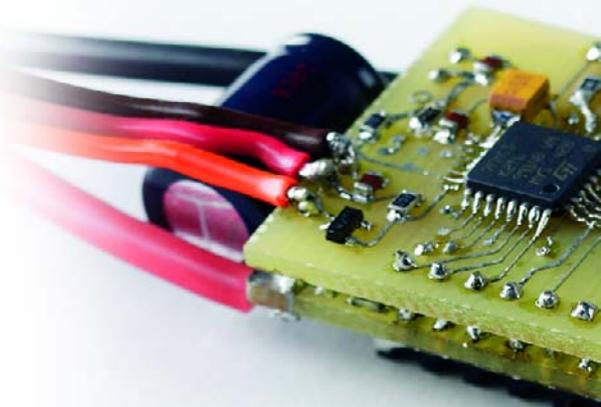
- C19 sur la platine puissance (qui est de toutes façons câblé à l'extérieur), cette capa supplémentaire pouvant être nécessaire pour des étages de puissance plus « costaud » (comme mentionné dans l'article).
- R1 (résistance de *pull-up* sur la ligne SCL de l'EEPROM inutile, retirée du schéma mais présente sur le lay-out), D2, R4, C4, K4, réservées à une seconde voie additionnelle pour par exemple le réglage d'une boucle de régulation (pas implémenté dans cette version du soft, peut-être un jour prochain??).

Mise en oeuvre et fonctionnement

Il conviendra de mettre en place le contrôleur dans une partie ventilée du modèle réduit si possible, tout dépend évidemment de la place disponible. Un mode d'emploi (en anglais) téléchargeable sur notre site vous permettra de configurer le contrôleur ; il faudra au moins avoir calibré le manche de

« gaz » pour les premiers essais. Les modélistes y retrouveront des configurations classiques pour ce genre de circuit, comme le freinage (*active braking*), le démarrage progressif (*soft-start*, pour démarrer par exemple en douceur le rotor des hélicoptères électriques), le choix de la fréquence de travail du PWM, la configuration du type de batterie,... Nous avons par contre opté pour une avance de phase réglable en 2 points (cf. mode d'emploi), ce qui permet d'avoir une variation linéaire (dépendante de la position du manche) entre vitesse minimum et maximum du moteur ; il est en effet généralement préférable d'avoir une avance de phase faible à bas régime (10 à 15 degrés par exemple), et plus agressive à plein régime (25 à 30 degrés).

Si votre moteur travaille à fréquence électrique élevée, il est à noter qu'il vaut mieux une fréquence de PWM élevée (24 voir 48 kHz). Par exemple, pour un moteur travaillant à 20 000 tr/mn, ayant 8 paires de pôles, nous avons





L'auteur

Florent COSTE, diplômé Ingénieur Micro-Electronicien en l'an 2000 (Institut Charles Fabry, Marseille, France).

Employé par STmicroelectronics depuis, et basé à Hong-Kong en tant qu'ingénieur application & support.

Spécialisé dans les logiciels pour microcontrôleurs, il a, pendant 2 ans, travaillé en étroite collaboration avec la clientèle asiatique pour la mise en oeuvre de plate-forme car-multimédia. Il s'est par la suite spécialisé dans les applications « contrôle moteur », l'amenant à développer des projets autour de micros (« ST7MC » pour parler de tout dernier micro ST en « vogue ») dédiés au pilotage de moteurs synchrones (*brushless*, air conditionné par exemple) et asynchrone (induction).

Passionné d'aéromodélisme et d'électronique, il met très volontiers à profit ces 2 disciplines pour remplir ses temps libres.

une fréquence de commutations de : 6 (commutations par cycle électrique) * 8 (paires de pôles) * (20000 RPM / 60) = 16 kHz. Afin de garantir un nombre minimum de « coup » de PWM entre chaque commutation, mieux vaut utiliser une fréquence de travail de 24 ou 48 kHz ! Côté échauffement des MOSFET de puissance, et malgré une fréquence plus élevée, cela ne change pas grande chose car nous utilisons la rectification synchrone. Les curieux pourront brancher un voltmètre/oscilloscope en mode fréquencemètre sur la broche PA5 du microcontrôleur ; le signal TTL présent à une fréquence identique à la fréquence électrique du moteur. La connaissance du nombre de paire de pôles permettra d'en déduire immédiatement le régime du moteur (rappel : régime moteur (tr/mn) = $60 * F_{\text{électrique}} / \text{nombre de paires de pôles}$). Un dernier point que nous n'avons pas souligné ; partant d'un moteur à l'arrêt, le démarrage se fait toujours en suivant une rampe d'accélération linéaire pendant laquelle on « force » le moteur

à un niveau de régime suffisant (en imposant manuellement le courant et le temps entre chaque commutation) pour pouvoir détecter la force électromotrice sur les enroulements non excités (d'où le bruit caractéristique de cliquetis au démarrage avec les contrôleurs « sensorless »). Dans cette application, cette phase se fait toujours à 12 kHz de PWM en mode d'échantillonnage durant le temps OFF (méthode brevetée ST, cf. **figure 8**). Une fois démarré, le micro basculera automatiquement en mode rectification synchrone, à la fréquence de PWM programmée par l'utilisateur, et échantillonnage pendant le temps ON (cf. **figure 7**).

En guise de conclusion

Il est tout à fait impossible de faire une présentation détaillée des méthodes de contrôle relatives aux moteurs brushless en seulement quelques pages, et il reste beaucoup de chose à dire tant sur la théorie que sur le microcontrôleur ST7MC! Les plus curieux pourront néanmoins assouvir leur soif en parcourant par exemple les nombreuses notes d'applications sur le site de STMICROELECTRONICS (AN1905 par exemple : <http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/10267.pdf>). Le logiciel a quant à lui été écrit en langage C, et a nécessité plusieurs mois de développements. Le choix s'est porté sur le compilateur COSMIC (version 16 K gratuite sur le site COSMIC : http://www.cosmicsoftware.com/download_st7_16k.php qui est une référence en terme d'optimisation de code. Une librairie générique téléchargeable sur notre site ELEKTOR vous permettra par exemple de faire de multiples

expérimentations, et pourquoi pas au final, tailler votre logiciel sur mesure. Il est tout à fait envisageable par exemple d'implémenter une boucle de régulation comme celle décrite dans la note d'application mentionnée ci-dessus, forte utile pour les hélicoptères R/C dans le but d'avoir un régime rotor constant. Les champs d'expérimentations ne manquent pas ! Si vous utilisez notre circuit comme carte cible durant toutes sessions de débogage (ou programmation), il faudra rajouter des résistances de tirages vers la masse ou +V_{CC} sur le connecteur K2 (comme déjà expliqué au paragraphe « réalisation »), afin de s'assurer que tous les MOSFET soient OFF (interrupteur ouvert) ; en effet, les sorties MCO0 à MCO5 du micro passent dans ce cas précis en haute impédance, et n'assurent donc plus cette mise OFF.

(050157-1)

Florent Coste

f_coste@hotmail.com

Liens Internet

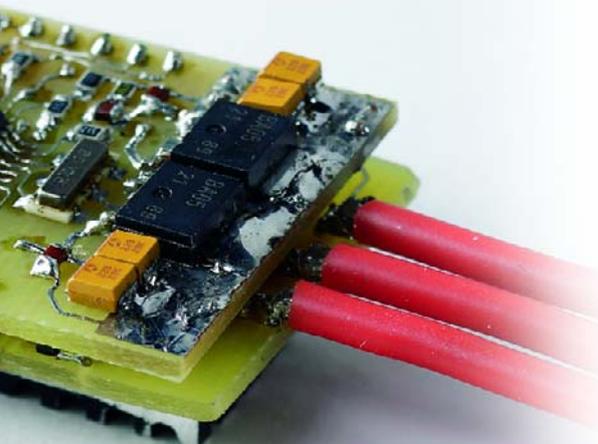
Softecmicrosystems
www.softemicro.com

COSMIC
www.cosmicsoftware.com/download_st7_16k.php

STMICROELECTRONICS
www.st.com

Note d'application
www.st.com/stonline/books/pdf/docs/10267.pdf

Starter-kit ST7MC
www.softemicro.com/products.html?type=detail&title=AK-ST7FMC



Serveur (Web) bon

Modifiez un router/switch Modder

Jeroen Domburg & Thijs Beckers

Avez-vous encore chez vous un (vieux) PC tournant jour et nuit et servant de serveur ? En cette époque de prix d'énergie en constante augmentation, cela revient bien cher. On peut faire meilleur marché, à l'aide d'un routeur « modifié ». Ceci requiert l'ajout d'espace de stockage, mais cela ne doit pas poser de problème ! Nous verrons ici comment ajouter un port USB à un routeur bon marché. Outre l'extension de mémoire ceci ouvre des perspectives pour des applications totalement différentes...

La France se met doucement aux connexions ADSL et câble. Techniquement cependant, ces connexions ne permettent qu'à un seul PC d'être relié au réseau (et donc Internet). Il existe plusieurs approches pour permettre à plusieurs ordinateurs d'accéder à Internet, la plus courante consistant à

faire appel à un « routeur ». Il s'agit d'un boîtier recevant le câble en provenance de la connexion Internet et auquel on peut connecter plusieurs PC simultanément.

Ce type de boîtier est souvent considéré comme une « boîte noire » qui fait ce qu'elle a à faire, ce qu'elle contient

n'ayant qu'une importance secondaire. Personne ne l'ouvre une réparation ne se justifiant pas économiquement. Quelques billets marron de 10 euros et vous en avez un nouvel exemplaire. Ceci explique que rares sont ceux qui savent qu'un tel routeur est en fait un micro-ordinateur doté d'un système



5 ports Ethernet, une embase d'alimentation et un bouton de réinitialisation (reset) mais pas d'USB... alors que c'est précisément ce dont nous avons besoin. Nous allons y parvenir.

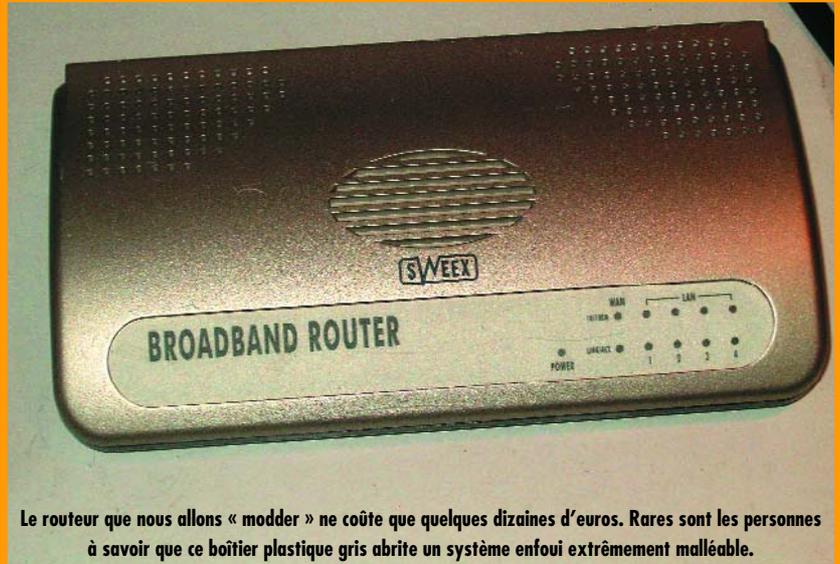


Au coeur de l'appareil : il reste de la place pour des composants non montés. Nous allons remédier à cette absence.



Gros-plan de l'alimentation 5 V (à réaliser). Il nous la faut pour le port USB. L'espace vide sur la platine suggère que c'est à U10 et aux composants connexes de générer cette tension d'alimentation...

marché vaut la peine!



Le routeur que nous allons « modder » ne coûte que quelques dizaines d'euros. Rares sont les personnes à savoir que ce boîtier plastique gris abrite un système enfoui extrêmement malléable.

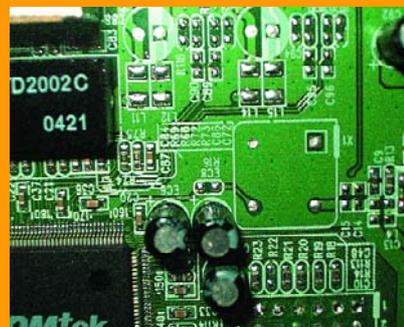
d'exploitation conséquent. L'un des routeurs les meilleurs du moment est le LB000021 de Sweex que l'on trouve pour moins de 40 euros. Il s'agit d'un routeur faible coût tournant sous Linux. Linux et quelques autres outils tournant en interne sur le routeur sont des programmes open source sous licence GPL. Cette licence présente l'intérêt de l'obligation de fournir le code source utilisé par l'appareil avec ce dernier. Le fait que le code source soit disponible permet d'utiliser ce routeur à des fins auxquelles le fabricant n'avait pas pensé. L'aspect extérieur de l'appareil n'a rien de bien révolutionnaire : un coffret doté de 6 embases : une pour l'alimentation fournie, une entrée Ethernet pour le modem ADSL ou câble et 4 embases Ethernet pour autant de PC. Ce que

l'on ne peut pas voir de l'extérieur est que le routeur comporte 2 connexions internes non utilisées par le fabricant. L'ouverture du routeur (facile, il suffit de dévisser 4 vis cruciformes sur le dessous de l'appareil) permet de jeter un coup d'oeil à la platine dont le design est typiquement celui d'un concept enfoui (*embedded*). Nous y découvrons de la RAM et de la ROM, des baluns pour les connexions Ethernet et le ADM5120P, le cœur du routeur. Cette puce regorge de tout ce dont nous avons besoin pour réaliser une solution « routeur » complète : un processeur de chez MIPS, un système de commutation enfoui pour les 4 connexions Ethernet, une paire de MAC pour la communication Ethernet, une paire de ports USB, un port sériel et une poignée d'E/S d'usage général.

Certains des ingrédients de cette recette ne sont cependant pas accessibles de l'extérieur, les ports USB en particulier. Nous allons y remédier. Un coup d'oeil à la platine permet de constater qu'elle offre cette possibilité à ceci près que les composants correspondants n'ont pas été mis en place lors de la fabrication. Il est donc possible de les implanter soi-même (cf. la « bande dessinée »). Bien joli de disposer de ports USB, mais pour quoi en faire ? Il est relativement facile d'intervenir sur le routeur en modifiant son programme implanté en mémoire Flash ou en le remplaçant par d'autres programmes. Certains l'ont déjà fait et ont ainsi doté le logiciel (*firmware*) de possibilités additionnelles. C'est ce que nous apprennent les liens [1] et [2].



... mais comme il ne nous faut que peu de puissance, nous remplaçons l'alimentation à découpage prévue par le fabricant par un petit 7805 dont la patte centrale est reliée au pôle négatif de C91, le condensateur de 100 µF.



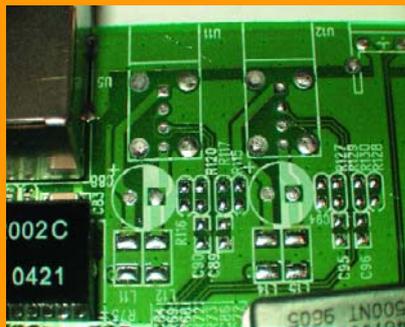
Le contrôleur requiert, outre ces 5 V, également un signal d'horloge. X1 s'en charge. À en croire la fiche de caractéristiques il doit avoir la forme d'un signal rectangulaire de 48 MHz. R16 (1 kΩ) doit aussi être montée.



Si le quartz n'existe qu'en boîtier rectangulaire, pas de panique. Si les 2 connexions de la gauche sont montées...



...la connexion en bas à droite pourra être soudée à la pastille la plus à droite de L4. La connexion excédentaire (en haut à droite) n'est pas utilisée et pourra être coupée.



Il est temps de passer aux composants au niveau du port USB. Bien qu'il y ait place pour 2 ports USB, nous n'en réaliserons qu'un. Il est préférable, pour utiliser des appareils USB additionnels, d'opter pour un petit HUB.



De la gauche vers la droite : un condensateur chimique (10 µF) et 4 résistances (15 kΩ, 22 Ω, 22 Ω et 15 kΩ). L1 et L2 devraient être des selfs, mais les interconnecter n'a pas de conséquence sur le fonctionnement. C95 et C96 peuvent être oubliés.

L'un des problèmes auxquels on se heurte lors de l'ajout de logiciel à la mémoire Flash est la faible capacité de la mémoire utilisée. La capacité de la ROM en Flash du routeur est de 2 Moctets seulement. Minimaliste si l'on pense aux disques durs actuels dont la capacité est aisément 100 000 fois supérieure. Il ne faut guère espérer ajouter grand chose si l'on n'utilise que la Flash.

Il existe heureusement une solution. Si l'on connecte un lecteur USB au port USB que l'on vient de créer, le routeur pourra servir de disque dur. Si ce lecteur est un lecteur de cartes de mémoire ou une clé USB on se crée un serveur de la taille de quelques toasts. On peut installer sur notre serveur toutes les applications que l'on installe sur un serveur classique. À ceci s'ajoute que grâce à Samba (Accès Réseau Windows pour Linux), il est possible de rendre ces disques USB

accessibles à tous ceux qui se trouvent connectés au réseau sans qu'il ne faille faire tourner jour et nuit un PC énergivore. Le serveur peut également être utilisé en serveur Web. Pour les fichiers nécessaires à cette application, nous vous renvoyons à notre site (MAGAZINE, ARCHIVES, cliquer la flèche de l'année et choisir le mois souhaité). Il est même possible, si l'on dispose des programmes et matériels adéquats, de réaliser des projets de domotique. Nous y reviendrons dans un prochain article.

(050360-1)

Liens Internet :

- [1] www.norocketscience.com/router
- [2] <http://midge.vlad.org.ua/wiki>
- [3] www.sweeurope.com

L'auteur :

Jeroen Domburg est, dans sa vie de tous les jours, étudiant en Electrotechnique à IUT Saxion d'Enschede (NL). Il est un amateur éclairé et enthousiaste, qui consacre son temps libre aux microcontrôleurs, à l'électronique et aux ordinateurs. Cette rubrique lui donnera l'occasion de proposer à nos lecteurs ses projets de conversion pour qu'ils puissent les réaliser à leur tour. Notons que ce projet est également à trouver sur Internet :

<http://sprite.student.utwente.nl/~jeroen/projects/lb000021>



Il est relativement difficile d'obtenir des embases USB femelles. On peut également utiliser la fiche d'un câble USB. Assurez-vous que le boîtier ne soit pas en contact avec les 2 plots supérieurs de SW1.



Il reste à découper le boîtier pour permettre l'accès au port USB depuis l'extérieur. Ayant de toutes façons perdu la garantie par nos modifications au niveau de la platine, ceci ne change plus grand chose.



Voici comment utiliser le routeur à port USB. Le monstre est doté d'une carte CF de 512 Moctets faisant office de disque dur sur lequel il trouve ses programmes et données.

E-blocks ? Passons

Le bus CAN est un bus solide à taux de transfert de données élevé pour la communication entre périphériques électroniques dans des situations requérant une fiabilité des données extrêmes. L'industrie automobile est l'un des domaines de prédilection du bus CAN, il s'y substitue aux faisceaux de conducteurs de cuivre présents dans tout véhicule. Nous allons nous intéresser ici aux bases du bus CAN et vous montrer comme la paire E-blocks + Flowcode vous permet d'implémenter le bus CAN.

CAN est l'acronyme de *Controller Area Network*. Physiquement, le bus CAN prend la forme de paires de conducteurs torsadés utilisant des tensions différentielles pour la transmission de données - CAN ne connaît pas de conducteur de terre (masse) et les tensions différentielles protègent bien le système à l'encontre du bruit. CAN étant conçu à l'origine pour la commande pure, ce qui explique que les messages utilisés soient courts, ne

dépassant jamais 8 octets au maximum.

Comme l'illustre la **figure 1**, la structure de base d'un message se subdivise en 2 parties : un identificateur de message et ses données. La structure réelle est plus complexe que cela, comportant une détection d'erreurs, une synchronisation et d'autres bits, le tout inclus dans chaque message. L'un des avantages majeurs de CAN est que les circuits intégrés se chargent de ces détails, et fournissent à l'utilisateur les informations de message et de données.

Figure 1.
Structure des données
CAN dans son plus
simple appareil.

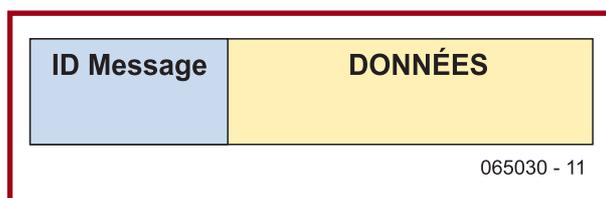


Figure 2.
Noeud CAN typique.

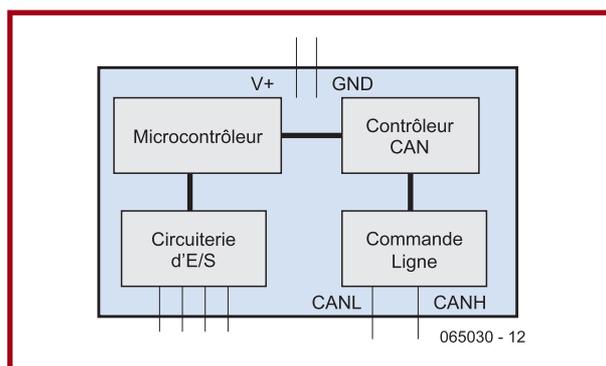
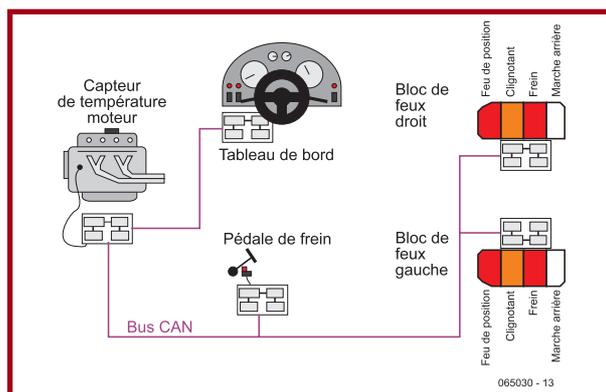


Figure 3.
Exemple de
l'interconnexion de
plusieurs ECU
dans une voiture.



Fonctionnalités

La **figure 2** montre un noeud CAN typique dans un réseau. Tous les noeuds comportent un microcontrôleur avec circuiterie d'E/S, un contrôleur CAN et un pilote (driver) de ligne qui interface les connexions différentielles CAN-L et CAN-H au contrôleur CAN. Certains microcontrôleurs incorporent le contrôleur CAN (à même leur puce), ce qui réduit les coûts par noeud. On les voit sur la photo de la carte **E-block EB018** en début d'article. Vous pouvez constater que les lignes allant au noeud CAN sont *Power*, *Ground*, *CAN-H*, *CAN-L*, auxquelles s'ajoutent des lignes additionnelles en fonction des Entrées/Sorties (E/S ou I/O) requises.

Examinons, pour mieux comprendre le fonctionnement de CAN à haut niveau, la **figure 3** qui montre quelques noeuds possibles dans une voiture. Dans ce contexte, l'endroit où un noeud constitue une unité fonctionnelle complète, le noeud est souvent appelé ECU (*Electronic Control Unit*). Nous découvrons 5 ECU ici : un capteur de température moteur, un tableau de bord, un commutateur sur la pédale de frein et un ECU pour chacun des blocs de feux arrière. Bien que le câblage ne soit pas représenté, toutes les lignes d'alimentation et de masse sont interconnectées et tous les terminaux CAN-H et CAN-L sont interconnectés par des paires de câbles torsadés terminés par une résistance de 100 Ω. Dans la pratique, il se peut que vous trouviez la pédale de frein reliée à l'ECU du tableau de bord, etc., mais pour illustrer le fonctionnement du CAN, supposons que le système est tel que représenté ici.

La fiabilité est l'une des caractéristiques majeures de CAN, ce que l'on obtient en réduisant au minimum le trafic sur bus CAN. Dans un réseau classique on pourrait penser que la pédale de frein signalerait au processeur

au CAN

Un système complexe devient transparent

du tableau de bord qu'elle a été actionnée et que le tableau de bord ordonnerait aux ECU des blocs de feux arrières d'allumer les feux de stop et ainsi de suite. Surprise -CAN travaille différemment. Lors de la pression sur la pédale, l'ECU de la pédale de frein émet un message signalant « *pédale de frein actionnée* ». Ce message est envoyé à tout le bus. Les ECU des blocs de feux sont programmés de façon à ce qu'à la « lecture » du message « *pédale de frein actionnée* » sur le bus CAN, ils allument l'ampoule correspondante. Ceci a limité au minimum le flux de messages et si l'ECU du tableau de bord ou toute autre ECU ne fonctionne pas, les fonctions principales importantes du réseau restent quand même actives. Ceci est un exemple d'un type d'échange de données pour des données « *mission critical* » : si vos feux de stop ne s'allument pas vous risquez des problèmes voire de vous faire rentrer dedans !

Cependant, si cette méthode était utilisée par tous les périphériques connectés au bus, le trafic deviendrait important, un trafic plus important ayant un impact (négatif) sur la fiabilité. Pour cela, on fait appel à une seconde technique d'échange de données. Prenons l'exemple de la surveillance de la température : le bloc d'instruments central désire savoir quelle est la température du bloc moteur de manière à pouvoir afficher « température » sur la console d'instruments et, si nécessaire, produire l'allumage du témoin d'avertissement. Les concepteurs du système auront décidé de l'intervalle séparant 2 mesures, disons 5 secondes. Par conséquent, toutes les 5 secondes, la console centrale émet un message disant « *Y a-t-il quelqu'un qui puisse me dire quelle est la température du bloc moteur ?* ». L'ECU montée sur le bloc moteur a été programmée pour détecter le message « *Y a-t-il quelqu'un qui puisse me dire quelle est la température du bloc moteur ?* », pour ensuite mesurer la température et répondre ensuite par un message disant « *la température du bloc moteur est* » suivi par la donnée de température.

Un problème-clé

Une fois que l'on a compris les principes de base de CAN, la question qui se pose ensuite est « quelle est exactement la structure de message basique utilisée pour communiquer toute cette information ? C'est là une difficulté-clé de CAN. Si la méthodologie d'ensemble de CAN, les connexions électriques, la structure de paquet, la correction d'erreur et le logiciel de bas niveau sont parfaitement spécifiés, le reste est laissé à votre bon plaisir. Dans la pratique, cela signifie que tout « créateur d'automobiles » (pour citer le slogan de Renault) a choisi ses propres protocoles propriétaires. Massey Ferguson diffère d'Audi qui lui aura un protocole différent de celui de BMW et ainsi de suite. Cette situation a sans doute une double raison d'être : les fabricants de voitures n'aiment pas trop que des personnes non autorisées puissent se connecter au bus qui pilote tous les systèmes électroniques si critiques quant à la sécurité; secundo, les équipements de diagnostic et l'apprentissage de leur

mise en oeuvre constituent des sources de revenus non négligeables.

Allons un peu plus loin

Pour mieux comprendre la structure des messages circulant sur un système CAN, reprenons le dialogue de température évoqué plus haut. Chaque message possède un identificateur (ID). Le concepteur du système se doit d'attribuer une fonction à chaque ID. Supposons que l'on ait attribué à l'ID « *Y a-t-il quelqu'un qui puisse me dire quelle est la température du bloc moteur ?* » l'étiquette ID400, et que l'ID pour « *la température du bloc moteur est* » soit ID401. Le concepteur du système doit ensuite décider comment utiliser les octets de données transmis pour véhiculer de l'information. Disons, pour ne pas compliquer les choses, que le premier octet de donnée sera 0 pour les températures positives et 1 pour les températures négatives. Nous pourrions supposer que les 3 octets suivants servent à $C \times 100$, à $C \times 10$ et aux unités de degrés. Dans la pratique il est peu probable que ce soit le cas, mais comme nous voulons apprendre quelque chose à des techniciens de l'automobile inutile de les noyer avec des notions aussi « bizarres » que la notation hexadécimale et les nombres à 16 bits, n'est-ce pas ? Ainsi, si la température est de 76 °C, les données du message devraient être 0076. Pour ce dialogue, les transactions sur le bus prendraient la forme suivante :

	ID	Données
ECU Console	400	-
ECU Block moteur	401	0076

Nous pouvons voir ainsi que l'ECU de la console demande la température et que le bloc moteur répond par les données que la console visualise ensuite sur le tableau de bord.

Flowcode et E-blocks peuvent-ils CANner ?

L'exemple simple ci-dessus montre qu'à très haut niveau, le mode de fonctionnement de CAN est l'enfance de l'art. L'une des vraies forces du logiciel Flowcode épaulant les E-blocks est de permettre de s'occuper en arrière-plan de ce que CAN a de complexe et de n'exposer l'utilisateur qu'aux parties messages de CAN.

Au coeur de Flowcode il a été écrit des macros propriétaires pour la carte à contrôleur CAN de la famille des E-blocks qui lui permet d'être piloté même par quelqu'un qui n'a peu d'expérience de programmation. Les macros fournies permettent l'implantation de l'ID et des données dans l'écran de transmission (**figure 4**), qui est appelé par le biais d'une simple icône de Flowcode. De la même façon, dans l'écran de dialogue de réception (**figure 5**), il est facile de récupérer l'ID et les données à l'aide d'une simple icône de Flowcode pour les placer dans des variables utilisateur. Dans ce dernier écran, les

utilisateurs expérimentés pourront cliquer sur le bouton « Details » pour avoir accès à des fonctions plus avancées telles que filtres et masques voire obtenir une visualisation de la chaîne de données CAN, détails qui ne présentent guère d'intérêt pour la plupart des utilisateurs.

Plaçons les pièces du puzzle

La recopie d'écran de la **figure 6** montre un programme en Flowcode pour une pédale de frein de voiture imaginaire. Nous utilisons ici le Multiprogrammer

doté d'un PIC16F877A à 40 broches doté d'un UART interne. À son port C nous connectons la carte CAN et notre contact de pédale frein attaque le bit0 du port B. La première icône du programme initialise la carte CAN. Nous trouvons ensuite une boucle sans fin. Dans cette boucle nous avons l'entrée de la pédale de frein qui, si elle présente un « 1 » logique, est actionnée, situation qui se traduit par la transmission du message CAN correspondant à une action sur la pédale de frein. Un programme très proche implanté dans l'ECU de réception comporte une boucle sans fin qui surveille en permanence le tampon de réception et prend l'action appropriée.

Conclusion

La composante CAN de Flowcode est disponible au téléchargement gratuit sur le site Elektor (www.elektor.fr); elle tourne sur toutes les versions Professional de Flowcode.

(065030-1)

Articles précédents de cette série

- Un mecano pour électroniciens, n°329, novembre 2005, page 64 et suivantes
- E-blocks et Flowcode, n°330, décembre 2005, page 64 et suivantes
- E-blocks & Cyberspace, n°331, janvier 2006, page 60 et suivantes

S'ils vous intéressent et que vous ne les possédez pas, ces articles sont tous téléchargeables depuis notre site.

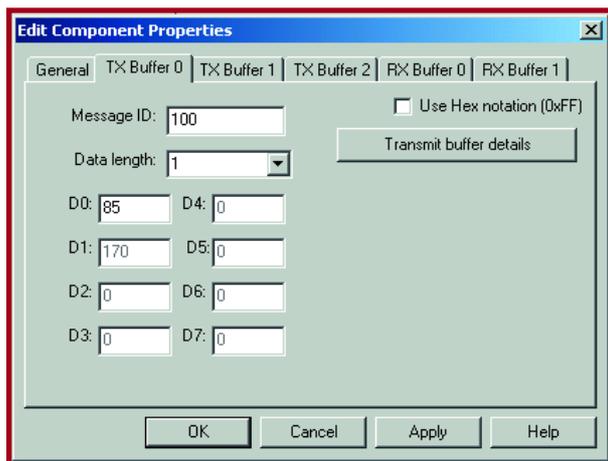


Figure 4.
Écran de dialogue de transmission.

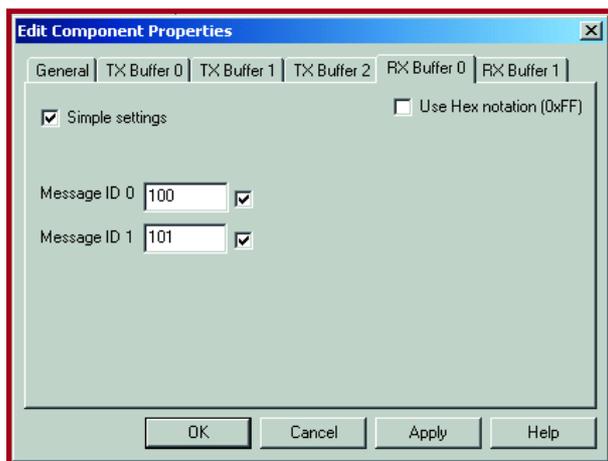


Figure 5.
Écran de dialogue du récepteur.

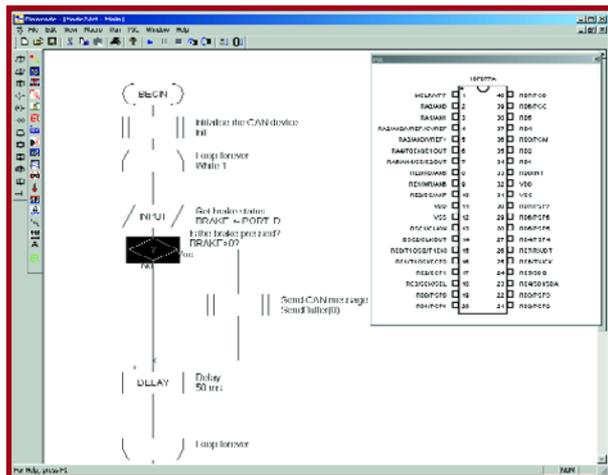


Figure 6.
Un programme Flowcode simple envoyant des messages CAN en cas d'action sur la pédale de frein.

2 offres difficiles à refuser

Ce mois-ci nous avons une offre spéciale pour vous encourager à découvrir CAN et vous proposons un Easy CAN Kit comportant :

- 2 x PICmicro Multiprogrammer avec câbles USB
- 2 x microcontrôleur 16F877A PICmicro
- 2 x carte CAN
- 1 x carte Switch
- 1 x carte LED
- 1 x carte LCD
- Flowcode version 2.1 Pro

Tout ceci au prix incroyable de **€ 449**.

De même, pour matérialiser l'article du mois dernier sur l'utilisation de microcontrôleurs enfouis pour développer des pages Web, nous vous proposons un **Easy Embedded Internet Kit** composé des éléments suivants :

- 1 x PICmicro Multiprogrammer avec câble USB
- 1 x microcontrôleur 16F877A PICmicro
- 1 x carte Internet avec câble croisé
- 1 x carte Switch
- 1 x carte LED
- 1 x carte LCD
- Flowcode version 2.1 Pro

Le tout au prix de **€ 349** seulement.

Vous pourrez trouver plus de détails au sujet des autres E-blocks dans la zone qui leur est réservée dans notre E-Shope à l'adresse www.elektor.fr.

Nos composants

Choix des composants des montages d'Elektor

Karel Walraven

Les nouveaux lecteurs nous envoient bien des courriels sur le choix des composants des montages d'Elektor. Les photos de nos modèles fournissent certes beaucoup d'informations mais il est impossible d'y distinguer tout. Nous allons donc donner quelques informations précises sur le sujet. Accrochez-vous, sur les composants, il y a beaucoup à dire.

Résistances

Nous utilisons de façon standard des résistances à film de carbone à 5% de tolérance, dissipant $1/2$ W qui supportent une tension maximale de 200 V. Vous pouvez sans problème les remplacer par des composants de meilleure qualité mais non de qualité inférieure: résistances à film métallique, à 2% ou 1% de tolérance ou résistances qui tiennent 250 V, 300 V ou plus. Des résistances de $1/3$ ou $1/2$ W de puissance conviennent également si vous n'oubliez pas de tenir compte de leur encombrement! Un mot encore sur la façon dont nous indiquons la valeur des résistances: la notation des nombres diffère d'un pays à l'autre. Les Anglo-Saxons utilisent le point, là où nous préférons la virgule et réciproquement. Elektor est lu dans le monde entier et nous avons cru malin de résoudre le problème en le contournant. Nous avons donc remplacé point ou virgule décimale par Ω , k ou M. Nous y avons gagné, avantage certes secondaire, une bonne lisibilité tout en évitant les risques d'erreurs que peut poser l'oubli d'une virgule ou d'un point par un mauvais copiste ou une mauvaise copie. Voilà pourquoi, au lieu de 4700 ohms, vous lisez 4k7 et non 4,7 k ou 4.7 k.

Condensateurs

Nous pouvons les diviser en trois groupes, en fonction de leur valeur. Le premier groupe se compose

des condensateurs céramique radiaux d'une valeur de (presque) zéro pF (picofarad) à 1000 pF. Sauf autre indication, ils doivent supporter au moins 50 V et le coefficient de température n'est pas important. Les tolérances de ce groupe sont grandes, jusqu'à $\pm 20\%$. Leurs broches sont toujours séparées de 5 mm.

Le deuxième groupe commence à 1 nF (1 nanofarad soit 1 000 pF) jusqu'à environ 1 μ F (microfarad). Nous prenons ici des condensateurs radiaux à diélectrique en polyester dont la tolérance est de $\pm 10\%$. Leur tension de service est encore de 50 V. De nombreux fabricants les proposent et leur qualité est toujours assez bonne. Sur nos platines, nous implantons des condensateurs polyester dont l'empattement (distance entre broches) est de 5 ou 7,5 mm. S'il arrive que nous n'implantions que des condensateurs de 5 mm d'empattement, la liste des composants le précise.

Le troisième groupe est celui des condensateurs électrolytiques, de capacité supérieure à 1 μ F. Les tolérances, ici, sont très grandes, de l'ordre de -20 à $+50\%$. La tension de service peut varier de 3 à quelques centaines de volts. Une règle empirique: la tension de service d'un condensateur électrolytique n'a pas besoin d'être supérieure à celle de la tension d'alimentation du circuit (ce qui s'applique du reste à tous les composants). Nous essayons de concevoir nos projets de telle



Résistance SFR25 (Vishay BCcomponents) 0,4 Ω /250 V/ $\pm 5\%$, film métallique axial
Condensateur (Vishay BCcomponents) 1p8/50 V/ $\pm 5\%$, NPO radial mono-kap céramique
Condensateur MKT (Epcos) 100 n/63 V/ $\pm 5\%$, polyester radial
Condensateur de découplage (Epcos) 100 n/50 V/ $\pm 10\%$, sorties radiales multicouche céramique X7R
Condensateur électrolytique axial 4 μ 7/63 V
Condensateur électrolytique radial 4 μ 7/63 V

NB : Vishay-BCcomponents commercialise beaucoup de composants anciennement produits par Philips, de même que Epcos pour des composants Siemens

façon que vous puissiez implanter n'importe quel modèle de condensateur électrolytique. Cette règle connaît peu d'exceptions, celle des alimentations à découpage, en particulier. Le circuit d'une alimentation à découpage connaît de forts courants de pointe et des fréquences de commutation élevées. La trop grande résistance interne d'un 'mauvais' condensateur électrolytique provoquera ici une forte ondulation de la tension de sortie. De plus, il chauffera. Et croyez-le ou non: la durée de vie de certains condensateurs électrolytiques est prévue: elle est de 1 000 heures seulement à 80 degrés... Inutile pourtant de vous inquiéter puisque, si comme ici, des caractéristiques spéciales sont nécessaires, nous le précisons toujours. Comme nous l'avons dit, nous spécifions des valeurs minimales,

10 μ F/10 V, par exemple. Il n'est pas rare que vous ne trouviez pas ces valeurs mais, en revanche des condensateurs de 10 μ F/35 V ou 10 μ F/63 V. Ces condensateurs conviennent parfaitement et une tension plus grande n'a rien de gênant. Attention toutefois à l'encombrement! Si le condensateur est trop grand, il risque de ne pas tenir sur la platine. Lorsqu'il achète des composants, notre laboratoire veille toujours à ne choisir que des condensateurs électrolytiques à boîtier relativement gros. Un modèle de marque différente tiendra ainsi toujours sur la platine. Si la liste des composants ne précise pas qu'ils sont radiaux, les condensateurs électrolytiques sont toujours de type axial. Leur empattement dépend de leur valeur.

(050315-1)

Jouer avec de la

Les arcs électriques effraient nombre de personnes, mais d'autres les trouvent spectaculaires elles. Si vous n'avez pas peur de manipuler quelques kilovolts, vous pourrez, grâce au montage décrit dans cet article, procéder à quelques expérimentations. Restez cependant sur vos gardes et pensez à votre sécurité, les tensions et courants mis en jeu peuvent avoir des effets très « désagréables » !



Ton Giesberts

Si vous effectuez une recherche sur Internet pour trouver des informations ayant trait à la HT (Haute Tension) vous aurez vite fait de vous trouver confronté à des notions telles que transformateur de Tesla et échelle de Jacob. Le premier est, dans sa version originale imaginée par Nikola Tesla, un transformateur à couplage air basé à 100% sur la résonance et capable de produire, sans difficulté, des tensions de plusieurs centaines de milliers voire même de millions de volts.

Les arcs électriques jaillissent alors un petit bonheur la chance vers le monde environnant, expérience qui ne nous semble pas raisonnable d'essayer sans plus.

Le fait d'évoquer des expériences en HT rappellera à nombre de nos lecteurs la vision d'un arc électrique jaillissant entre 2 boules. Le générateur de Graaff réalisé pour la première fois par le dr. Robert J. Van de Graaff et capable de produire 5 millions de volts est en effet un exemple qui laisse une

trace indélébile dans le mémoire d'un enfant.

Nos ambitions étaient plus humbles. Un appareil permettant de produire un arc entre 2 conducteurs pas trop écartés l'un de l'autre nous paraît présenter moins de risques. L'échelle de Jacob en est un exemple « charmant ». Un arc électrique possédant une énergie suffisante se créant entre deux conducteurs de bonne longueur chauffe l'air environnant produisant ainsi une convection suffisante pour



permettre à l'arc de grimper le long des conducteurs. En disposant les conducteurs en un V très peu ouvert, la tension appliquée deviendra à un moment donné trop faible pour garder l'arc en vie. Une fois éteint, l'arc réapparaîtra au bas de l'échelle pour regrimper le long des conducteurs. En principe, cette expérience ne requiert pratiquement pas d'électronique. L'alimentation nécessaire est une tension de 10 à 15 kV sous une intensité de 20 à 40 mA. En d'autres termes, nous avons besoin d'un transformateur secteur costaud capable de fournir une tension et une puissance suffisantes. Le cahier des

charges du transformateur est sévère : isolation suffisante et self-induction de rayonnement élevée de manière à limiter le courant. L'arc électrique constitue en effet un joli court-circuit. Un montage se limitant à un transformateur ne mérite pas de trouver place dans les colonnes d'un magazine se targuant de parler d'« électronique créative ». Il nous semble plus intéressant de voir comment créer une autre tension par d'autres moyens. C'est à dessein que nous avons opté, dans

Travailler à hautes tensions présente des dangers mortels. Le montage expérimental décrit dans cet article n'est pas destiné aux débutants. Il requiert impérativement l'expérience de l'utilisation de la haute tension.

cette optique, pour une tension continue car un arc électrique généré par une tension continue est d'une belle couleur bleu intense (de l'alternatif donnant un arc de couleur blanche). Tous comptes faits, il apparut que ce choix n'était pas le meilleur, nous y reviendrons.

Le circuit

Nous allons, pour générer la HT, quand même faire appel à un transformateur. En veillant cependant à utiliser une fréquence sensiblement supérieure à celle du secteur, nous pouvons obtenir une puissance intéressante pour des dimensions restant compactes. Deux des problèmes auxquels on se trouve confronté lorsque l'on veut réaliser un transformateur pour des tensions extrêmement élevées sont l'isolation et la tension de disruption des matériaux utilisés. À cela s'ajoute que nous souhaitons une réalisation à la reproductibilité relativement aisée.

Ceci explique que nous nous soyons limité à une tension de sortie de « 1 000 V » seulement. Nous avons également opté pour une tension plus faible par le biais d'un transformateur secteur. Le primaire de l'onduleur n'en devient que plus sûr. Nous avons choisi une tension d'alimentation de 80 V, de manière à éviter un rapport de spires trop élevé au niveau du transformateur. Ceci économise un grand nombre de spires additionnelles au secondaire. Le primaire requiert 2 x 12 spires, le secondaire un total de 2 fois 75. Nous avons doté le secondaire d'une mise à la terre à mi-chemin de l'enroulement.

Instructions succinctes pour travailler avec la HT

- Avant d'effectuer une modification la tension doit avoir été coupée
- En cas de doute, décharger les condensateurs, ceci étant vrai principalement pour les cascades, mais aussi pour l'alimentation principale
- Veillez à ce que toutes les pièces métalliques qui ne sont pas reliées au circuit soient parfaitement mise à la terre (coffret entre autres)
- Veillez à garder une distance suffisante par rapport aux électrodes lorsque le montage se trouve sous tension
- Toutes les tensions peuvent être dangereuses
- Ne remplacez jamais les fusibles par des versions plus costaudes que le type mentionné
- Les enfants et les animaux domestiques doivent être gardés à l'écart, ils sont toujours trop curieux avec les risques que cela suppose
- Veillez à ce qu'il soit impossible de mettre le montage sous tension sans autre forme de procès (pourquoi ne pas envisager une activation par clé de contact)
- Une fois les vérifications effectuées, effectuez une révérification de chaque élément
- Ne procédez pas à des expériences dans un environnement humide
- S'il vous faut effectuer une modification d'un élément sous tension, travaillez toujours d'une main

Source : <http://www.pupman.com/safety.htm>

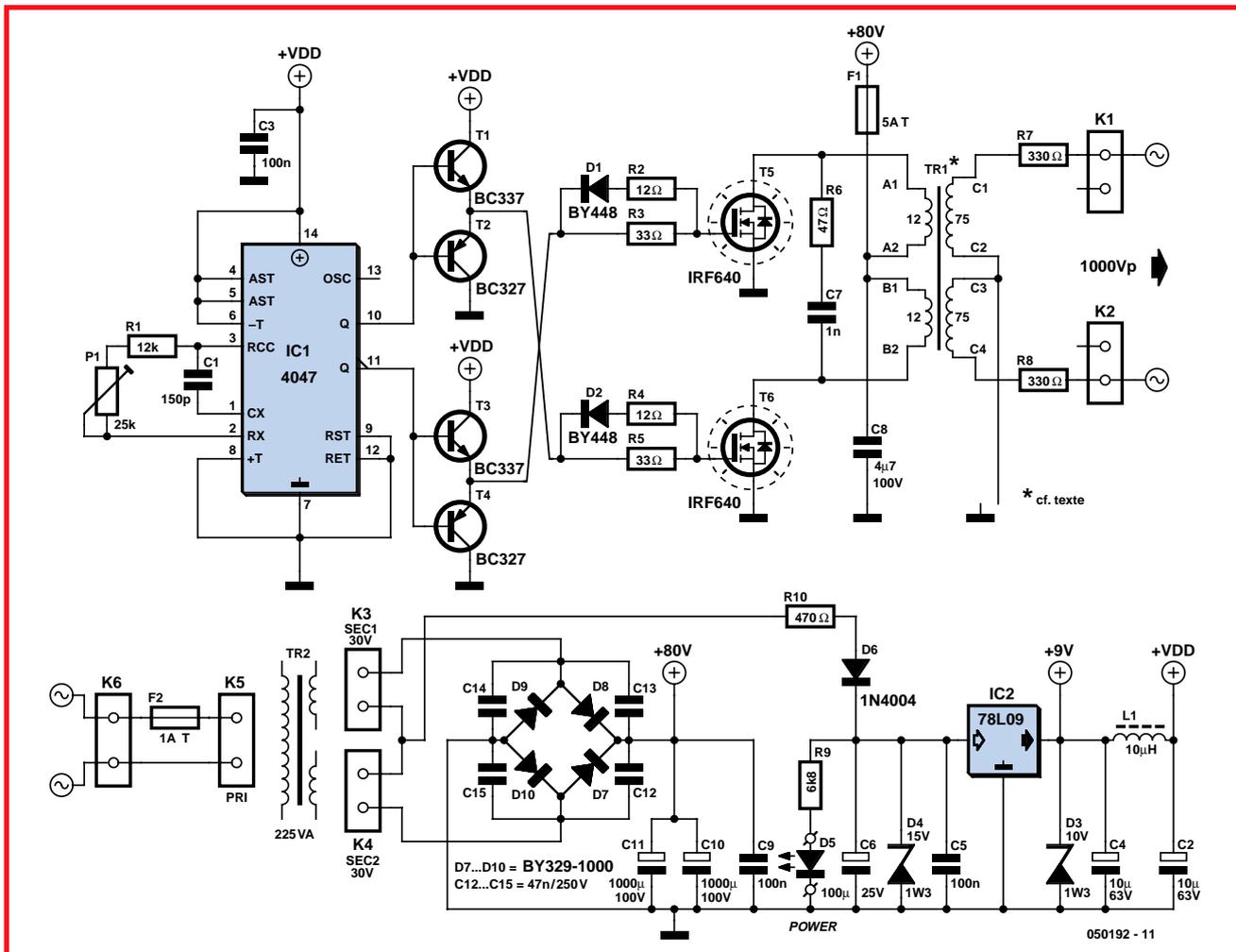


Figure 1. Si l'on fait abstraction des diodes rapides et du transformateur, le montage ne requiert que des composants standard.

Dans ces conditions on n'aura, du côté de la haute tension « que » 500 V par rapport à la masse. Nous limitons quand même ainsi, dans une certaine mesure, la tension maximale entre le

primaire et le secondaire. Vous avez bien entendu la liberté de ne doter le secondaire que d'un enroulement et de le laisser ainsi flotter. Mais il est alors raisonnable de doubler

l'isolation entre les enroulements primaire et secondaire. De manière à ne pas compliquer l'électronique le transformateur est doté de 2 enroulements de primaire identique

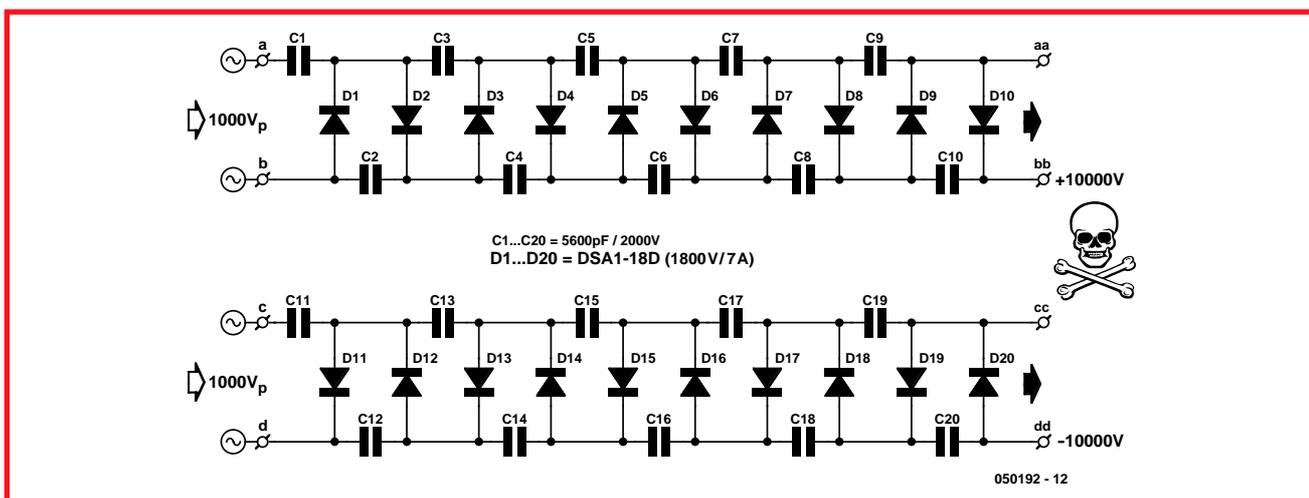
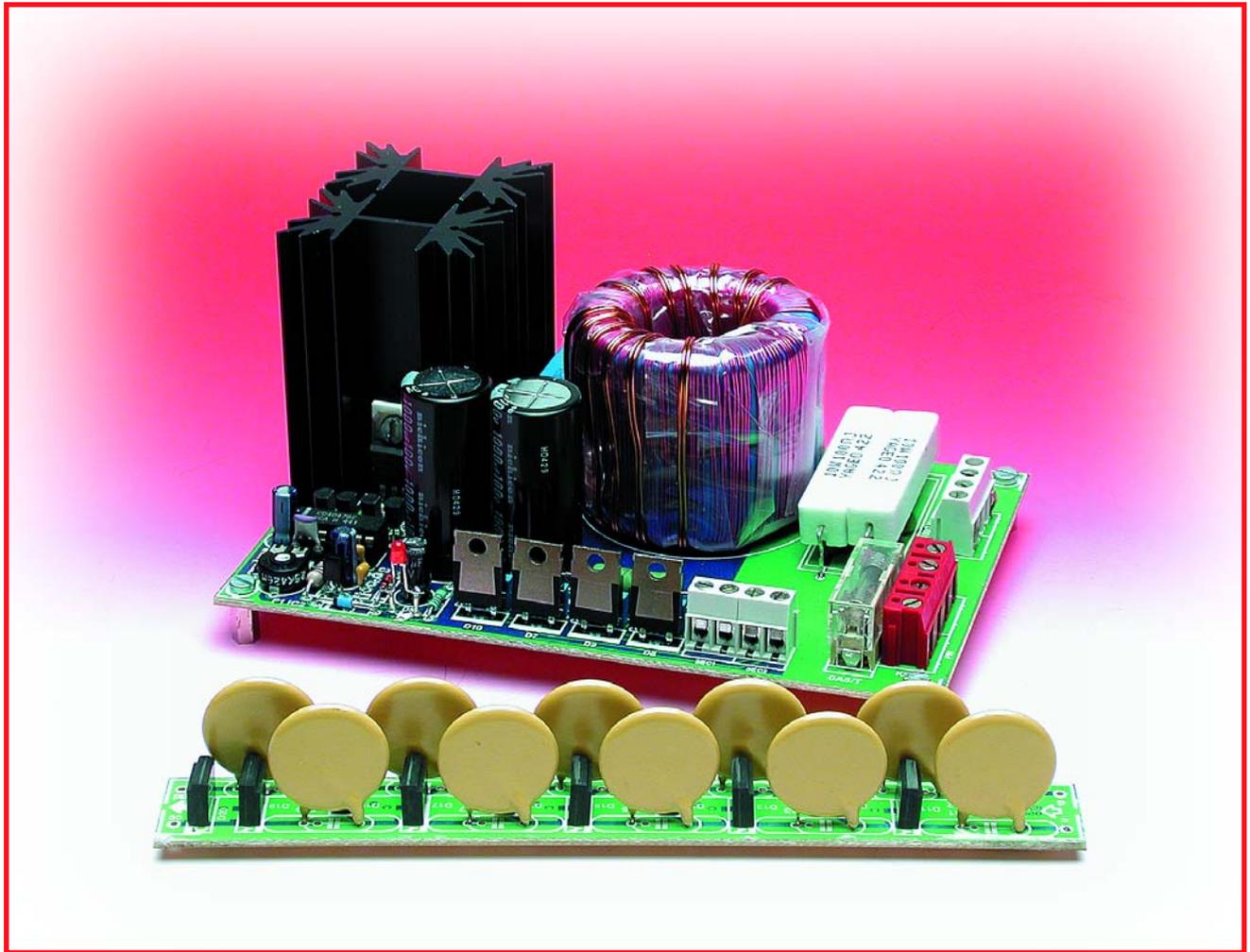


Figure 2. Le schéma d'un étage cascade est parfaitement standard lui aussi.



pour réaliser un push-pull. Il est facile de le faire dans le cas d'un transformateur torique en bobinant les 2 enroulements simultanément. Nous reviendrons sur l'aspect de la réalisation du transformateur. La configuration push-pull permet d'obtenir la puissance maximale dont soit capable le noyau choisi. En fait, l'enroulement du primaire à prise intermédiaire est relié au plus de l'alimentation.

L'une après l'autre, l'une des deux autres connexions est reliée à la masse par le biais d'un transistor. Pour éviter que les 2 transistors ne soient jamais simultanément en conduction, le transistor est désactivé plus rapidement qu'il n'est mis en conduction. Le temps pendant lequel aucun des deux transistors n'est passant est appelé temps mort. L'inconvénient de cette approche est que lorsque l'un des transistors est conducteur l'autre doit bloquer une tension égale au double de la tension d'alimentation. Cela est dû à la polarité inverse des 2 enroulements primaires. Dans le cas présent les 2 transistors doivent donc pouvoir commuter plus de 160 V.

Lors de nos expériences nous avons opté pour un type de transistor bon marché, le IRF640 qui est en mesure de supporter 200 V; il possède une résistance de canal de 0,18 Ω et peut commuter 18 A sans interruption. S'il est dans vos habitudes d'expérimenter à tous crins avec comme résultat le trépas de FETMOS (ce qui soit arriver plus souvent qu'on ne le dit), il est préférable de faire vos expériences avec un IRFB260N. Sensiblement plus robuste, ce type de transistor coûte également plus cher. Ce transistor supporte un courant maximal en mode continu de pas moins de 56 A (et ce dans un boîtier TO220 !), la température de jonction permise étant de 175 °C. La résistance de canal est elle aussi plus faible, à savoir 0,04 Ω . Ses inconvénients sont une capacité d'entrée 3,5 fois plus élevée et par conséquent des pertes de commutation plus importantes. L'étage tampon chargé de l'attaque des FETMOS n'a cependant pas été prévu pour ce type de composant.

Pour le pilotage nous avons utilisé un « ancêtre » de la famille de logique

4000, un 4047 (cf. **figure 1**). Ce circuit est appelé un multivibrateur astable/monostable. Il comporte une sortie spécifique pour le multivibrateur astable interne (OSC) et intègre un diviseur par deux à 2 sorties en anti-phase. P1 permet de jouer sur la fréquence de sortie du diviseur par deux sur une plage allant de 35 à 110 kHz. Ceci permet, le cas échéant, d'utiliser un noyau de matériau différent voire de modifier le nombre de spires. Sur notre prototype nous pouvions amener la fréquence à sa valeur minimale (P1 en butée vers la gauche). Le circuit travaille en mode astable. Nous utilisons avec gratitude les 2 sorties en anti-phase pour la commande des FETMOS. Malheureusement le courant que peut fournir un composant de la série 4000 est relativement faible, ce qui implique l'utilisation d'étages-tampon additionnels pour pouvoir commander la capacité de grille importante des FETMOS.

Ces étages-tampon font appel à une paire d'émetteurs-suiveurs complémentaires constitués par T1/T4. Les BC337/BC327 forment les paires

NPN/PNP. Ils sont en mesure de commuter 1 A en crête et leur gain est suffisant. La prise en parallèle d'une résistance et d'une diode supplémentaires sur R3 et R5 permet une décommutation des FETMOS 3 fois plus rapide

environ. On est assuré ainsi que les 2 FETMOS ne se trouvent jamais en conduction simultanément ce qui se traduirait par un court-circuit. Le réseau RC R6/C7 atténue les éventuels débordements (*overshoot*) qui pour-

raient naître lors de la commutation des FETMOS. C8 assure un découplage additionnel de la tension d'alimentation du transformateur et devra par conséquent être implanté le plus près possible des connexions concer-

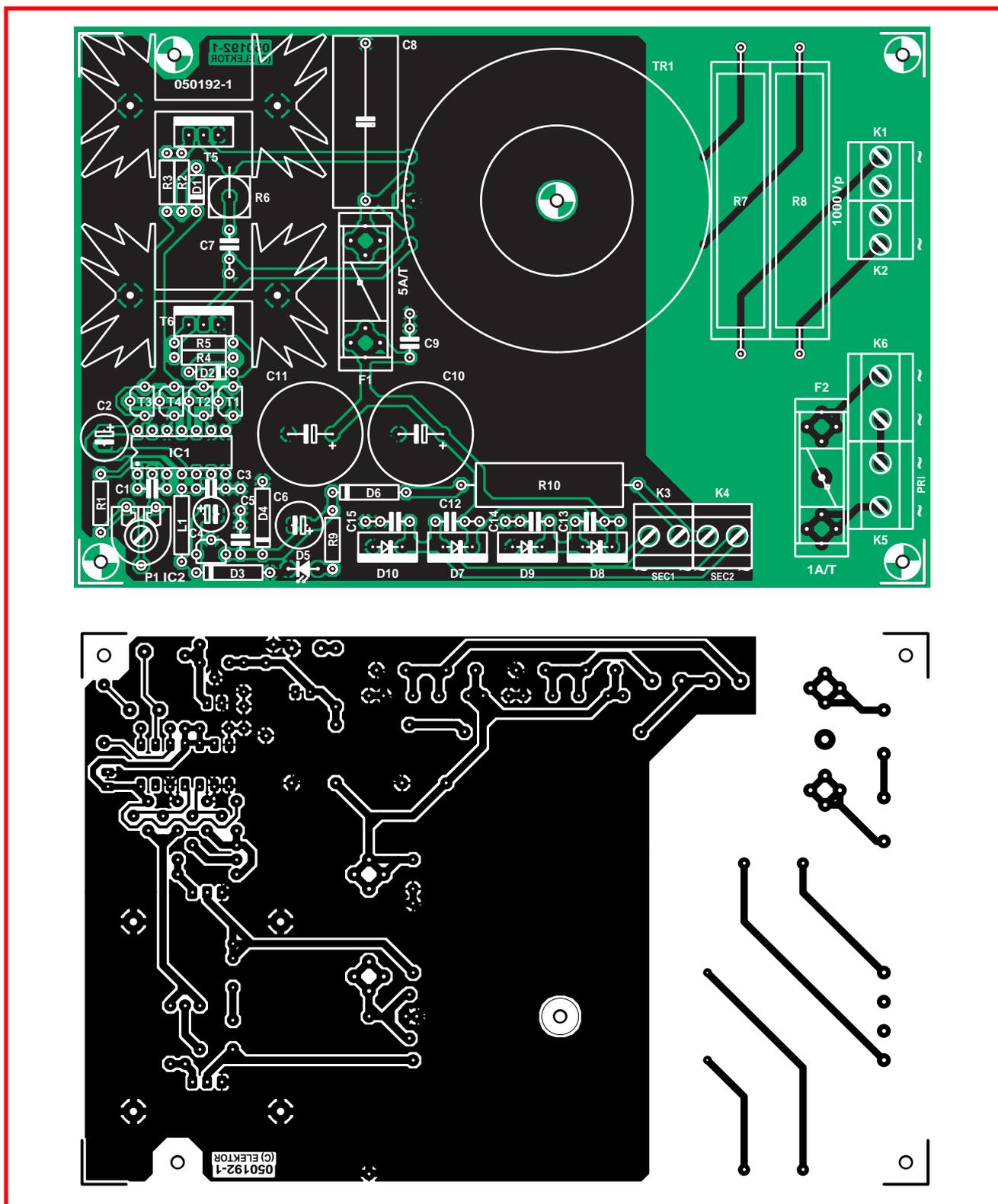


Figure 3. La platine principale frappe par sa compacité. Veillez à ce que R7 et R8 « flottent » à une hauteur suffisante au-dessus de la platine pour en permettre un refroidissement correct.

nées. R7 et R8 protègent le transformateur contre un court-circuit franc; ces résistances remplissent une seconde fonction. Si, en effet, on dispose les conducteurs plus près l'un de l'autre que ne le requiert la tension maximale

atteinte, l'entrée de la cascade constitue une sorte de zener HT. L'écartement des conducteurs détermine le niveau de tension auquel les condensateurs seront chargés. R7 et R8 dissipent la tension dépassant le niveau en

question. Le fusible F1 protège le transformateur HR contre des surcharges de longue durée, le fusible F2 du transformateur secteur protégeant elle l'ensemble du montage.

La tension d'alimentation du transfo

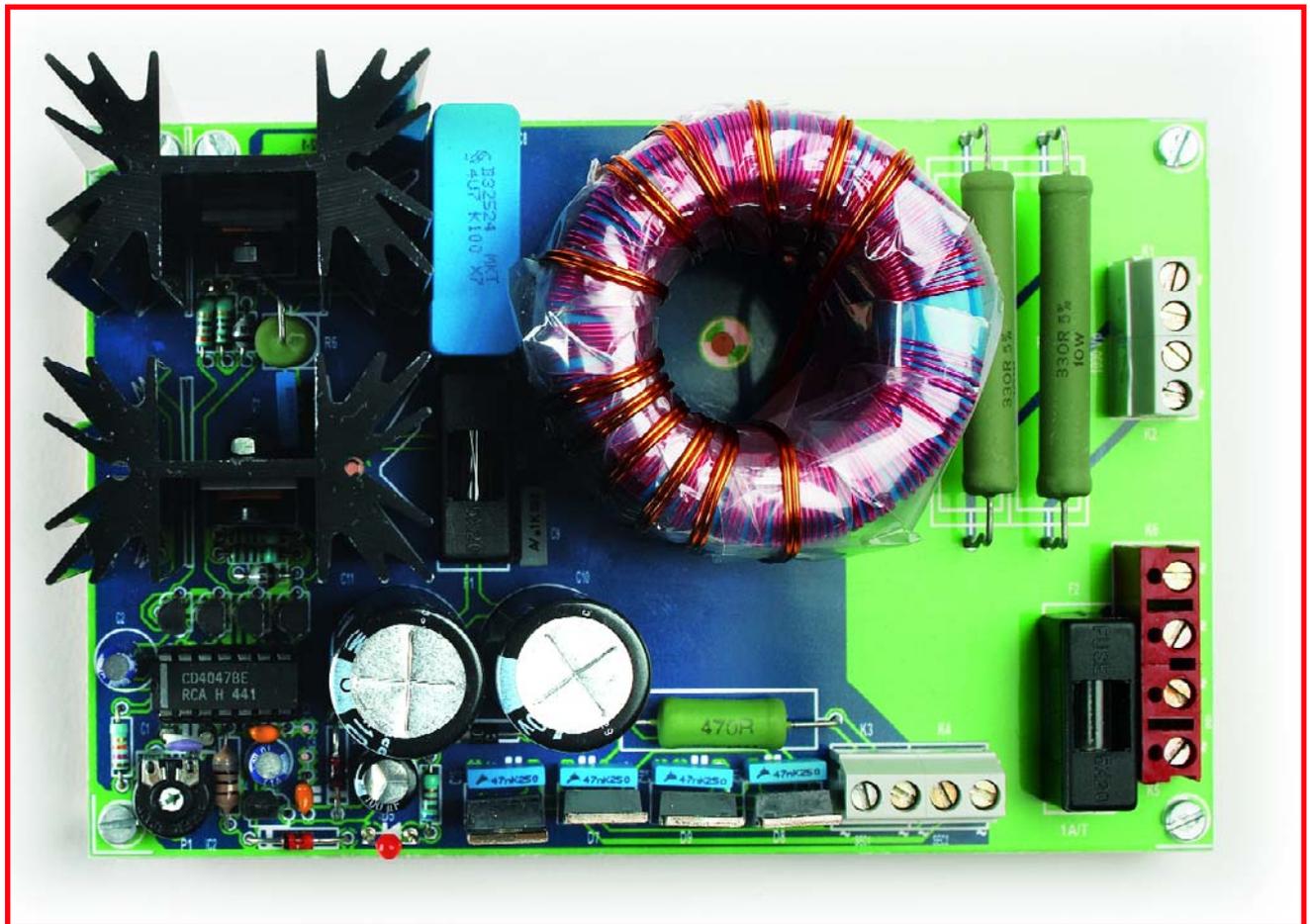


Figure 4. Notre prototype. En dépit de ses dimensions réduites, ce circuit fournit de l'ordre de 200 W à 1 000 V. Nous avons cherché la simplicité pour en permettre une reproductibilité « facile ».

Liste des composants

l'alimentation

Résistances :

R1 = 12 k Ω
 R2, R4 = 12 Ω
 R3, R5 = 33 Ω
 R6 = 47 Ω /5 W
 R7, R8 = 330 Ω /10 W
 R9 = 6k Ω
 R10 = 470 Ω /5 W
 P1 = ajustable 25 k Ω

Condensateurs :

C1 = 150 pF
 C2, C4 = 10 μ F/63 V radial
 C3, C5 = 100 nF céramique
 C6 = 100 μ F/25 V radial
 C7 = 1 nF/400 V MKT
 C8 = 4 μ F/100 V MKT, au pas de

27,5 mm
 C9 = 100 nF/100 V MKT
 C10, C11 = 1 000 μ F/100 V radial
 diamètre max. 18 mm
 C12 à C15 = 47 nF/250 V MKT

Selfs

L1 = 10 μ H

Semi-conducteurs :

D1, D2 = BY448
 D3 = diode zener 10 V/1W3
 D4 = diode zener 15 V/1W3
 D5 = LED faible courant
 D6 = 1N4004
 D7 à D10 = BY329-1000
 T1, T3 = BC337
 T2, T4 = BC327
 T5, T6 = IRF640 (ou IRFB260N)
 IC1 = 4047
 IC2 = 78L09

Divers :

K1 à K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 K5, K6 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 TR1 = 2 x noyau B64290-L82-X830 (N30, 50 x 20 mm)*, tel que, par exemple, Epcos (Catalogue Schuricht no.: 330603), primaire = 2 x 12 spires fil de cuivre émaillé de 0,8 mm (\approx 2 fois 1,5 m), secondaire = 2 x 75 spires de fil de 0,5 mm (\approx 2 fois 8 m)
 F1 = porte-fusible + fusible 5 A/T
 F2 = porte-fusible + fusible 1 A/T
 2 x radiateur SK129 63,5 STS (Fischer, hauteur 63,5 mm, 4,5 K/W)
 transfo secteur secondaire : 2 x 30 V/225 VA, tel que, par exemple, 68017 (Amplimo)
 platine EPS050192-1 disponible par ThePCBShop (cf. www.elektor.fr)

* cf. texte

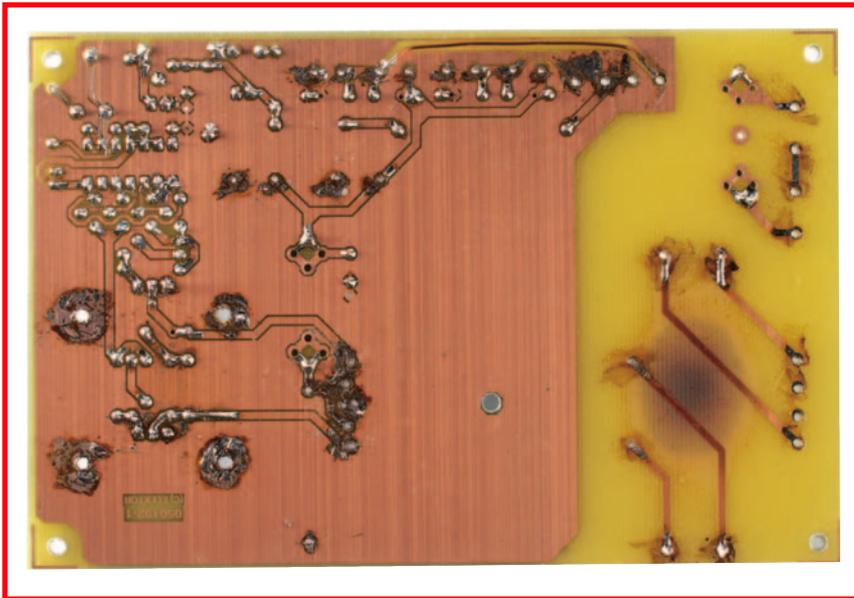


Figure 5. Voici ce qui peut arriver si R7 et R8 ne se trouvent pas à distance suffisante de la platine.

HT est fournie par un transformateur de 2 x 30 V. Un transformateur fournissant une tension de 60 V au secondaire n'a rien de standard mais présente l'avantage de pouvoir utiliser la prise

intermédiaire pour délivrer, d'une manière plus efficace, la tension auxiliaire nécessaire au 4047 (chute de tension plus faible). R10, D6 et D4 font de la moitié de la tension du transforma-

teur une tension continue de 15 V brute évitant ainsi que la dissipation du régulateur 78L09 ne soit trop importante. L1, C2 et C3 découplent à leur tour la tension de sortie parce que les courants de crête de la commutation des FETMOS dépassent ce que le circuit intégré est capable de fournir. D3 protège la sortie du 78L09 contre d'éventuels pics de tension, D4 remplissant une fonction similaire pour la tension d'entrée du régulateur de tension.

L'alimentation principale prend la forme d'un quarteron de diodes de redressement rapides capables de supporter 7 A à une tension de 1 000 V. Cette tension de service n'est pas, à strictement parler, nécessaire et a été choisie pour disposer d'une bonne marge de manoeuvre. Les diodes ont été disposées sur le bord de la platine de manière à en permettre le refroidissement à l'aide d'une plaquette d'aluminium (veiller à une bonne isolation électrique !). C12 à C15 filtrent la commutation des diodes. Nous utilisons ici des condensateurs MKT dont la tension de service est supérieure à celle des condensateurs céramique classiques.

Liste des composants la platine cascade

Condensateurs :

C1 à C20 = 5 600 pF/2 000 V
Panasonic (High Voltage Disk

Capacitor (Y5P) ECK3D562KBP), N°
Digi-Key : P9574-ND

Semi-conducteurs :

D1 à D20 = DSA 1-18D (1 800 V/7 A)
IXYS, N° Digi-Key : DSA1-18D-ND

Divers :

platine EPS050192-2 disponible par
ThePCBShop (cf. www.elektor.fr)

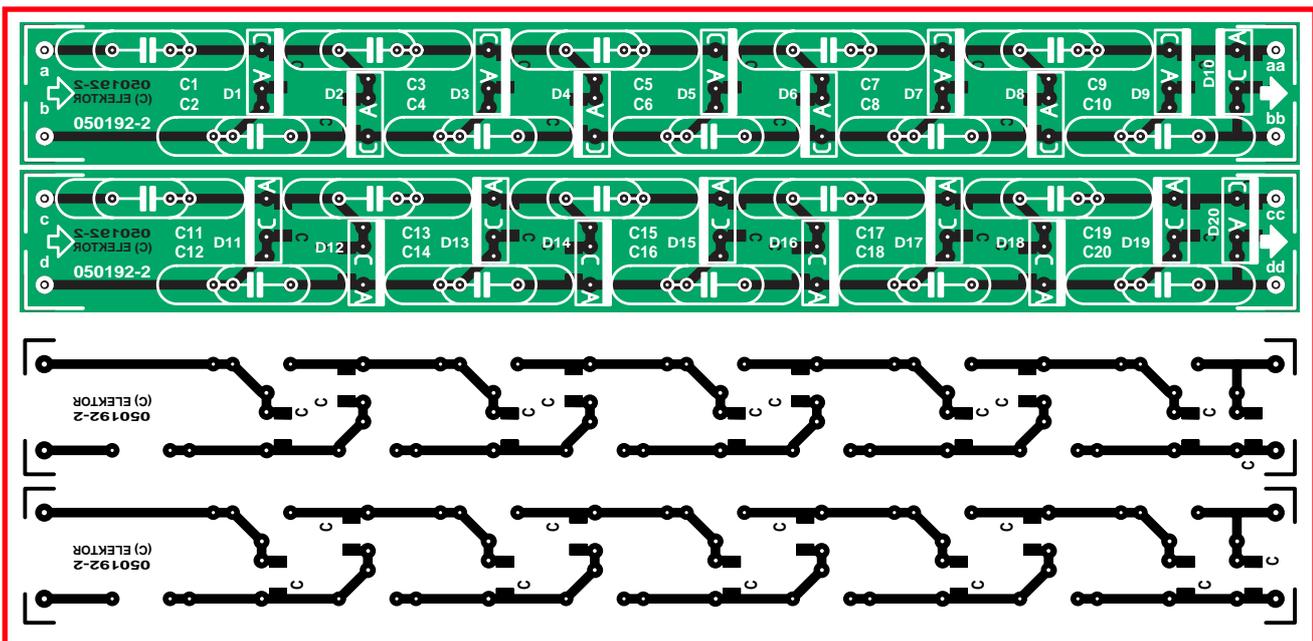


Figure 6. Les 2 platines des étages cascade sont pratiquement identiques. La seule différence est une disposition inversée des diodes.

La platine a été dotée de 3 bornier, K3 à K5, pour la connexion du transformateur secteur. Le 4^{ème} bornier, K6, sert à la connexion du transformateur secteur à la tension du secteur (par le biais du fusible F2).

Revenons à la sortie de cet onduleur. L'une des techniques permettant de convertir une tension alternative en une tension continue élevée en se servant de composants standard consiste à utiliser ce que l'on appelle une cascade. Une série de paires constituées d'une diode et d'un condensateur augmente, dans chacune des sections, la tension de la valeur de crête de la tension alternative appliquée (cf. **figure 2**). L'inconvénient de cette construction est que la charge capacitive de la source de tension alternative augmente avec chaque section, tandis que la capacité apparente de la sortie HT diminue elle. En fait, tous les condensateurs se trouvent en série et la capacité de sortie n'est plus, dans le cas de 10 sections identiques, que du 1/10^{ème} de la valeur de l'un des condensateurs. En d'autres termes, l'impédance de sortie augmente très fortement. L'une des façons de compenser cette croissance consiste à attaquer la cascade à une fréquence élevée et à veiller à ce que le transformateur fournisse une tension alternative bien structurée.

Nous avons opté pour la cascade, une philosophie similaire à celle régissant l'enroulement du secondaire. Au lieu

d'opter pour une cascade source de tension, nous en avons choisi deux. Chacune d'entre elles fournit la moitié de la tension requise, mais de polarité inverse. On dispose, entre les sorties des 2 cascades, de la tension totale, alors que l'on n'a, par rapport à l'extérieur, que la moitié de la tension. Ceci ne signifie pas qu'il devienne possible maintenant d'entrer en contact physique avec le montage, mais ceci en diminue sensiblement les risques.

Dans la pratique il s'avéra cependant que le concept choisi s'accompagnait d'un problème. En dépit de la fréquence de commutation élevée, la tension de sortie ne présentait pas la « dureté » requise, ce qui pouvait avoir comme conséquence, en raison de crêtes à la sortie de TR1, de voir les condensateurs de la cascade se charger à une tension supérieure à la tension prévue. La tension aux bornes des diodes grimpeait elle aussi à des valeurs dangereusement élevées. Lorsque l'arc s'établit entre les conducteurs/électrodes, la tension aux bornes des condensateurs retombe à une valeur plus faible. De ce fait, il y a plus, un court instant, de disruption et la tension aux bornes des condensateurs peut se reconstituer. Cet effet se répète continûment.

Comme nous le disions plus haut, R7 et R8 limitent le « courant de court-circuit ». C'est là que les Athéniens s'atteignirent et que les Perses se percèrent. Le transformateur bien qu'ayant

les propriétés théoriques idéales, semble être le problème. Si l'on veut que l'arc perdure, la dissipation de R7 et R8 devient trop importante et le transformateur court le risque de se trouver en surcharge. Le noyau est mis en saturation constituant dans la foulée un court-circuit.

Avant que le fusible F1 n'ait claqué, T5 et T6 ont rendu l'âme depuis bien longtemps. Il est donc prudent d'opter pour un écartement entre les électrodes tel que l'on ait une disruption à répétition (à titre de repère 10 kV par cm). Cet effet présente déjà pas mal et génère, outre de beaux arcs bleutés, pas mal de bruit et malheureusement également de l'ozone. Il faudra donc bien ventiler la pièce où l'on fera son apprentissage de sorcier est arcs électriques. On placera le circuit principal de préférence dans un coffret métallique mis à la terre et doté d'un refroidissement forcé pour évacuer la chaleur au niveau de R7 et R8, TR1 et des radiateurs de T5 et T6.

Construction

L'implantation des composants sur la platine principale ne devrait pas poser de problème (cf. **figures 3 et 4**). Seul le placement des connexions du transformateur de fabrication maison est un peu plus délicat. Il faut, si l'on veut doter les transistors T5 et T6 d'une protection thermique, en plier quelque peu les 3 pattes. Les transistors sont ensuite montés en veillant à ce qu'ils

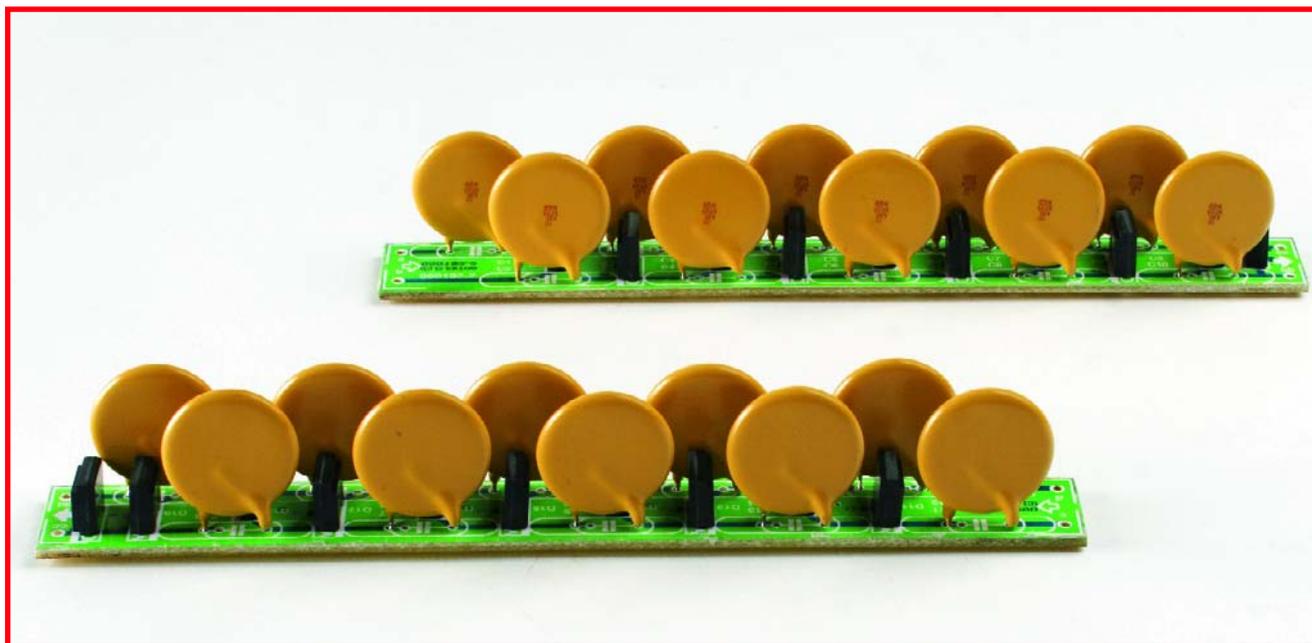


Figure 7. Un circuit de cascade terminé. Comme le scorpion, minuscule mais dangereux !

soient parfaitement isolés, sur le radiateur. On commence ensuite par souder les radiateurs avant de passer au soudage des pattes des transistors. Comme les résistances R7 et R8 dissipent pas mal de chaleur il faudra les monter à une certaine distance de la platine, de l'ordre de 1 cm. Si on les place trop près du circuit imprimé cela peut se traduire par sa combustion (**figure 5**). On pourra utiliser, pour les diodes de redressement, d'autres types que ceux indiqués dans la liste des composants, à condition qu'elles soient compatibles broche à broche, proposées en boîtier TO220 et qu'elles puissent supporter au minimum 200 V et 7 A.

La réalisation des cascades n'a rien d'un grand-oeuvre (cf. **figures 6 et 7**). Nous avons prévu, pour les diodes, une forme combinée de manière à ce que vous puissiez utiliser d'autres types que les DSA 1-18D de IXYS (1 800 V/7 A) que ceux que nous avons utilisés nous-même. On pourra utiliser, outre les versions TO220 classiques, des CMS en boîtier CMS tels que la STTH112. Nous l'avons essayée en premier dans une cascade à base de capacités plus faibles. Au cours de nos expériences elles ont rendu l'âme plus souvent que prévu. Il existe bien des diodes capables de supporter des tensions plus élevées (la série SM6500 de VMI par exemple) mais il est difficile de mettre la main dessus.

Lors de nos essais il apparut à l'évidence que l'impédance d'une cascade de 10 paires condensateur/diode était particulièrement élevée. Ceci explique que nous ayons choisis d'utiliser des 5 600 pF plutôt que des 1 800 pF utilisés jusqu'à présent. Ils proviennent tous deux d'une série haute tension de Panasonic (*High Voltage Ceramic Disc Capacitors*); celle-ci se distingue par des pertes faibles et sont conçues pour les applications à découpage travaillant à des tensions élevées. Nous avons opté pour une série ayant une tension de service de 2 kV, vu que les crêtes de tension à la sortie du transformateur ne doivent elle pas non plus poser de problème.

Les cascades conviennent à toutes les valeurs de cette série ECKA3DxxxKBP. Nous avons choisi la forme (*shape*) du modèle le plus gros (5 600 pF). Le pas des petites valeurs est de 7,5 mm, celui des modèles les plus grands de 10 mm. Vu la simplicité de la structure d'une cascade, on peut fort bien envisager de la réaliser en montage volant, mais il est préférable, pour la sécurité, de la construire de façon solide. Ceci

explique que nous ayons conçu une platine distincte à l'intention des cascades. Mais nous avons également prévu une possibilité de les allonger. Les platines de même polarité peuvent être prises en série. Il est possible ainsi d'accroître la tension de sortie de 10 kV pour chaque platine supplémentaire. Les entrées a (c) et b (d) sont alors interconnectées respectivement aux aa (cc) et bb (dd). bb (dd) est la sortie de chaque platine. La tension à charge nulle ne dépasse ainsi jamais 10 kV par platine !

Le transformateur HT

La partie la plus délicate, ou devrions-nous dire la plus ennuyeuse, de la réalisation de tout onduleur travaillant à base d'inductances est le bobinage de la bobine ou du transfo si tant est qu'il ne soit pas possible d'utiliser des composants standard. Dans le cas présent nous nous sommes compliqués les choses au maximum en optant pour un noyau torique. Le bobinage manuel d'un noyau torique requiert de calculer à l'avance la longueur de fil nécessaire pour le nombre de spires à réaliser. Il va sans dire qu'il est préférable de voir un peu « trop long ».

Le noyau torique n'est pas le seul obstacle à surmonter, la technique de bobinage en est une elle aussi. Le niveau élevé de la tension secondaire est la raison du choix d'un noyau torique. Comme nous avons choisi d'utiliser des matériaux standard et non pas du fil haute tension, nous allons réaliser l'enroulement du secondaire en une couche. C'est la seule façon de faire en sorte que la tension entre les 2 spires soit la plus faible possible. Si nous prévoyons l'existence de pics de tension pouvant atteindre près de 2 kV, la tension entre 2 spires de l'enroulement secondaire n'est que de 13 V. Désirant, nous le disions tout au début, fixer la tension entre les enroulements du primaire et du secondaire, nous avons doté ce dernier d'une prise intermédiaire qui sera reliée à la masse du montage. On commencera par bobiner l'enroulement du secondaire en 2 étapes, ce qui explique la présence sur le plan de masse de 2 connexions destinées à la prise intermédiaire. Il nous faut, pour chaque spire de l'ordre de 105 mm de fil. Il nous par conséquent 2 fois 8 mètres de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre. Il n'est pas essentiel d'avoir exactement 2 fois 75 spires, quelques spires de plus ou de moins

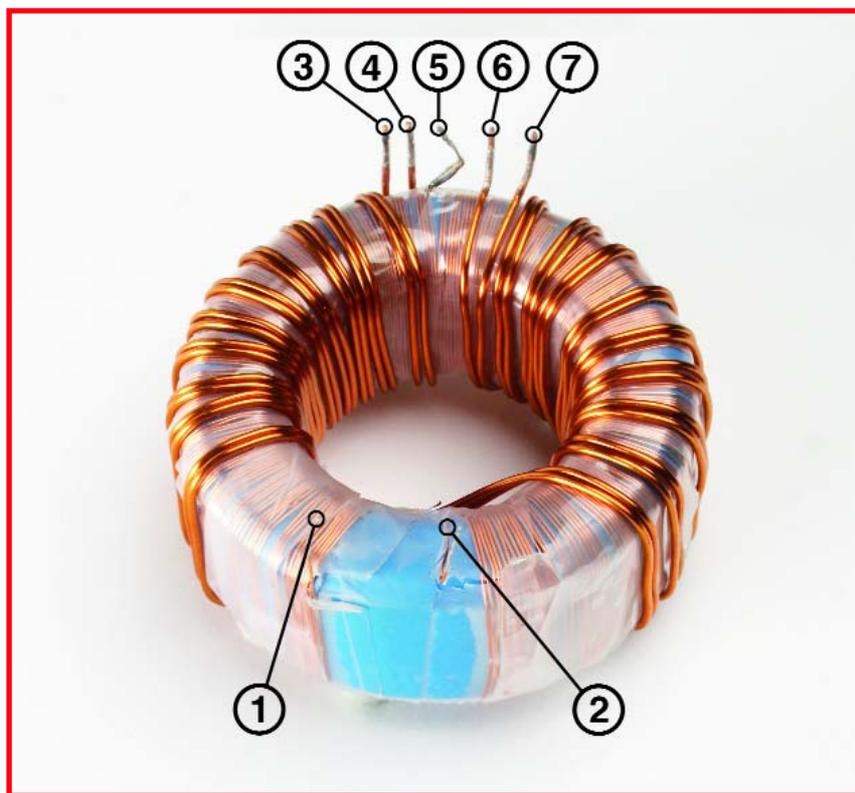


Figure 8. On voit ici comment doit se faire le bobinage du transfo. Bien qu'il s'agisse ici de la version 2.0 (le prototype de la photo utilise lui la version 3.0) la technique de bobinage n'a pas changé.
 ① correspond à C4 du schéma, ② à C1, ③ à B2, ④ à A2, ⑤ à C2 et C3, ⑥ à B1 et ⑦ à A1.

Autres possibilités

La page www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/5322/hv2.html décrit toute une collection d'alternatives. On peut également utiliser, pour réaliser une Échelle de Jacob, des transformateurs pour éclairages au néon, des alimentations de four à micro-ondes voire des selfs. Ce site décrit, outre l'Échelle de Jacob, d'autres projets requérant de la HT ainsi que les composants dont on a besoin pour cela. Il explique, par exemple, comment réaliser des condensateurs HT (bouteille de Leyde).

On trouvera, à l'adresse www.uoguelph.ca/~antoon/circ/hv/hv.html, un certain nombre de projets HT.

Sur le site www.teslamania.com/ on découvre des photos et des films spectaculaires ayant trait à la HT. On y décrit le fonctionnement du « Quarter Shrinker ». Vaut la peine d'être lu.

On trouvera, sur www.richieburnett.co.uk/tesla.shtml d'autres projets et photos. Ce site s'intéresse également aux aspects théoriques de la génération de tensions élevées.

Vous n'êtes pas encore saturé ? Jetez donc alors un coup d'oeil à <http://tesladownder.iinet.net.au/index.html>. Outre-quiévrain on n'a pas peur non plus de s'adonner à ces expériences. Ce site ne se limite pas aux applications HT mais aborde également certains phénomènes intéressants tels que les liquides ferromagnétiques et autres « trucs » magnétiques.

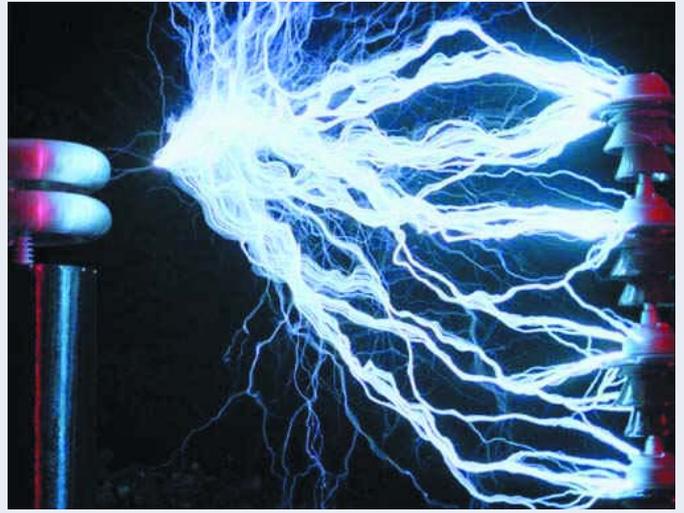


Illustration : Courtoisie de Resonance Research www.resonanceresearch.com

sont sans conséquence. Prenez votre temps pour le bobinage et veillez à ce que les spires soient bien serrées sur le noyau et l'une contre l'autre. Attention à ne pas faire de replis dans le fil. Faites en sorte que les 2 extrémités de l'enroulement du secondaire se trouvent à une certaine distance l'une de l'autre de manière à pouvoir aisément être connectées à la platine. Ceci est également vrai pour les 2 extrémités de la prise intermédiaire. Lorsque vous en avez terminé il faudra isoler l'enroulement du secondaire, opération qui nécessite l'achat d'un film spécial. N'utilisez pas de rouleau d'isolant plastique ordinaire, le matériel utilisé devant avoir une certaine robustesse mécanique et assurer une isolation électrique tout en pouvant supporter un certain échauffement thermique.

Le bobinage de l'enroulement symétrique du primaire est une opération plus facile. Nous allons, pour garantir une bonne symétrie, effectuer le bobinage en utilisant une paire de fils juxtaposés (cf. **figure 8**). Il nous suffit, pour l'enroulement du primaire, de 2 fois 1,5 mètre de fil de cuivre émaillé de 0,8 mm de diamètre. Le début du bobinage sera disposé à proximité immédiate de la prise intermédiaire du secondaire en allant vers les connexions de ce dernier. Après avoir effectué 6 spires, on traverse vers un endroit du noyau se trouvant à la même distance de la connexion du secondaire que celle à laquelle s'est arrêtée la 6ème spire. Lors de cette traversée, il faudra intervertir les 2 fils de manière à ce que la polarité des 2 enroulements primaires soient ce que

nous recherchons. Sinon, on crée un court-circuit franc par une mise immédiate du noyau en saturation. Une fois que l'on a effectué les 6 spires restantes, on doit arriver de l'autre côté de la prise intermédiaire du secondaire. Le transformateur doit présenter une certaine symétrie.

Lors de notre premier test nous avons utilisé un noyau de 50 mm de diamètre, de 20 mm de haut et à base de matériau N30 (Schuricht), La puissance obtenue ne fut malheureusement pas suffisante, ce qui explique que nous ayons utilisé une paire de ces noyaux collés l'un sur l'autre à l'aide de colle époxy (cf. photo du montage).

Disposition pratique

Utilisez du câble bine isolé pour relier les cascades à la platine principale. Placez-les le cas échéant dans des tubes pour conduites électriques. Il n'est pas nécessaire de prévoir un écartement important entre les 2 entrées des 2 cascades, 2 à 3 cm font parfaitement l'affaire. L'espace entre les sorties doit lui être sensiblement plus important. La différence de tension peut, juste avant la disruption, dépasser les 20 kV. Les spécialistes estiment que l'on a une disruption spontanée à de l'ordre de 10 kV/cm. Lors de nos expériences nous avons utilisé un étau à mâchoires isolées pour y bloquer les 2 cascades. Pour éviter, à l'instant de disruption, un court-circuit franc entre les 2 cascades, nous avons pris en série, dans notre disposition expérimentale, une paire de résistances 10 W de 1 800 Ω de la série AC10 de Vishay-BCcompo-

nents avec les électrodes. Elles semblent fort bien s'accommoder de niveaux de tension élevés. Nous avons soudé en série sur elles 2 conducteurs fins de forme convexe de manière à ce que l'écartement au niveau des soudures soit suffisant pour éviter des disruptions secondaires.

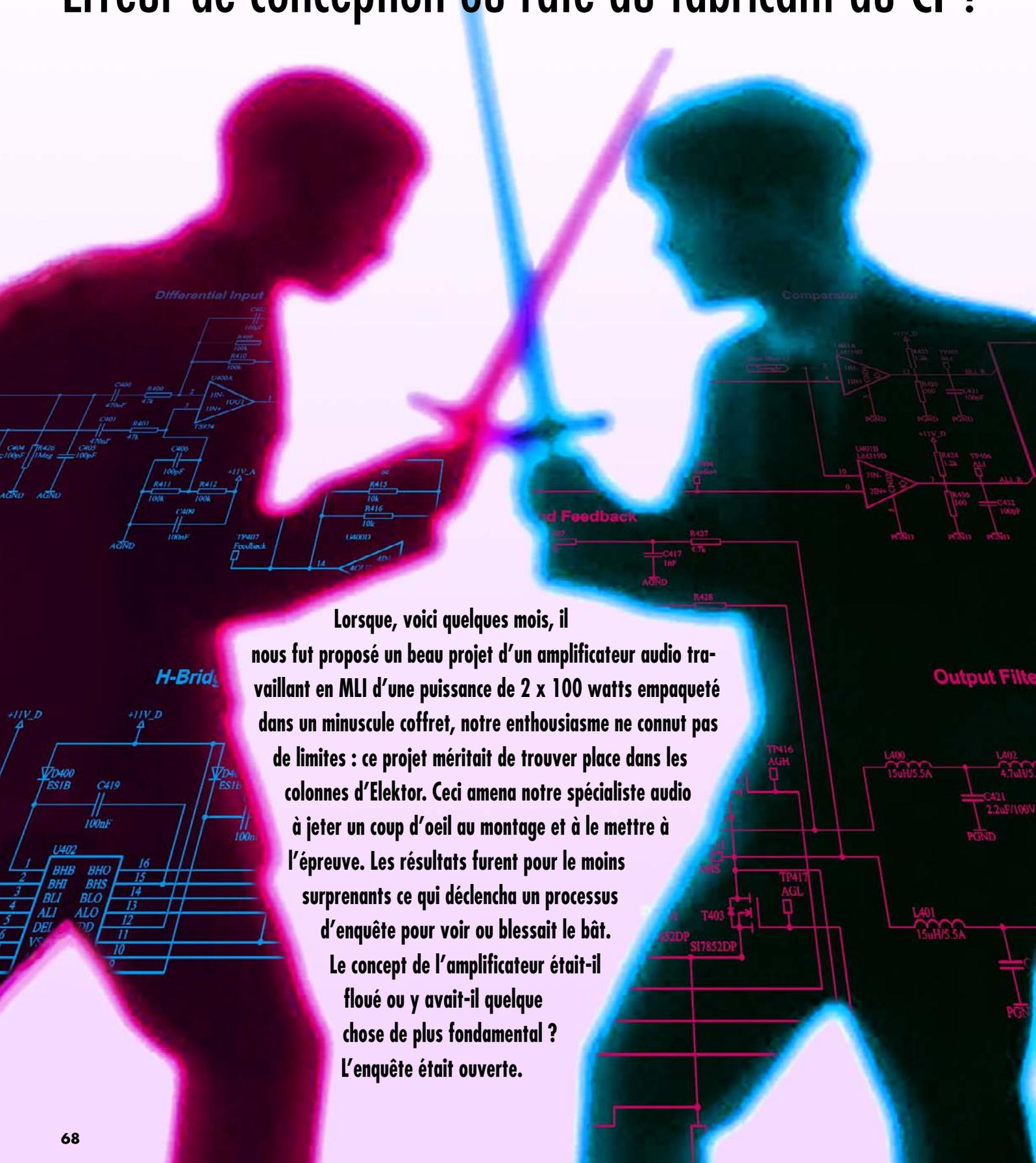
La disruption haute tension se produit en effet plus particulièrement au niveau de surfaces pointues ou réduites, même si la distance est plus importante à cet endroit. On utilisera, pour une sécurité optimale, un boîtier de plastique transparent. Il est plus facile alors de réaliser une isolation correcte des électrodes.

Lors de nos essais nous avons utilisé un variac de manière à pouvoir régler facilement la valeur de la tension de sortie. Si l'on opte pour un transformateur classique il est recommandé d'utiliser un temporisateur de mise sous tension tel que le « **temporisation de mise sous tension secteur** » décrit dans le numéro double de 1997 en page 61 On pourra également alimenter le montage à l'aide d'une alimentation de laboratoire « standard » sachant cependant que cette dernière doit pouvoir fournir 80 V sous quelques ampères, la présence d'une limitation de courant ne pouvant avoir que des effets bénéfiques sur l'espérance de vie des différents éléments de cette expérience. Il faut alors remplacer R10 par une résistance de l'ordre de 1 k Ω ou légèrement plus, sachant que sinon la dissipation dans cette résistance devient trop importante tout comme le courant à travers la diode D4.

(050192-1)

Amplificateur audio

Erreur de conception ou raté du fabricant du CI ?



Lorsque, voici quelques mois, il nous fut proposé un beau projet d'un amplificateur audio travaillant en MLI d'une puissance de 2 x 100 watts empaqueté dans un minuscule coffret, notre enthousiasme ne connut pas de limites : ce projet méritait de trouver place dans les colonnes d'Elektor. Ceci amena notre spécialiste audio à jeter un coup d'oeil au montage et à le mettre à l'épreuve. Les résultats furent pour le moins surprenants ce qui déclencha un processus d'enquête pour voir ou blessait le bât. Le concept de l'amplificateur était-il floué ou y avait-il quelque chose de plus fondamental ? L'enquête était ouverte.

à problèmes

Ton Giesberts
Projet: Stefan Wicki

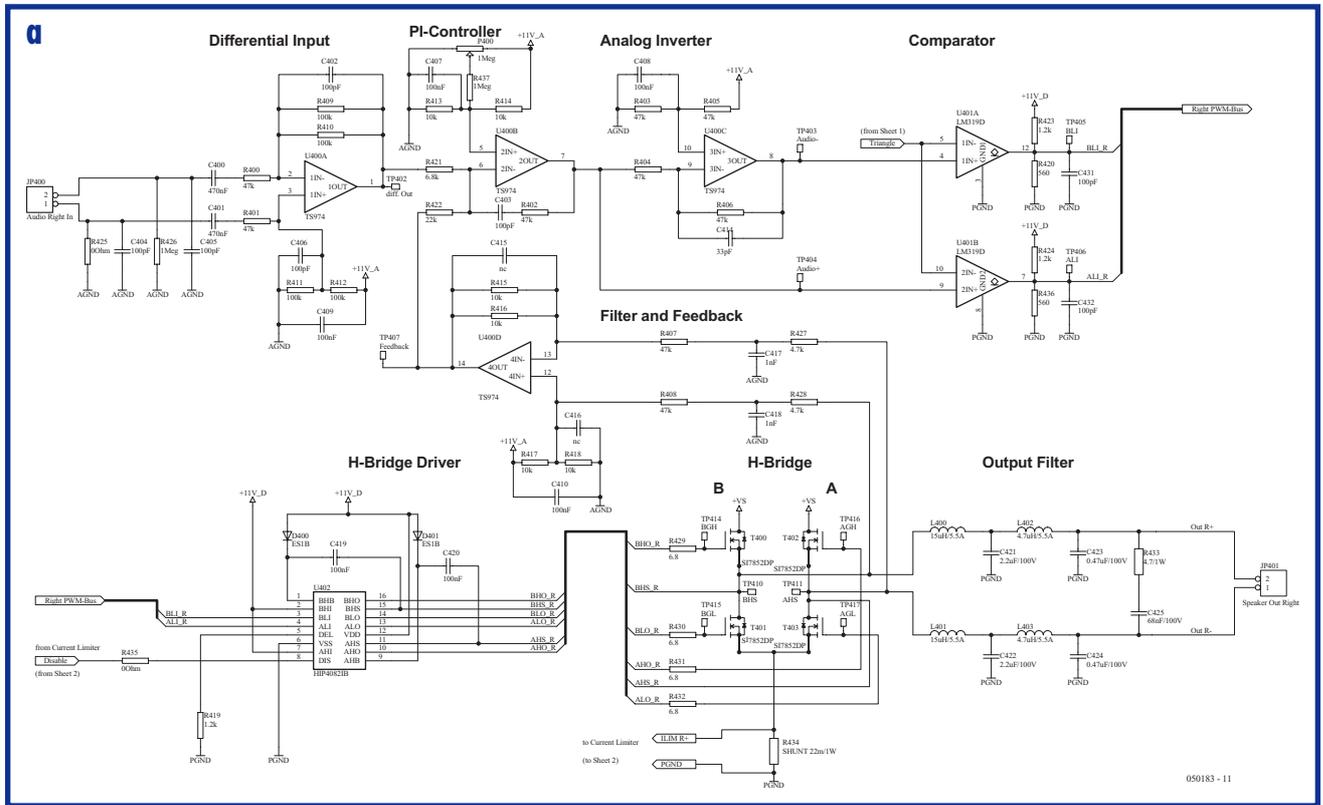
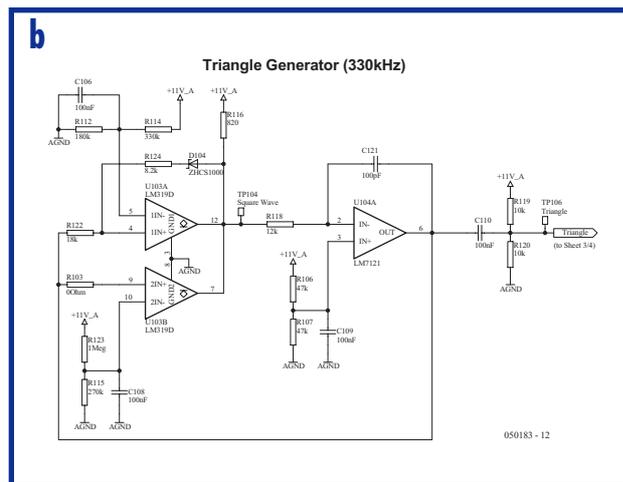


Figure 1. Une voie du CDAMP (a) conçu par Mr Wicki et le générateur de triangle correspondant (b).

Le premier coup d'oeil fut appréciateur ! Un enseignant suisse, Stefan Wicki, nous proposait un concept d'amplificateur de puissance (le CDAMP) qu'il avait mis au point comme projet de réalisation pour ses étudiants de IUT d'Aargau. Rien à redire au niveau des schémas et photos, quelques jours plus tard nous vîmes arriver le prototype dans un coffret extrêmement compact. Tant de l'extérieur que de l'intérieur, cet amplificateur était bien pensé (cf. photo). Toutes les connexions se trouvent sur l'arrière. La face avant ne comporte que 2 LED et l'interrupteur marche-arrêt. L'ampli ne fait appel quasiment qu'à des CMS et présente un aspect parfaitement ordonné. Le coffret en aluminium donne une impression de robustesse indéniable. Un détail attira notre attention : le transfert du signal d'entrée depuis l'entrée jusqu'à la platine. L'auteur utilise une



est constitué par un quarteron de FET de puissance montés en pont au centre desquels est pris le haut-parleur en aval d'un filtre de sortie. La commande des FET est l'affaire d'un circuit intégré de commande de pont en H (*H-bridge driver*) spécial de l'écurie d'Intersil. Ce composant fournit les impulsions de commande mais veille également à ce qu'il y ait un temps mort entre les instants de commutation des 2 FET pris en série pour éviter qu'ils ne soient, un court instant, conducteurs simultanément. Voilà, en quelques lignes, le concept. Vous trouverez les schémas complets et une description exhaustive (en allemand) du projet sur le site de l'auteur (www.wictronic.ch).

Premières mesures

S'il faut en croire les spécifications techniques qui l'accompagnent, l'amplificateur présente une distorsion (THD) de 0,5%, valeur excellente dans le cas d'un amplificateur en classe D. Nous étions de ce fait très curieux de voir les résultats de nos mesures. Nous le connectâmes donc à l'analyseur Audio Precision System Two qui trône dans notre laboratoire.

La première mesure consista à déterminer la distorsion de la moitié du pont dans le cas d'une charge de 4 Ω . Cette mesure se fait souvent avec un signal de 1 kHz et de 1 W. À notre grande surprise, elle se révéla être de plusieurs pourcents, une moitié du pont référencée à la masse. Un examen de la forme du signal à l'oscilloscope montrait lui

aussi une distorsion évidente. Le sinus voyait, assez rapidement, son sommet raboté. Une mesure symétrique, au niveau du pont de FET donc, montrait un signal convenable. Mais ici encore, la distorsion dépassait le demi-pourcent. Y avait-il un problème sur le prototype, son réglage n'était-il peut-être pas optimal ? Comme l'amplificateur travaille avec une tension d'alimentation asymétrique (unique) les 2 sorties à FET doivent être, pour une modulation optimale, être réglées à la moitié de la tension d'alimentation. Pas de problème à ce niveau-là; c'était d'ailleurs là la seule possibilité de réglage sur l'ensemble de l'amplificateur.

Le fait que la distorsion mesurée en symétrique soit plus faible peut s'expliquer par la symétrie de la contre-réaction utilisée. D'éventuelles imperfections du traitement du signal sont alors atténuées en fonction du niveau de la contre-réaction. Cependant, comme le schéma montre indéniablement que les 2 moitiés du pont ont une structure identique et que leur pilotage se fait par des signaux (en anti-phase) identiques, la différence entre les sorties (compte non tenu de la phase) devrait être minimale. Il apparut même que les deux moitiés de pont produisaient des niveaux de signal et des taux de distorsion différents. Il y avait donc plus grave.

Pour voir ce qui se passait vraiment, nous avons poussé la modulation de l'ampli un peu plus loin, 10 W dans 4 Ω (cf. **figure 2**). L'oscilloscope montrait que le signal de sortie ne pouvait pas

aller au-delà de 20 V. Il semblait qu'il se produisait un écrêtage dans l'étage de sortie, ce qui n'était pas possible vu le réglage à 30 V de la tension d'alimentation de l'ampli. En dépit de ce phénomène d'« écrêtage » il était possible de pousser la modulation de l'amplificateur encore plus loin (jusqu'à 50 W sous 4 Ω , cf. **figure 3**).

Il semblerait que la forme d'onde de la figure 3 présente une distorsion d'intermodulation (*crossover*). Nous avons cependant affaire ici à un ampli en classe D et non pas à un étage de sortie en classe B ! Avec ces mesures un doute nous pris quant à l'intégrité de cet ampli. Comportait-il un composant défectueux ? Cette interrogation

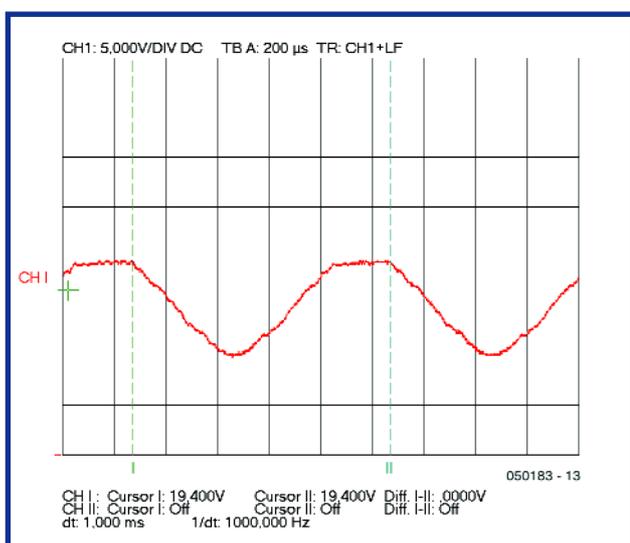


Figure 2. Dans le cas d'une modulation de 10 W sous 4 Ω , le signal de sortie arrive en butée aux alentours de 20 V.

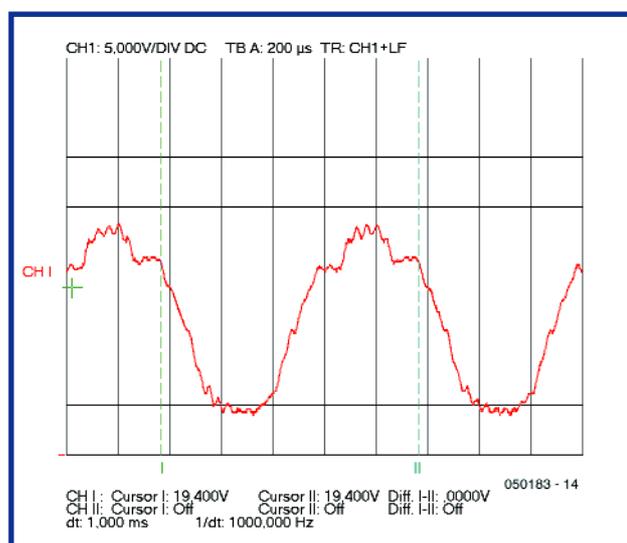


Figure 3. À des niveaux de modulation plus élevés, il semble naître une sorte de distorsion d'intermodulation (*crossover*).



eut rapidement une réponse négative vu que l'autre canal donnait des résultats de mesure comparables. Que se passait-il ?

Retour au concepteur

La conversation avec le concepteur de l'appareil qui suivit se traduit par une réaction d'incrédulité quant aux résultats de mesure. Il nous demanda un jugement auditif de son ampli. Ce dernier fut, vous vous y seriez attendu, négatif. Lors du test d'écoute, un oscilloscope visualisait le signal envoyé vers l'enceinte et la transition au niveau des demi-ponts était à nouveau nettement visible.

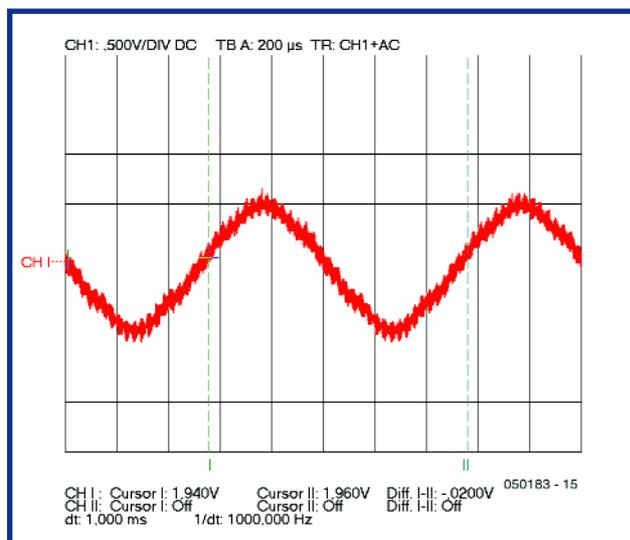


Figure 4. Le signal de commande intégré chargé de piloter le HIP4082 n'est pas parfaitement sinusoïdal en raison de la contre-réaction présente.

À la question si le rapport cyclique de l'amplificateur hors modulation était de 50%, nous pûmes répondre de façon affirmative car l'image de l'oscilloscope montrait que le signal de modulation se trouvait joliment à la moitié de la tension d'alimentation. Point de contrôle suivant : l'alimentation était-elle convenable et suffisante ? Pas de problème à ce niveau, notre alimentation de laboratoire robuste pouvait fournir 40 A allègrement.

Après fourniture de ces résultats l'auteur nous demanda de vérifier certains points de mesure de l'ampli, la tension d'alimentation, l'ampli d'entrée différentiel, la tension triangle et (à nouveau) le signal de sortie symétrique entre les moitiés du pont. Tout était OK, hormis le signal de sortie, ce que nous avons constaté auparavant.

Le concepteur évoqua un overshoot au niveau du filtre de sortie comme raison possible d'une distorsion aussi importante, mais à notre avis, un filtre ne peut jamais produire une telle distorsion. Nous faisons du surplace ! De l'avis du concepteur tout était en ordre (tous les exemplaires réalisés donnaient à son avis des résultats de mesure similaires), mais nous n'étions pas convaincus.

Encore plus de mesures

Après les nombreuses heures passées au chevet de cet ampli nous ne pouvions pas l'abandonner ainsi et décidâmes de trouver la raison du comportement bizarre. Les mesures précédentes nous donnaient à penser que

l'ampli d'entrée, la tension d'alimentation régulée interne et le modulateur MLI fonctionnaient correctement. Nous n'avions pas encore d'explication « tenant la route » justifiant la distorsion importante des signaux de sortie des moitiés de pont. Pour pouvoir vérifier les signaux allant vers le circuit de commande des FETMOS, nous les avons mesurés au travers d'un petit filtre RC intégrateur (10 kΩ/100 pF).

Le signal (figure 4) aux 2 entrées du HIP4082 ne présentait pas d'asymétrie (le bruit est un résidu de la modulation MLI). Ce signal n'est pas vraiment sinusoïdal vu que la contre-réaction compense la distorsion de l'étage de sortie ce qui se traduit par une courbe modifiée.

Ceci nous amena à la conclusion que le responsable des problèmes au niveau de l'étage de sortie était le HIP4082 d'Intersil.

Circuit de test

Nous étions tant mordus par ce phénomène qu'il nous fallait en avoir le cœur net. Nous avons passé commande de plusieurs circuits de commande d'Intersil et avons monté un circuit d'essai à leur intention.

Pour notre propre étage de sortie nous avons préféré la version DIP (HIP4082IP) du circuit intégré plutôt que sa version CMS et des FETMOS en boîtier TO220, des IRF530 de ST. Le reste des composants étaient standard. Le sous-ensemble actif présentait ainsi un embonpoint plus important que l'o-

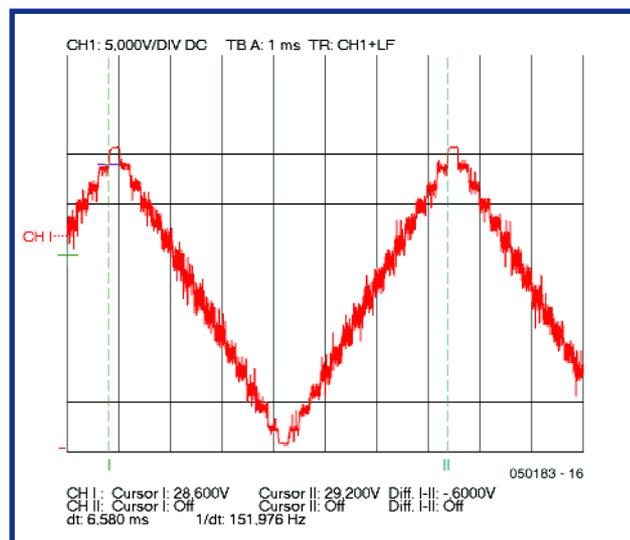


Figure 5. Après quelques modifications le signal de sortie de notre montage-cobaye présentait enfin une certaine ressemblance avec le signal d'entrée.



original, mais cela ne devait pas nous empêcher d'avoir des résultats comparables. Le filtre de sortie ne fut pas monté sur la platine de manière à réserver cette dernière au coeur de l'amplificateur. Nous avons prévu, sur la platine simple face, une possibilité de réglage du temps mort par la prise d'un potentiomètre en série avec la résistance allant à la broche DEL, de manière à pouvoir mesurer l'influence de ce facteur.

Pour ce test, nous avons, en tant que générateur de signal, réalisé spécialement un circuit à 100% numérique capable de fournir un signal MLI modulé au maximum. Le générateur fournit deux impulsions d'horloge en anti-phase dont il est possible de faire varier le rapport cyclique de 0 à 100% en 16 pas. Cette modulation se fait de façon synchrone avec la fréquence d'horloge, ce qui devrait se traduire par la présence en sortie d'une belle tension triangulaire étagée (mesurée au travers d'un filtre raide). Grâce à ce signal la moindre déviation devrait être aisément reconnaissable.

Résultats décevants

Avec le dimensionnement d'origine (100 nF pour les condensateurs de bootstrap) le signal était loin d'être idéal. Il s'effondrait jusqu'à près de la moitié de la tension d'alimentation. Nous avons opté, pour le signal d'horloge, pour une fréquence proche de celle du CDAMP, à savoir de 313 kHz. Cette fréquence dépasse largement la limite supérieure de 200 kHz recommandée par la fiche de caractéristiques. Nous avons déjà divisé par

deux la fréquence d'horloge du CDAMP sans que cela ne se traduise par un changement quelconque, raison pour laquelle nous avons gardé cette fréquence. La résistance minimale de temps mort fut fixée à 2,5 k Ω , sachant que cela donnerait le courant maximal prévisible théorique de 4 mA. L'alimentation du circuit intégré se fait à 12 V de sorte que la tension aux bornes de la résistance serait de VDD-2 V. Dans la pratique il en fut tout autrement. Une valeur de résistance plus faible entraînait aussi une diminution de la tension. À 1,2 k Ω , nous avons le courant maximum, 5 mA. La tension était alors tombée à quelque 6 V. La fiche de caractéristiques ne parle pas de ce phénomène, la valeur du temps mort ne pouvant être dérivée que d'un graphique. Une augmentation de temps mort produisait un effondrement de la tension de sortie et son arrivée en butée. Une augmentation des condensateurs de bootstrap améliorerait sensiblement la situation et le passage de la tension d'alimentation à 15 V donnait enfin au signal de sortie la forme que l'on en attendait (**figure 5**).

Les mesures furent faites sans charge à l'aide d'un filtre RC du 1er ordre simple, ce qui explique la présence évidente de résidus de modulation MLI

sur la recopie d'écran. Le fait que les résidus de la tension de sortie positive puissent passer, en cas d'augmentation de la tension d'alimentation, sans le moindre problème par les FET reste un mystère. Une augmentation de la tension d'alimentation du pont n'avait pas d'influence sur le fonctionnement. Notre montage de test parut enfin, à une tension d'alimentation faible, se comporter comme le faisait le CDAMP en notre possession.

Au cours de nos essais le circuit intégré est, par deux fois, parti en fumée avec la moitié du pont. La première fois nous n'avons pas pu identifier indubitablement la raison de ce comportement. La seconde fois ce fut en cours d'augmentation du temps mort sous 4 \emptyset . Il nous parut temps de mettre fin à cette expérience.

Conclusion

Vu les performances (?) de notre montage-cobaye, le HIP4082 ne sera sans doute pas utilisé dans un nouveau montage avant bien du temps. Tout ce que l'on demande au circuit intégré est de commuter (on/off) les FETMOS sans que les deux FET d'une moitié de pont ne se trouvent simultanément en conduction. Il apparaît que dans la pratique ce composant ne supporte pas les situations délicates et c'est lui qui est responsable des mauvais résultats de l'ampli CDAMP. Il se peut fort bien que des composants comparables d'autres fabricants, tels que le MIC4102 de Micrel (100 V Half Bridge MOSFET Driver with Anti-Shoot Through Protection).

(050183-1)

Le HIP4082

Quelques mots au sujet du circuit de commande, le HIP4082 d'Intersil. Ce circuit intégré H-Bridge FET-driver, qui peut être utilisé aux fréquences et tensions les plus courantes, convient aux commandes de moteurs par régulation MLI, aux alimentations à découpage et aux amplificateurs en classe D.

Le circuit connaît un temps mort ajustable et une entrée d'inhibition qui, lorsqu'elle est active, force toutes les sorties au niveau bas. Ce temps mort a pour but d'éviter que deux FETMOS d'un demi-pont ne se trouvent simultanément en conduction (partie de la « Shoot Through Protection »). Le circuit comporte également une protection qui détecte une tension d'alimentation trop faible.

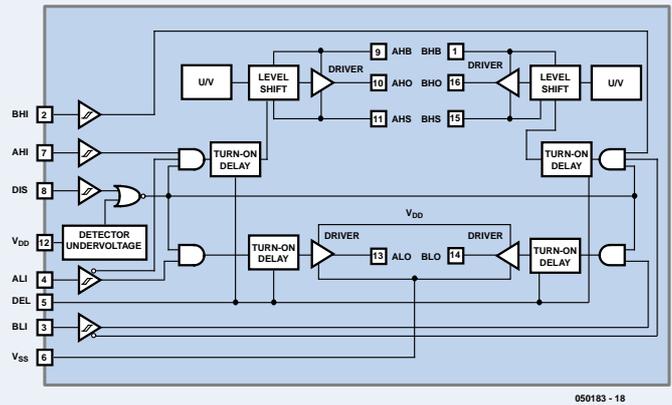
Les sorties possèdent une capacité plus faible que les autres membres de la famille (HIP4080/81) ce qui permet un boîtier plus compact. Avantage additionnel, moins de parasites dus aux crêtes de courant lors des charge/décharge des capacités de grille.

Le circuit utilise une construction en bootstrap pour le pilotage du FETMOS supérieur. Il suffit ainsi, en externe, d'une diode et d'un condensateur par demi-pont. En interne, l'étage de sortie est commandé par le FETMOS supérieur par le biais d'une adaptation de niveau. L'alimentation de l'étage de sortie (du condensateur de bootstrap en fait) est rehaussée par la source du FETMOS supérieur lorsque ce dernier entre en conduction (broches AHS/BHS). Lorsque le FETMOS du bas se trouve en conduction le condensateur bootstrap est chargé depuis la faible tension d'alimentation par le biais de la diode et du FETMOS d'en bas. La tension d'alimentation du pont ne doit pas dépasser 80 V et dans le cas d'une tension d'alimentation maximale du circuit intégré de 15 V (VDD) la tension d'alimentation de l'étage de commande supérieur peut de ce fait atteindre près de 95 V (broches AHB/BHB). La fiche de caractéristiques n'est pas très loquace quant au fonctionnement exact du circuit intégré. On trouvera de plus amples informations dans la note d'application an9611 (A DC-AC Isolated Battery Inverter using the HIP4082).

Le temps accordé au condensateur bootstrap pour se charger est déterminé à l'évidence uniquement par la largeur d'impulsion du signal d'entrée, c'est-à-dire le temps que l'entrée se trouve au niveau bas. Si le signal d'entrée présente un niveau haut, le dit condensateur se décharge ce qui se traduit une baisse de la tension servant à la commande de la grille du FETMOS du haut. Intersil indique qu'avec le HIP4082, ce condensateur doit, en gros, être 10 fois supérieur à la capacité du FETMOS. D'un point de vue logique, la taille du condensateur à une modulation de 100% dépend plus de la modulation basse-fréquence du signal MLI. On peut fort bien, dans les spécifications, envisager de définir, pour le signal MLI, une durée d'impulsion par période minimum, mais une solution plus élégante consiste bien évidemment à augmenter la capacité. Lors des essais il apparut que le passage de 100 à 780 nF (un 680 nF pris en parallèle) évitait au signal de s'effondrer dans le haut comme lors de la mesure de la figure 1.

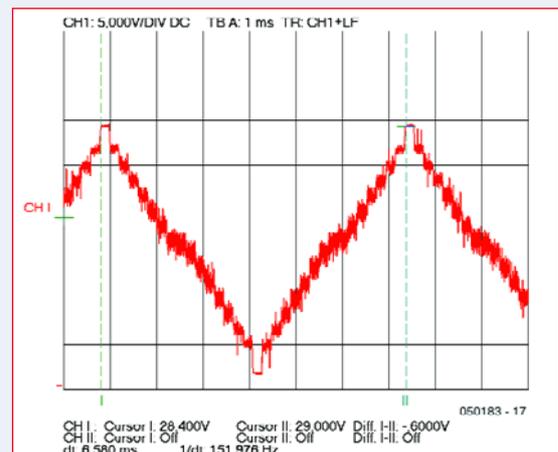
Au cours de la durée pendant laquelle la sortie se trouve au niveau bas, la capacité plus importante se charge et garde ainsi sa tension plus longtemps. Ceci implique de critères plus sévères pour le courant de charge au travers de la diode et du FETMOS, en particulier au démarrage. Ceci se traduit au niveau du dessin de la platine en raison des crêtes de courant et des impulsions parasites qui pourraient influencer sur le fonctionnement d'autres sous-ensembles voire du circuit intégré lui-même.

Un coup d'oeil aux FAQ du site Internet d'Intersil ne manquera pas de constater que l'utilisation de ce composant est particulièrement critique et que nombre de concepteurs rencontrent des problèmes. Pour réduire le risque de pics (glitches) il est pratiquement impératif de prévoir voire d'accroître (la valeur) des résistances de grille. Il existe en outre des règles sévères de dessin de la platine, les FETMOS devant en outre être découplés à l'aide de condensateurs céramiques de 1 μ F. L'un des problèmes les plus fréquents est celui des pointes de tension qui rendent passant le FETMOS du bas lors du chargement de la capacité de grille du FETMOS du haut. Ceci nous donne à penser que le problème rencontré sur le CDAMP pourrait bien être dû au dessin de sa platine bien qu'il s'agisse d'un circuit imprimé multicouche.

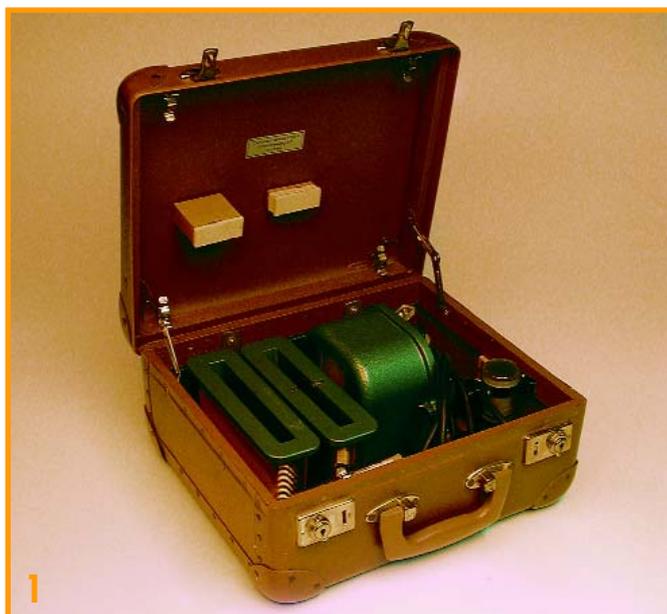


Intermodulation sur un ampli MLI ?

Nous aimerions examiner une mesure intéressante relevée sur notre montage-cobaye, à savoir le résultat de la tension de sortie dans le cas d'une charge de 4 Ω (cf. l'écran d'oscillo ci-contre). On constate à l'évidence une sorte de phénomène d'intermodulation (cross-over) que l'on s'attendrait plutôt à rencontrer sur un ampli de classe AB. Ceci est dû à l'inévitable temps mort entre le basculement des moitiés de pont à FET, de durée relativement importante ici (300 ns environ pour 2k Ω). Nous devons constater qu'en fait cet étage de sortie de classe D se comporte en analogique et requiert une contre-réaction. Hormis un rendement élevé (qui se traduit par un radiateur plus petit) il ne présente guère d'avantages par rapport à un ampli de classe AB de bonne qualité. Sans même évoquer toutes les mesures à prendre pour que l'amplificateur ne se parasite lui-même ou ne pollue son environnement, tel que filtre de sortie souvent placé en-dehors de la contre-réaction ce qui ne peut avoir qu'une influence négative sur le signal. Répétons-le : les recopies d'écran d'oscilloscope ont été effectuées lors de mesures sur un demi-pont (donc référencées à la masse).



Leçon de physique à l'ancienne



Jan Buiting

Le magnétisme est à la racine de l'électricité qui à son tour se trouve à la racine de (pratiquement) toute l'électronique. Le sujet du Rétronique de ce mois-ci est une petite mallette de couleur marron qui, lorsque je pus y jeter un coup d'oeil une fois ouverte (**figure 1**), me ramena en un clin d'oeil aux classes de physique d'il y a quelque 30 ans, en particulier celles qui avaient pour but de nous inculquer les principes de l'électricité et du magnétisme.

La mallette me fut présentée par un maître-assistant à la retraite qui l'avait conservée précieusement depuis plus longtemps qu'il ne voulait bien s'en rappeler. En fait, il possédait deux de ces mallettes, l'une incomplète, l'autre complète, n'ayant « jamais servi » et dans une condition irréprochable comme on le voit sur la photo.

Le EMDSPC (*Electricity & Magnetism Demonstration Set 4 Physics Classes* si on devait l'écrire aujourd'hui) de la **figure 2** comporte 2 grandes bobines (dont l'une dotée d'une ampoule), un instrument de mesure à bobine mobile et zéro central dont l'aiguille est suffisamment épaisse pour être vue du fond de la

classe, un barreau magnétique à pôles Nord et Sud, une feuille de plastique rigide, une plaquette de fer doux, une ampoule 6 V, une pile 4,5 V, un assortiment de fil résistif, une éprouvette contenant de la limaille de fer et (à mon avis) de minuscules copeaux de cuivre, un adaptateur/enrouleur pour le fil résistif, un câble secteur et, très important, un manuel du maître copieusement illustré. Les valisettes et les composants qu'elles recèlent sont fabriqués à la main et d'une superbe qualité, des pièces de bois et des fixations métalliques assurant une protection parfaite du précieux contenu. L'instrument et les bobines sont habillés de laque d'un vert brillant qui leur donne un

« look » technique indubitable. Sans prétendre être exhaustif, je vais présenter quelques expériences qu'un professeur de physique Ethernet ou son assistant pourrait démontrer à une classe d'élèves (attentifs espérons-le). La **figure 3** donne la disposition la plus élémentaire que décrit le manuel. Lorsque l'aimant tourne à l'intérieur de la bobine doté du fil le plus fin, le battement de l'aiguille de l'instrument de mesure signale la présence de courant alternatif. En effet, il s'agit de CA (Courant Alternatif), qui le nierait ? Passons au continu, tension dont les caractéristiques sont indubitablement prouvées par connexion du voltmètre à la pile et en inversant ses pôles « + » et

« - » On pourra superposer la bobine à fil épais sur l'autre bobine, l'ampoule 6 V étant vissée dans son support, le câble secteur enfiché dans la prise de la bobine du dessous et constater... qu'il ne se passe rien. Enfin, jusqu'à ce que vous introduisiez la plaquette métallique dans l'ouverture prévue à cet effet dans la bobine et, voilà l'ampoule qui s'allume. Vous venez en fait de réaliser un transformateur constitué d'un primaire (le conducteur fin), d'un secondaire (fil épais) et un couplage magnétique abaisissant la tension de 230 V du secteur à une valeur sans danger. Il est possible de faire varier l'intensité lumineuse de l'ampoule par déplacement vertical de la plaquette de métal dans l'ouverture de la bobine.

Vous pouvez ensuite remplacer l'ampoule par une longueur de fil résistif inséré entre les plots d'un adaptateur spécial en Perspex et le voir partir en fumée, un parfum bizarre de votre fusible rudimentaire.

Ces mallettes semblent avoir été fabriquées entre 1960 et 1965, l'ensemble complet en excellente condition doit avoir une valeur inestimable. Peut-être que nous le rencontrons un jour sur E-bay !



(065008-1)

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

Hexadoku

Puzzle pour les électroniciens

Comme nous nous y attendions (un peu) notre Hexadoku est un succès, témoin le nombre d'envois qui inondent la Rédaction. Il apparaît qu'outre les amateurs d'électronique, ce sont également les membres de leurs familles qui s'attaquent à ce puzzle, particulièrement parce qu'il est plus compliqué que les sudoku classiques.

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

Le nouveau casse-tête que nous proposons à nos lecteurs, notre Hexadoku, n'a rien d'une sinécure. Nombreux sont ceux qui avouent y avoir consacré plusieurs heures, mais c'est bien là l'intérêt de ce passe-temps.

Le Hexadoku utilise les chiffres du système hexadécimal, à savoir de 0 à F. Du tout cuit pour les électroniciens et programmeurs ! Remplissez le diagramme de 16 x 16 cases de façon à ce que **tous** les chiffres hexadé-

cimaux 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

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les chiffres de la section grisée) par E-mail, télécopie ou courrier avant le **1^{er} mars 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.

Participez et gagnez !

Nous tirons 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 !

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)

Aide au soudage de CMS

Gert Baars

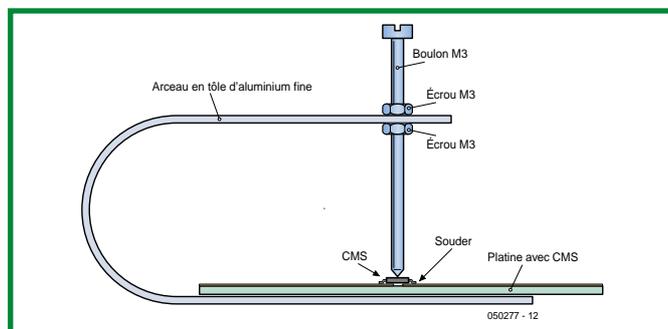
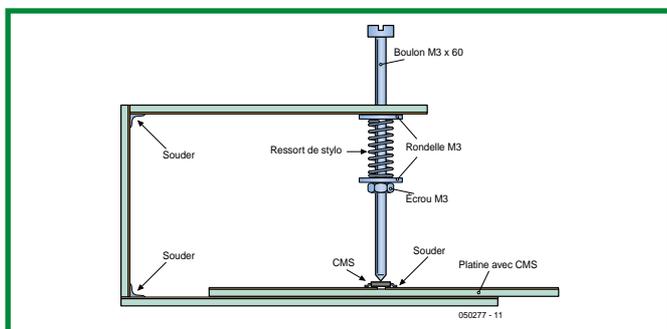
On a souvent, lors du soudage d'un circuit intégré CMS (Composant pour Montage en Surface), de gros problèmes pour faire en sorte qu'il reste bien à sa place. On n'a pas assez de ses 2 mains, l'une occupée à manipuler le fer à souder l'autre servant à tenir la soudure; une troisième main serait la bienvenue pour maintenir le composant à sa place pendant le soudage. S'il est possible, dans le cas de composants ayant un écartement de broches de 1/20ème de pouce (un peu plus de 1 mm), de sauver la mise en commençant par souder (et dessouder) 2 pattes diamétralement opposées, avant de souder le reste des pattes une fois que le composant se trouve parfaitement positionné, les choses se compliquent dans le cas de composants présentant un écartement des broches de 0,65 voire 0,5 mm. Souder à main levée devient une opération extrêmement périlleuse. La seule solution envisageable consiste à fixer le composant en place à l'aide d'une

(petite) goutte de colle de bricolage. On peut ensuite, en suivant cette opération à la loupe, le faire bouger juste ce qu'il faut pour qu'il soit parfaitement positionné. Il faudra ensuite, laisser sécher la colle, ce qui prend souvent un certain temps (cf. Fernand Renaud). L'auteur ayant été confronté à ce problème un nombre suffisant de fois, il se sentit contraint d'y trouver une solution : elle prit la forme de cet « outil » efficace facile à réaliser soi-même. Il s'agit en fait d'une sorte de pince miniature en mesure de maintenir le circuit intégré CMS en place avec une force suffisante pour en permettre le soudage, mais sans qu'il n'y ait de risque de l'endommager. La première version prend la forme de 3 languettes de platine d'expérimentation à pastilles, d'un boulon M3, d'un ressort de rappel et de quelques rondelles et écrous. Le croquis montre que les pièces A, B et C sont des morceaux de platine d'expérimentation à pastilles soudées en forme de U. On a, à l'extrémité libre de la pièce A, percé un orifice de 3 mm dans

lequel on glisse un boulon M3 de 60 mm de long dont l'extrémité a été limée pour lui donner une forme de pointe. On glisse, sur la partie du boulon qui dépasse la pièce A par le haut, un petit ressort de pression. Ce ressort provient d'un bic, de sorte qu'il ne faut que peu d'effort pour le comprimer. On glisse ensuite une petite rondelle et un petit écrou sur le boulon, de sorte que le ressort force le boulon à descendre. Après quelques essais on aura vite fait de trouver le point auquel le boulon exerce une pression suffisante sur le circuit intégré pour le maintenir en place. Le croquis s'explique de lui-même. La mise en oeuvre de cet outil est l'enfance de l'art. On commence par disposer le circuit intégré approximativement à l'endroit où il doit se trouver et on tire le boulon légèrement vers le haut, on le prenant par sa collerette. On glisse ensuite la platine sous le boulon de sorte que le circuit intégré se trouve juste sous la pointe de celui-ci. Comme le boulon a présenté un certain jeu, il est facile de pla-

cer le circuit intégré exactement à l'endroit voulu en s'aidant d'un petit tournevis ou d'une pincette. La pression exercée par le boulon reste suffisante pour vous permettre de souder 2 des pattes diamétralement opposées sans qu'il n'y ait de risque de glissement, et cela bien qu'il ait la souplesse suffisante pour permettre un léger alignement de dernière minute. Si le circuit intégré a tendance à bouger, il faut accroître légèrement la pression du ressort en faisant faire un tour ou deux vers le haut à l'écrou. Vous avez toute liberté quant au choix des dimensions de vos morceaux de platine d'expérimentation à pastilles constituant votre outil. On pourrait également imaginer fabriquer cet U à l'aide d'une unique pièce de métal en le dotant de 2 angles droits ou une courbe de 180°. Si le métal n'est pas trop épais, et qu'on lui donne la longueur suffisante il pourra disposer de lui-même du ressort nécessaire de sorte que l'on pourra se passer du ressort de la première approche.

(050277-1)



Astuce pratique pour radio-réveil

Peter Lay

Il n'est pas rare qu'un radio-réveil produise un ronflement énervant bien que la syntonisation sur la station que l'on veut écouter soit correcte. Rien d'étonnant à cela vu qu'un radio-réveil ne possède, comme antenne, qu'un pauvre bâton de ferrite. Heureusement, la plupart d'entre eux disposent d'un fil de faible section allant vers l'arrière du radio-réveil, qui, couplé au circuit oscillant d'entrée, améliore la réception. Mais malheureusement cela n'est pas toujours suffisant.

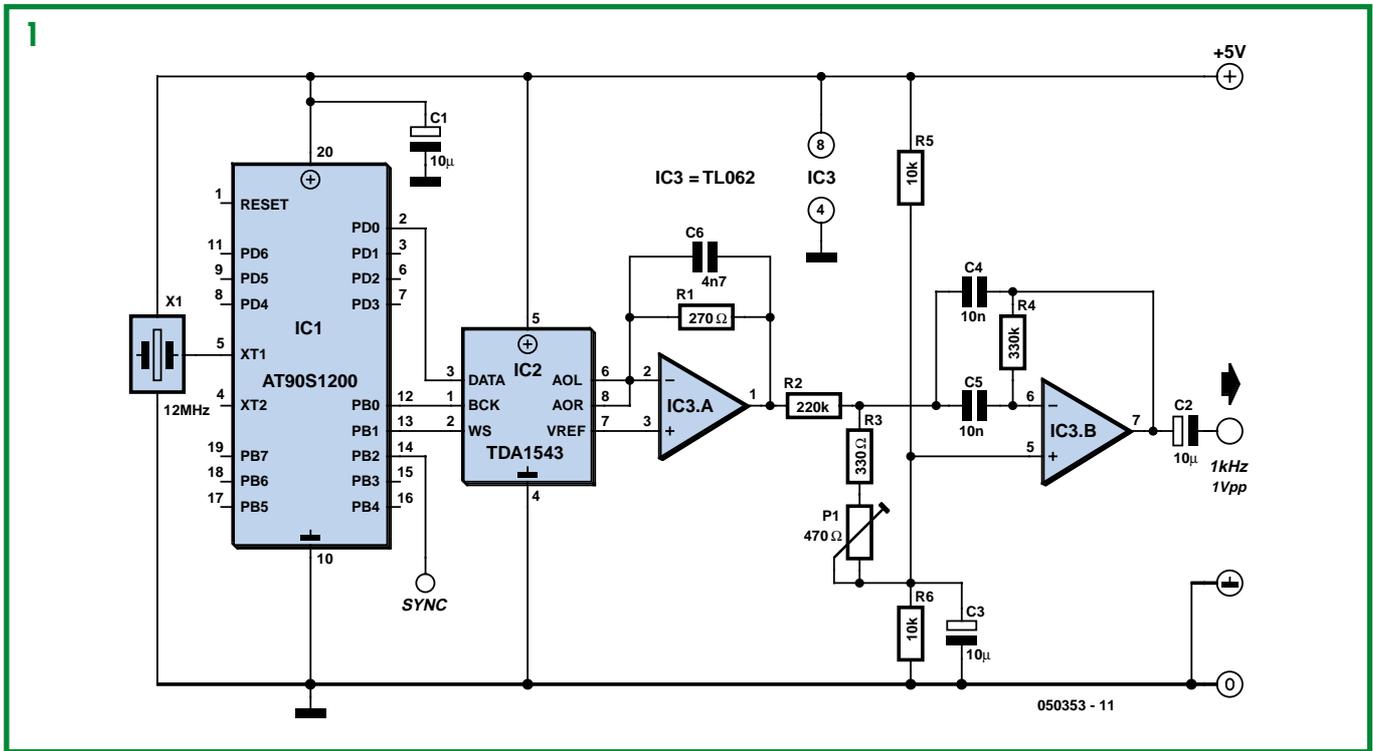
Une toute petite astuce permet cependant d'augmenter le gain de l'antenne. On connecte, à l'extrémité du fil de l'antenne d'une contre-fiche unipolaire (une cosse cylindrique mâle + contre-cosse femelle par exemple). On dote l'une des extrémités d'un morceau de fil de câblage souple de la fiche de connexion correspondante que l'on enfiche dans le connecteur dont on a doté le fil d'antenne d'origine. On pourra ensuite fixer le fil de câblage à l'aide de quelques punaises sur le dessous du cadre du lit ou derrière sur le dos d'une armoire par

exemple. Si le gain offert par l'antenne n'est pas encore suffisant il restera la solution de doter l'extrémité libre du fil de câblage d'une fiche pour antenne avant de l'enficher dans la prise d'antenne. On peut fort bien se contenter de contenir de ne relier le fil de câblage qu'au blindage et non pas à l'âme de la prise d'antenne. Il est également possible de réaliser une interconnexion capacitive par le biais d'un petit condensateur de quelques picofarads (pF). Autre solution, se contenter de fixer le fil de câblage mécaniquement (en non pas électriquement)

au boîtier de la prise, sachant que cette technique se traduit par l'établissement d'un couplage capacitif suffisant. Il va sans dire que l'on pourra, si la prise d'antenne centrale se trouve à proximité suffisante du radio-réveil, se passer de cette extension en fil de câblage et enficher le fil d'antenne du radio-réveil directement dans la prise d'antenne. Cette approche est particulièrement recommandée lorsque le radio-réveil se trouve dans un volume enveloppé par des murs et des dalles de plancher et de plafond en béton armé.

(014055-1)

Générateur sinusoïdal de référence numérique



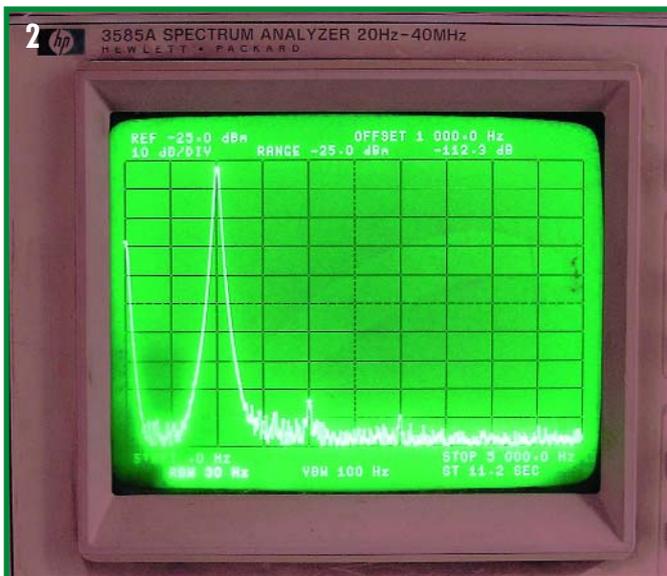
Martin Ossmann

On a souvent besoin, lors de mesures et de tests, comme signal de référence, d'un signal sinusoïdal de 1 kHz, aussi propre et à la fréquence aussi exacte et stable que possible. L'une des approches les plus utilisées est un oscillateur à pont de Wien. Il est bien évidemment possible, en cette époque de du numérique à tout crin, de faire bien mieux : un microcontrôleur

fournit un signal à un CNA (Convertisseur Numérique/Analogique) dont le signal de sortie passe au travers d'un filtre passe-bande où il est débarrassé des fréquences de substitution (*alias*). On obtient ainsi un signal dont la fréquence a la stabilité du quartz, au spectre très propre et à l'amplitude parfaitement stable, caractéristiques très précieuses lorsque l'on doit effectuer des mesures sur des bandes étroites.

La **figure 1** montre la concrétisation de ce concept. Le CNA 16 bits utilisé ne coûte pas même un euro. L'ensemble de l'électronique reste d'un prix abordable. Le microcontrôleur IC1 génère, par période de 1 kHz, 74 échantillons au format I²S. Le taux d'échantillonnage atteint ainsi 74 kHz, valeur sensiblement plus élevée qu'avec un CD. Les 2 sorties de courant du CNA, IC2, sont prises en parallèle ce qui se traduit par un rapport signal/bruit

meilleur. Le premier amplificateur opérationnel intégré dans le TL062 fait fonction de convertisseur courant/tension. Le second ampli op est monté en passe-bande. On joue sur P1 pour obtenir la tension de sortie maximale. On voit en **figure 2** le spectre mesuré. La première et la seconde harmonique se situent chacune à plus de 80 dB en deçà du signal de 1 kHz. Les fréquences de repliement (*alias*) à proximité de la fréquence de



74 kHz ont subi une atténuation telle qu'elles ne sont pratiquement plus détectables. On aura vite fait de réaliser le montage sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles (figure 3). Il est recommandé d'opter pour une alimentation par piles ou accus (nous avons utilisé

ici 4 cellules NiMH) pour être certain d'éliminer tout risque de boucle de bruit lors de la mise en oeuvre du circuit pour effectuer des mesures. En conclusion : le générateur de référence de 1 kHz alimenté par piles présenté ici ne requiert pas de réglage délicat et se passe de

selfs ou de condensateurs spéciaux aux tolérances sévères ne devrait pas même vous coûter 5 euros en composants. Le logiciel requis par ce projet gratuit est disponible sur notre site www.elektor.fr sous la dénomination **EPS050353-11**.

(050353-1)

Note au sujet du AT90S1200 : Atmel a déclaré ce composant obsolète, mais on le trouve encore un peu partout. Il existe un composant pouvant s'y substituer, cf. la Note d'application d'Atmel AVR093 : « Replacing AT90S1200 by ATtiny2313 ».

Commutateur RS-232 en courant continu

Waldemar Pieczarek

Il n'y a aucune raison, si l'on veut piloter une vanne magnétique ou n'importe quel autre consommateur de courant continu, d'avoir à faire appel à une carte de mesure spécialisée. S'il n'y a qu'à commuter un seul canal, on peut fort bien utiliser une interface de l'ordinateur pour attaquer un transistor de puissance. Dans l'exemple décrit ici nous utilisons l'interface série. Lors de l'ouverture d'un canal sériel, la ligne RTS (Ready To Send) est forcée au niveau haut. Lors de la fermeture du canal elle est remise au niveau bas. Il suffit ainsi tout simplement d'ouvrir et de fermer une interface série pour générer un signal de commande permettant d'attaquer un transistor de puissance. Nominale, l'interface RS-232 travaille à des niveaux de tension de ± 15 V. Sur certains ordinateurs, ces niveaux se situent à des valeurs de tension plus faibles. Le circuit doit pouvoir identifier les différents niveaux et partant également le niveau bas de potentiel négatif.

Le transistor de puissance que nous allons utiliser ici est un FETMOS de International Rectifier (IPS031) présenté en boîtier TO-220. Ses caractéristiques marquantes :

- Protection de température intégrée (165 °C)
- Mise hors-circuit en cas de surintensité (12 A)
- Protection contre les décharges électrostatiques (4 kV)
- $RD_{S(on)} = 60$ mΩ

Aux températures ambiantes régnant sous nos latitudes (jus-

qu'à 50 °C donc), ce FETMOS peut commuter des courants allant jusqu'à 4 A sans nécessiter de radiateur.

On trouve, en **figure 1**, le schéma de principe qui suppose qu'il n'existe pas de liaison galvanique entre le PC de commande et la boucle de courant à commuter. Il est important en outre que le circuit de charge soit polarisé correctement lors de sa connexion au

commutateur RS-232. L'électronique de la **figure 2** se compose d'une embase sub-D à 9 contacts et 5 autres composants. Le niveau haut fourni par l'interface RS-232 par le biais de la ligne RTS et limité, de par la présence de R1 et de la diode zener D2, à 5,6 V attaque la grille de T1. En cas de niveau bas négatif sur RTS, la diode D1 bloque et protège ainsi, de

concert avec D2, la grille du FET.

La diode D1 sert à bloquer le niveau bas négatif de l'interface. D3 protège le transistor et l'interface en cas d'inversion de polarité de la tension continue appliquée aux deux embases du commutateur RS-232. C'est aux caractéristiques de la diode utilisée, une 1N5400, que l'on doit la limitation du courant de charge à 3 A au maximum.

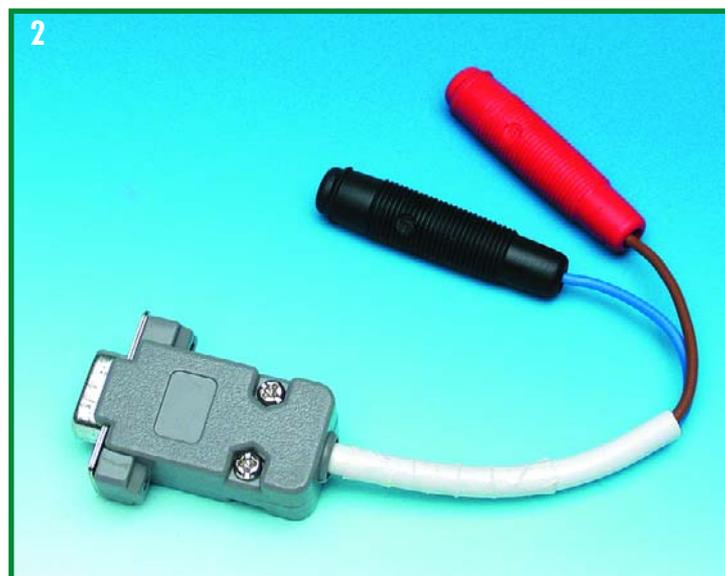
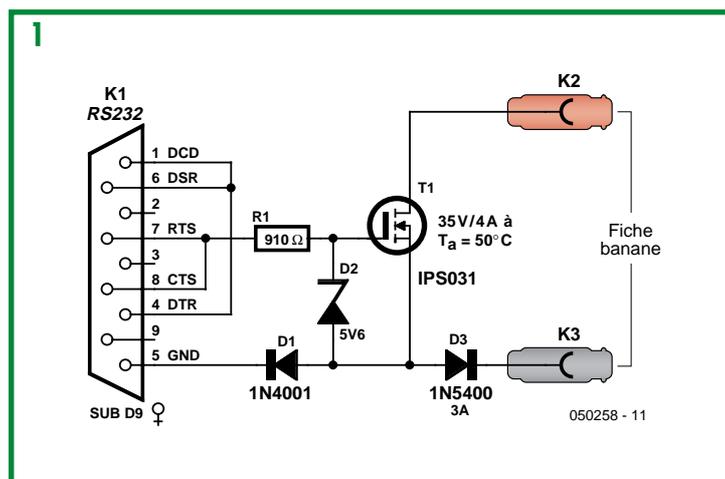
Le montage fonctionne avec tous les niveaux RS-232, même dans le cas d'un niveau TTL unipolaire de 5 V. Il faut cependant tenir compte, dans le cas de tensions de commande (trop) faibles, de l'augmentation de la résistance d'activation du transistor ($RD_{S(on)}$). L'auteur a intégré le montage dans un capot RS-232 rallongé. Les bornes destinées à se voir connecter la charge pourront tout simplement prendre la forme de fiches bananes 4 mm (cf. photo).

Cette solution permet des fréquences de commutation pouvant atteindre jusqu'à 30 Hz, cette fréquence variant en fonction du PC utilisé et de la charge de travail du processeur. Aux fréquences plus élevées Windows produit des variations de plus en plus importantes des durées de commutation, ce que l'on appelle de la gigue (jitter).

Comme nous le disions plus haut, il suffit d'ouvrir l'interface série pour activer la charge, la fermeture de l'interface se traduisant par une désactivation de la charge. En Qbasic les choses s'énoncent ainsi :

Activation : OPEN
 "COM1:9600,N,8,1" FOR
 OUTPUT AS #1
 Désactivation : CLOSE 1

(050258-1)

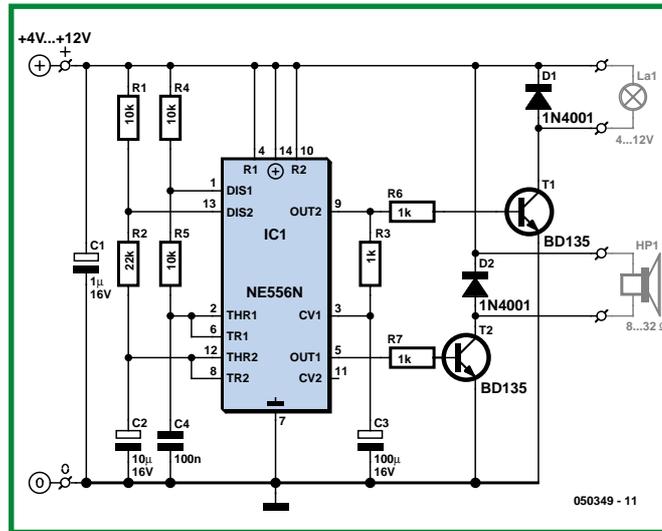


Sirène FBI + clignotant

Arthur Schilp

Ce circuit super simple reproduit le signal sonore caractéristique des sirènes dont sont dotées les voitures de la police américaine. En outre, il comporte une ampoule qui clignote au rythme du signal acoustique. Le montage est en mesure de fournir 1 A sans le moindre problème pour une ou plusieurs ampoule mais aussi pour le haut-parleur de sorte qu'il est possible de créer un véritable spectacle « Son et lumière » en un rien de temps et à peu de frais.

Le coeur du circuit prend la forme de 2 multivibrateurs astables à base de circuit intégré temporisateur de type 555 (ils se retrouvent tous deux dans un même NE556, mais rien n'interdit non plus d'utiliser une paire de 555 distincts). Comme nous le disions cette paire de temporisateurs travaille en multivibrateur astable.



Le paramétrage du premier temporisateur est défini par les valeurs des résistances R1, R2 et du condensateur C2; le signal qu'il fournit dans ces conditions est un rectangle d'une fréquence de 2 Hz environ disponible à sa

broche 9. Ce signal attaque un transistor de puissance, T1, qui produit l'allumage et l'extinction de la lampe. Le second 555 voit son paramétrage défini par R4, R5 et C4 et fournit à sa broche 5 une tension rectangulaire qui per-

met à T2 de piloter le haut-parleur. La variation de la tension en sortie du premier temporisateur (broche 9) produit, continuellement, une charge puis une décharge partielles du condensateur électrochimique C3 au travers de la résistance R3. C3 attaque l'entrée de commande du second temporisateur (broche 3), de sorte que ce dernier se comporte en OCT (**O**scillateur **C**ommandé en **T**ension, aka **V**CO pour **V**oltage **C**ontrolled **O**scillator). Ceci se traduit par une croissance puis une décroissance de la fréquence de la tension rectangulaire appliquée au haut-parleur variation qui produit le son classique d'une voiture de police américaine.

Vu le faible nombre de composants « impliqués dans cette affaire », on pourra réaliser facilement ce montage sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles.

(050349-1)

Solution du Trick.e de décembre

Einstein a obtenu le Prix Nobel pour ses travaux sur l'effet photoélectrique. Et c'est très précisément de ce qu'il s'agit dans le présent exercice. Si l'on veut avoir génération de courant dans un LED suite à son illumination par de la lumière il est une condition importante : l'énergie des photons doit être suffisante pour pouvoir pointer la fameuse « bande interdite » (*bandgap*). Si l'énergie des photons est trop faible, il n'y aura pas de génération de courant. Le nombre d'électrons produits, c'est-à-dire l'intensité du courant, est alors proportionnel à l'intensité de la lumière.

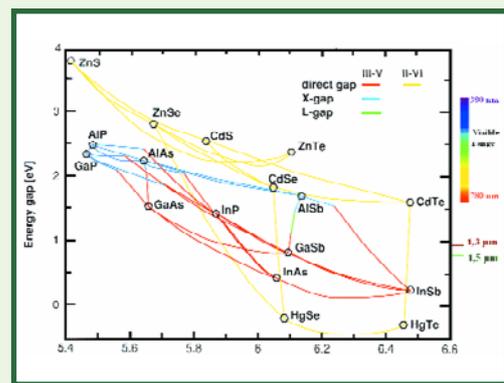
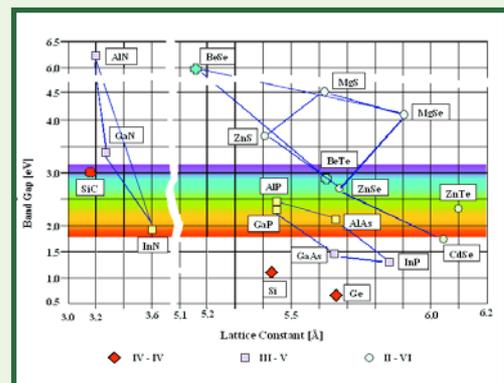
L'énergie W des photons présente une relation avec la longueur d'onde λ , à savoir « »

$$W = hc/\lambda$$

Dans cette formule, $h = 6,625 \cdot 10^{-34}$ As est la constante de Planck et $c = 2,997 \cdot 10^8$ m/s représente la vitesse de la lumière dans le vide. Couramment, la bande interdite possède le symbole eV. Dans ces conditions, 1 potentiel de 1 V. Sachant qu'un électron possède une charge de $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ As, 1 eV

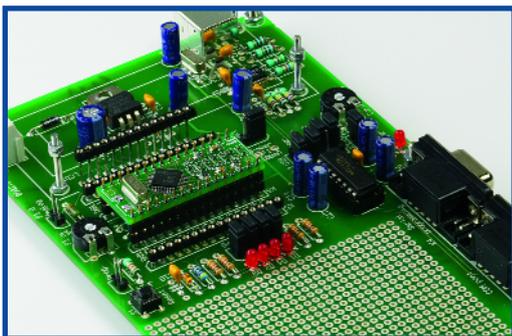
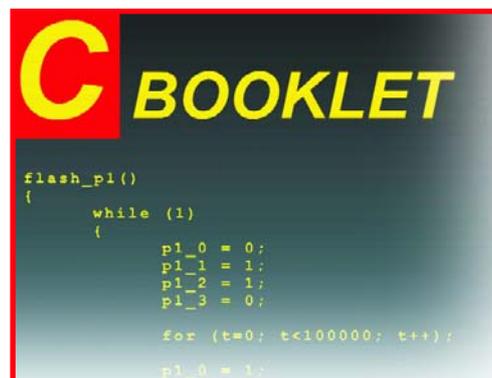
égale de ce fait $1,602 \cdot 10^{-19}$ VA. Il est possible de fabriquer des LED vertes à base de phosphore de gallium (GaP). Dans ce cas-là la bande interdite est de 2,19 eV, ce qui se traduit par une longueur d'onde λ de 565 nm. Comme un pointeur laser rouge émet un pinceau de bande étroite à $\lambda = 650$ nm, ses photons ne possèdent pas suffisamment d'énergie pour générer un courant photonique mesurable. Une LED jaune elle non plus ne génère pas de courant photonique. Les 2 résultats absents dans le tableau de la dernière question doivent par conséquent être $I = 0$ nA. Dans les limites permises par la précision d'une mesure, une mesure pratique confirme ce résultat. Le site ci-dessous donne un panorama intéressant sur les matériaux semi-conducteurs et les bandes interdites :

www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/semi_en/kap_5/backbone/r5_1_4.html



MINI-COURS : PROGRAMMER EN C

De plus en plus d'électroniciens travaillent avec des microcontrôleurs, ce qui les amène écrire leur propres programmes. Bien souvent il s'agit d'assembleur dans le cas de programmes compacts, mais dès lors qu'il s'agit de programmes plus importants ou que l'on a affaire à des fonctions spéciales (mathématiques par exemple), il est préférable d'opter pour un langage de programmation de plus haut niveau qui n'en est pas moins efficace pour cela, tel que le C. On y gagne en travail et donc en temps ! Le prochain numéro sera enrichi d'un fascicule gratuit qui élucidera les éléments de base de la programmation en C et donnera quelques exemples intéressants pour la carte R8C décrite dans le présent numéro.

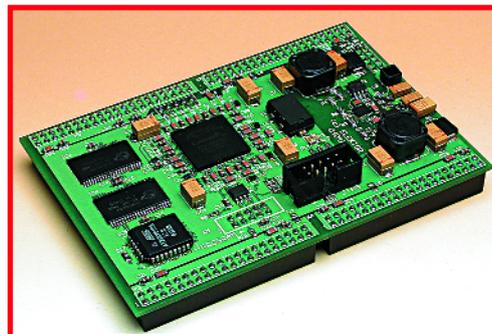


CARTE D'APPLICATION POUR LE R8C

Le premier module à R8C/13 qui a servi à nos premières expériences dans ce numéro de février, possède bien plus de capacités. Il n'est cependant possible d'en tirer la substantifique moelle que si l'on dispose d'une carte-mère offrant autant de cordons ombilicaux pour un accès aisé vers l'extérieur. La carte d'application décrite dans le prochain numéro offre, entre autres, 2 ports sériels, 1 connecteur USB, une embase destinée à être connectée à un module LCD, une alimentation régulée, une rangée de LED de signalisation et un champ d'expérimentation à pastilles très pratique.

MODULE FPGA UNIVERSEL

Il devient de plus en plus facile de remplacer toute une ribambelle de circuits numériques en tous genres par un seul et unique composant complexe appelé FPGA. Ceci a des avantages indéniables quant à la taille de la platine mais aussi sur la vitesse de fonctionnement, bien supérieure à celle que permettraient d'atteindre des composants numériques discrets. Malheureusement, ces FPGA n'existent qu'en boîtiers CMS pratiquement impossibles à souder à la main (ne parlons pas des boîtiers BGA). C'est l'une des raisons pour lesquelles Elektor a développé un module FPGA multi-couches doté d'un FPGA puissant épaulé par une quantité intéressante de RAM et de mémoire Flash et qui vous sera proposé tout monté.



Attention, le numéro de mars devrait être en kiosque aux alentours du 15 février.

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

The screenshot shows the Elektor website interface. At the top, there's a navigation bar with 'elektor' logo, 'Elektor à l'essai', and links for 'Plan du site', 'Login', and 'Inscription'. Below this are tabs for 'ACCUEIL', 'MAGAZINE', 'RÉALISATIONS', 'e-CHOPPE', 'ABONNEMENTS', 'FORUM', and 'SERVICES'. The main content area features several sections: 'Dernière édition' with a featured article 'Platines à CMS - suites - nu four', 'Librairie ELEKTOR : meilleures ventes' with a promotion for 3 books for 49€, 'Cette semaine...' with news about the team and a download offer, 'Avenir de l'image numérique' with news about a camera prototype, and 'Un tout petit circuit pour commander jusqu'à dix touches à effleurement'. On the right side, there's a search bar, 'Services' (E-blocks, e-weekly, Mes questions, DVD - enquête, Mon panier, F.A.Q., FAQ 9FS USB, FAQ Condi-C-ndra), and 'Meilleures ventes' with a featured magazine 'Magazine de Janvier 2006' for 5,95€.