

Entrez sans frapper

Capteurs d'empreinte

La sécurité avant tout:

- Sceau électronique
- Verrou Flash pour PC
- Lisez les puces RFID-TIRIS



Identification biométrique



Transparence Émulateur 27C512



La sécurité avant tout

Vous n'aurez pas manqué de le constater, une fois n'est pas coutume, le sommaire de ce numéro correspond bien à l'avant-première du numéro de septembre, tant dans son esprit que dans sa forme.

Depuis la date-tournant qu'est le 11 septembre 2001, la sécurité est devenu le maître-mot de toutes les activités auxquelles nous nous adonnons. Elle s'est en effet distillée dans notre vie de tous les jours : sécurisation de notre domicile, défense de ses ordinateurs contre des attaques extérieures de plus en plus fréquentes (plus d'une vingtaine à l'heure en moyenne sur Internet), protection des passagers et du conducteur dans les véhicules.

Nous en abordons différents aspects tout au long des articles de ce numéro.

La biométrie dans le collimateur vous apprendra où en est actuellement cette technique.

La clé au bout des doigts permet d'entrer sans frapper.

Colossus Jr, le sceau électronique, montre qu'il vaut mieux authentifier les données que les cacher.

Il en est encore d'autres que nous vous laissons le plaisir de découvrir...

Mais nous avons également porté nos regards sur d'autres domaines que la seule Sécurité (vous noterez le S majuscule). Ainsi, pour *Transparence*, notre émulateur pour 27C512, nous avons, plus que par le passé, suivi dans le détail la pensée de son concepteur. Vous pourrez ainsi voir tout ce à quoi il faut penser lorsque l'on se lance dans un projet de cette envergure.

Bonne lecture.

Profitons d'un reste de place dans cet Editorial pour lancer un nouvel appel à tous ceux d'entre nos lecteurs qui aimeraient tant que d'autres profitent de leurs réalisations. Il n'est pas nécessaire que leur montage soit parfait, l'essentiel est qu'il marche, nous avons des ingénieurs spécialisés dans le suivi de ce genre de projet... Chiche ?

Guy Raedersdorf Rédacteur en chef

16 LA BIOMÉTRIE DANS LE COLLIMATEUR



La biométrie suscite beaucoup d'intérêt à l'heure actuelle, notamment parce qu'elle va s'appliquer à la confection des passeports. Pourtant, la biométrie n'est pas encore très avancée. Dans pas mal d'applications, ses performances atteintes dans nombre de systèmes récents sont insuffisantes et il faudra encore de sérieuses recherches pour les améliorer.

22 La clé au bout des doigts

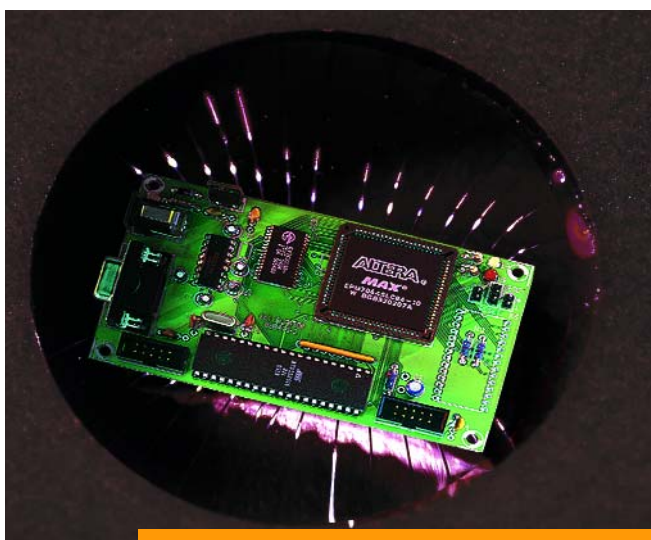


L'électronique se chargera bientôt de tout et du reste. Mais cette personne a-t-elle vraiment le droit de se servir de cet appareil ? Les mots de passe n'ont pas fait leur preuve comme identifiants. On s'est donc tourné vers la biométrie.

38 Colossus Jr.



La cryptographie ne concerne pas seulement le secret, elle a un autre usage, qui consisterait plutôt à garder les choses « à l'air ». Cet autre usage, qui relève à juste titre du « tout sécurité », est celui du « sceau électronique » outil d'authentification des informations, permettant de vérifier qu'elles n'ont pas été falsifiées voire d'empêcher leur falsification.



52 Transparence

Il nous a semblé intéressant, en partant d'un projet concret, celui d'un émulateur pour EPROM 27C512, d'entrer un peu plus dans le vif du sujet de manière à illustrer le déroulement du processus amenant à réaliser un tel montage.

théorie

- 16** La biométrie dans le collimateur
- 22** La clé au bout des doigts
- 32** Bientôt le WiMAX

pratique

- 38** Colossus Jr.
- 44** Lecteur de puce RFID TIRIS
- 48** Verrou Flash pour PC
- 52** Transparence :
Émulateur 27C512 évolutif
- 62** Des doigts virtuels
- 66** Câble de commutation
électronique
- 76** Secrets du concepteur

technologie

- 28** Capteurs d'empreinte
- 70** DELPHI pour électroniciens
Partie 8 : Le DelphiStamp

info & marché

- 06** Ours
- 08** Courrier
- 09** Mises au point
- 12** Infos & actualités
- 84** Avant-Première de Novembre

récréation

- 69** Bruits de labo
- 75** Rétronique :
Horloge-étalon d'Elektor
- 78** TRICK.e
du Professeur Ossmann

**28ème année, N° 328,
octobre 2005**

ISSN 0181-7450

Commission paritaire N° 1004U8313

SEGMENT B.V. / ELEKTOR

Chez W.W.S. International
38, rue la Condamine

75017 PARIS

Téléphone : 01.42.61.18.75

Télécopieur : 01.42.61.18.78

Internet : www.elektor.fr

Numéro de compte :

18739 00001 00200769901 92

IBAN :

1873 9000 0100 2007 6990 192

Monnaie : Euro

Branche ABN AMRO : Paris, France

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

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

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

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

Rédacteur en chef international :
Mat Heffels

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

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

Secrétariat de rédaction :
Hedwig Hennekens

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

Maquette et graphisme :
Ton Gulikers, Giel Dols

Directeur/éditeur :
Paul Snakkers

Responsable marketing :
Margriet Debeij

Administration des ventes :
(ventes@elektor.fr)

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

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

DROITS D'AUTEUR :
© 2005 Segment B.V.
Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425). Certains circuits, dispositifs, compo-

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

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

Imprimé aux Pays-Bas par
Tijl-Offset - Zwolle

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

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

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

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

Le département Clients est accessible les jours ouvrables de 10h00 à 12h30 et de 13h30 à 16h30.

Si vous avez des questions concernant votre abonnement, vous pouvez appeler ce département au numéro 01.42.61.18.75

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

Prix au numéro

France	5,75 €
DOM Surface	6,80 €
DOM Avion	8,50 €
Belgique	6,35 €
Suisse	10,90 FS
Canada	8.10 \$Can

Abonnement d'un an standard

France	59 €
Belgique	65 €
Suisse	110 FS
DOM Surface	77,50 €
DOM Avion	101 €

Étudiant

France	47,20 €
Belgique	52 €

Abonnement de 2 ans standard

France	106,20 €
Belgique	117 €
Suisse	198 FS
DOM Surface	139,50 €
DOM Avion	181,80 €

Étudiant

France	84,96 €
Belgique	93,60 €

Abonnements : WWS

E-mail : ventes@elektor.fr

Commandes/Ventes

E-mail : ventes@elektor.fr

Abonnement PLUS d'un an

France	68,50 €
Belgique	74,50 €
Suisse	130 FS
DOM Surface	87 €
DOM Avion	110,50 €

Étudiant

France	56,70 €
Belgique	61,50 €

Abonnement PLUS de 2 ans

France	125,20 €
Belgique	136 €
Suisse	238 FS
DOM Surface	158,50 €
DOM Avion	200,80 €

Sous réserve de modification de prix.

Caractéristiques du transfo de votre étage de 200 W

Bonjour, dans le n° d'été double, vous décrivez un étage de sortie de 200 watts.

Quelles sont les caractéristiques du transformateur à uti-

liser pour l'alimentation de cet étage ? 2 x ? volts, ? VA. Merci d'une réponse rapide. Sincères salutations.

R. Lefevre (par E-mail)

Une enquête auprès de l'ingénieur responsable de ce projet

nous a donné les éléments suivants. Les niveaux de tension d'entrée affichés + et -49V requièrent l'utilisation d'un transfo de 2 x 35 V et d'une puissance de 300 VA.

Impression de dessins de circuit imprimé

J'ai acheté, par le biais de votre site Internet, un certain nombre de fichiers .pdf (« simulateur d'accu », novembre 2004 et « jouvence pour accu », octobre 2001). Si maintenant je désire réaliser une vraie platine à partir de ces .pdf, à quelle échelle dois-je les reproduire ? Il me semble qu'il y a une solution plus simple que d'adapter l'échelle jusqu'à ce que les pat-tes d'un circuit intégré tombent pile dans les trous. Il doit bien y avoir un truc !

George Bouter

Les dessins de circuit imprimé (print-layout) que comportent les articles sont, normalement, proposés à une échelle de 100%. Dans le cas d'une échelle différente (plus petite) la valeur de l'échelle utilisée est indiquée dans la légende. Il est important, dans le cas des dessins de platine, de veiller à ce qu'impression se fasse à la taille réelle, les options « Shrink to fit » ou « Fit to Page » du menu d'impression doivent être décochées. A noter que nous avons publié dans le numéro de mai 2003 un article intitulé « Impression de dessin de circuits ». Cet article s'étend plus dans le détail des problèmes rencontrés lors d'impressions sous Acrobat Reader et autres programmes tournant sous Windows. Il vaut sans doute la peine d'être (re)lu.

Lampe de poche à LED en 2 variantes

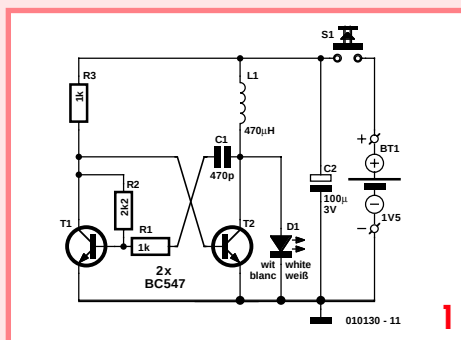
J'ai utilisé un schéma décrit dans un article d'Elektor baptisé « Lampe de poche à LED » (NdLR : Elektor n° 288, juin 2002, cf. figure 1). Il fonctionnait mais la LED blanche était faible. J'ai aussi utilisé un autre schéma de www.circuitsonline.nl (NdLR : cf. figure 2) utilisant lui aussi une LED travaillant à 1,5 V. Pouvez-vous m'expliquer où se trouve la différence ?

Arjan van Draanen

Nous avons demandé à Karel Walraven, ingénieur en chef de notre laboratoire de nous expliquer la différence entre les deux. Comme le montrent les schémas, les 2 circuits sont très proches. Voici son commentaire.

Sur notre montage la self-induction est 5 fois plus importante, de sorte que le courant à travers la LED sera lui aussi 5 fois moindre. De plus, notre rapport cyclique est légèrement plus faible et le gain des transistors utilisé est également légèrement moindre. En 2 mots, nous n'avons pas pris de risque.

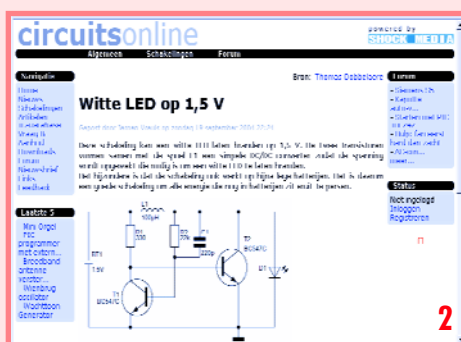
Un mot peut être en ce qui concerne les selfs, ces composants toujours quelque peu mystérieux même pour les électroniciens. Une self est en mesure de stocker momentanément de l'énergie électrique vu qu'elle est en mesure de convertir du courant électrique en « courant magnétique ». Pour éviter que ce courant magnétique ne se perde il faut qu'il reste en mouvement (par conséquent qu'il change de valeur). La self génère pour cela à ses bornes une tension telle que le courant continue de circuler, jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de courant. Je peux donc ainsi commencer par envoyer du courant dans une self pour ensuite le faire ressortir. Vous n'allez pas manquer de rétorquer mais à quoi cela me sert-il ? Il est possible ainsi de charger une self rapidement pour la décharger très progressivement ou l'inverse, ou encore de la charger à très faible tension pour lui demander ensuite de fournir une tension importante. Supposons, pour ne pas compliquer les choses, que les 2 circuits travaillent à la même fréquence et aient le même rapport cyclique. Dans ces conditions, le circuit de Circuitonline possède une self de capacité 5 fois plus faible, de sorte qu'il y circule un courant 5 fois plus intense. Le courant est appliqué à la LED de sorte que le courant de LED est 5 fois plus important et que la LED brille plus fort. Que se passe-t-il si d'autres paramètres différent eux aussi ? A un rapport cyclique (le temps pendant lequel il circule du cou-



rant dans la self) moindre, la self stocke moins d'énergie et pourra de ce fait également en fournir moins. Le circuit d'Elektor est plus circonspect, vu le branchement différent de la résistance de 22 kΩ. À une fréquence plus faible, le courant a plus de temps de croître à travers la self. La quantité d'énergie stockée dans la self est même proportionnelle au carré du courant. La LED doit quant à elle être illuminée plus longtemps. Tous comptes faits, à une fréquence plus faible la LED a une intensité lumineuse plus importante.

Il faut concevoir le circuit pour que les courants puissent effectivement y circuler. Les caractéristiques des transistors présentent ainsi une importance primordiale. Si leur gain est trop faible ou que leur tension de saturation est trop importante, le courant ne peut pas atteindre sa valeur maximale. Le schéma de Circuitonline utilise des BC547 de type C, ceux qui ont le gain le plus élevé.

Il faut également que la self utilisée puisse supporter les courants (5x) plus importants, vu que l'on a sinon des pertes additionnelles. Pire encore, comme le courant n'est plus freiné par la self, il peut atteindre une valeur entraînant la destruction du transistor.

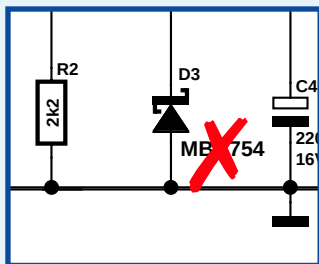


Règles du jeu

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

Chef W.W.S.
38, Rue la Condamine
75017 Paris - France

MISES AU POINT



Assistant de Navigateur, (040148-1), Elektor n°325/326, juillet/août 2005,

page 101 et suivante

Sur le schéma il y a une diode D3 (MBR754). N'y a-t-il pas une erreur typographique ? La fiche de caractéristiques du LT1074CT donne une MBR745. De même la diode MBR754 n'est référencée nulle part sur le Net. Merci Monsieur Schotsmans, de cette observation judicieuse. Il s'agit en effet d'une faute de frappe, une erreur typographique dans les termes du métier. À noter que l'on pourra utiliser, pour cette diode, n'importe quelle diode Schottky capable de supporter quelques ampères.

Code secret sur une seule touche, (040481-1), Elektor n°325/326,

juillet/août 2005, page 92 et suivante

Le schéma et la liste des composants comportent une erreur. L'afficheur LD1 doit être du type à cathode commune et non pas comme mentionné par erreur, à anode commune. De ce fait, tant le dessin du composant que sa dénomination sont à changer. Les broches 3 et 8 deviennent

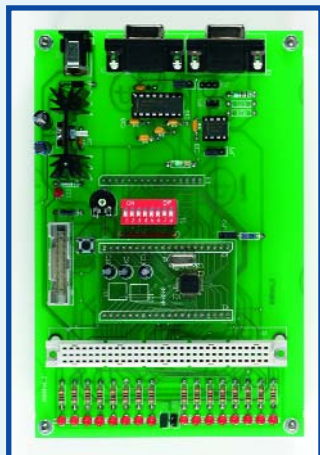


alors CC et le numéro de type SA56-11SRWA. À noter que l'on pourrait également envisager d'utiliser un LSHD-5503 de LITE-ON.

Carte de développement LPC210x 'ARMée', (040444-1) Elektor n° 322,

avril 2005, page 44 et suivantes

L'article ne comporte pas certaines de notes préparées par l'auteur et qui expliquent un certain nombre de choses. Les résistances R24 et R25 sont des résistances de forçage au niveau haut et au niveau bas externes respectivement chargées d'assurer une terminaison correcte d'une ligne ouverte. 390 Ω



est une valeur typique pour ce genre de composants à une telle position. Certains lecteurs nous ont demandé à quoi servait le cavalier JP5. Ce jumper sert à déterminer la valeur de la résistance de terminaison du circuit RS-485 (R23). Il n'y a pas de problème en principe à le laisser en place en toutes circonstances.

Le paramétrage des cavaliers JP4 à JP7 doit se faire de la manière suivante :

Positionnement pour 2 ports RS-232 : JP4 = 2-3, JP5 = ouvert, JP6 = 1-2, JP7 = 1-2.
Positionnement pour 1 port RS-232 et 1 port RS-485 : JP4 = 1-2, JP5 = fermé, JP6 = 2-3, JP7 = 2-3.
Pour JP4, JP6 et JP7, la broche 1 se trouve du côté du

coin raboté.

Si vous lisez couramment l'anglais, le site de nos collègues anglais, www.elektor-electronics.co.uk/ propose de plus amples informations au sujet du système ARMée.

Antiparasite pour récepteur de modélisme, (054018-1), Elektor n°325/326,

juillet/août 2005, page 108 et suivante

Tant sur le schéma que sur le dessin des pistes de la platine il s'est produit une erreur au niveau des broches 1 et 2 des borniers K9 à K16 : celles-ci ont été interverties. Il n'est pas possible dans ces conditions, de connecter les servos directement à ces borniers. Si vous ne voulez pas toucher aux câbles des servos, il est facile de modifier data platine. Il faut pour cela intervertir les connexions 1 et 4 de la self L9. Interrompez, sur la platine, les lignes allant à ces 2 contacts et soudez ensuite un morceau de câble entre la broche 1 de la self et la broche 1 de K17. Il vous faut ensuite souder un second morceau de fil entre la broche 4 de la self et la broche 2 du bornier K17.

Vous pouvez maintenant connecter vos servos à la platine sans avoir à effectuer de modification au niveau de leur câblage. La platine de cette réalisation, qui peut être commandée auprès de www.thepcbshop.com, est modifiée en conséquence et peut donc être utilisée sans la moindre modification. Le nouveau numéro, 054018-1a ou lieu du 054018-1 qu'elle avait à l'origine, permet de l'identifier facilement.

L'électrosmog au ban, (05008-1), Elektor n°324, juin 2005, page 26 et suivantes

Le tableau 2 donné en page 28 comporte plusieurs

erreurs d'unité. Dans les colonnes 5 et 6, l'unité des nombres des rangées 7 à 10 devrait être un m, pour milli et non pas le µ de micro comme l'afficher fièrement le tableau ; ainsi, 1,8 µ doit devenir 1,8 m et ainsi de suite.

Analyseur OBD-2, (050092-1), Elektor n°325/326, juillet/août 2005,

page 20 et suivantes

Dans certains cas l'impulsion de réinitialisation (Reset) est trop courte ce qui se traduit par un allumage de la seule LED rouge, les LED verte et jaune restant toujours éteintes. Contrairement à ce que dit le texte de l'article, il est préférable d'implanter IC7 et C7. On dispose d'un point de soudage pour la patte négative (-) du condensateur électrochimique, sa patte positive (+) devra être reliée à la broche centrale de IC7.

Alimentation Numérique, (000166-1), Elektor n°281, 282,

novembre/décembre 2001, pages 52/30 et suivante

Il existe une petite incohérence entre le schéma de la page 53 et la liste des composants de la page 33. La résistance R34 fait bien 1 kΩ comme le dit le schéma et non pas 1 Ω/0W6 comme le dit par erreur la liste des composants. Merci Mr Audebrand.



Études concernant l'électrosmog

Chère rédaction, dans le numéro de juin 2005 d'Elektor vous avez comme thème fil rouge de votre numéro l'« Electrosmog ». Très bon article. Dans cet article l'expert de BUND, Mr Müller dit, au sujet des effets thermiques, que ces derniers semblent bien exister mais qu'il n'a pas été possible, jusqu'à présent, de le prouver. Ceci n'est pas exact. Dans le rapport de l'Institut Jülich (présenté le 9 mai 2005) les experts confirment qu'il a des effets sur le système nerveux central, les activités neuronales, la circulation sanguine cérébrale, l'EEG, le fonctionnement du cerveau et les performances cognitives. Ils constatent en outre qu'il s'agit d'effets non-thermiques (donc en-deçà des valeurs du service de la santé et que le rayonnement modulé en impulsions a le plus d'effet. A noter que l'Institut Jülich n'a pas rendu public le contenu complet du rapport. Ils se sont contenté d'un « Bedenken nicht gehärtet » (Soupçons non confirmés). Le rapport de l'Institut Jülich comporte une partie générale et 8 section spécifiques (A à H). On pourra le trouver à l'adresse suivante (en allemand uniquement malheureusement) :

www.emf-risiko.de/projekte/ergebn_bewlit.html

Frans van Velden

Le sujet a soulevé bien de la poussière. Mais en dépit de toutes les prises de position, nous n'en savons pas encore plus. Nous serions bien intéressés de connaître vos résultats quant à la détection d'électrosmog à l'aide de notre renifleur d'électrosmog décrit dans le numéro de juin.

Circuit imprimé pour l'anti-télécommande

Bonjour, je suis Pierre-Elisée Pocry et je m'étonne de ne pas pouvoir faire l'anti-télécommande (article 059 du

numéro d'été 2005) car le dessin du circuit imprimé n'est pas présent dans le numéro et je ne peux pas non plus en télécharger.

charger le dessin depuis mon ordinateur ...comment puis-je faire ?? Je ne connais pas non plus l'implantation des



composants ... merci de me répondre à xxx@fiscali.fr merci d'avance ...

Pierre-Elisée Pocry
(par E-mail)

Nous ne pouvons pas concevoir les circuits imprimés pour chacune des 107 réalisations décrites dans le numéro double (ceci est également vrai pour les autres montages publiés tout au long de l'année).

D'autant plus que le schéma en question, un 555 et une douzaine de composants passifs et actifs est d'une simplicité biblique.

Ce serait l'occasion pour vous de vous essayer à un programme de saisie de schémas et de dessin de PCB pour réaliser votre propre platine.

Une expérience très intéressante. Vous pouvez trouver des dizaines de programmes permettant de dessiner des PCB (Layo1PCB, Proteus, Eagle, Target3001!, etc.) sur Internet (il vous suffit d'entrer l'un de ces mots dans un moteur de recherche comme Google)... Bonne chance

Logique sans parasites

Dans le courrier des lecteurs du numéro 319, je lis une question de M. Ulrich Berg intitulée "Logique sans parasites". M'intéressant moi-même depuis longtemps à l'électronique pour trains, je prends la liberté de lui faire la réponse suivante, que vous pourriez sans-doute lui transmettre? :

- 1 : Ce sont les logiques à mémoire qui sont sensibles aux parasites, et non les logiques combinatoires. Aussi, dans l'exemple cité, ce n'est pas le 7407 qui est à suspecter (bien qu'on puisse effectivement le remplacer avantageusement par un ULN2803 ou 2804), mais plutôt le 7400 qui, si je comprends bien, est monté en bascule RS.
- 2 : Les circuits de la série HCT ont en principe une bien meilleure immunité aux parasites que les LS ou les TTL simples. Par contre, il ne faut pas oublier les résistances de pull-up sur les entrées inutilisées, déjà recommandées en LS, et je crois facultatives en TTL simple.
- 3 : La vitesse n'entre pas en cause, l'ordre de grandeur des temps de réponse des circuits étant toujours très inférieurs à celle des parasites.
- 4 : Il y a une alternative que j'ai souvent employée: faire de la logique avec des composants analogiques. Un LM339 ou LM324 peut très bien se monter en bascule RS, avec un hystérésis important et une impédance faible, donc une très faible sensibilité aux parasites.
- 5 : L'isolation galvanique complique beaucoup les montages sans apporter aucun avantage. Par contre la conception du circuit de masse, et le calcul des courants de retour dans celui-ci est capital. Mais c'est une question trop longue à détailler par courrier.
- 6 : M. Berg ne nous dit pas pourquoi il ne continue pas à utiliser des TTL ordinaires? Ça se trouve encore.
- 7 : Enfin, en matière de train électrique, les logiques à mémoire sont à éviter, pas seulement à cause des parasites, mais aussi et surtout des interventions humaines inattendues (comme enlever ou mettre un train sur la voie à la main) qui perturbent les logiques séquentielles. On pourrait aussi parler des faux contacts roue-rail, qui ont le même effet.

Jean-Pierre Maniquaire

Nous vous remercions de ces précisions qui ne manqueront pas de mettre le texte du courrier précédent dans une autre perspective.

Mesurer à partir de zéro hertz

J'aimerais bien effectuer des recherches sur les infrasons (0 à 30 Hz) présents dans l'atmosphère.

Je possède un analyseur FFT démarrant à zéro. Le problème auquel je me trouve confronté est de trouver un microphone capable de travailler à de telles fréquences et qui serait en mesure d'envoyer le signal, après que ce dernier ait subi une certaine amplification, vers l'analyseur et qui de plus aurait une réponse aussi linéaire que possible. J'ai vu que dans un numéro précédent vous avez décrit un baromètre sensible. L'idée d'utiliser ce MS5534 en tant que microphone basse-fréquence est-elle totalement abhérante ? Il serait peut-être possible de capter un petit signal quelque part sur votre montage avant de l'envoyer (après au besoin

JTAG et la carte ARMée

Chère équipe d'Elektor, sur la carte ARMée, l'embase K1 est reliée aux broches JTAG primaires de l'ARM de Philips. Pouvoir utiliser l'interface JTAG sur la carte ARMée requiert quelques modifications. Les voici, assaisonnées d'informations concernant certains points spécifiques auxquels vous pourriez vous trouver confronté lors de l'utilisation de JTAG avec la carte ARMée.

1. Signal DBG

Ce signal se trouve sur la broche 6 de K7. Il est forcé au niveau bas par R20. Il faut, pour valider les broches JTAG primaires de l'ARM de Philips, que DBG soit au niveau haut. Il vous faudra donc intercaler un inverseur ou un cavalier entre la broche DBG et le 3,3 V.

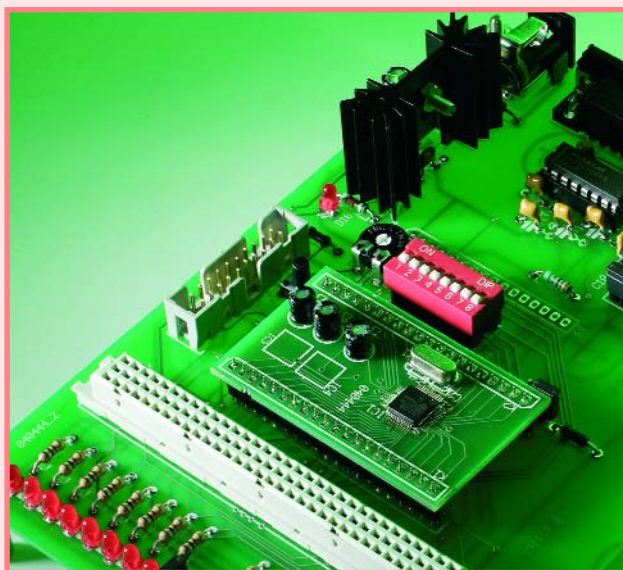
2. Signal nTRST

Ce signal est présent sur la broche 3 de K1. Philips n'est pas très clair quant à ce signal. Dans leur fiche de caractéristiques ce signal est baptisé soit TRST ou nTRST. La dénomination standard est nTRST vu qu'il est actif au niveau bas. ARM spécifie que ce signal comme étant piloté par une sortie en collecteur ouvert. De ce fait il requiert une résistance de forçage au niveau haut (pull up). D'après Philips il y a une pull-up de faible valeur dans le composant mais cela n'est pas toujours suffisant dans un environnement électriquement bruyant. Il est recommandé pour cette raison que vous intercaliez une résistance de 4k Ω entre les broches 1 et 3 de K1.

3. Signal RTCK

Ce signal se trouve sur la broche 11 de K1. Philips indique que RTCK doit se trouver au niveau haut pour valider la fonction de débogage (debug). Cependant, cette broche étant normalement une sortie, ceci n'est possible qu'à l'aide d'une résistance pull-up.

La nécessité de cette résistance dépend de l'ICE (In Circuit Emulator) que vous utilisez. Certains ICE n'utilisent pas RTCK, d'autres ont une pull-up interne. En cas de problèmes de débogage, ceci peut être un point à réexaminer. Les ICE ne supportant pas RTCK peuvent présenter des problèmes d'interface avec l'ARM7TDMI-S à des fréquences d'horloge faibles. RTCK a pour fonction de faire cesser l'envoi, par l'ICE, de données vers l'ARM à un taux plus élevé qu'il ne peut les lire – c'est un signal d'acquiescement (handshake). Aux fréquences d'horloge faibles l'horloge JTAG doit être ralentie. On pourra utiliser des ICE ne supportant pas RTCK tant que leur fréquence d'horloge JTAG est fixée à une valeur inférieure au sixième de la fréquence d'horloge de la CPU.



4. ICE Power

Certains ICE utilisent la broche 2 de K1 pour leur alimentation (la broche 2 est spécifiée à cette intention). Dans le cas d'ARMée, l'alimentation 3,3 V est fournie par le régulateur sur le dos de la carte du processeur. IL n'est pas doté de radiateur de sorte qu'il faut veiller à éviter une surchauffe du régulateur. La meilleure solution consiste à connecter votre ICE et à détecter la température de carte (au doigt) – si elle devient trop chaude à toucher, l'ICE en question ne convient pas à la carte ARMée.

Pas en pas dans le code Flash

Le noyau de l'ARM7TDMI-S possède 2 unités de point d'arrêt matériel de sorte que l'on peut, à tout instant, insérer 2 points d'arrêt dans le code. Typiquement, il en faut plus de deux de sorte que l'une des unités de point d'arrêt est paramétrée pour détecter une valeur de donnée spécifique plus qu'une adresse donnée, cette valeur de donnée spéciale servant à remplacer les instructions marquées par le point d'arrêt.

Lorsque l'ARM saisit l'instruction l'unité de point d'arrêt la reconnaît et arrête le noyau. On parle de points d'arrêt « mous » (soft) et leur nombre n'est pas limité. Cependant, pour pouvoir utiliser cette technique en Flash le débogueur doit savoir comment écrire en Flash. Dans la plupart des cas il ne le sait pas. Le résultat est que vous ne pouvez placer que 2 points d'arrêt en Flash (vu qu'il y a 2 unités de point d'arrêt). Par défaut, la plupart des débogueurs placent des points d'arrêt sur un nombre de vecteurs d'exception pour saisir certaines situations telles qu'interruptions de données. Pour cette raison il vous faudra supprimer ces « saisies vecteur » avant de disposer d'un point d'arrêt pour votre code. Comment vous y prendre pour ce faire dépend du débogueur que vous utilisez. L'exécution en mode pas à pas du code requiert elle aussi des points d'arrêt – la technique utilisée par le débogueur est de lire l'instruction à exécuter, à la décoder et à traiter la valeur suivante du compteur ordinal (PC) pour ensuite placer un point d'arrêt à cet endroit. En 3 mots, si vous voulez faire du pas à pas à travers votre code pour le déboguer, chargez-le en RAM ou chargez-le en Flash et inhibez les points d'arrêt de saisie de vecteur du débogueur.

J'espère que ces informations aideront les lecteurs ayant réalisé ce montage.

Dave (sur le Forum d'Elektor-UK)

l'avoir amplifié) vers l'analyseur ? Ou avez-vous d'autres propositions, convertir un subwoofer par exemple ?

Hugo van Veen

Le capteur de pression que vous évoquez présente malheureusement une inertie trop importante

pour pouvoir suivre les fréquences que vous évoquez.

Mesurer une fréquence de 0 Hz posera indubitablement un problème. Vous pourriez envisager d'utiliser un microphone à grande membrane car ce type de micro descend en règle générale assez bas. Utiliser un haut-parleur de

grave en micro est, comme vous le suggérez à juste titre, une autre approche possible (commencer tout simplement à le connecter à un préampli pour micro). Vous pouvez également voir ce que fait un élément piézo-céramique (récupéré sur un résonateur piézo). Vous pouvez monter cet

élément sur une fine plaquette; il fournira une tension en cas de mise en vibrations de la plaquette. Nous avons, par le passé, utilisé ce genre de capteurs de vibrations pour mesurer les vibrations de parois d'enceintes. Voici quelques idées qui pourraient vous servir de base d'expérimentation.

uPSD3400

Microcontrôleur 8 bits à 9 MIPS et USB 2.0

La famille de microcontrôleurs uPSD de STMicroelectronics s'est agrandie. La série uPSD3400 Turbo Plus se targue d'une puissance de calcul de 9 MIPS et communique à toute vitesse par son interface USB 2.0. Elle convient à une palette d'applications enfouies de plus en plus large et surtout pour celles requérant une capacité de mémoire importante. Au nombre des exemples typiques venant à l'esprit citons les automates industriels et les périphériques de points de vente tels que terminaux, imprimante série, scanner de code barres et lecteurs de cartes. Le cœur de ce processeur est un microcontrôleur 8032 tournant à

40 MHz qui traite chaque instruction en 4 cycles d'horloge. La présence, en interne, d'un bus 16 bits qui permet la saisie d'instructions de 2 octets en un unique cycle mémoire. Le microcontrôleur supporte la norme USB 2.0 en mode full-speed (12 Mb/s). Le système comporte 10 paires de points terminaux (In/Out) ayant chacun leur propre FIFO (First In - First Out) de 64 octets et supporte des transferts des types Control (commandé), Interrupt (par interruption) et Bulk (en vrac). Les composants possèdent 2 bancs de mémoire Flash indépendants, 8 octets de SRAM et plus de 3 000 portes de logique pro-



grammable à 16 macrocellules. Citons au nombre des autres fonctions périphériques un PCA 16 bits, un convertisseur A/N 10 bits à 8 canaux, des interfaces SPI et IrDA, 6 canaux PWM, un contrôleur de bus I²C Master/Slave, 2 UART standard, des fonctions de surveillance tel-

les que temporisateur chien de garde (watchdog-timer) et une détection faible tension (brownout) sans oublier 45 broches d'E/S universelles. Ces composants sont disponibles en boîtier TQFP.

www.stmicroelectronics.com

(057071-1)

La Coldfire Suite

pour les MCF547x/8x de Freescale



Crossware, une société de développement d'outils logiciels pour systèmes enfouis (*embedded*) vient d'annoncer une nouvelle mouture de son environnement baptisé ColdFire® Development Suite en le dotant de la capacité de supporter les microprocesseurs MCF547x et MCF548x de Freescale Semiconductor.

Les MCF547x et MCF548x sont des microprocesseurs haute vitesse basés sur le noyau V4e du ColdFire. Tous les microprocesseurs de cette série se caractérisent par une riche palette de périphériques de connexion, une unité de gestion de la mémoire, une double unité à virgule flottante (FPU) de précision et une unité de multiplication et d'accumulation

améliorée (eMAC = *enhanced Multiply And Accumulate*).

La Crossware Suite inclut un fichier d'entête en C distinct pour chacun des types de processeurs de la série. De ce fait, le concepteur a uniquement accès aux structures importantes ne concernant que le microprocesseur choisi de sorte qu'il ne court pas de risque d'écrire du code pour un périphérique qui n'existe pas sur le microprocesseur qu'il a choisi.

Le compilateur C Crossware génère un code mettant à profit les avantages spécifiques de la FPU, le simulateur Crossware simulant la double FPU, y compris les exceptions FPU et l'eMAC. Ceci permet aux développeurs de faire tourner du code utilisant ces unités à la fois avec et sans matériel.

L'interface Firefly USB BDM (*Background Debug Mode*) de Crossware a elle aussi été améliorée de manière à pouvoir traiter des spécificités aux cartes SOM (*System-On-Module*) Fire Engine de Freescale dotées de ces composants. Elle peut ainsi assurer la programmation des puces de mémoire ultra-sophistiquées K3 Strataflash d'Intel.

www.crossware.com

(057053-8)

PICDEM Z 2.4 GHz

Kit de démonstration des solutions par protocole ZigBee™

Microchip lance le PICDEM Z 2.4 GHz, un kit de démonstration ZigBee™ faible coût et de mise en œuvre facile. ZigBee™ est un protocole de communication sans fil. Cette plate-forme d'évaluation et de développement constitue un outil tombant à pic (sic) pour le concepteur ayant à travailler avec ZigBee™, le protocole standard pour les applications de commande et de surveillance en réseau sans fil. La carte PICDEM repose sur un microcontrôleur 8 bits de la famille PIC18 de Microchip. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, et ce que confirme la photo ci-contre, le PIC18 en question est un PIC18LF4620 doté de 64 Koctets de mémoire de programme en Flash ainsi que de nombreux périphériques analogiques, de commande et de communication. Un émetteur/récepteur CC2420 de Chipcon monté sur une platine auxiliaire assure la communication sans fil avec les autres « noeuds » ZigBee™. Cette dernière est reliée au PIC18 par le biais d'un port SPI. Le kit de démonstration se compose de 2 platines de base, de

2 cartes HF enfichables ainsi que le code-source du programme (y compris le logiciel de protocole gratuit).

A noter que Microchip propose pas moins de 30 PIC18F, des microcontrôleurs 8 bits supportant la pile ZigBee™ et incorporant tous la technologie nano-Watt, des modes de gestion de la consommation et de la mémoire de programme en Flash. Toutes ces caractéristiques font des membres de la famille PIC18F des micros convenant idéalement aux applications ZigBee™ vu qu'elles sont (par principe) alimentées par pile.

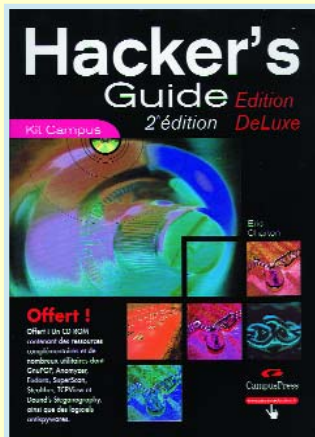
www.microchip.com

(057068-1)



Hacker's Guide

2^{ème} édition



Eric Harton

Cet ouvrage de plus de 300 pages de CampusPress aborde tous les aspects de la menace que constituent les « hackers », ces spécialistes des ordinateurs à l'imagination débordante qui ne cessent d'imaginer de nouveaux outils pour venir faire un tour sur votre disque dur, en modifier le cas échéant le contenu, pénétrer dans l'intranet des entreprises voire pirater vos mots de passe. Le meilleur moyen de faire face à cette menace est d'avoir les éléments pour apprécier le danger. Ce livre apporte de nouvelles informations sur les types de pollution virale et les spywares les plus récents, encore qu'il soit impossible à un ouvrage, vu son temps de production, d'être au courant des toutes dernières menaces, témoins, les nombreuses mises à jour quotidiennes voire bi-quotidiennes des producteurs de logiciels anti-virus et spyware.

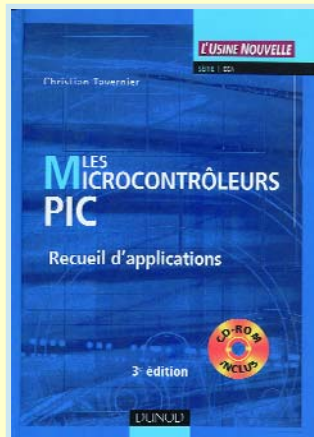
Cet ouvrage est accompagné d'un CD-ROM complétant bien le livre : ressources complémentaires et nombreux utilitaires, sans oublier quelques logiciels antispywares.

Heureux que l'une des annexes de l'ouvrage, son annexe C, soit consacrée aux articles du Code Pénal ayant trait au piratage informatique, ceci pour contrebalancer toutes les informations « critiques » qu'il propose.

(057126-1)

Les Micro-contrôleurs PIC

Recueil d'applications



Christian Tavernier

Le lecteur assidu d'Elektor s'en sera rendu compte, on ne saurait plus imaginer l'électronique sans les PIC. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, les PIC de Microchip ne sont pas des microcontrôleurs réservés aux hobbyistes, on les trouve également dans nombre d'applications industrielles.

Depuis qu'il existent, ces composants ont servi à des milliers et milliers d'applications.

L'auteur de cet ouvrage de plus de 300 pages épaulé, comme il se doit, vu la diversité du sujet abordé, par un CD-ROM, s'est donné comme objectif de mettre à la disposition du lecteur de son livre toute une palette d'éléments prêts à l'emploi nécessaires à la conception et à la mise en oeuvre d'applications à base de PIC performantes.

On y découvre, entre autres, une cinquantaine de programmes classiques, autant de schémas types d'applications, de quoi faire son propre programmeur de PIC, tant sous la forme d'une version autonome que sous celle d'une version ISP, une prise en main détaillée de MPLA, l'outil de développement universel de Microchip, etc. Pas moins de 40 pages sont consacrées aux outils de développement.

Grâce à toutes les informations fournies vous aurez ce dont sont capables les PIC et vous pourrez gagner des jours et des jours de développement lors de la mise au point de vos propres réalisations.

(057151-1)

Kit de démarrage PICKit™ 2

Microcip présente un kit de démarrage et un programmeur de développement économiques

Points clés:

- Connexion usa pour la programmation, la mise à jour du microcode et l'alimentation
- Support initial de 33 microcontrôleurs PIC® différents de 6, 8, 14 et 20 broches
- Disponible en tant que programmeur (PG164120) ou comme un kit de démarrage complet (DV164120)

Microchip présente le kit de démarrage PICKit™ 2, qui permet aux ingénieurs, aux étudiants et à toutes les personnes intéressées, de commencer facilement le développement et le test des microcontrôleurs PIC. Le PICKit 2 suit les pas du très brillant PICKit 1 et dispose d'une facilité d'emploi améliorée, d'une plus grande rapidité de programmation et d'une souplesse accrue.

Le kit de démarrage PICKit 2 se connecte à n'importe quel ordinateur personnel via un port USB 2.0 pleine vitesse, qui permet la mise à jour du microcode et n'exige aucune alimentation supplémentaire pour le programmeur ou la carte d'application visée. Le PICKit 2 s'accompagne d'un jeu de travaux dirigés faciles à comprendre qui permet aux utilisateurs d'apprendre à leur propre rythme. De plus, le PICKit 2 peut facilement se brancher à des cartes de développement via la technologie de programmation série in situ (ICSPTM).

Le programmeur de microcontrôleurs PICKit 2 (PG164120) sera disponible en août pour 34,99 US\$ et commercialisé avec un câble USB. Le kit de démarrage PICKit 2 (DV164120) est aussi prévu pour le mois d'août pour 49,99 US\$ comprenant le programmeur, le câble USB, le CD et une carte d'évaluation 8/14/20 broches. Au départ, le programmeur supporte 33 microcontrôleurs Flash PIC différents à faible nombre de broches. Pour toute information supplémentaire, visitez le Site Web de Microchip à : www.microchip.com/tools

(057147-1)



ENC28J60

Le plus petit contrôleur Ethernet du monde



Microchip annonce le lancement du ENC28J60, le premier contrôleur Ethernet à 28 broches autonome, qui présente une solution comptant peu de broches, économique et facile d'utilisation pour la communication à distance entre les applications embarquées et les réseaux locaux ou mondiaux.

Les concepteurs qui ont besoin de communications pour la surveillance et le contrôle à distance sont souvent confrontés aux problèmes d'encombrement et de coût des contrôleurs Ethernet qui ne sont adaptés qu'aux ordinateurs personnels. Alors que la plupart des contrôleurs Ethernet sont proposés dans des boîtiers de plus de 80 broches, l'ENC28J60, conforme à l'IEEE 802.3, dispose de caractéristiques comparables dans un boîtier de 28 broches. Le contrôleur Ethernet ENC28J60 utilise l'interface série SPI standard de l'industrie qui ne nécessite que quatre lignes pour s'interfacer avec un microcontrôleur hôte. Ces caractéristiques, associées à la pile logiciel TCP/IP gratuite de Microchip pour les microcontrôleurs PIC18, fournit la solution Ethernet la plus compacte et complète pour les applications embarquées.

En ajoutant la connexion Ethernet à un système embarqué, les microcontrôleurs peuvent diffuser les données sur un réseau et peuvent être contrôlés à distance. L'infrastructure, la performance, l'interopérabilité, l'évolutivité et la facilité de développement d'Ethernet en ont fait un choix courant pour les communications d'applications embarquées, tels que le marché grandissant de la voix sur IP (VoIP).

Les outils de développement comprennent la carte d'interface Ethernet PICtail™ (référence # AC164121), conçue pour faciliter le développement avec le contrôleur Ethernet ENC28J60, elle se connecte à certaines cartes standards de démonstration PICDEMTM de Microchip et devrait être disponible d'ici le mois de mai. La pile TCP/IP gratuite de Microchip, qui est conçue pour tous les microcontrôleurs hôte PIC18 8 bits, est téléchargeable depuis le site de Microchip. Des informations sur les piles tierce-partie pour tous les microcontrôleurs hôtes PIC16 8 bits sont aussi consultables sur ce site.

Pour plus d'informations, on visitera le site de Microchip : www.microchip.com/connectivity

(057088-1)

NI CF-6004

Carte d'acquisition de données multifonctions au format CompactFlash

NI annonce son plus petit matériel de mesure portable, résultat, les ingénieurs et scientifiques peuvent désormais transformer un assistant personnel (PDA) en instrument de mesure portatif avec la première carte d'acquisition de données NI au format CompactFlash. Guère plus grande qu'un timbre-poste, la carte NI CF-6004 s'enfiche dans tout PDA doté d'un emplacement CompactFlash, pour en faire un instrument de poche bénéficiant de capacités de traitement et de communication sans fil.

La CF-6004 est une véritable carte d'acquisition de données multifonctions avec quatre entrées analogiques 14 bits, offrant une fréquence d'échantillonnage maximale de 200 Kéchant./s en monovoie, et quatre lignes d'E/S numériques pour la mesure et la commande de signaux LVTTTL et LVCMOS. Les ingénieurs peuvent s'appuyer sur les versions pour Pocket PC de l'environnement de programmation graphique LabVIEW afin d'acquérir, d'analyser et d'afficher les données sur leurs PDA.

"La taille réduite de la carte DAQ CompactFlash ouvre de nouveaux horizons en ce qui concerne les applications de contrôle et d'acquisition de données portables," souligne Tim Deline, Vice-Président Senior de la R&D chez NI. "Le concept d'instrumentation virtuelle, où l'utilisateur définit ses propres instruments grâce à la programmation graphique et à des matériels modulaires, s'applique à des facteurs de forme de plus en plus petits, rendant l'acquisition de données de plus en plus pratique et portable."



La souplesse et la mobilité de la carte CF-6004 en font un produit idéal pour des applications comme l'ordinateur-vêtement, la maintenance et le contrôle sur site, les expériences en laboratoire et dans l'enseignement, etc. Plutôt que d'acheter plusieurs instruments portatifs traditionnels, les ingénieurs peuvent économiser beaucoup de place en utilisant un seul PDA avec LabVIEW et la carte CF-6004. Comme il est possible de définir ses propres instruments dans LabVIEW et de les déployer facilement sur des matériels portatifs, il est aussi possible à tout moment de modifier ces applications et de les redéployer afin de reconfigurer un PDA pour de nouveaux types de mesure. En outre, comme les PDA sont moins onéreux que les PC portables, l'acquisition de données sur PDA offre une solution très économique pour l'instrumentation portable.

Pour en apprendre davantage sur l'offre matérielle et logicielle de NI en matière d'acquisition de données, visitez www.ni.com/francelda.

(057109-1)

Si4700

Tuner FM mono-puce

Avec le Si4700, le fabricant de semi-conducteurs américain Silicon Laboratories a mis, tout récemment, un tuner FM mono-puce complet. Le récepteur radio fabriqué en technologie CMOS intègre tous les modules nécessaires, de l'entrée antenne à la sortie audio ! Par l'adoption d'une architecture de puce numérique les Texans ont réussi à réduire de 90% le nombre de composants externes nécessaires et de 60% la surface d'implantation requise. Le Si4700 ne manquera pas d'intéresser les fabricants de téléphones mobiles cherchant à doter leurs appareils d'un nombre croissant de fonctions, les lecteurs MP3, le PDA et autres appareils portables devant



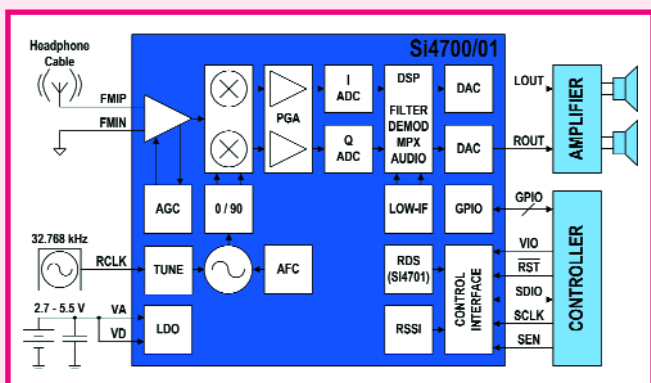
être dotés d'une fonction radio faible consommatrice et de courant et d'espace. Ce mini-tuner intègre un filtrage de sélectivité, un réglage de gain automatique (CAG), un synthétiseur de fréquences et un étage de traitement audio.

Contrairement aux solutions actuelles qui requièrent plus de 30 composants externes, la solution mono-puce américaine se contente d'un seul et unique condensateur bypass externe et de moins de 20 mm² de surface sur la platine.

Le fabricant met à contribution une technologie baptisée *MCU-Embedded Processing* et une architecture dite *Low IF*. Comparée aux techniques actuelles, cette approche devrait permettre non seulement d'obtenir de meilleures sélectivité et sensibilité, mais aussi un son meilleur. Comme le montre le synoptique de la structure interne, on se trouve ici en présence d'un composant très sophistiqué.

Le second composant, le Si4701 est quant à lui doté d'un pré-processeur numérique pour RDS et le système radio américain RBDS (*Radio Broadcast Data System*). Ces 2 composants sont proposés sous forme d'un boîtier compact à 24 broches de 4 x 4 mm. À noter qu'il existe une carte d'évaluation au prix de 150 US\$.

(057127-1)



La barrière des 200 lumens est franchie

Les nouvelles LED blanches Ostar Lighting ont une luminosité suffisante pour remplacer des ampoules à incandescence classiques. Cette source de lumière blanche tient en moyenne plus de 50 000 heures et convient à toutes sortes d'éclairages spot, d'ambiance et d'effet. De par ses faibles dimensions et de son profil fin de 6 mm seulement, les concepteurs ont toute liberté pour l'intégrer dans leurs luminaires.

Produisant plus de 200 lumens et ce à un courant de 700 mA seulement, cette (petite) LED de 3 x 1 cm ne requiert que de l'ordre de 10 watts de puissance et serait ainsi relativement économe. Ces 20 lm/W ne sont cependant pas impressionnants pour une LED, il doit être possible actuelle-

point par Osram. Cette technologie produit des points concentrés dit « *top-lookers* » qui émettent la quasi-totalité de la lumière par le sommet de la LED. La couleur blanche est obtenue par un processus de conversion de couleur induit par la méthode de revêtement de la puce. Contrairement aux LED conventionnelles, le convertisseur jaune ne se trouve pas dans le matériau d'encapsulation mais directement sur la puce bleue. Cette technique produit un blanc pur qui reste constant quel que soit l'angle de vue et, contrairement à la solution Ostar Projection RGB, ne crée pas d'ombres colorées sur le pourtour. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas d'utilisation de dispositifs optiques additionnels, ce qui est souvent



ment d'atteindre 55 lm/W, dépassant les 14 lm/W d'une ampoule à incandescence classique. Les ampoules halogènes atteignent une luminosité du même ordre, les tubes luminescents sont eux, avec leur 80 lm/W, les champions. La diode électroluminescente dérive sa forte puissance d'une technologie *thin-film* mise au

le cas en éclairage classique. Cette source de lumière hautes performances est prête à être installée et comporte une puce *thin-film* bleue, un support céramique pour la connexion au radiateur et des éléments ESD (décharge électrostatique) offrant une protection fiable contre les surtensions.

(057108-1)

La biométrie dans le collimateur

Un art en voie de développement

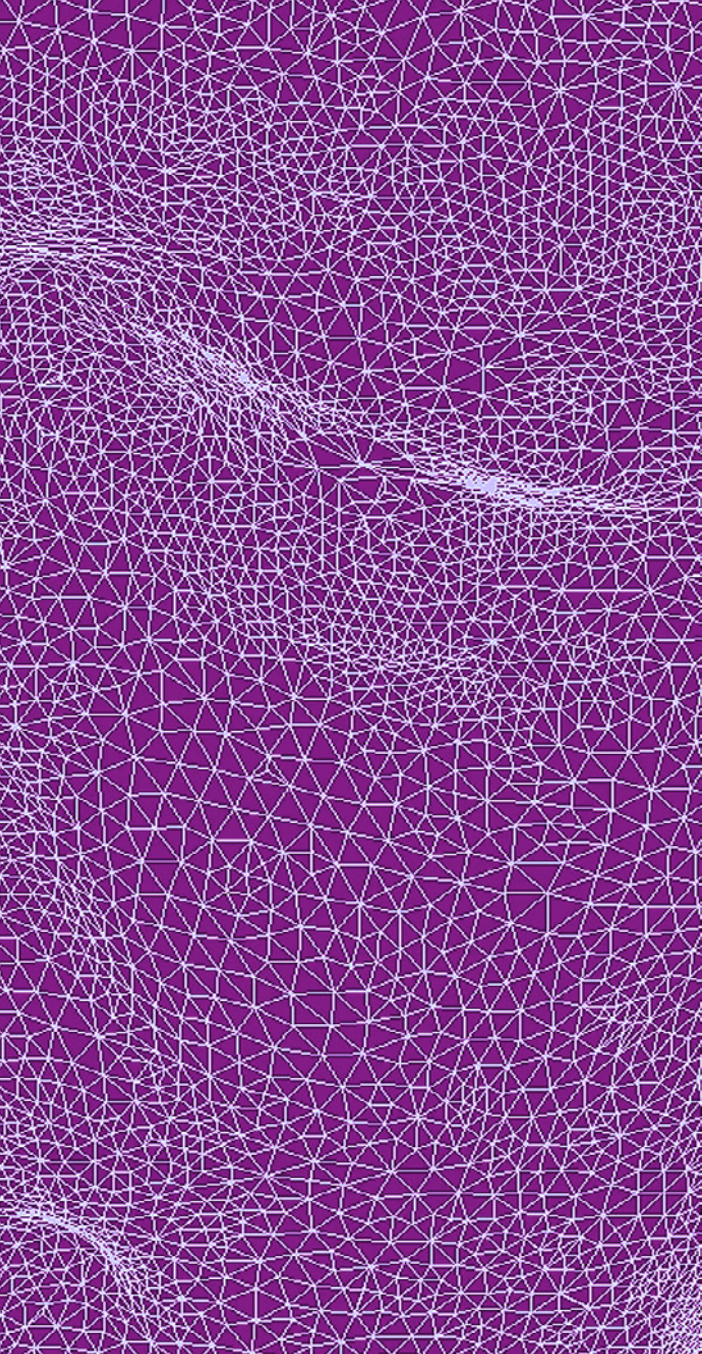
Dr. ir. Asker M. Bazen
Université de Twente

La biométrie suscite beaucoup d'intérêt à l'heure actuelle, notamment parce qu'elle va s'appliquer à la confection des passeports. Pourtant, la biométrie n'est pas encore très avancée. Dans pas mal d'applications, ses performances atteintes dans nombre de systèmes récents sont insuffisantes et il faudra encore de sérieuses recherches pour les améliorer. Le présent article vise à mieux comprendre ces techniques, il ne se contente pas d'expliquer comment et pourquoi elles opèrent, mais aussi pourquoi les systèmes se montrent parfois défaillants

La biométrie est la reconnaissance automatique de personnes sur base de la mesure de caractéristiques corporelles ou comportementales. Les exemples les plus célèbres en sont l'identification par les empreintes digitales, la reconnaissance faciale et la numérisation de l'iris. À côté de cela, des recherches sont en cours pour utiliser la géométrie de la main, la reconnaissance par la voix, l'écriture ou la signature, voire la façon de marcher. Une autre forme, relativement nouvelle, de biométrie se fonde sur le gabarit de contact d'une poignée de main. Cette technique est à l'étude actuellement sur des prototypes de pistolets, de manière à en empêcher l'usage illicite, sans pour autant entraver la manipulation normale par le tireur. En situation d'urgence, une arme qui réclamerait l'introduction d'un code ne serait vraiment pas utile.

La reconnaissance faciale et celle des empreintes digitales sont les formes de biométrie les plus répandues, ce qui ne signifie pas qu'elles soient les méthodes les plus simples. Elles occasionnent en effet deux soucis gênants et récurrents. Si vous faites deux mesures biométriques d'une personne, elles ne seront jamais exactement superposables. D'autre part, des mesures biométriques de personnes différentes peuvent se ressembler énormément.





C'est ainsi que, par exemple, deux photos du visage de la même personne peuvent avoir été éclairées différemment ou bien l'expression du visage a changé, alors que des photos de frères ou de sœurs peuvent se ressembler très fort. Pour identifier les personnes malgré ces différences et ressemblances entre les mesures anthropométriques, un système de biométrie doit déterminer de manière perspicace s'il y a suffisamment de concordances entre deux mensurations. On se sert pour cela des traits spécifiques de l'image, ce qu'on appelle les vecteurs caractéristiques. Le défi principal lors de la conception d'algorithmes de reconnaissance en biométrie, c'est de trouver des vecteurs adéquats, représentatifs des particularités qui dénotent au mieux les différences.

Reconnaissance faciale

Une manière intéressante de reconnaître des personnes, c'est par leur visage. En principe, ce devrait être évident, sans concours explicite de la personne à identifier. Mais en pratique la technique n'est pas encore avancée au point de fonctionner avec succès. La difficulté majeure, en reconnaissance par le visage, ce sont les variations entre différentes représentations d'un même visage.

Il en existe deux types. Les variations intrinsèques sont causées par des changements effectifs de la physionomie, tels que l'expression, le style, la pilosité, etc. Les variations extrinsèques se produisent pendant ou à cause du processus d'enregistrement : fluctuations d'éclairage, la pose (le maintien), la résolution, l'occlusion (couverture partielle), etc. Les photos de la **figure 1** en sont une bonne illustration.

Indépendamment du contexte, le vieillissement joue aussi un rôle. Un système régulièrement entretenu est capable de prévenir simplement les effets du vieillissement. Mais utilisé sur un passeport biométrique, qui doit pouvoir durer cinq ans, le TFR, taux de faux rejet ou taux d'échec à l'identification, peut atteindre plus de 50%. Vous trouverez en encadré davantage de renseignements sur le TFR (FRR en anglais) et les autres critères statistiques. Des images d'un même visage peuvent présenter de nombreuses différences, mais on peut trouver aussi de fortes ressemblances entre personnes différentes. L'exemple le plus évident est le cas de jumeaux univertéllins (bien que leurs empreintes digitales soient toujours différentes !) mais d'autres membres de la famille ou même des personnes non apparentées peuvent se ressembler étonnamment fort. On en voit un exemple à la **figure 2**. La question est : s'agit-il de trois photos de la même dame ou pas ? Vous trouverez la réponse en fin d'article.

Caractéristiques

Il y a trois sortes de caractéristiques, de particularités, que l'on peut utiliser en reconnaissance de visages. La première se sert directement des tons de gris, de la texture de la peau dans l'image, comme dans la première rangée d'illustrations de la **figure 3**. Ici, la cotation repose sur un genre de somme pondérée des écarts en valeurs de gris entre les images. La deuxième sorte de caractéristiques se base sur la géométrie et la forme du visage, dans lesquelles interviennent les traits habituels comme les yeux, le nez et la bouche (la rangée du bas de la figure 6). On recherche d'abord ces caractères dans l'image, puis on en construit un graphe que l'on compare aux données de référence. Pour atteindre une meilleure reconnaissance, il est aussi possible de combiner dans un algorithme les deux types de caractéristiques. Un progrès récent dans la reconnaissance faciale fait appel à des numérisations en 3D. L'avantage est qu'elles sont moins sensibles à l'éclairage et à la pose, mais la recherche de la meilleure façon d'exploiter les images en trois dimensions dans la reconnaissance n'en est qu'à la phase préliminaire. Comme l'identification par les traits du visage n'a pas encore acquis la fiabilité voulue, on ne peut pas l'utiliser à grande échelle, elle se cantonne provisoirement dans les applications de contrôle d'accès qui ne requièrent pas un haut degré de sécurité, pour des groupes restreints d'individus.

Les empreintes digitales

À l'heure actuelle, la prise d'empreintes digitales s'effectue le plus souvent sous forme numérique. Par capteur optique ou capacitif, par exemple, on reproduit la surface du bout du doigt pour en faire d'habitude un tirage en niveaux de gris sur huit bits, ce qui conduit à une image d'environ 500 x 500 pixels. Le bout du doigt se présente sous forme de crêtes et de sillons ou encore de structures vallonnées. Sur l'empreinte digitale, on les obs-

Figure 1.
Changements d'un visage : l'expression, l'éclairage, l'attitude.



erve comme des lignes courbes parallèles en noir et blanc. On en donne une description globale par le champ directionnel, la direction des lignes en chaque endroit de l'empreinte. On en déduit un certain nombre de formes de base, appelées les catégories de Henry. À l'intérieur d'une catégorie, il y a encore différentes variantes possibles. On peut voir à la **figure 4** trois de ces formes de base.

Le second niveau de détails est constitué des « minuties ». Il s'agit des bifurcations et terminaisons des lignes qui décrivent les détails locaux de l'empreinte digitale. Les minuties sont les caractères les plus utilisés en reconnaissance automatique. Mais d'autres systèmes se basent sur l'image originale en tons de gris, celle dont les détails sont les plus fouillés.

On voit à la **figure 5** le champ directionnel et les minuties.

Tout comme dans les autres formes de biométrie, l'interprétation des empreintes digitales se heurte principalement au fait que deux images du même doigt ne sont

jamais identiques. Une des causes est la qualité de l'image. Le doigt peut porter des égratignures ou momentanément des corps étrangers, mais il y a aussi le bruit propre du capteur et les circonstances environnementales qui peuvent altérer profondément la représentation. En outre, certaines personnes ne peuvent pas fournir d'empreintes très nettes, par exemple à cause de l'usure par le travail ou simplement parce que génétiquement, le relief de la peau est très faible, au point que même les experts sont souvent dans l'incapacité de préciser la forme des lignes. Sur un système automatique, cela donne des minuties fausses, manquées ou déplacées. Autre cause, les doigts ne sont pas présentés chaque fois de la même manière, c'est une autre partie du doigt qui est enregistrée. Les zones ne se recouvrent que partiellement. Enfin, le système doit tenir compte de rotations, translations et de changements d'échelle de la photo. Ces derniers sont provoqués par des déformations élastiques non linéaires entre deux prises de vues, c'est le processus d'enregistrement lui-même qui les occasionne. La surface convexe, élastique et tridimensionnelle du doigt est aplatie sur le capteur avec une

Figure 2.
Des visages qui se ressemblent : trois dames différentes ou trois fois la même ?



[In]congruence !

Le processus de reconnaissance biométrique est décrit à la **figure 1**. Il s'agit de comparer les caractéristiques anthropométriques d'une personne (*features*) avec des caractéristiques préalablement enregistrées. Cette comparaison se traduit par un coefficient de corrélation. On définit une valeur de seuil à partir de laquelle on considère que la personne est reconnue. Aussi fine que puisse être la sélection des caractéristiques, il y aura toujours des situations dans lesquelles deux vecteurs caractéristiques de la même personne divergent fort l'un de l'autre, ce qui entraîne un faible coefficient de corrélation. D'autre part, certaines mensurations de personnes différentes peuvent tendre fortement l'une vers l'autre, d'où l'attribution d'un coefficient élevé. On en conclut qu'il n'est pas possible de se fier aveuglément à une valeur de seuil pour faire la différence. Voyez à ce sujet la **figure 2**. Elle trace la probabilité de rapprochement des résultats de comparaison des tentatives fondées ou non. Le domaine grisé clair à gauche du seuil représente le FRR (*false rejection rate* ou TFR), la probabilité pour un véritable propriétaire de se voir rejeté parce que son score après comparaison est tombé sous le seuil défini. Le domaine grisé foncé à droite du seuil couvre le FAR (*false acceptance rate* ou TFA), le risque qu'un intrus soit accepté du fait que le score résultant de la comparaison s'élève au-dessus du seuil fixé.

On peut réduire la probabilité d'erreur en réglant le seuil pour un objectif déterminé. Un seuil élevé exige un haut niveau de concordance entre la mesure actuelle et celles stockées dans la base de données. Puisque dans ce cas le FAR est plus bas, le réglage convient à des usages sous haute sécurité. L'inconvénient est que le FRR (donc la probabilité pour le véritable candidat de devoir recommencer la procédure d'identification) est plus haut. À l'inverse, on peut choisir un seuil bas, un rien plus haut que le FRR, un réglage qui cadre mieux avec la convivialité que la haute sécurité. L'inconvénient est qu'alors le FAR s'accroît et donc le risque d'accepter des personnes à tort. Pour préciser davantage la relation entre FRR et FAR en fonction du seuil, nous les avons comparés dans un graphique appelé ROC (*receiver operating curve*, courbe de travail du récepteur) à la **figure 3**.

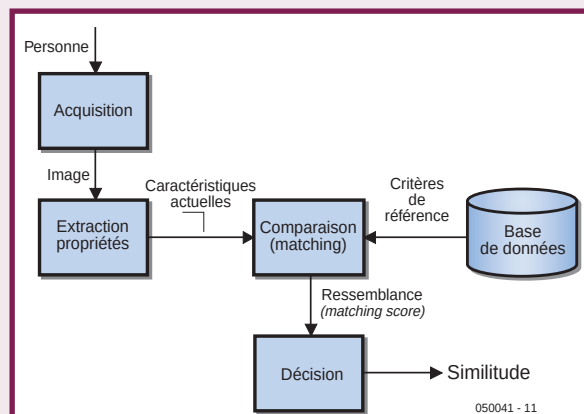


Figure A. Diagramme fonctionnel de la biométrie.

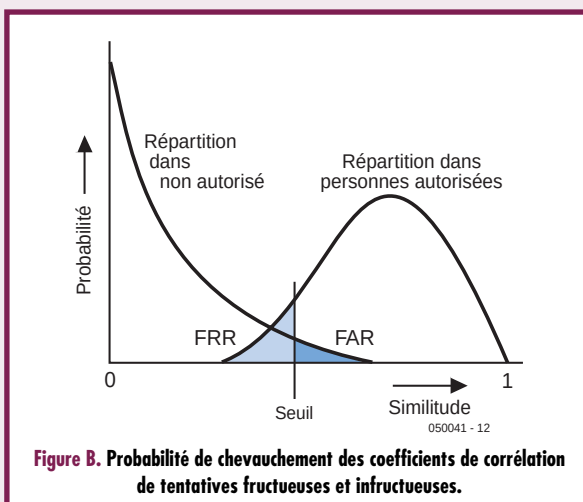


Figure B. Probabilité de chevauchement des coefficients de corrélation de tentatives fructueuses et infructueuses.

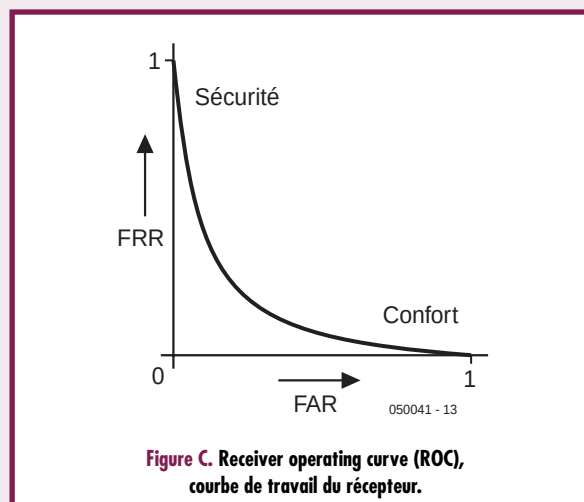


Figure C. Receiver operating curve (ROC), courbe de travail du récepteur.

pression variable d'une fois à l'autre, le doigt peut bouger ou tourner au cours de la prise de vue. Cette cartographie de 3D en 2D de la peau du doigt cause des déformations non linéaires, en particulier lorsque la pression n'est pas exercée à la perpendiculaire de la surface du capteur. Celui qui désire que ses empreintes ne soient pas identifiées ne se prive généralement pas d'exercer de fortes contraintes à cet instant. L'effet est que les deux empreintes ne s'adaptent plus l'une à l'autre avec précision.

Comme les difficultés citées ne permettent pas la comparaison directe des empreintes, il faut passer à des méthodes de reconnaissance moins sensibles aux perturbations, comme les champs directionnels et les minuties.

C'est pourquoi les systèmes d'identification font usage des champs directionnels, la forme globale donc. Chaque empreinte digitale est répertoriée d'abord par sa catégorie de Henry et s'il faut en trouver une correspon-

dante, on ne cherchera que dans cette partie de la base de données par souci d'efficacité. Mais cette méthode présente deux inconvénients. D'abord, il n'y a que cinq catégories et 90% des empreintes digitales appartiennent à la troisième. En moyenne, il ne faut examiner que 30% de la base de données, mais cela ne représente pas une diminution fantastique. Ensuite, il y a le risque d'une erreur de classification, si la recherche s'effectue dans la mauvaise partie de la base, l'identification ne peut évidemment pas avoir lieu. L'autre solution, c'est naturellement de ne pas s'occuper des catégories.

Le risque d'erreur lors de la reconnaissance par empreintes digitales est toutefois beaucoup plus faible que par la méthode des visages. En réalité, on peut atteindre un très faible TFA, (taux de fausse acceptation, FAR en anglais, donc le taux de reconnaissance à tort d'un individu), de l'ordre de 0,01%, ce qui est acceptable. Mais il reste un défi à relever sur le TFR, surtout en cas de conditions défavorables.



Figure 3.
Caractéristiques d'un
visage : la texture et
la géométrie.

La biométrie multimodale

Pour améliorer les résultats de la reconnaissance par la voie de la biométrie, on peut passer à la version multimodale. L'identification a dès lors recours à une combinaison de plusieurs mensurations anthropométriques. Il est possible d'associer différents types de mesures, par exemple empreintes digitales et formes du visage, comme sur les passeports biométriques.

En combinant les résultats des comparaisons, tant du visage que des empreintes digitales, on risque moins de confusion avec un intrus qui présenterait une ressemblance suffisante sur l'un des critères. En outre, un système multimode résiste mieux aux échecs de reconnaissance du type TFR.

De plus, la biométrie multimodale peut jouer un rôle important dans les systèmes de détection de la présence

d'individus sur liste noire, d'abord parce qu'un faible risque d'erreur est indispensable, ensuite du fait qu'un des modes, le visage, par exemple, peut servir à réaliser un tri préalable. Cela accélère la recherche dans la base de données et seuls les gabarits qui atteignent un seuil défini participent à la seconde phase, au cours de laquelle une comparaison plus poussée et plus précise, comme l'observation des minuties de l'empreinte, peut avoir lieu. Plus le degré d'exigence en reconnaissance biométrique augmentera, plus la méthode multimodale sera préférée.

(050041-1)

Solution de la figure 2. Si vous observez attentivement les détails, vous verrez que les deux photos de droite sont de la même personne, celle de gauche provient d'une autre personne !

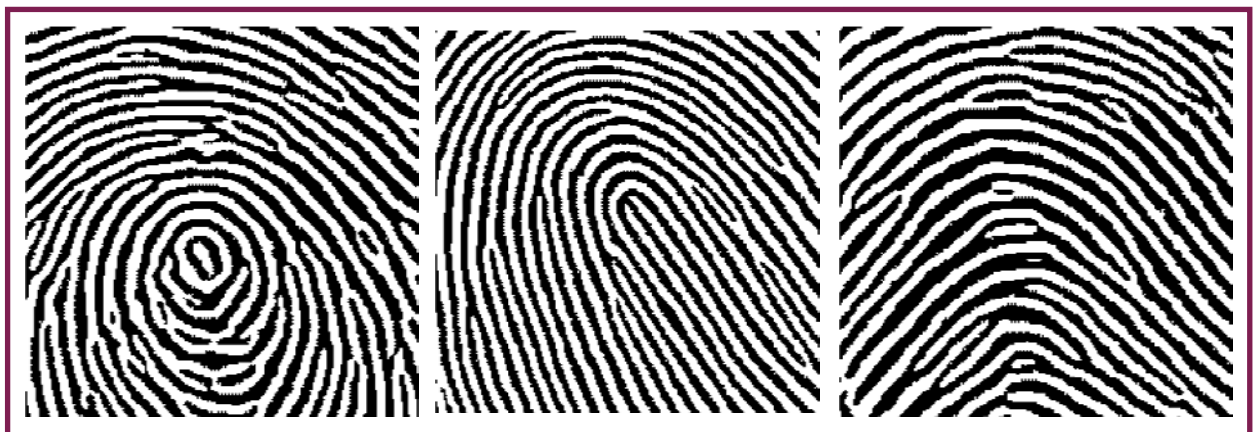


Figure 4.
Parmi les 5 catégories
de E. R. Henry
(1850-1931) :
tourbillon (W), boucle à
droite (R) et arche (A).

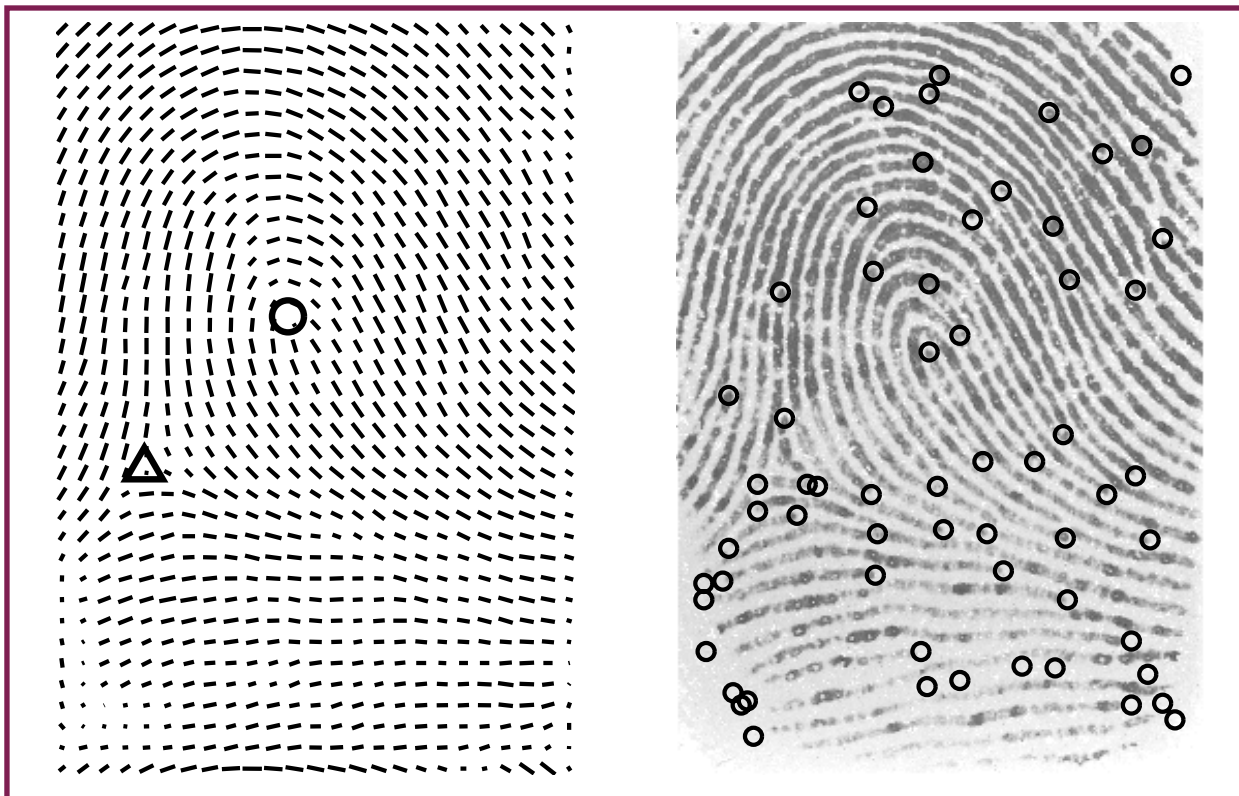


Figure 5.
Champ directionnel et
minuties d'une
empreinte digitale.

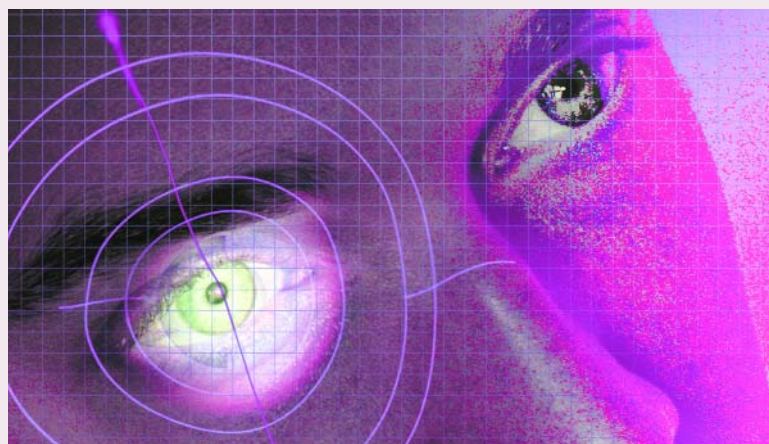
Systèmes témoins

En principe, on peut utiliser la biométrie de trois manières différentes, pour la vérification, pour l'identification et comme système à liste noire (*watch-list*). Chacune de ces catégories nécessite une phase d'enregistrement (*enrollment*) au cours de laquelle on répertorie les données de référence des usagers.

La vérification, que l'on nomme aussi comparaison au cas par cas, est la plus simple des formes de reconnaissance biométrique. L'utilisateur déclare qui il est, par exemple en introduisant une carte à puce ou un nom d'utilisateur, et cette information sert à récupérer ses données de référence dans la base. On procède ensuite à une nouvelle prise de mensuration pour en vérifier la concordance avec les données enregistrées. Dans ce genre de systèmes de vérification, les données peuvent se trouver en base de données centralisée ou être inscrites sur la carte à puce de l'intéressé, par exemple, on a alors affaire à une base de données décentralisée. Cette dernière solution emporte les faveurs, par souci du respect de la vie privée : les informations anthropométriques ne sont disponibles que sur accord de l'utilisateur.

Dans les systèmes d'identification, aussi appelés (par certains) de comparaison d'un à beaucoup, l'utilisateur ne doit pas décliner son identité. C'est au système qu'il appartient de procéder sur la personne à une mensuration, laquelle sera comparée à toutes celles dont dispose la base de données. Aussitôt après localisation d'un ensemble d'informations qui y correspondent, l'utilisateur est identifié. L'avantage du système d'identification, c'est qu'il se révèle convivial, les utilisateurs ne doivent ni emporter une carte ni saisir un nom d'utilisateur. Mais la reconnaissance par la biométrie est nettement plus difficile. Dans l'état actuel de la technique, cette méthode n'est pas envisageable dans des domaines comme le contrôle d'accès.

Le système à liste noire se base sur un répertoire de caractéristiques anthropométriques de personnes qu'il faut détecter. Il peut s'agir de personnes à qui on ne peut pas autoriser l'accès à un espace ou un service. Comme, dans la plupart des cas, ces personnes ne désirent pas se faire connaître, le système doit travailler en mode d'identification. On ne peut certainement pas supposer qu'elles accepteraient de collaborer à l'établissement d'enregistrements biométriques de bonne qualité, ce qui rend malaisée et compliquée la réalisation de pareil système. S'y ajoute encore la problématique du risque d'erreur, parce que, dans ces conditions, une détection manquée (FRR) provoque une menace pour la sécurité, alors qu'une fausse alerte (FAR) suscite un malaise. Il convient donc de concentrer les efforts sur un FRR bas et solliciter des utilisateurs qu'ils agissent au mieux pour maintenir haut le FRR. Une forme encore plus laborieuse de liste noire, c'est la surveillance. Elle est plus compliquée parce qu'il n'est pas possible d'utiliser les empreintes digitales, on ne dispose que de photographies prise à distance. La surveillance à l'aide de la biométrie n'est actuellement pas encore praticable, sauf à l'entourer de conditions extrêmement favorables.



La clé au bout de

S'identifier par une empreinte – comment ça marche ?

Helmuth Lemme

L'électronique se chargera bientôt de tout et du reste. Mais cette personne a-t-elle vraiment le droit de se servir de cet appareil ? Les mots de passe n'ont pas fait leur preuve comme identifiants. On s'est donc tourné vers la biométrie. Les lecteurs d'empreintes digitales jouissent déjà d'une grande popularité. Nous expliquerons leur fonctionnement – et passerons en revue les avantages et les inconvénients des diverses méthodes.

Des courriels « bidon », des attaques de virus informatiques, des vols d'ordinateurs bloc-notes ou de téléphones portables – c'est une ombre au tableau des techniques de l'information. Les NIP et les mots de passe offrent bien une certaine protection. Se les rappeler pour un grand nombre d'appareils et ne pas les confondre pose peu à peu un problème. Les cartes à puce ne valent guère mieux : perdez la votre et vous perdez du même coup votre appartenance au genre humain.

Une étape logique consiste à se baser sur une caractéristique imperdable, inimitable et non falsifiable. Les procédés biométriques reposent sur le fait que les particularités du corps humain sont uniques et ne peuvent être modifiées. Parmi celles-ci, on compte la forme du visage, l'iris, la dynamique de l'écriture, les empreintes digitales et ainsi de suite – jusqu'à l'ADN.

La vie de tous les jours exige toutefois de ne retenir que les solutions utilisables et économiques. C'est pourquoi l'analyse des empreintes digitales a acquis une position prépondérante. À l'époque du papier et de l'encre à tampons, la comparaison visuelle des formes était extrêmement laborieuse. Les premières tentatives de saisie électroniques ont débuté dans les années 70, mais la technique n'a été utilisée qu'à partir des années 90. Les premiers systèmes n'étaient pas encore très sûrs et pouvaient être facilement induits en erreur. Les capteurs actuels sont beaucoup plus fiables. Ils sont utilisés par millions et la baisse de leur prix permet de les intégrer



es doigts

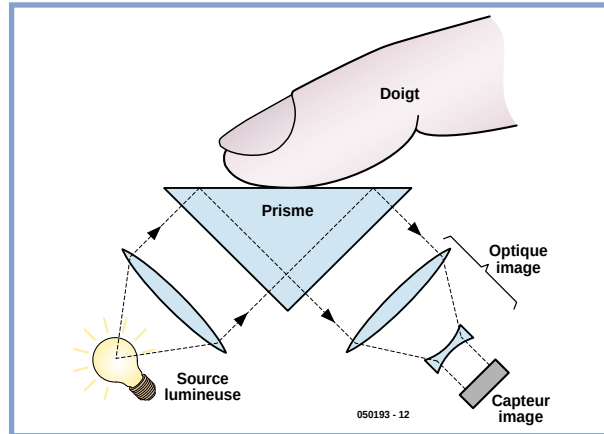


Figure 1.
La saisie optique par un capteur d'image est le principe le plus ancien de capture d'empreintes digitales.
(Figure : Parrain/Tima [5])

dans un nombre toujours croissant de classes d'appareils. La probabilité qu'un utilisateur illégitime obtienne l'accès (*False Acceptance Rate*, FAR) est devenue entre-temps extrêmement faible. Même constatation dans le cas d'un utilisateur légitime qui n'est pas reconnu et se voit donc refuser l'accès (*False Rejection Rate*, FRR).

Les capteurs doivent répondre aux exigences suivantes :

- FAR et FRR minimaux,
- à l'épreuve des fraudes,
- dimensions aussi réduites que possible pour montage dans les appareils portables,
- consommation minimale,
- robustesse et longévité,
- production économique en grande série.

On utilise avant tout des puces de silicium.

Des méthodes en pagaille

L'avalanche d'inventions dans ce domaine défie toute description. On peut les classer selon les principes sur lesquels elles sont basées. Voici les plus importantes de ces méthodes :

Optique, réflectif : La méthode la plus ancienne : Le doigt est placé sur une plaque de verre ou un prisme et illuminé par une LED. La lumière est absorbée là où les sillons du doigt sont en contact avec la surface. Elle subit par contre une réflexion totale à l'endroit des vallées. Un capteur d'image (CCD ou CMOS) enregistre les domaines plus clairs et plus sombres ainsi créés (**figure 1**). Cette méthode se heurte toutefois à de nombreux problèmes pratiques. Elle fournit des images très différentes selon que les doigts sont secs ou humides. En outre, la surface est sensible aux salissures. L'unité d'enregistrement est encombrante, manque de fiabilité et est coûteuse. Il est aussi facile de l'induire en erreur (voir encadré). L'usure de la peau ou une blessure rend souvent l'empreinte difficilement reconnaissable. En particulier, la peau des personnes d'un certain âge qui ne présente plus l'élasticité nécessaire rend souvent l'enregistrement difficile. Cela donne lieu à un refus erroné. L'utilisation de critères moins stricts peut avoir une acceptation erronée pour effet.

Optique, transmissif : Il s'agit d'un procédé sans contact entre le doigt et la surface du capteur. Dans le cas d'un type de Mitsubishi, la lumière est envoyée à tra-

Figure 2.
La transillumination du doigt offre une meilleure protection contre la falsification.
(Figure : Mitsubishi)

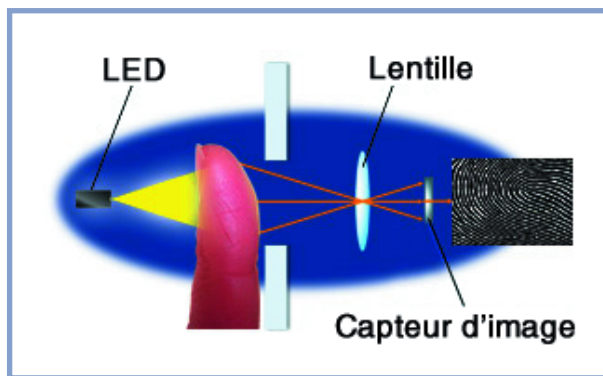


Figure 3.
Méthode de capture capacitive : la capacité de rétroaction est différente selon qu'il s'agit de bosses ou de creux.
(Figure : Upek)

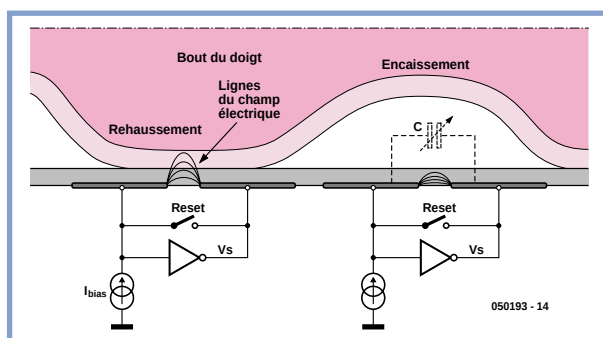


Figure 4.
Le procédé HF saisit les structures de la couche conductrice sous-cutanée.
(Figure : Parrain/Tima [5])

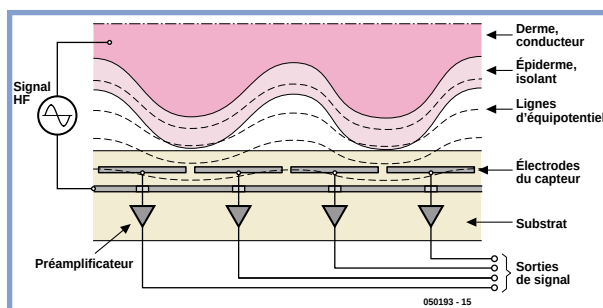
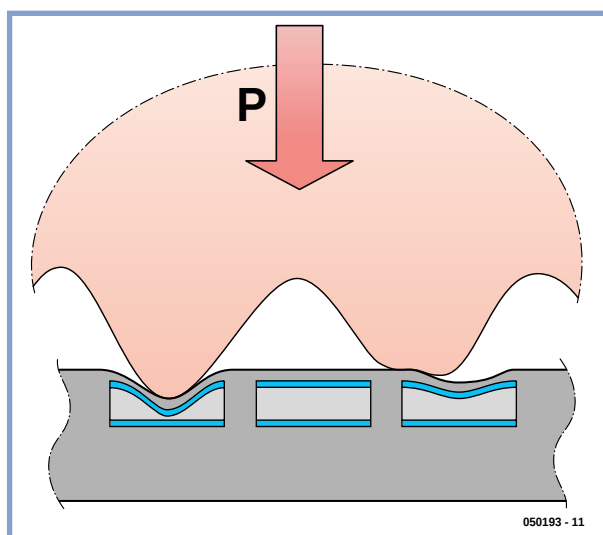


Figure 5.
Schéma de la saisie des lignes du doigt par capteurs de pression micromécaniques.
(Figure : Rey/LETI [6])



vers le doigt à partir du côté où se trouve l'angle. La caméra enregistre directement le bout du doigt (**figure 2**). Aucun problème avec l'humidité. L'entreprise Lumidigm va plus loin encore : la mesure est effectuée avec plusieurs longueurs d'onde lumineuse. Le capteur enregistre de cette façon une image multispectrale du tissu sous la surface. L'enregistrement d'images avec plusieurs longueurs d'onde révèle différentes structures sous-cutanées – une preuve certaine qu'il s'agit bien d'un véritable doigt. Des polarisateurs croisés ne laissent passer que la lumière ayant subi une diffusion multiple à l'intérieur de la peau et bloquent la lumière réfléchie par la surface. Ce capteur ne laisse aucune chance à des copies de doigts, même extérieurement très réalistes.

Capacitif : Le capteur est une puce au silicium dont la surface comporte un grand nombre de cellules de mesure (pixels). Leur densité est de l'ordre de 500 dpi. Chaque cellule comporte 2 électrodes métalliques voisines. La capacité entre celles-ci forme la voie de rétroaction d'un amplificateur inverseur. Elle diminue en présence du doigt. Cette diminution est plus forte dans le cas des bosses que des creux (**figure 3**). Parmi les fabricants, citons UPEK et Veridicom (Infineon n'est plus actif dans ce domaine). Mais cette méthode présente aussi quelques inconvénients. Comme le champ électrique entre les électrodes diverge fortement, la couche de protection de la surface doit être très mince ; le capteur est donc vulnérable aux décharges électrostatiques. Ces capteurs ne fonctionnent aussi correctement qu'avec une peau saine. Ils perdent leur fiabilité dans le cas de cals, de durillons et de cicatrices. L'humidité, la graisse et la saleté constituent aussi des facteurs de perturbation potentiels. Cette méthode offre une protection relativement élevée contre les copies de doigt : le capteur reconnaît à coup sûr les différences entre les propriétés diélectriques de la peau véritable et des imitations en plastique.

Haute fréquence : Il s'agit d'une modification de la méthode capacitive qui vient d'être décrite. Chaque pixel ne comporte qu'une électrode. Le doigt sert de contre-électrode, ou plus précisément la couche sous-cutanée bonne conductrice, qui n'est pas influencée par la graisse, le dessèchement, les durillons, etc. Un faible signal HF est couplé au doigt par un anneau de contact externe. L'amplitude du signal à chaque électrode est alors proportionnelle à la capacité de couplage ; en d'autres termes, elle augmente dans le cas d'une bosse et diminue dans celui d'un creux. Un amplificateur à haute impédance d'entrée est placé directement sous chaque électrode (**figure 4**). Contrairement aux capteurs capacitifs usuels, cette méthode détecte les bosses et les creux dans la couche de cellules vivantes sous les cellules mortes de la peau externe. L'image peut être optimisée en variant la tension et la fréquence du signal HF. Les capteurs peuvent être de très petite taille, un avantage dans le cas d'appareils portables comme les téléphones mobiles. Un avantage supplémentaire : le champ électrique approximativement homogène permet d'utiliser une couche de protection plus épaisse, donc d'améliorer la résistance aux décharges électrostatiques. L'influence de la saleté est aussi moins marquée. La couche d'air entre le doigt et la surface du capteur ne joue qu'un rôle négligeable. Parmi les fabricants, citons AuthenTec, Fingerprint Cards, Topaz/IDGem et Toshiba.

Mécanique : Ce genre de capteurs fait partie des systèmes micro-électro-mécaniques (MEMS). Une réalisation

de l'institut de recherche français LETI comporte des milliers de minuscules capteurs de pression disposés sur une surface (**figures 5 et 6**). Il est aussi possible de se servir d'interrupteurs qui se ferment en présence des bosses des lignes du doigt et restent ouverts dans les creux. Ces interrupteurs ne fournissent qu'un bit d'information, donc pas de niveaux de gris. Des capteurs de ce genre sont fabriqués par exemple par l'entreprise Alps.

Thermique : Le capteur mesure la chaleur émise par le doigt qui est plus élevée dans le cas des bosses que des creux. L'entreprise Atmel occupe une position dominante avec un composant au silicium comportant une matrice de pixels (« FingerChip »). Une couche de matériau pyroélectrique déposée sur cette matrice réagit aux variations de température par une modification de la charge superficielle (**figure 7**). Un amplificateur associé à chaque pixel fait parvenir le signal à la partie exécutant le relevé. La qualité de l'image à niveaux de gris ainsi engendrée suffit encore avec des doigts « usés » et en présence de saleté, de graisse ou d'humidité. Le capteur possède une couche de protection robuste et effectue une capture dynamique.

Capture dynamique : Un grand nombre de capteurs examinés ici ont été dupés par le passé (voir encadré). Ce problème a été résolu en introduisant un mode de fonctionnement qui diffère du mode usuel (doigt immobile) : le mode dynamique. Dans ce mode, le doigt passe lentement sur le capteur. Celui-ci ne possède qu'une surface de saisie étroite (**figure 8**) et enregistre une suite complète d'images à partir de laquelle le processeur reconstruit une image globale (**figure 9**). La sécurité du processus est considérablement améliorée car les éventuels résidus graisseux sont éliminés à coup sûr. Quelques fabricants, par exemple UPEK et Fingerprints, offrent les 2 types de capteur.

Extraction des minuties

Le capteur n'est et ne fait pas tout. L'image saisie à l'état brut ne se prête pas particulièrement à un traitement car elle est très « lourde ». L'appariement de formes (*pattern matching*) avec un grand nombre d'autres images nécessiterait un gros ordinateur. C'est pourquoi cette phase est précédée d'une extraction des données. Regardons attentivement le bout d'un de nos doigts : les formes composées d'arcs, de boucles et de tourbillons comportent des emplacements particuliers (extrémités, bifurcations, croisements, ponts, îlots) que l'on nomme « minuties » en jargon spécialisé. Leur position et leur direction suffisent déjà pour obtenir une caractérisation univoque (**figure 10**). Il suffit d'environ 10 à 20 minutes pour une discrimination certaine. Le gabarit restant (*template*) a rétréci de plusieurs ordres de grandeur – il reste généralement moins d'un Koctet. Il ne reste plus à l'ordinateur qu'à comparer ces gabarits, un processus rapide, même si le nombre d'opérations de comparaison est élevé. On en profite pour éliminer les déplacements latéraux et les distorsions. De nombreux logiciels ont été conçus pour remplir la tâche décrite ci-dessus ; le nombre de méthodes utilisées est pratiquement illimité.

Des applications en pagaille

Le domaine d'application principal est le contrôle d'accès logique aux ordinateurs. Cela vaut avant tout pour les ordinateurs bloc-notes et les PDA qui sont souvent déro-

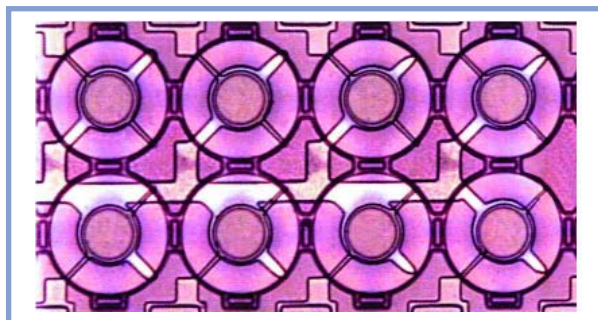


Figure 6. Les capteurs de pression intégrés sous le microscope. Le diamètre extérieur de l'élément de mesure est de 45 μm , le diamètre de la membrane élastique de 25 μm . (Figure : Rev/LETI [6])

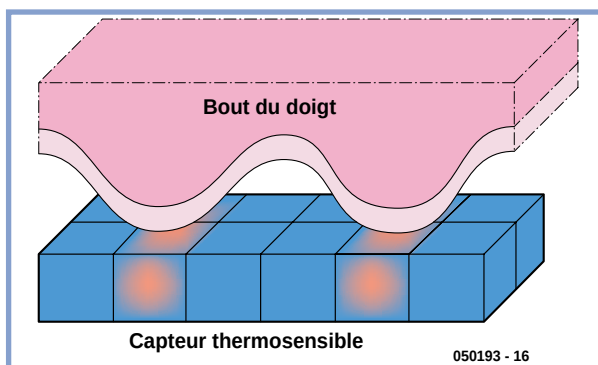


Figure 7. Principe d'un capteur d'empreintes thermique. Les éléments pyroélectriques sur les pixels engendrent des charges électriques lors de modifications de température. (Figure : Parrain/Tima [5])

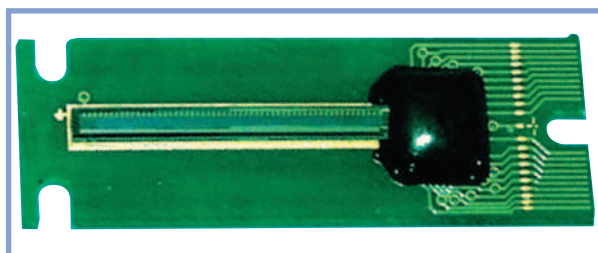


Figure 8. La surface de mesure d'un procédé dynamique peut être très étroite – ici, le doigt passe sur le capteur. (Figure : Atmel)

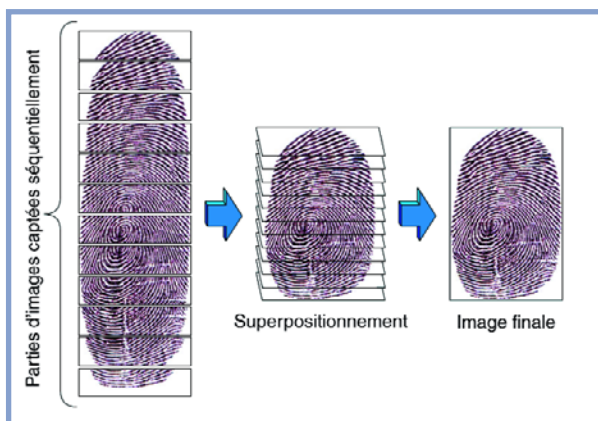


Figure 9. Un capteur dynamique engendre une suite d'images individuelles à partir de laquelle l'ordinateur reconstruit l'image globale. (Figure : Parrain/Tima [5])

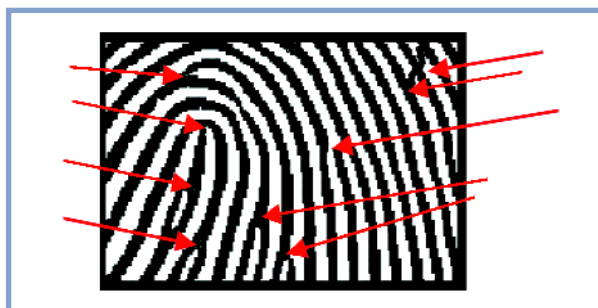


Figure 10. Les « minuties » sont les emplacements particuliers où les lignes du doigt présentent des particularités. Leur position et leur direction suffisent pour comparer différentes empreintes. (Figure : Fidelica)

Une falsification est-elle possible ?

Cela était relativement facile au début. L'idée initiale était basée sur la réactivation des traces de graisse laissées sur la surface du capteur par l'utilisateur légitime lors de son dernier contrôle. Les gouttelettes d'eau produites en soufflant sur ces traces en augmentent significativement la visibilité. Quelques capteurs optiques ont été trompés de cette façon. La capture dynamique est venue à la rescousse : le doigt n'est pas immobile mais passe lentement sur le capteur. Les traces de graisse sont éliminées sans pitié.

Seconde méthode : application d'une copie de l'empreinte digitale. Les gens laissent traîner leurs empreintes partout ; les relever est une technique bien connue de « la crim ». La poudre de graphite fine s'attache aux taches de graisse de la peau. Il ne reste plus qu'à la prélever au moyen d'une bande adhésive, de la photographier ou de la scanner par ordinateur et de l'imprimer sur une feuille de papier ou un transparent au moyen d'une imprimante laser. Quelques capteurs optiques – mêmes dynamiques – se sont laissés bernier. Et même quelques capteurs capacitifs lorsque la couche de toner était assez épaisse.

Troisièmement : le doigt artificiel avec les lignes d'un « vrai ». Le caoutchouc de silicone permet actuellement de mouler très précisément des objets et de les imiter dans les moindres détails. Les fabricants de capteurs sont toutefois conscients de ces « trucs » et ont déployé tous leurs efforts pour en venir à bout. Les capteurs optiques saisissent les images avec un éclairage comportant plusieurs longueurs d'onde. Les capteurs capacitifs analysent très précisément les propriétés diélectriques de l'objet examiné. Les capteurs HF saisissent les structures des couches sous-cutanées profondes.

Le logiciel, pour sa part, devient toujours plus fiable. Une investigation de grande envergure menée en Allemagne par le Bureau fédéral pour la sécurité en technologie informatique (Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik, BSI) a montré en 2004 le niveau élevé atteint par la sécurité.

La combinaison d'un capteur d'empreintes digitales et d'une carte à puce renforce la sécurité. L'analyse des processus de son processeur est extrêmement difficile.

(Figure : Upek)



sir celui des 10 numéros abrégés correspondant au doigt posé sur le capteur.

Des unités de disque dur USB (entreprise LaCie), des Memory Sticks USB (entreprises Dr. Fehr GmbH et RiTech International Ltd.) et des lecteurs de carte (entreprise Comix) sont aussi munis de capteurs d'empreintes digitales. Les données enregistrées sont cryptées. Les souris (Cherry M-4000 ID Mouse Professional) et les claviers (Key Source International) peuvent aussi être bloqués.

La sécurisation des transactions financières avec les distributeurs de billets et le traitement en direct des opérations bancaires sont deux autres domaines à forte croissance. Les passeports et cartes de crédit à l'épreuve des contrefaçons contiendront désormais les empreintes digitales de leur détenteur. L'authenticité des courriels sera basée sur le même principe (signature digitale).

L'accès physique aux locaux et installations peut être sécurisé par des capteurs d'empreintes digitales couplés aux serrures des portes. Il deviendra possible d'accélérer le contrôle aux terminaux d'aéroports. N'oublions pas la protection contre le vol des moyens de transport comme les voitures, les machines de construction, les bateaux, les navires et les avions.

Prédictions à long terme

Le marché croît de manière foudroyante. Les systèmes d'empreintes digitales constitueront dans quelques années un marché de l'ordre du milliard. Les personnes chargées de la protection des données déplorent la perte de la sphère privée. Il est un peu tard pour cela. L'introduction massive de lecteurs d'empreintes digitales ne causera pas de détérioration massive de la situation.

Les minuties des lignes du doigt ne font pas vraiment partie du cœur de la sphère privée, contrairement au compte en banque ou à l'état de santé. Même si elles ne sont plus secrètes, leur possesseur n'en subira que rarement des inconvénients immédiats, d'autant plus qu'elles ne permettent pas de reconstituer l'empreinte complète. Dans tous les cas, cette technique causera bien plus de problèmes aux fraudeurs qu'aux citoyens honnêtes et sans reproches.

Littérature et liens :

- [1] <http://www.keuning.com/biometry/>
- [2] <http://www.biometrics.org/>
- [3] <http://www.findbiometrics.com/>
- [4] <http://www.precisebiometrics.com/>
- [5] http://www.neurotechnologija.com/vf_sdk.html

(050193-1)

Capteurs d'en



Pour un projet autonome à

Dans ce numéro, l'article de fond sur les capteurs d'empreinte digitale vous informe sur les diverses réalisations et les possibilités d'utilisation de ces composants dignes d'intérêt. Nous nous sommes demandé dans quelle mesure un électronicien pourrait se lancer seul dans ce genre de projet. Que peut-on acheter et combien cela coûterait-il ?

Dans les catalogues des magasins d'électronique connus, on ne trouve pratiquement rien sur ce thème. En revanche, une recherche par Internet sur Google donne des résultats bien différents. Il y a quantité de sites et de documents disponibles sur le sujet et l'on trouve aussi de nombreuses offres, depuis les ensembles de démarrage, y

compris des systèmes de conception de logiciel (SDK) jusqu'aux outils de développement et de support. On y trouve aussi des systèmes équipés de capteurs d'empreinte digitale, comme par exemple un portier électronique (à partir de 400 €) ou un clavier avec souris équipé d'un tel capteur (à partir de 50 €). Pourtant, quand on veut se procu-

rer à la pièce ce genre d'article, pour une construction personnelle, c'est tout le contraire. Sur le marché allemand, nous n'avons trouvé prix et disponibilité à l'unité que chez une seule firme, Sander-electronic (www.sander-electronic.de), qui propose les capteurs Fujitsu MBF (à partir de 80 €).

mpreinte

usage privé ?

Pour faire l'essai

Aussi, la façon la plus avantageuse de se procurer un capteur d'empreinte, c'est d'acheter un numériseur complet à raccorder au PC. Nous avons donc acheté un produit standard dans ce domaine, le lecteur d'empreinte digitale de Microsoft avec connexion USB à 59 € (pour 10 € de plus, on peut obtenir le lecteur avec souris pour PC et clavier, chez Conrad par exemple).

Comme l'indique la photo (**figure 1**), il s'agit manifestement d'un capteur optique. La surface du capteur, éclairée latéralement par des LED rouges, est complètement transparente, mais n'est pas rigide et brillante comme du Plexiglas, elle est mate et élastique comme du caoutchouc ou du PVC mou,

si bien que le doigt n'y laisse aucune empreinte visible. Selon le fabricant, il ne s'agit pas d'une mesure de précaution indispensable, Microsoft prétend dans la notice d'installation que le but poursuivi est le confort d'utilisation lors de l'inscription sur un site et pas l'amélioration de la sécurité. Le lecteur d'empreinte digitale se substitue, avec le concours du logiciel fourni, Digital-Persona® Password Manager, compatible avec Windows XP, à l'introduction du mot de passe au démarrage de Windows ainsi que lors de la connexion à des sites Internet. Microsoft recommande de ne pas se servir du lecteur pour l'accès à des réseaux de société ni comme protection de données sensibles.

Avant de mettre en service le lecteur d'empreintes digitales, il faut installer le logiciel, puis enregistrer comme référence les empreintes d'au moins deux doigts. Chaque empreinte est numérisée quatre fois de suite. La **figure 2** donne à voir l'assistant d'enregistrement des empreintes de deux doigts. En fonctionnement pratique, le lecteur d'empreintes Microsoft se montre d'une grande fiabilité, ce qui contredit quelque peu l'avertissement du constructeur en ce qui concerne la sécurité. La reconnaissance des empreintes stockées s'effectue sans délai perceptible, celles qui n'ont pas été enregistrées sont rejetées aussi vite, nous n'avons pas constaté d'acceptation ni de refus erroné. Le lecteur remplit donc parfaitement le rôle que le constructeur lui a assigné. Quant à savoir si l'on peut s'en servir pour autre chose, vu son prix intéressant, c'est bien la question. Le lecteur est équipé d'une fiche USB pour interface normalisée, mais comme il n'y a aucune documentation sur le logiciel, en décortiquer la réalisation serait (trop) laborieux. D'autre part, si l'on veut utiliser le logiciel existant, il faut se résoudre à mobiliser un PC complet sous Windows XP pour n'importe quelle application, comme par exemple un portier électronique, sans compter que Microsoft considère cette solution comme peu sûre...

Et pour une nouvelle conception ?

Comme on a pu s'en apercevoir avec les téléphones portables, dès que la demande atteint un grand volume, même s'il s'agit d'une technique très exigeante, les prix s'effondrent. C'est aussi valable pour les capteurs d'empreintes digitales. Pour une fabrication en petite série, il n'y a pas que le prix du

capteur qui entre en ligne de compte, il faut inclure aussi le matériel et le logiciel. L'extraction de la trace et surtout le traitement des données issues du capteur demande une relativement forte puissance de calcul. Pour un appareil autonome, comme un « simple » portier électronique par exemple, il faudra déjà un microcontrôleur de haut de gamme (32 bits RISC, ARM7/9 ou DSP) pour analyser valablement des empreintes digitales. La conception du logiciel est tout aussi coûteuse, comme on le remarque avec les systèmes de développement et les licences. Pour commencer, il n'y a pas d'autre choix que de se procurer un de ces SDK, pour lequel il faut compter quelques centaines d'euros, au moins. Dans le **tableau 1**, nous avons recensé un certain nombre de kits (ils n'y sont sûrement pas tous) pour des systèmes autonomes.

Les kits de Atmel et Fujitsu comprennent un module qui permet non seulement la conception, mais aussi une véritable réalisation pratique. Le module d'Atmel, pour cette raison, est livrable également sans le kit, mais avec la licence pour le logiciel de reconnaissance. Fujitsu ne propose pas le module séparément. On peut toutefois s'en servir comme référence pour une application individuelle et se procurer une licence pour le logiciel de reconnaissance FP.

Le kit FS de Forth-Systeme, de son côté, utilise une platine de développement particulière, tandis qu'avec l'outil de développement TI, il s'agit d'une platine enfichable pour la carte du DSP Starter Kit. Texas Instruments possède à son programme quatre de ces platines enfichables équipées de capteurs d'empreintes digitales des fabricants Atmel, Authentec et Fingerprint Cards, qui s'adaptent aux cartes DSP reprises dans le tableau.

Sous investigation...

Nous avons voulu examiner plus attentivement le kit de lancement de Fujitsu et nous remercions ici le distributeur Glyn d'en avoir mis un exemplaire à notre disposition. Voici en quoi consiste un « Embedded Fingerprint Development Kit » MDP200-EDK : un environnement complet de développement et une bibliothèque de programmes pour permettre la vérification autonome d'empreintes digitales. Le logiciel se trouve sur le CD MDP200-EDK Support (version 1.2). Le matériel est constitué d'un module de trois platines superposées (**figure 3**). La platine

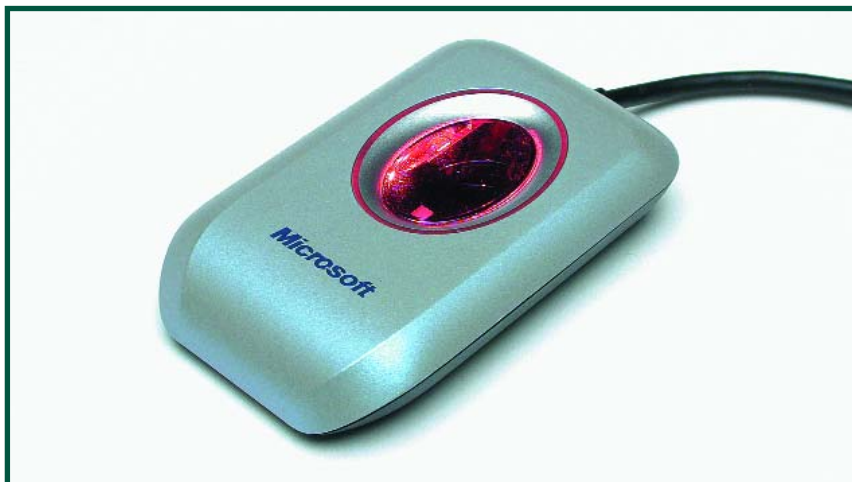


Figure 1. Le lecteur d'empreinte digitale de Microsoft à connecteur USB utilise un capteur optique.

supérieure porte le capteur ultraplat MBF200 de Fujitsu. Il ne fait que 1,4 mm d'épaisseur, c'est un capteur capacitif en technologie CMOS qui

compte 256 x 300 pixels en matrice et atteint une résolution de 500 dpi en numérisation. La platine inférieure héberge un contrôleur RISC à 32 bits

MB91302 de la série FR de Fujitsu avec 8 Mo de SDRAM et 2 Mo de mémoire flash. L'ensemble livré comporte également un bloc d'alimentation secteur et deux cordons de liaison vers le PC pour chacun des ports sériels RS232 du module. Le module dispose en outre d'une sortie à relais qui pourrait servir à commander l'ouverture d'une porte. Il y a aussi des LED et un vibreur acoustique pour faire connaître le résultat de la vérification d'empreinte. Un bouton et un commutateur servent à la mise en service et au changement de fonction. Sur le CD du kit, on trouve aussi la documentation sur le matériel pour en faciliter l'utilisation et servir de référence pour toute application personnelle. Elle comprend le tracé des platines, le schéma des circuits, la liste des composants et même les feuillets de caractéristiques des composants individuels.

Le logiciel d'utilisation comporte une bibliothèque pour la mise en oeuvre et la commande du capteur ainsi que pour la lecture des données sur les empreintes. Pour la vérification des empreintes digitales (la comparaison avec le croquis enregistré), basée sur les minuties, on se sert de la bibliothèque de programmes de Ikendi dont l'usage sous licence se limite au kit de démarrage. Un accessoire permet le chargement en flash d'un nouveau logiciel utilisateur et du moniteur d'amorçage.

Également sur le CD, l'utilisateur pourra disposer, avec le Softune Workbench de Fujitsu, d'un outil complet de développement pour le microcontrôleur, avec compilateur, assembleur et éditeur de liens. Il faut au préalable s'enregistrer en ligne.

Dès l'introduction du CD, le butineur de web ouvre le répertoire en html à partir duquel on accède aux différentes options. Si votre Windows XP dispose de la mise à jour SP2, vous devez vous attendre à un avertissement à propos de l'ouverture du contenu.

Il est bien agréable de voir la vitesse à laquelle le module entre en service. Un petit programme de démonstration se lance immédiatement, il teste le capteur d'empreinte digitale, qui fonctionne parfaitement, et tolère même une rotation du doigt de ± 45 degrés.

et en confrontation

Le kit SPF200-USB-Eva de Fujitsu utilise le même capteur MBF200, nous l'avons repris dans notre enquête aux fins de comparaison. Dans cet ensem-

Kits d'évaluation de saisie d'empreinte digitale pour applications autonomes

Fabricant / Distributeur	Dénomination	Capteur	Processeur	Logiciel
Atmel	AT77SM0101BCB02VKE Biometric Module	Atmel AT77C101B-CB02V	ARM9 (AT91RM920)	Linux/Ikendi
Fujitsu/Glyn	MDFP200-EDK	Fujitsu MBF-200	Fujitsu MB91302 (32bit RISC)	C/Ikendi
FS FORTH-SYSTEME	Developer's Kit IKENDI for LxNETES	Fujitsu MBF-200 (optional: Authentec)	ARM7TDMI	Linux/Ikendi
Texas Instruments	FADT	Atmel/Authentec/FPC	TMS320C5510/TMS320C6713 (DSPs)	FPC/Bioscrypt

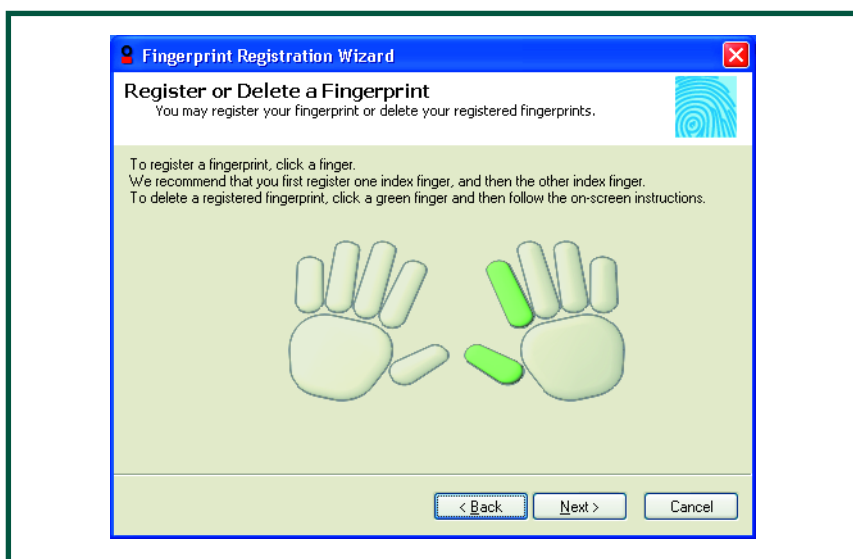


Figure 2. L'assistant d'enregistrement d'empreinte digitale après mémorisation de deux doigts.

ble de test (figure 4), on trouve un module SPF200-USB prêt à l'emploi et une version de démonstration du logiciel de reconnaissance myMinutia, qui offre d'intéressantes possibilités. C'est ainsi qu'il est possible d'examiner à l'écran, en vidéo et en direct, l'image produite par le capteur et d'observer le travail de l'algorithme de comparaison (figure 5). Pour développer son propre logiciel pour PC, il y a sur le CD du kit quelques exemples de programmes, il faut toutefois recourir, pour la compilation, à certains logiciels supplémentaires (par exemple MS Visual C/C++ 5.0, des fichiers Header et Lib ainsi que des DLL Run-time pour le SDK de Veridicom).

Particularité intéressante de la comparaison avec le kit de développement testé, le MDP200-EDK, c'est qu'il utilise le même capteur, mais avec un logiciel et du matériel différent. Ce capteur, dans le module USB, se montre beaucoup plus sensible aux traces grasses laissées lors de prises d'empreintes précédentes et a manifestement eu des soucis avec certains doigts, au point de ne pas réussir à en produire le croquis de référence (*template*) à enregistrer. Il ne tolère pas la moindre rotation du doigt pendant la prise d'empreinte. On peut en déduire qu'un bon fonctionnement tient à la qualité de la conception et à l'adéquation du logiciel.

Conclusion

Pour qui s'intéresse à une réalisation autonome d'un capteur d'empreinte digitale, un kit de démarrage offre une solution relativement rapide. Malgré tout, l'effort technique est considérable et pour une petite série, le prix n'est pas négligeable non plus. Le kit de développement de Fujitsu que nous avons testé coûte aux alentours de 450 € (hors TVA).

(050193-2)

Nos remerciements à Michael Ehlert (Glyn), Andreas Riedenauer (INELTEK Mitte GmbH) et au Dr. Klaus Sander (Sander electronic) pour leur aide et la mise à disposition du matériel et de la documentation.

Bibliographie :

Davide Maltoni et al.:

« Handbook of Fingerprint Recognition », Springer, Berlin 2003 (avec DVD).

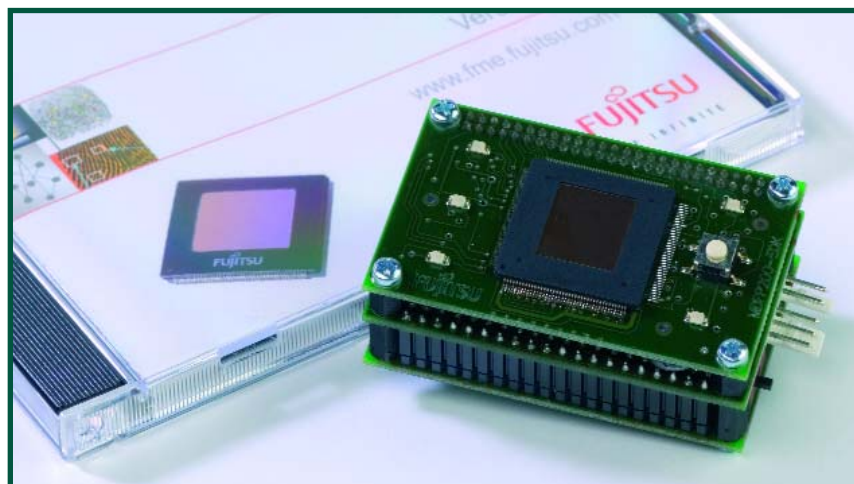


Figure 3. Le module de prise d'empreinte digitale de Fujitsu doté du puissant microcontrôleur à 32 bits pour une réalisation autonome.



Figure 4. Le kit d'évaluation avec module de prise d'empreinte digitale à connexion USB.

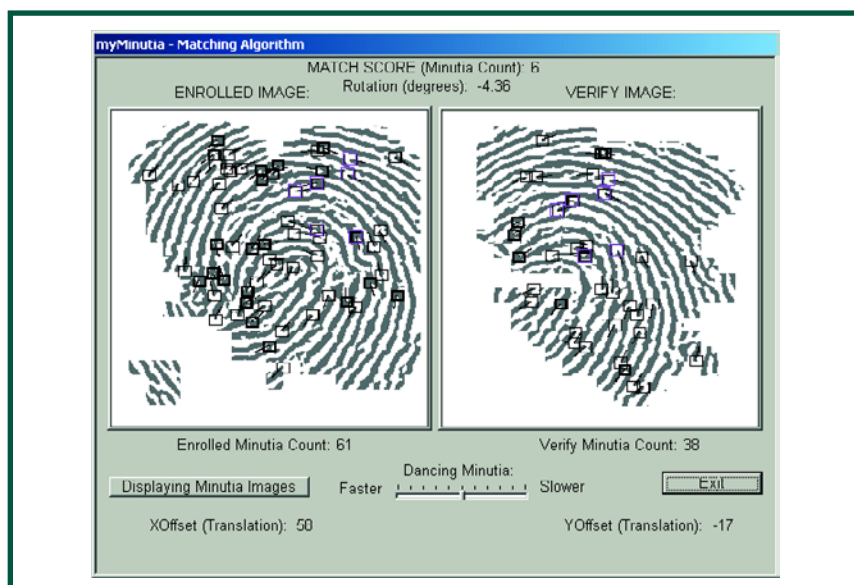


Figure 5. Le logiciel myMinutia compare le croquis de référence à l'empreinte digitale en cours d'analyse.

Le WiMAX

Bientôt du sans-fil à large bande

Wim Rouwet

Le WiFi (ou 802.11) tout comme la 3^e génération de téléphonie mobile (3G) ou l'UMTS ont bien grandi et nous pouvons considérer qu'ils sont sur les rails, à présent. L'UMTS et la 3G offrent à l'utilisateur un haut degré de mobilité et de couverture, mais il leur manque encore la rapidité du débit de données à faible coût, qui est à l'origine du succès du WiFi, aidé en cela par la popularité de l'ADSL et des liaisons câblées à large bande, du moins dans le monde occidental. Logiquement, l'étape suivante sera la recherche de plus de bande passante et de fonctions. C'est l'objectif du Forum WiMAX et de la norme 802.16, allier la liaison sans fil à large bande avec la couverture des UMTS/3G, tout en préservant la souplesse et le caractère économique du WiFi. Analysons ici les défis à relever lors de la conception des stations de base WiMAX.

Les normes IEEE 802.16 veillent à assurer un transfert de données permanent sans fil tant pour les utilisateurs fixes (première génération, 802.16-2004) que mobiles (802.16e). Grâce à sa souplesse dans la qualité du service (QoS) offert, un réseau 802.16 peut affronter les liaisons vocales mobiles, les données à haute vitesse autant que la vidéo mobile. Les normes 802.16 ont été approuvées par le forum WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). Ce appui recouvre à la fois la compatibilité du matériel et la promotion du standard.

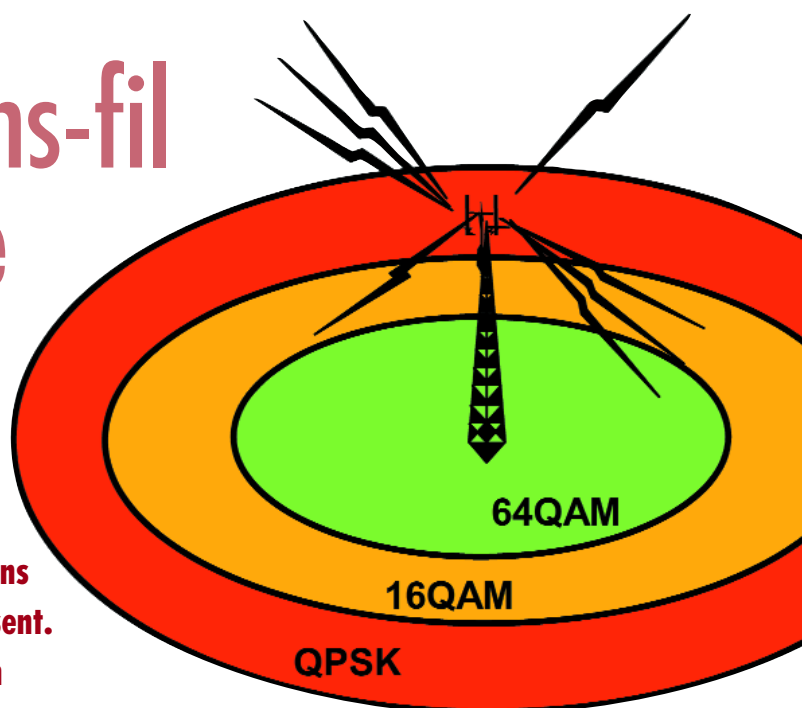


Figure 1. La meilleure méthode de modulation dépend des conditions du canal, lesquelles sont sujettes entre autres à la distance entre terminal et station de base.

Avec l'aubaine de trois sources de revenus issues d'un simple réseau de transfert par paquets, la réunion de la voix, de la vidéo et des données est devenue le Saint-Graal des opérateurs de télécommunication. Les clés du succès, que sont l'IP (*Internet Protocol*) et le réseau à commutation de paquets, vont sans tarder rendre le système universel. Conçue dès le départ pour fonctionner sous IP, la norme 802.16, c'est tout bénéfice pour les vendeurs de réseaux !

Brève introduction au WiMAX

La croissance rapide de l'Internet à haute vitesse a engendré une forte demande d'accès permanent à haut débit, tant pour le bureau que pour la famille. Bien qu'une grande part de ces accès soient obtenus par des systèmes comme l'ADSL, les modems câblés ou même les connexions par appel, ils ne peuvent pas répondre partout à la demande. Par exemple, une liaison ADSL ne doit pas dépasser 5 à 6 kilomètres et encore, à condition d'admettre une sévère dégradation de la qualité. Le câble n'est pas installé dans toutes les régions et une liaison par appel ne peut offrir qu'un débit limité. La réponse à toutes ces difficultés, c'est le BWA (*Broadband Wireless Access*, accès sans fil à large bande), capable de fournir des transmissions radio par paquets selon le protocole Internet à la vitesse de l'ADSL dans des cellules dont le rayon peut atteindre plusieurs dizaines de kilomètres (nous allons y revenir).

Le BWA n'a connu jusqu'à présent qu'un faible succès. Le souci réside dans le fait que, malgré le nombre élevé de fournisseurs de BWA, il n'existe pas de solution nor-

malisée pour l'industrie, ce qui présente deux inconvénients majeurs. D'abord, le choix est difficile en raison des différences de caractéristiques et de mise en service. Ensuite, le matériel destiné à l'utilisateur reste cher, du fait que le volume est encore trop bas pour justifier une production de masse des circuits intégrés requis. Dès les débuts du groupe de travail sur le 802.16, IEEE lui a fixé comme objectif de fournir un standard global pour le BWA. La première version de la norme a été publiée en avril 2002 et des amendements sont sortis régulièrement. On peut comparer le rôle du forum WiMAX à celui de l'alliance WiFi pour le 802.11 : il n'est pas chargé directement du processus de standardisation, mais il en assure la promotion et offre aux fabricants l'occasion de tester la compatibilité du matériel dans le but d'obtenir une certification WiMAX.

Il y a différents marchés pour les systèmes BWA, depuis les connexions par dorsale hertzienne en amont des stations de base 3G, ce qui permettrait aux opérateurs de relier entre eux les nœuds sans avoir à payer bien cher la location de lignes, jusqu'aux utilisateurs de la catégorie SoHo (*small office - home office*, petit bureau, bureau particulier), pour lesquels BWA peut concurrencer les moyens actuels (ADSL, câble ou téléphone) et futurs, comme le PON (*passive optical network*, le réseau optique). Le BWA a aussi pour but de fournir aux entreprises des connexions du type des lignes louées T1+, en leur garantissant la largeur de bande et l'interconnexion des points d'accès 802.11. Il existe plusieurs versions du standard 802.16, mais pour les applications que nous avons déjà envisagées, la norme dite 802.16-2004 (anciennement appelée 802.16d) est celle que le forum WiMAX a ratifiée.

Pour tous les types de connexion que nous venons de voir, la mobilité n'est pas requise. Cependant, la dernière mise à jour de la norme (appelée 802.16e), en acceptant les brusques changements de canaux et les transferts entre postes, autorise l'usage mobile. Ajouter la mobilité à la 802.16-2004, c'est, pour les opérateurs, s'ouvrir tout un nouveau marché en assurant des connexions IP à haute vitesse à des utilisateurs mobiles. On sort ainsi la norme 802.16 de la niche pour laquelle elle était plus ou moins destinée, pour la propulser sur le marché de l'UMTS/3G. À titre d'exemple, la qualité du service offert par le 802.16 permettrait à des opérateurs de proposer des combinés téléphoniques pour pratiquer à très bas prix le VoIP, la voix transmise par protocole Internet, sur un réseau mobile. Gardons en tête que la compétition pour le marché du VoIP ne s'exerce pas seulement sur le GSM/3G, mais aussi sur la 3G en développant des standards tels que HSDPA et HSUPA.

Les gammes principales de fréquence de travail pour le 802.16 en liaisons NLOS (**non line of sight**, au-delà de l'horizon), c'est à dire quand l'utilisateur ne « voit » pas la station de base pendant la communication, se situent autour de 2,4 (USA), 3,5 (Europe) et 5,6 GHz. De ces gammes-là, seule la 5,6 GHz se trouve dans une portion du spectre non soumise à licence. Pour les autres fréquences, les opérateurs doivent s'acquitter d'une licence, similaire à celles de la 3G. La norme 802.16-2004 permet aussi bien de travailler dans des bandes soumises ou non à une licence, alors que la 802.16e ne travaille que dans les bandes sous licence. Fonctionner dans une telle bande offre à l'opérateur le droit à de plus hautes puissances, d'où une moindre vulnérabilité aux interférences avec les autres transmissions dans la même gamme. La distance maximale entre une station de base (BS) et le terminal utilisateur (SS, *Service Station*) en 802.16 est de l'ordre de la dizaine de kilomètres. Cette dimension de

cellule relativement large et la possibilité de transmissions NLOS (par delà l'horizon) exige que la méthode de modulation soit adaptative selon la qualité de la liaison. La norme 802.16 par exemple autorise le choix entre les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM. Voyez à ce sujet la **figure 1** pour la tactique de repli et la **figure 2** pour la description de ces trois types de modulation. La méthode de modulation, l'utilisateur peut en changer

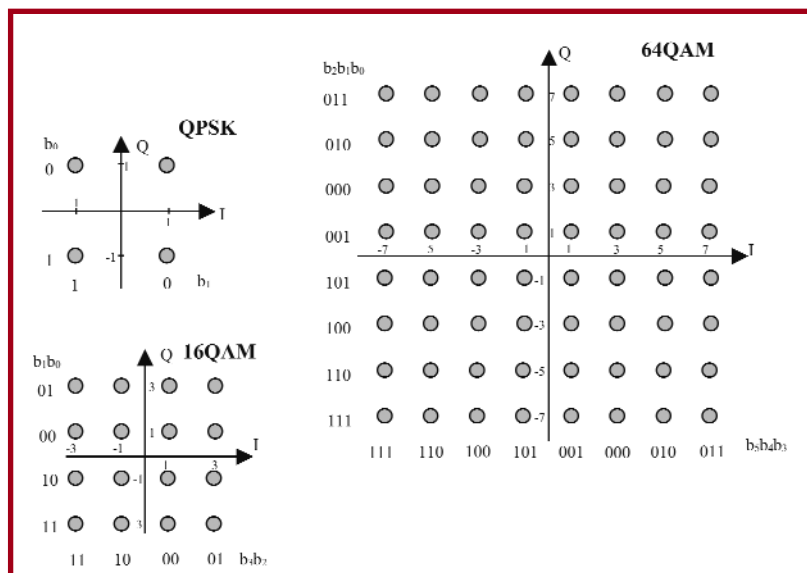


Figure 2. Différentes méthodes de modulation (de QPSK jusqu'à 64QAM) utilisées en 802.16e. Pour une explication de ces termes, cf. http://www.blondertongue.com/QAM-Transmodulator/QAM_defined.php.

d'une trame à l'autre pour soutenir les conditions de changement rapide en fonction de la propagation dans le canal. Dans les conditions optimales (tous les utilisateurs disposent alors d'une liaison 64QAM), la capacité de transmission du système s'établit aux environs de 38 Mbits/s sur un canal de 10 MHz de large, partagée entre tous (p. ex. 256) les utilisateurs du système. Avec un rapport de sursouscription de 20 à 1, l'utilisateur aurait à disposition une bande de $20 \times 38 / 256 = 3$ Mbits/s. Le système peut travailler à la fois en modes TDD (*Time Division*) et FDD (*Frequency Division*) duplex dans lesquels la liaison montante et la liaison descendante se partagent une porteuse physique (p. ex. 10 MHz) en TDD exploité en alternat, tandis qu'en mode FDD, il faut des porteuses différentes pour les liaisons montante et descendante, ce qui permet le vrai duplex. Le mode FDD est pratique pour les connexions du style ligne louée, parce que la quantité de trafic dans les deux sens est très similaire. Sinon, le mode TDD est le plus efficace, en réalité, parce que le trafic descendant est nettement supérieur à celui qui monte vers la station de base, ce qui est le cas le plus probable pour le consommateur. En conclusion, le WiMAX dispose des qualités requises de solidité et de flexibilité pour gérer les liaisons aussi bien en vue directe (LOS) que derrière l'horizon (NLOS) dans des conditions de changements rapides, comme l'illustre la **figure 3**.

La charge de transmission

Une salve transmise à travers le support physique peut contenir n'importe quel nombre de PDU (*Protocol Data Unit*) enchaînés par concaténation, chacun d'eux prenant

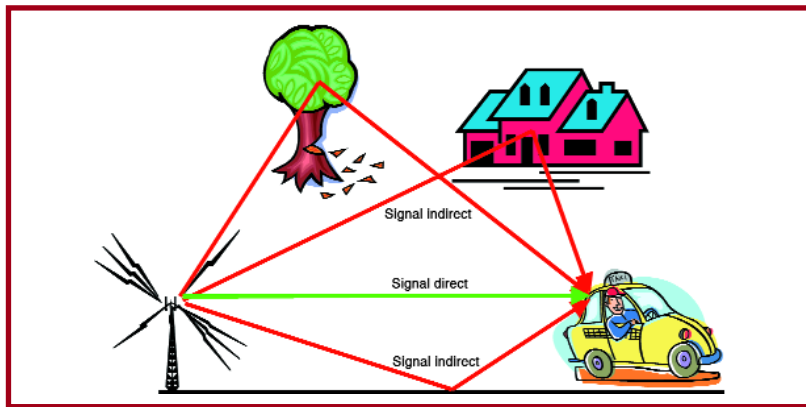


Figure 3. Illustration du multipath. Chaque chemin entre émetteur et récepteur est légèrement différent en distance, ce qui induit de la distorsion à cause des décalages temporels lors de la réception.

la forme d'un en-tête de 6 octets, d'un CRC (optionnel) de 4 octets et d'une charge utile de longueur arbitraire, emballée entre préambule et CRC. Dans l'en-tête du PDU, le champ CID (*Connection Identifier*) indique le destinataire de la charge. Tout terminal utilisateur peut entretenir autant de connexions actives par CID qu'il veut, par exemple des liaisons de gestion avec une communication vocale et une transmission de données. Le trafic pour plusieurs CID peut aussi être incorporé dans une seule salve, pour autant qu'il soit destiné à une seule SS. La taille d'un PDU doit être déterminée par le MAC Layer

(**Medium Access Control**) et est un compromis entre l'efficacité de la liaison aérienne (un long PDU évite la répétition de préambules et CRC) et le risque de perte lors du transfert à cause d'un BER (*Bit Error Rate*) relativement élevé dans l'interface aérienne.

La taille du PDU est aussi déterminée par la charge à transmettre (Service Data Unit ou SDU en 802.16). Dans un scénario typique, l'interface de réseau entre la station de base et le serveur transmet un trafic composé de paquets (IPv4/IPv6, PPP, VLAN, Ethernet) même si le support ATM est disponible. En supposant le transfert d'une charge IP via un réseau Ethernet habituel, la taille de la charge se situera quelque part entre 64 et 1 500 octets et devra se refléter dans les salves envoyées sur le support physique, où il est question d'en faire le meilleur usage possible, de ne pas gaspiller la bande passante en emballages superflus, par exemple.

Pour adapter la charge IP à convoier dans la bande allouée au support physique, la norme 802.16 a recours à la fragmentation et à la concentration, de manière à scinder un gros paquet IP en plusieurs morceaux susceptibles de passer dans différents PDU ou, à l'inverse, de rassembler de petits paquets IP dans un grand PDU.

Le protocole TCP est conçu en tant que système de

contrôle du transport de données d'un bout à l'autre sur des liaisons terrestres de qualité. Ceci implique d'une part un faible taux d'erreur sur les bits et d'autre part des délais très brefs. Ces deux qualités ne sont pas précisément l'apanage d'un système 802.16, du fait que la chaîne de traitement BS occasionne un retard dans le trafic et que la liaison aérienne est par nature moins fiable que la bonne vieille paire téléphonique. Quand un paquet en TCP n'atteint pas le destinataire, le protocole suppose que le réseau est congestionné et il décide de retransmettre le paquet à plus bas débit. Or, sur interface aérienne, la perte d'un paquet ne signifie pas nécessairement qu'il y a eu embouteillage, donc la réaction TCP de diminuer le taux de transfert n'est pas la bonne. Cet effet négatif est encore aggravé par la durée du trajet.

Au fil du temps, on a introduit différentes versions du protocole TCP dans le but de résoudre la question, mais l'essentiel de la procédure reste pareil. La solution proposée dans les environnements sans fil modernes tels que HSDPA, HSUPA et également 802.16 consiste à retransmettre les paquets par la même liaison aérienne, ce qui empêche le TCP global de découvrir immédiatement la perte de paquets et donc d'intervenir sur le comportement TCP prévu au départ. L'algorithme utilisé à cet effet s'appelle ARQ, *Automatic Repeat Request*, et repose sur la numérotation séquentielle de tous les blocs de données de même taille (p. ex. chaque dizaine d'octets de la charge) et sur la fourniture d'un accusé de réception positif ou négatif pour chaque bloc.

Le mécanisme des ARQ en 802.16 peut travailler sur base du PDU individuel, auquel cas le PDU complet sera renvoyé si l'ARQ reflète une perte, ou sur base du bloc, ce qui n'impliquera alors que la retransmission du bloc perdu. Le mécanisme ARQ peut, au besoin, rétablir la fragmentation d'origine selon les limites indiquées lors de la retransmission. On ne voit pas tout de suite la nécessité de procéder ainsi : pourquoi ne pas simplement renvoyer le PDU complet ? Pour mieux comprendre, il faut analyser davantage le support physique. Supposons une liaison qui fonctionnait avant sous modulation 64QAM en subissant un profond fading au point de devoir passer en modulation QPSK. En même temps, il y a eu perte d'un PDU, ce qui déclenche un ARQ. Du point de vue du MAC, ce PDU conservera la même taille effective (le nombre d'octets de charge utile) lors de la retransmission, mais selon le support physique (le nombre de symboles OFDMA, le nombre de canaux secondaires), la place occupée par le PDA dans la trame OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) est le triple (en QPSK, on transfère 2 bits par symbole, tandis qu'en QAM, il y en a 6). Il peut se révéler impossible d'allouer cette quantité d'espace sur le support physique pour une retransmission. Une re-fragmentation évitera l'écueil.

Qualité de service

La caractéristique primordiale du 802.16 est le souci de la Qualité du Service (QoS). Comme la norme 802.16 est la seule à prévoir la qualité « Best Effort », elle propose au moins quatre classes de service.

UGS (*Unsolicited Grant Service*) sert au traitement de flux de données en temps réel composés de paquets de données de taille fixe et envoyés périodiquement à intervalle régulier, tels que T1/E1, ATM CBR et la Voix par IP sans suppression des silences.

Le **rtPS** (*real-time Polling Service*) sert au traitement de flux de données en temps réel, mais dont les paquets ont

Tableau 1. Le support QoS en 802.16

	UGS	nrtPS	rtPS	BE
Priorité du trafic		X		X
Débit maximum en trafic soutenu	X	X	X	X
Débit minimum réservé au trafic		X	X	
Instabilité tolérée (jitter)	X			
Temps de latence maximum	X		X	
Police de requête/transmission	X	X	X	X

Installation radio définie par logiciel

L'évolution permanente des normes pour le 802.16 WiMAX conduit à utiliser une plateforme de traitement des communications totalement programmable. Les progrès obtenus sur les puces de traitement des signaux permettent pareille réalisation dans laquelle toute la chaîne de traitement, depuis l'interface d'antenne (celle qui conduit aux convertisseurs A/N et N/A) jusqu'à l'interface de réseau, est construite à l'aide d'une combinaison de puces de FPGA ou de RCF (Reconfigurable Compute Fabric) à haute performance pour les signaux d'antenne, des solutions à base de DSP (processeur de signal numérique) pour le traitement du support physique et des processeurs de communication pour l'exécution de la couche MAC. Ces solutions ciblent les prix les plus bas du marché (p. ex. les

une longueur variable et sont envoyés à intervalles réguliers, comme la vidéo MPEG.

Le **nrtPS** (*Non-real-time Polling Service*) sert à convoyer des flux de données qui tolèrent le retard et qui consistent en paquets de longueur variable pour lesquels un débit minimum est exigé, comme en FTP.

BE (*Best Effort*) s'utilise quand on n'exige pas un niveau de service minimum, le flux de données peut être transféré aussitôt que l'espace est disponible.

Un certain nombre de paramètres de QoS sont associés à chacune des classes de service mentionnées, comme l'indique le **tableau 1**.

Outre ces paramètres de QoS et encore d'autres, la norme en a réservé un que le fournisseur peut définir lui-même pour affiner la différenciation.

Tous les paramètres QoS sont définis en se plaçant du point de vue de l'utilisateur, ils ne dépendent donc pas des spécificités du support 802.16 MAC ou PHY. Le fournisseur peut intégrer dans son réseau les algorithmes de son choix pour la répartition de la charge et de la bande passante en fonction des qualités de service offertes.

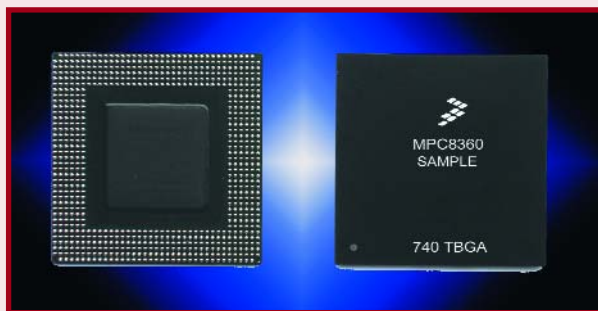
Gestion du temps et interface MAC

Les algorithmes d'emploi du temps pour les liaisons montante et descendante constituent l'essentiel de tout MAC 802.16. Ils doivent pouvoir accéder à de nombreux paramètres d'entrée tels que la situation de la file d'attente à l'entrée et sa longueur en octets, la quantité d'ARQ et les performances du support physique en termes de modulation et du genre de codage à utiliser pour chacun des utilisateurs sur un canal déterminé. Tous ces paramètres doivent se combiner avec les contrats de QoS passés avec les utilisateurs et conduire à la prise des meilleures décisions dans la gestion du temps.

Il est clair que les algorithmes d'emploi du temps forment le noyau de l'installation d'une station de base 802.16 qui répond aux souhaits du fournisseur. Il a été démontré que la sélection de la sous-porteuse la plus adéquate pour chaque utilisateur peut doubler, voire tripler l'efficacité d'un système OFDMA par rapport aux moyens conventionnels.

Architecture de la station de base

Les standards 802.16-2004 et 802.16e sont encore en phase de croissance et comprennent un tas d'options dont rien ne dit qu'elles seront utiles un jour. Les modifications en cours et l'incertitude qui plane sur la nécessité d'installer ces options réclament une approche souple et pro-



pico cellules) jusqu'aux macro cellules à secteurs multiples qui requièrent un protocole très élaboré et un large support pour les interfaces.

grammable de l'interface du réseau, du MAC, du support physique et de l'antenne, en ce compris la conformation du spectre, l'interpolation, la limitation de puissance en douceur, l'anticipation de la distorsion numérique et les algorithmes de compensation en modulation I-Q.

Le concepteur du système doit décider de la manière de partager le traitement des supports physique et MAC entre les différents appareils. La décision est risquée, parce qu'il y a de nombreuses interactions entre le MAC 802.16 et les supports physiques, en comparaison avec d'autres systèmes sans fil comme le 802.11, le GSM et les standards 3G. Ce sera en grande partie dicté par le service de gestion temporelle, comme nous venons de le voir.

Une autre différence importante entre les normes telles que 802.11, GSM ou 3G et le 802.16 réside dans le partage du support MAC. En 3G jusqu'à la version 99, la couche MAC en totalité se situe toujours dans le RNC, mais il y a une très nette tendance, dans le monde de la sans-fil, à déplacer de plus en plus de complexité du support MAC

Stop the Press :

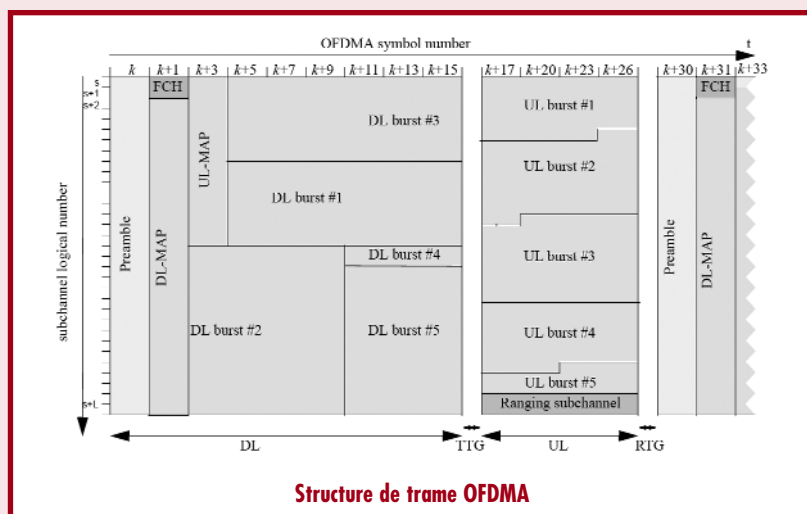
La Commission Européenne a décidé ce jour (NdR : 15 juillet 2005) que tous ses membres ont, jusqu'au 31 octobre 2005 pour libérer les plages de fréquences allant de 5 150 à 5 350 MHz et de 5 470 à 5 725 MHz et les mettre à la disposition de la Wireless-LAN. Il n'y a donc plus d'obstacle à l'introduction, dans toute la Communauté Européenne, du standard Wi-Fi du futur, le 802.11n qui devrait travailler à 540 Mbits/s.

aux confins du réseau : les stations de base. Ceci permet une meilleure gestion du QoS et une retransmission plus rapide des paquets perdus avec, pour exemple extrême, le mécanisme de l'ARQ hybride qui est indispensable en HSDPA, mais seulement en option en 802.16.

Déplacer le traitement de la couche MAC jusqu'à la station de base entraîne la nécessité d'un traitement des paquets très rapide et à bas prix dans le catalogue de chacun des secteurs. Selon l'organisation du support physique, la puce MAC doit aussi pouvoir exécuter des fonctions spécifiques telles que le cryptage et le décryptage rapides, le CRC et le calcul HCS, qu'il est préférable de faire réaliser par le matériel (en blocs d'allégement) pour réduire la nécessité de traitement au niveau du support physique.

Dans la couche MAC, la séparation entre le CPS MAC, le CS et les couches de réseau dépend du nombre de platines par armoire, des exigences sur les appareils et les interconnexions. Les protocoles utilisés, les types de trafic et leur volume dépendent beaucoup d'un fournisseur à l'autre. Ce sont des tendances qui stimulent la demande de traitement et d'interface. Dans une station de base, la cou-

Modulation OFDMA et structure de trame



Structure de trame OFDMA

quence porteuse donnée.

La technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) écarte la difficulté de l'ISI de manière élégante. Au lieu d'utiliser une porteuse unique pour transmettre les données, on se sert de porteuses multiples en parallèle, ce qui divise la largeur de bande (relativement large, 10 MHz dans l'exemple donné) disponible par canal en un ensemble de canaux plus étroits espacés de Δf . En comparaison d'un système à porteuse unique, le débit de données sur chaque canal vaut celui d'origine divisé par le nombre de porteuses utilisées. En choisissant le débit de symboles $1/T$ sur chacune des porteuses égal à l'espacement de fréquences Δf , on élimine l'interférence entre les différentes porteuses.

La réalisation d'un système OFDM est relativement simple. La conversion d'un signal dans le domaine temporel en un signal à multiples fréquences porteuses est effectuée par une transformée de Fourier inverse, ce qui veut dire que le bloc principal de la construction d'un système OFDM est une fonction FFT (Fast Fourier Transform) et une IFFT, ce qui se réalise aisément dans un DSP moderne de haute performance.

Dans les grandes lignes, l'essentiel d'un système OFDM, c'est la division de l'onde porteuse en un grand nombre de sous-porteuses (802.16 permet jusqu'à 2048 sous-porteuses, par puissances de 2) chacune d'elles plus ou moins indépendante des autres. Prenons un exemple : la largeur de spectre de 10 MHz que nous avons mentionnée plus haut peut se diviser en 1 024 sous-porteuses d'environ 10 kHz chacune. Mais plusieurs sous-porteuses peuvent aussi être regroupées pour constituer des canaux logiques secondaires.

On imagine aisément que la performance d'un canal secondaire alloué à un utilisateur sera différente de celle d'un autre utilisateur, puisque les qualités de canal y sont différentes, en fonction des conditions de propagation individuelles. Ceci veut dire qu'un canal qui a de mauvaises performances avec un utilisateur peut se révéler favorable à un autre. La technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) exploite cette caractéristique, du fait qu'elle permet d'allouer des canaux secondaires différents selon les utilisateurs dans une fenêtre temporelle à configuration variable pour la transmission d'un certain nombre de symboles OFDM, une trame, comme le montre l'illustration.

Sur cette figure, une salve est définie comme le contenant de la charge à acheminer vers le terminal d'un certain utilisateur. Dans le faisceau descendant, chaque salve est encodée (p. ex. un code à convolution, LDPC ou turbo CTC) et modulée (QSPK, 16QAM, 64QAM) individuellement par le support physique de la station de base. Ceci pourrait par exemple signifier, dans la figure ci-dessus, que la salve DL n°1 est modulée en 16QAM avec codage à convolution, alors que la salve n°2 est modulée en 64QAM avec codage turbo CTC, de sorte que le volume de bits transférés par symbole OFDMA sur le canal logique secondaire varie fort entre ces deux salves. L'endroit de la salve dans la trame OFDMA ainsi que le type de codage de la salve est repéré en fonction du terminal (utilisateur) dans la DL-MAP, qui sert de « table des matières » de la trame elle-même et est transmise en premier.

Le processus dans le faisceau montant est similaire à celui du faisceau descendant. La station de base indique à chaque terminal où (en termes de nombre de symboles OFDMA et de canaux secondaires) il est possible de commencer une transmission et sous quel type de modulation opérer.

Vu du support physique, un nombre d'octets réels de la charge transmis dans une trame est donné par la taille de la trame (exprimée en canaux secondaires et symboles OFDMA) et le type de codage utilisé (qui fixe le taux de redondance ajoutée à la charge en vue de la transmission).

che CPS du MAC (*Common Part Sublayer*, la section responsable de la fragmentation, de la concentration, des ARQ, du cryptage et du QoS) et le CS (*Convergence Sublayer*, responsable de la suppression des en-têtes et de la classification, p. ex. de IP à CID) peuvent être intégrés dans le même endroit, voire dans le même appareil ou être répartis dans des armoires ou des lieux différents. D'une part, dans une station de base de plusieurs secteurs, une solution envisageable est de réaliser une platine d'interface pour un seul réseau pour l'exécution du CS MAC au profit de plusieurs (jusqu'à 6) secteurs, pour fournir les interfaces GbE et éventuellement TDM à ces réseaux qui acheminent des données et des conversations avec, si nécessaire, le QoS sous la forme de MPLS ou de DiffServ. D'un autre côté, dans une station de base d'un secteur

Un canal de communication classique utilise une seule fréquence porteuse sur laquelle le flux de bits d'entrée sert, après codage du canal, à moduler l'onde porteuse. Le temps d'un symbole sur un tel système peut se définir par $1/T$ (T fréquence de données).

Dans le cas idéal, le signal reçu équivaut au signal émis, ce qui signifie que l'on peut décoder le signal transmis en le modulant de nouveau par la fréquence porteuse. Cependant, dans la pratique, il faut tenir compte des interférences dues aux trajets différents lorsque le signal transmis se réfléchit sur le sol, les arbres, les bâtiments ou tout autre obstacle avant d'atteindre le récepteur. Toutes ces différentes ondes parviennent à l'antenne du récepteur à des moments légèrement différents, ce qui occasionne le retard de trajets multiples (multipath). Si un retard de ce genre se produit, caractérisé par la CIR (Channel Impulse Response, la réponse du canal en impulsion), un symbole sur le faisceau peut en télescoper un autre et causer de l'ISI (Inter Symbol Interference). Dans certaines limites, on peut s'occuper de l'ISI à l'aide d'un égaliseur de domaine temporel (un filtre de canal) qui compense l'ISI en multipliant le signal reçu par la réponse estimée du canal.

Cependant, la complexité de l'égaliseur côté récepteur augmente sévèrement quand le niveau d'interférences dépasse un certain seuil. Ceci impose une limite à la largeur de bande maximale que l'on peut moduler sur une fré-

unique, le CS MAC et le CPS MAC peuvent fonctionner sur le même appareil pour réduire le coût d'investissement. Et si l'on veut encore stimuler la demande à un échelon moins élevé, il est possible, du point de vue technique, de réutiliser le modèle de la station de base pour équiper de gros clients, en leur permettant de créer de super points d'accès tout en respectant l'exigence d'un faible coût, d'une basse puissance et d'une technologie à haute intégration en silicium, pour leur offrir toute la souplesse nécessaire à l'adjonction de nouveaux services et de nouvelles fonctions par de simples mises à niveau du logiciel, exactement ce que le marché réclamera de plus en plus.

(050131-1)

Wim Rouwet, (Freescale Semiconductor) wim.rouwet@freescale.com

Colossus Jr.

Sceau électronique

Mike Simpson



La cryptographie ne concerne pas seulement le secret, elle a un autre usage, qui consisterait plutôt à garder les choses « à l'air ». Cet autre usage, qui relève à juste titre du « tout sécurité », est celui du « sceau électronique » outil d'authentification des informations, permettant de vérifier qu'elles n'ont pas été falsifiées voire d'empêcher leur falsification.

Lorsque des informations enregistrées orientent les décisions, financières, en particulier, la tentation est grande de les falsifier. Une falsification peut dissimuler un oubli fâcheux ou, simplement, rendre la lecture d'un rapport plus agréable, elle peut également faire gagner un contrat lucratif ou cacher une erreur fatale. Garder les informations secrètes est une piètre solution. Elles peuvent être nécessaires pour décider sur le terrain au jour le jour, voire minute par minute.

Cet article vous propose un sceau électronique, un outil qui prélève des données collectées par un système d'enregistrement chronologique et examine un code d'authentification (le sceau) produit par l'enregistreur pour vérifier qu'elles n'ont pas été modifiées. La **figure 1** présente un exemple de système qu'un tel sceau peut intéresser. Le changement ou le déplacement d'un seul caractère modifie le code dont la production demande une clé cachée et inaccessible sur l'enregistreur et sur le sceau électronique.

Le sceau s'appelle « Colossus Jr. » en souvenir de Tommy Flowers et de ses collègues du laboratoire de recherches GPO de Dollis Hill. Colossus est le nom de l'ordinateur qu'ils ont fabriqué pour casser les codes nazis, ceux des machines de chiffrement de Lorenz et d'autres (plusieurs versions d'Enigma, par exemple).

Plus de 60 ans jusqu'à l'âge du PIC !

Notre Colossus Jr. n'a pas besoin d'un gros et puissant microcontrôleur : deux sorties et une entrée et le code demande moins de 1 000 mots de programme. Le seul matériel que nous ne trouvons pas dans un microcontrôleur de base, c'est l'interruption qui lui permettra de lire d'autres données tout en en ruminant le dernier lot. Notre choix s'est porté sur un PIC12F675 qui peut tourner à la vitesse voulue sans tirer plus de courant qu'une ligne DTR de port RS-232 standard ne peut en fournir. Les composants sont bon marché



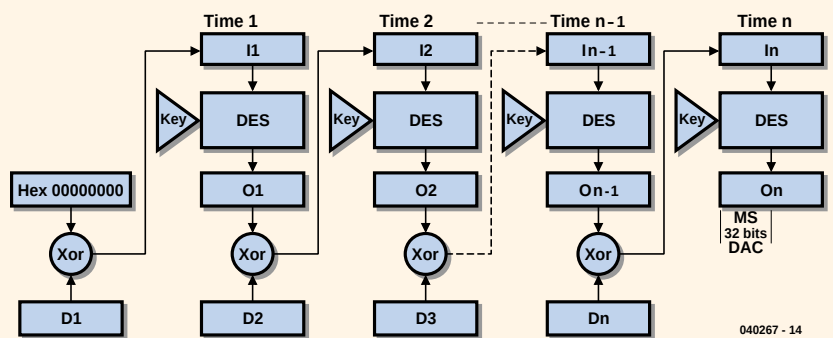
psst....Chiffrement DES

Les sous-programmes de chiffrement et le vrai sceau électronique de Colossus Jr. respectent la norme de chiffrement de données (NCD ou DES, Data Encryption Standard) certifiée par le gouvernement des Etats-Unis. Ils ont été écrits vers la fin des années 1970 et ont bénéficié de l'aide d'agents du NSA (National Security Agency). Le fonctionnement intime de la DES est resté longtemps un secret très bien gardé mais ne l'est plus, depuis peu. J'aurais pu vous expliquer comment ils fonctionnent — mais bon...

Aujourd'hui, les détails de son fonctionnement sont aussi publics qu'ils étaient secrets. Vous pouvez les trouver sur la toile et les charger gratuitement, au bureau national des normes (National Bureau of Standards), pas moins, dans les normes fédérales de traitement de l'information (Federal Information Processing Standards Publications) référence : FIPS PUB 46-3.

S'il est vrai qu'il est possible de casser le code DES et de déchiffrer à qui dispose de versions "chiffrées" et "connues" assez grandes des mêmes informations, de beaucoup de temps et d'un très gros ordinateur, il n'en est pas de même de l'authentification de données. Il est toujours possible de trouver une bonne clé pour accéder à un ensemble de données mais 1 clé sur 2^{24} (16 777 216) fonctionnera pour cet ensemble de données, à trouver dans un jeu de 2^{56} ou 72 057 594 037 927 936 clés. Trouver la clé qui fonctionne avec les informations originales ne signifie pas qu'elle permettra de valider les informations modifiées.

Les références données à la fin de l'article vous en diront plus sur les convolutions utilisées par le moteur de chiffrement et leur utilisation pour l'authentification de données. Nous recommandons en particulier la référence [1] 'The DES Algorithm Illustrated' by J. Orlin Grabbe où l'auteur donne une description approfondie du DES.



et disponibles partout puisque avec le microcontrôleur, le montage ne demande que trois transistors et quelques composants passifs.

Mini Colossus

Le code du moteur d'enchiffrement du sceau respecte assez rigoureusement la norme de chiffrement de données DES (ou NCD, voir l'encadré). Il ne le respecte pas tout à fait, puisqu'une des tables dite « Permuted Choice 1 » peut être omise bien que ses convolutions soient toujours nécessaires. Elles sont exécutées en externe sur le code de la clé de 56 bits de façon à fournir une clé interne de 64 bits. L'extension du DES pour authentification de données est traitée par le document FIPS PUB 113, l'algorithme s'appelle *Digital Authentication Algorithm*, ou DAA. Chaque bloc d'entrée est combiné à la sortie du dernier bloc par un OU exclusif (XOR) et le résultat est envoyé par le moteur de chiffrement DES pour engendrer le bloc de sortie

suivant. Au besoin, le dernier bloc d'entrée est complété par des caractères nuls (Hex 00) et le code du sceau électronique (DAC) est formé à partir des bits les plus significatifs du bloc final de sortie.

Dans notre mise en oeuvre du DAA, la sortie 0 est une chaîne de 8 caractères nuls et le bloc initial de données est combiné par un opérateur XOR avec elle : seul point non conforme au FIPS PUB 113. Le fonctionnement est toutefois identique à celui de FIPS 113 et nous n'avons pris cette liberté que pour mieux symétriser le sous-programme. Les bits sélectionnés à la fin pour composer le *Data Authentication Code* (DAC) sont les 32 bits les plus significatifs du bloc final (voir l'exemple de la figure 2).

Circuit et utilisation

La figure 3 présente le schéma de Colossus Jr. Il n'a plus grand chose de commun avec les plans très confidentiels de son ancêtre fameux, conçu il y

a plus de 60 ans, pesant des tonnes et fait de relais et de tubes à cathode chaude. À propos : Colossus a été reconstruit par des bénévoles et fonctionne. Vous pourrez vous en rendre compte en visitant le musée de Bletchley Park. Voir la référence [5].

Nous avons affaire aujourd'hui à un microcontrôleur PIC de huit broches qui ne pèse pratiquement rien dans une configuration de boîte noire à peine différente : *minimum de matériel, maximum de logiciel*.

Le PIC utilise son oscillateur de bord associé à un résonateur céramique de 8 MHz, RES1. Il emprunte son alimentation, régulée par un 7805, à la ligne DTR du port RS-232 du PC. Le niveau inactif de DTR (par défaut avec Windows) est « 0 » logique ou un niveau compris entre +10 V et +12 V.

Lorsqu'il est en service, le montage est connecté par l'intermédiaire de K1 au port série RS-232 d'un ordinateur et le fichier à vérifier est envoyé à l'authentificateur.

Un caractère d'arrêt accuse réception

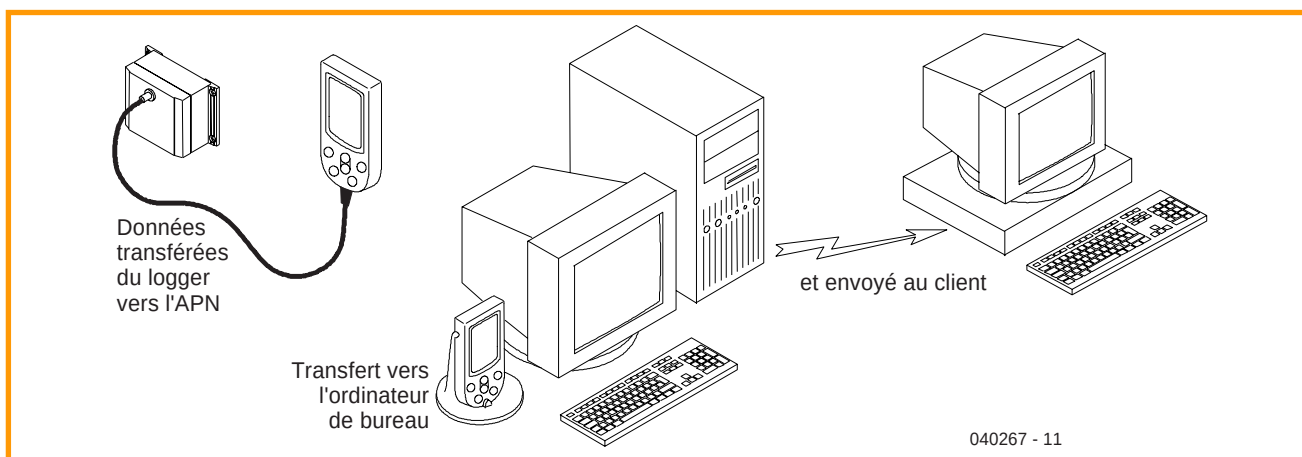


Figure 1. Exemple de système qui tirerait bénéfice de l'authentification de données, les fichiers subissant ici un triple transfert.

de chaque bloc de 8 caractères reçu par le PIC, à moins d'une erreur de parité ou de trame à laquelle répond un « P », dans le premier cas ou un 'F' dans le second. Le fichier de données doit se terminer par un caractère d'échappement (ESC) à la suite duquel est envoyé le code du sceau. Ce code, de 4 octets, se compose de huit chiffres hexadécimaux, 0 à 9 et A à F. Le circuit répondra au code par « Verified » ou « Rejected » selon le résultat.

Montage

La réalisation du montage vous coûtera beaucoup moins de peine et de temps qu'à vos prédécesseurs la construction de la machine de déchif-

frement originale... La figure 4 présente le minuscule circuit imprimé conçu pour Colossus Junior. La construction n'a rien de compliqué, ne demande pas de composants spéciaux ni de technique particulière. Le régulateur de tension 7805, IC2, se passe de radiateur. L'interface de programmation du PIC est une embase d'une seule rangée de 5 broches, celle destinée au PC, une embase sub D à 9 contacts pour circuit imprimé. Le microcontrôleur est posé sur un support DIL de huit broches. Connectez Colossus Jr. au port série de votre PC par un câble RS-232 non croisé. Le programme de communication du PC (HyperTerminal, par exemple) se configure à 9 600 bauds, parité paire, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt (9600,E,8,1).

« p1.inc » et « des.asm » (n'oubliez pas de lire l'encadré).

Choix du fonctionnement

Le fonctionnement de Colossus Jr. se définit aux lignes 17 et 18 du fichier « des.asm ». Pour le mode d'autorisation (émission de fichier), le texte suivant ajoute une signature:

```
#define Authorize
; #define Validate
```

L'autre mode de fonctionnement, authentification de données (réception de fichier) se sélectionne en transformant la ligne 17 en commentaire, comme ceci:

```
; #define Authorize
#define Validate
```

Changement de clé

La clé se trouve aux lignes 15 et 16 du fichier « p1.inc » file. Vous y lirez d'abord:

```
PassKeyL = 0x13345779
PassKeyR = 0x9BBCDFF1
```

la clé utilisée initialement est donc : 133457799BBCDFF1

Cette clé doit se couper puisque c'est la seule façon dont MPLAB peut traiter des valeurs de 32 bits.

Compilation et programmation

Une fois les fichiers adaptés à vos besoins, vous pouvez créer un fichier programmeur. Dans le menu MPLAB, ouvrez « Project » puis cliquez sur « Build ». Un fichier de code exécutable « des.hex » sera créé dans le répertoire courant.

Un programmeur de PIC compatible avec le 12F675 est nécessaire pour

```
>!D
Cycle: 005
Set: 10:04 Saturday 09 November 02
V Facs: 0.03694, 6833, 0.014, 1002
B Facs: 0.01715, 67
Local: Well No. 9, +8.00m
Start: 10:30 Saturday 09 November 02
Period: 00 Hours 30 Minutes

06452, 03524, +12
06452, 03524, +12
06452, 03524, +12
06452, 03523, +12
06452, 03524, +12

06487, 03577, +09
06487, 03578, +09
06487, 03578, +09
06488, 03578, +09
06487, 03578, +09

Readings: 1713
4FAF821C DAC
040267 - 13
```

Figure 2. Exemple d'un cycle d'authentification avec le DAC (code d'authentification de données), mot de la fin.

Personnalisation du Colossus Jr.

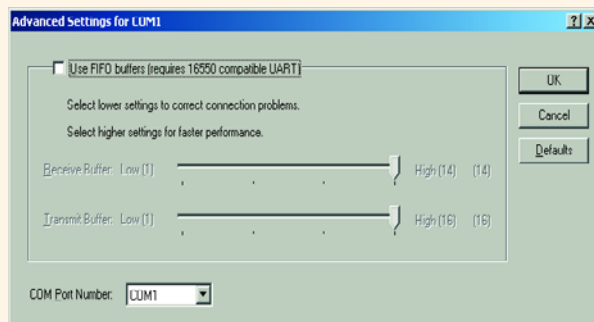
Vous aurez à imaginer votre propre clé secrète (« private key ») et à l'introduire dans le programme. Ceci demande l'ouverture et l'édition du fichier source du PIC, comme nous le décrivons plus loin, à l'aide de l'utilitaire MPLAB bien connu de Microchip (disponible gratuitement sur www.microchip.com). Le circuit peut ajouter une signature à un fichier de données ou vérifier à l'aide de cette signature si un fichier a été modifié. Vous, l'utilisateur, avez à choisir l'une de ces deux fonctions. Maintenant, suivez le guide.

Personnalisation de la clé

Ouvrez le fichier « des.mcp » avec MPLAB. Ne tenez pas compte des deux rapports d'erreur qui risquent de s'afficher et cliquez sur « OK ». La modification du code source demande l'ouverture des fichiers

Tampon FIFO de Windows XP

Si vous connectez Colossus Jr. sur un PC Windows XP, vous constaterez que la poignée de main RTS/CTS du port RS232 n'est pas très compatible avec l'activité du tampon FIFO. Pour une bonne poignée de main (oui, handshaking!) avec Colossus Jr., le tampon doit réduire voire cesser toute activité. Il ne le fera que si vous le lui demandez: cliquez sur le bouton Démarrer de votre ordinateur, sélectionnez le Panneau de configuration puis Performances et maintenance → Système → Matériel → Gestionnaire de périphériques & Ports. Cliquez du bouton droit sur le port concerné (COM1, par exemple), sélectionnez ensuite Propriétés, Paramètres du port et cliquez sur le bouton Avancé. Cliquez sur la case "Utiliser les tampons FIFO" si elle est cochée, elle ne doit plus l'être.



Liste des composants

Résistances :

R1, R4, R6, R7 = 22 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3, R5 = 2kΩ
R8 = 270 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 nF
C2 = 22 µF/16 V radial
C3, C4 = 10 µF/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
T1, T2 = BC557B
T3 = BC547B
IC1 = PIC12F675-C/P (programme **EPS040267-41**)*
IC2 = 7805CP

Divers :

K1 = embase sub-D à 9 contacts femelle en équerre
K2 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 5 contacts
Res1 = résonateur céramique 8,000 MHz
support pour circuit intégré à 8 broches
câble sériel RS-232 (non croisé) platine, réf. 040267-1 disponible auprès de The PCBShop
disquette avec code-source pour le PIC **EPS040267-11*** ou en téléchargement gratuit

* cf. www.elektor.fr

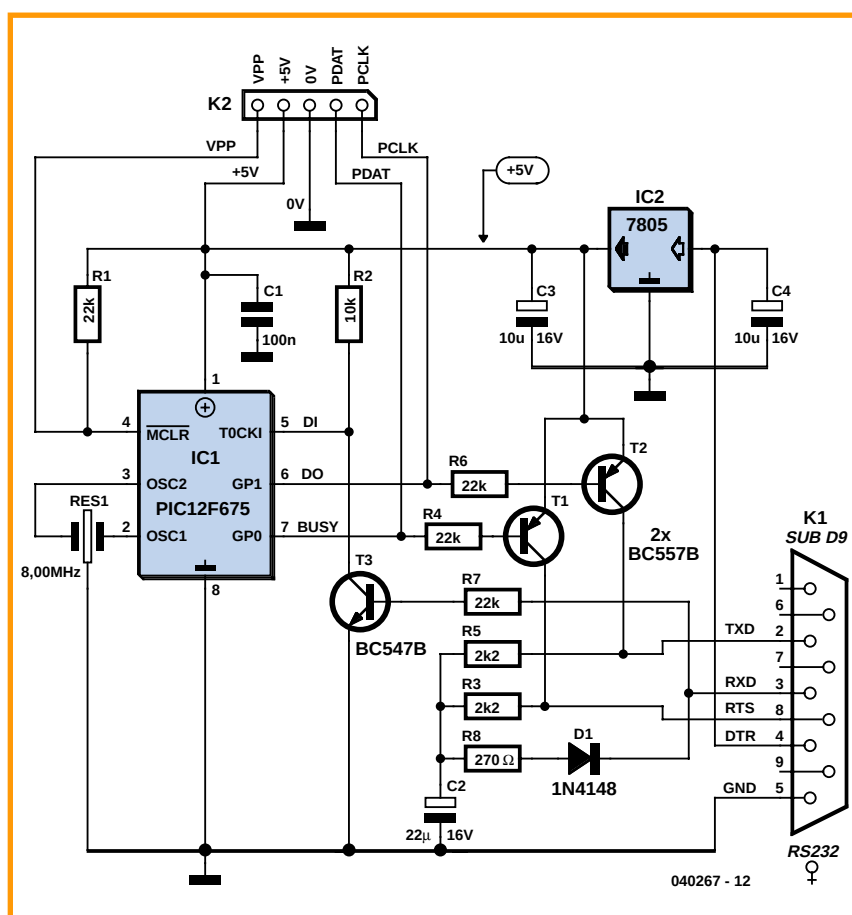


Figure 3. Schéma de Colossus Jr.: un PIC accompagné d'un peu de matériel d'entrée/sortie. Le circuit est alimenté par la ligne DTR (inactive) du PC à environ + 10 V normalement.

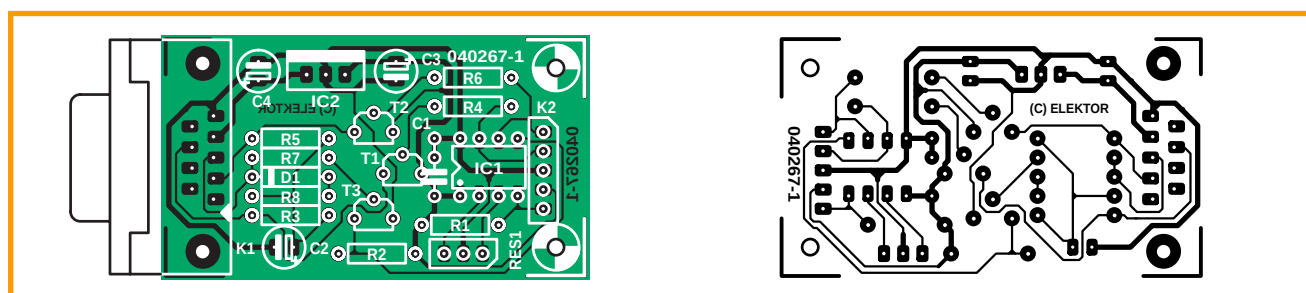


Figure 4. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.

transférer le fichier de code exécutable sur le circuit intégré à 8 broches. Le circuit dispose d'un connecteur SIL, K2, donnant accès à tous les signaux demandés par la programmation sur circuit (!) du PIC.

Programme du microcontrôleur

Le programme du microcontrôleur, disponible sur notre site d'où vous pouvez le charger sans frais (**040267-11.zip**), vous offre l'occasion d'en apprendre un peu plus sur la cryptographie et l'authentification des données au niveau du code assembleur des PIC — excellente lecture pour une soirée pluvieuse!

Le code comprend trois parties: le centre opérationnel qui reçoit les données et les codes d'authentification, le sous-programme de service d'interruption, qui permet au microcontrôleur de recevoir les données en tâche de fond, alors qu'il traite encore des données reçues antérieurement, et le moteur de chiffrement, qui fournit la version chiffrée des blocs de données.

Les sous-programmes d'entrée et de sortie série sont dits « bit-bangers » en ce qu'ils n'ont pas besoin de silicium de support sur le microcontrôleur mais « manipulent » directement les ports d'entrée et sortie à usage général. Le sous-programme d'entrée est commandé par interruption et conçu pour recevoir les données en tâche de fond, beaucoup s'il n'est pas possible de tout chiffrer pendant la lecture d'un lot de huit caractères. La sortie est également commandée par interruptions mais tourne au premier plan, puisque les sorties de données sont limitées à celles des accusés de réception et des messages « vérifié » ou « rejeté ».

(040267-1)

Références et adresses Internet

[1] <http://csrc.nist.gov/publications/fips/fips46-3/fips46-3.pdf>

[2] <http://www.itl.nist.gov/fipspubs/fip113.htm>

[3] <http://www.aci.net/kalliste/des.htm>

[4] <http://www.microchip.com/download/appnote/appspec/16cxx/00555c.pdf>

[5] www.bletchleyparkheritage.org.uk/index.htm

Vérification & double vérification : la routine DES

(le code ne tournera pas sur le Colossus Rebuild à Bletchley Park...)

```

Processor PIC12F675
EXPAND
list      n=76, c=97, b=12, st=off, t=on, p=PIC12F675
Errorlevel 0,-302                ; Don't tell us about being in wrong page

; Configure      brown out detection enabled
;               no code protection
;               power on timer enabled
;               watchdog timer disabled
;               HS oscillator

        _CONFIG _BODEN_ON&_CP_OFF&_PWRTE_ON&_WDT_OFF&_HS_OSC

; Select the task to be assembled for by un-commenting the appropriate line below.

        #define Authorize
;       #define Validate

; All timings for the RS232 are based on an 8.00MHz resonator and a serial bit rate of
; 9600bps. Although only 7 bits of data are used, the byte size is 8 bits with an
; additional parity bit - the parity is even.

        #include "P12F675.inc"                ; Microchip supplied defs
        #include "des675.inc"

; This file does a convolution of the cryptographic key using the MPLAB assemblers itself
; to replace the "Permuted Choice 1" convolution.
;
; * * * * * EDIT THIS FILE TO CHANGE THE KEY * * * * *
;
; Note that the listing of this file has been switched off to reduce clutter.

        #include "PC1.INC"

org      0000

goto     init

org      0004

#include  "intser.asm"

; Table contains the key in the first 8 bytes, it additionally has status and
; judgement strings.

Table    addwfi    PCL,F
nop
DT       PC1_0, PC1_1, PC1_2, PC1_3, PC1_4, PC1_5, PC1_6, PC1_7
Verify   DT        "Pass", 0
Reject   DT        "Fail", 0
Ready    DT        "Ready", 0

init      bsf      STATUS,RP0
          movlw    b'11111100'                ; bit 0 is busy, 1 is tx data
          movwf    TRISIO
          clrf     ANSEL
          bcf      STATUS,RP0

          movlw    7
          movwf    CMCON                ; switch off comparators

```

Lecteur de puce RFID-TIRIS

Activer soi-même les puces RFID et les décrypter

Martin Oßmann

Dans nombre d'applications, des clés de voiture aux systèmes de chronométrie, on découvre les RFID de la série TIRIS de Texas Instruments. Nous vous proposons 2 montages permettant la lecture, à peu de frais (de matériel et de réalisation s'entend), de ces puces-radio.

Il suffit de regarder autour de soi pour constater que les puces lisibles par radio (RFID = *Radio Frequency Identification*) utilisées à des fins d'identification ont trouvé de nombreux domaines d'application, au nombre desquels nous pourrions citer l'identification des animaux de compagnie (perroquets rares y compris), toutes sortes d'accès et même la chronométrie des marathoniens. Si l'on traduit RFID mot à mot on arrive à Identification par radio-fréquence, mais dans la littérature professionnelle on parle souvent de « transpondeur ». Ce terme dérivé des mots anglais *transmit* (émettre) et *respond* (répondre) est la description technique d'un répondeur réagissant au signal d'un émetteur. Des RFID utilisés ici sont des mini-transpondeurs passifs



disponibles sous diverses formes, de la carte à puce au porte-clé. La **figure 1** vous en montre plusieurs exemplaires. L'auteur tient ici à remercier Texas Instruments RFA pour la mise à disposition de ces échantillons.

Nous avons essayé de voir comment lire les transpondeurs de la série TIRIS (basse-fréquence, 134,2 kHz) avec le minimum de matériel possible. Le résultat de nos efforts, une paire de circuits, fera l'objet des paragraphes à venir.

La version minimaliste : SoC

La première variante, du type SoC, (*System on a Chip*) est on ne peut plus compacte et se résume en fait à un microcontrôleur associé à une self d'émission/réception. On en trouve le schéma dans en **figure 2**. L'aspect intéressant est la connexion de la self au microcontrôleur d'Atmel en vue de l'utiliser tant pour l'émission que pour la réception. La **figure 3** donne le détail de cette technique.

Les broches mises en oeuvre remplissent une fonction double. Elles peuvent servir de lignes de sortie classiques, ce qui est le cas lors de l'émission. Les 2 sorties 3 états sont alors actives et alimentent la self d'émission en circuit push-pull à une fréquence alternative de 134,2 kHz de manière à « charger » le transpondeur. Ensuite, de manière à pouvoir recevoir les signaux émis par le transpondeur les sorties 3 états sont mises à haute impédance et c'est au tour du comparateur analogique se trouvant reliés à ces mêmes broches d'entrer en fonction. Les 2 résistances servent au paramétrage en tension continue, le condensateur C1 faisant office de filtre passe-bas.

Un minimum de matériel implique une surcharge de travail pour le logiciel. On retrouve, en **figure 5**, un chronodigramme des modules du programme.

Émission et réception

L'énergie d'émission doit être mise à disposition sous forme de champ alternatif à 134,2 kHz. Il ne suffit pas, pour obtenir cette fréquence, de diviser simplement la fréquence fournie par un quartz de 12 MHz. L'« oscillateur logiciel » utilisé travaille de la manière suivante) : il génère des cycles de 89 et 90 périodes de l'horloge de 12 MHz, tout en basculant intelligemment entre ces cycles (principe de **Synthèse Numérique Directe**) de manière à obtenir comme résultat un facteur de division de 89,418... D'un point de vue



Figure 1. Différents modèles de transpondeurs TIRIS.

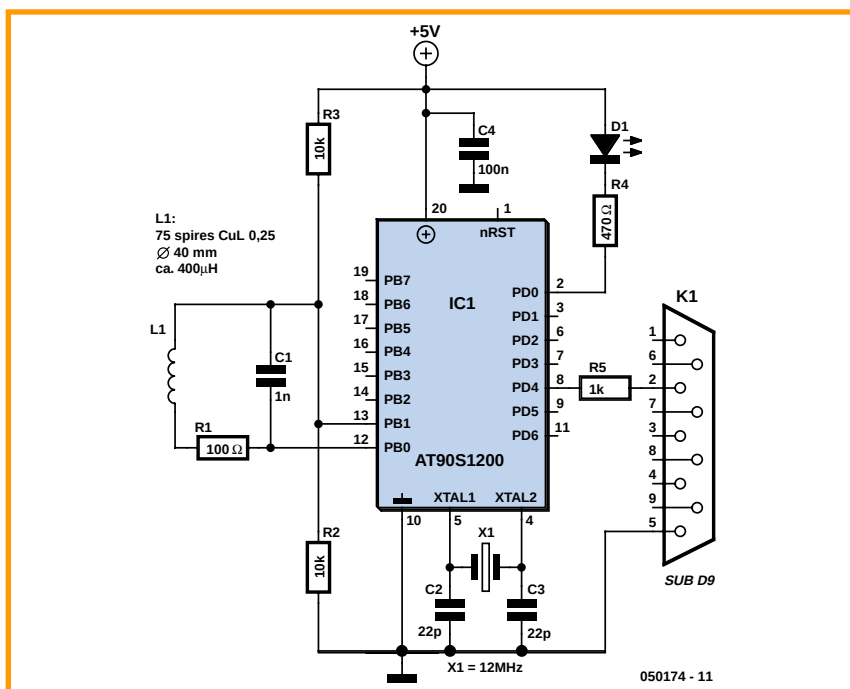


Figure 2. L'approche la plus simple pour réaliser un lecteur TIRIS.

spectral, le signal est suffisamment propre pour fournir au transpondeur l'énergie requise.

Après la charge du condensateur d'alimentation, le transpondeur répond par l'envoi de ses données après les avoir modulées en fréquence. Pour ce faire il bascule entre les fréquences de 134,2 (bas = « 0 ») et de 123,2 kHz (haut = « 1 »). Ce sont à chaque fois 16 périodes de la fréquence adéquate

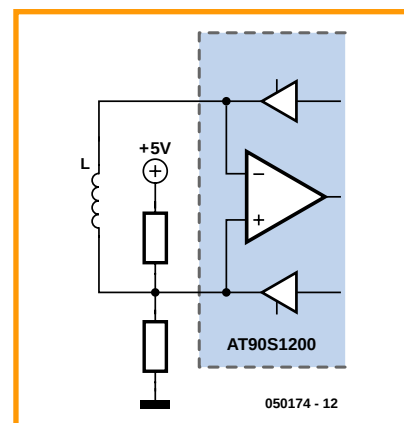


Figure 3. Connexion bidirectionnelle de la self au microcontrôleur.

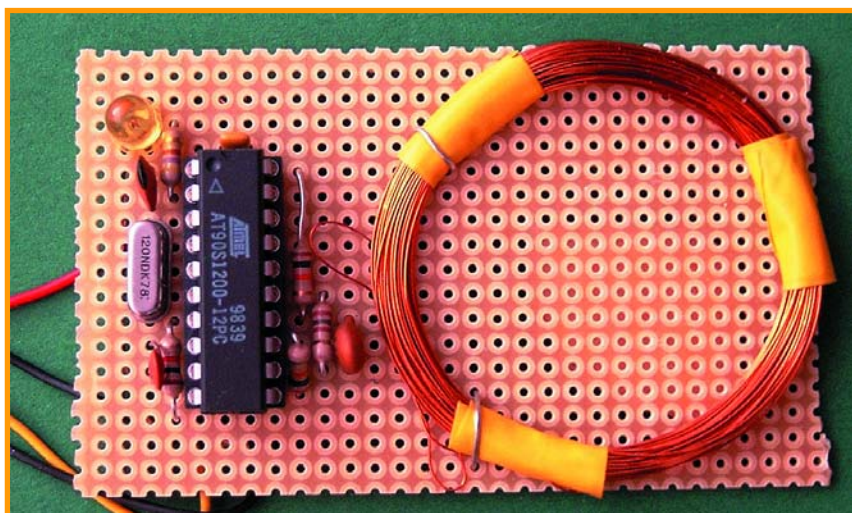


Figure 4. La variante minimaliste montée.

qui sont émises pour chacun des bits. Au niveau du contrôleur présent dans le lecteur le flanc montant du comparateur génère une interruption par période. Le calcul de la durée de la période est à la charge du temporisateur interne. La valeur de durée de

période du signal d'entrée ainsi calculée est filtrée en passe-bas par intégration (détermination de la valeur moyenne) glissante. À titre de vérification, cette valeur est transmise par le biais des 6 bits de poids fort du port B de sorte qu'il est possible de l'exami-

ner, sur un oscilloscope, en aval d'un CNA (Convertisseur Analogique/Numérique) simple intercalé entre l'appareil et les dites lignes. Comme le montre la recopie d'écran de la figure 6, le fonctionnement est ainsi aisément vérifiable. La courbe du haut rend la puissance du champ HF. Elle a été captée à l'aide d'une self de test placée à proximité du transpondeur. L'émetteur du lecteur est actif jusqu'au point de déclenchement (un repère de graticule à partir de la gauche de l'écran). Ensuite, le transpondeur envoie le flux de données modulé en fréquence à une puissance en diminution progressive. La courbe du bas rend l'évolution du signal de données reçu.

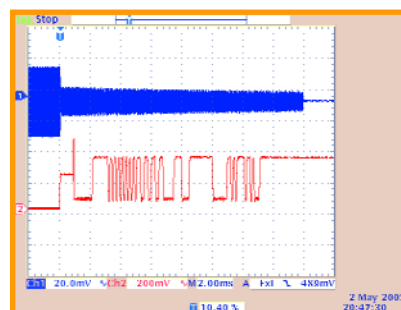


Figure 6. Champ HF et données captées.

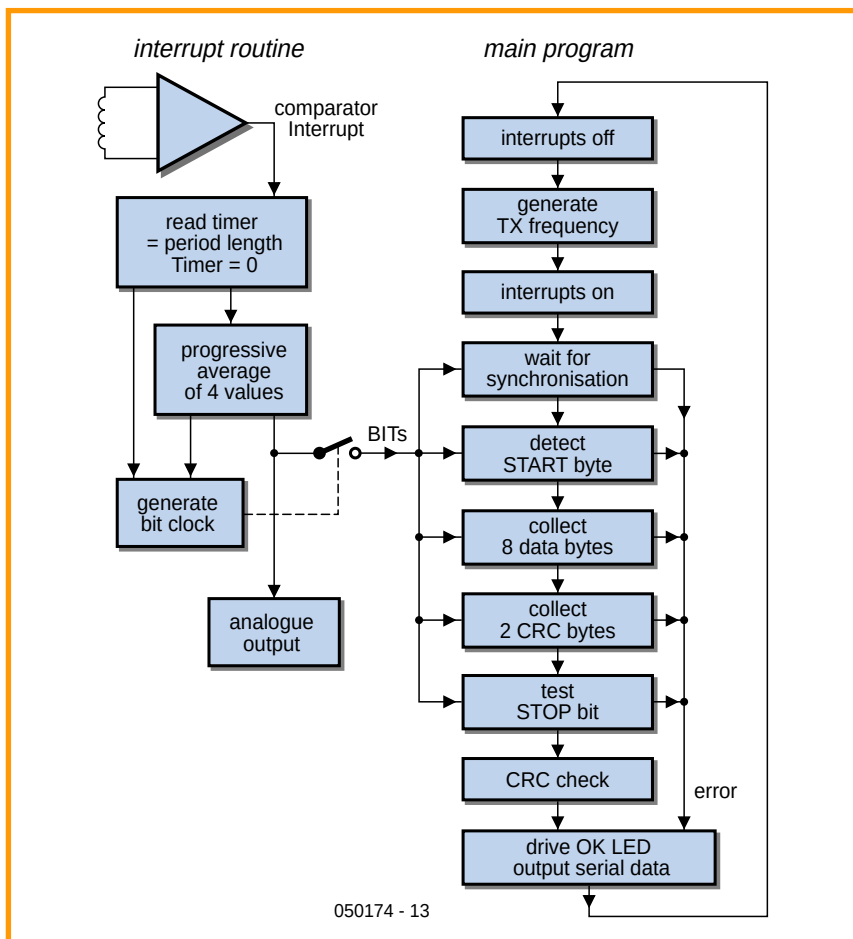


Figure 5. Ordinoigramme du logiciel.

Après identification du bit (ou, selon le cas, octet) de début (Start), les bits produits par la routine d'interruption sont regroupés en octets et mis en mémoire. Un transpondeur TITRIS émet à cet effet 8 octets de données utiles suivis d'une somme de vérification (CRC = *Cyclic Redundancy Check*) de 2 octets. Le logiciel vérifie lui aussi ce CRC ainsi que le bit d'arrêt (Stop) clôturant la transmission. Si tout est OK, la LED de même nom s'allume et les données sont alors transmises via RS-232 (9 600 bits/s). En cas d'erreur, la LED OK reste éteinte et au niveau de l'interface RS-232 on a émission d'un point d'interrogation (?). De par les fonctionnalités décrites, ce programme peut servir de base pour nombre d'autres applications. Une portée plus importante requiert un circuit plus sophistiqué.

Une portée plus grande

Nous allons doter le montage minimaliste d'un amplificateur tant pour l'émetteur que pour le récepteur. On retrouve le schéma de l'ensemble en figure 7. Tout ce qu'il y a de neuf est la connexion de la self, détail repris en figure 8.

Verrou Flash pour PC

De la matière grise plutôt que du muscle



Anthonie Botha

Cette réalisation a été conçue pour mettre un point final à l'anarchie régnant sur les ordinateurs d'une école. Il n'était pas possible de faire appel à la protection par mot de passe classique, le verrou étant trop facile à contourner. On déchargeait d'Internet des informations discutables et les effacements de fichiers étaient chose quotidienne. Le responsable était toujours inconnu ! Il était temps de penser à un verrou physique pour un contrôle total : le Verrou Flash était né !

Les domaines d'application du module Verrou Flash sont légion. L'auteur, par exemple, s'en est servi pour verrouiller le système d'un ami exploitant un « café Internet ». Une petite compagnie de logiciels se sert également de ce verrou universel, en combinaison avec un OCX incorporé dans leur programme, pour éviter le piratage et les installations en masse. L'auteur lui-même s'en sert sur son PC pour éviter que ses enfants ne soient la raison d'une crise cardiaque au cas où ils effaceraient accidentellement du code-source irremplaçable.

Le programme régissant Verrou Flash (*Flash Lock* pour les intimes) est un utilitaire résident, se cachant dans la racine du système d'exploitation et se réveillant lors du démarrage du PC. Il s'interface avec le matériel du Flash Lock par le biais du port série, échangeant des données au rythme des secondes. Si la sécurité de vos fichiers est d'une importance vitale pour vous, cette solution présente un rapport qualité/prix imbattable. Après une erreur, le système se coupera (si c'est l'option que vous avez

choisie), vous donnant 60 secondes pour tenter de résoudre le problème. Plutôt que de couper le PC, vous pouvez tout simplement sortir le Flash Lock de son connecteur. **Ce verrou ne fonctionne que sur un PC tournant sous Windows XP.**

Comment ça marche ?

La combinaison d'un PC, d'un port série disponible et du logiciel du Flash Lock (écrit en Visual BASIC 6) met différentes options à votre disposition. L'électronique n'a rien de complexe et trouvera place dans un capot de connecteur sub-D à 9 contacts standard. On pourra y percer un trou de manière à le fixer à un porte-clés. Comme vous l'avez compris, la puissance de cette réalisation est son programme.

Pour 2 sous de matériel

L'électronique du Flash Lock, représentée en **figure 1**, se résume en fait à un microprocesseur, quelques composants passifs et diodes. La diode zener D2 limite la tension d'alimentation du

processeur à 5,6 V environ. Un port RS-232 devant, disent les normes, fournir un maximum de 20 mA de courant, il n'est pas nécessaire de prévoir de résistance-série pour éviter tout risque au PIC et à la diode zener. L'autre diode, D1, évite que la tension d'alimentation du PIC ne devienne négative. Les broches d'E/S du PIC utilisées par le programme sont protégées par des résistances de 1 k Ω . Il est vrai que cette valeur est proche du maximum admissible par un PIC mais il fallait veiller à limiter la complexité et les coûts de l'électronique. Si l'on sait, comme nous l'apprend la fiche de caractéristiques du PIC, que ses broches peuvent drainer (*sink*) ou fournir (*source*) jusqu'à 20 mA chacune, cela nous donne $12 \text{ V} / 1\,000 \, \Omega = 12 \text{ mA}$ dans le pire des cas, nous sommes près des limites sans sortir des spécifications. Le courant en excédent viendra soit de la broche VDD soit de celle de la masse (GND), la diode zener faisant office de drain.

L'oscillateur au cœur du PIC16F628A-SO travaille à la fréquence définie par un résonateur céramique de 4 MHz externe, X1.



Et la réalisation ?

Le minuscule circuit imprimé conçu pour le Flash Lock vous est proposé en **figure 2**. Il devrait être possible, avec un rien de force et peut-être force (gros) mots, de l'intercaler entre les broches d'une embase sub-D à 9 contacts (oui il s'agit bien de la version femelle). Assurez-vous que le capot glisse encore bien en place et, le cas échéant, limez les bords de la platine autant que nécessaire.

Si vous détestez les CMS, sachez que le PIC existe également en version DIP classique, de sorte que vous pouvez envisager de le réaliser sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles, mais il sera extrêmement difficile alors de le caser dans le capot d'embase sub-D.

Le soudage de CMS requiert un fer à souder de bonne qualité, un plan de travail bien propre et une main bête ferme. Voici quelques aspects à prendre en considération :

- Utiliser un fer à souder de faible puissance ayant une pointe de 1 mm d'épaisseur maximum (entortiller le cas échéant un fil de cuivre de 1 mm autour de la panne d'un fer plus gros).
- Même remarque quant au fil de soudure : utilisez le fil le plus fin possible, 0,6 voire 0,5 mm si possible.
- Pincettes fines de pharmacien plus petites et précises que les grosses pincettes de supermarché.
- Tresse à dessouder, le cas échéant de l'Utrawick Premium à la vitesse d'absorption plus forte.

Mettez les composants à boîtier de forme 0805 en place en étamant généreusement l'un des îlots de la platine. À l'aide des pincettes et du fer à sou-

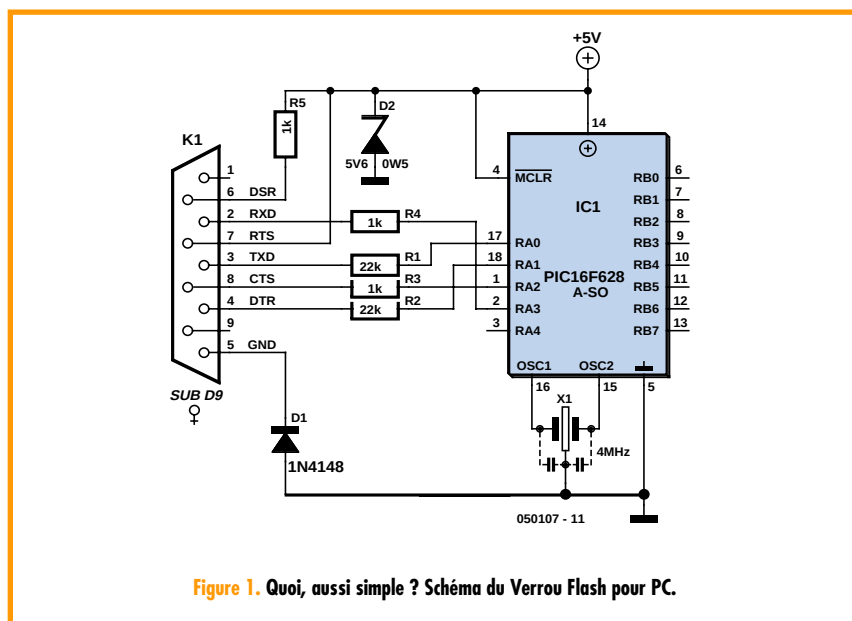


Figure 1. Quoi, aussi simple ? Schéma du Verrou Flash pour PC.

der placez le composant au bon endroit et fixez-en une des pattes en le poussant dans la soudure. Inutile d'ajouter de la soudure. Soudez ensuite l'autre patte. Reliquéfiez la soudure de l'autre îlot le cas échéant.

On commence par mettre le circuit intégré à sa place, l'une de ses broches extérieures étant alors soudée. Vérifiez l'alignement du reste des broches. Si tout est OK, soudez la broche diamétralement opposée à la première et passez ensuite aux autres broches. Ne paniquez pas si certaines broches sont court-circuitées par un excédent de soudure. Éliminez cet excédent de soudure à l'aide de votre tresse à dessouder.

Pour finir, vérifiez votre travail à l'aide d'une loupe. N'ayez pas crainte d'en parler à vos amis.

Le logiciel

La simplicité de l'électronique du Flash Lock est en contradiction flagrante avec la puissance et la complexité du programme qui l'épaule.

Pour ce projet, l'auteur propose un Guide Logiciel (en anglais) téléchargeable gratuitement depuis notre site (**EPS05017-12.zip**). Il s'agit d'un document Word indexé comportant pas moins de 21 pages et abordant énormément de points, de stockage de historique URL à l'encryptage de fichiers. Le programme lui-même est constitué de 2 parties : le programme du PIC (1) et le programme tournant sur le PC (2). Le logiciel du PIC (**050107-11.zip**) existe sous forme de fichier .asm ou .hex. Vous pouvez, si vous disposez d'un programmeur capable de travailler avec des PIC SOIC (CMS), le

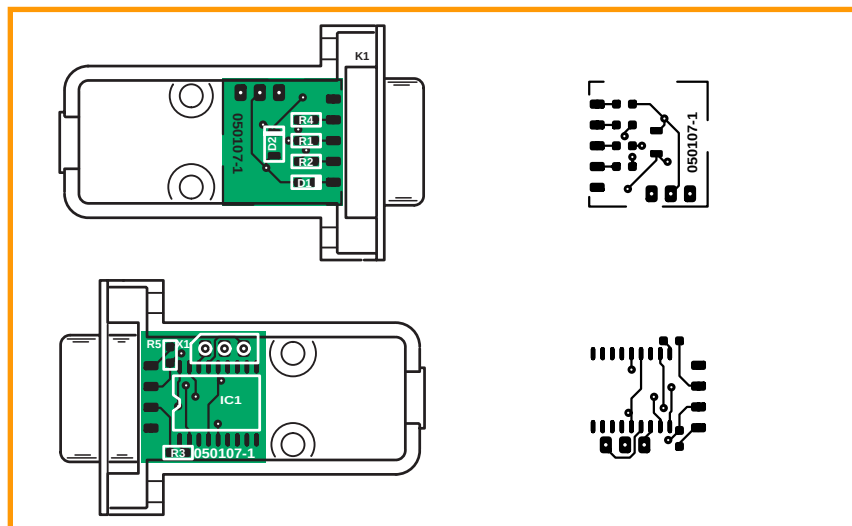


Figure 2. Sérigraphie et dessin des pistes du minuscule circuit imprimé dessiné pour le Flash Lock.

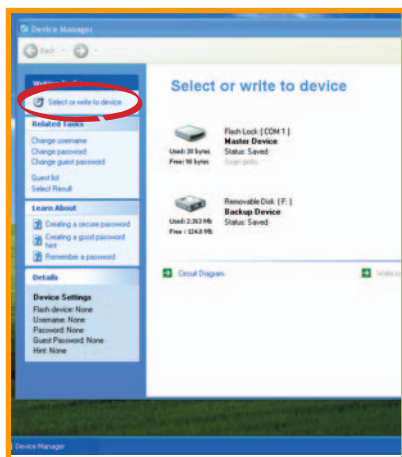


Figure 3. La première option du programme tournant sur le PC (Device Manager) vous permet de lire et/ou de modifier votre nom utilisateur et mot de passe. Ce mot de passe est écrit dans l'EEPROM à l'aide de la fonction « Write to Device ».

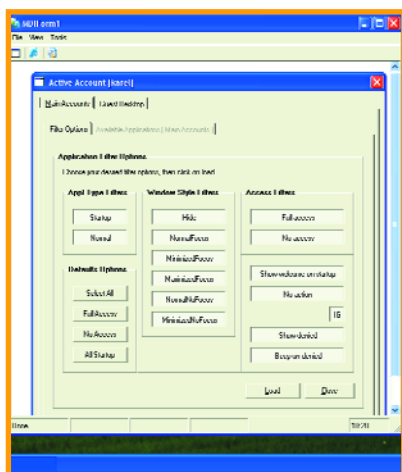


Figure 4. La 4ème option (Application Manager) vous permet de gérer des droits individualisés.

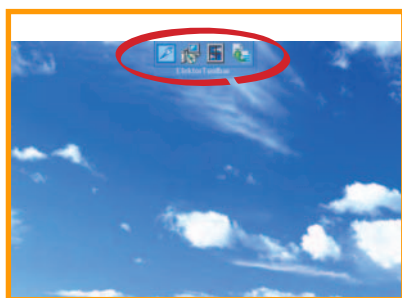


Figure 5. Après installation du programme, la Barre d'outils Elektor sera visible dans le haut de l'écran. Un clic souris gauche ou droite sur l'icône fait apparaître le menu Accounts (comptes).

Liste des composants

Résistances :

(tous CMS, 5%, forme de boîtier 0805)
R1, R2 = 22 kΩ
R3 à R5 = 1 kΩ

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148, CMS, forme de boîtier 0805
D2 = diode zener 5V6/500 mW, CMS, boîtier MiniMelf
IC1 = PIC16F628A-I/SO, boîtier SO18 programmé (**EPS050107-41**)*

Divers :

K1 = connecteur sub-D 9 points (femelle) à câbler à broches droites
capot pour connecteur 9 sub-D 9 points platine réf. **EPS050107-1** disponible auprès de The PCBShop
disquette, avec fichiers de code-source et .hex du PIC réf. **EPS050107-11***, CD-ROM avec le logiciel résident sur le PC, réf. **EPS050107-81*** ou téléchargeable gratuitement (20 MB env.)
Flash PC Lock Software Guide, téléchargeable gratuitement réf. **EPS050107-12.zip**

* Cf. www.elektor.fr

programmer vous-même, sinon vous pouvez l'obtenir programmé auprès des adresses habituelles (**EPS050107-41**). Nous indiquons dans le tableau le positionnement des bits de configuration du PIC, pierre d'achoppement de nombre de réalisations à microcontrôleur. Grâce à ce logiciel, le PC peut procéder à une interrogation, toutes les secondes, pour s'assurer de la présence du Flash Lock, en fait plus exactement de la présence du code correct dans la mémoire EEPROM du PIC.

Le logiciel pour le PC comprend 20 Mactets d'outils et de programme d'installation proposé sous forme de CD-ROM (**EPS050107-81**) disponible auprès des adresses habituelles à moins que vous n'ayez une connexion ADSL vous permettant de le télécharger depuis notre site (www.elektor.fr). Les figures 3 à 5 vous donnent une petite idée du logiciel du Flash Lock en action. Comme vous pouvez le constater, les options pour adapter ce projet à vos besoins spécifiques sont présentes en nombre suffisant.

Une fois installé sur le PC, l'utilitaire Flash Lock résident visualisera une minuscule barre d'outils semi-transparente dans le haut de l'écran. Elle vous donne accès à toutes les fonctions y compris gestion des comptes et des mots de passe. Le logiciel connaît un mot de passe à 10 caractères ASCII, un nom utilisateur à 10 positions, un mot de passe-hôte à 10 positions et une indication (hint) pour votre mot de passe à 20 positions elle.

Le dongle pourra être implanté sur le port COM1 ou COM2 de l'interface RS-232 de votre PC, le logiciel le détectant automatiquement. Il peut se faire que vous ayez à utiliser l'option « Scan Ports » pour localiser le port RS-232 dans lequel est enfiché le dongle. Le programme propose une possibilité

(unique) de création une disquette de secours et d'imprimer sur papier des données essentielles.

Ces fameux derniers mots

Un avertissement en guise de conclusion : Nous recommandons instamment d'installer et d'utiliser ce Flash Lock et son logiciel de commande sur un PC tournant sous Windows XP n'étant pas essentiel pour vos travaux sérieux. Ne l'installez pas sur votre PC de tous les jours car la moindre erreur de configuration de Flash Lock vous empêchera, à tout jamais, d'accéder à tous vos programmes et fichiers ! Si, si, cela est arrivé à notre ingénieur lors de la mise au point de ce projet pour publication. Un homme averti en vaut deux !

(050107-1)

Options de bits du PIC

Le PIC16F628A-SO de ce projet doit avoir ses bits de configuration programmés de la façon suivante :

0	F OSC0	1	xt oscillator
1	F OSC1	0	xt oscillator
2	WDTE	0	watchdog disabled
3	PWRT	0	powerup timer enabled
4	F OSC2	0	xt oscillator
5	MCLRE	0	memory prot off
6	BOREN	1	brownout enabled
7	LVP	1	low voltage program enabled
8	CPD	1	data memory protection off
9			
10			
11			
12			
13	CP	1	code memory protection off

Transparence

Émulateur 27C512

Florent Simonnot

Il nous a semblé intéressant, en partant d'un projet concret, celui d'un émulateur pour EPROM 27C512, d'entrer un peu plus dans le vif du sujet de manière à illustrer le déroulement du processus amenant à réaliser un tel montage. Nous ne vous passons partant aucun des détails de la route suivie par la pensée de l'auteur.

Il s'agit de construire un émulateur d'EPROM avec un minimum de composants « *glue chip* ». La parution dans différents numéros d'Elektor de projets faisant appel aux CPLD et FPGA de différentes marques a mis le lecteur au courant de l'extraordinaire souplesse d'utilisation qu'ils apportent dans le *design* de circuits numériques.

À architecture Altera EPM7064+ Atmel 90S8515

Pour le présent projet c'est la famille des CPLD d'Altera qui est à l'honneur ; en effet l'utilisation d'un EPLD du type EPM7064S permet de remplacer directement une poignée de circuits logiques : tampons (*buffers*) bidirectionnels, multiplexeurs, verrous qui auraient été normalement nécessaires à la réalisation, tout en simplifiant énormément le routage du circuit imprimé. De quoi mettre en pratique pour le lecteur de la récente série d'articles « la pratique des CPLD ».

Dimensionnement du CPLD

Avant de choisir un CPLD il convient de faire une évaluation, même rapide, des besoins requis pour mener le projet à terme. Pourquoi en effet payer cher un CPLD qui ne sera pas exploité à plus de 10% de ses capacités (on se retrouve alors avec un marteau-pilon

pour enfoncer un clou !) ou bien, cas inverse, être trop juste en ressource et tenter désespérément de faire « *fitter* » un design avec un chausse-pied.

Comme dans tout émulateur d'EPROM se trouve une RAM de taille au moins équivalente à l'EPROM à émuler, nous pouvons déjà obtenir un certain nombre de paramètres intéressants notamment en ce qui concerne le nombre d'E/S (Entrées/Sorties, I/O pour *Input/Output* en anglais) nécessaires. Faisons le compte : une 27C512 est organisée en 64 Koctets (par 8 bits) et donc (sans affront aux lecteurs) il faudra avoir pour émuler ce composant 16 lignes pour les adresses et 8 pour les données. La RAM d'émulation ayant au moins la même capacité devra, pour être gérée, avoir à sa disposition au moins le même nombre d'E/S. Nous en sommes déjà à $16 \times 2 + 8 \times 2 = 48$ broches d'E/S. Ajoutons à cela une petite dizaine de lignes de contrôle qui seront utiles pour les activations de haute impédance (*tri-state*) et autres registres, nous voilà à la tête de presque 50 broches !!

Il est clair à présent qu'un boîtier 44 broches ni même un 64 broches ne pourront satisfaire à cette évaluation ; sachant qu'en général il faut amener les alimentations des CPLD sur les quatre cotés du boîtier et parfois en plusieurs exemplaires (le coeur requiert une ali-

mentation V_{ccint} différente du V_{ccio} des plots de sortie la plupart du temps). Le boîtier PLCC84 sera donc retenu. Plus délicate est l'évaluation des ressources nécessaires au design. Une bonne méthode est de décompter le nombre de bascules requises pour les registres, compteurs ou autres machines d'état, en effet, si l'on souhaite intégrer un (très) gros compteur composé de 40 bascules J-K il est absolument impossible de choisir un EPM7032 par exemple car, comme son nom l'indique, ce dernier ne possède « que » 32 macro-



2 évolutif



cellules (*Macrocell*) capables d'être configurées de la sorte !

Faisons le compte des registres :

Le microcontrôleur, comme le montre le synoptique de la **figure 1**, ne possède « en prise » avec le CPLD que les 8 bits du port A et 3 lignes du port C pour le contrôle des opérations. Afin de générer les 16 bits d'adresse pour la RAM il faudra deux groupes de 8 bascules D pour les mémoriser : la réalisation de cette logique séquentielle

Caractéristiques techniques :

- Emule l'EPROM 27C512
- Chargement sur port série 3 fils (Tx, Rx, GND) à la vitesse de 19 200 bauds
- Comprend le format Intel HEX standard
- Connecteur d'extension pour synchronisation d'un autre émulateur ou d'un autre système de chargement
- Environnement de développement gratuit MAXPLUS II BASELINE (ou QUARTUS) et programmation du CPLD en AHDL
- Compilateur C AVRGCC sous licence GNU

consommara inmanquablement 16 macro-cellules. Afin de pouvoir isoler l'émulateur de sa cible il faudra être capable de placer en mode haute impédance le bus de données, dans les EPM cela consommera 8 macro-cellules. Ajoutons à cela 16 multiplexeurs 2 vers 1 afin d'aiguiller le bus de donnée de la RAM soit en provenance de la cible soit en provenance des registres D : cela consommera de la logique combinatoire et donc ... 16 cellules encore !

Ce sont donc au minimum 16 + 8 + 16 soit 40 macro-cellules qui seront au minimum consommées, sans compter les LC « consommées » par les lignes de contrôle qui vont devoir monopoliser de la place dans la matrice d'interconnexion (*peripheral interconnect array*) du CPLD... Un EPM 7064S devrait pouvoir convenir à ce cahier de spécification.

TDF ou bien GDF ? ?

Derrière ces sigles se cachent, non pas TéléDiffusion de France ni Gaz De France mais les *Text Définition Files* et *Graphic Definition Files*.

Bien qu'il soit tout à fait possible de décrire le design avec une entrée de type « schématique » très naturelle et très tentante à ce niveau nous allons nous servir du langage natif d'Altera : l'AHDL.

À cela deux raisons principales :

À partir d'une certaine complexité il est absolument nécessaire d'avoir recours à un langage de description du design. Comment en effet faire tenir un schéma graphique sur un écran de dimension limitée et reconnaître à coup sûr une ligne de signal particulière parmi toutes les autres.

Un langage de description hardware

quel qu'il soit VHDL, VERILOG ou bien même AHDL est à la fois souple et puissant : agrandir une largeur de bus, ajouter un état à une machine d'état par exemple se fait en un clin d'œil alors qu'en entrée graphique cela tourne vite à la galère absolue !

Même si cette approche peut paraître déroutante au début, le jeu en vaut la chandelle ! au travail !

Entrons dans le vif du sujet en regardant avec attention le (court) listing AHDL de l'EPM7064S.

La simplicité du design fait que sa description n'a pas de hiérarchie : le « top-level » ne règne sur rien d'autre que lui-même.

La première section après le « *subdesign* », cf. la recopie d'écran de la **figure 2**, permet d'énumérer les ports et leurs directions. Ainsi on identifiera immédiatement les bus d'adresse et de donnée de la ram et de la sonde d'émulation. Par exemple D[7..0] désigne les 8 signaux qui proviennent du microcontrôleur, ces derniers sont des entrées pour l'Altera et donc ils sont affublés du très logique « INPUT ».

Plus curieux est le cas de DEO[7..0] : cet ensemble de lignes sont en fait les lignes du bus de donnée pour la sonde d'émulation. Comme ces lignes doivent avoir la possibilité d'être en haute impédance pendant les opérations de chargement de la RAM il faut qu'elles soient « reliées » à un tampon (*buffer*) bi-directionnel. Habituellement ce genre d'E/S (I/O) sert à être reliée à un bus bidirectionnel mais ici nous ne l'emploierons qu'en sortie de l'Altera ou bien en Hi-Z.

Pour revenir à la comparaison entre l'entrée graphique (dans un fichier GDF *Graphic Design File*) et l'entrée AHDL (dans un fichier TDF *Text Design File*), imaginez le temps nécessaire à la frappe de ces quelques

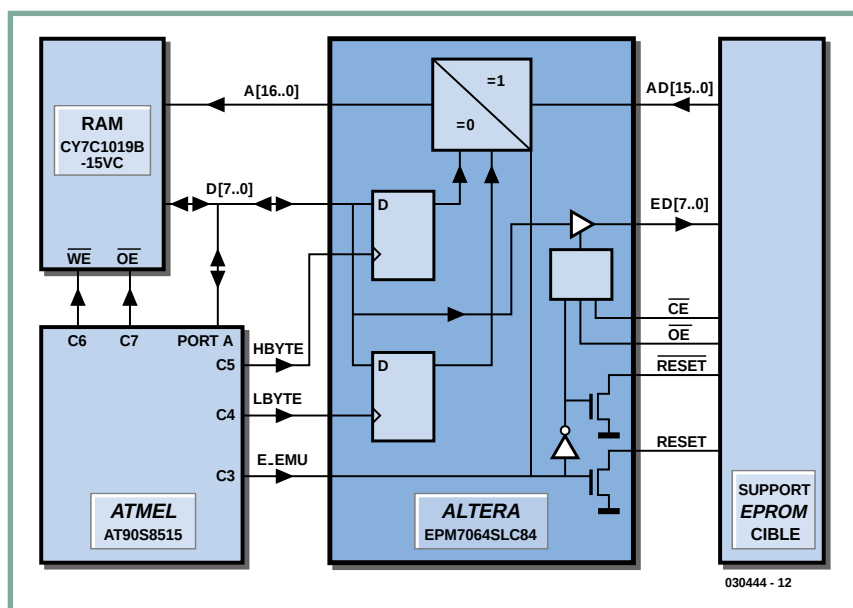


Figure 1. Le schéma synoptique de Transparence, émulateur 27C512 évolutif.

lignes en comparaison avec la saisie fastidieuse avec la souris de toutes les étiquettes graphiques.

Vient ensuite la section « variable » du design, ici doivent être déclarés les bascules, les nuds et les machines à états (entre autres) nécessaires au design. Pour notre émulateur il nous faut simplement déclarer les verrous d'adresse pour le bus d'adresse de la RAM. Ce sont 16 bascules D simples (DFF pour *D-type Flip Flop*) nommées opportunément « *adresslatch* ». La ligne suivante est plus obscure au premier abord, en fait elle sert à déclarer le tampon trois états (*tri-state buffer*) qui sera relié aux ports bidirectionnels DE0[7..0].

La troisième et dernière section sert à la description du design proprement dit. Avant de le détailler il faut que le lecteur béotien en langage de description hardware garde présent à l'esprit que l'ordre des instructions n'est pas significatif : c'est un langage concurrent, une instruction peut être après ou avant une autre cela n'a aucune importance ! On commence par attribuer les entrées des bascules D conformément au synoptique, c'est à dire en connectant le bus D [7..0] aux entrées [7..0] et [15..8]. Les entrées d'horloge du premier groupe sont reliées au signal *lbyte* et permettront de verrouiller les 8 bits de poids faible du bus d'adresses et le deuxième groupe de bascule verra ses entrées d'horloge reliée à *hbyte* et ver-

rouilleront sur flanc montant les 8 bits de poids forts.

Après ces 4 lignes on réalise le multiplexage à destination du bus d'adresse de la RAM, ce dernier est, selon que l'émulateur est en mode de chargement ou émulation, relié soit à la sorties des verrous « *adresslatch* » soit à la sonde d'émulation respectivement.

Les ports DE[7..0] (DE pour *Data Emulation*) bidirectionnel doivent être implémentés à l'aide de la primitive « TRI ». Cette primitive possède une entrée « in » qui reçoit le signal utile, une autre entrée « oe » qui reçoit le signal logique de validation basse impédance et la sortie « out » qui doit être reliée à un port bidirectionnel. Il ne faut pas confondre le « in » de cette primitive avec l'entrée physique d'une broche d'E/S (I/O) du CPLD.

Une mention spéciale pour les deux signaux RESET et RESET (l'un complémentaire de l'autre), ils sont du type « *open drain* », c'est pourquoi leurs ports respectifs sont déclarés en tant que « *bidir* » (bidirectionnel) et qu'il faut utiliser une primitive « OPNDRN ». Cette dernière est identique à la primitive « TRI » à ceci près qu'elle ne possède pas d'entrée « OE ».

Le parti a été pris pour cet émulateur de prévoir que la cible aurait sa ligne de reset dotée d'une résistance « pull up ». Si l'utilisateur préfère avoir un

étage de sortie classique push-pull il pourra, en quelques secondes, modifier et recompiler le fichier TDF, c'est ça aussi la souplesse des CPLD !

Nous voici à la fin de la frappe du fichier de définition ; mais le travail n'est pas fini pour autant ! Il faut d'abord spécifier au logiciel MAXPLUS qu'il doit considérer ce dernier comme le plus haut dans la hiérarchie (même s'il est seul !). Un `file>project>set project to current file` ou bien un `Ctrl J` l'en informera. Ensuite il faut dire dans quel composant on veut implanter ce projet. Un `Assign>device` fait apparaître une boîte de dialogue qui permet d'effectuer ce choix et il faut sélectionner « *EPM7064STC100-10* ». À ce moment, nous sommes prêts pour une première tentative de compilation en cliquant sur l'icône avec une « image d'usine ». Si tout c'est bien déroulé, cf. la recopie d'écran de la **figure 3**, seuls quelques messages d'avertissement apparaissent : A16 est collée à la masse et il y a moins de 20% de broches libre sur le composant.

Tout n'est pas encore fini ! La compilation précédente, même si elle est sans erreur, a appliqué un « *floorplan* » (implantation) qui ne lui était pas imposée ! un rapide coup d'œil sur MAXPLUSII>*floorplan editor* permet de visualiser l'implantation actuelle. Elle n'est pas conforme à nos souhaits et il faut donc en imposer une au compilateur. Pour ce faire nous allons rétro-annoter le projet avec le *floorplan* actuel par `assign>back-annotate project`. Suite à cette opération nous avons recopié, entre autres, le résultat de la compilation (*device* choisi, emplacement des ports sur les broches etc..) dans le fichier .acf (*Assignment & Configuration File*). À présent, dans le « *floorplan editor* » en sélectionnant `layout>current assignement` on peut, cf. la recopie d'écran de la **figure 4**, visualiser le CPLD dans une fenêtre avec le nom des broches auxquelles sont attribués des ports : le compilateur a fait ce qui l'arrangeait, il va falloir le contraindre un peu à nos désirs. Il faut, à présent glisser/déplacer et permuter les ports sur les broches en accord avec le schéma électrique que l'on s'est fixé. Une fois cette opération terminée il faut recommencer une compilation. Cette fois le compilateur donne un résultat directement exploitable pour le projet.

Il est intéressant de noter que pour

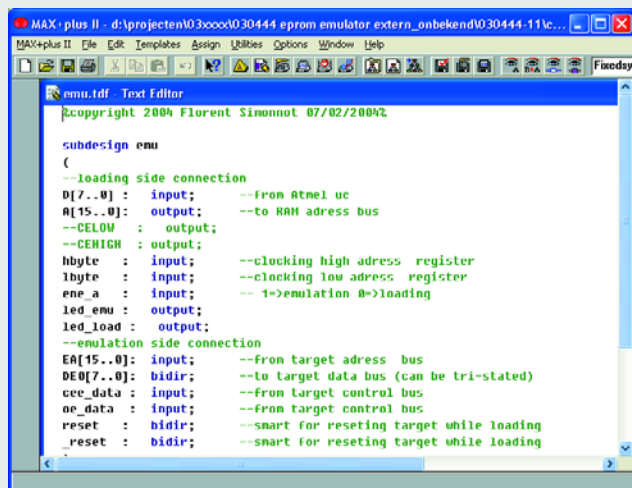


Figure 2. Une partie du fichier emu.tdf bien à l'abri dans l'éditeur de texte avant sa compilation.

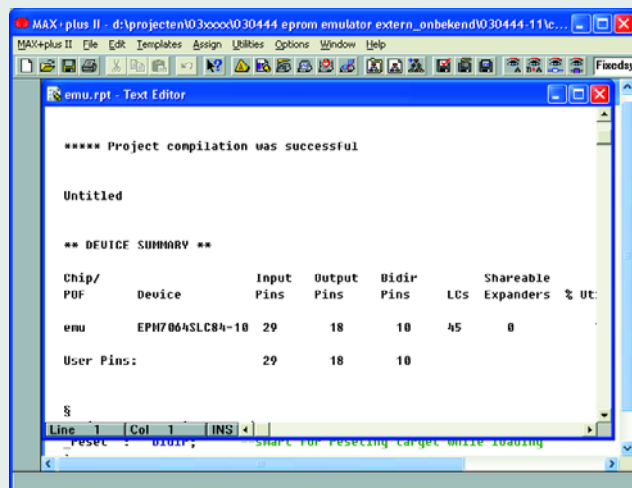


Figure 3. Cela fait toujours plaisir de ne se retrouver confronté qu'à un unique message d'erreur !

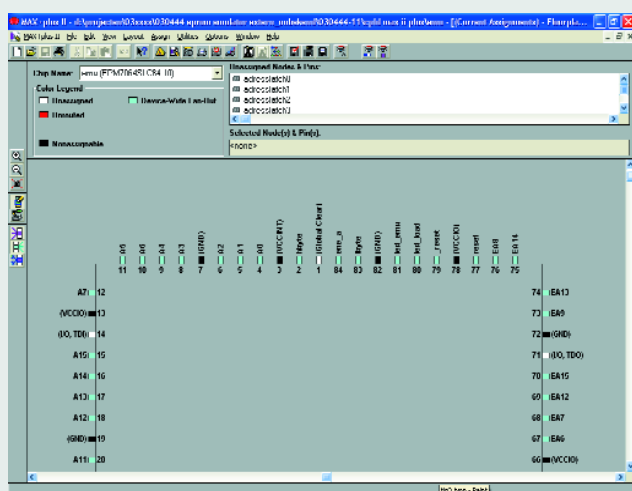


Figure 4. Exemple d'implantation (floorplan) avant permutation.

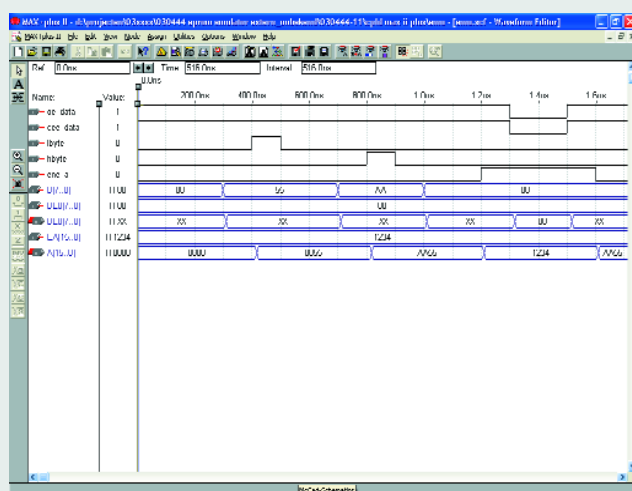


Figure 5. C'est avec ce genre d'outils que l'on se rend compte de la puissance des outils de développement modernes tels que Max+plus II.

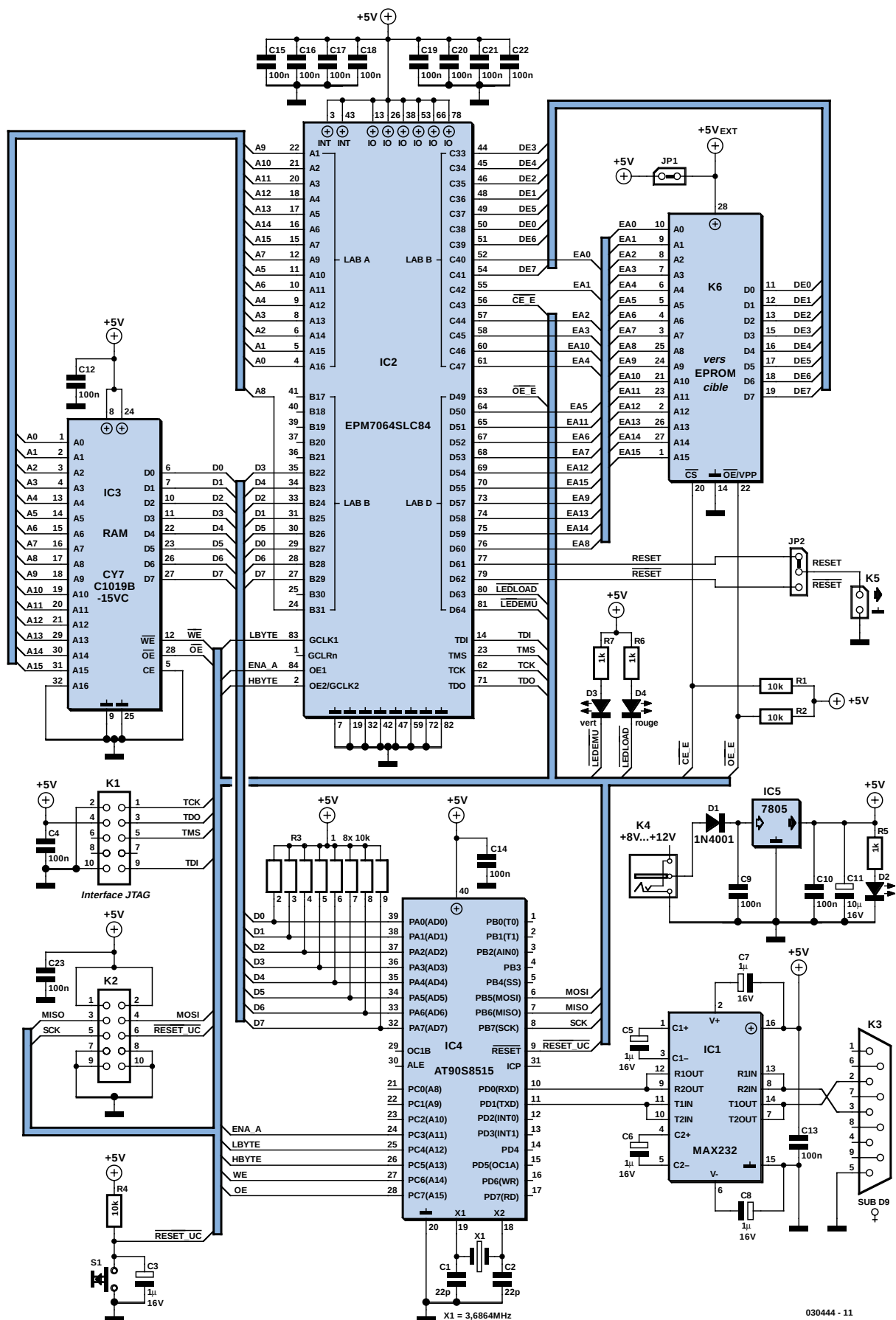
des cas complexes il est fort possible que le compilateur ne puisse remplir le *floorplan* souhaité (le « fit » échoue) : il n'a pas pu trouver les ressources d'interconnexions dans le CPLD ou bien, cas délicat, le routage interne proposé provoque une dégradation des performances en terme de timing. Ce n'est heureusement pas un problème pour notre design qui est vraiment très simple. Le fait de pouvoir choisir le brochage pour un design voulu permet de simplifier le routage de la carte finale, certains outils de CAO très performants routent en même temps les FPGA et les équipotentiels de la carte afin d'éviter que les chevelus ne soient trop « croisés ». Ceux qui ne possèdent pas ce genre d'outil onéreux procèdent par itération on faisant des allers et retours entre leurs outils

CAO pour dessin de circuit imprimé et CAO de synthèse numérique.

Simulation

Mais avant de programmer notre CPLD nous allons tester ce design avec une simulation. Bien que, encore une fois, le design soit très simple. Pour ce faire nous devons créer un fichier de simulation par file > new et sélectionner « wave form editor file », une feuille de simulation vierge apparaît et il faut en premier lieu la sauvegarder sous le même nom que le projet (« emu » en l'occurrence). La méthode recommandée est d'entrer les vecteurs à partir du fichier .snf (*simulator netlist file*) qui contient les informations fonctionnelles et de timing du design. Un coup d'œil sur la copie d'écran de la figure 5 expliquera bien des choses.

Commençons par insérer (à l'aide d'un clic droit > *insert nodes from SNF*) les ports d'adresses et de données de la RAM D[7..0] et A[16..0]. Ensuite on peut, par exemple insérer les signaux de la sonde d'émulation c'est-à-dire DE0[7..0] le bus de données, EA[15..0], cee_data, oe_data, RESET et RESET. On notera au passage que comme DE0[7..0] est capable d'être en haute impédance il existe deux entités pour simuler ce bus l'une in (i) et l'autre out (o). Enfin il faut placer les ports de contrôle et de chargement des registres Hbyte, Lbyte et ene_a. Là, on possède toute liberté pour choisir les valeurs de groupe (pour les bus) et les 3 valeurs binaires possibles pour un port. « Trois » et « binaire » ? et bien si ! n'oubliez pas que l'on peut avoir 1,0 et Z (haute impédance) pour, par exemple, chacun des fils du bus de



030444 - 11

Figure 6. Le schéma de Transparence est un exemple de clarté en dépit des nombreuses broches de ses composants principaux.

donnée de la cible. Dans le .scf une haute impédance se traduit par un trait épais ou bien un « z » pour un bus.

Une fois rentrée la valeur des vecteurs de test nous pouvons faire une vérification fonctionnelle du design en déclenchant la simulation avec *MAX PLUS II>simulator*. On commence par vérifier qu'en présentant successivement une valeur (0x55) puis une autre (0xAA) sur D[7..0] on verrouille le bus d'adresse pour la RAM A[16..0] à la valeur 0xAA55 grâce aux fronts montants des signaux Hbyte et Lbyte. On vérifie ensuite que l'émulateur devient actif par la montée du signal e_emu positionnant les signaux de reset de la sonde d'émulation qui en haute impédance (drain ouvert) qui à zéro. À partir de ce moment toutes les valeurs du bus d'adresse de la cible sont copiées sur le bus d'adresse de la RAM avec un retard dû au temps de traversée de l'Altera. Même chose pour les données sorties par la RAM vers le bus de donnée de la cible.

Le principal intérêt de cette simulation réside dans l'évaluation de ce temps de transfert entre entrées et sorties du CPLD car il est établi à partir des données théoriques du .SNF. Pour avoir une idée des performances de l'émulateur il faudra ajouter ces délais au temps d'accès de la RAM.

Une EPROM étant relativement lente (entre 45 ns, pour les plus rapides, et 200 ns) il ne devrait pas être très difficile de s'en rapprocher. Sur les transferts on mesure environ 10 ns ce qui permet d'avoir une bonne marge de manœuvre étant donné que la RAM utilisée (une CY7C1019B-15VC de Cypress) possède un temps d'accès de 15 ns. On pourra donc espérer un Taa de 30 ns. S'il faut encore moins de Taa, on peut encore choisir la version -5 du MAX7064 et là il faudra tabler pour un Taa de 15 ns environ (dans le cas optimal, auquel s'ajoute le retard introduit par le câble).

Voilà qui clôt la partie « logique » de ce projet. Il reste encore beaucoup de choses à dire. Il est tout à fait possible d'utiliser le logiciel QUARTUS II d'Altera au lieu de MAX Plus II, toutefois même si Altera recommande l'usage du premier parce qu'il n'y aura plus de release du second il n'en reste pas moins que MAX Plus reste dans son approche plus simple et plus didactique. Pour ceux qui ne possèdent pas de licence de l'un ou l'autre de ces logiciels il est possible d'en obtenir une

dite « *baseline* » ou bien « *student* » sur le site d'Altera après avoir rempli un formulaire et une enquête. Le fichier *license.dat* sera expédié par mail quelques minutes plus tard. À toutes les étapes l'auteur encourage la lecture des fichiers d'aide en ligne qui sont fort bien faits.

L'électronique:

Un coup d'œil au schéma de la **figure 6** montre qu'il ne recèle en fait rien de bien extraordinaire et est presque calqué sur le synoptique de la figure 1. L'alimentation provient d'un bloc secteur ou bien peut être dérivée de la cible via les broches d'alimentation de l'EPROM en émulation, il faudra dans ce cas être sûr de la qualité de la tension 5 V disponible et implanter un cavalier (*jumper*) sur l'embase JP1. La diode D1 est là uniquement pour s'affranchir des inversions de polarité toujours possibles sur la paillasse de l'électronicien qui pourrait voir partir en fumée un instrument aussi précieux !

Un circuit d'interface type MAX232. IC1, génère et adapte les signaux RS-232 avec les niveaux TTL. Le microcontrôleur, IC4, est un AT90S8515 d'Atmel avec une mémoire Flash. Il pourra être programmé in-system via son connecteur ISP, K2, qui amène à l'extérieur de la carte les signaux de la ligne SPI et la réinitialisation (Reset). À noter qu'il existe, pour ceux qui ne voudraient pas se frotter à la programmation du microcontrôleur, une possibilité d'acheter l'AT90S8515 programmé auprès des adresses habituelles (cf. également notre site www.elektor.fr) sous la dénomination de **EPS030444-41**.

Un bouton poussoir permet de « resetter » la carte en cas de gros plantage. L'Altera, IC2, un EPM7064SLC84, est relié à un connecteur, K1, qui amène les signaux JTAG à l'extérieur afin de pouvoir le programmer par un programmeur adéquat. Ce composant aussi existe tout programmé sous la dénomination **EPS030444-21**.

Important : on notera à propos de cette embase que les résistances de polarisation du JTAG ne sont pas présentes par soucis de gain de place et il faudra donc en tenir compte lors de la fabrication du cordon d'adaptation JTAG. On notera les très nombreuses capacités de découplage d'alimentation autour du CPLD, elles sont obligatoires et assurent une « propreté » de l'alimentation de la logique tout en cal-

mant les appels de courants polluants qui provoquent des rayonnements EMI. La RAM, IC3, est une 128 Koctets avec un temps d'accès très rapide de 15 ns, ce qui explique que nous ayons opté pour une version en CMS.

La RAM voit la totalité de ses bus reliés à l'Altera mais ses lignes de contrôle d'écriture et d'activation des sorties sont pilotées par le microcontrôleur.

L'alimentation se résume à bien peu de choses. La tension fournie par un adaptateur secteur et comprise entre 8 et 12 V est appliquée au jack d'alimentation K4, le régulateur 7805, IC5, fournissant le +5 V nécessaire à l'alimentation de l'émulateur. La LED D2 s'allume pour signaler la présence de la tension d'alimentation.

Le logiciel

Il a été écrit avec le compilateur C gratuit issu de la communauté GNU pour les microcontrôleurs Atmel. De ce fait, il appartient à celui qui apporte des modifications de les faire connaître et mettre les codes sources à disposition. La tâche principale du logiciel est de faire l'interface entre les informations ASCII reçu par le PC via la ligne RS-232 est le cœur de l'émulateur.

Le programme s'articule autour de différents fichiers :

- *main.c*, qui est le point d'entrée de tout programme C est très court car il ne fait qu'initialiser l'UART qui gère la RS-232, autorise les interruptions et séquence les tâches conditionnellement. La boucle infini for (; ;) contient : L'appel à la fonction TreatFrameTask() vérifie si une trame complète a été reçue.

Les deux « if » suivants vérifient que son CRC soit bon et déclenche l'interprétation de la trame par la fonction ParseFrame() qui s'occupe aussi de l'écriture en RAM des données ainsi reçues. Si le CRC est erroné la trame est rejetée.

Les trois « if » suivants gèrent les requêtes qui permettent de, respectivement, relire le contenu de la RAM, remplir la RAM de 0x00 et remplir la RAM de 0xff (bien utile en phase de développement de l'émulateur).

- *uart.c* contient toutes les routines de réception et d'émission de caractères avec les points d'entrée des services d'interruptions. Ces routines de ser-

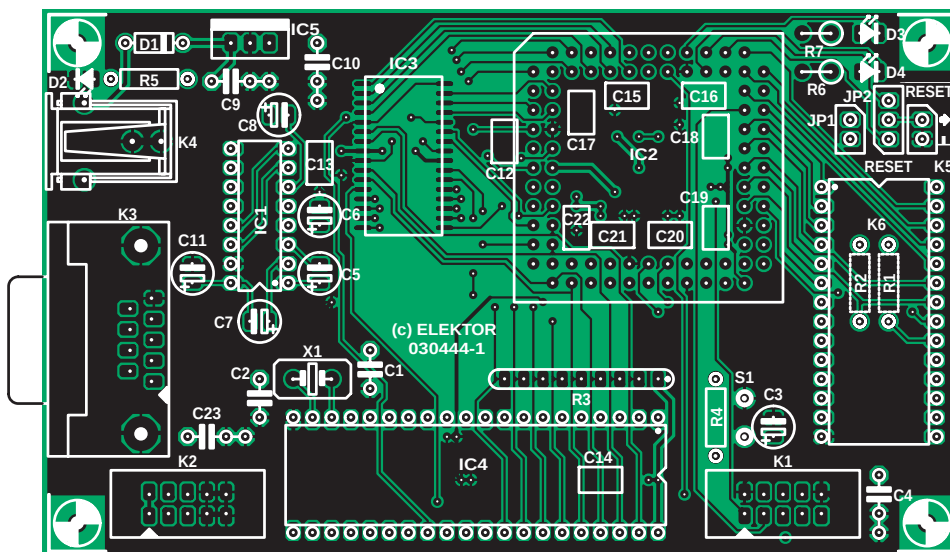


Figure 7. Sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de Transparence.
(Pour des raisons de place, les dessins recto et verso ne sont pas représentés ici. Ils sont disponibles au téléchargement gratuit.)

Liste des composants

Résistances :

R1, R2, R4 = 10 kΩ
R3 = réseau de 8 résistances de 10 kΩ
R5 à R7 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1,C2 = 22 pF
C3,C5..C8 = 1 μ F/16 V radial
C4,C9,C10,C23 = 100 nF
C12 à C22 = 100 nF CMS forme 1210
C11 = 10 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001

D2, D4 = LED 3 mm rouge
D3 = LED 3 mm verte
IC1 = MAX232N (Maxim)
IC2 = EPM7064SLC84-15 PLCC
(programmé **EPS030444-31**)
IC3 = CY7C1019B-15VC (Cypress)
IC4 = AT90S8515-4PC DIP 44 broches
(programmé **EPS 030444-41**)
IC5 = 7805CP

Divers :

JP1 = embase autosécable à 1 rangée de
2 contacts + cavalier
JP2 = embase autosécable à 1 rangée de
3 contacts + cavalier
K1,K2 = embase HE-10 à 2 rangées de
5 contacts
K3 = embase sub-D à 9 contacts en

équerre femelle encartable
 K4 = embase-jack d'alimentation
 K5 = embase autosécable à 1 rangée de
 2 contacts
 K6 = morceau de câble plat à
 28 conducteurs avec connecteur DIP
 S1 = bouton-poussoir unipolaire à
 contact travail
 X1 = quartz 3,686 4 MHz
 support PLCC à 84 broches
 Platine (EPS030444-1) ou
 téléchargement gratuit par le biais de
 notre site : www.elektor.fr
 boîtier tel que, par exemple 1591-D
 (Hammond)
 Disquette 030444-11 ou téléchargement
 gratuit par le biais de notre site :
www.elektor.fr

vice sont facilement identifiables car leur nom est « SIGNAL » suivi du numéro de vecteur (remplacé par une étiquette plus conviviale).

La routine « `SIGNAL(SIG_UART_RECV)` » est appelée à chaque réception d'un caractère sur la RS-232, elle positionne des drapeaux de contrôle selon l'ordre reçu (Le « `switch case` » parle de lui-même) à moins qu'une trame soit en cours de transmission et dans ce cas elle stocke la donnée dans un tampon (*buffer*) sous forme binaire.

Un ensemble de routine permettant d'envoyer sous interruption un message écrit dans la Flash (PrintfSerial)

ou bien un message contenu dans la RAM (UartSend).

La fonction SetMode qui positionne les lignes de contrôle pour la RAM et l'ALTERA.

Et enfin les routines de remplissage de la RAM (ClearRam) et de relecture de cette dernière (ReadBackRam) et fait un dump au format HEX.

- *utility.c* contient des routines utiles et souvent utilisées dans des projets comme des conversions binaires/ASCII et ASCII/binaire.

- `system.h`, enfin, contient tous les `#defines` propres au projet et à l'envi-

ronnement hardware de la carte. C'est ici que l'on trouvera définie la fréquence d'oscillation du quartz qui anime le micro. On trouvera par exemple tous les équivalents utiles à la lisibilité du code comme « checksumok » qui vaut 2. De plus il y a un grand nombre de #define qui permettent de remplacer avantageusement par une étiquette un ensemble de macro C propre au compilateur GNU afin de facilement positionner un bit de port de qui sert au contrôle de la RAM ou bien de l'Amel comme par exemple « TRI STATE DATABUS ».

Un fichier qui peut paraître obscur

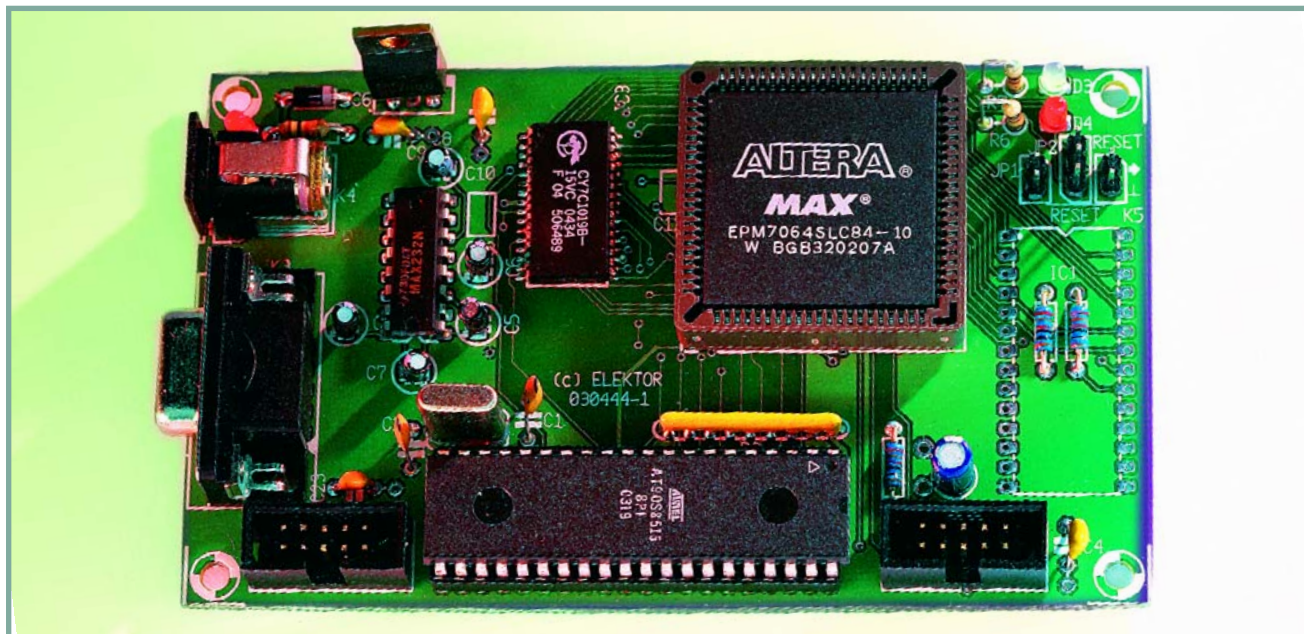


Figure 8. Exemple terminé de Transparence. On notera que IC1 sur la droite est devenu K6 comme le dit la sérigraphie sur laquelle il repose. À noter l'extrême petitesse de certains des condensateurs (1 μ F quand même !).

pour les béotiens est le makefile : il contient les informations que le linker va lire et qui lui permettent de savoir si tel ou tel fichier est à lier ou pas aux autres. Il contient aussi les informations de dépendance des fichiers entre eux, ce qui permet de ne recompiler que le strict nécessaire quand on n'apporte que des modifications légères. Afin de pouvoir écrire confortablement les sources, l'auteur a créé un projet sous Microsoft visual C++ comme éditeur ce qui explique la présence du .dsw mais ceci n'est nullement restrictif sachant qu'un simple éditeur de texte est suffisant. Toutefois les ressources de recherche mises à disposition dans un environnement de développement adapté au C sont très profitables à la productivité.

La réalisation

Grâce à la platine double face à trous métallisés dont on retrouve le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 7**, la réalisation de Transparence devient, un jeu de construction pour ne pas dire d'enfant, enfin presque car il y a quand même un certain nombre de points auxquels il faudra faire attention. Comme nous utilisons nombre de composants CMS, il faudra les monter en premier. En particulier les condensateurs CMS à implanter sur le dessous

de la platine « coté pistes », C12 à C14 et les condos de découplage de l'EPM, C15 à C22, requièrent de disposer d'un fer à souder à pointe fine et éventuellement de flux sous forme de stick. Ce type de composant se laisse facilement mettre en place. Un rien de soudure de part et d'autre et le tour est joué.

Les résistances R1 et R2 sont à monter sous le connecteur DIP à sortir.

Le soudage de la RAM IC3 requiert beaucoup de soin lors du soudage. On commencera par le placer exactement en face des îlots de soudage. On soude ensuite 2 des contacts extérieurs. Si le positionnement est OK, on pourra souder les autres broches, en veillant à laisser au composant le temps de refroidir. Il n'est pas mauvais de prendre le temps, après cette opération, d'examiner son travail à la loupe. En cas de court-circuit, on enlèvera l'excédent de soudure à la tresse à dessouder et de flux sous forme liquide.

Même refrain au niveau du support PLCC à 84 broches. Attention à son positionnement, un coin tronqué en identifie la broche 1. L'examen à la loupe vaut également ici, les contacts étant au 1/10^{ème} de pouce.

On implantera les petits composants ensuite, quartz, condensateurs, diodes LED et résistances.

Attention à respecter la polarité des composants en possédant une, les condensateurs électrochimiques, les

LED, diodes mais aussi le réseau de résistances R3 dont l'une des extrémités est identifiée par un point.

On finira par l'implantation des différentes embases. L'embase sub-D est fixée par 2 crocs qui viennent se glisser dans les orifices prévus à cette intention. Le microcontrôleur sera monté, de préférence, sur support (de bonne qualité).

Après avoir vérifié une dernière fois la qualité de son travail, on pourra, sans avoir implanté les 2 circuits intégrés principaux, appliquer la tension d'alimentation pour vérifier sa présence en différents points stratégiques, broches 8 et 24 de IC3, broche 40 de IC4, broches 3, 13, 26 (... cf. le schéma) du support de IC2. Si ces tests sont satisfaisants, on coupera la tension d'alimentation. Il restera à implanter ensuite l'EPM7064 dans son support : sa broche 1 se situe sur la gauche de la facette en biseau du composant.

Il ne reste plus qu'à remettre sous tension...

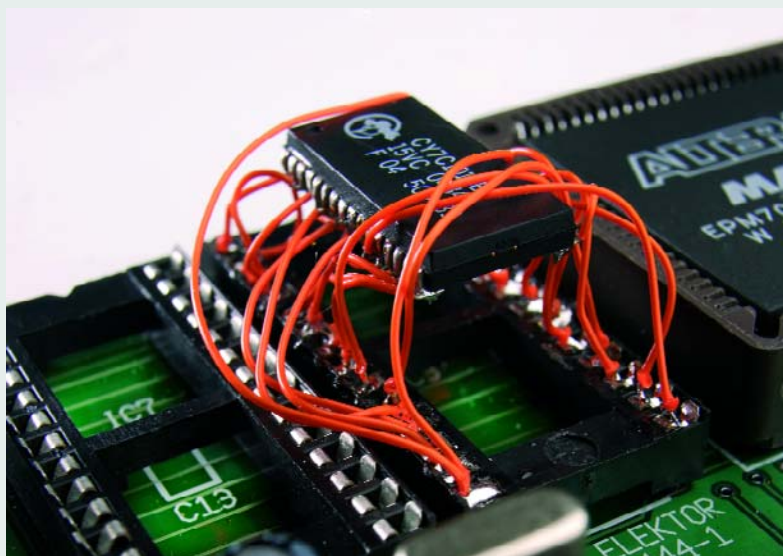
On devrait voir s'allumer la LED D2 à proximité du régulateur qui signale la présence de la tension d'alimentation.

Le mode d'emploi :

Disons le tout de suite l'interface avec le PC se fait simplement avec un émulateur de terminal type Hyperterminal. Pour initier le dialogue, il faut sélectionner

Essais

La mise au point d'un tel projet ne se passe pas toujours aussi souplement que prévu même si l'auteur a fourni un projet sur papier excellent au demeurant et dont il a réalisé plusieurs exemplaires parfaitement fonctionnels... Ainsi, pour permettre une réalisation « domestique » de cet émulateur, nous avons essayé plusieurs voies. Nous avons finalement opté, pour, entre autres, des raisons de timing, pour un circuit de RAM moderne. Il est présenté en version TSOP 32 broches à pattes (et non pas bras) raccourcies. Comme le montre la macro-photo ci-contre, les premiers essais de fonctionnement en montage volant tiennent de la haute voltige. Une fois que l'ingénieur chargé de ce projet avait l'assurance d'un fonctionnement irréprochable de l'émulateur, il en dessina la version définitive, celle que vous trouvez ici.



tionner un taux de transmission (*baudrate*) de 19 200 bauds, pas de *handshake* ni hardware ni software et dialoguer en ASCII uniquement.

À la mise sous tension et si la RS-232 du PC est convenablement configurée, la fenêtre du terminal affiche un message de bienvenue ainsi qu'un rappel des instructions comprises. On pourra dans un premier temps, afin de s'assurer que tout fonctionne, faire une relecture de la RAM en envoyant l'ordre sur la touche « **r** ». Les informations qu'elle contient doivent être aléatoires. Ensuite on mettra la RAM à 0x00 par un « **c** » et on s'assurera qu'elle est entièrement à zéro par une relecture. Même chose avec « **s** » mais en la positionnant à 0xff cette fois.

Pour charger un fichier .hex, il suffit dans un premier temps d'appuyer sur la touche « **l** » du PC et d'envoyer le fichier au format texte. Une fois le chargement terminé, on peut faire une relecture suivie du passage en mode émulation par un « **e** ».

À tout moment, on peut reprendre la main s'il y a un plantage ou que le progiciel (*firmware*) a détecté une erreur dans la transmission par l'appui sur la touche « **R** ».

Il n'y a pas de timeout sur l'entrée des commandes et du fichier .hex ; ce qui signifie que l'on peut parfaitement rentrer les codes Intel HEX « à la main »

du moment que chacune des lignes qui précède le retour chariot est valide. Toute erreur sur le CRC ou autre sera signalée par un message. On peut parfaitement faire « avaler » plusieurs fichiers hex consécutifs à l'émulateur, il les placera aux adresses indiquées sans effacer les données déjà présentes et qui ne sont pas écrasées par les nouvelles.

On peut aussi faire des modifications manuelles, cela peut être utile pour changer des valeurs ponctuellement sans avoir à faire une recompilation complète et un nouveau téléchargement.

MAX+PLUS II ou Quartus, that's the question

Comme vous avez pu le lire tout au long de cet article, Altera met à disposition 2 IDE (environnements de développement) pour ses produits, MAX+PLUS II et QUARTUS II. L'auteur a travaillé sous le premier, notre ingénieur sous le second. Nous vous proposons au téléchargement (et sur la disquette **EPS030444-11**) les 2 versions du projet de manière à ce que vous puissiez choisir en fonction de l'IDE que vous avez installé sur votre machine. Ce fichier comporte également un dossier baptisé « μ C» dans lequel se trouvent les fichiers propres au microcontrôleur.

À noter qu'Altera explique comment

migrer de MAX+PLUS II à QUARTUS II (cf. les liens donnés plus loin). N'ayez donc pas crainte, si vous êtes habitué à MAX+PLUS II, à vous jeter à l'eau avec QUARTUS II, ce dernier IDE ayant été doté d'une option baptisée « Look&Feel » qui permet, sous QUARTUS II d'avoir l'impression de travailler sous MAX+PLUS II.

Extensions

Comme annoncé dans le titre, cet émulateur est évolutif. Alors quid ?

1 Tout d'abord il est très facile d'émuler les 27C64 128 et 256 en figeant les lignes A12 A13 et A14 de la RAM, cela est possible en exploitant deux des équipotentiels baptisés « SPARE » réservées entre l'ATMEL et l'ALTERA. En modifiant légèrement le progiciel (*firmware*) de l'AT90s8515 et le design du 7064 on pourra par une commande adéquate configurer le type d'Eeprom désirée.

2 Beaucoup auront remarqué que la broche A16 de la RAM ne sert à rien (MAXPLUS le signale d'ailleurs avec un *warning*). On peut parfaitement imaginer un usage intéressant à cela : dans la page inférieure de la RAM on pourrait charger un premier .hex et dans la page supérieure un autre .hex et effectuer une commutation de l'une à l'autre grâce à une broche SPARE sans passer par un charge-

L'auteur



Florent Simonnot n'est pas un nom inconnu pour un lecteur assidu de ce magazine. Nous lui devons en effet «Picomire» (n° 299, mai 2003). Florent possède un DESS de micro-électronique obtenu à la Faculté de Bordeaux ; il a successivement travaillé pendant 2 années pour une société qui développe des caméras industrielles et de surveillance puis plus tard a rejoint 3 années durant une entreprise qui fabriquait des équipements pour simulateur de vol. La grave crise de l'aéronautique l'a conduit à rejoindre un grand groupe international d'électronique embarquée automobile où il occupe aujourd'hui le poste de chef de projet électronique.

Son fer à souder n'est jamais très éloigné des dossiers de conception car son premier diplôme fut celui de technicien, à cela il aime rajouter « chercheur-bidouilleur ».

ment afin de comparer, par exemple, la vitesse de deux algorithmes.

3 La RS-232 est un goulet d'étranglement même à 19 200 bds pour les gros fichiers à transférer, aussi il est possible via le connecteur ISP de l'ATMEL de transférer les données via la ligne SPI qui peut être beaucoup plus rapide (2 MHz). On peut prévoir une carte mezzanine qui transforme l'USB, l'Ethernet ou le Bluetooth vers l'SPI moyennant une réécriture du progiciel (*firmware*) de l'Atmel.

4 Certaines cibles demandent d'émuler des EPROM 16 bits, il faudra dans ce cas s'armer de deux émulateurs et créer un câble de simulation. Chacun des émulateurs sera chargé avec les .hex adéquats (Upper et Lower) mais l'un d'entre eux resterait le maître pour le passage d'un mode à l'autre, et ce, en exploitant l'une des lignes libres de l'ALTERA et que l'on retrouve sur le connecteur X2. Ainsi l'émulateur A enverrait à l'émulateur B l'ordre du passage en mode émulation ou chargement par le biais de la valeur logique d'un de ces signaux libres, cette extension ne requiert qu'une légère modification du design du 7064. Une autre possibilité plus complexe à développer mais plus facile d'emploi serait de faire dialoguer l'émulateur A et l'émulateur B par la SPI de leurs microcontrôleurs respectifs, l'un étant l'esclave de l'autre...

En guise de conclusion

Au lecteur d'affûter ce projet à son gré et selon ses besoins.

Le projet est « open » et donc toutes les sources sont disponibles et libres du moment que les améliorations sont à la disposition de tous (termes de la licence GNU).

(030444-1)

Bibliographie :

Simulateur d'EPROM, Elektor N° 271 (janvier 2001) page 52 et suivantes)

Liens :

www.altera.com

bien sûr ! on y téléchargera la version 10.2 de MAX+PLUS II.

www.altera.com/products/software/products/legacy/max/sof-emax_baseline.html

ou bien 4.2 de QUARTUS II (plusieurs centaines de Moctets !!!)

www.altera.com/support/software/download/altera_design/quartus_we/dnl-quartus_we.jsp

Passer de MAX+PLUS II à QUARTUS II

www.altera.com/products/software/switching/maxplus2/qts-mp2_user.html

Tout savoir sur la famille MAX 7000

www.altera.com/products/devices/max7k/m7k-index.html

La fiche de caractéristiques du MAX 7000 lui-même

www.altera.com/literature/ds/m7000.pdf

Fiche de caractéristiques de la CYC1019B

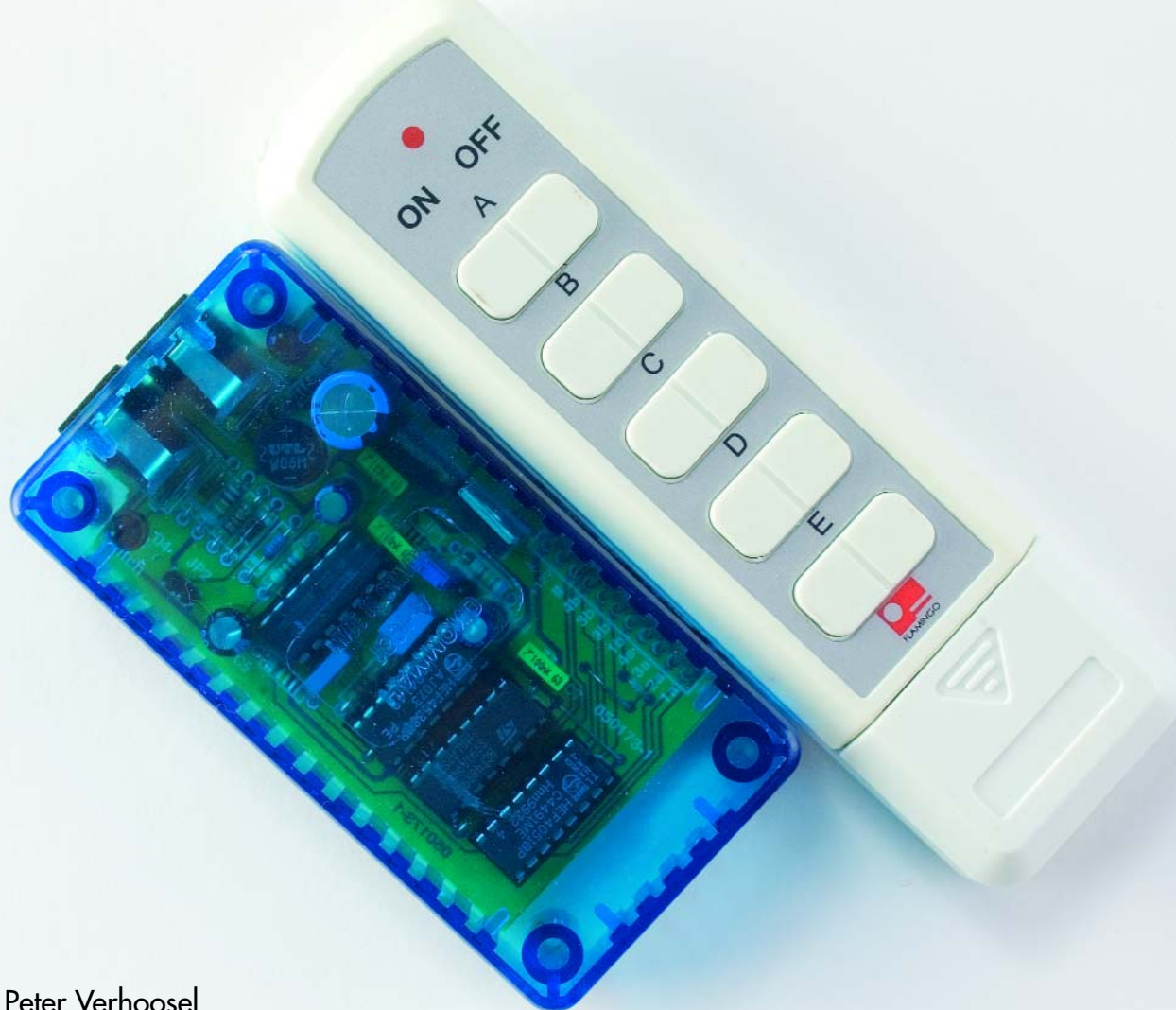
www.cypress-japan.co.jp/products/datasheet.php?partnum=CY7C1019B&familyid=36

www.avrfreaks.org

on y trouvera, outre le nécessaire pour installer le compilateur GNU mais aussi une multitude de lien vers des sites perso pour des programmeurs SPI et surtout un excellent forum !

Des doigts virtuels

Sur votre télécommande



Peter Verhoosel

Qui ne connaît ces interrupteurs sans fil qui allument et éteignent les lampes à distance ? Les magasins de bricolage en proposent des ensembles de plusieurs prises et d'une télécommande ad hoc. Et vous pouvez à présent tout orchestrer de votre fauteuil. Oui, mais comment faire si, par exemple, vous voulez utiliser ces lampes pour créer une animation lumineuse en votre absence, question de décourager d'éventuels cambrioleurs ? Un petit prolongement à la télécommande existante peut s'y adonner à votre place, pour votre plus grande satisfaction.

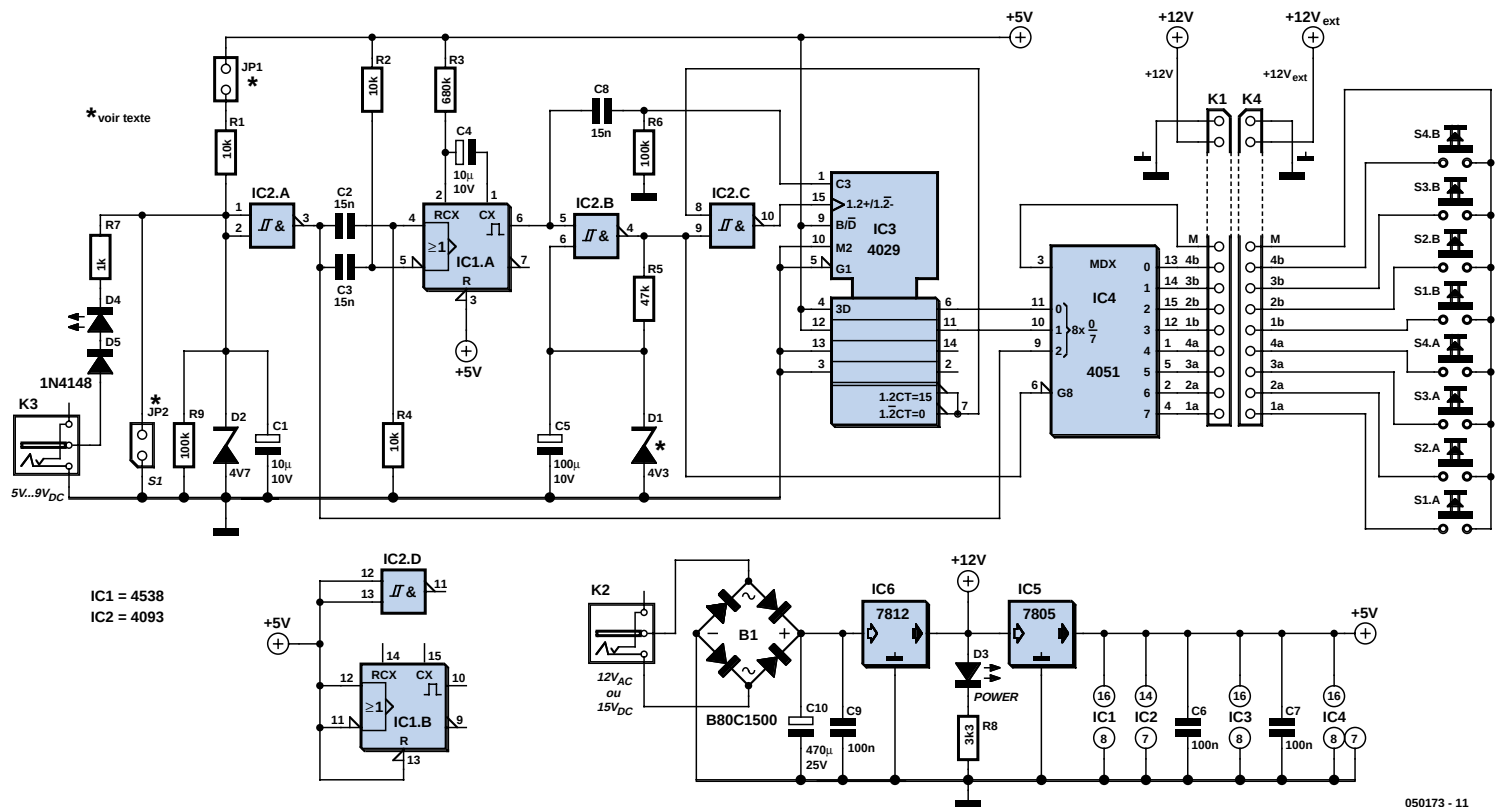


Figure 1. Voici un circuit totalement réalisé en composants discrets.

Dans la technique moderne, il n'est pas rare qu'un souci en remplace un autre. Comme disait quelqu'un, chaque revers a sa médaille. Le présent circuit a aussi été conçu dans le but de palier une insuffisance des télécommandes d'éclairage à la maison.

De quoi s'agit-il ? Dans le cadre de la prévention des intrusions, nombreux sont ceux qui emploient un temporisateur, quelques câbles à brancher et l'éclairage, à certains moments, s'enclenche puis s'éteint. On crée de la sorte pour l'extérieur l'impression d'une présence, mais le système peut se révéler utile également quand une visite s'étire jusqu'aux petites heures, pour inciter avec tact à l'écouter ! Quand l'installation est à télécommande, il n'est malheureusement plus possible d'y incorporer un temporisateur. Les interrupteurs des lampes réagissent uniquement à un signal que la télécommande transmet par radio ou par infrarouge. La question est la sui-

vante : qui manipulera la télécommande en votre absence ?

Même si vous entretenez de bonnes relations avec eux, vous ne pouvez pas demander à vos voisins de s'en occuper. Mieux vaut faire preuve d'inventivité et appeler à l'aide la fée électronique !

Commande électronique des interrupteurs

Voici un circuit qui permet à l'électronique de shunter les touches de la télécommande. Il faut évidemment qu'elle s'y prête, mais nous reviendrons sur le sujet sous le titre « Modifier la télécommande ».

Pour la simplicité, supposons qu'il n'y ait que quatre lampes à activer. Sur le modèle que nous avons acheté, il y avait pour chaque lampe un bouton pour allumer et un autre pour éteindre. Cela fait donc, pour quatre lampes, huit interrupteurs à manipuler de l'extérieur. Enclencher tous les récepteurs

demande de fermer quatre contacts d'allumage l'un après l'autre, en respectant une courte pause intermédiaire. L'extinction se produit de même si l'on court-circuite tour à tour les quatre interrupteurs correspondants.

Le circuit

Comme vous pouvez le voir à la figure 1, une fois n'est pas coutume, nous n'avons pas embauché de microcontrôleur. Pour atteindre le résultat, il y faudra sans doute incorporer un peu plus de composants, mais ils sont tous aisément disponibles à relativement bon compte.

A priori, l'idée était de commander le circuit par un simple interrupteur ou celui d'un temporisateur existant. Atteindre le micro-rupteur du temporisateur pour le séparer du secteur demande d'en ouvrir le boîtier, ce qui n'est généralement pas une mince affaire, outre le fait qu'il faudra ensuite prendre les mesures de sécurité appropriées !

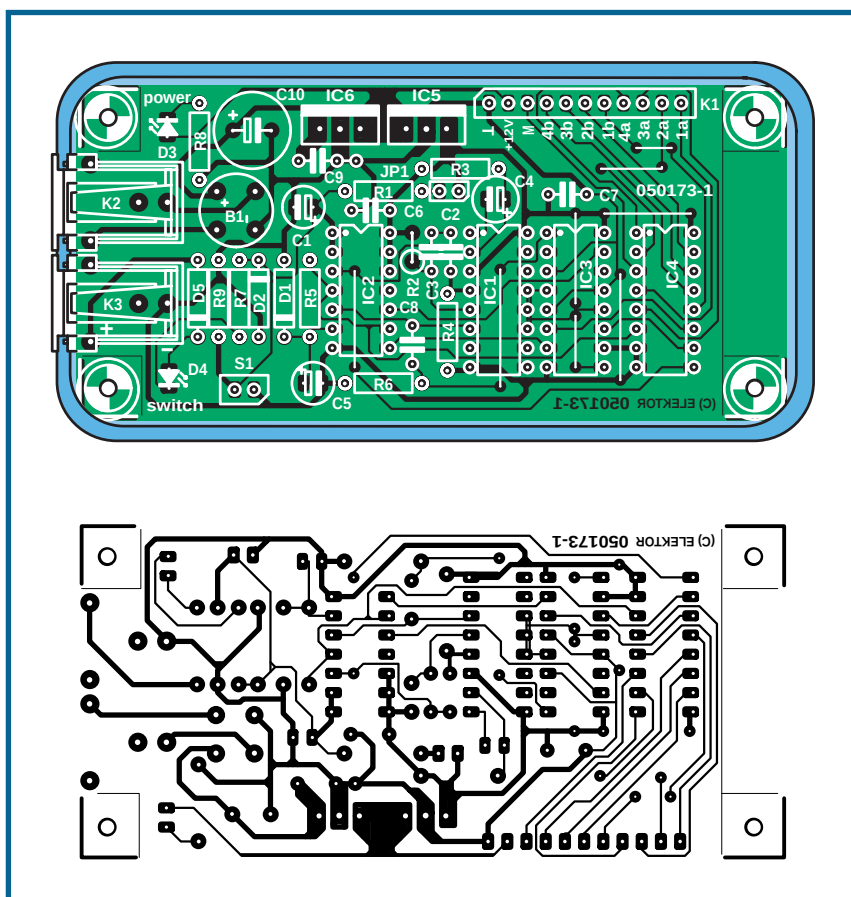


Figure 2. Tracé des pistes et croquis d'implantation des composants.

Il est bien plus facile d'utiliser un adaptateur secteur, éventuellement récupéré d'un ancien téléphone portable (GSM) ou d'un autre appareil remisé, à condition qu'il fournisse entre 5 et 9 V continus. La sécurité

est automatiquement assurée, il n'y a qu'à le brancher dans la prise du temporisateur. Vous paramètrerez le temporisateur de manière à avoir les allumages et extinctions de l'éclairage souhaités, de

sorte que le montage recevra son signal pilote par le biais de l'adaptateur secteur.

Nous avons malgré tout préservé l'autre solution (à basse tension), celle qui fait appel à un interrupteur. On peut le brancher sur JP2, auquel cas, il ne faut pas oublier d'installer le cavalier JP1. L'interrupteur ou l'adaptateur envoie un niveau logique haut à la porte NON-ET (NAND) IC2.A. La combinaison de R2 et C2/C3 fait en sorte que le multivibrateur monostable IC1.A voie un flanc positif ou négatif à chaque changement du niveau d'entrée.

Le réseau RC composé de R3 et C4 maintient haute la sortie Q de IC1.A (broche 6) pendant une période suffisamment longue pour que la porte IC2.B produise 4 impulsions.

La longueur de ces quatre impulsions détermine la durée du pontage des interrupteurs de la télécommande et dépend de R5/C5.

Simultanément, la sortie Q envoie l'impulsion à l'entrée de sélection du compteur par quatre (IC3) branché en compte à rebours. Pendant que la sortie Q est haute, IC3 reçoit quatre fois une impulsion puis tout s'arrête jusqu'à ce qu'un changement d'état se produise à l'entrée du circuit.

Le niveau logique sur la broche 3 de IC2.A détermine la partie active de l'interrupteur analogique IC4.

On peut ainsi, à l'aide d'un niveau bas sur la broche 9 de l'interrupteur analogique, n'activer que les quatre premiers interrupteurs, tandis qu'un niveau haut sur la broche 9 fera de même pour les quatre derniers.

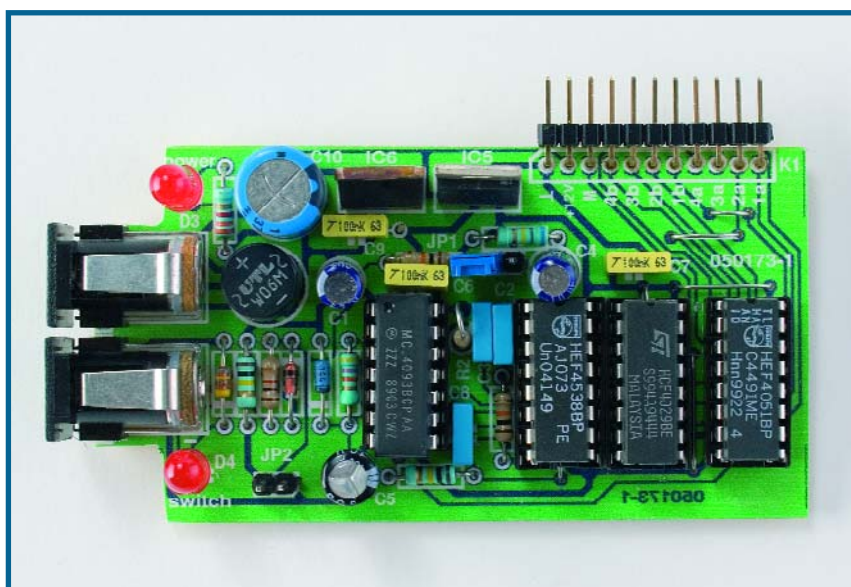
L'entrée de validation (broche 6) de IC3 est active au niveau bas et la porte NAND IC2.B la place brièvement au niveau haut. On s'affranchit ainsi de l'effet de chenille lumineuse, la commutation est franche.

Il peut arriver, à cause des tolérances des réseaux RC, que le dernier interrupteur soit actionné deux fois de suite. Cela ne présente pas de grave conséquence, allumé deux fois, c'est quand même allumé ! Mais on peut l'éviter en abaissant un peu la constante de temps RC de IC1.A, en donnant à R3 une valeur plus basse.

Alimentation

Pour l'alimentation à travers K2, nous partons d'un adaptateur secteur séparé de 12 V en tension alternative ou 15 V continu.

Pour compléter le projet, nous avons



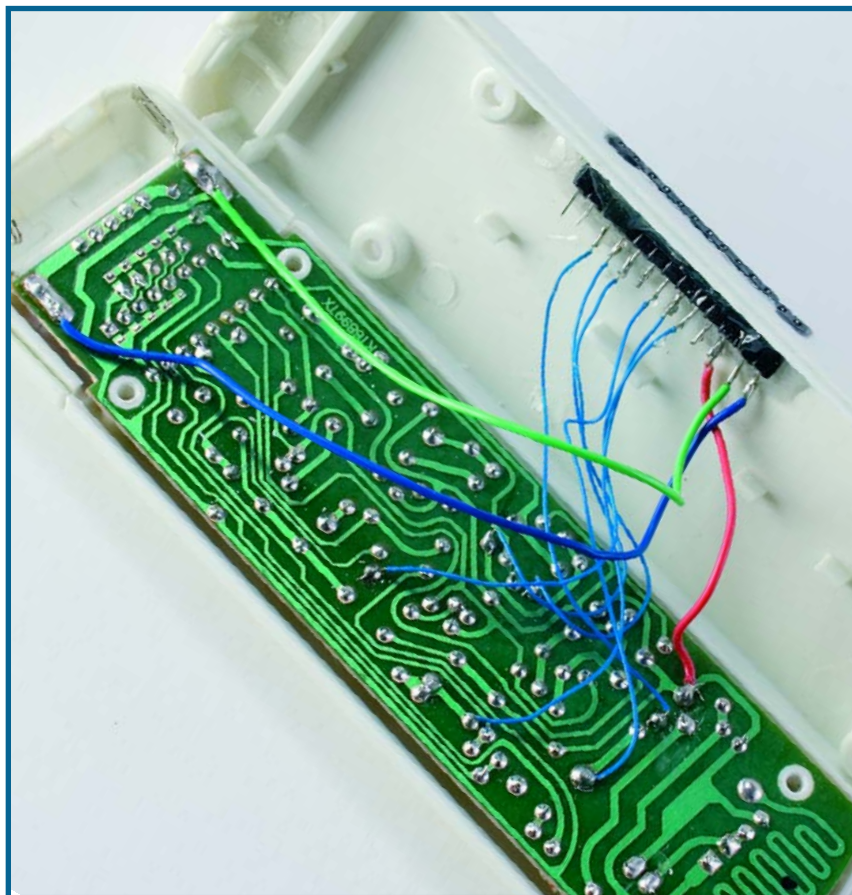
également prévu une sortie 12 V sur K1 (broche 1 = masse, broche 2 = +12 V) qui pourra servir à alimenter la télécommande. Il ne faut évidemment pas oublier d'en extraire au préalable les piles !

Si votre télécommande ne fonctionne pas sous 12 V, il conviendra d'échanger IC6 contre un autre stabilisateur de la tension appropriée.

Modifier la télécommande

Ainsi que nous l'avons signalé, il nous fallait partir d'un modèle concret de télécommande. Ce circuit fonctionne avec les modèles dont les interrupteurs comportent une lame de cuivre commune (l'autre côté des interrupteurs est donc raccordé indépendamment au reste du circuit).

Si c'est également le cas sur votre commande à distance, soudez 8 + 1 fils au connecteur K4, plus deux autres pour l'alimentation à ce même connecteur. Soudez aussi les fils aux contacts des interrupteurs. Vérifiez tout d'abord si les fils de la télécommande sont correctement soudés, en court-circuitant à la broche 3 de K4



Liste des composants

Résistances :

R1, R2, R4 = 10 kΩ
R3 = 680 kΩ
R5 = 47 kΩ
R6, R9 = 100 kΩ
R7 = 1 kΩ
R8 = 3k3Ω

Condensateurs :

C1, C4 = 10 μF/10 V radial
C2, C3, C8 = 15 nF

C5 = 100 μF/10 V radial
C6, C7, C9 = 100 nF
C10 = 470 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :

B1 = B80C1500 (rond)
D1 = diode zener 4V3/500 mW
D2 = diode zen4V7 500 mW
D3 = LED rouge faible courant
D4 = LED rouge faible courant
D5 = 1N4148
IC1 = 4538
IC2 = 4093
IC3 = 4029
IC4 = 4051
IC5 = 7805
IC6 = 7812

Divers :

JP1 = cavalier
JP2 = S1 cf. texte
K1 = embase autosécable à 1 rangée de 11 contacts
K2 = alimentation 6 à 12 V, jack encartable
K3 = alimentation 5 à 9 V, jack encartable
K4 = connecteur à 1 rangée de 11 contacts
chronotemporisateur 230 V adaptateur secteur 12 V ~ ou 15 V = adaptateur secteur 5 à 9 V = boîtier tel que, par exemple, 1591-A (Hammond)

successivement les autres broches, 1a à 4b de K4. La télécommande doit fonctionner normalement comme si vous appuyiez sur les touches. K4 peut ensuite être connecté à K1. N'oubliez pas la petite pile si vous alimentez la télécommande au travers de ce montage.

Construction et mise en boîte

La construction n'est pas difficile, on commence comme d'habitude par la

pose des ponts de câblage, y compris sous les puces.

Notre projet nous a conduit à choisir un type particulier de boîtier, celui indiqué dans la liste des composants. Pour autant que vous utilisiez le même boîtier que sur le prototype, il faudra installer les stabilisateurs de tension contre la platine pour ne pas que le montage dépasse en hauteur. Dans ce but, il peut se révéler com-

mode d'ovaliser un peu, à cet endroit,

les trous de la platine à l'aide d'un foret d'un millimètre.

Le connecteur K1 assure la liaison de la platine à la télécommande.

Bien entendu, libre à vous de conditionner l'ensemble dans un seul boîtier avec un adaptateur. Quoi qu'il en soit, ce circuit vous offre une fonction potentielle supplémentaire très utile pour votre installation lumineuse commandée à distance.

(050173-1)

Câble de commutation

Dans le monde du modélisme, les câbles de commutation font partie des composants ayant, en raison de leurs caractéristiques mécaniques, le plus tendance à tomber en panne. Une alternative électronique peut se targuer d'être plus fiable tout en présentant un petit extra !

Il existe, dans le modélisme radiocommandé, nombre de composants présentant l'un ou l'autre manque de fiabilité à court ou moyen terme et requérant partant d'être contrôlé pratiquement en permanence. L'importance et l'universalité de ce thème sont illustrées par le nombre d'accessoires électroniques proposés par les différents fabricants maîtres du marché. Nous vous proposons un montage extrêmement utile destiné à remplacer les câbles de commutation mécaniques et qui assure en outre une fonction de surveillance de la tension avec fonction de mémorisation.

Pourquoi remplacer ?

Un examen critique des câbles de commutation mécaniques nous apprend, horreur, que leur résistance de contact se situe dans une plage comprise entre 0,3 et 0,5 Ω . Partant, si l'on suppose un courant de crête de 1 A, ce qui n'a rien d'exagéré dans le cas de 4 servos en fonctionnement, on perd pas moins, au niveau du câble de commutation seulement, jusqu'à 0,5 V de tension d'alimentation. Cette valeur ne risque pas, au cours du temps, de s'améliorer, bien au contraire, avec l'usure des contacts de l'interrupteur et du connecteur et leur encrassement. On se voit inévitablement contraint, pour l'améliorer, à remplacer l'inconstance de la mécanique par de l'électronique moderne.

L'élément de commutation utilisé dans ce montage est un transistor FETMOS qui avec sa résistance de mise en circuit $R_{DS(on)}$ de 0,025 m Ω , possède une résistance de commutation si faible qu'il est difficile voire impossible, à quelque mécanique que ce soit, d'arriver à faire mieux.

La mise en et hors-tension se fait par une paire de touches miniatures, de sorte que cette modification n'a pas d'effet négatif sur l'aspect du modèle réduit comme cela est souvent le cas lors de la mise en place d'un interrupteur mécanique.

Avantage additionnel de cette modification : un suivi en permanence de la tension d'alimentation ainsi qu'une visualisation définitive d'une éventuelle interruption de la tension d'alimentation et cela sans le moindre microcontrôleur !

Les différents états sont visualisés par le biais d'une paire de LED de sorte que l'utilisateur est informé à tout moment de la situation.

Cahier des charges

L'élément de commutation électronique chargé du transfert de la tension de l'accumulateur vers le récepteur et les servocommandes doit :

1. Commuter même à une tension d'alimentation plus faible de quelque 4,5 V
2. Présenter la résistance de mise en circuit la plus faible possible
3. Pouvoir commuter sans problème des courants allant jusqu'à 5 A

Les seuls composants à pouvoir respecter ces exigences sont des transistors FETMOS dont il existe diverses catégories de puissance. En raison de la valeur faible possible de la tension d'alimentation de quelque 4,5 V, seuls entrent en compte des types dits « Logic-level ». À cette tension, un FETMOS « normal » ne fonctionnerait pas en commutateur mais se trouverait dans sa plage de résistance, ce qui se traduirait par un



échauffement et une perte de tension importants.

Nous avons opté pour le SUD45P03-15A, un FETMOS cana-P de Vishay (ex-Siemens). Proposé en boîtier TO-252 (connu également sous la dénomination de D-Pak) il n'a pas de problème à supporter des courants pouvant aller jusqu'à 10 A et devrait par conséquent pouvoir faire face à toutes les exigences posées par un câble de commutation utilisable dans le monde du modélisme. De par la résistance $R_{DS(on)}$ de 0,025 Ω , les pertes en tension sont, même aux courants élevés, pratiquement négligeables.

On pourra bien entendu utiliser d'autres types de FETMOS dès lors qu'ils répondent aux exigences du cahier des charges. Il suffira de feuilleter les catalogues de VPC pour trouver à tout coup un composant aux caractéristiques adéquates.

Mise en marche et arrêt

La **figure 1** donne l'électronique constituant notre câble de commutation. Le transistor entre en conduction lorsque sa grille est forcée au potentiel de la masses par le biais du transistor T4. À l'état de non conduction, c'est-à-dire à

électronique

De l'électronique au lieu de mécanique



l'arrêt, la grille est forcée, au travers de la résistance R8, à un potentiel défini (haut). La LED verte D2 signale, par son allumage, l'état de commutation active (marche).

La mise en circuit du câble de commutation électronique se fait par une courte action sur le bouton-poussoir S1. Par cette action, la base de T5 est mise à la masse, T5 et T3 deviennent passants. Le condensateur C2 se charge et très rapidement il règne à ses bornes une tension suffisante pour faire passer le transistor T4 en conduction. Ce transistor prend alors à son compte la fonction de la touche S1, de sorte que le circuit reste dans son état activé, même si l'utilisateur cesse d'appuyer sur le bouton-poussoir. C2 pontse des interruptions de tension de courte durée. Il peut, lorsqu'il est chargé, fournir suffisamment de courant à la base de T4 en cas de chute de tension. On pourra vérifier ce comportement en déconnectant brièvement l'accu pour le reconnecter quelques instants plus tard. La LED verte se rallume immédiatement même sans qu'il ne soit nécessaire d'appuyer une nouvelle fois sur le bouton-poussoir. La diode D3 évite une décharge rapide de C2 au travers de la résistance R11.

L'arrêt s'obtient par une action sur le bouton-poussoir S2. C2 se décharge et la base de T4 est mise à la masse. T4 bloque, ce qui a pour conséquence un blocage du FETMOS T3, vu que la grille de ce dernier ne se trouve plus à une tension de polarisation négative par rapport à sa source. La résistance R11 une charge imprévue de C2 par

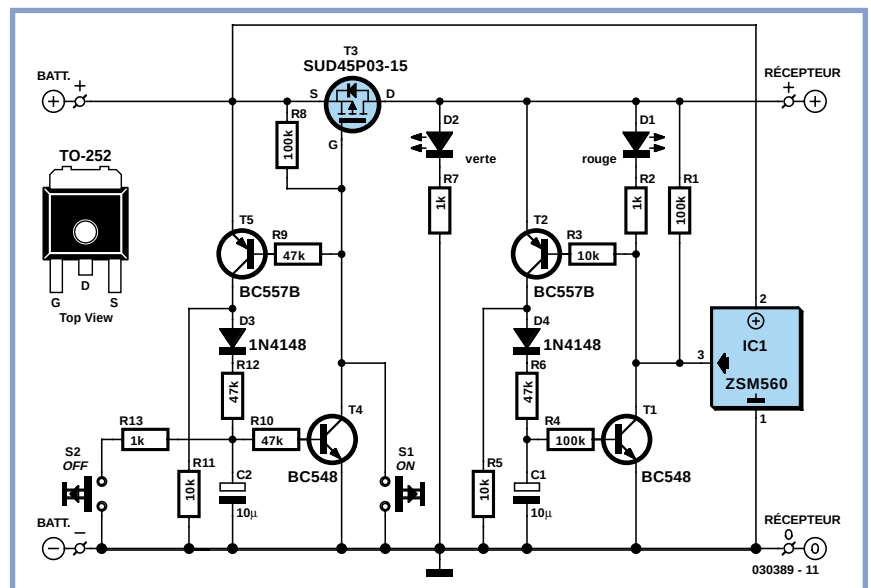


Figure 1. Circuit du câble de commutation électronique.

le biais de courants de fuite en provenance de T5.

Suivi de tension

Il existe nombre d'exemples de dispositifs de surveillance de tension des accu utilisés en modélisme. Nous avons ainsi, dans le numéro double de 2001, proposé un « testeur de tension pour accu de modélisme » reposant sur un LM3914 et qui visualisait la tension relevée sur une échelle à 10 LED.

Le seul inconvénient que présentait le dit montage est qu'il ne visualise pas en permanence la tension la plus faible mesurée qui n'est pas non plus mémorisée.

Sur le présent montage, un composant spécialisé, connu sous la dénomination de *Reset-IC* (figure 2), surveille la tension de l'accumulateur. Ce type de

composant est utilisé pour la réinitialisation (*Reset*) d'un microprocesseur en cas de dépassement (vers le bas) d'un seuil de tension minimum. Il existe une pléthore de modèles de ce circuit intégré, la différence se situant au niveau

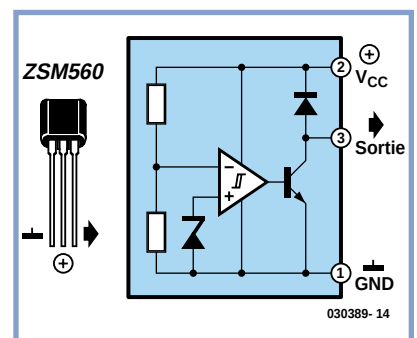


Figure 2. Structure interne du circuit intégré de réinitialisation ZSM560.

de la hauteur de la tension à laquelle doit s'effectuer le déclenchement. Si un modélisme a besoin d'une autre valeur de seuil de tension il lui suffira de remplacer IC1 par un autre modèle répondant aux besoins. Tout ce dont il faudra s'assurer est que le composant utilisé soit lui aussi doté d'une sortie en collecteur ouvert.

En principe, un circuit de Reset comporte un comparateur et une source de tension de référence. Le comparateur commute dès que la tension présente aux bornes du diviseur de tension constitué par 2 résistances tombe en deçà de la valeur de la source de tension de référence. Le transistor monté en aval est doté d'une sortie à collecteur ouvert de sorte qu'à l'état actif il force la charge externe à la masse.

Les caractéristiques techniques les plus importantes du ZSM560 :

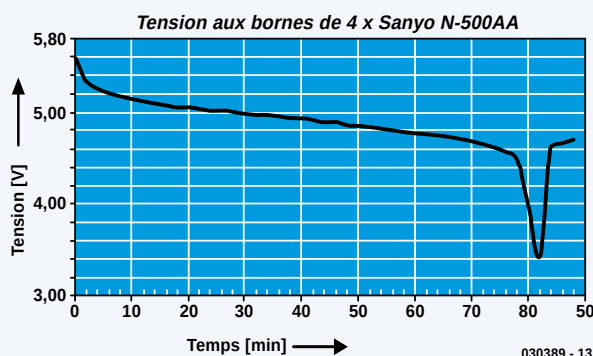
Tension de service max. :	6,5 V
Tension d'entrée en fonction : $\pm 0,1$ V	4,6 V
Hystérésis typique :	20 mW
Consommation de courant typique :	135 mA
Courant de commutation vers la masse :	60 mA max.

Le circuit de Reset utilisé réagit et commute en quelques microsecondes de sorte qu'il est suffisamment rapide pour détecter avec certitude la plus courte chute de tension en deçà du seuil de 4,6 V. Malheureusement, lors de la remontée de la tension au-delà de ce seuil fatidique, la sortie est désactivée de sorte que l'on ne dispose pas d'une fonction de mémorisation. Cette fonction est réalisée par le biais de l'électronique classique (c'est-à-dire sans microcontrôleur) montée en aval. Au niveau de son principe, le circuit de mémorisation reprend l'électronique du circuit utilisé pour la commutation du transistor de l'alimentation, T3. C'est le circuit intégré de Reset qui prend à son compte la fonction du bouton-poussoir ON; sa sortie force la base de T2 à la masse en cas de dépassement du seuil de tension minimum. Dans ces conditions, T2 devient passant ce qui se traduit par l'allumage de la LED rouge, D1. Elle signale un effondrement de la tension en deçà du seuil de 4,6 V et vous « recommande » ainsi de recharger l'accu ou encore de vérifier la qualité des différentes connexions.

Accu pour modèle réduit

Il n'est pas mauvais, si l'on veut procéder à une surveillance de tension, d'avoir quelques notions sur le comportement d'un accu typique utilisé dans le monde du modélisme. Un examen de la courbe caractéristique permet de remarquer l'un ou l'autre détail. À commencer que la tension hors-charge de l'accu fraîchement rechargé est de l'ordre de 5,6 V. Dès qu'il est relié à une charge, la tension descend assez rapidement pour s'établir dans un domaine de 5 V environ, valeur qui reste conservée un certain temps. Au bout d'une certaine durée de décharge (76 minutes dans le cas présent) la ligne dégringole rapidement, ce qui indique un accu pratiquement vide.

L'important pour le modélisme est d'interrompre le fonctionnement de son modèle suffisamment à temps avant ce point pour garantir un fonctionnement correct de l'ensemble de réception.



Courbe de décharge à 300 mA d'un accu CdNi à 4 cellules (type N-500AA de Sanyo)

Réalisation et mise en oeuvre

Nous ne pensons pas que la réalisation du câble de commutation électronique puisse vous poser le moindre problème. Nous n'avons pas dessiné de platine pour ce montage vu que l'espace disponible varie au cas par cas.

Vous pourrez réaliser le circuit sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles aux dimensions que vous choisirez. Attention à la polarité des condensateurs et au positionnement des transistors. Le FETMOS est à souder comme le serait un composant CMS : commencer par en étamer une patte, placer celle-ci en contact avec l'îlot de soudage concerné et souder la patte. Une fois que l'on est satisfait du positionnement du transistor, on pourra souder une à une les autres pattes. On veillera à ne pas utiliser le câble le plus fin pour effectuer les interconnexions vers l'accu d'une part et le récepteur de l'autre sachant qu'il peut y circuler des courants de plusieurs ampères. L'utilisation de conducteurs de section trop faible se traduit par la perte, en raison de chute

de tension, de millivolts précieux.

Le mode d'emploi de notre câble de commutation électronique tient en 3 lignes. Connecter l'accu à l'une de ses extrémités et le récepteur à l'autre et appuyer ensuite sur le bouton « ON ». La LED verte s'allume. Si la LED rouge reste éteinte, plus rien ne s'oppose à un vol ou à un tour de piste (dans le cas d'un véhicule terrestre). Pour l'arrêt, il suffit d'une brève pression sur « OFF ».

(030389)

Bibliographie

Elektor

Testeur d'accus, n°187, janvier 1994, page 50 et suivantes

Puce polyvalente pour modélisme, n°284, février 2002, page 14 et suivantes, n°285, mars 2003, page 52 et suivantes

Testeur de tension pour accu de modélisme, n°277 juillet/août 2001, page 50

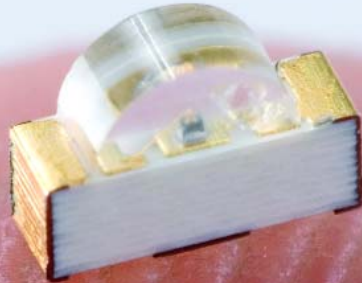
Adresses Internet :

www.zetex.com
www.vishay.com

Des LED dites « Right Angle »

Karel Walraven

« À ingénieur vaillant rien d'impossible » entend-t-on souvent dire. « Tout problème a sa solution » est un autre leitmotiv optimiste. Mais cette fois, c'est plus sérieux...



Il nous faut reconnaître, en toute honnêteté que nous non plus ne savions pas qu'il existe des composants de ce nom. Lors de la conception du détecteur d'électrosmog du numéro de juin, nous étions à la recherche de LED qui seraient également visibles sur la tranche de la platine. Pas de problème, il suffit de replier les pattes d'une LED standard direz-vous. Cette solution n'était pas de mise, vu la compacité et le niveau de prix souhaités, critères qui nous amèneront à opter pour des CMS. Il nous fut possible de dénicher quelques matrices pouvant être montées sur leur flanc, mais leur prix n'avait rien de bien amical. Par hasard, nous découvrîmes chez l'un des plus grands fabricants de LED leur fameuse version dite « right angle », mais il nous était extrêmement difficile d'imaginer de quoi il retournait. Il n'était pas évident de savoir dans quelle direction brilleraient ces composants, la technique de

montage elle aussi fut sujette à discussion, vu la présence de surfaces cuivrées tant sur le dessous que sur l'avant. On pourrait, n'est-ce pas, s'attendre à trouver des surfaces de contact sur la longueur vu que c'est sur ce côté que les LED se trouvent placées sur la platine !

Mais ce n'est pas le cas. Vite fait bien fait nous en avons commandé quelques-unes et créé leur forme. Tout semblait aller parfaitement, le soudage à la main ne posa pas le moindre problème, les LED donnaient énormément de lumière. La cathode y était clairement identifiée, d'où pratiquement pas de risque d'erreur.

Lorsque fut lancée la production de la première série, nous n'avions pas la moindre inquiétude. Un coup de fil du fabricant de nos plaquettes montées nous annonça qu'il y avait un problème au niveau de la forme des LED. Les LED se mettaient en tra-

vers sur la platine et s'orientaient dans tous les sens en raison d'une longueur trop importante des îlots de soudage trop rapprochés les uns des autres. Il fallait examiner tout cela d'un peu plus près. Un coup d'oeil à la fiche de caractéristiques nous apprit que les îlots étaient OK mais que nous avions fait une erreur. Lors du dessin de la forme notre ingénieur avait, la routine aidant, placé les îlots en largeur ce qui était une erreur majeure dans le cas présent. Nous comprenions mieux maintenant la raison de la mise des surfaces de contact sur l'avant. Quel bonheur, nous allions pouvoir souder à la main un millier de LED CMS minuscules. Lancement d'une nouvelle série, la forme ayant été corrigée, il n'y avait plus aucune raison que les choses aillent mal. Comme vous pouvez vous y attendre, ce ne fut pas le cas. Nouveau coup de fil du fabricant des platines : toutes les LED étaient montées à

l'envers, l'anode et la cathode sont interverties. Un doute affreux nous saisit à la gorge. Il doit quand même être possible de monter un composant sous n'importe quel angle ? Depuis quand faut-il que tous les transistors ou condensateurs électrochimiques soient orientés tous dans le même sens ! Ceci est vrai pour tous les composants, exception faite, vous vous y attendiez, des LED dites « right angle ». Vous pouvez les orienter différemment mais alors, elles brillent dans une autre direction (qui n'est pas la bonne). Et si elles quittent le rouleau en présentant la cathode sur la gauche, la cathode reste à gauche quoi que l'on veuille, la machine d'implantation automatique n'étant pas en mesure de tourner un composant de 180°. A nouveau nous avons le plaisir de souder manuellement un millier de LED CMS minuscules et de modifier le dessin de la platine...

(050226)

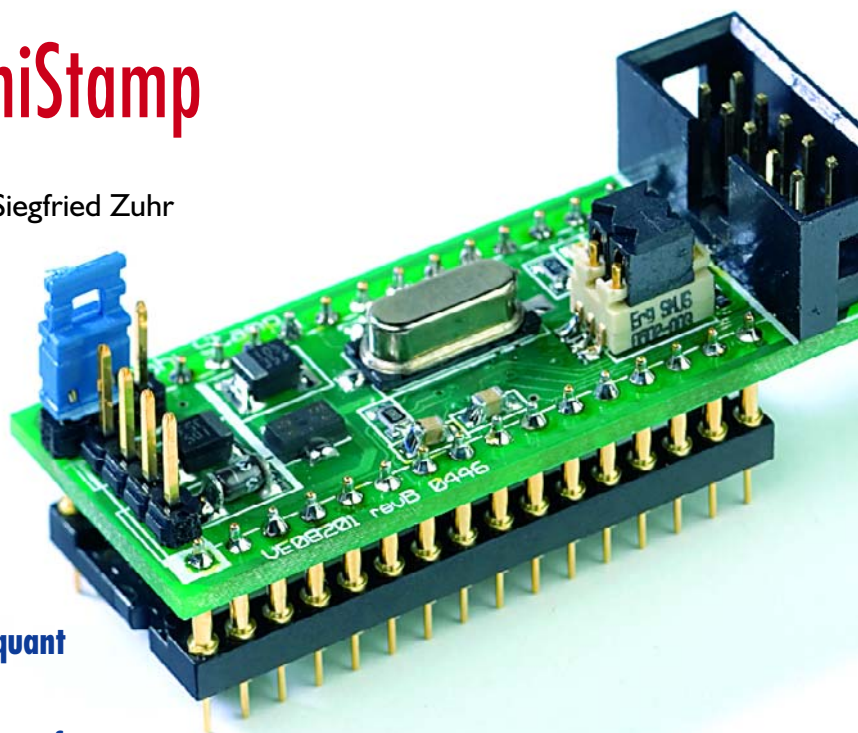
DELPHI

POUR ÉLECTRONICIENS

Partie 8 : le DelphiStamp

Detlef Overbeek, Anton Vogelaar et Siegfried Zuhr

Les vacances d'été passées, il est plus que temps de se remettre au travail. Ceci vaut également pour ceux qui suivent le cours Delphi. Nous allons, ce mois-ci, nous intéresser au DelphiStamp, un contrôleur matériel universel embarquant son BIOS. Ce contrôleur, doté bien évidemment d'un certain nombre d'interfaces matériel, est autonome mais peut aussi être piloté depuis un PC. Personne ne vous interdit non plus de définir votre propre interface.



Le DelphiStamp est un minuscule contrôleur-gigogne universel et rapide doté d'une mémoire de bonne taille et de fonctions d'entrées et de sorties. Le BIOS embarqué permet une exécution autonome sur le DelphiStamp de progiciels développés en Delphi. Mais il est également possible d'utiliser une application PC écrite en Delphi en tant qu'organe de commande pour une application exécutée par le DelphiStamp.

Le ATmega128 mis à contribution est un processeur RISC travaillant à une fréquence d'horloge de 14,745 6 MHz. La plupart des instructions sont exécutées en une unique impulsion d'horloge de quelque 68 ns. Le code de programme se trouve dans la mémoire Flash. Comme les instructions, exception faite des instructions JMP, LDS et STS, ont une taille de 2 octets, ce ne sont pas moins de quelque 60 000 lignes de programme en assembleur que l'on peut mettre dans la mémoire Flash. Les derniers 8 Koctets sont protégés et contiennent le BIOS.

Le BIOS comporte 4 modules : le chargeur (loader), le serveur M485, les pilotes résidents et le serveur d'interface (cf. **figure 1**). Le chargeur permet de stocker du code objet dans la mémoire Flash en passant par l'interface RS-232. La communication entre le DelphiStamp et le PC se fait selon le protocole M485. Le chargeur est

une partie du serveur M485. Il est possible, par le biais de ce serveur, d'accéder à la RAM, la Flash, l'EEPROM, aux registres et registres d'E/S, un moyen très puissant pour le débogage de programmes. Le serveur sert également à la communication avec une interface utilisateur graphique (GUI = *Graphic User Interface*) externe. Les pilotes résidents servent au support des LED et cavaliers embarqués, de l'affichage à 16 caractères, d'un moteur pas à pas bipolaire, d'un bouton-poussoir, de 7 LED montées en forme de dé et d'un potentiomètre, mais ils servent également au serveur d'interface. Ce dernier veille à ce que l'état du matériel connecté corresponde au contenu d'un enregistrement de données (data record) en RAM. Ce processus de répète 20 fois par seconde. On dispose d'une DLL permettant de communiquer avec cet enregistrement depuis une application Delphi (M485.dll). C'est ainsi que le DelphiStamp peut faire office d'interface.

Configurations matérielles

Nous avons, de manière à permettre de se faire rapidement la main sur le DelphiStamp, imaginé différentes configurations matérielles standard au niveau des possibilités d'E/S (cf. **figure 2**). On pourra, si tant est que le

matériel externe est branché en respect de ce schéma, mettre à contribution le serveur d'interface, les pilotes standard et un programme de test des Entrées/Sorties. On pourra, par exemple, brancher un moteur pas à pas bipolaire à pas de 1,8° en mode demi-pas (soit 400 pas/tour). Il est également possible de « lire » un potentiomètre (tension comprise entre 0 et 1,56 V) et de piloter 7 LED. La ligne RS485 permet de réaliser un réseau d'une longueur maximale de 1 000 mètres auquel on pourra connecter un maximum de 128 appareils. Un affichage alphanumérique permet de visualiser un maximum de 16 caractères.

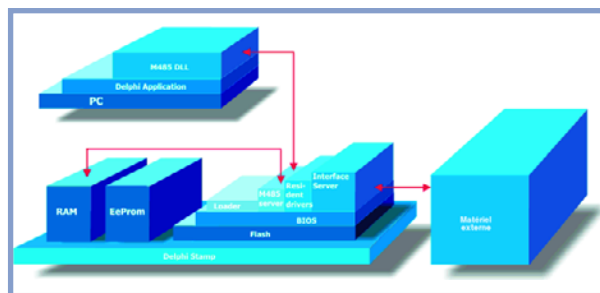


Figure 1. Structuration des différentes unités fonctionnelles au coeur du DelphiStamp.

DelphiStamp en contrôleur

En mode contrôleur il n'y a pas, en utilisation normale, de liaison avec un PC. Ce n'est pas une mauvaise idée, si l'on veut être assuré que le contrôleur fonctionne correctement, de développer et de simuler sur PC le progiciel du contrôleur. Une forme Delphi dotée de composants visuels se substituera au matériel externe. Les diffé-

rents algorithmes de pilotage sont écrits sous forme d'unités distinctes. Dès que la simulation travaille correctement, le compilateur croisé *PasAvr* convertit les unités de pilotage en un fichier .hex binaire qui comporte le code objet pour le DelphiStamp. Le programme *Mon485*

Caractéristiques

- ATmega128 : 128 Koctets de Flash – 4 Koctets de RAM – 4 Koctets d'EEPROM – 4 temporisateurs (timers) – CAN (Convertisseur A/N) 10 bits avec 15 kéch/s – Comparateur analogique – Mode de sommeil – 2 UARTS pour RS-232 et RS-485 – I²C – 25 entrées/sorties numériques – Interface JTAG et ISP
- Tension d'alimentation 6 à 9 V CC (régulée sur la carte, ne convient pas à des charges externes)
- Consommation de courant : 10 µA en mode de sommeil
- Specs des E/S numériques : 30 mA de source @ chute de 1 V, 40 mA de drain @ chute de 1 V
- On trouvera la fiche de caractéristique à l'adresse : www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2467.pdf.
- Pour une description exhaustive de chacune des instructions : http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc0856.pdf

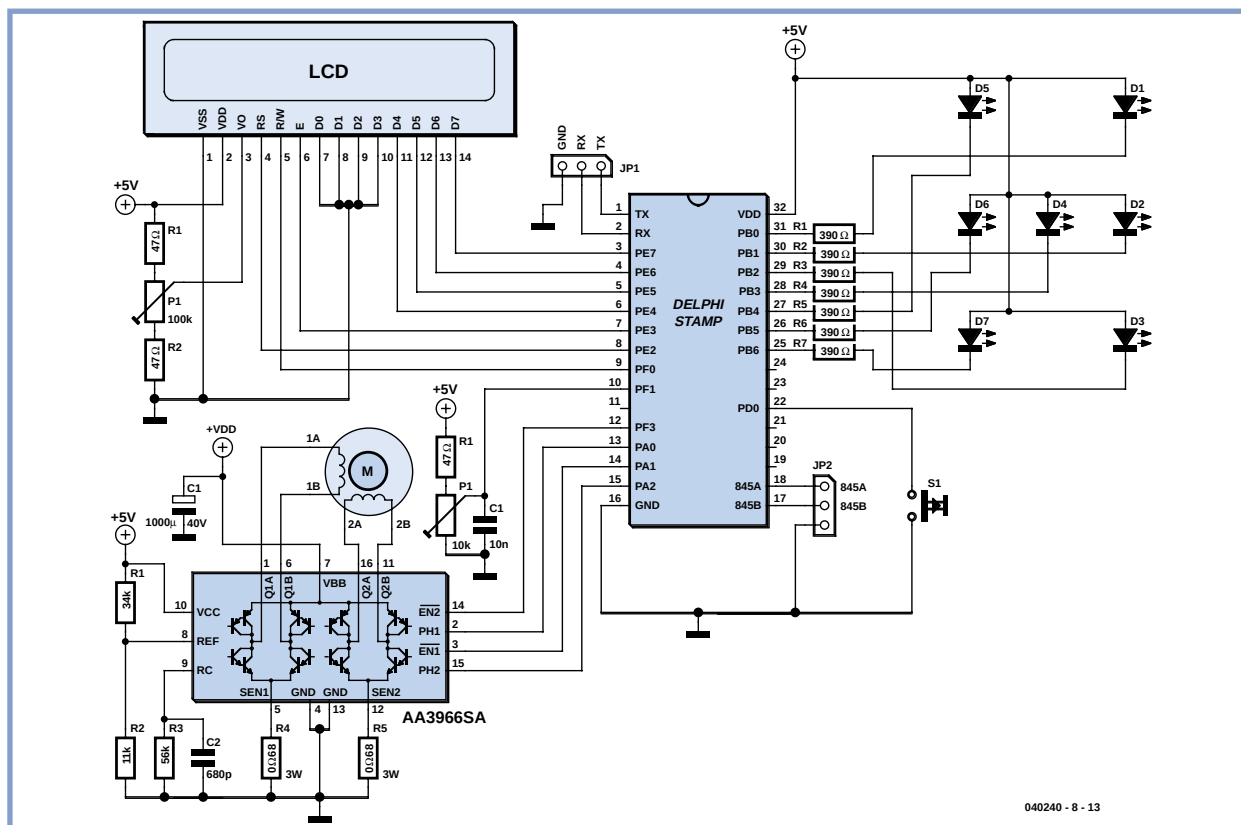


Figure 2. Les différentes options d'E/S du DelphiStamp. Avec les pilotes standard, l'interfaçage de ce matériel ne pose pas de problème.



Figure 3. PDemo.prj est le conteneur comportant tous les fichiers faisant partie du projet de simulation Delphi.

fourni avec l'ensemble du DelphiStamp écrit ce fichier .hex dans le mémoire Flash du DelphiStamp, le programme étant ensuite lancé. Le contrôleur travaille en autonome et la liaison vers le PC est coupée.

Simulation

PDemo.prj est le « conteneur » dans lequel se trouvent tous les fichiers faisant partie du projet de simulation (cf. **figure 3**).

DMain.pas est un module de données (*datamodule*) ne pouvant de ce fait pas comporter de composants visuels tels que le TTimer. Ce module simule le vecteur d'alimentation (Power On) et les autres interruptions par le biais d'événements Delphi.

FGUI.pas est du type TForm. Il peut comporter des composants visuels. Ces composants visuels se substituent le matériel externe au contrôleur tels qu'interrupteurs, LED, LCD, moteur etc.

UDrivers.pas comporte les pilotes permettant la commande de FGUI.pas.

UControl.pas intègre l'algorithme de commande et est compatible avec le compilateur croisé PasAvr.

Compilation croisée et transfert

Demo.prj est le « conteneur » de fichiers pour le reste des fichiers du projet de démonstration du contrôleur du DelphiStamp (cf. **figure 4**).

UMain.pas comporte le code « power-on » et tous les vecteurs d'interruption. Cette unité est identique pour quasiment toutes les applications Delphi et est fournie sous forme de modèle (*template*) avec le set.

Au niveau des fonctionnalités, Drivers.pas est similaire à UDrivers.pas, que nous utilisons avec le programme de simulation. L'implémentation est différente vu qu'il s'agit cette fois de piloter du vrai matériel. On pourra, pour le matériel standard, utiliser les pilotes résidents présents dans le BIOS.

UControl.pas intègre les fonctionnalités du contrôleur et est une copie de UControl.pas du simulateur.

PasAvr est le compilateur croisé fourni avec le set.

PasAvr.exe convertit le projet Demo.prj en un fichier, Demo.hex. Le programme ne connaît pas de limitation de durée d'utilisation ni de taille du fichier .hex produit. PasAvr possède son propre IDE et simulateur pour l'écriture de programmes en Pascal et assembleur hors du cadre de Delphi.

Demo.hex contient le code objet de format Inter hex produit et destiné au contrôleur ATmega128.

Le programme moniteur Mon485 accompagnant le set permet de communiquer avec le loader sur le DelphiStamp. Cet outil se charge de faire en sorte que le code objet fourni soit programmé dans la mémoire Flash. Le programme sera lancé soit par le biais de Mon485 soit par une réinitialisation du DelphiStamp.

Le DelphiStamp en interface

Commençons par décrire le projet à réaliser. Pour piloter un moteur pas à pas il doit y avoir, sur le PC, une forme faisant office de console de commande. Le moteur est relié au DelphiStamp au travers d'un circuit de commande (driver). La forme comporte un potentiomètre à glissière permettant de piloter la position de 0 à 360°, organe épaulé par 3 boutons numériques permettant un positionnement rapide à 0, 180 et 360°. Nous avons en outre connecté au DelphiStamp un affichage LCD permettant une lecture de l'angle paramétré.

Le programme de pilotage tournant sur le PC est écrit en Delphi. On a, sur le DelphiStamp, exécution d'un serveur d'interface chargé d'assurer une synchronisation entre le matériel connecté au système et les paramètres écrits par

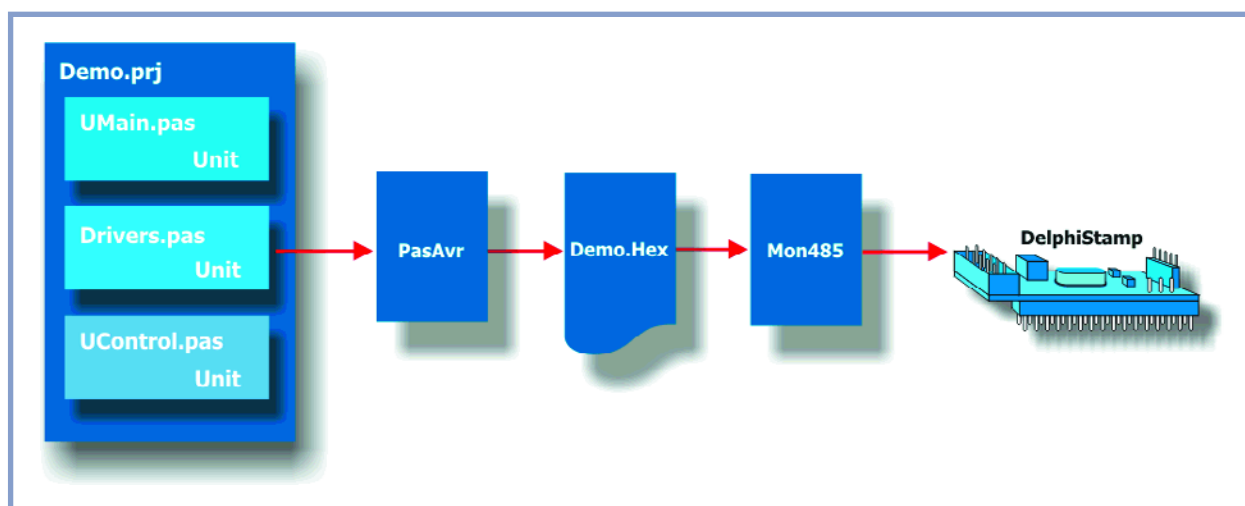


Figure 4. Demo.prj est le fichier-conteneur pour le reste des fichiers du projet de démonstration du contrôleur.

le programme tournant sur le PC vers le DelphiStamp. Il est important, dans le cas de programmes complexes, si l'on veut réduire au maximum le risque d'erreur, de découper ceux-ci en blocs logiques. Delphi propose à cet effet les pièces suivantes : *unit*, *library*, *form* et *datamodule*.

Le projet Delphi *Plnf1.dpr* est subdivisé en 5 parties (cf. **figure 5**).

– Le datamodule *DMain.pas* est, outre une unit, un conteneur pour des composants non visuels tels que temporisateurs. Ce datamodule met à disposition un power-on event et un temporisateur de manière à pouvoir fournir de nouvelles informations au DelphiStamp toutes les 200 ms.

– La forme *UGUI.pas* est une unit pouvant intégrer des composants visuels. Cette forme comporte un potentiomètre à glissière *TTrackBar* et 3 *TButton*. Ces boutons sont combinés au potentiomètre à glissière en vue d'obtenir un positionnement rapide à 0, 180 et 360 °.

– L'unit *UControl.pas* contient la fonctionnalité de l'application. La procédure *ControlInit* initialise l'ensemble du matériel lors de l'application de la tension d'alimentation (power-on). La procédure *ControlExe* rafraîchit le serveur d'interface du DelphiStamp toutes les 200 ms. La communication avec le DelphiStamp et le GUI se fait par le biais des pilotes de l'unité *UDrivers.pas*.

– L'unit *UDrivers.pas* comporte les procédures de commande de base pour la GUI et le DelphiStamp. Comme cette unité est rarement modifiée, elle est réutilisable à loisir. Le CD-ROM accompagnant le set comporte une unité standard pour la communication avec tous les matériels standards.

– *M485.DLL* est une *library unit* réutilisable pour différentes applications. Cette bibliothèque également fournie comporte le logiciel pour la communication avec le DelphiStamp et utilise un port RS-232 paramétrable.

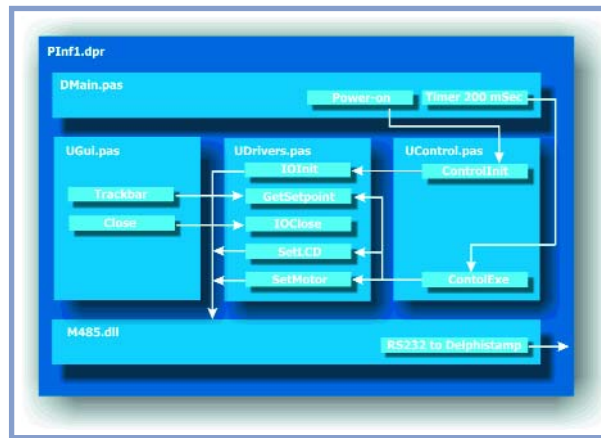


Figure 5. Le projet Delphi *Plnf1.dpr* se subdivise en 5 parties.

Version en Delphi

Comme d'habitude nous démarrons au coeur de l'IDE Delphi, un nouveau projet par :

Fichier->Nouveau->Application

et on l'enregistre sur le disque dur par :

Fichier->Tout enregistrer-> <Directory\DS Inf1>

UGUI.pas et *Plnf1.dpr*

Mettre sur la forme :

Standard | Label

Win32 | TrackBar

Standard | Button (en 3 exemplaires)

La forme a alors l'aspect qu'illustre le **figure 6**.

À l'aide de l'Inspecteur d'objets on modifie les propriétés selon les informations du tableau 1. La forme aura alors

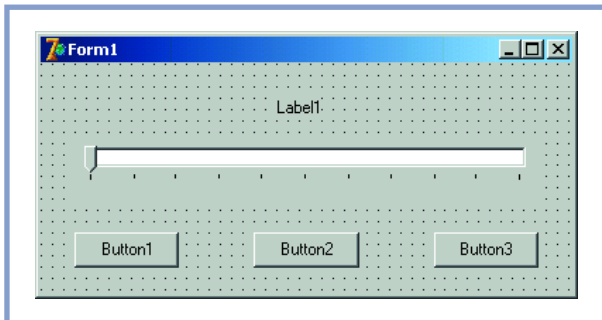


Figure 6. Nous allons placer un Label, une TrackBar et 3 Button sur la forme.

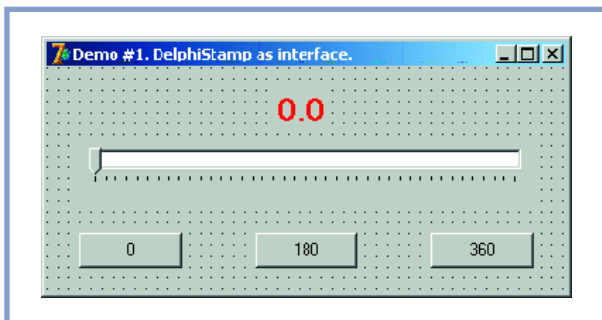


Figure 7. En s'aidant de l'Inspecteur d'objets nous modifions les propriétés selon les indications du tableau 1.

Tableau 1. Propriétés de la forme pour l'interface vers le potentiomètre.			
Objet	Propriété	Valeur	Remarque
Form1	Name	FGUI	Utiliser des dénominations signifiant
	Caption	Demo #1	
Label1	Name	LbPos	
	Caption	0.0	
	Font.Size	18	La taille passe à 18 pixels
	Font.Style.fsBold	True	Gras
Trackbar1	Font.Color	clRed	Rouge
	Name	TbrPos	
	Max	400	1 tour 400 pas
Button1	Frequency	10	Subdivision d'échelle par 10 pas
	Name	Btn0	
Button2	Caption	0	
	Name	Btn180	
	Caption	180	
Button3	Tag	200	180 degrés = 200 pas
	Name	Btn360	
	Caption	360	
	Tag	400	360 degrés = 400 pas

l'aspect que montre la **figure 7**.

L'événement `OnClick` de `Btn0` doit être implémenté. L'événement `OnClick` de `Btn180` et de `Btn360` est le même que celui de `Btn0`. Dans l'Inspecteur d'objets de `Btn180` et de `Btn360` on peut spécifier `Btn0Click` dans la liste déroulante de l'événement `OnClick`.

Dans l'événement `OnClick` le potentiomètre à glissière est mis à la valeur du `Tag` qui est 0, 200 ou 400.

```
Procedure TFGUI.Btn0Click (Sender : TObject);
(* User setting to 0, 180 or 360 degrees *)
Begin
  TbrPos.Position := (Sender As
TComponent).Tag;
  RefreshLabel
End;
```

Nous utilisons la fonction `Format` pour que l'étiquette (label) Composant affiche l'angle paramétré pour le moteur. La chaîne de format `%.1f` indique que le résultat présente un nombre fixe de décimales, une en l'occurrence. La valeur à afficher se trouve entre parenthèses carrées ([]). Le facteur `*360/400` convertit les pas du moteur en degrés.

```
Procedure TFGUI.RefreshLabel;
(* Update position label conform trackbar
position *)
Begin
  LbPos.Caption := Format ('%.1f',
[TbrPos.Position * 360 / 400])
End;
```

Le `DataModule UMain` implémente l'événement `power-on` dès la création de `DMain`. L'événement `OnTimer` doit appeler la procédure `ControlExe` toutes les 200 ms. Pour cette raison, la propriété d'Interval du `Timer1` est paramétrée à 200.

L'unité `UDrivers` assure la communication de base entre l'interface utilisateur et le matériel. La fonction `GetSetpoint` visualise la position du potentiomètre à glissière sur le `UGUI` exprimée en pas de moteur.

```
Function GetSetpoint : Integer;
(* Provide sliderposition from UGUI *)
Begin
  Result := FGUI.TbrPos.Position;
End;
```

La procédure `IoInit` assure la liaison avec le `DelphiStamp`. Il est des circonstances dans lesquelles cela se traduit par un crash, en l'absence du port COM ou si ce dernier est occupé par un autre programme. La construction `Try ... Except` intercepte cette exception, envoie un message d'erreur et interrompt le programme.

```
Procedure IoInit;
(* Energize stepper motor and clear LCD *)
Begin
  Try DS485_Open (ComPort); // Open a
connection with the DelphiStamp
  Except
    ShowMessage ('Error. Unable to connect
to DelphiStamp');
    Application.Terminate
  End;
  InfDta.MotorSts := $81; // Energize
motor
  DS485_Wr (1, Word (@PInfDta.MotorSts),
```

```
InfDta.MotorSts)
End;
```

L'affichage LCD à 16 caractères est constitué de 2 lignes de 8 caractères accolées. Ces 2 lignes de 8 caractères doivent être envoyées indépendamment vers l'interface serveur. L'envoi de ces lignes se fait uniquement en cas de modification. Cf. `SLcd <=> LcdStr1` dans le code ci-dessous.

```
Begin
  SLcd := LeftStr (S, 8); // Left half of
S
  If SLcd <> LcdStr1 Then // If left sec-
tion changed
    Begin
      LcdStr1 := SLcd;
      LcdStr1 [0] := Char (Byte (LcdStr1 [0])
Or $80); // Set write request
      DS485_Wr (9, Word (@PInfDta.LcdStr1),
InfDta.LcdStr1 [0]);
      LcdS1 := SLcd;
    End;
  SLcd := RightStr (S, 8); // Right half of
S
  If SLcd <> LcdStr2 Then // If right sec-
tion changed
    Begin
      LcdStr2 := SLcd;
      LcdStr2 [0] := Char (Byte (LcdStr2 [0])
Or $80); // Set write request
      DS485_Wr (9, Word (@PInfDta.LcdStr2),
InfDta.LcdStr2);
      LcdS2 := SLcd
    End;
End
```

L'unité `UControl` intègre la fonctionnalité du programme. Après compilation de ce programme le `DelphiStamp` est réinitialisé par le biais des interrupteurs présents sur la carte et le serveur d'interface activé.

Une fois le programme démarré, le moteur pas à pas se laisse piloter.

Une autre application

Lors de développement d'un prototype à base de contrôleur, la réalisation de la console prend toujours du temps, surtout l'aspect mécanique, la mise en place des instruments, des ampoules, etc. Il existe, à ce stade, une alternative intéressante, créer une GUI sous Delphi. Souvent il est possible d'utiliser la même GUI que celle utilisée avec le simulateur présenté précédemment.

Par un lancement, dans le progiciel et selon la technique décrite plus haut dans « `DelphiStamp` en contrôleur », du serveur `M485`, il devient possible d'examiner tous les emplacements de mémoire et d'y écrire par le biais du port RS-232 et de la bibliothèque `M485.dll`. Ces moyens permettent, à peu de frais, d'implémenter une télécommande.

La liaison entre le PC avec application console et le contrôleur peut alors se faire sans fil par utilisation de l'interface RS-232 et de modules radio.

Pour de plus amples informations vous pourrez faire un tour aux adresses www.vogelaar-electronics.com et www.learningdelphi.info. Tous les codes sources sont téléchargeables depuis notre site : www.elektor.fr.

(040240-8)

Horloge-étalon d'Elektor (1987)



100 km de Mainflingen).

Bien que nous proposons le listing BASIC l'horloge-étalon aux lecteurs intéressés (sur papier, dans une enveloppe et par snail mail !) rares furent ceux qui réussirent à compiler le programme et à griller le code obtenu dans une EPROM. La plupart de nos lecteurs utilisèrent une 27C64 programmée fournis par nos Services.

Outre l'affichage de la date et de l'heure à la précision d'une hor-



Jan Buiting

L'horloge-étalon, et le satellite d'affichage qu'elle pilotait, furent des enfants d'un autre projet au succès « hénarume », le décodeur de signal horaire DCF77 et générateur 10 MHz étalon. Le décodeur fut publié en février 1987, l'horloge-étalon et le satellite d'affichage dans 2 numéros qui suivirent (mars et octobre 1987) respectivement).

Tous ces appareils étaient habillés de très jolis boîtiers bi-coquilles en ABS de la maison Verobox, série de boîtiers qui habillèrent également nombre de projets d'instruments de test décrits entre 1984 et 1987.

L'horloge-étalon fut conçue en vue de traiter les impulsions émises chaque seconde par l'émetteur-pilote TBF (77,5 kHz) DCF77 situé à Mainflingen (RFA) et d'afficher l'heure (à la précision de l'horloge atomique) et la date sur un affichage à LED. Le cœur de cet appareil était un microcontrôleur très populaire, le 8052AH-BASIC d'Intel, un composant dont nous pouvons affirmer sans crainte qu'il doit à Elektor son succès et sa renommée. Ce compo-

sant à 40 broches recelait un interpréteur BASIC capable d'exécuter du code compacté (*tokenized*) se trouvait dans une EPROM externe. Cette possibilité nous affirmait à l'époque l'un de nos ingénieurs-maison, Peter Theunissen, faisait de l'écriture des routines de décodage du signal horaire un vrai jeu d'enfant pour peu que l'on fasse appel à ce microprocesseur spécifique disposant de son interpréteur. Ainsi, par exemple, lorsque j'évoquais des inquiétudes en signalant que tous les pays d'Europe balayés par DCF77 (l'émetteur de signal horaire utilisé par les autres pays que la France) ne se trouvaient pas dans le même fuseau horaire, il lui fallu quelques minutes pour ajouter un menu permettant de choisir entre GMT et CET (GMT+1h). Pour ce projet nous fîmes développer, une nouveauté, une face avant plastique auto-adhésive à clavier intégré, organe de commande fabriqué spécialement pour Elektor. Quoi qu'il en soit, lors de la publication de cet article (dans un magazine qui ne connaissait pas encore la couleur, nous eûmes quelques inquiétudes quant à la

portée de l'émetteur DCF77. Officiellement on parlait de « quelque 1 000 km de propagation terrestre ». Un compas et une carte d'Europe eurent vite fait de nous apprendre que le signal n'irait pas plus loin que le sud-est du Royaume Uni, Londres y compris si tout allait bien. Des mois durant, nous attendîmes le cœur serré les réactions de lecteurs pour en fait ne recevoir que 2 réactions enthousiastes de lecteurs de trouvant, l'un sur la côte Est de l'Irlande, l'autre à Riyad, la capitale de l'Arabie Saoudite ! Pour autant que je m'en souviens, il s'agissait d'un ingénieur d'un laboratoire d'une usine chimique. Il pouvait, disait-il, recevoir DCF77 pendant quelques minutes seulement au coucher du soleil, le temps de synchroniser. Il utilisait une grande antenne fil (qui ne ressemblait en rien aux barreaux de ferrite de 1 pouce que nous utilisions dans notre laboratoire (situé à moins de

loge atomique, l'horloge-étalon pouvait également fournir le tampon horodateur sous la forme de caractères ASCII utilisables par d'autres appareils (intelligents), un chronoprogrammeur par exemple. En dépit des centaines de platines et d'EPROM vendues, je n'ai jamais eu d'écho d'un lecteur ayant utilisé l'extraordinaire sortie ASCII décrite dans le détail dans l'article.

Le satellite d'affichage décrit dans le numéro d'octobre 1987 était relié à l'horloge-étalon par un câble (pour microphone) blindé, le but de l'opération étant d'installer un ou plusieurs satellites d'affichage dans d'autres pièces à une certaine distance de l'unité principale. Une heure de luxe pour les bureaux, laboratoires et autres salles de classe, mais à quel investissement de développement. Rares furent les platines de cette extension à avoir trouvé preneur.

(055062-1)

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

Étage cascode ou « collecteur-suiveur »

Jean-Paul Brodier

Tous les microcontrôleurs de la famille 8051 ont des broches d'entrée-sortie dites « quasi-bidirectionnelles ». Cela signifie qu'à la mise sous tension elles se présentent comme des entrées, au niveau logique haut, avec une polarisation (*pull-up*) faible.

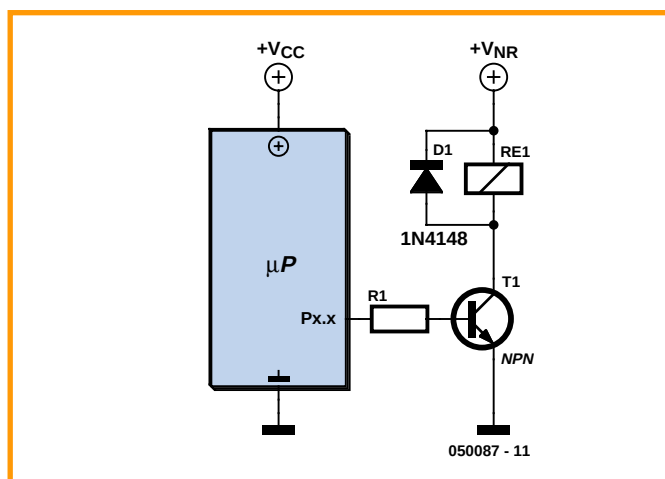


Figure 1. Commande d'une charge par transistor NPN.

Glitch

La commande d'un relais ou d'une autre charge, comme un opto-coupleur ou une LED, pose

un problème lors de la mise sous tension : le transistor NPN en émetteur commun (**figure 1**) produit une excitation indésirable de la charge pendant le

temps nécessaire au microcontrôleur pour amener physiquement la broche de sortie au niveau bas. De plus, les broches de sortie au niveau haut débitent rarement un courant suffisant pour saturer le transistor, puisqu'elles sont conçues pour être actives au niveau bas.

Pour éviter d'un coup ces deux inconvénients, il faut rendre la sortie active au niveau bas. On peut le faire de trois façons : ajouter un étage tampon en émetteur-suiveur (**figure 2a**), un inverseur en émetteur commun (**figure 2b**) ou un assemblage inverseur-collecteur ouvert (**figure 2c**). Le cas 2a présente l'inconvénient de réduire encore la tension appliquée à la charge. S'il s'agit d'un relais à bobine 5 V, on risque de ne pas avoir une tension de collage suffisante ; l'intensité nominale du relais est d'autant plus forte que

la tension est faible. Les cas 2b et 2c demandent davantage de composants.

Collecteur suiveur

Reste la solution du tampon à collecteur ouvert en circuit intégré, de type 7407. Si elle est équivalente à la version 2c, elle présente plusieurs inconvénients : on n'a pas forcément besoin des six exemplaires que compte un boîtier ; la version CMS ne supporte pas plus de 12 V, ce qui est trop faible et risqué si on veut alimenter la charge avec une tension d'alimentation non régulée.

La solution proposée réunit dans un transistor unique les avantages du suiveur : inactif à la mise sous tension, et du collecteur ouvert : tension d'alimentation élevée, courant faible. Ce montage à commande par l'émetteur est connu sous le nom de cascode depuis l'époque des tubes (commande par la cathode), où son rôle en haute fréquence était de diminuer l'effet Miller des capacités internes. Faute de pouvoir réduire la capacité inter-électrodes, on lui appliquait une tension réduite. L'étage cascode a trouvé des applications fréquentes dans les onduleurs de forte puissance (dizaines de KVA), toujours pour contrer l'effet Miller, abréger ainsi les phases de conduction transitoire et limiter pour finir la dissipation (et la mortalité) des transistors de commutation bipolaires. C'était au temps d'avant les IGBT et autres VMOS.

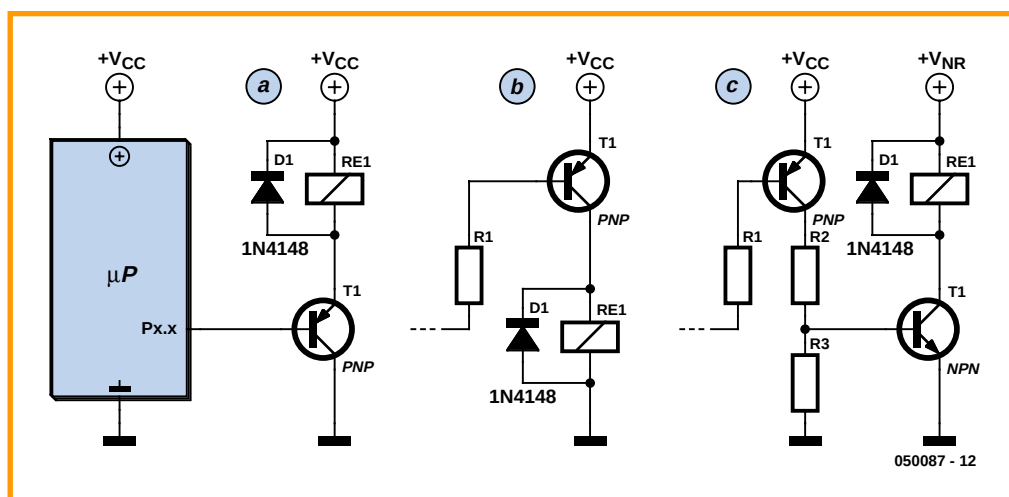


Figure 2. Commande sans excitation parasite à la mise sous tension.

A) Émetteur-suiveur. B) Étage inverseur en émetteur commun. C) Inverseur et collecteur ouvert.

Le transistor n'est conducteur que quand la sortie du microcontrô-

leur est au niveau bas. Le courant de base est limité par la résistance R, choisie en fonction du courant qui traverse la charge. Lors de la mise sous tension, la base et l'émetteur voient le même potentiel V_{CC} , le transistor reste bloqué. Il y a tout de même une condition à respecter : ne pas dépasser le courant admissible par la broche de sortie du microcontrôleur, car c'est elle qui doit absorber tout le courant de la charge, conduit par l'émetteur du transistor.

Dans le cas des *volkscontrollers* 80C51 lambda, le courant maximal est en général de 3,2 mA (deux charges TTL LS). C'est largement suffisant pour commander des LED sans surcharger le régulateur 5 V, ou pour commander un étage de puissance PNP dans la branche positive (*high side*, **figure 3b**).

Les interfaces I²C-parallèle Philips PCF8574 absorbent 25 mA. Les micros Atmel AT89C051 absorbent 20 mA sans difficulté, de même que les modèles Philips P89LPC9xx. Le montage cascode ou « collecteur-suiveur » est

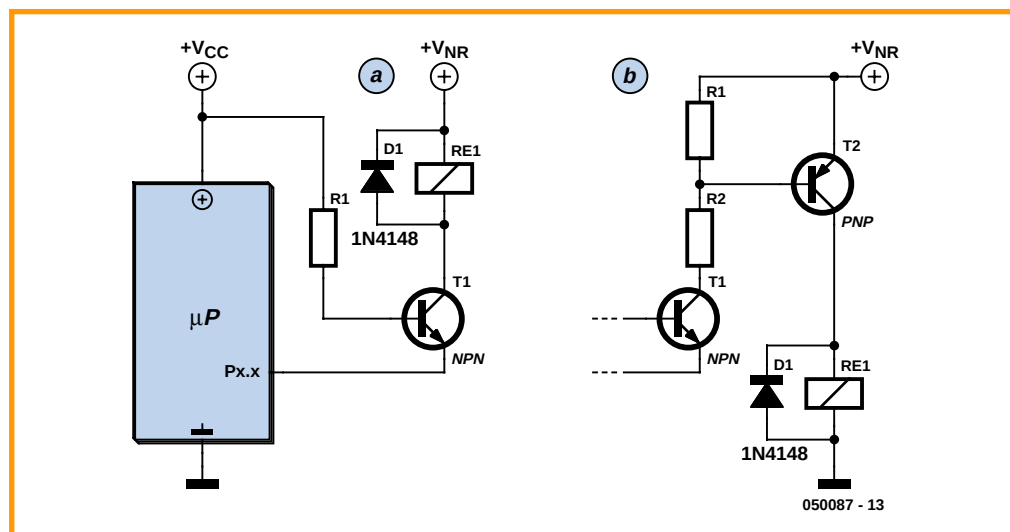


Figure 3. Étage pilote cascode à transistor discret.

intéressant pour ce dernier type, même si ses sorties peuvent être configurées en drain ouvert, parce que leur tension nominale est de 3,6 V seulement. Dans tous les cas, il faut prendre garde à ne pas dépasser la dissipation maximale du boîtier. Si cela devait arriver, le nombre de sorties à collecteur ouvert justifie-

rait probablement le recours à un circuit intégré 7407. Un courant d'une vingtaine de milliampères est suffisant pour exciter sous 24 V un relais à bobine « demi-watt », lui-même capable de piloter une charge de 16 A sous 230 V. Pour les charges pilotées par la branche positive, les limites de

tension et d'intensité sont fixées par le transistor PNP (ou VMOS) de puissance. Le transistor cascode pourra être un modèle « numérique » avec résistances de base et d'émetteur intégrées.

(050087-1)

Registres à décalage

Vincent Himpe

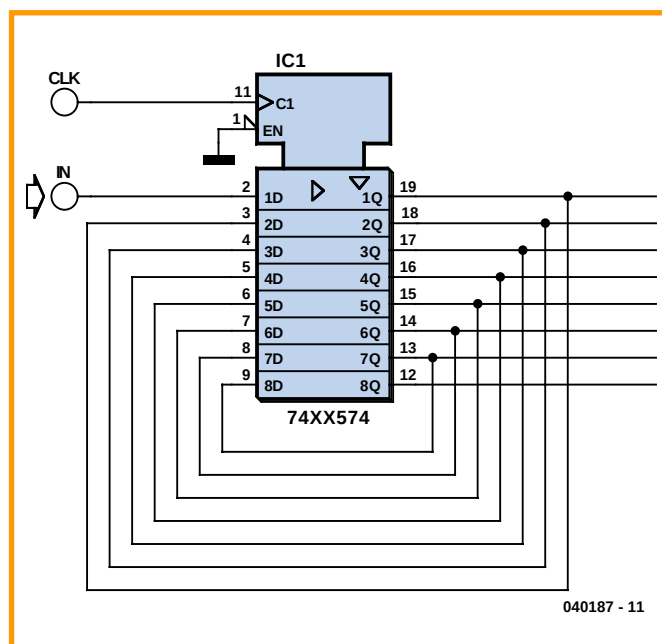
De par l'évolution des nouvelles technologies, le nombre de circuits intégrés travaillant en niveaux TTL ne cesse de diminuer, remplacés qu'ils ont été par d'autres composants (utilisant d'autres niveaux de tension). Il peut ainsi arriver que l'on ne trouve plus un type de registre à décalage travaillant à niveaux TTL donné. Nous vous proposons une solution à ce problème. Nous réalisons à l'aide d'un 74x574, un registre à décalage doté d'une entrée sérielle et d'une sortie parallèle.

Il est également possible, comme alternative, d'utiliser un 74x374, moins rapide qu'un 74x574, mais au fonctionnement et brochage identiques. Le 74x574 est une octuple bascule D dont les entrées et sorties sont compatibles avec la technologie LSTTL (*Low-power Schottky*). Les sorties sont du

type 3 états et peuvent être mises à haute impédance. Nous n'utilisons pas cette possibilité ici et l'entrée $\overline{OE}$ (broche 1) devra être forcée à la masse.

Nous utilisons, comme entrée sérielle, la broche 2, D1. Q1 (broche 19) est reliée à D2 (broche 3), Q2 (broche 18) à D3 (broche 4) et ainsi de suite... Le signal d'horloge du circuit est appliqué à sa broche 11. Lors de chaque passage d'un niveau bas vers un niveau haut du signal CLK, on a « décalage » d'un bit. On peut ainsi, après 8 « décalages », lire les données 8 bits parallèles sur les sorties Q8 à Q1.

Il est également possible d'étendre le registre à décalage pour en faire un registre à décalage de 16 bits (voire plus), ceci en reliant tout simplement la sortie Q de poids le plus fort (Q8, broche 12) à la première entrée de donnée du 74x574 suivant.



Ensuite, sur ce circuit en aval on interconnecte Q1 à D2, Q2 à D3, et ainsi de suite. Les signaux CLK doivent être reliés

les uns aux autres et l'entrée $\overline{OE}$ se trouve à nouveau forcée à la masse.

(040187-1)



Martin Oßmann est professeur à la FH d'Aix-la-Chapelle et depuis des années l'un de nos auteurs les plus prolifiques. Par sa colonne il aimerait faire réfléchir, réaliser, simuler et spéculer et naître des questions intéressantes.

Il s'agit, ce mois-ci, du circuit à base d'amplificateur opérationnel représenté en **figure 1**.

Une source de tension alternative fournit la tension d'entrée U_e , signal amplifié par OP1.A selon un facteur $R2/R1 = 10$. L'op amp OP2.B amplifie cette tension d'entrée (s'éclipsant ?) U_m de OP1.A. Les condensateurs C1 et C2 ont une taille telle qu'ils ne jouent aucun rôle. Nous uti-

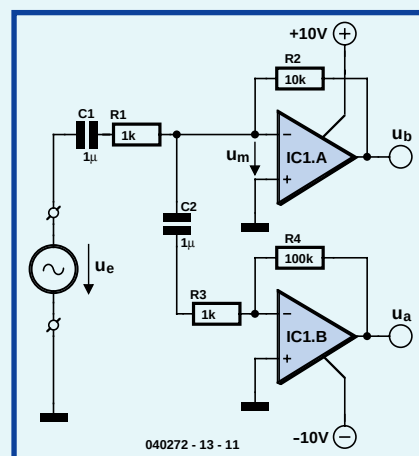


Figure 1. Montage à base d'ampli op.

Solution du TRICK.e de juillet

Un examen critique de la structure interne du TL431 reproduite en **figure 3** permet de constater qu'un TL431 se comporte comme un transistor NPN avec une tension base-émetteur de 2,5 V et une pente très raide (gain à vide de l'ampli op $\times$ pente du transistor de sortie). Le « courant de base » est négligeable.

À partir de là nous pouvons redessiner le circuit de l'amplificateur telle que le représente la **figure 4**. Le transistor T2 remplace maintenant IC1 et nous n'avons pas représenté, pour l'instant, le condensateur de blocage C1 (du point A vers la masse).

Les connaisseurs de circuits à 2 transistors découvrent maintenant qu'il se cache en fait, derrière notre schéma, un circuit en « cascode ». Le transis-

tor T2 (IC1 en fait) se voit appliquer à sa base une tension constante fixée par le diviseur de tension $R4/R5$. DE ce fait, la tension sur l'émetteur de T2, au point A donc, est elle aussi constante. L'utilisation du TL431 en tant que « transistor » garantit une tension parfaitement constante au point A ! Si la tension au point A ne varie pas, le fait d'intercaler un condensateur entre le point A et la masse n'a aucune conséquence vu qu'en service le condensateur ne subit pas d'inversion de charge.

Le fonctionne-

ment du transistor T1 est normal, à ceci près que la tension collecteur-émetteur est gardée constante. Son courant de collecteur est (comportement « petits signaux ») proportionnel à la tension d'entrée et ce courant de collecteur est le courant d'émetteur de T2. Comme le

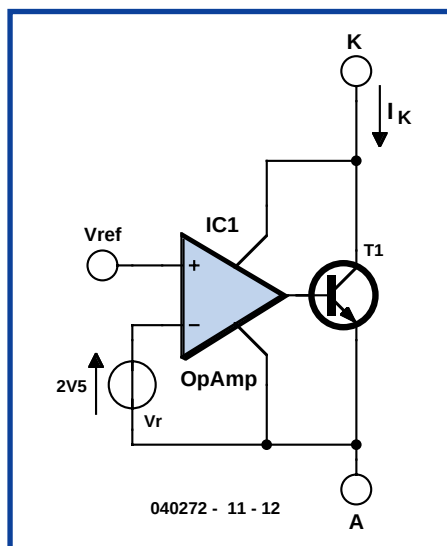


Figure 3. Schéma de principe du TL431.

Règles de participation

Envoyez votre réponse à la question Trick.e par Courriel, Télécopie ou Courrier à

Rédaction Elektor, SEGMENT B.V./ELEKTOR chez WWS, 38, rue la Condamine, 75017 Paris, Télécopie 01.42.61.18.78, Courriel : redaction@elektor.fr

Date limite de réception des envois :
le 31 octobre 2005.

Tout recours légal est exclu. Cette opération est ouverte à tous nos lecteurs, exception faite des personnels de SEGMENT B.V.,

U PROF OSSMANN

lisons ici un amplificateur opérationnel double tel que, entre autres, les TL082, NE5532, MC1458. La tension d'entrée U_e , d'une valeur efficace de 0,25 V environ, est sinusoïdale et possède une fréquence de 1 kHz.

Voici les questions :

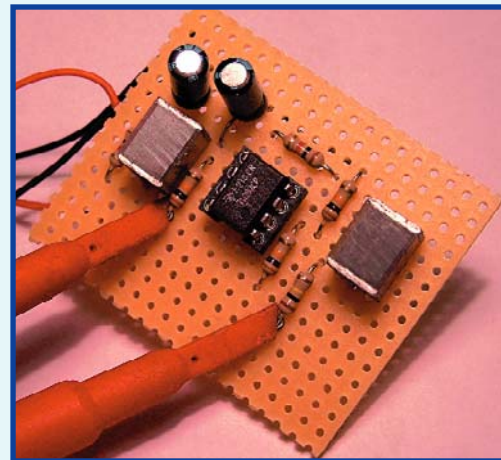
Quelle est la position en phase de U_a par rapport à U_b ?

Quel paramètre de l'ampli op détermine l'amplitude de U_a ?

Nous demandons cette fois des réponses qualitatives.

Si vous voulez procéder à des mesures vous aurez vite fait de réaliser le circuit sur un morceau de câble coaxial platine d'expérimentation à pastilles (figure 2).

Figure 2. Prototype sur platine d'expérimentation à pastilles.



/août :

courant de base de T2 est négligeable, ce courant est également le courant de collecteur de T2 et R1 convertit la variation de courant en une variation de la tension de sortie.

L'essentiel est ainsi que le signal BF se fraie son chemin sous forme de courant (et non pas de tension) de T1 vers T2. De par le gain à vide élevé du TL431 cela est plus facile que si l'on utilisait un unique transistor. Si l'on veut obtenir des valeurs quantitatives il faut examiner les choses d'un peu plus près. La pente du TL431

est d'environ $1/0,2 \Omega$. Dans le cas d'une tension de $2 V_{CC}$ en sortie, l'amplitude du courant alternatif au point A est d'environ $2 mA_{CC}$ et la résistance interne du point A vers la masse est l'impédance du TL431, soit quelque $0,2 \Omega$.

Au point A on devrait de ce fait mesurer une tension de l'ordre de 0,5 mV. En réalité on mesure une tension résiduelle de 2,5 mV environ.

Ceci tient au fait que la tension de référence V_r du TL431 dépend, quelque peu, de la tension anode-cathode. Si l'on tient également compte de cela, on obtient, comme impédance active de la source de tension entre le point A et la masse, 1Ω environ. Le point A présente de ce fait une impé-

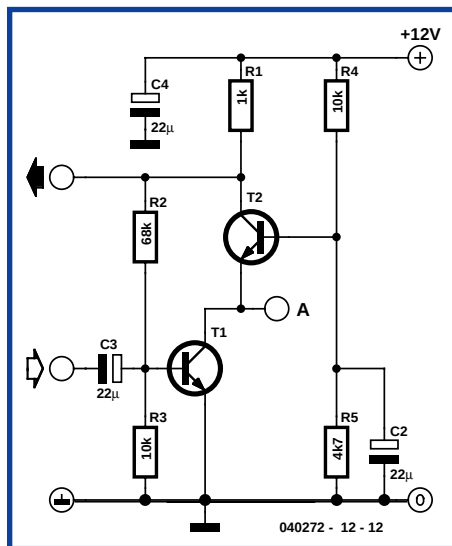


Figure 4. Amplificateur en cascode.

dance très faible. Connectons maintenant le condensateur C1 de 22 µF en parallèle. À 1 kHz il possède une impédance de quelque 7Ω , et présente ainsi une impédance relativement « élevée », de sorte que son influence est imperceptible.

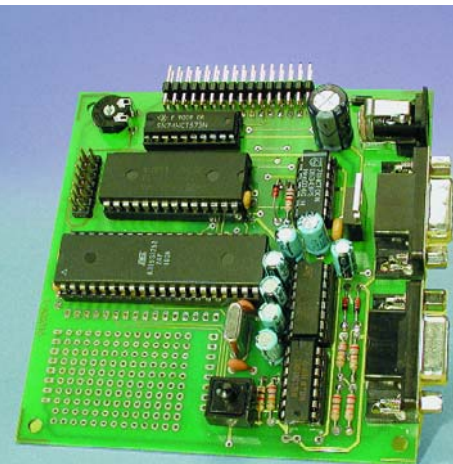
Gagner avec TRICK.e

La meilleure réponse aux présentes questions sera récompensée cette fois par une

Carte à 89S8252 Flash

(platine 010208-1) dotée de ses composants, testée et mise à notre disposition par AK MODUL-BUS Computer GmbH (www.ak-modul-bus.com), carte d'une valeur de 99 €.

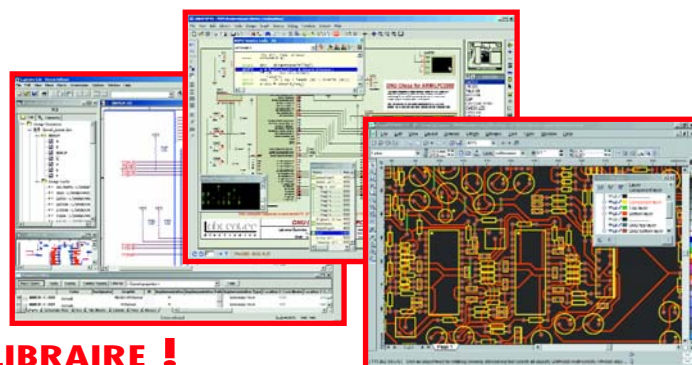
L'évaluation des réponses sera effectuée sous l'égide du Professeur Ossmann en collaboration active avec les rédactions d'Elektor; tout recours légal contre cette opération est exclu. En cas de réponses identiques, le vainqueur sera tiré au sort.



LOGICIELS POUR PC

AVEC DES LOGICIELS DE CAO AVEC LE NUMÉRO DE NOVEMBRE

Les logiciels ne cessent de prendre de plus en plus d'importance pour l'amateur d'électronique. La saisie d'un schéma, le dessin d'un circuit imprimé, voire le test de fonctionnement d'une électronique de son cru, tout se fait sur l'écran de son PC. Les programmes de CAO sont, de toute date, la base des outils électroniques mis à la disposition de l'électronicien, balayant toute la palette de finalisation d'un projet, de la saisie de son schéma au dessin de sa platine. Nous allons, dans l'article intitulé Kaléidoscope, du numéro de novembre, faire un panorama (musclé ?) de ce qui existe (versions de démonstration mais aussi logiciels complets) dans ce domaine.



UN NUMÉRO À RÉSERVER CHEZ SON LIBRAIRE !

MODULES DE MESURE USB

L'USB s'impose de plus en plus dans le monde du PC. Il n'est de ce fait guère étonnant que les systèmes de mesure et de régulation soient de plus en plus dotés d'une interface USB. Les circuits IO-Warrior de Code Mercenaries offrent une chance de doter, sans que cela ne se traduise par des problèmes insurmontables pour l'amateur, un projet de son interface USB. Dans le projet décrit ici, ce composant est associé à un MAX127 de Maxim, un convertisseur A/N 12 bits 8 canaux qui sont interconnectés au circuit USB par le biais d'un bus I²C.



CONCEPTION MODULAIRE PAR E-BLOCKS

L'électronique a beaucoup évolué au cours du dernier lustre et semble évoluer de plus en plus vite. Par le passé (pas si lointain que ça) les concepteurs y allaient de leurs composants discrets qu'ils essayaient d'interconnecter à l'aide de leur fer à souder, de nos jours, la plupart des projets comporte une part prédominante de programmation. Le matériel prend alors souvent la forme de blocs fonctionnels standard que l'on retrouve dans plusieurs applications successives. Avec l'introduction du système de construction d'électronique modulaire E-blocks, Elektor vous invite à découvrir des « briques » matérielles nombreuses et variées au prix abordable épaulées par des outils de développement logiciel tels que Flowcode qui simplifient étonnamment la conception d'un projet et la réalisation de son prototype.

Attention, le numéro de novembre devrait être en kiosque aux alentours du 19 octobre 2005, soit plus de 2 semaines plus tôt que les années précédentes....

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