

PROGRAMMATEUR DE PIC UNIVERSEL



**Pupitre
préampli
à tubes**

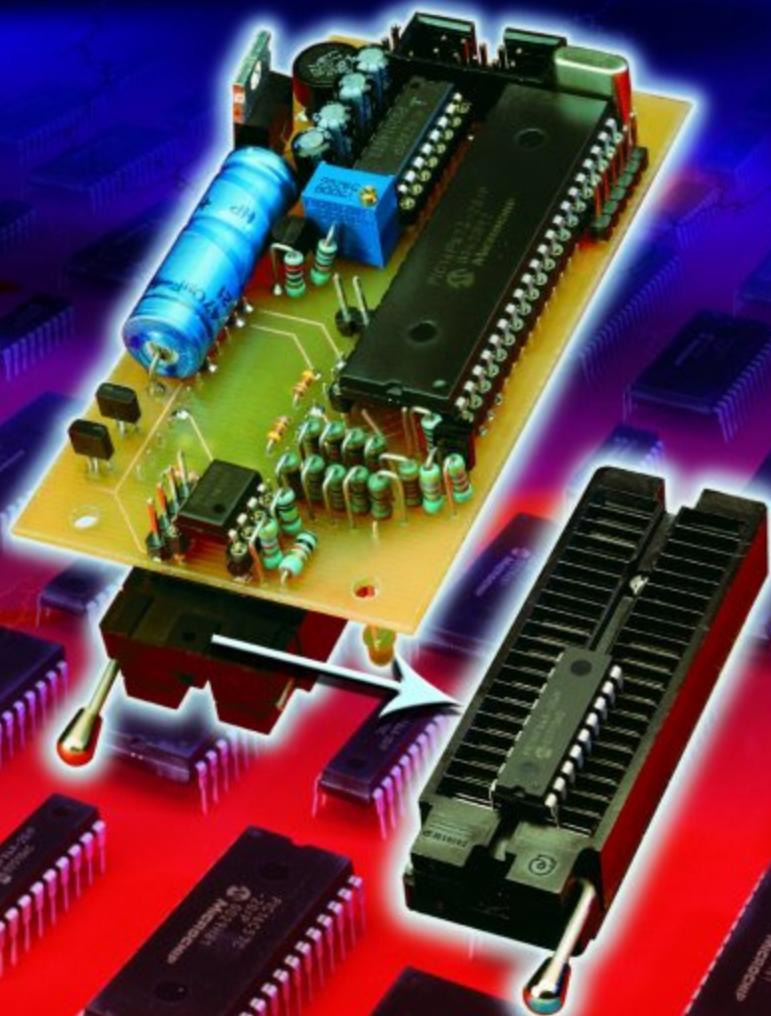


**Générateur
de mire ATV**

**Semainier /
mensuel**

**Torche
spectrale**

**Micro-piles à
combustible**



L 19624 - 303 - F: 5,45 €

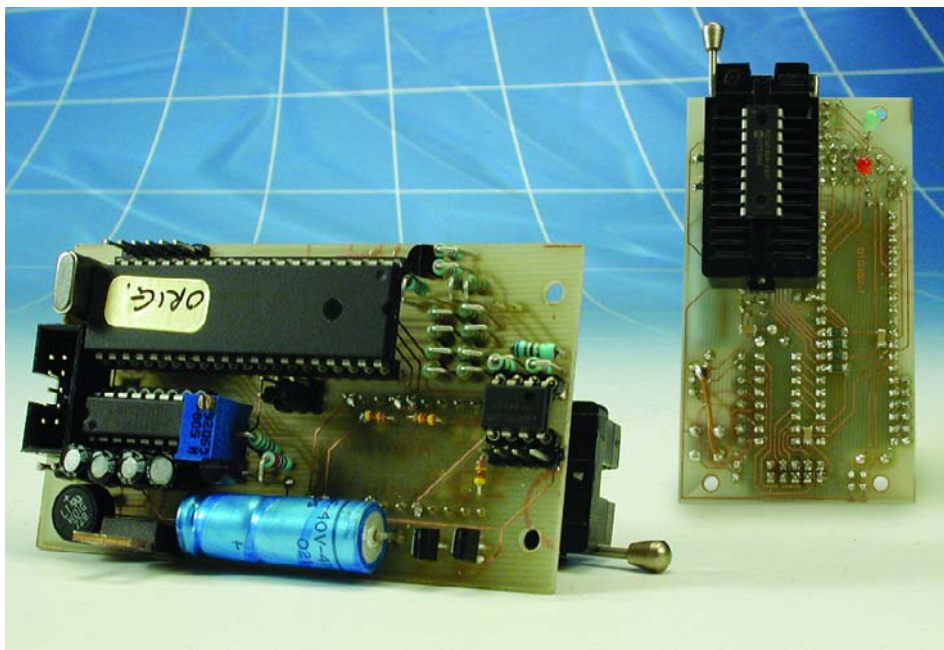


Programmateur de PIC

À large spectre

Raf Brauns

Cet outil de programmation a été conçu à l'intention de tous ceux qui veulent graver dans le silicium sans dépense excessive, mais sans renoncer aux capacités des modèles professionnels disponibles dans le commerce : il permet la programmation de plus de 85 types différents de PIC !



La popularité des microcontrôleurs PIC va grandissant ces dernières années. Ils la doivent à leur mémoire à programmation flash dont la plupart sont équipés et le plus célèbre d'entre eux, le 16F84, a déjà suscité une nombreuse descendance. Pensons aux PIC16F627/628 ou aux PIC16F818/819 qui en sont de parfaits remplaçants. Ils offrent en plus une liaison RS-232, un module PWM et un temporisateur supplémentaire. Si vous cherchez un contrôleur pour de plus lourdes tâches, avec convertisseur A/N, par

exemple, allez donc fureter dans la famille 16F87X.

Microchip n'arrête pas de sortir des remplaçants aux modèles les plus anciens, comme la famille 16F7X, en les dotant de mémoire Flash. Même les PIC de la très populaire série 12CXX se voient relayés par des modèles Flash. Citons simplement le 12F629 dont le prix dépasse à peine 1 euro ou son petit frère à 14 broches, le 16F630.

Liste des PIC programmables

12C(E)xxx
12Fxxx
16Cxxx
16Fxxx

Pour toute information complémentaire, rendez visite au site du fabricant de microcontrôleurs PIC

www.microchip.com.

Vous y trouverez les outils indispensables, les fiches de caractéristiques, un assembleur et des environnements de conception tant pour DOS que pour Windows.

Comme vous pouvez vous en douter, nous n'envisageons pas de construire un programmeur standard tel qu'il en existe quantité sur Internet. La plupart d'entre eux sont limités à la programmation de quelques types seulement et ne fonctionnent pas correctement avec ceux que nous voudrions précisément mettre en œuvre. Nous avons donc cherché une solution économique pour créer un programmeur de production, comme dit Microchip, et il coûte moins de la moitié du prix des types

similaires disponibles dans le commerce.

La liaison entre le programmeur et l'ordinateur a lieu par interface RS-232 à l'aide d'un câble 1 : 1. Nous avons choisi pour l'alimentation un adaptateur secteur de 15 V alternatif et 300 mA ou davantage. Le logiciel pour le PC travaille sous environnement Windows 95, 98, NT, ME, 2000 ou XP. Facile de charger le progiciel (*firmware*) dans le contrôleur par port sériel, grâce à la mémoire

Flash. Elle permettra également de le maintenir à niveau (*update*), en fonction de l'évolution continuelle des PIC. Qu'il suffise d'évoquer les types PIC18XXX et la famille Flash en perpétuelle croissance.

Et peut-être ce programmeur de PIC vous donnera-t-il l'envie de délaisser quelque peu l'ancien 16F84 pour aller butiner d'autres modèles ?

Le schéma

Malgré la diversité de ses possibilités, le schéma du programmeur de PIC reste d'une grande simplicité, la **figure 1** ne nous démentira pas. Le cœur du montage, c'est IC6, un PIC16F874-20P. Il assure la chronométrie exacte des signaux de programmation, la mise sous tension de la broche de mémorisation et bien sûr la communication avec le PC.

C'est par K2 que passe cette mise en liaison avec un port sériel libre du PC. La vitesse de transmission est toujours de 115 200 bauds. Les signaux RS-232 sont convertis en niveaux TTL et réciproquement par IC4. L'utilisation des lignes CTS et RTS rehausse la fiabilité de la communication, parce qu'on peut attendre que chaque octet reçu soit traité avant le transfert du suivant. La vitesse en est quelque peu réduite, mais comme la capacité d'un PIC ne va que jusqu'à 8 Koctets, l'inconvénient n'est pas inquiétant.

Pour programmer un PIC, il nous faut une tension d'alimentation variable. Nous allons la fabriquer avec un convertisseur N/A simple et bon marché : les résistances R22 à R31 et IC5.A/B. Nous devons pouvoir faire varier la tension entre 2 V et 6 V par échelons de 0,25 V environ. C'est le réseau R-2R, à fabriquer soi-même, qui va nous y aider. Pour lui conférer une bonne précision, utilisons des résistances à 1 % de tolérance (voire moins). La tension ainsi obtenue sert de V_{DD} au pro-

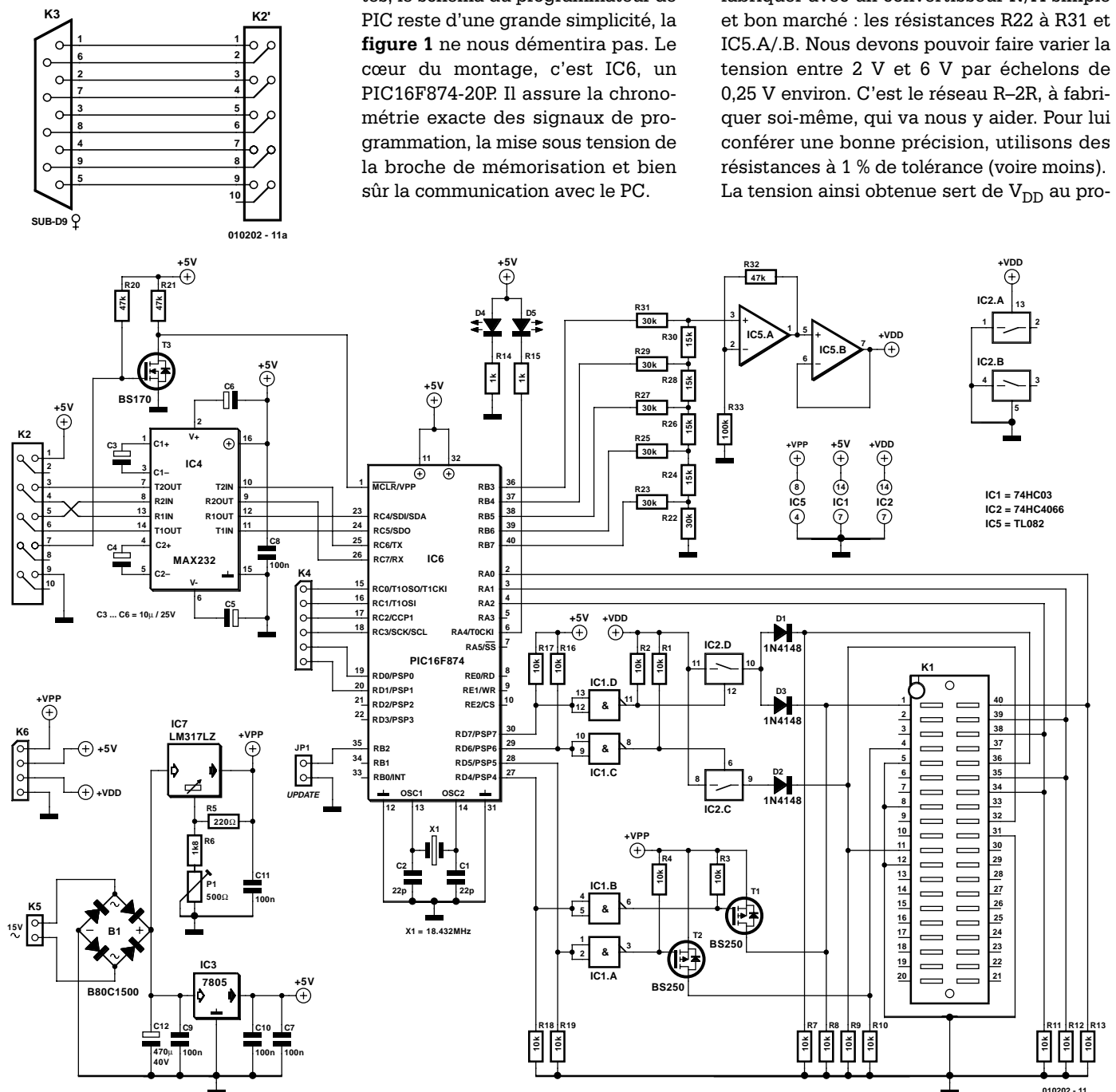


Figure 1. Finalement, peu de matériel pour tout ce qu'on veut en faire !

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4, R7 à R13, R16 à R19 = 10 k Ω CMS
 R5 = 220 Ω
 R6 = 1 k Ω
 R14, R15 = 1 k Ω
 R20, R21, R32 = 47 k Ω
 R22, R23, R25, R27, R29, R31 = 30 k Ω /1%
 R24, R26, R28, R30 = 15 k Ω /1%
 R33 = 100 k Ω
 P1 = ajustable 500 Ω multitour vertical

Condensateurs :

C1, C2 = 22 pF
 C3 à C6 = 10 μ F/25 V radial
 C7 à C11 = 100 nF CMS
 C12 = 470 μ F/40 V axial

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148
 D4 = LED 3 mm verte faible courant
 D5 = LED 3 mm rouge faible courant
 T1, T2 = BS250
 T3 = BS170
 IC1 = 74HC03 CMS
 IC2 = 74HC4066 CMS
 IC3 = 7805
 IC4 = MAX232
 IC5 = TL082CP
 IC6 = PIC16F874-20/P (programmé **EPS 010202-41**)
 IC7 = LM317LZ
 B1 = B80C1500 (modèle rond)

Divers :

K1 = support FIN de 2 x 20 contacts + 1 rangée de 10 et de 20 contacts tulipe
 K2 = embase HE-10 à 2 rangées de 5 contacts
 K3 = embase sub-D femelle 9 points à connecteur à pression (ne se trouve pas sur la platine !)
 K4 = embase autosécable à 1 rangée de 6 contacts
 K5 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts
 K6 = embase autosécable à 1 rangée de 4 contacts
 JP1 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts + cavalier
 X1 = quartz 18,432 MHz
 connecteur HE-10 à pression à 2 rangées de 5 contacts
 petit morceau de câble en nappe à 10 conducteurs
 coffret tel que, par exemple, G410 (Velleman)
 embase jack d'alimentation châssis

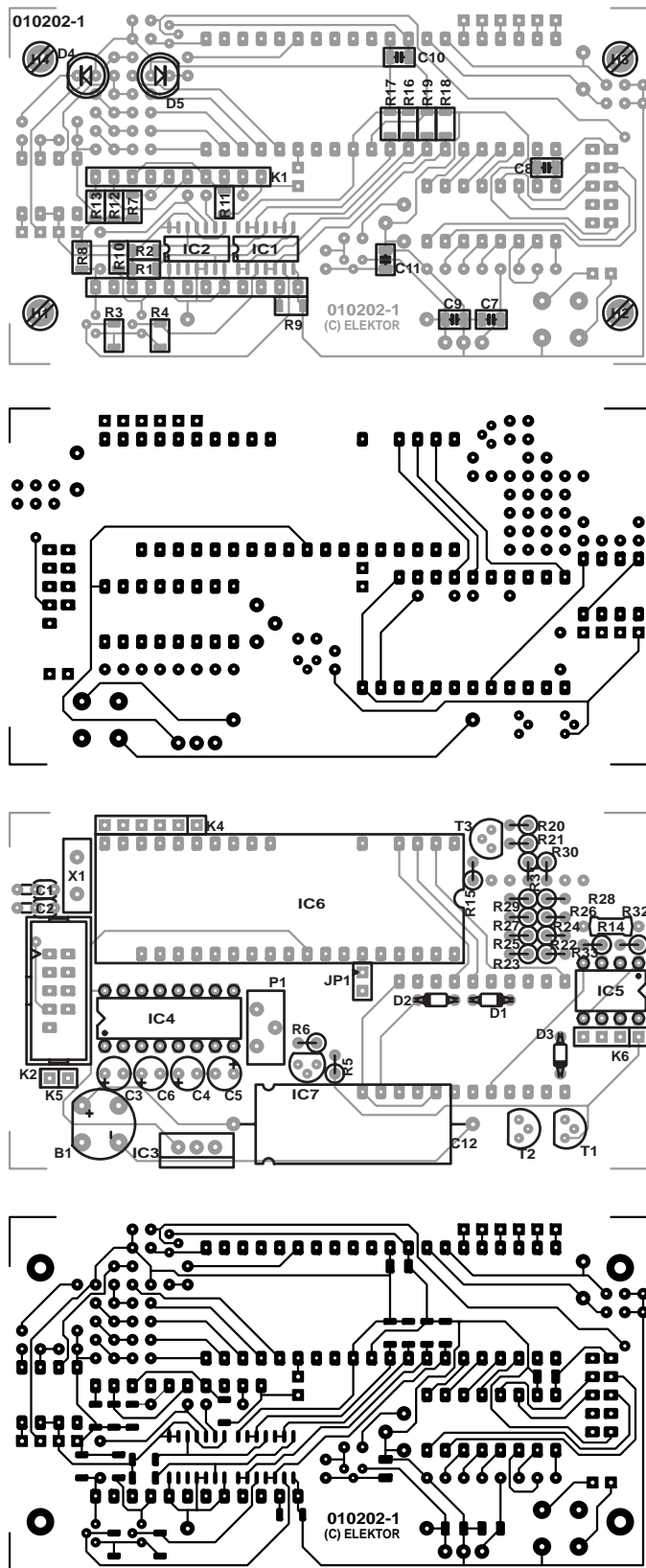


Figure 2. Les deux faces de la platine vont servir à loger des composants, comme le support de programmation qui trouve place côté « soudures ».

cesseur à programmer et se voit appliquée à la broche voulue du support de programmation K1 par les commutateurs électroniques

IC2.C et IC2.D. La diode D3 protège le commutateur IC2.D d'une tension trop élevée en sortie, comme cela

arrive si T1 est conducteur et que du 13 V parvient à la broche 1 de K1. Les autres diodes servent à procurer

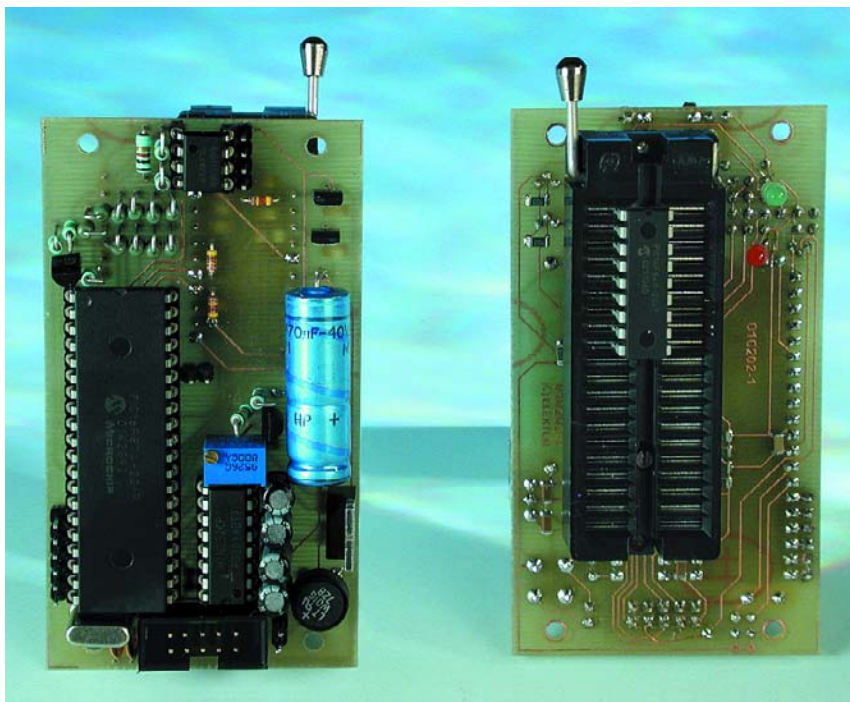


Figure 3. Photo du montage sous toutes ses faces.

la même chute de tension aux autres broches.

Nous venons donc de voir que T1 et T2 peuvent envoyer une tension de 13 V au support de programmation. Si la broche MCLR est à 13 V, le processeur passe en mode de programmation. Nous avons choisi des transistors MOSFET eu égard à la faible chute de tension entre drain et source qu'ils présentent en état de conduction. Les FET autant que IC2 travaillent sous des tensions différentes de 5 V. À cet égard, les portes constitutives de IC1 s'occupent de l'adaptation de niveau entre ces composants et le microcontrôleur IC6. À l'entrée des ports de IC1, quatre résistances, reliées soit à V_{CC} (+5 V), soit à la masse (GND), font en sorte que, lors de la remise à zéro de IC6, aucune tension ne parvienne au support de programmation, parce qu'à ce moment, toutes les broches du processeur IC6 sont configurées en entrée. Dans le même esprit, R7 à R13 empêchent les broches inutilisées ou en fonction d'entrée de devenir flottantes.

À cause de la nécessité de disposer d'une tension de 13 V pour la programmation, nous ne pouvons pas nous servir d'un adaptateur secteur continu standard. La plupart ne délivrent pas plus de 12 V, les autres

coûtent fort cher. On pourrait enrôler un convertisseur continu/continu, mais ce n'est pas non plus une solution économique. Nous partons donc d'un adaptateur secteur de 15 V alternatif, facile à trouver. Le pont B1 et le condensateur C12 suffisent à nous en faire une tension continue lissée que nous appliquons à deux stabilisateurs : IC3 pour alimenter le montage en 5 V et IC7 pour obtenir la tension de programmation de 13 V, réglable avec précision par P1.

Dans les environs du connecteur K2 pour le RS-232, un petit circuit composé de deux résistances et d'un BS170 s'arrange pour mettre à zéro automatiquement IC6 si le PC n'y est pas relié. D'autre part, chaque fois qu'une nouvelle tâche débute, comme par exemple la lecture de la mémoire de programme, on procède à une remise à zéro, question de garantir en permanence une communication correcte entre PC et le programmeur de PIC, même si une erreur a été introduite par un événement extérieur.

Les connecteurs K4 et K6 sont installés en prévision de développements ultérieurs. L'auteur a en effet projeté un module ICP (*in circuit programming*), qui pourra ainsi s'adjoindre à la même platine.

Vous pourrez à tout moment mettre

à niveau le code dans IC6, simplement à l'aide d'un logiciel spécialisé sous Windows. Il faudra pour cela enficher le cavalier JP1, lequel ne devrait pas y demeurer plus longtemps pour d'évidentes raisons de sécurité ! La LED verte D4 indique la présence de la tension sur le circuit. La LED rouge D5 signale la mise sous tension de support de programmation. Elle rappelle que ce n'est le moment ni d'y insérer une puce ni de la retirer.

Construction

Tous les composants du Prog de PIC trouvent place sur une platine à double face et trous métallisés telle que vous la voyez à la figure 2.

Libre à vous d'utiliser des supports pour circuit intégré pour IC4, IC5 et IC6, mais choisissez un modèle de qualité à broches en tulipe. La plupart des résistances se montent verticalement. Le PIC programmé (**EPS 010202-41**) ainsi que la platine sont disponibles auprès des adresses habituelles.

Deux circuits intégrés en CMS, quelques CMS passifs, le support de programmation K1 et les deux LED se placent sur le côté « soudures » de la platine. Les CMS, il faudra les souder avec grand soin en utilisant un fer à panne fine.

Avant de souder à demeure les diodes électroluminescentes, mieux vaut mesurer exactement à quelle hauteur elles devront se trouver pour rester bien visibles à travers les deux trous pratiqués dans le coffret.

Quand tous les composants auront pris leurs quartiers sur le circuit imprimé, n'oubliez pas de procéder à une dernière vérification d'ensemble avant d'insérer le montage dans son habillage adéquat (voyez la liste de composants). Le connecteur RS-232 et les prises d'alimentation s'installent sur le boîtier, reliés par des bouts de fil à K2 et K5. Pour la liaison RS-232, vous pouvez également vous procurer du câble en nappe et un connecteur Sub-D à 9 contacts à presser sur le câble plat.

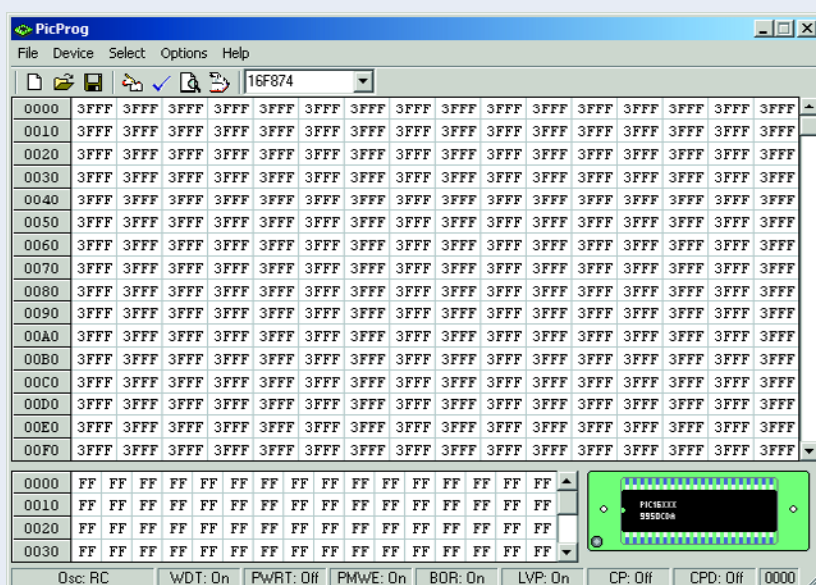
Le support de programmation est un modèle à FIN (**F**orce d'**I**nsertion **N**ulle, ZIF pour *Zero Insertion Force* en anglais) à 40 contacts (un 24 contacts ne permettrait pas de programmer tous les composants potentiels). Pensez à choisir un modèle à larges fentes qui s'accommode aussi de puces plus petites. À l'emplacement de K1, côté cuivre, nous avons soudé une barrette à 10 broches, une autre à 12 broches dans lesquelles nous installons le support FIN, en veillant à positionner la borne 1 à côté de R8. Si, dans votre boîtier, le support ainsi monté ne dépasse pas suffisamment, vous aurez encore la possibilité d'intercaler des barrettes de broches supplémentaires pour le rehausser.

Deux logiciels Windows

Les deux logiciels pour le PC s'installent aisément. Il suffit de copier les dossiers *PicProg* et *Update* avec tout leur contenu sur le disque dur, à l'endroit souhaité et de créer sur le bureau un raccourci vers les programmes *PicProg.exe* et *Update.exe*. Si vous recevez un message d'erreur, c'est très probablement parce que certains modules « runtime » du Visual Basic manquent. Si nécessaire, vous pouvez les télécharger du site Elektor sous le numéro 010202-12 et les installer dans le dossier Windows\System. Ces modules sont généralement disponibles sur tout PC moderne sous Windows.

Logiciel principal PicProg

Voici une copie d'écran du programme PicProg et nous allons brièvement en analyser les termes du menu.



Barre de menu, boutons et barre d'état

En haut, nous y découvrons la barre de menu et l'alignement de boutons pour les diverses commandes. « **File** » permet d'ouvrir les fichiers *.hex, sauvegarder, etc. Sous « **Device** » se trouvent les diverses commandes pour la programmation, la lecture, les tests et le changement de PIC. Avec « **Select/Device** », on peut choisir le type voulu. En outre, il est possible, à l'aide de « **Select/Fuse Word** » de saisir l'octet de configuration. Enfin, on ouvre par « **Device/IS Loc** » l'éditeur permettant d'introduire les valeurs des octets ID. Et l'on peut choisir un port COM libre par « **Options/Change Comport** ». La première fois, le logiciel choisit le premier port COM libre et le sauvegarde dans le fichier « Update.ini ». Si vous rencontrez des difficultés dans le choix du port, vous pourrez toujours le modifier manuellement dans « Update.ini » situé dans le répertoire du logiciel, en utilisant le bloc-notes, par exemple.

Dans la ligne des boutons, on retrouve les fonctions les plus importantes. Pointer la souris sur une icône permet, après quelques instants, d'en découvrir la signification.

Mémoire de programme

La grande fenêtre montre le contenu de la mémoire de programme sous forme hexadécimale. On peut changer le contenu de chaque adresse à l'aide d'un éditeur qui s'ouvre par un double clic en pointant l'adresse voulue ou par la touche <Entrée>. Il n'y a

plus qu'à saisir la nouvelle valeur souhaitée.

On trouve les adresses rangées à gauche dans les cases grises. Si vous approchez la souris d'une certaine adresse, elle apparaît en bas, dans la barre d'état, en hexadécimal. L'ascenseur à droite permet de faire défiler à l'écran la totalité du programme enregistré.

Mémoire de données

La deuxième fenêtre, un peu plus petite, affiche la mémoire de données (en EEPROM) s'il y en a une dans le PIC choisi. Sinon, cet espace ne sera pas actif. Le mode d'emploi est identique à celui de la grande fenêtre.

Support de programmation

À droite de la petite fenêtre, une représentation du support de programmation contient le brochage en version DIP du PIC sélectionné. On y voit comment et où il faut y placer le PIC. Le bon schéma est ainsi disponible, qui ne correspond pas nécessairement à celui du coffret.

Travailler sans matériel

S'il n'y a pas de programmeur raccordé, quelques secondes après le démarrage du programme, vous verrez apparaître une fenêtre porteuse du message « No Programmer connected. Please connect the programmer and run the program again » (Aucun programmeur n'est connecté. Veuillez le brancher et relancer le programme). Si vous poussez sur « OK », le programme ferme. Appuyer sur « Annuler » vous permet d'utiliser encore l'éditeur pour les fichiers en hexadécimal, mais les fonctions de lecture et de programmation seront indisponibles. Vous pourrez aussi choisir un autre port COM.

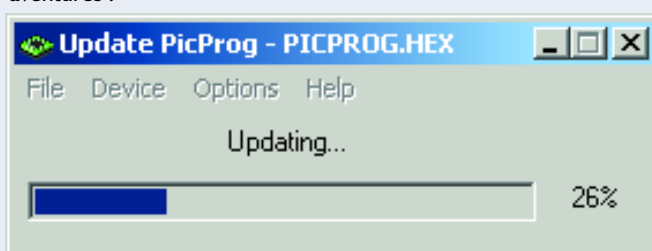
Logiciel assistant de mise à niveau

Vous disposez d'un autre logiciel pour exécuter la mise à jour du programme. Il vous permet de charger le nouveau code hexadécimal

au profit de IC6. Il faut, pour passer dans le mode adéquat, installer sur la platine le cavalier JP1, opération qui vous sera signalée par l'allumage de la LED rouge. Et quand la mise à niveau sera terminée, elle s'éteindra. Mais si une erreur se produit, elle va se mettre à clignoter. Tentez alors un nouvel essai. En cours de mise à niveau, le logiciel affiche le déroulement du processus.

La ligne de menu contient pratiquement les mêmes fonctions que le programme principal. La plupart des points ne demandent aucune explication. Vous lancerez la mise à niveau par « **Device/Update** » après que le fichier soit chargé (sinon l'option n'est pas disponible). Et si JP1 n'est pas installé sur la platine, vous recevrez un message d'erreur pour vous y engager.

Lorsque le nouveau code a été programmé dans le PIC, un écran vous dit « Update done » (c'est fait). Vous pouvez alors retirer le cavalier, couper et rallumer la tension d'alimentation du programmeur. Et voilà votre Prog de PIC prêt pour de nouvelles aventures !





Logiciel

Différentes parties composent le logiciel nécessaire au fonctionnement du programmeur de PIC, que ce soit le code pour IC6 ou le logiciel

Windows pour le commander. On trouve dans le code pour IC6 un certain nombre de routines de communication entre le PIC à programmer et IC6, ainsi que les algorithmes complets de programmation et de

lecture pour les divers modèles de PIC que l'on peut traiter. En outre, ce code peut encore être mis à jour à tout moment.

Enfin, les 256 derniers octets de code couvrent les routines RS-232 et celles de définition des différentes broches d'E/S et des registres, sans oublier celles qui doivent permettre la mise à niveau de la mémoire de programme. Cette partie-ci est protégée de manière à éviter toute inscription inopinée, même si la routine de mise à jour est la seule à en détenir les adresses valables (donc entre 0x0004 et 0x0EFF).

Le logiciel Windows se compose de deux parties : le programme « PicProg » qui contient toutes les tâches de programmation, tandis que « UpdatePicProg » se charge de la mise à niveau du code de IC6. Vous trouverez dans un cadre annexé les fonctions que couvrent ces programmes.

L'auteur lui-même compte fournir régulièrement les mises à niveau des programmes et du code hexadécimal, de quoi pourvoir à la programmation des nouveaux types de PIC. Vous pourrez ainsi vous les procurer sur le site Internet d'Elektor (www.elektor.fr).

(010202)

Publicité

Microphone capteur d'infrasons

Avec une capsule à électret peu coûteuse

Karl Heinz Kopp

Le prix des microphones capteurs d'infrasons de fabrication industrielle les met hors de portée de l'utilisateur moyen. Mais si la précision ne doit pas forcément atteindre celle d'un instrument de mesure, il reste la possibilité de tirer parti de quelques composants repêchés dans la caisse à bricolage.

Un microphone sert à convertir le son en une tension électrique avec la distorsion la plus faible possible. La conversion est effectuée en 2 étapes : acoustique/mécanique par la capsule du microphone, et mécanique/électrique par le transducteur. Les grandeurs caractéristiques d'un microphone sont sa directivité et sa courbe de réponse. La directivité ne nous intéresse que médiocrement, contrairement à la courbe de réponse. Comment contraindre un microphone dont les caractéristiques techniques offrent une courbe de réponse qui ne commence par exemple qu'à 50 Hz de transmettre les infrasons dont la fréquence descend jusqu'à quelques Hertz ? La réponse à cette question nécessite un brin de théorie.

La courbe de réponse d'un microphone dépend de l'interaction entre le transducteur et la capsule. On doit faire ici la distinction entre les microphones dynamiques (ruban, bobine mobile) et électrostatiques (condensateur). Les autres types de transducteurs à cristal, charbon ou contact appartiennent au passé. Le choix du transducteur est grandement simplifié si le microphone doit être simple et peu coûteux. Il ne reste que le microphone à électret fonctionnant selon le principe du condensateur. Il existe des capsules à électret peu coûteuses dans un grand nombre d'exécutions différentes. Pas besoin de tension de polarisation car la membrane (électrode) est constituée par un électret, en général une feuille de téflon chargée en permanence par un excès d'électrons. Une couche

d'électret est aussi déposée sur la contre-électrode des microphones à électret haut de gamme.

La **figure 1** montre la coupe d'un microphone à électret. La membrane constituée par un électret se trouve à l'avant, la contre-électrode est placée à faible distance derrière elle. La membrane est montée sur un anneau isolant. Le corps de matière plastique qui occupe la plus grande partie de la capsule contient un petit adaptateur d'impédance (un banal étage FET). La platine en carton bakélisé sur laquelle est fixé l'adaptateur

d'impédance joue le double rôle de face arrière et de jonction de sortie. Le tout est contenu dans un petit tube d'aluminium à bords repliés.

Microphones à pression et microphones à gradient

Si l'on examine attentivement un microphone à électret, on découvre un petit rien qui exerce toutefois une influence décisive sur le comportement en fréquence. Le bord du boîtier alu comporte des rainures sous l'anneau isolant. En permettant un

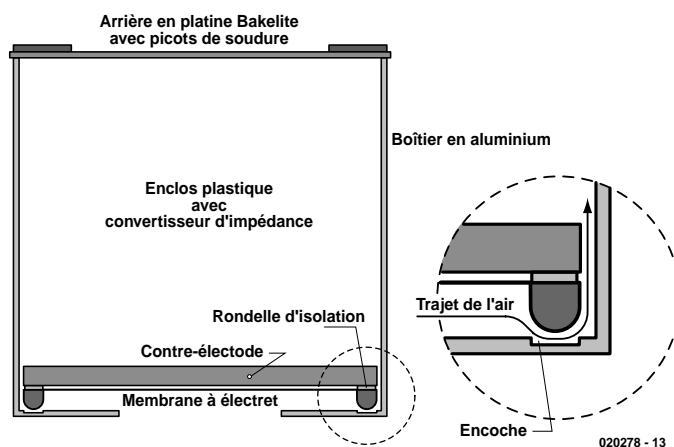


Figure 1. Coupe d'une capsule de microphone à électret.

échange d'air entre les 2 faces de la membrane., elles transforment le microphone à pression en un microphone à gradient de pression.

La **figure 2** illustre leur différence fondamentale. La membrane d'un microphone à pression se meut vers l'extérieur lorsque la pression d'air est plus basse (donc au creux de l'onde sonore) et vers l'intérieur lorsque la pression est plus élevée, donc « au sommet de la vague ». La membrane sera (tout au moins théoriquement) toujours déplacée quelle que soit la lenteur de la variation de la pression d'air. En pratique, les microphones à pression comportent une perforation capillaire permettant l'égalisation très lente des fluctuations de la pression d'air. Il en va autrement avec un microphone à gradient de pression. Le déplacement est causé par les différences de marche du son et de pression sonore (gradient de pression) ainsi causées sur les 2 faces de la membrane. Il n'y a pas besoin d'être Einstein pour en conclure que le gradient de pression diminue lorsque la fréquence décroît. Les très basses fréquences ne sont reproduites que très faiblement par un microphone à gradient de pression, contrairement au microphone à pression qui transmet théoriquement à partir de 0 Hz.

Les « ingrédients »

Suffirait-il donc de sceller les rainures d'un microphone à gradient de pression, par exemple au moyen de colle, pour le transformer en un microphone à pression capteur d'infrasons ? Théoriquement oui, mais hélas pas en pratique : la colle affecterait la membrane. Il ne reste donc plus qu'à remplacer le boîtier ! Mais comme tout le monde ne dispose pas d'un tour pour fabriquer un boîtier sur mesure, l'auteur a découvert des composants standard qui peuvent être reconvertis en boîtier.

Prenons une prise Cinch pour câble (douille de couplage), une fiche de jack (3,5 mm) et un connecteur BNC muni d'un passe-câble à vis conformes aux modèles représentés déjà désassemblés sur la **figure 3**. Il est important que la douille de couplage Cinch et la fiche de jack soient entièrement métalliques (le connecteur BNC n'existe de toute façon

qu'en exécution métallique). Seules certaines parties des 3 connecteurs seront utilisées : les corps du couplage Cinch et de la fiche de jack ainsi que le passe-câble à vis de la prise BNC.

La capsule du microphone extraite de son boîtier sera placée dans le corps Cinch. Le diamètre intérieur du corps peut être plus petit que le diamètre extérieur du boîtier du microphone, mais la différence ne doit pas dépasser quelques dixièmes de millimètres. Serrer le corps dans le mandrin d'une perceuse et enrouler du papier abrasif grain 400 autour d'un cylindre de bois de diamètre approprié. Au lieu de se servir d'un tour, on meulera le corps autant qu'il faut, mais sans abîmer le filetage. C'est ensuite au tour du corps du jack, qui doit avoir le même diamètre que le microphone « nu », d'être raccourci jusqu'à 10 mm. Rectifier et ébarber soigneusement la coupe. La **figure 4** représente les éléments du nouveau boîtier du microphone déjà placés dans l'ordre d'assemblage.

Passons au déménagement du microphone. Le bord antérieur replié est enlevé jusqu'à la platine au moyen d'un couteau tranchant et solide. Gardez-vous ne fût-ce que d'effleurer l'entrée du microphone : cela pourrait endommager la membrane. Ne retirons pas encore le microphone. Il faut en effet fixer tout

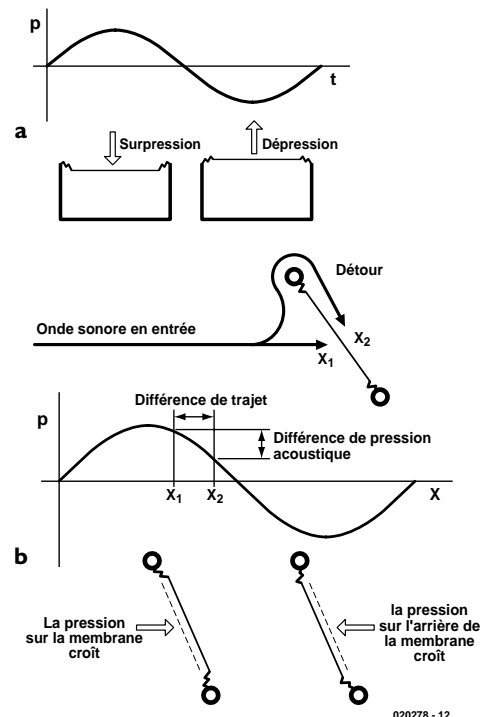


Figure 2. Comparaison entre un microphone à pression et un microphone à gradient de pression.

d'abord un câble blindé aux cosses à souder (Attention à la polarité !).

Cuisine à l'étouffée

Improvisons une salle blanche au moyen d'un sac à déchets transparent. La poussière, les graisses et autres huiles abîment en effet la

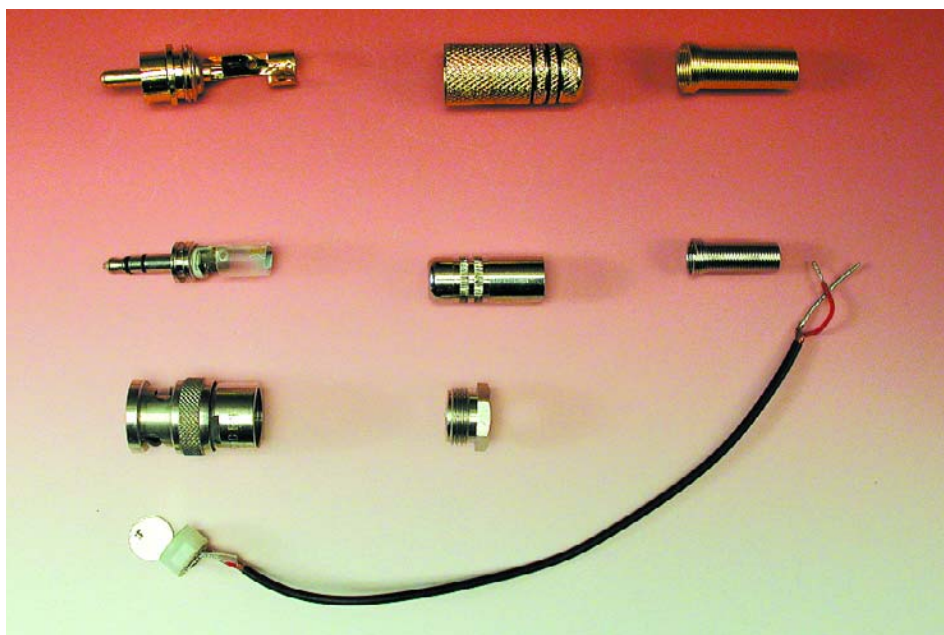


Figure 3. Trois en un : les connecteurs utilisés.

membrane et les parties internes de la capsule. N'oublions pas non plus les charges électriques. Raccordons-nous à la terre et enfions des gants de caoutchouc mince (sans talc, s'il vous plaît !), avant de pénétrer dans la « salle blanche ».

Saisir le câble pour positionner la capsule verticalement et retirer avec précaution le boîtier d'aluminium vers le haut. Enfiler tout aussi prudemment le corps du couplage Cinch sur la capsule sans toucher les parties internes de celle-ci. L'anneau isolant de la membrane doit se trouver au niveau du rebord intérieur du corps destiné normalement à immobiliser le manchon de protection du câble de la prise Cinch. Introduire le corps scié du jack et le fixer au moyen du passe-câble à vis du connecteur BNC (figure 5).

Le microphone à infrasons, car c'en est un, peut être extrait de la « salle blanche ». Le boîtier est normalement assez hermétique pour permettre d'effectuer des mesures dans le domaine subsonique. Pour atteindre la perfection, on peut appliquer à l'aide d'une aiguille un peu de colle instantanée sur la zone de contact du corps et de l'anneau isolant en se gardant de toucher la membrane. La membrane, très vulnérable à découvert, doit être protégée de la poussière et des contacts. C'est pourquoi on enfilera un tube de plastique d'environ 20 mm de long et de diamètre approprié sur la partie avant et on en fermera l'ouverture avec une calotte de mousse.

Amplification électronique

La tension de sortie d'un microphone à condensateur est faible, c'est le moins qu'on puisse dire, et doit être amplifiée par plusieurs puissances de 10 avant que le signal puisse être analysé. L'alimentation de la première adaptation d'impédance, dans la capsule même, est assurée par les résistances R1/R2 de la figure 6. La tension alternative est transmise par le microphone au premier étage d'amplification IC1.A par le condensateur de couplage C3. L'impédance d'entrée est déterminée par R3, l'amplification par $1 + R5/R4$. C4 limite la bande passante et assure la stabilité de l'amplificateur. Le gain de 34 est insuffisant car la tension du microphone varie de 30 à -70 dBu. Un deuxième étage IC1.B amplifie encore le signal d'un facteur 3,3 ou 30. L'amplification totale est donc de l'ordre de 100 (dans la position de S1 indiquée) ou de 1000 dans l'autre position du commutateur. Et voilà comment utiliser n'importe quel modèle commercial de microphone à électret (à condition qu'il ait la bonne taille) pour obtenir à la sortie du circuit un signal de niveau « Line ».

mentionnons encore que l'amplificateur opé-

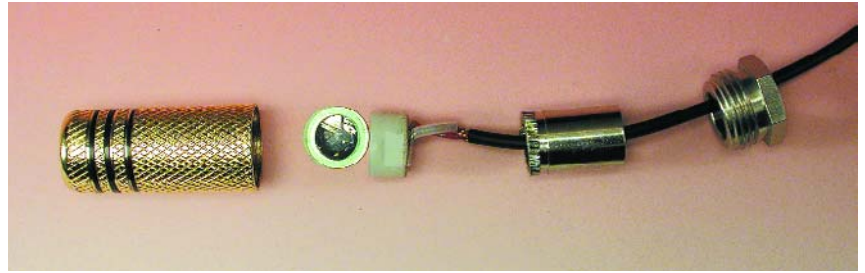


Figure 4. Assemblage hétéroclite !

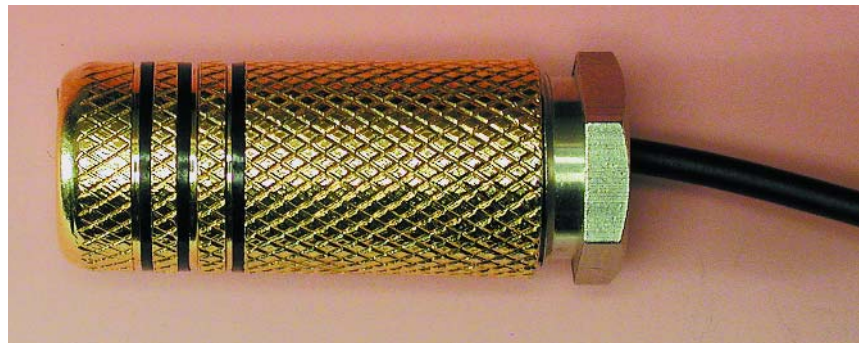


Figure 5. Montage des éléments en « salle blanche ».

rationnel double est un composant de précision (bonnes valeurs d'offset) de Maxim dont la consommation très basse facilite l'alimentation sur pile. La fiche de données se trouve sur <http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MXL1178-MXL1179.pdf> Pour analyser les infrasons, raccorder l'amplificateur du microphone à l'entrée de la carte son. Medusa, un programme idoine (version d'essai

gratuite) d'analyse des vibrations et des sons, se trouve sur www.maschinendynamik.de/index.html Des instructions de montage pour ce microphone sont par ailleurs aussi disponibles sur le site Internet de la « Interessengemeinschaft zur Aufklärung des Brummtens » (IGZAB – non il ne s'agit pas d'une plaisanterie) www.brummt.de une association se consacrant à l'étude des bourdonne-

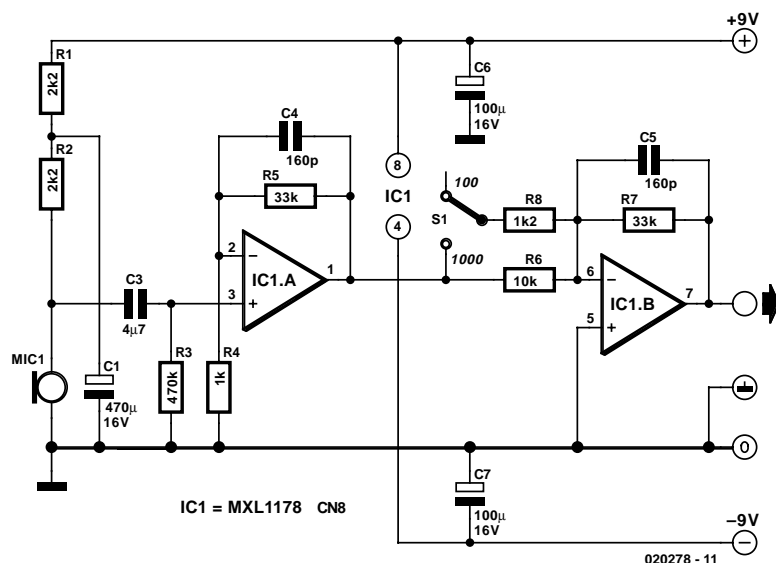


Figure 6. Schéma d'un préamplificateur pour microphone.

ments basse fréquence d'origine inconnue.

La courbe de réponse du microphone, de l'amplificateur et de la carte son n'est pas linéaire dans la plage des fréquences inférieures à 10 Hz. Tant qu'on n'a aucun moyen de mesurer le gain des membres de la chaîne de mesure, on en est réduit aux valeurs estimées.

Comme le facteur de transmission du microphone capteur d'infrasons est inconnu, il a été posé (avec un optimisme considérable) égal à 1. Les facteurs de correction de l'amplificateur du microphone utilisé et de la carte son (Terratec) ont été par contre estimés:

Il est bien entendu possible de capter les infrasons avec un convertisseur A/D plutôt qu'une carte son. L'auteur utilise l'interface *UA-1A USB Audio Interface Edirol* de Roland. Les valeurs de correction sont alors les

Tableau 1

Fréquence en hertz	Facteurs de correction			
	Microphone infra-sonique	Préamplificateur	Carte-son Terratec	Total
10	1	1	1	1
4	1	1	0,62	1,6
2	1	1	0,37	2,7
1	1	1	0,25	4

Tableau 2

Fréquence en hertz	Facteurs de correction			
	Microphone infra-sonique	Préamplificateur	Edirol UA-1A	Total
10	1	1	1	1
4	1	1	0,94	1,1
2	1	1	0,85	1,2
1	1	1	0,73	1,4

suivantes:

Si les 2 entrées de l'interface Edirol sont utilisées avec 2 microphones

assez éloignés l'un de l'autre, il est même possible de tenter de repérer la source sonore.

(020278)

Contrôleur de bruit acoustique

A. Pozhitkov

Veuillez noter que les « Circuits de Lecteurs » n'ont ni été testés ni réactualisés électroniquement par le laboratoire d'Elektor.

Le circuit décrit ici est utilisé pour contrôler le niveau de bruit acoustique produit dans une pièce ou un bureau. La caractéristique principale de l'appareil en question est qu'il emploie la parole humaine pour demander aux personnes faisant du bruit de se calmer. Le circuit est plutôt complexe à cause du fait qu'il réagit, non seulement à un certain niveau instantané de bruit, mais également sur sa durée. Par exemple, l'appareil ignorera une quinte de toux ou un éternuement. Il réagira cependant en faisant entendre le message d'avertissement approprié si quel- qu'un éternue trop souvent.

Comment ça marche

Le diagramme du circuit est donné à la **figure 1**. Il peut être divisé en quatre parties. La première partie est un étage amplificateur

pour microphone construit autour d'un amplificateur opérationnel LF352. La deuxième partie constitue la « logique » du montage – elle se trouve autour d'une bascule bistable 4027. La troisième partie est la section consacrée à l'enregistrement et à la reproduction de la parole, basée sur le circuit intégré ISD1400. La dernière partie est un amplificateur AF permettant au montage de s'adresser aux coupables au moyen de messages d'avertissement émis à un niveau convaincant.

Les première et quatrième parties ne sont pas trop complexes. La seule chose qui vaille la peine d'être mentionnée, c'est que P1 contrôle la sensibilité et P2 le volume. L'ajustable P1 régle le niveau de rétroaction

négative de l'amplificateur du microphone et P2 détermine le niveau du signal se présentant à l'entrée de l'amplificateur de puissance AF.

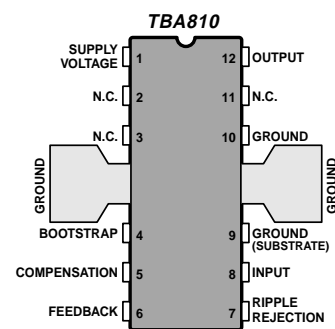
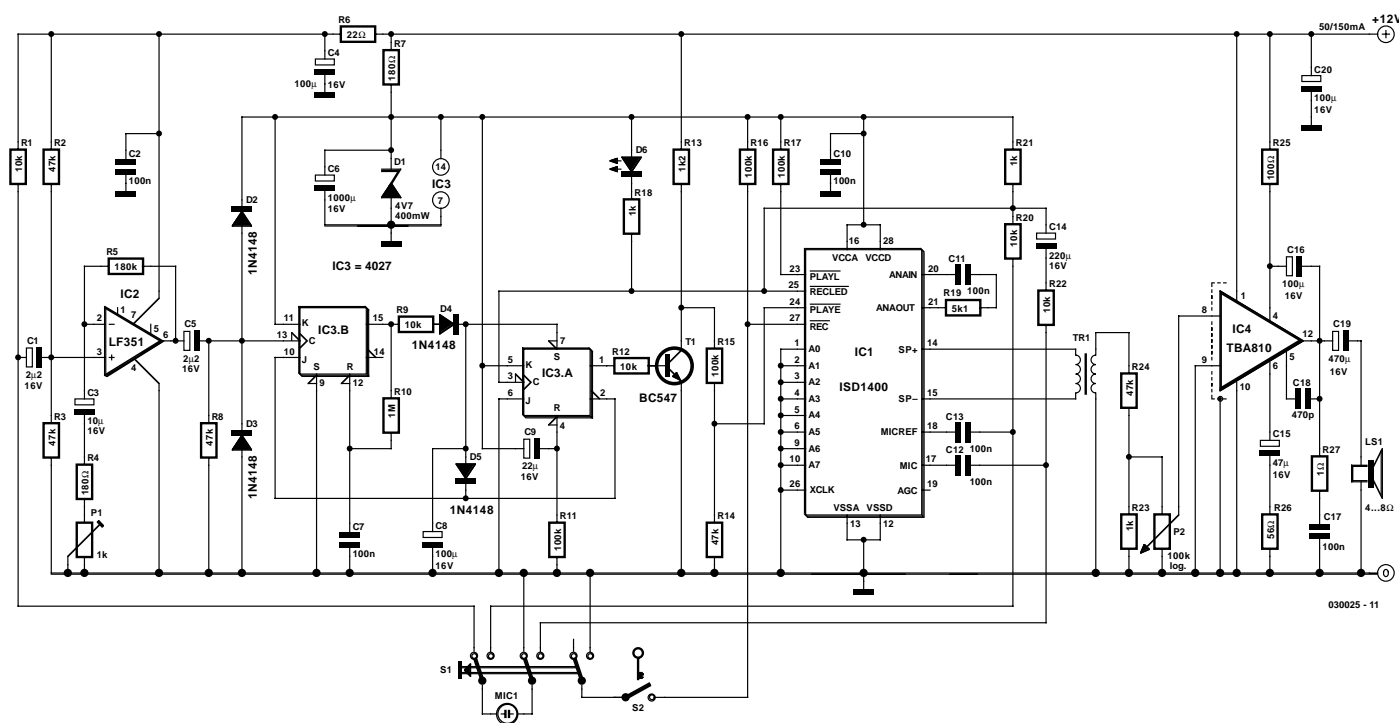


Figure 1. Diagramme du circuit du Contrôleur de Bruit Acoustique.



La logique utilisée dans le circuit est plus intéressante. A la mise sous tension, la bascule J-K IC3.A voit sa sortie non-inverseuse positionnée à l'état bas. Donc, les entrées J et K de l'autre bascule, IC3.B, sont maintenues à l'état haut. Le signal amplifié en provenance de l'amplificateur du microphone, s'il possède un niveau suffisant (tenez compte la contrainte de sensibilité), provoque l'application d'une impulsion à IC3.B. La bascule est câblée de telle sorte qu'elle se remet rapidement à zéro d'elle-même (environ 0,1 s selon R10-C7). De la sorte, n'importe quel signal en provenance du microphone est « digitalisé » en impulsions d'une durée des 100 ms. Dans le même temps, ces impulsions chargent C8 à travers R9. La valeur de C8 (100 µF) détermine la tolérance de l'appareil aux éternuements, quintes de toux, etc. Quand le voltage aux bornes de C8 est suffisamment haut, IC3.A bascule, sa sortie Q passe à l'état haut et sa sortie inverseuse à l'état bas. Cela provoque la décharge de C8 et un état bas est

donc transmis à l'entrée J de IC3.B. Ce niveau empêche la bascule J-K IC3.B de produire d'autres impulsions, peu importe ce qui se passe à son entrée d'horloge. Au même moment, T1 commence à conduire, autorisant la reproduction d'un message préenregistré par le circuit. Durant la période de reproduction, le montage ne « s'entend » pas lui-même puisque IC3.B est bloquée. Quand le message est terminé, l'ISD1400 fait brièvement passer sa sortie RECLED à l'état bas, remettant donc la partie logique du circuit dans son état initial.

La machine d'enregistrement / reproduction

Le « Chipcorder® » ISD1400 est configuré selon son schéma d'application standard glané au niveau du résumé de produit publié par Information Storage Devices à l'adresse : www.winbond-usa.com/products/isd_products/chipcorder/productbriefs/1400_product_brief.pdf L'activation de l'enregistrement se

fait en appliquant un niveau bas à l'entrée \overline{REC} – la reproduction est déclenchée par le flanc descendant d'une impulsion appliquée à l'entrée PLAYE. Durant l'enregistrement, la sortie RECLED est positionnée à l'état bas, ce qui provoque l'allumage de la LED D6. À la fin de la période de reproduction, \overline{RECLED} passe brièvement à l'état bas, ce qui indique la fin du message.

Le reste du circuit est très simple. L'inverseur S1 permet l'utilisation du même microphone électret pour l'enregistrement et la détection. S2 est un interrupteur à clé destiné à empêcher le montage d'enregistrer des messages provenant de personnes non autorisées (certains étudiants facétieux par exemple). Le circuit consomme 50 ou 150 mA selon qu'il se trouve en mode « sommeil » ou en fonctionnement. La valeur maximale dépend bien évidemment du volume de reproduction fixé par P2.

Tous les composants, y compris le transformateur audio 1:1 (600 Ω:600 Ω), ont été acquis auprès de Conrad Electronics, soit séparément, soit comme faisant partie d'un kit. Le site web (international) en langue anglaise de Conrad Electronics se trouve à l'adresse www.int.conradcom.de.

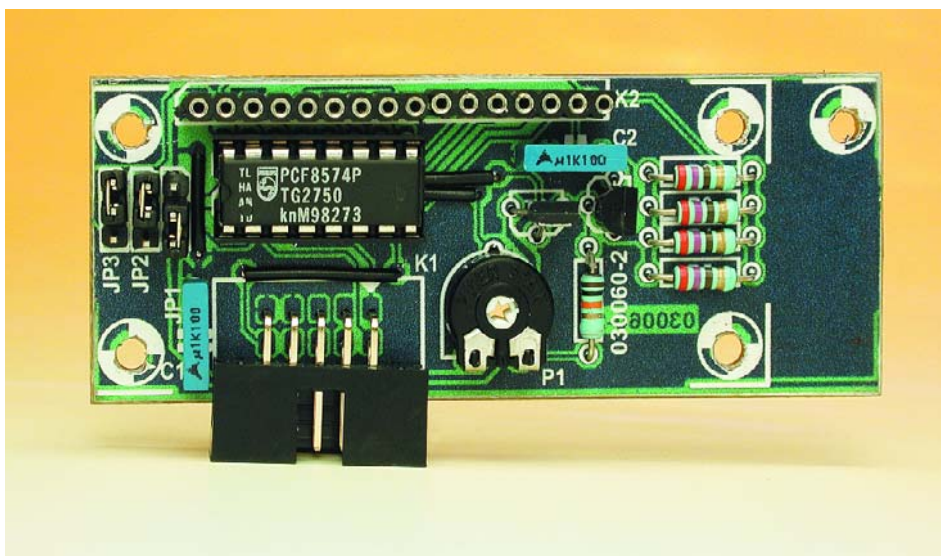
(030025)

Affichage LCD I²C

Pour la carte MSC I2 I0, mais utilisable universellement

Jürgen Wickenhäuser

On vient tout juste de terminer d'écrire un programme pour son microcontrôleur et on voudrait bien procéder à un affichage. La connexion d'un affichage adéquat se traduirait par la perte d'un nombre de lignes de port précieuses. De toutes façons, le plus gros problème sera sans doute celui du pilote vu que dans la présente application l'attribution des broches est inévitablement totalement différente de l'application précédente....



En tout état de cause, il faut, normalement, investir pas mal de temps et éplucher un certain nombre de fiches de caractéristiques avant que n'apparaisse sur l'affichage le fameux « Hello World ». Nous allons mettre fin à cette situation. Dans le présent article nous vous proposons un affichage LCD multi-usages qui ne requiert, grâce au bus I²C, que 2 lignes de port et peut se targuer d'une palette d'autres caractéristiques fort intéressantes. Il nous faut admettre que la platine additionnelle constitue un investissement préliminaire qui cependant sera

rapidement amorti.

Inutile d'insister sur le fait qu'il ne s'agit ici pas uniquement du matériel mais aussi d'un pilote (code source en 8051-ANSI C) complet de sorte que vous pourrez, sans la moindre restriction, utiliser votre fonction `lcd_printf()` « habituelle ». Le pilote mis en oeuvre ici permet même, sans la moindre adjonction, l'affichage de nombres en virgule flottante et celui de nombres au format « étalé » (sur 2 lignes, cf. la

photo au début de l'article du mois dernier).

Cette approche d'affichage convient particulièrement bien aux appareils alimentés par pile vu qu'il est possible, logiquement, de mettre l'affichage totalement hors-circuit de sorte qu'il ne consomme plus que quelques microampères. Il est en outre possible, sur la platine, de définir l'adresse I²C à l'aide de cavalier (pont de câblage). Il est possible ainsi, par le biais de 3 ponts et des 2 variantes de circuit intégré disponibles, de connecter simultanément jusqu'à 16 affichages à un bus I²C.

Il va sans dire que la platine pourra également être mise en oeuvre sans affichage pour servir alors de simple port pour bus I²C si l'on utilise, à la place de l'affichage, par exemple, un clavier en matrice de 3 x 4 ou une interface à relais. Nous aborderons ce sujet tout en fin d'article (cf. l'encadré PCF8574).

Télé-expenseur d'E/S 8 bits pour bus I²C

L'embase à 10 contacts reprend le brochage de celle de l'Elektor-Meter décrit dans le numéro double du

mois dernier. L'interface pour le bus I²C prend la forme classique d'un PCF8574. Le paramétrage de son adresse de base de fait par le biais d'une triplette de cavaliers; l'adresse d'origine est 66 (cf. l'encadré PCF8574). L'affichage pourra être pratiquement n'importe quel affichage alphanumérique tant qu'il est compatible HD44780. Il suffira se s'assurer du brochage correct au niveau de l'alimentation de l'éclairage de l'affichage.

Les dimensions de la platine sont telles qu'elle pourra être montée juste en-dessous des tailles d'affichages les plus courantes. Nous avons prévu l'utilisation d'affichages de 4 lignes de 20 caractères. Mais il n'y a bien évidemment pas de problème à y brancher des affichages de taille plus compacte. Dans le pire des cas seules les lignes du haut seront affichées. Une fois fixées l'un sur l'autre par le biais d'entretoises, l'affichage et la platine seront interconnectées à l'aide d'une rangée de conducteurs.

Comme nous le disions plus haut, il est possible de mettre l'affichage hors-circuit par logiciel. Cette possibilité présente l'avantage additionnel d'une réinitialisation automatique de l'affichage (peut s'avérer utile à l'occasion). Le pilotage de l'affichage se fait en mode 4 bits.

La version du compilateur uC/51-ANSI-C (pour tous les processeurs compatibles 8051) présentée le mois dernier pourra également être utilisée pour l'affichage. Elle donne le code-source de certains pilotes de sorte qu'il ne nous est pas nécessaire d'entrer dans le détail. Le compilateur et les codes-sources sont disponibles au téléchargement depuis la page d'accueil de l'auteur (www.wickenhaueser.com) ou de notre site (www.elektor.fr). Le pilote est remarquablement compact et n'occupe que peu de place en mémoire.

Il est possible, sur n'importe quel affichage, de programmer librement 8 caractères. Les pilotes les initialisent comme pseudo-affichage 7 segment. Il est également possible, par le biais des pilotes, d'accroître l'impact visuel de l'affichage (on trouvera dans les liens l'adresse d'un générateur intéressant). On pourra, pour s'amuser, modifier les données

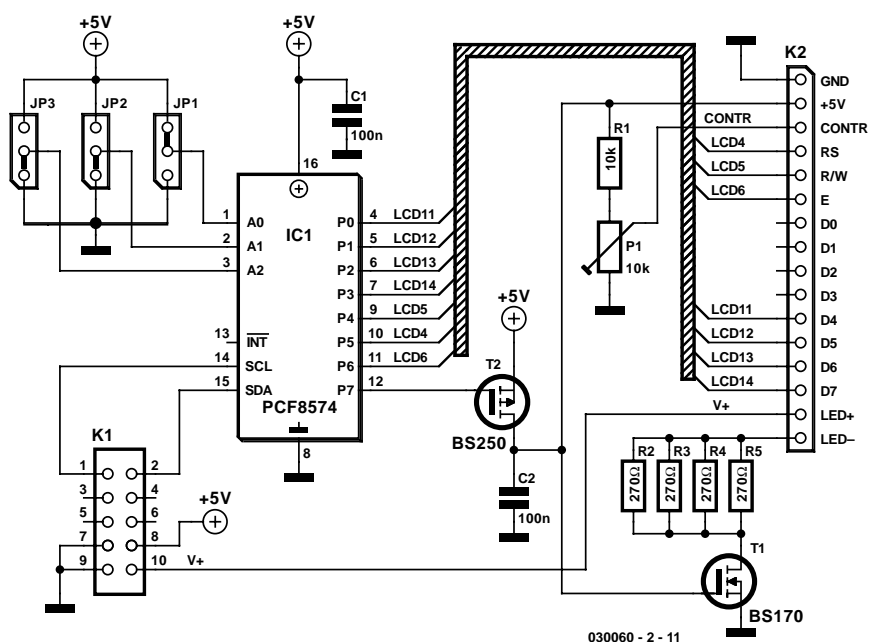


Figure 1. L'électronique de l'affichage LCD pour bus I²C.

des caractères en cours d'utilisation ce qui peut se traduire par toutes

sortes d'effets intéressants (pour des animations par exemple).

PCF8574 : E/S 8 bits avec bus I²C

Les lecteurs assidus d'Elektor connaissent le bus I²C de longue date vu que nous l'avons, au cours des ans, mis à contribution dans plusieurs réalisations et lui avons même consacré des ouvrages. Le PCF8574 met à disposition 8 lignes d'E/S numériques bidirectionnelles. La structure individuelle des ports ne diffère, quant à son principe, guère de celle des ports d'un 8051 standard. Les 2 sont, en simplifiant quelque peu, des drains ouverts dotés de résistance de forçage au niveau haut (pull up) de faible valeur.

À l'image du 8051, il n'est possible de lire des entrées que si, auparavant, la ligne de port a été mise au niveau haut (« 1 »).

Le PCF8574 possède 3 entrées d'adresse (A0 à A2). Ceci permet de connecter un maximum de 8 circuits intégrés au même bus I²C. Il existe en outre une autre variété du PCF8574, le PCF8574-A dont l'adresse de base est différente. Il est possible, dans ces conditions, de sélectionner individuellement jusqu'à 16 circuits intégrés.

Il va sans dire que le PCF8574(-A) convient idéalement pour d'autres applications telles que la commande de relais ou l'interrogation de touches de clavier.

L'adressage se fait selon le schéma suivant :

0 1 0 0 A2 A1 A0 0

dans le cas du PCF8574 (= adresse de base 64).

Si l'on ajoute le 2 représenté par la mise à 1 de A0 on arrive à nos fameux 66.

0 1 1 1 A2 A1 A0 0

dans le cas du PCF8574-A (= adresse de base 112)

Les bits de A2 à A0 correspondent aux niveaux appliqués aux broches du circuit intégré : 0 pour GND (Masse) et 1 pour VCC.

Dans le cas de l'Elektor-Meter, l'adresse I²C utilisée est 66 (décimal). Il faudra, pour cela, relier, sur la platine de l'interface d'affichage LCD, le cavalier JP1 au +5 V, les cavaliers JP2 et JP3 étant eux mis à la masse. On trouvera l'adresse utilisée dans le fichier LCD_U2C.c. Une bibliothèque (dont le source est donné dans sa totalité) est fourni avec le compilateur uC/51 prend à son compte la répartition des bits entre les 2 lignes SCL et SDA. Les autres occupants du bus I²C se laissent eux aussi piloter sans le moindre problème par son biais. Cette bibliothèque a été développée avec un soin extrême et a fait ses preuves dans de nombreuses applications industrielles qui ne font pas dans le détail et ne pardonnent rien.

Un logiciel stratifié

Le programme connaît 3 couches : le module utilisateur tout en haut, qui, par le biais d'un module intermédiaire, transmet les caractères à un pilote de base (*low level*). Le pilote convient également à une connexion 4 ou 8 bits directement vers la CPU. Nous nous contenterons, pour ne pas sortir du cadre de cet article, de décrire la fonctionnalité supérieure, la seule qui soit visible pour l'utilisateur.

Les fonctions les plus importantes sont :

Lcd_init()

Initialise l'affichage et active le set de caractères surdimensionnés. Si tout est OK, la réponse prend la forme d'un 0.

Lcd_printf()

Utilise exactement les mêmes paramètres que le printf() normal. La valeur de réponse est le nombre des caractères envoyés.

Lcd_putc()

Affiche un caractère individuel (comme putc())

Lcd_cgchars()

Copie un bloc de 64 octets dans la mémoire de caractères de l'affichage. Ce bloc pourra se trouver tant dans la RAM externe que dans la mémoire de programme du contrôleur.

Lcd_d2 printf()

Identique à printf(), à la différence près d'un

affichage surdimensionné de certains chiffres.

Toutes ces fonctions sont utilisées dans les programmes de démo de l'Elektor-Meter endroit où elles sont décrites à nouveau.

Une recommandation quant à la chronologie (*timing*). Il va sans dire que l'on souhaite travailler à la vitesse de bus maximale, ce qui implique que le logiciel soit informé de la vitesse réelle du contrôleur utilisé. Dans le cas du compilateur uC/51, ceci se fait par le biais de la macro CPU_NSEC qui fournit la durée réelle (en nano-secondes) de traitement par la CPU d'une unique instruction, c'est-à-dire le temps moyen nécessaire à l'exécution d'une instruction.

En l'absence d'affichage la visualisation se fait dans le néant. En tout état de cause le pilote ne reste pas planté là mais, au bout d'un certain temps, retourne au bercail.

Câblé ou en CMS ?

Nous avons dessiné une platine simple face à l'intention de cette interface pour affichage LCD. La **figure 2** en propose la sérigraphie de l'implantation des composants et le dessin des pistes. Elle utilise des composants standard (non CMS) et comporte 4 ponts de câblage.

Liens :

www.wickenhaeuser.com

(en anglais) Page d'accueil de l'auteur, d'où l'on pourra télécharger les pilotes et le compilateur ANSI-C

www.erikbuchmann.de

(en allemand) On y trouvera un joli générateur de caractères en Javascript

www.lcd-module.com

(en allemand et en anglais) Force de fiches de caractéristiques utiles. La plupart des affichages décrits possèdent un brochage convenant parfaitement.

L'auteur a développé sa propre platine qui est elle double face et implantée de composants CMS. Si vous désirez utiliser cette version de la platine, vous pouvez en télécharger les dessins des 2 faces ainsi que la liste des composants correspondante sous la dénomination **EPS030060-3** depuis notre site Internet. Il est à noter que la dénomination des composants du schéma de la figure 1 ne respecte pas la numérotation utilisée sur cette platine CMS en raison, entre autres, de l'adjonction d'une résistance.

(030060-2)

Liste des composants pour la version « normale »

Résistances :

R1 = 10 kΩ
R2 à R5 = 270 Ω
P1 = ajustable 10 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BS170
T2 = BS250
IC1 = PCF8574(-A)P

Divers :

JP1 à JP3 = embase autosécable à 3 contacts + cavalier (ou pont de câblage) (JP1 au +, JP2 et JP3 à la masse)
K1 = embase HE-10 à 2 rangées de 5 contacts en équerre

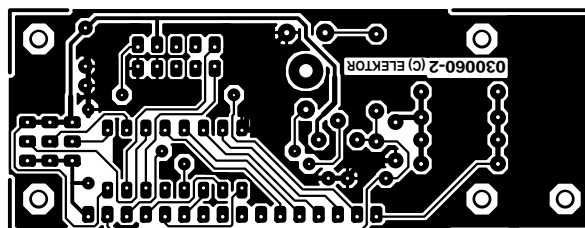
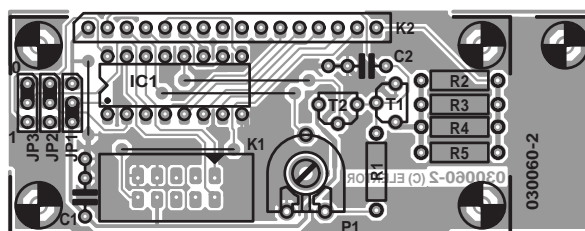


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de la platine pour composants standards dérivée du schéma de la figure 1.

Powerline Communication

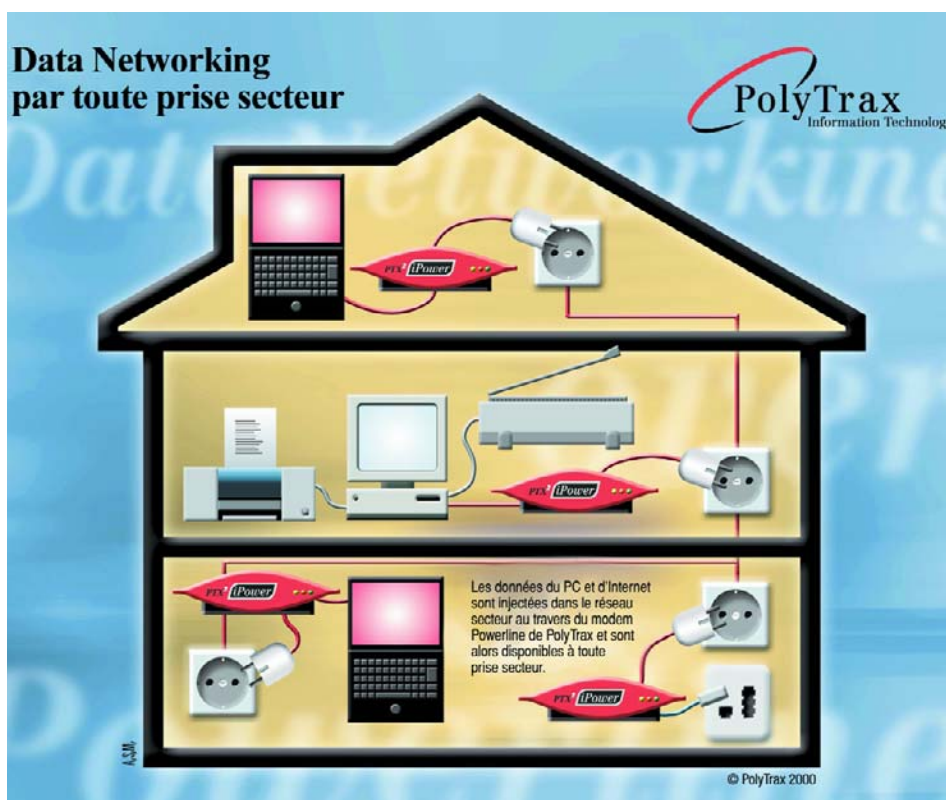
Transfert de données « en prise (de courant) directe »

Le réseau électrique à usage domestique permet de réaliser économiquement le transfert de données à haut débit. Loin d'être une nouveauté, cette méthode sert déjà aux sociétés de distribution d'électricité à transmettre des informations et des commandes. Ces entreprises ont aussi développé des méthodes permettant d'atteindre des débits de l'ordre du mégabit/s, ouvrant ainsi la porte au trafic Internet rapide. L'article décrit la technique PLC (Powerline Communication) et son stade de développement.

La communication par le réseau électrique ne constitue pas exactement une nouveauté. Il y a déjà plusieurs années que les entre-

prises de distribution d'énergie transmettent des signaux de commande et des données par les

réseaux haute tension grâce à la *téléphonie à fréquence porteuse sur ligne à haute tension (TFH)*, introduite en Allemagne en 1928 par une loi sur les télécommunications. Pour en revenir au domaine domestique, la méthode de *télécommande centralisée (TCC) à fréquence vocale* a été développée par Siemens en 1930 (système « Telenerg ») et par AEG en 1935 (système « Transkommando »). Ces 2 procédés permettent par exemple d'allumer et d'éteindre les chauffages électriques à accumulation nocturne. Le signal des baby-phones (surveillance d'un bébé par téléphone) qui existent depuis les années 80 est transmis par l'installation domestique. N'oublions pas Elektor, où l'on peut trouver des circuits permettant de transmettre des signaux par le câblage secteur. Le numéro 160 (octobre 1991, cela ne nous rajeunit pas, page 56 et suivantes) contient par exemple la description d'une télécommande secteur permettant de commuter jusqu'à 8 lampes à incandescence et d'atténuer leur intensité lumineuse par la modulation d'une porteuse 200 kHz,



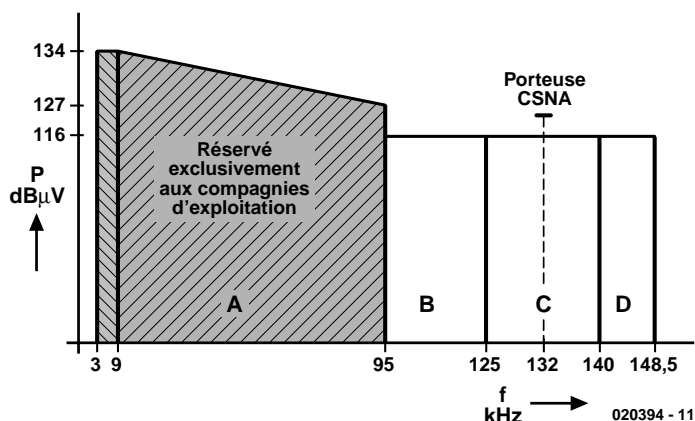


Figure 1. Bande de fréquence et niveau des signaux selon EN 50065.

montage que nous avons, à l'époque, baptisé Télé-gradateur. L'intérêt causé actuellement par la technique PLC est basé sur le fait que la zone de rattachement, autrement dit le « dernier kilomètre » (*last mile*) est responsable de la majeure partie des investissements dans un réseau de télécommunication. Les câbles et leur pose constituent la partie la plus onéreuse d'un réseau. Utilisons les liaisons existantes et nous réaliserons de substantielles économies ! C'est pourquoi, dans le domaine des télécommunications, les paires de conducteurs en cuivre du réseau téléphonique ont dû accueillir un canal de données ADSL (cf. Elektor n° 257, novembre 1999, page 20 et suivantes). C'est aussi pourquoi on commence à étudier les possibilités de transmettre des données par les réseaux de distribution

de courant.

La bande de fréquence au-dessous de 150 kHz est utilisée depuis longtemps. Ni la radiodiffusion ni la radiophonie des amateurs n'étant utilisées sous 150 kHz, le rayonnement, faible mais inévitable, des signaux perturbant les installations radio joue un rôle bien moins important qu'aux fréquences plus élevées. En outre, ces rayonnements sont plus faibles à ces fréquences peu élevées que dans la bande de fréquence finissant à 30 MHz. C'est pourquoi certains fabricants se concentrent sur cette bande de fréquence Powerline « officielle ».

La méthode classique

La norme européenne EN50065 définit la bande de fréquence pour la communication par les réseaux de

distribution comme allant de 9 kHz à 148,5 kHz (jusqu'à 500 kHz aux USA et au Japon). Du côté de la radiodiffusion, ces fréquences sont utilisées entre autres par les transmetteurs de signal horaire comme DCF77 (Allemagne, sur 77,5 kHz). La figure 1 indique les 4 bandes de fréquences prescrites par EN50065. La bande A, de 9 kHz à 95 kHz, ainsi que la plage entre 3 kHz et 9 kHz, ne sont utilisées que par les compagnies de distribution d'électricité pour des tâches de commande (installations de télécommande centralisée). Les bandes B, C et D sont disponibles pour l'utilisation privée. Le babyphone relié au secteur fonctionne par exemple dans cette plage. Mentionnons que l'utilisation de la méthode d'accès CSMA (Carrier-Sense Multiple Access) est obligatoire dans la bande C. Dans la méthode CSMA, tous les participants d'un réseau utilisent la même fréquence et chaque station écoute avant d'émettre pour savoir si le canal est déjà occupé. La fréquence de la porteuse du signal CSMA est de 132 kHz. Pour toute autre méthode de modulation, on est renvoyé aux bandes B et D dont le niveau maximum d'émission est fixé à 116 dBμV. On atteint actuellement un débit de plus de 100 kbit/s dans les bandes B et D. L'entreprise PolyTrax offre des modems PLC fonctionnant dans ce domaine de fréquence.

La méthode Powerline de PolyTrax

L'entreprise PolyTrax Information Technology à Munich (www.polytrax.com) s'est limitée au domaine de fréquence de 38,5 kHz de large des bandes B (de 95 à 125 kHz) et D (de 140 à 148,5 kHz) définies dans EN50065-1 et a réalisé un système fiable de transmission des données servant à la mise en réseau dans un bâtiment. La méthode DMT et la modulation OFDM QAM permettent aujourd'hui d'atteindre des débits d'environ 150 kbits/s, autrement dit de l'ordre de ceux de RNIS (figure 2).

DMT, qui signifie *Discrete Multi Tone*, est une forme de codage dans laquelle le domaine de fréquence utilisé est divisé en un grand nombre de canaux étroits contenant chacun une porteuse modulée. OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, signifie que la distance entre les porteuses voisines est choisie de telle sorte que l'échantillonnage de chaque porteuse ne soit pas perturbé par les autres. QAM, enfin, signifie *Quadrature Amplitude Modulation* (modulation d'amplitude en quadrature) : dans le cas de 64QAM, par exemple, la phase et l'amplitude de la porteuse peuvent avoir 64 états différents par rapport à un signal de référence. Le nombre

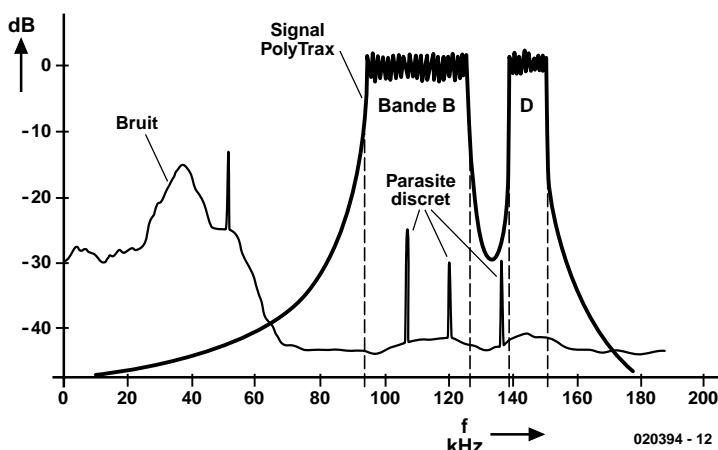


Figure 2. Spectre typique d'un signal Powerline de PolyTrax et spectre caractéristique du bruit.

d'états différents se réduit à 16 dans le cas de 16QAM.

Comme les fréquences autorisées hors de l'Europe pour les transmissions Powerline peuvent atteindre 500 kHz, il est possible de reprogrammer les modems PolyTrax de façon à produire des signaux DMT plus larges, ce qui permet d'augmenter le débit jusqu'à 2,5 Mbits/s. Des unités de traitement numérique du signal à programmation universelle permettent de réaliser sans difficulté cette fonction.

La méthode de modulation s'adapte périodiquement aux conditions de bruit et de perturbations au moyen d'une séquence d'ap-

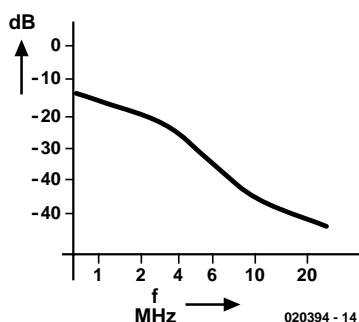


Figure 4. Atténuation du câble aux hautes fréquences (câble de 1 km).

prentissage (*training sequence*). En effet, ces conditions peuvent varier fortement en fonction de la mise en marche et de l'arrêt d'appareils. On parvient à éliminer les perturbations à fréquence discrète (exemple : fréquence de balayage horizontal des téléviseurs) en commutant le type de modulation de chaque porteuse, par exemple de 64QAM à 16QAM, et en adaptant la fréquence de chaque porteuse OFDM de façon à ce qu'elle ne coïncide pas avec celle de la perturbation. La transmission, enfin, est effectuée par paquets au moyen du procédé ARQ (*Automatic Repeat Request*) dans lequel un paquet de données présentant des erreurs est identifié et retransmis grâce au mécanisme FEC (*Forward Error Correction*). Il va sans dire que tous ces mécanismes réduisent le débit par rapport à un canal « propre ».

La méthode Powerline de PolyTrax présente l'avantage de limiter les fréquences au domaine non critique sous 150 kHz et la puissance de transmission maximale aux 116 dBuV exigés par la norme. On évite ainsi les perturbations désagréables sur ondes courtes auxquelles les réseaux PLC soumettent les nombreux services de radiocommunication, la radiodiffusion AM et les amateurs radio. Le rayonnement des lignes du signal

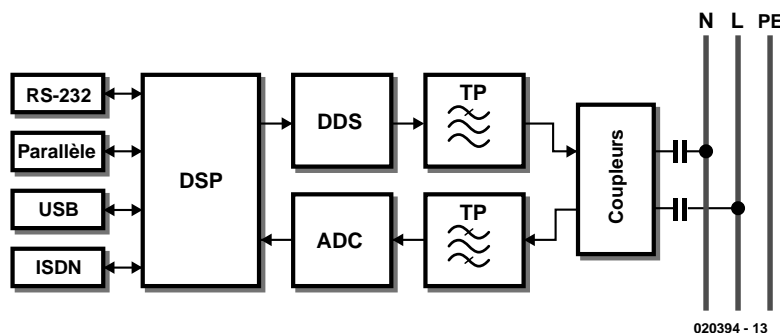


Figure 3. Schéma fonctionnel du modem PolyTrax. Pour info, N = Neutre, L = Phase et PE = Protection).

Powerline est en effet négligeable. La limitation du débit de cette méthode en restreint par contre l'utilisation aux applications domestiques car les lignes ne peuvent dépasser 100 mètres.

Le hardware des modems Powerline de PolyTrax (figure 3) comporte pour l'essentiel un DSP (*Digital Signal Processor*) très performant. La transmission est assurée par une puce DDS (*Digital Direct Synthesis*) suivie d'un filtre passe-bas. Le récepteur se compose d'un filtre de bande et d'un CAN. Un coupleur couple ou découple le signal du réseau de distribution. Ce matériel peut être utilisé partout. Les mises à jour du logiciel suffisent à tenir compte des changements d'attribution de fréquences dans n'importe quel pays. Même les dernières améliorations de la méthode de modulation peuvent être chargées de cette façon dans les modems.

Technologie Powerline entre 150 kHz et 30 MHz

Pour atteindre un débit de l'ordre du

Mbits/s, il est indispensable de choisir une limite supérieure du signal H.F. dépassant 150 kHz. Toutefois, l'atténuation et le rayonnement électromagnétique des transmissions par lignes peuvent augmenter considérablement avec la fréquence en fonction de la structure du câble. La figure 4 reproduit le comportement typique de l'atténuation dans un câble pour courant fort long de 1 km. On pourrait concevoir d'augmenter la puissance de transmission pour compenser cette forte atténuation. Mais le rayonnement des lignes – qui ne sont pas blindées – cause de fortes perturbations dans les services de radiocommunication utilisant ces fréquences. Il ne reste donc plus qu'à trouver des méthodes de modulation plus efficaces à faible puissance de transmission.

Par ailleurs, des perturbations se produisent aussi dans le réseau de distribution lui-même : il règne tout d'abord un certain niveau de bruit dans le domaine de fréquence PLC de 150 kHz à 30 MHz inhérent aux nombreux appareils raccordés au secteur. On peut aussi rencontrer

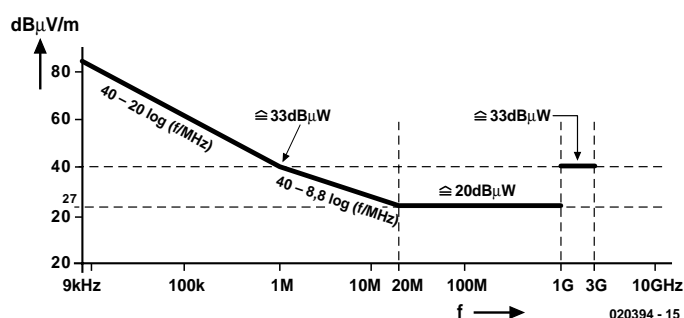


Figure 5. Limite NB30 en dBuV/m mesurée à 3 m de distance.

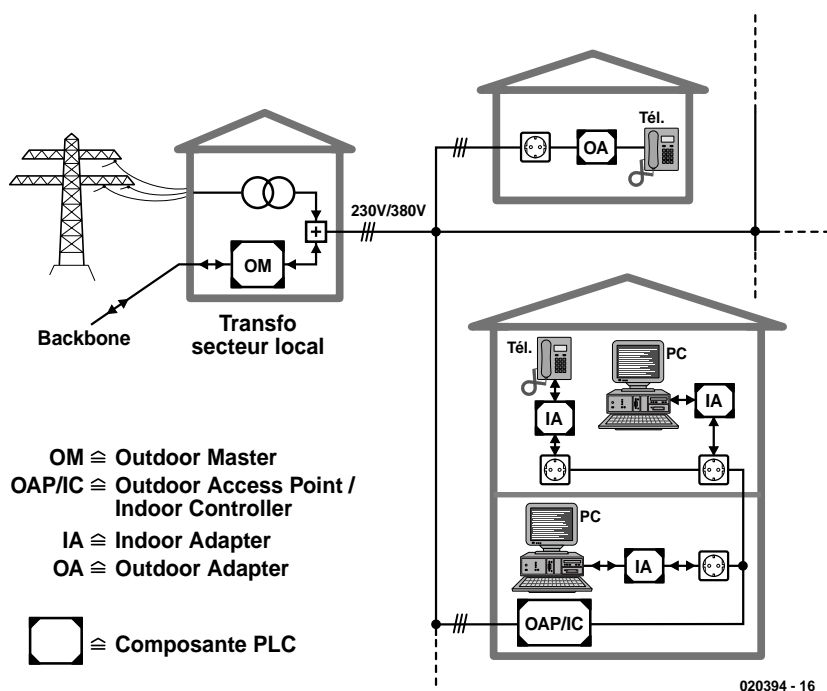


Figure 6. Système PLC à composants ASCOM.

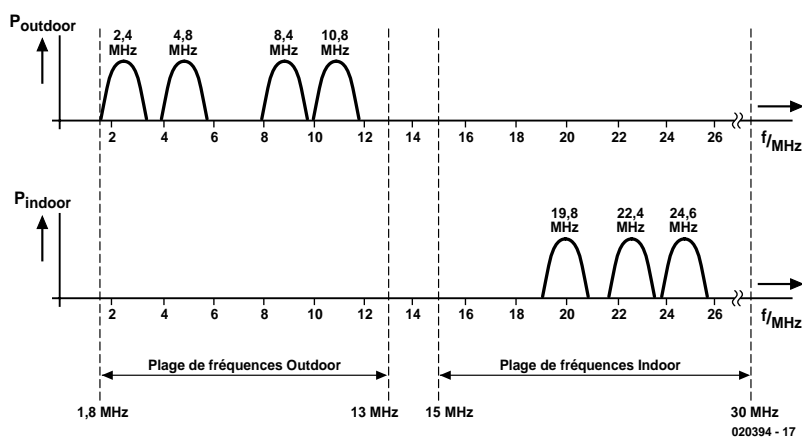


Figure 7. Plages de fréquence utilisées dans la méthode PLC d'ASCOM.

des porteuses à bande étroite échappées la plupart du temps d'émetteurs de radiodiffusion. Les alimentations à découpage, les écrans, etc. émettent périodiquement des impulsions parasites qui ne sont pas en synchronisme avec les 50 Hz du secteur. Mais les perturbations en synchronisme avec la fréquence du secteur ne manquent pas à l'appel : pensons aux atténuateurs et autres commandes par découpage de phase. Terminons ce tour d'horizon par les processus d'enclenchement et de déclenchement sur le réseau

qui produisent des impulsions de forte puissance. Ces impulsions empêchent momentanément toute transmission ; il faut donc envoyer les données par paquets de taille réduite qui peuvent être retransmis en cas d'erreur constatée par le récepteur (procédé ARQ, *Automatic Repeat Request*).

Conditions d'utilisation : l'exemple allemand NB30

Pour protéger les services de radio-communication sur ondes courtes

des rayonnements inévitables évoqués plus haut, il est nécessaire de fixer les limites auxquelles les méthodes Powerline en développement doivent être soumises. Ces nouvelles dispositions, édictées par les autorités réglementaires des télécommunications et de la poste (abréviation : RegTP), et baptisées NB30 (abréviation de « Nutzungsbedingung », conditions d'exploitation) ont été approuvées en mars 2001 par le Bundesrat allemand et sont entrées en vigueur le premier juillet 2001. Elles définissent les valeurs qu'un câble transportant un signal Powerline ne doit pas dépasser. Celles-ci, représentées dans la **figure 5**, sont mesurées à 3 mètres de distance au moyen d'un dispositif conçu spécialement (bande passante 10 kHz, détecteur de crête).

Nouveaux procédés de transmission PLC

Après avoir décrit le procédé PLC de PolyTrax conforme à EN50065, passons aux 2 autres approches des entreprises Ascom et Main.net, lesquelles reposent sur l'utilisation du domaine de fréquence se terminant à 30 MHz. Nous donnerons ensuite un aperçu des principaux fournisseurs d'accès Powerline à Internet.

La méthode Ascom

L'entreprise helvétique Ascom (www.ascom.ch) est un des principaux fabricants de techniques PLC comme moyen d'assurer la liaison du « dernier kilomètre » entre, par exemple, Internet et le domicile. Ascom traite les domaines « Extérieur » et « Intérieur » (*Outdoor* et *Indoor*) de façon complètement séparée. C'est pourquoi chacun d'entre eux possède son propre réseau PLC entre lesquels un module installé dans le boîtier du compteur électrique du client assure la liaison. Voici la liste (minimale) des appareils PLC qu'il faut acquérir pour réaliser un système PLC Ascom (**figure 6**) :

- Outdoor Master
- Outdoor Access Point / Indoor Controller
- Indoor Adapter

Le Outdoor Master (OM) se trouve généralement dans la station transformatrice locale et convertit les flux de données entre PLC et une dérivation dorsale (fibre, DSL, faisceau dirigé...).

Le Outdoor Access Point / Indoor Controller (OAP/IC), monté dans le boîtier du compteur électrique du client, effectue la conversion entre réseau extérieur (*Outdoor*) et réseau intérieur (*Indoor*). Il joue le rôle de maître (Master) du réseau intérieur. La portée de

l'OAP/IC est de 500 mètres à l'extérieur et de 100 mètres au niveau du câblage domestique. Il peut gérer jusqu'à 4 adaptateurs d'intérieur. Chaque connexion de données au réseau PLC domestique nécessite un « Indoor Adapter » (IA). Celui-ci possède 3 interfaces standardisées : Ethernet, USB et a/b (téléphone). Selon le fabricant, la portée atteint 100 mètres.

Outre ces 3 composants de base, Ascom propose toute une série d'appareils PLC pour utilisation spéciale. La figure 6 ci-dessus présente un exemple d'application : le raccordement d'un seul téléphone au réseau extérieur. Il serait quelque peu exagéré d'installer un OAP/IC pour un seul adaptateur d'intérieur. C'est pourquoi Ascom offre aussi un « Outdoor Adapter » (OA) permettant de se raccorder directement au réseau extérieur.

Ascom utilise des plages de fréquence différentes pour les réseaux PLC Indoor et Outdoor : Étant donné, comme nous l'avons vu plus haut, que l'atténuation dans les câbles augmente fortement avec la fréquence, on utilise des fréquences peu élevées dans le réseau extérieur, plus étendu. Les porteuses des signaux individuels sont situées entre 1,6 MHz et 13 MHz. Le réseau intérieur, moins étendu peut, par contre, fonctionner à des fréquences élevées entre 15 MHz et 30 MHz. Alors que les réseaux extérieurs doivent couvrir jusqu'à 500 m, la distance entre les installations intérieures et la prise la plus éloignée ne dépasse en principe jamais 100 m, la distance dépendant en premier lieu de la topologie du « réseau » domestique. Trop de branchements et de dérivations et adieu la portée !

La **figure 7** montre des fréquences typiques de signaux individuels. Elles sont choisies de manière à empiéter le moins possible sur les bandes de fréquence des radioamateurs et de la radiodiffusion. Chaque signal partiel est large de 2 MHz et les signaux individuels sont écartés de 0,6 MHz. Les appareils Ascom comportent des paramètres programmables à cet effet.

Les porteuses sont modulées en GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) ; l'information se trouve dans la position de phase du signal. L'enveloppe du signal modulé est constante, un avantage dans la technique des amplificateurs H.F. On peut tolérer un certain taux de compression dans les amplificateurs de puissance, ce qui est par contre interdit dans le cas de la modulation d'amplitude en quadrature comme 16QAM ou 64QAM et provoquerait des erreurs de bits. Trois des quatre signaux possibles sont simultanément utilisés dans le réseau extérieur, tandis que ce sont toujours les 3 porteuses indiquées dans le réseau intérieur. Chaque signal partiel peut transmettre

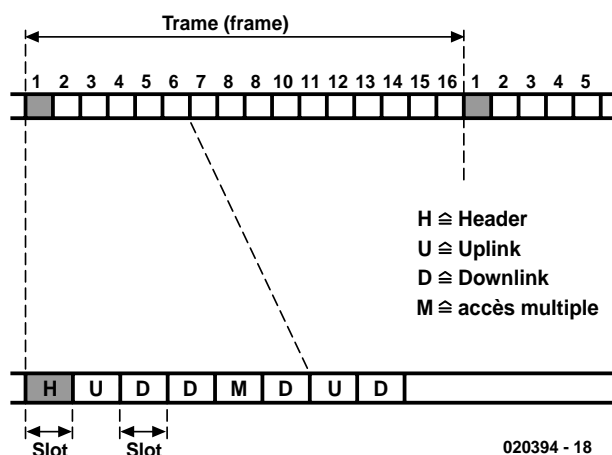


Figure 8. Structure des trames dans la méthode PLC d'ASCOM.

750 kbits/s (avec FEC) et 1,5 Mbits/s (sans FEC), car la protection contre les erreurs (FEC = *Forward Error Correction*, un codage Viterbi à taux $R = 1/2$) est désactivée lorsque le canal est « propre ». Il est donc possible de transmettre à 4,5 Mbits/s lorsque les conditions sont optimales dans les 2 réseaux. Notons toutefois que cette capacité totale doit, dans le cas du réseau extérieur, être répartie entre tous ses participants. Il se pourrait donc que chacun d'entre eux, selon la période de la journée, ne reçoive guère plus de 500 kbits/s. Le flux des données de chaque signal partiel est divisé en trames (frame) de 16 tranches (slot), chacune de celles-ci comportant 64 bits utiles. Les trames sont composées d'une tranche servant d'en-tête et de 15 tranches de données pour la liaison montante (Uplink) ou descendante (Downlink), comme on le voit dans la **figure 8**. Uplink est donc la direction de transmission de l'adaptateur d'intérieur (Indoor Adapter) au contrôleur d'intérieur (Indoor Controller), Downlink correspond à la transmission du contrôleur d'intérieur à l'adaptateur. Il est important pour le réseau PLC que les nouveaux adaptateurs d'intérieur, ou ceux que l'on raccorde à une prise différente, s'annoncent d'eux-mêmes au réseau intérieur et participent au transfert des données sans intervention de l'utilisateur (caractéristique *Plug-and-Play*, prêt à l'emploi). Pour ce faire, le maître distribue régulièrement des tranches d'accès multiple. Il enregistre pendant cet intervalle

de temps les éventuelles demandes de connexion de nouveaux adaptateurs d'intérieur. Le réseau extérieur comporte bien entendu une procédure similaire. La connexion SNMP (*Simple Network Management Protocol*) permet en outre au maître extérieur de contrôler et de commander intégralement le réseau ainsi que d'établir continuellement la facturation pour chaque client.

La séparation du réseau en une partie extérieure et une partie intérieure présente un avantage considérable : le réseau « domestique » peut tourner de façon autonome à débit maximum sans surcharger le réseau et le maître extérieurs. La protection des données ne pose pas non plus de problème car un simple filtrage basé sur la différence de fréquence entre réseau extérieur et réseau intérieur permet d'empêcher les signaux de celui-ci de parvenir à l'extérieur. Mentionnons pour terminer que cette séparation, loin de compliquer les choses, les simplifie, car le réseau extérieur appartient en règle générale à l'entreprise publique d'électricité tandis que le réseau domestique est la propriété du client.

Entre-temps, ASCOM a ajouté à son programme, qui comporte déjà le modem PLC initial et l'adaptateur d'intérieur, un modem PLC bien moins coûteux que le modèle haut de gamme et destiné à un marché de masse.

(020394)

MAX4074/75

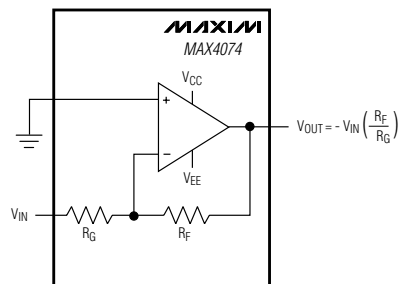
Ampli-op à gain fixe

Op Amp OTA, comparateurs

ELEKTOR

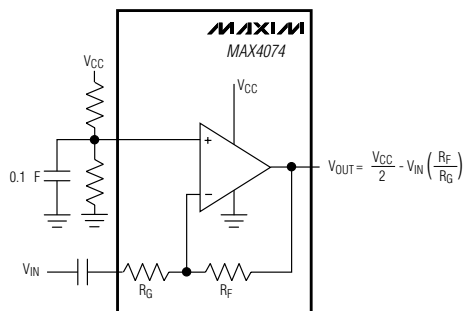
INFOCARTE 9/2003

Applications typiques :



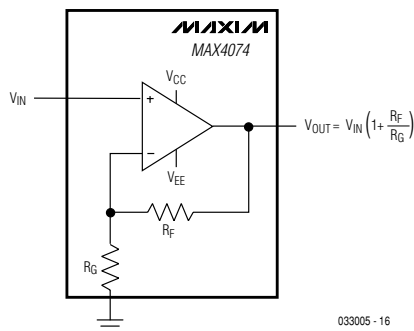
033005 - 14

a) amplificateur inverseur couplé en continu avec tension d'alimentation symétrique



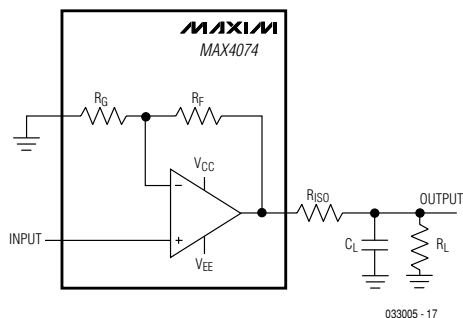
033005 - 15

b) amplificateur inverseur couplé en alternatif avec tension d'alimentation asymétrique



033005 - 16

c) amplificateur non-inverseur couplé en continu avec tension d'alimentation symétrique



033005 - 17

d) amplificateur non-inverseur couplé en continu avec tension d'alimentation symétrique pour attaque de charge capacitive

MAX4074/75

Ampli-op à gain fixe

Op Amp OTA, comparateurs

ELEKTOR

INFOCARTE 9/2003

MAX4074/75

Ampli-op à gain fixe

Fabricant :

Maxim

<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX4074-MAX4078.pdf>

Caractéristiques techniques :

- Réglage précis du gain à 0,1% près
- Existe en 54 facteurs d'amplification standards
- Le MAX4047 est proposé en boîtier SOT23 compact
- Sortie rail-à-rail attaquant 1 kΩ
- Alimentation asymétrique +2,5 à 5,5 V
- Consommation de courant 34 μA
- Produit gain x bande passante jusqu'à 4 MHz
- Protection en surtension des entrées jusqu'à ±17 V
- Stable sous charge capacitive de moins de 100 pF

Description :

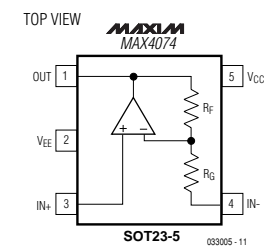
La famille GainAmp MAX4074 (simple) et MAX641/642/643 075 (double) combine un coût faible à des entrées et sortie rail-à-rail et un réglage de gain fixe par ajustage de précision au laser de résistances. Leur format compact permet de réaliser des dessins de pistes occupant peu de place. Il est possible d'envisager des erreurs de gain de 0,1% seulement. Il existe des versions de circuit intégré ayant des gains allant de -0,25 V/V à -100 V/V (inverseur) et +1,25 à +101 V/V (non inverseur). Ces amplificateurs travaillent à une tension d'alimentation asymétrique pouvant aller de +2,5 à +5,5 V, leur courant de repos ne dépassant pas 34 mA. Les GainAmps sont compensés de façon optimale pour chacun des facteurs d'amplification et ont un produit gain x bande passante pouvant aller jusqu'à 4 MHz (AV = de +25 V/V à +101 V/V). Une protection anti-surtension intégrée permet au circuit de supporter ±17 V sur chaque entrée sans que ce niveau de tension élevé ne se

traduise par des dégâts ou un courant trop important. La sortie peut être poussée jusqu'au niveau de la tension d'alimentation et peut attaquer une charge qui ne doit pas dépasser 1 kW, sans que cela n'ait d'effet sur la précision. Le fonctionnement des amplificateurs reste stable tant que la charge capacitive ne dépasse pas 100 pF. Pour les applications où l'espace est compté, le MAX4074 est proposé en boîtier SOT23-5 compact.

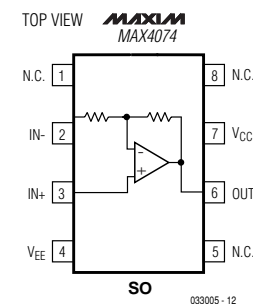
Applications types :

- Appareillage alimenté par pile
- Terminals et lecteur de code à barre
- Contrôle d'entrée sans clef
- Préamplificateur pour photodiode
- Lecteur de cartes à puce
- Récepteur infrarouge dans télécommandes
- Amplificateur détecteur de courant au secondaire (low side)

Types de boîtier :



033005 - 11



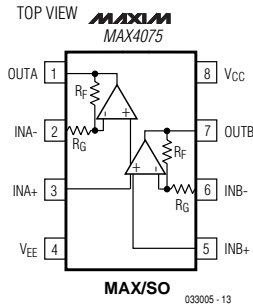
033005 - 12

MAX4074/75

Ampli-op à gain fixe

Op Amp OTA, comparateurs

ELEKTOR
INFOCARTE 9/2003



Plage de température :

MAX4074xxEUK-T	-40 à +70 °C	SOT23-5
MAX4074xxESA	-40 à +0 °C	SO8
MAX4075xxEUA	-40 à +70 °C	μMAX8
MAX4075xxESA	-40 à +70 °C	SO8

xx	Gain (V/V)		Largeur de bande -3 db en kHz
	inv.	non inv.	
AB	0,25	1,25	200
AC	0,5	1,5	136
AD	1	2	102
AE	1,25	2,25	70
AF	1,5	2,5	180
AG	2	3	135
AH	2,5	3,5	116
AJ	3	4	90
AK	4	5	80
AL	5	6	71
AM	6	7	61
AN	8	9	50
AO	9	10	90
BA	10	11	79
BB	12,5	13,5	64
BC	15	16	54
BD	20	21	40
BE	24	25	120
BF	25	26	106
BG	30	31	89
BH	40	41	67
BJ	49	50	50
BK	50	51	82
BL	60	61	66
BM	79	80	50
BN	99	100	40

Valeurs maximales

Tension d'alimentation (VCC vers VEE)	-0,3 à +6 V
Tension d'entrée (IN)	±17 V
Protection anti-court-circuit vers VEE ou VCC permanente	
Dissipation en mode continu (TA = 70 °C)	
SOT23-5	571 mW
μMAX8	330 mW
SO8	471 mW
Plage de température de fonctionnement	-40 à +85 °C
Température de jonction	+150 °C

MAX4074/75

Ampli-op à gain fixe

Op Amp OTA, comparateurs

ELEKTOR
INFOCARTE 9/2003

Caractéristiques

(VCC = +2,5 à 5,5 V, VEE = 0, VIN+ = VIN- = VCC/2, RL = ∞ vers VCC/2, TA = TMIN à TMAX, sauf mention contraire. Ces valeurs typiques s'entendent pour VCC = +5 V et TA = +25 °C)

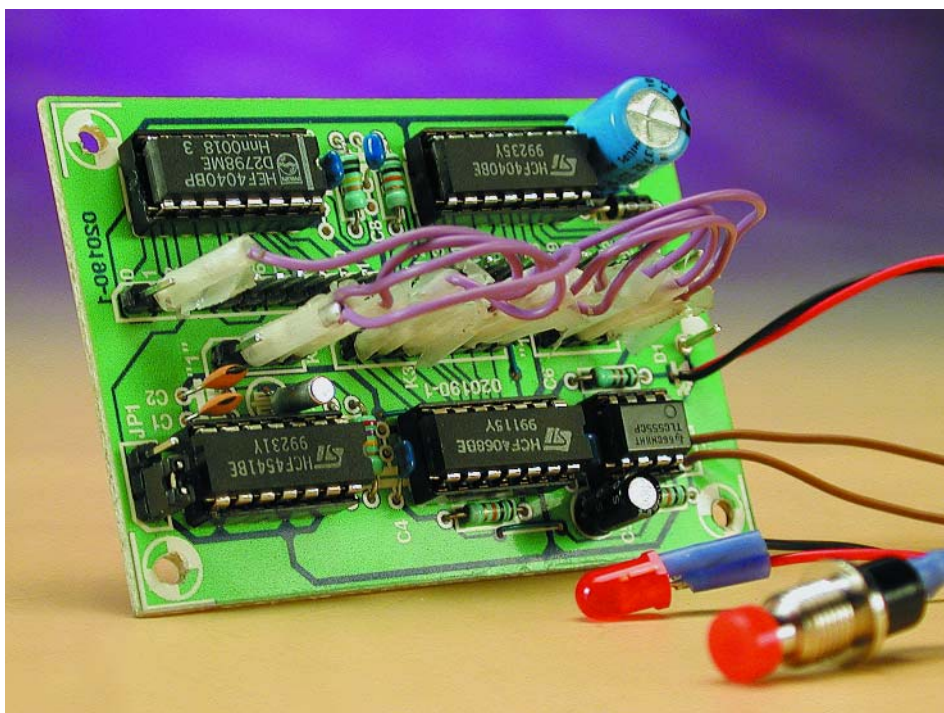
Paramètre	Symbole	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
Plage des tensions d'alimentation	VCC		2,5		5,5	V
Consommation de courant par amplificateur	ICC	VCC = 5 V VCC = 3 V		37 34	55	μA
Tension d'offset d'entrée	VOs	RL = 1 MΩ		0,2	3,5	mV
Dérive de la tension d'offset d'entrée				0,3		μV/K
Courant de polarisation d'entrée	IIN+			0,8	1000	pA
Résistance de l'entrée inverseuse	RIN	AV < +25 V/V AV ≥ +25 V		300 80		kΩ
Résistance de l'entrée non-inverseuse	RIN+			1000		MΩ
Plage des tensions d'entrée positives	IN+		VEE-0,15		VCC-1,2	V
Plage des tensions d'entrée négatives	IN-			±15		V
Taux de réjection de la tension d'alimentation	PSRR	VCC = 2,5 à 5,5 V	70	96		dB
Impédance de sortie	ROUT			0,2		Ω
Courant de court-circuit		vers VCC		5		mA
		vers VEE		-22		mA
Excursion de la tension de sortie	RL = 1 MΩ	VCC-VOH		0,5	2,5	mV
		VOL-VEE		0,4	2,5	mV
	RL = 10 kΩ	VCC-VOH		25	150	mV
		VOL-VEE		11	80	mV
	RL = 1 kΩ	VCC-VOH		300	1000	mV
		VOL-VEE		100	600	mV
Temps d'activation		sortie à 1 %		9		ms
Vitesse de montée	SR	VOU = saut 4 V		100		V/ms
Temps d'établissement (à 0,01 %)		VOU = saut 4 V		60		μs
Densité de bruit de la tension d'entrée	en	f = 5 kHz		150		nV/√Hz
Densité de bruit du courant d'entrée		f = 5 kHz		500		fA/√Hz
Stabilité en face de charge capacitive	CLOAD	sans oscillations non-atténuées		500		pF
Erreur de gain		(VEE+25 mV) < VOUT < (VCC-25 mV), RL = 1 MΩ	TA = 25 °C	0,01	1,0	%
			TA = TMIN à TMAX		1,2	%
Largeur de bande -3 dB	BW(-3dB)	AV = +1,25 V/V		200		kHz
		AV = +3 V/V		90		
		AV = +5 V/V		80		
		AV = +10 V/V		90		
		AV = +25 V/V		120		

Semainier / mensuel

Pense-bête au long cours

d'après une idée de Doug Pratt

À l'inverse des minuteries traditionnelles, ce montage-ci fait preuve d'une mémoire d'éléphant. Deux 4040 vous programment le futur jusqu'à 194 jours d'avance, autant dire six mois ! On peut choisir pratiquement n'importe quelle période intermédiaire et le plus étonnant, par les temps qui courent, c'est qu'il y réussit sans microprocesseur !



Quasiment tous les temporisateurs servent de minuteur de cuisson, de compte-pose ou d'avertisseur de dépassement du temps de stationnement. Ils vont donc de quelques minutes à quelques heures. Mais que faire si vous ne voulez pas rater le jour des poubelles, votre prochain rendez-vous chez le coiffeur ou chez le dentiste ? Il ne vous reste que l'agenda, parce que des temporisateurs à si long terme n'existent pas. Ou plutôt n'existaient pas ! Puisque le montage décrit aujourd'hui

fait exception à la règle : vous pouvez le programmer pour une période qui va de 2 à 16 777 216 secondes !

Électronique simple

La **figure 1** reproduit le schéma du temporisateur. Cinq circuits intégrés, pas un de plus, et très peu de composants discrets. Du point de vue

fonctionnel, on peut scinder le montage en trois parties : un oscillateur, un diviseur commutable et une bascule qui allume une LED comme témoin de ce que le temps est écoulé. Mais vous pourrez bien sûr y adjoindre un vibreur acoustique ou tout ce que vous voulez.

Comme oscillateur, nous y trouvons IC1 et ses composants annexes. C'est un 4541, une puce CMOS un peu moins célèbre que ses congénères, que le fabricant décrit comme temporisateur programmable. En effet, avec l'oscillateur voisine un compteur binaire à 16 étages, réglable au moyen des broches A et B. Nous avons pris un facteur de division de 2^{16} , si bien qu'en partant d'une fréquence de quartz (X1) de 32 768 Hz, nous obtenons du 0,5 Hz, donc une période de deux secondes. L'impulsion de 2 s sert de signal d'entrée à un train de diviseurs composé de deux compteurs binaires à 12 étages, des 4040 (IC2 et IC4). Ils sont reliés en cascade en réunissant Q11, la dernière sortie de IC2, à l'entrée d'horloge (CLK) de IC4. Combinés, les deux 4040 donnent un facteur de division de 2^{24} , ce qui nous amène effectivement à une temporisation maximum de 16 777 216 secondes. Si vous avez sorti votre calculatrice (scientifique) pour vérifier nos assertions, vous allez peut-être

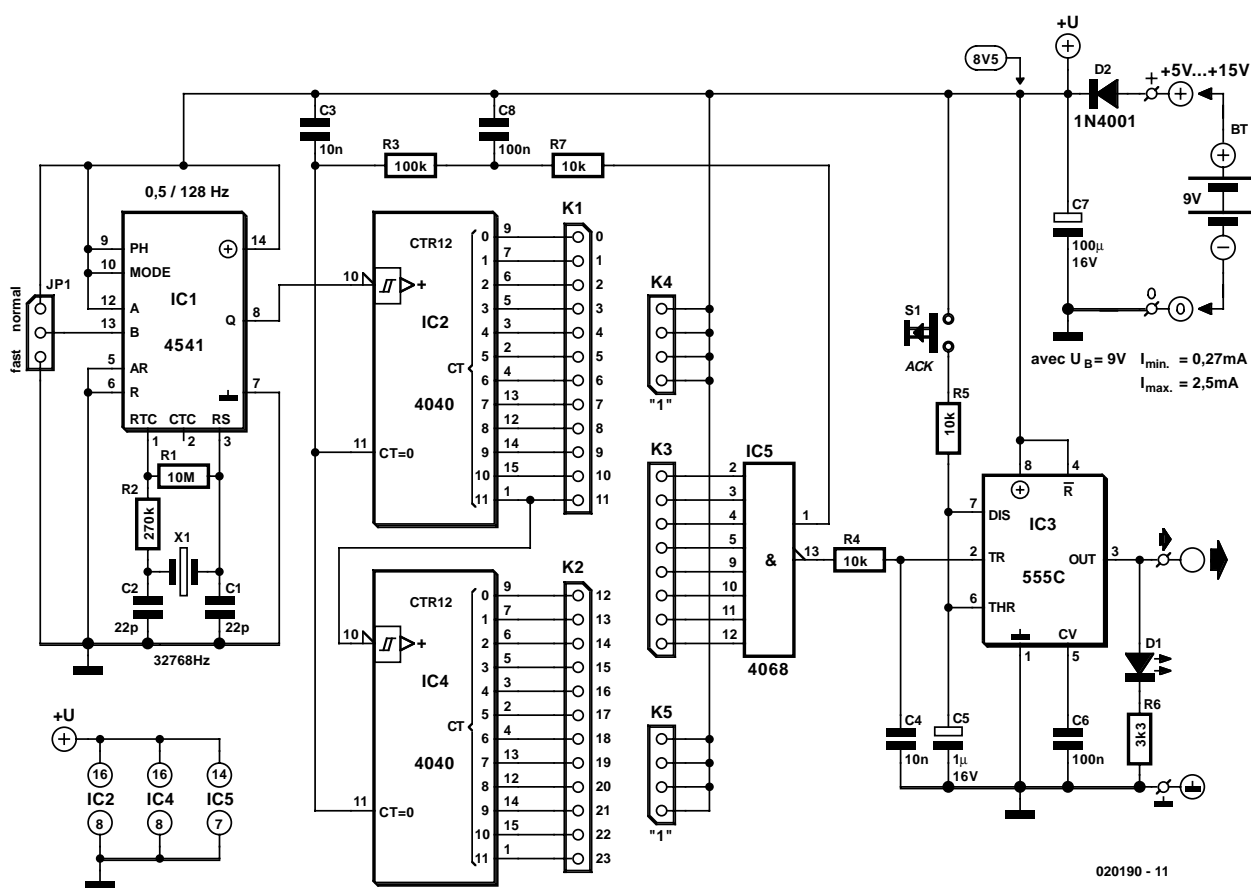


Figure 1. Une ribambelle de compteurs binaires va nous permettre de programmer précis à longue échéance.

vous demander pourquoi pas deux fois plus, puisque nous partions de 0,5 Hz, et non de 1 Hz. C'est que la sortie du diviseur reste active jusqu'à ce que la moitié de la période soit écoulée. Eh oui !

Le train de diviseurs est suivi d'une porte ET inversé à huit entrées (IC5). Ici, K1 et K2 vous permettent de sélectionner une ou plusieurs sorties du diviseur et de les relier aux entrées de IC5 via K3, ce qui autorise la programmation de pratiquement n'importe quel période souhaitée. Déterminer quelles sorties il faut utiliser pour atteindre une certaine période se fait à l'aide d'un calcul simple, une sorte de division.

1^{ère} phase. Convertir le temps en secondes. Exemple pour une semaine : 60 s x 60 min x 24 h x 7 j = 604 800 secondes.

2^{ème} phase. Chercher dans la liste des facteurs (**tableau 1**) le nombre immédiatement inférieur à cette valeur. On trouve 524 288 qui correspond à Q6 de IC4. Calculons la différence : 604 800 – 524 288 = 80 512.

3^{ème} phase. Recommencer la phase 2 jusqu'à atteindre une différence nulle :

80 512 – 65 536 = 14 976 (sortie Q1 / IC4)
 14 976 – 8 192 = 6 784 (sortie Q0 / IC4)
 6 784 – 4 096 = 2 688 (sortie Q11 / IC2)
 2 688 – 2 048 = 640 (sortie Q10 / IC2)
 640 – 512 = 128 (sortie Q8 / IC2)
 128 – 128 = 0 (sortie Q6 / IC2)

Il faut à présent relier à la porte ET inversé (IC5) toutes les sorties trouvées et connecter au plus de l'alimentation les entrées restées libres, ce qui explique la présence de K4 et K5.

Une fois ces réglages effectués, deux événements se produisent. D'abord la transition du niveau bas vers le niveau haut de la sortie de IC5 est utilisée pour mettre à zéro les deux compteurs IC2 et IC4, à travers le double réseau R7/C8 et R3/C3. Le temps programmé commence alors à courir. En second lieu, le passage de haut à bas de la sortie inversée de IC5 qui sert à enclencher la bascule.

Tableau 1. Facteurs de division.

Broche	Nombre de secondes
K1-0 (Q0-IC2)	2
K1-1 (Q1-IC2)	4
K1-2 (Q2-IC2)	8
K1-3 (Q3-IC2)	16
K1-4 (Q4-IC2)	32
K1-5 (Q5-IC2)	64
K1-6 (Q6-IC2)	128
K1-7 (Q7-IC2)	256
K1-8 (Q8-IC2)	512
K1-9 (Q9-IC2)	1.024
K1-10 (Q10-IC2)	2.048
K1-11 (Q11-IC2)	4.096
K2-12 (Q0-IC4)	8.192
K2-13 (Q1-IC4)	16.384
K2-14 (Q2-IC4)	32.768
K2-15 (Q3-IC4)	65.536
K2-16 (Q4-IC4)	131.072
K2-17 (Q5-IC4)	262.144
K2-18 (Q6-IC4)	524.288
K2-19 (Q7-IC4)	1.048.576
K2-20 (Q8-IC4)	2.097.152
K2-21 (Q9-IC4)	4.194.304
K2-22 (Q10-IC4)	8.388.608
K2-23 (Q11-IC4)	16.777.216

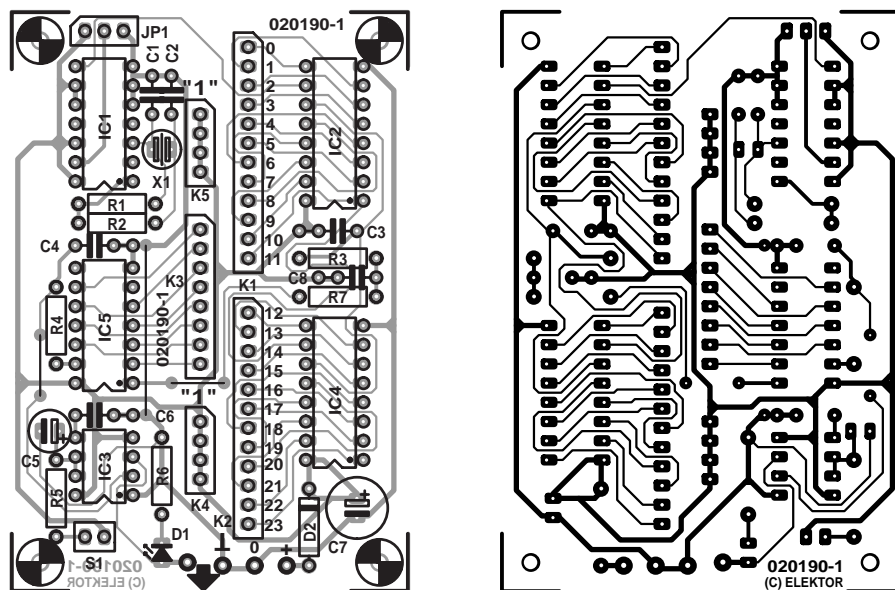
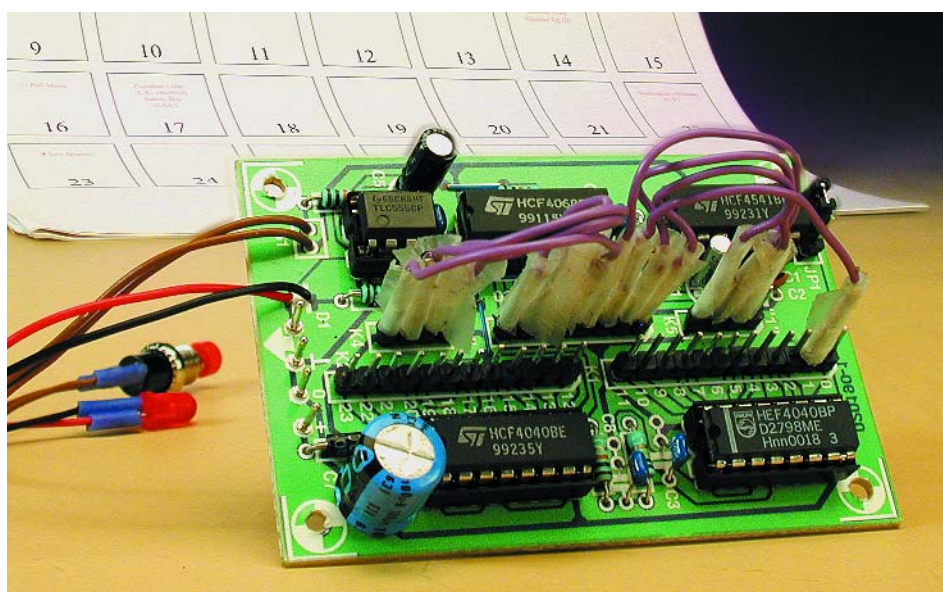


Figure 2. La carte pour le pense-bête est si petite qu'elle tiendra facilement dans cette petite boîte avec une pile de 9 V.



Ici, c'est à un 555 (IC6), branché en bistable, que nous avons fait appel. Son fonctionnement est bien simple. Il commute sur une impulsion négative appliquée à l'entrée TR- de manière à rendre la sortie haute. Lors d'une impulsion positive sur l'entrée TR+, il revient à l'état précédent. Donc à la fin de la période programmée, la sortie de IC6 devient haute et la LED D1 s'allume. À partir de cette même sortie de la bascule, vous pouvez éventuellement commander un résonateur actif ou tout autre générateur de signal. Quand on a pris connaissance de l'appel, il suffit, pour éteindre la LED, d'une pression sur S1 qui remet à zéro IC6 : une impulsion positive sera envoyée à l'entrée TR- et la bascule repasse à la position de départ.

Détails de circuit

Nous voudrions encore indiquer quelques particularités du montage. Le cavalier JP1 permet de choisir entre « fast » (rapide) et « normal ». Il s'agit d'une aide à la mise au point. En position « fast », la broche B de IC1 va à la masse, ce qui modifie le rapport de division et la fréquence de sortie sur la broche Q se voit multipliée par 128. Que de temps gagné lors des essais !

Les diviseurs utilisés opèrent en mode asynchrone, leurs cellules basculent donc les unes après les autres et il peut en résulter des impulsions parasites en sortie de la porte ET

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 MΩ
R2 = 270 kΩ
R3 = 100 kΩ
R4,R5,R7 = 10 kΩ
R6 = 3kΩ23

Condensateurs :

C1,C2 = 22 pF
C3,C4 = 10 nF
C5 = 1 μF/16 V radial
C6,C8 = 100 nF
C7 = 100 μF/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED haut rendement (2 mA)
D2 = 1N4001
IC1 = 4541
IC2,IC4 = 4040
IC5 = 4068
IC6 = 555C (type CMOS)

Divers :

JP1 = embase mâle à 3 contacts + cavalier
K1,K2 = embase mâle SIL à 1 rangée de 12 contacts
K3 = embase mâle SIL à 1 rangée de 8 contacts
K4,K5 = embase mâle SIL à 1 rangée de 4 contacts
S1 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail
X1 = quartz 32,768 kHz
alimentation : pile 9 V-avec connecteur à pression

inversé IC5, avec pour conséquence des erreurs de chronométrie. C'est la raison de la présence d'un réseau RC (R4/C4) qui étouffe ces perturbations. Le retard occasionné par chaque bascule de diviseur dépend en partie de la tension d'alimentation et peut varier entre 50 et 100 ns par cellule. Peu de chose en comparaison d'un délai de six mois, mais quand on totalise les retards sur IC2 et IC4, on peut arriver à 24 x 100 ns, or 2,4 μs c'est déjà une impulsion significative.

Mais sur la sortie non inversée, qui sert à mettre à zéro les diviseurs, on peut aussi rencontrer ce genre de parasites. Il y faut donc également un réseau RC, mais là, il en résulterait une transition trop lente du signal. Si les deux diviseurs ne sont pas identiques – et ils ne le seront évidemment jamais – un des comp-

teurs risque d'être mis à zéro alors que sur l'autre, le seuil logique n'a pas encore été franchi. C'est très ennuyeux, parce qu'avec la mise à zéro d'un des compteurs, l'impulsion de commande disparaît. Du coup, un des diviseurs va démarrer de zéro, l'autre repartir de l'ancien compte. On ne peut pas accepter cette situation. C'est pourquoi un second réseau RC a été intercalé (R7/C8 et R3/C3), grâce auquel le signal présente une toute autre physionomie : on y trouve une sorte de temps mort puis une impulsion quelque peu retardée. Il faut plus longtemps pour que le niveau requis soit atteint, mais surtout, le signal s'élève encore d'un demi volt à peu près, ce qui assure au second compteur une mise à zéro effective.

Construction

La **figure 2** reproduit le dessin de la platine du temporisateur. Elle n'est

pas disponible toute faite auprès des adresses habituelles (dont Publitronic Service), mais vous pouvez la commander via notre site : un lien pointe vers ThePCBShop. Mais rien ne vous empêche de la graver vous-même. Le reste de la construction est d'ailleurs un jeu d'enfant.

Si vous envisager d'utiliser ce pense-bête pour marquer une période toujours égale, vous pouvez fort bien réaliser des liaisons fixes entre K1/K2 et K3 à l'aide de ponts de câblage sur la platine. Les entrées inutilisées de IC5 seront renvoyées au positif de la même façon.

Mais si vous voulez, vous aussi, vous réserver le droit de changer d'avis concernant la durée, mieux vaut monter sur la platine des broches en barrette pour K1 à K5 et constituer une matrice dont la programmation se fera alors par de petits cordons munis aux extrémités de cosses adaptées. Il faut simplement veiller

à éviter les courts-circuits entre cosses voisines, par exemple en les isolant à l'aide de gaine thermorétractable.

L'alimentation

Ce pense-bête ne mange pas de pain, il « boit » relativement peu également : moins de 0,3 mA avec la LED éteinte et 2,5 mA dans l'autre cas. C'est heureux si l'on envisage de l'alimenter simplement sur une pile de 9 V. Avec ses 500 mAh de capacité, une alcaline peut durer deux bons mois, pour autant qu'on ne laisse pas la LED allumée trop longtemps. Mais pour un usage moins épisodique, quatre piles alcalines dans un coupleur seraient préférables surtout si l'on veut éviter d'avoir à changer la (les) pile(s) en cours de route. Pour les durées plus importantes, on pourra également envisager d'utiliser un petit adaptateur secteur. Il suffit en effet que la tension d'alimentation soit toujours comprise entre 5 et 15 V. Il va sans dire que cette dernière approche « immobilise » une réalisation que l'on voudrait, par principe, mobile.

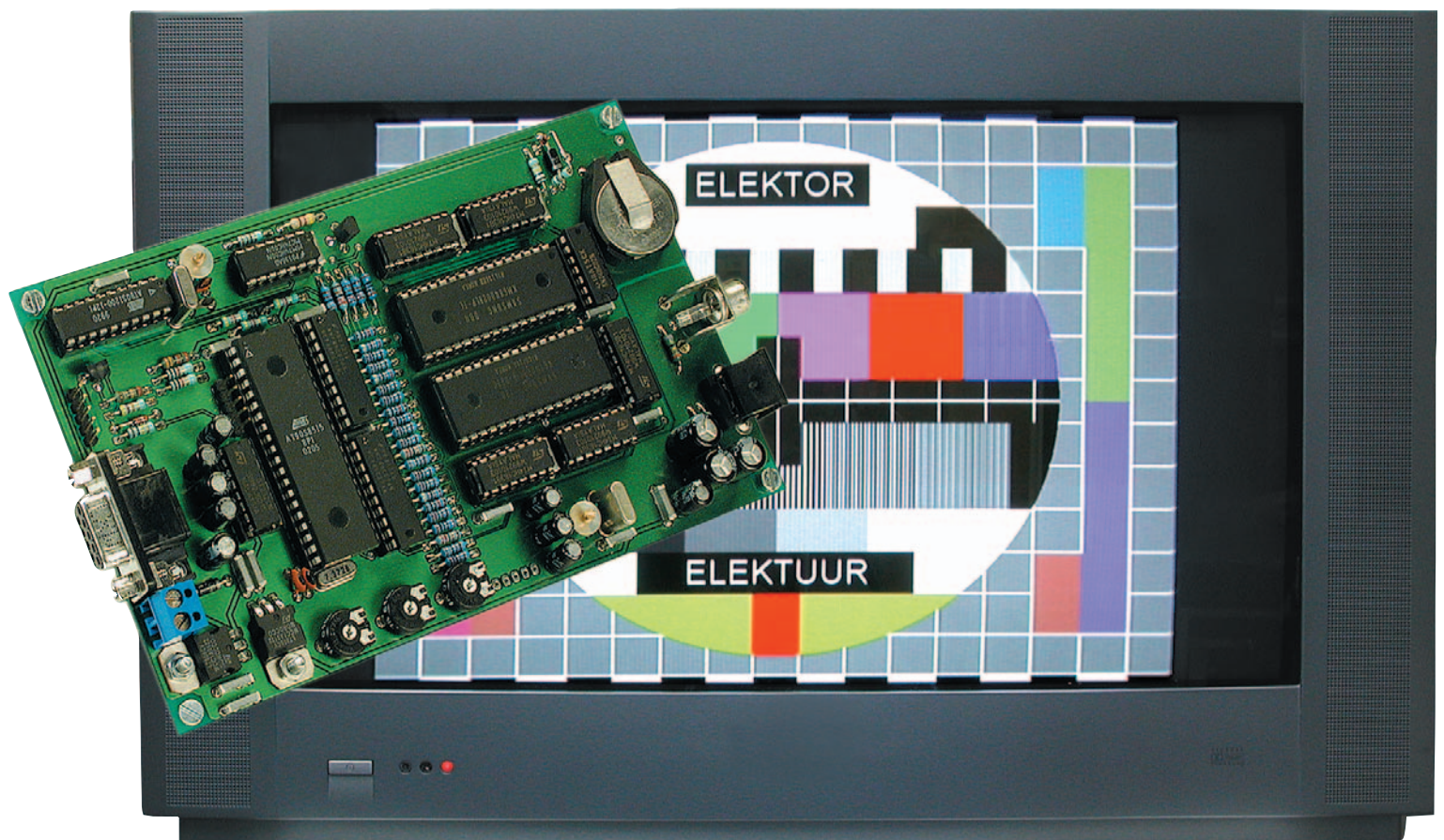
(020190)

Générateur de mire ATV

À haute résolution

Gerard Koskamp - PEISCD

À l'origine, ce générateur d'images de référence servait à diffuser des plans fixes pour la télévision d'amateur à haute résolution comme indicatif de station. Mais il peut fort bien fournir des motifs de mesure de toutes sortes. On les charge de l'ordinateur par le port sériel.



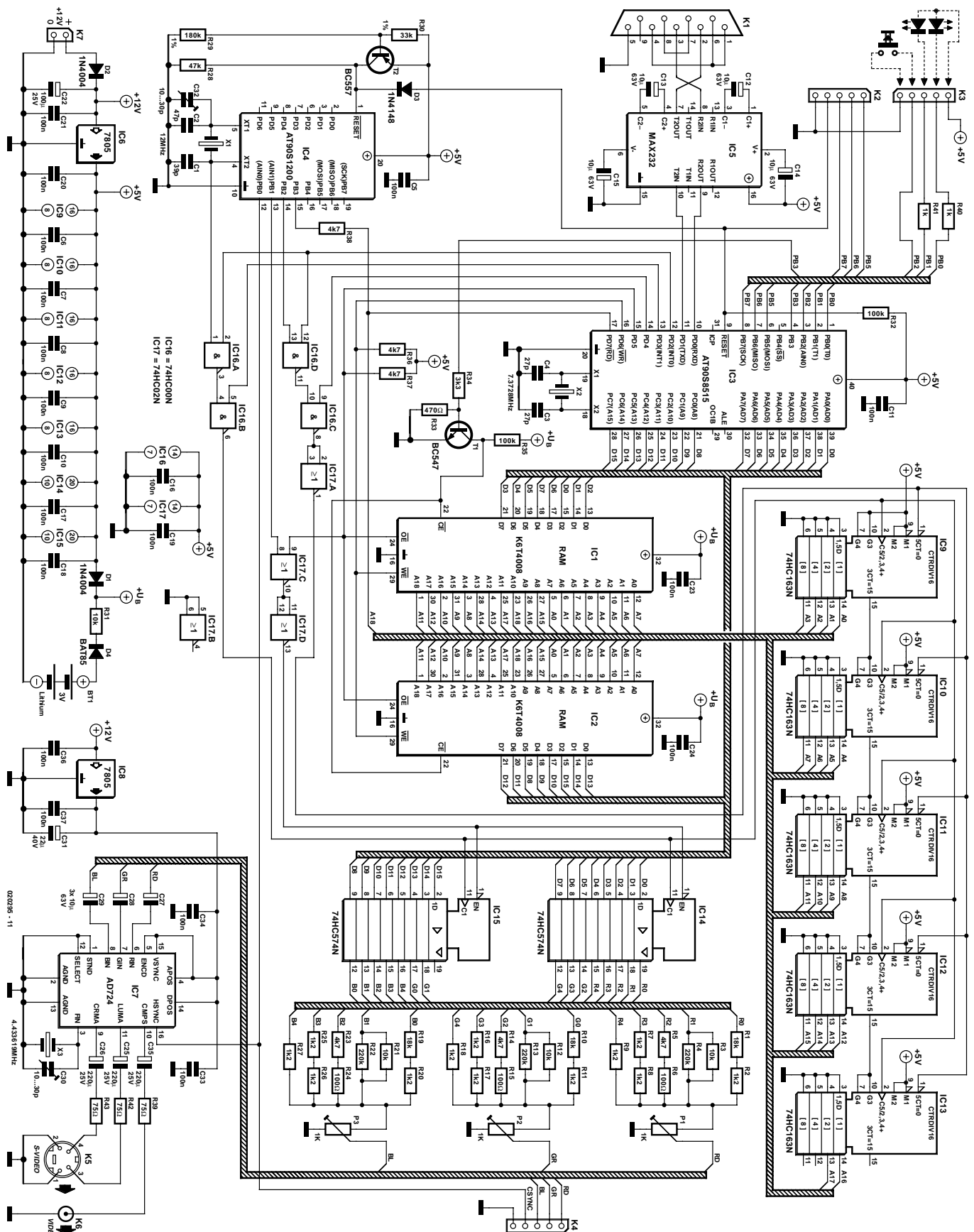


Figure 2. Mais voici le schéma complet du générateur de mire. Seuls organes d'accès, les LED et le poussoir à relier à K3.

les rend plus économes de la pile de secours (BT1), parce qu'en mode de veille, le courant baisse mais les données de l'image mémorisée restent préservées.

Le circuit basé sur T2 débranche les microcontrôleurs si la tension d'alimentation chute. La partie alimentation se compose de deux régulateurs de 5 V (IC6 et IC8) et une batterie de condensateurs de découplage. Le codeur de chrominance dispose d'une alimentation propre pour éviter l'intrusion d'impulsions parasites en provenance de la logique, la pureté du signal de sortie en est améliorée.

La diode D1 empêche que tout l'ensemble du montage ne vienne puiser tout son courant aux dépens de la pile de secours BT1 quand l'alimentation est coupée. La résistance R31 a mission de limiter le courant de BT1 et la diode D4 veille à ce qu'aucun courant de charge ne circule de IC6 vers la pile de secours. Nous avons encore ajouté la diode D2 comme sécurité contre une inversion de polarité de la tension qui ne manquerait pas de massacrer le montage, en cas d'erreur de branchement.

Construction et réglage

Monter le circuit sur la platine représentée à la **figure 3** peut prendre un certain temps, il est vrai, mais n'offre pas de vraie difficulté.

Le plus simple est de commencer par la mise en place de la partie alimentation, de brancher un adapta-

teur secteur de 12 V à la prise K7 et de vérifier que les régulateurs IC6 et IC8 délivrent effectivement une tension de 5 V. Rassuré sur la question, on peut alors installer le reste des composants. On règle les potentiomètres P1, P2 et P3 au tiers de leur valeur, environ et on n'insère la pile bouton au lithium qu'au tout dernier moment, quand le montage complet fonctionne correctement. Vous pouvez voir à la **figure 4** une photo de la platine terminée. Il faut se pencher un instant sur le circuit qui entoure le quartz X1. Il se peut que le réglage exact sur 12 MHz ne soit pas possible. En ce cas, il y a lieu de changer le condensateur C2, passer de 27 pF à 39 pF ou 47 pF, par exemple. Pas de souci à se faire si la fréquence obtenue n'est pas exactement de 12 MHz, l'écart ne sera jamais que de 100 ou 200 Hz, à peu près et le montage fonctionnera parfaitement.

Lorsque la construction est terminée et le

La fabrication des signaux de synchronisation

Générer les signaux de synchronisation (la synchro), c'est ici l'affaire d'un microcontrôleur du type AT90S1200. Scandé à 12 MHz, il est capable d'effectuer près de 12 millions d'instructions par seconde, une vitesse peu commune qui le rend apte à élaborer des signaux de synchro. Il s'agit d'un travail de précision, mais voyons d'abord à quoi ils ressemblent.

Un signal de télévision selon la norme PAL totalise 625 lignes répétées 25 fois par seconde. Comme une image à récurrence d'un vingt-cinquième de seconde est très fatigante pour l'œil, on utilise un truc pour qu'elle soit renouvelée 50 fois par seconde à l'écran. On la divise en deux trames d'une demi-image. On balaye d'abord les lignes impaires, puis toutes les lignes paires.

Répéter 25 fois par seconde 625 lignes nous mène à tracer 15 625 lignes chaque seconde. Une ligne dure 64 μ s. Chacune a besoin d'une impulsion de synchronisation pour apparaître exactement à la place voulue sur écran, ce sont les **impulsions de synchronisation horizontale** (cf. **figure A**).

Mais le téléviseur doit aussi savoir quand commencer une nouvelle image en haut de l'écran, il faut pour cela **des impulsions de synchronisation verticale**. Elles sont un peu plus compliquées et reviennent toutes les 312,5 lignes d'image. La synchro verticale couvre chaque fois 7,5 lignes de balayage et ne peut donc contenir aucune information d'image (cf. **figure B**).

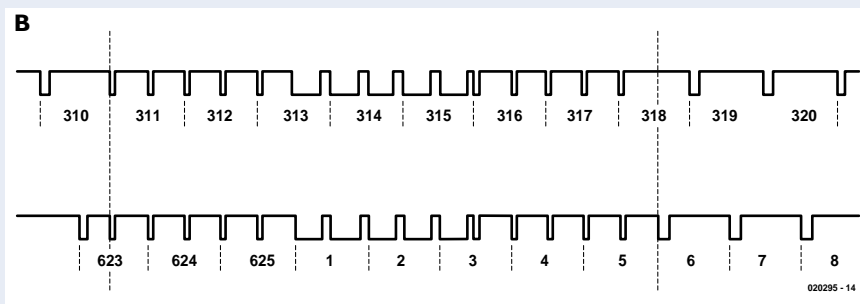
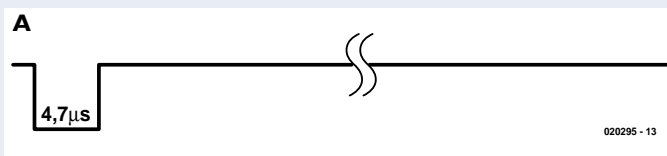
On utilise plusieurs sortes d'impulsions dans la synchronisation verticale. Vous en trouverez deux à la figure B. La première reste basse 27,3 μ s et 4,7 μ s haute et la seconde 2,4 μ s en bas et 29,6 μ s en haut.

Nous devons réaliser tout cela à l'aide d'un microcontrôleur. Continuellement, son compteur à 8 bits produit une interruption toutes les 16 μ s. Le logiciel n'en utilise qu'une sur deux, il exécute donc une portion de programme toutes les 32 μ s. Il compte donc en demi-lignes et il y en a quatre sortes.

Dans une ligne de type 0, il se produit un événement en rapport avec la synchro.

Une ligne de type 1 comporte une impulsion de 2,4 μ s au niveau bas pour la synchro verticale. Le type 3 est une ligne dont le niveau reste bas durant 27,3 μ s qui sert, elle aussi, à la synchro verticale. Le logiciel vérifie à chaque ligne quel sera le prochain type de ligne à fabriquer et donc bouclera après 1 250 demi-lignes.

Le microcontrôleur fournit aussi un signal pour indiquer si la ligne est paire ou impaire. Le générateur de mire l'utilise pour analyser les images à haute résolution. Si ce signal est absent, le générateur de mire travaille en basse résolution et la ligne paire reproduit les mêmes informations d'image que la ligne impaire précédente. Le microcontrôleur s'arrange aussi pour que la synchro ne disparaisse à aucun moment, même s'il y a des ratés du côté des informations en provenance de la SRAM.



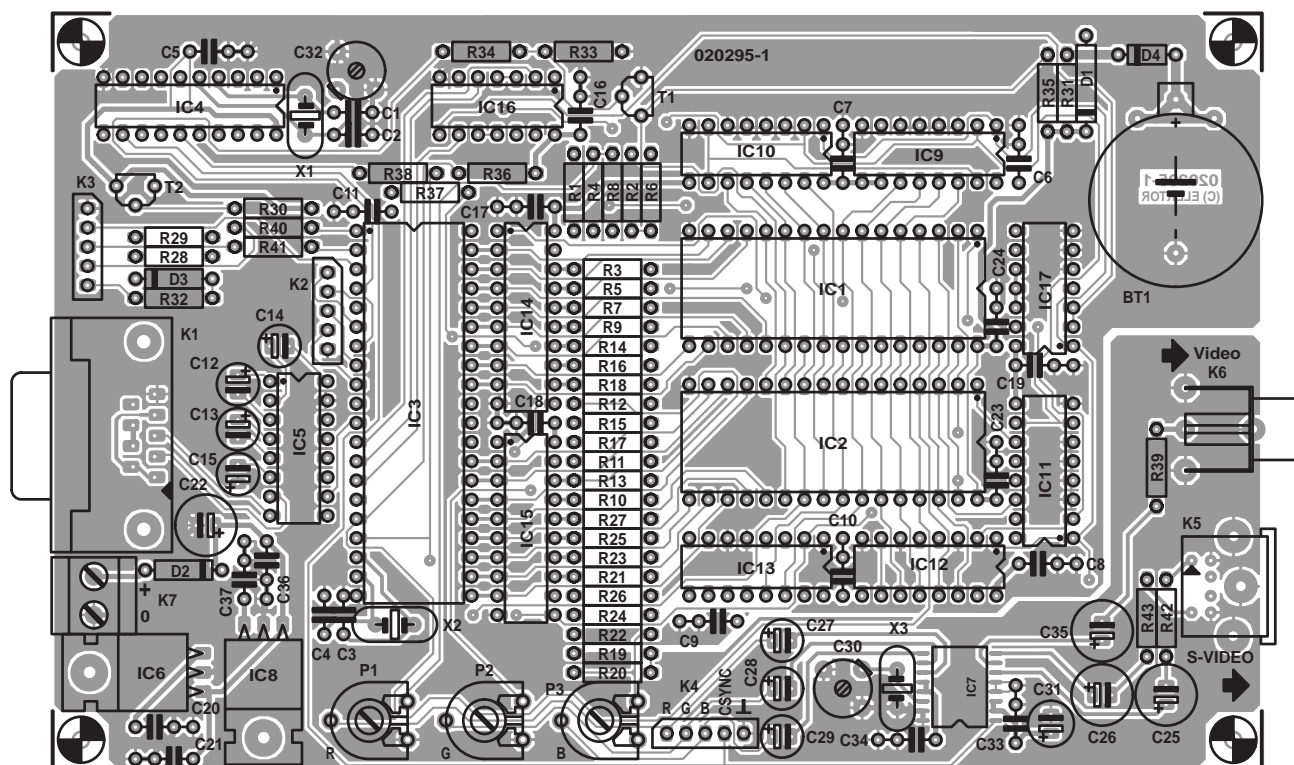


Figure 3. Pour un montage d'une ampleur certaine, peu de soucis de construction, grâce à une astucieuse platine.

Liste des composants

Résistances :

R1, R10, R19 = 18 kΩ
 R2, R7 à R9, R11, R16 à R18, R20, R25 à R27 = 1 kΩ
 R3, R12, R21, R31 = 10 kΩ
 R4, R13, R22 = 220 kΩ
 R5, R14, R23, R36 à R38 = 4 kΩ
 R6, R15, R24 = 100 Ω
 R28 = 47 kΩ
 R29 = 180 kΩ/1 %
 R30 = 33 kΩ/1 %
 R32, R35 = 100 kΩ
 R33 = 470 Ω
 R34 = 3 kΩ
 R39, R42, R43 = 75 Ω
 R40, R41 = 1 kΩ
 P1 à P3 = ajustable 1 kΩ

Condensateurs :

C1 = 39 pF
 C2 = 47 pF
 C3, C4 = 27 pF
 C5 à C11, C16 à
 C21, C23, C24, C33, C34, C36, C37 = 100 nF
 C12 à C15, C27 à C29 = 10 µF/63 V radial
 C22 = 100 µF/25 V radial

C25, C26, C35 = 220 µF/25 V radial
 C30, C32 = ajustable 10 à 30 pF
 C31 = 22 µF/40 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4004
 D3 = 1N4148
 D4 = BAT85
 IC1, IC2 = K6T4008C IC-DB70 (CMOS SRAM, 32-DIP, 512k*8, 70 ns) Samsung
 IC3 = AT90S815-8PC (Atmel programmé **EPS 020295-41**)*
 IC4 = 1x AT90S1200-12PC (Atmel programmé **EPS 020295-42**)*
 IC5 = ST232CN (STMicroelectronics, compatible MAX232)
 IC6, IC8 = 7805
 IC7 = AD724JR (SOIC 16 broches !, Analog Devices)
 IC9 à IC13 = 74HC163
 IC14, IC15 = 74HC574
 IC16 = 74HC00
 IC17 = 74HC02
 T1 = BC547C
 T2 = BC557B

Divers :

BT1 = pile-bouton au lithium 3 V telle que, par exemple, CR2032 + porte-pile encartable (diamètre 22,75 mm)
 K1 = embase sub-D 9 points femelle encartable
 K2 à K4 = embase autosécable à 1 rangée de 5 contacts
 K5 = embase mini-DIN femelle S-VIDEO à 4 (ou 6) broches encartable
 K6 = embase Cinch encartable telle que, par exemple, T-709G (Monacor)
 K7 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm
 X1 = quartz 12 MHz (résonance parallèle, $C_{load} = 30$ pF)
 X2 = quartz 7,372 8 MHz (résonance parallèle, $C_{load} = 30$ pF)
 X3 = quartz 4,433 619 MHz (résonance série, $C_{load} = 30$ pF)

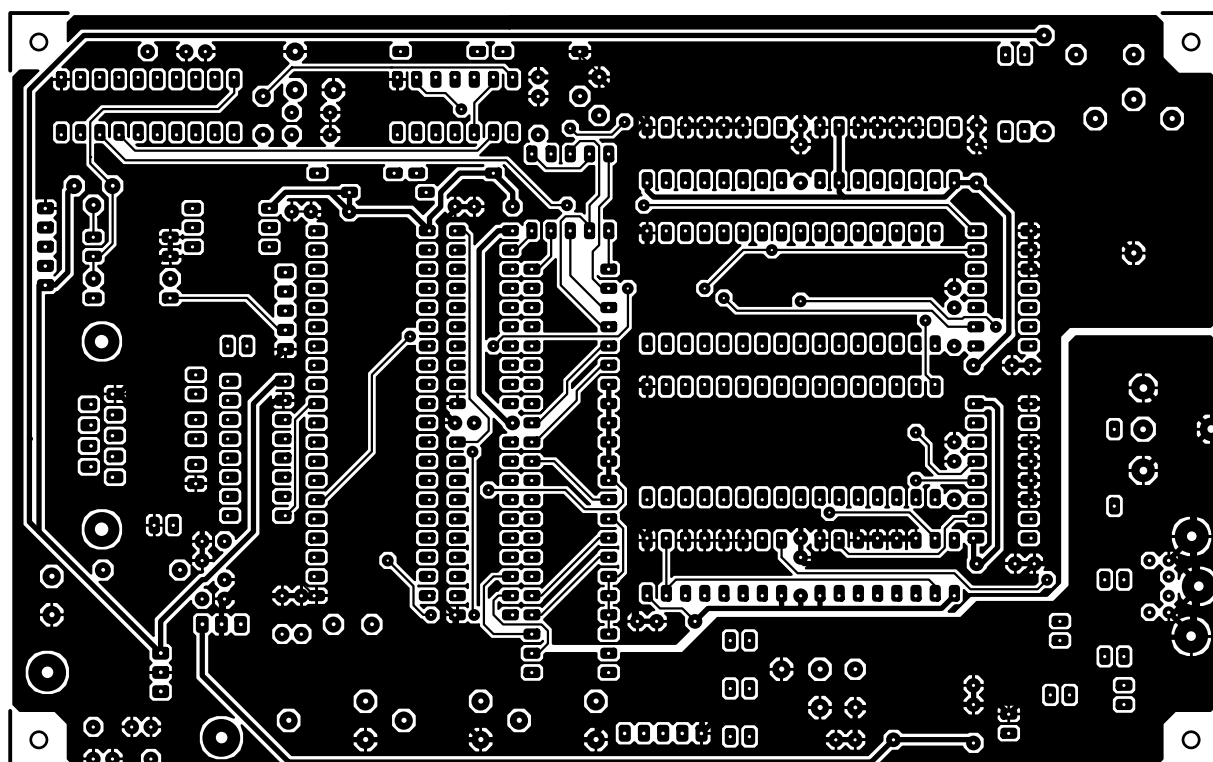
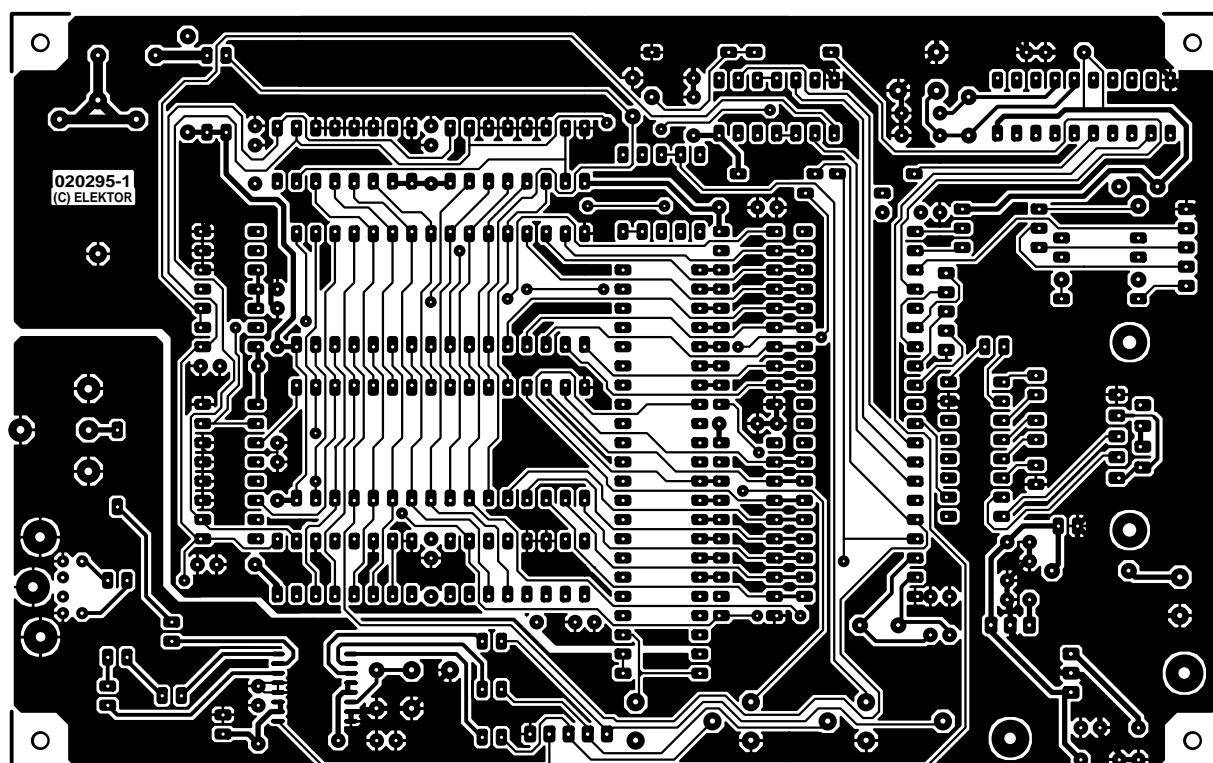
Hors-platine :

2 LED à haut rendement (*high efficiency*)
 bouton-poussoir unipolaire à contact travail

réglage à 12 MHz effectué, vous pouvez raccorder au connecteur K3 deux LED et un bouton poussoir comme indiqué à la figure 2. En branchant ensuite la tension d'alimentation,

vous verrez l'une ou les deux LED s'allumer. Commutez alors le générateur de mire en mode de test par une pression de plusieurs secondes

sur le bouton. Après passage en mode de test, les LED vont s'allumer brièvement à tour de rôle et l'une d'elles restera allumée.



Vous pouvez à présent relier le générateur au téléviseur. Si tout va bien, vous verrez apparaître à l'écran des bandes de couleur, des teintes de

gris ou un mélange des deux. Si vous obtenez un panaché de bandes colorées et grises, agissez sur le condensateur d'ajustage C30 pour atteindre

une image en couleur stable. Les coloris peuvent encore vous sembler bizarres, c'est le moment de régler les potentiomètres P1, P2 et P3. Le plus simple, c'est de brancher la sor-

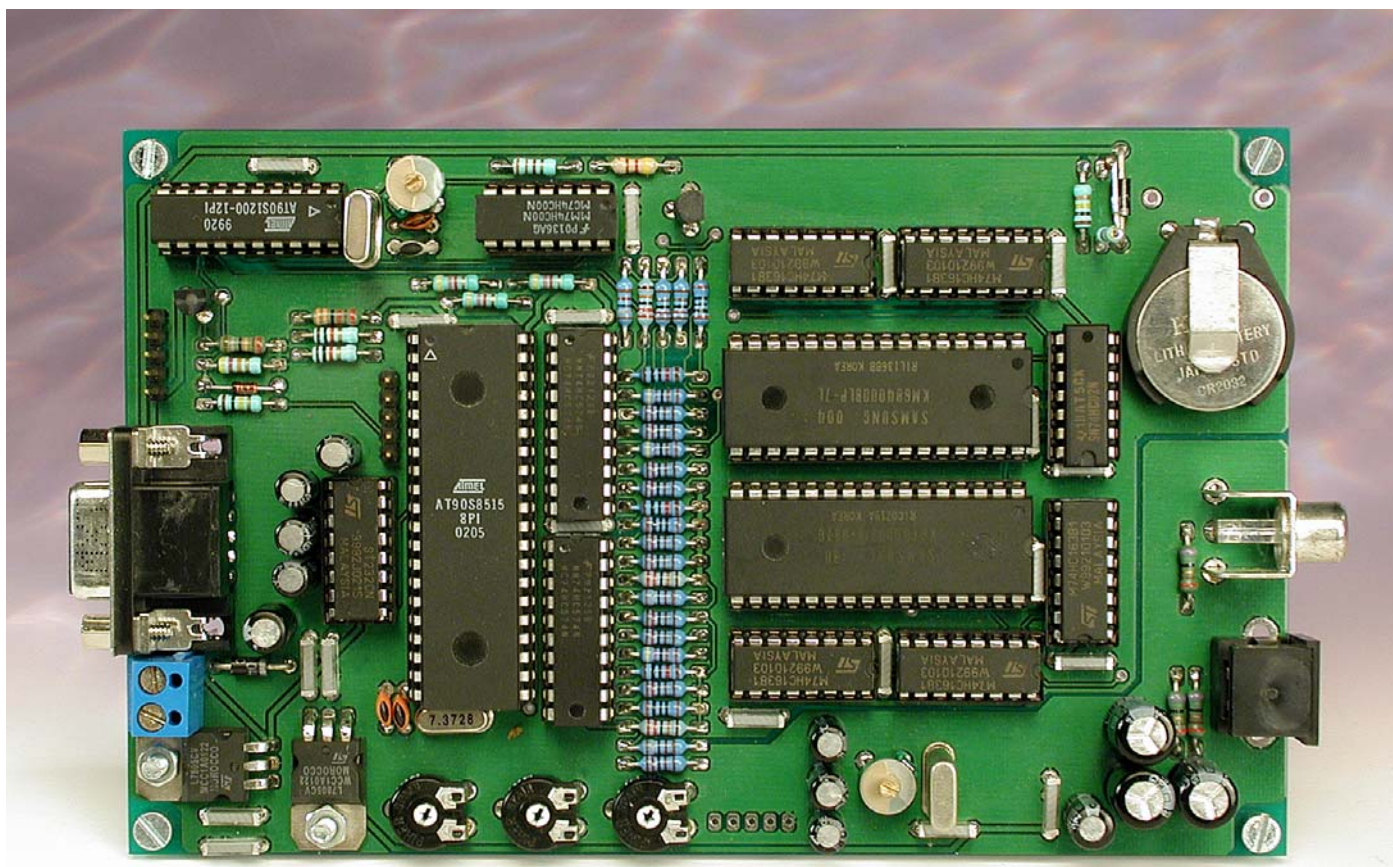


Figure 4. La photo de la platine terminée.

tie de vidéo composite à un oscilloscope sans autre charge. Vous passer alors le générateur en mode de gris en poussant une nouvelle fois sur le bouton. Vous devez voir un signal en forme d'escalier, avec sans doute une trace plus épaisse dès la montée du signal vidéo, c'est la porteuse de chrominance. Il faut agir à présent sur P1, P2 et P3 pour atteindre un signal de $2 V_{pp}$ entre le bas de l'impulsion de synchronisation et le sommet de la vidéo. L'impulsion de synchronisation présente alors une valeur de quelque 600 mV et le signal vidéo de 1 400 mV environ. Il faut laisser subsister le moins possible de porteuse de chrominance, la ligne sur l'oscilloscope doit donc avoir l'épaisseur minimale. Il est alors possible de parfaire le réglage de C30, mais l'opération n'est pas aisée, du fait qu'on ne peut pas brancher de sonde de mesure à X3 ou C30, sous peine de désaccorder, voire de bloquer l'oscillateur. Une meilleure solution est de procéder à la mesure sur le décodeur couleur d'un poste de télévision, qui lui reste calé sur la fréquence de X3 ou un de ses harmoniques. Quand le bon réglage est atteint, vous pouvez brancher la pile. Après avoir remis en marche l'alimentation, vous pourrez encore

mesurer à peu près 0 V sur le collecteur de T1, mais après la prochaine coupure, vous y lirez environ 3 V, la tension de la pile. Il est utile de le vérifier, parce que si cette tension restait à 0 V, les puces de mémoire ne pourraient pas entrer en mode de veille et la pile se déchargerait plus vite.

Logiciel

Le logiciel de transfert des images ou des mires de réglage ne s'embarasse pas de complications, il n'accepte que les fichiers d'images au format .BMP ou .JPG. Dans le menu, sous l'option « Mode », vous pouvez choisir entre haute et basse résolution. En basse résolution, vous aurez encore le choix entre deux images, puisqu'il y a de la place disponible en mémoire. Si vous en avez effectivement chargé deux dans le générateur, l'alternance s'obtient à l'aide du poussoir. Le logiciel dimensionne automatiquement l'image, lors du chargement, de manière à occuper la

plus grande superficie d'écran sur la télévision. Il ne faut évidemment pas oublier de spécifier par quel port COM le transfert a lieu.

Programmer soi-même

On pilote le générateur de mire via le port sériel au moyen d'un protocole simple. Pour ceux qui souhaitent y apporter des modifications, voici le jeu de commandes, transmises par port sériel, auxquelles le générateur répond. Pour la communication, il faut adopter les réglages suivants : 15 200 bits/s, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt, pas de parité. Avant d'envoyer des commandes, il faut transmettre la chaîne « VGENOPEN » pour que le générateur passe dans le mode de commande externe.

Commandes

Code Hexa	Fonction
00 _H	Cette commande annonce la transmission de 128 pixels NON comprimés vers le

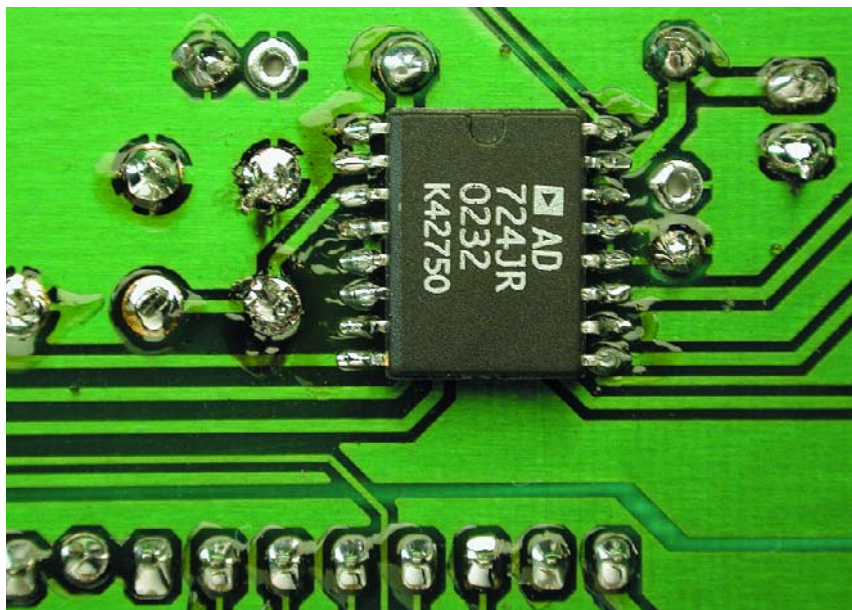


Figure 5. Vue plongeante sur le CMS IC7 monté côté pistes.

générateur de mire. Chaque pixel se compose de deux octets, ce qui donne 256 octets au total.

01_H Cette commande annonce la transmission de 128 pixels

comprimés vers le générateur de mire. La compression des pixels consiste à indiquer combien il y en a (128 au maximum) et la valeur du pixel sur deux octets.

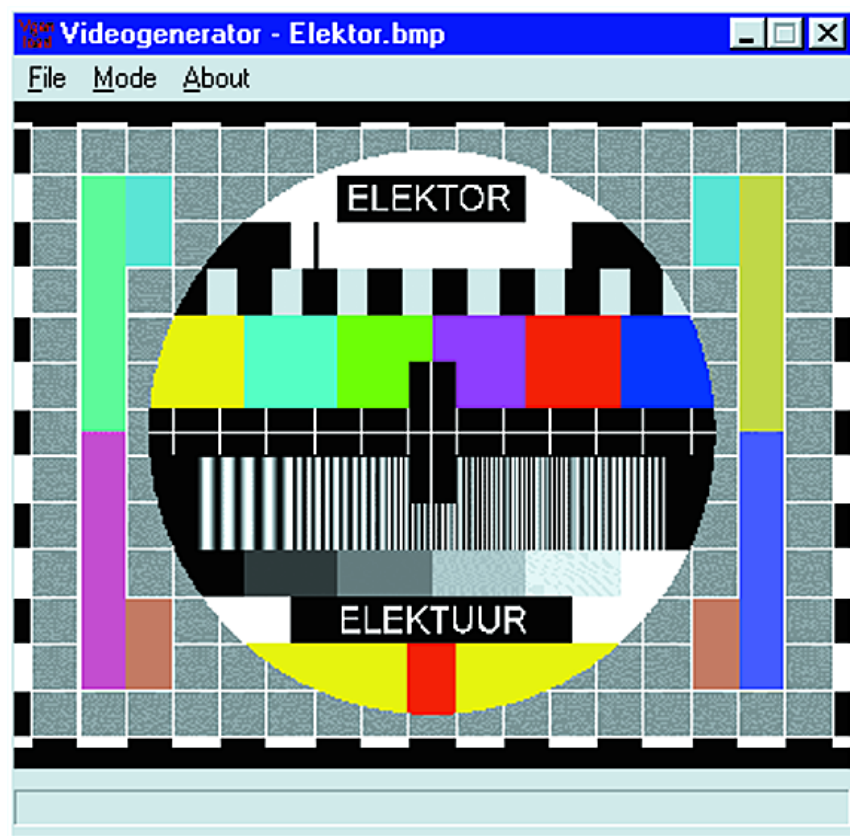


Figure 6. Recopie d'écran du programme de chargement avec exemple.

02_H Coupe la vidéo et passe le montage en mode de chargement. Il faut exécuter cette commande avant d'envoyer les commandes 00_H et 01_H.

03_H Relance l'information vidéo. Après celle-ci, on ne peut plus envoyer de commandes 00_H et 01_H.

04_H Met à zéro le compteur. S'utilise obligatoirement avant l'envoi d'information d'image, pour commencer en haut de l'écran.

05_H Rend PD7 de IC3 « bas » et fait de cette broche une sortie.

06_H Rend PD7 de IC3 « haut » et fait de cette broche une sortie.

07_H Passe PD7 de IC3 à haute impédance

08_H Mémorise le statut de PD7 dans l'EEPROM interne.

F0_H Répond en donnant la version du générateur de mire

FF_H Arrête le mode de commande.

Un pixel compte deux octets qui déterminent sa couleur. Voici ces deux octets et la signification des bits :

N° bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Octet 1	G4	G3	G2	R4	R3	R2	R1	R0
Octet 2	-	G1	G0	B4	B3	B2	B1	B0

Chaque ligne d'image peut totaliser 768 pixels dont 625 environ seront visibles. Il est donc utile d'ajouter des pixels noirs en début et fin de ligne. Après avoir tracé une ligne, le générateur passe automatiquement à la ligne suivante.

Les commandes 05_H, 06_H et 07_H sont utilisées en mode de reproduction pour la sélection d'une des images en basse résolution, par positionnement de PD7 au niveau haut ou bas et si la sortie de PD7 est à haute impédance, on est à haute résolution. En mode de chargement, ces commandes indiquent la partition de mémoire où les écrire. Pour balayer les images à demi-résolution, PD7 pointe vers la première ou la seconde image, tandis qu'en haute résolution, il oriente vers la reproduction d'une ligne paire ou impaire. On ne peut pas utiliser la commande 07_H en mode de chargement parce qu'on n'est jamais certain de l'endroit où la ligne sera balayée.

(020295)

La copie de DVD

Plus ou moins facile

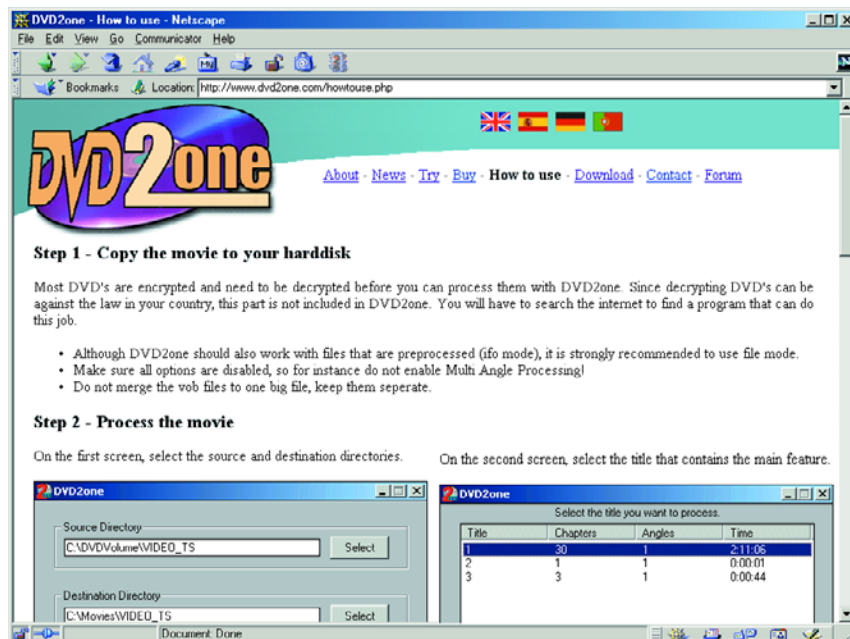
Harry Baggen

Les graveurs de DVD voient leur popularité croître à vue d'oeil, à un point tel que certains des PC vendus dans les super-marchés sont dotés, en standard !!!, d'un graveur de DVD. Nombre d'utilisateurs utiliseront ce graveur principalement en vue de (re)copier des DVD, tout comme cela avait été le cas tout au début des premiers graveurs de CD. La seule différence est que le domaine d'utilisation est passé des CD audio vers les DVD vidéo.

La copie d'un disque, CD ou bande vidéo reste, dans la plupart des pays européens, autorisée, même sous les directives plus strictes de protection des droits d'auteur qui valent depuis peu dans la plupart des pays de notre continent. Il s'agit alors d'une copie à usage purement personnel ! Il ne saurait partant être question de faire des copies pour tous les membres de la famille et son cercle de connaissances.

Après avoir acquis nous-mêmes une certaine expérience avec les graveurs de DVD nous en sommes arrivés à nous poser la question de savoir s'il valait la peine de faire une copie d'un DVD existant. Il s'agit d'une opération qui n'a rien d'évident et, même abstraction faite du coût d'un DVD±R (entre 3 et 4 euros), il faut disposer d'un ordinateur puissant auquel il faudra des heures de travail pour traiter toutes les données vidéo. De plus, la qualité du résultat final est loin de valoir celle du produit original...

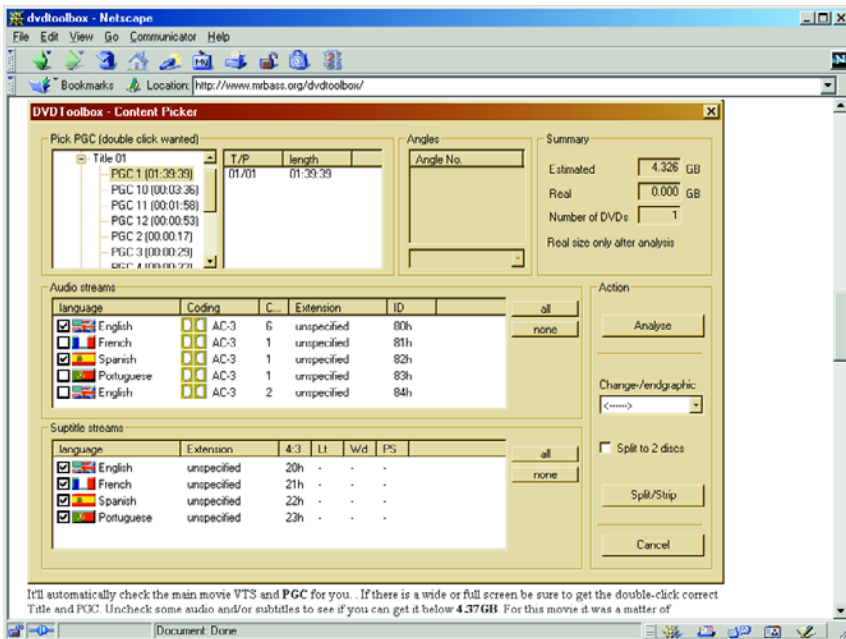
Nous avons, pour pouvoir informer de façon correcte les nombreux amateurs de copie, passé en revue un certain nombre de programmes de manière à voir ce dont ils étaient capables. Où se situent en fait les problèmes lorsque l'on veut recopier un DVD ? La plupart des DVD actuels sont des 2 couches (DVD-9) et peuvent partant comporter jusqu'à 9 Goctets d'information, alors qu'un DVD±R ou DVD±RW n'a de place que pour 4,7 Goctets au maximum. Pour contourner ce problème, nombre de fabricants de logiciels ont créé des programmes astucieux capables de « désha-



billier » le contenu d'un DVD vidéo ou de le comprimer de telle façon à ce qu'il puisse quand même trouver place sur un DVD de 4,7 Goctets.

Il existe plusieurs approches pour réduire la quantité totale de données. Un DVD vidéo comporte en effet, en règle générale, plusieurs pistes-son, des sous-titres en plusieurs langues, des commentaires additionnels voire même différents angles de prise de vue. Lorsque l'on

veut faire une copie privée (lire à usage personnel) on pourra fort bien supprimer tous les sous-titres à l'exception du français. Cette remarque vaut également pour les pistes-son « inutiles ». On peut également très souvent se passer des menus complexes. Il est possible, de cette façon de réduire très sensiblement la quantité de données. Si la quantité est encore trop importante, on pourra faire appel à ce que l'on



appelle un transcodeur, un programme convertissant les données MPEG originale du DVD en un flux de données moins important. Ce processus se traduit inévitablement par une certaine diminution de la qualité vidéo mais permet des grosses économies de place. Dans bien des cas, un tel programme permet de déterminer à l'avance le facteur de compression nécessaire de sorte que l'on peut limiter au maximum les pertes de qualité. Le traitement nécessaire pourra durer, en fonction de la méthode de compression ou de conversion utilisée, entre une heure

et une demi-journée sur un PC rapide. La longueur de ce traitement n'est en rien gage de la qualité du résultat final. Un transcodeur astucieux scrute la structure des données MPEG et adapte le flux de données en fonction du résultat de cette interrogation. Il est en mesure, dans ces conditions, de fournir un résultat meilleur en moins de temps qu'il n'en faudrait à un transcodeur « simple d'esprit » qui commence par décoder les images avant de refaire un flux de données MPEG complet. Il existe différents programmes vendus dans le commerce capables de

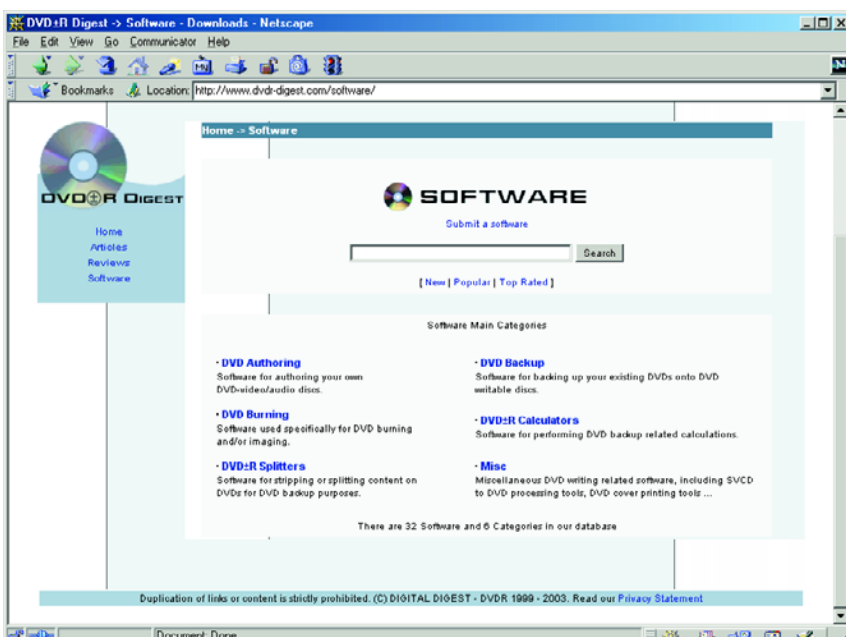
remplir les fonctions décrites tout juste et de graver le DVD $\pm R(W)$. L'un des plus fameux est *InstantCopy* de Pinnacle [1], dont on a vu apparaître récemment une variante plus étoffée sous la dénomination de *Instant CD/DVD*. Le programme limite le temps de traitement et fournit, même à des niveaux de compression élevés, une qualité d'image bonne. Il existe d'autres programmes comparables tels que *DVD2One* [2] (transcodeur très rapide), *DVD95Copy* [3] et *DVDXCopy* [4] (possibilités limitées). La fourchette de prix de ces programmes se situe entre 50 et 100 euros. Il n'est pas exclu que l'un ou l'autre de ces programmes du commerce ne soit pas en état de traiter des DVD dotés d'un code de région ! Il existe aussi une approche gratuite, qui demande cependant plus d'efforts de l'utilisateur vu que le programme dispose de moins de possibilités. Si le programme free-ware *DVD Shrink* [5] peut sembler moins puissant, il n'en donne pas moins un résultat fort acceptable.

On trouve, sur le site *DVDRHelp* (connu précédemment sous la dénomination de *VCD-Help*) [6] un certain nombre de modes d'emploi qui décrivent avec force détail les différentes étapes à suivre pour recopier un DVD-5 ou DVD-9 vers un DVD $\pm R$. On y parle de la quasi-totalité des programmes évoqués plus haut.

Si vous n'êtes pas pour les compromis et que la qualité doit rester ce qu'elle est d'origine, il vous restera l'option de répartir un DVD-9 sur 2 DVD $\pm R$ en vous aidant d'un programme tel que *DVD Toolbox* [7]. Ce programme permet une sélection des pistes-son et des sous-titrages à garder, le signal vidéo étant recopié dans son état d'origine.

On découvre, sur le site *DVD $\pm R$ Digest* [8], un excellent panorama des différents programmes de recopie de DVD et des logiciels connexes (cf la section *DVD $\pm R$ Splitters* et *DVD Backup*).

(035041)



Adresses Internet

- [1] Pinnacle: www.pinnaclesys.com
- [2] DVD2One: www.dvd2one.com/index.php
- [3] DVD95Copy: www.dvd95copy.com
- [4] DVDXCopy: www.dvdxcopy.ca
- [5] DVDShrink: www.dvdshrink.org
- [6] DVDRHelp: www.dvdrhelp.com/forum/userguides/141024.php
- [7] DVD Toolbox: www.dvdttoolbox.de
DVD Toolbox user guide:
www.mrbass.org/dvdttoolbox
- [8] DVD $\pm R$ Digest:
www.dvdr-digest.com/software

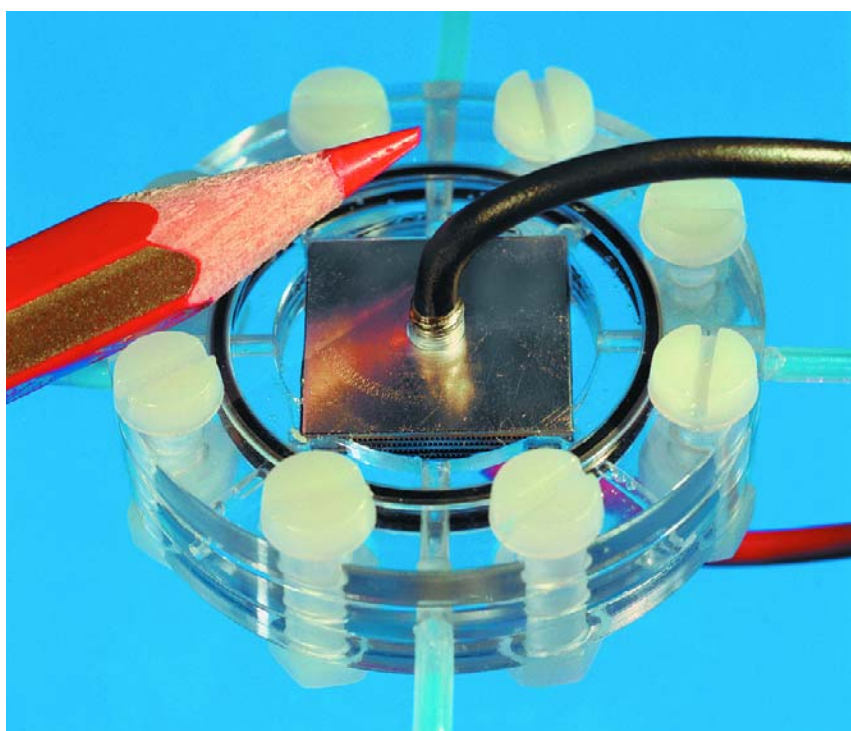
Micro-piles à combustible

Remplaceront-elles les piles et les accumulateurs ?

La micro-pile à combustible développée par la collaboration Fraunhofer avec l'institut de technologie des micro-systèmes de l'université de Fribourg-en-Brisgau se distingue des piles conventionnelles par sa forme ultra-plate.

L'hydrogène d'une pile à combustible PEM (*Proton Exchange Membrane*, membrane à échange de protons) est décomposé chimiquement sur l'anode en protons et électrons. Les électrons circulent dans le consommateur (la charge) en passant par l'anode et la cathode tandis que les protons diffusent par l'électrolyte et réagissent sur la cathode avec l'oxygène de l'air en produisant de l'eau. L'eau est éliminée du système sous forme d'excès d'humidité atmosphérique. La **figure 1** illustre ce principe. Les piles à combustible PEM fonctionnent déjà à une température (relativement) basse se situant entre 70 et 90 °C.

Comme le montre la **figure 2**, la pile à combustible se compose d'une unité MEA, de plaques bipolaires et de joints. L'unité **MEA** (*Membrane Electrode Assembly*) comporte une membrane à échange de protons (PEM, *Proton Exchange Membrane*), un catalyseur électrique et des couches de diffusion gazeuse servant d'électrodes. La membrane polymère PEM conductrice de protons ne laisse passer que les protons de l'hydrogène. Elle est recouverte d'un catalyseur électrique sur les 2 faces. Le même catalyseur est utilisé pour l'électrode côté oxygène (cathode) et pour l'électrode côté hydrogène (anode) : des métaux nobles comme le platine ou un catalyseur à base de cobalt. Les métaux nobles provoquent une accélération catalytique des processus à la surface de la membrane PEM. Chaque face de la membrane PEM comporte une **couche de diffusion gazeuse**. Cette couche a pour fonction de répartir uniformément l'hydrogène et l'oxygène gazeux sur la



membrane. Elle transporte aussi le courant jusqu'aux plaques bipolaires et y évacue la chaleur et l'eau. La couche de diffusion gazeuse est souvent désignée par « électrode » à cause de sa fonction de porteuse de courant.

Lorsqu'on utilise plusieurs éléments, ceux-ci sont séparés par des **plaques bipolaires** qui remplissent les fonctions suivantes : 1) contact avec les

électrodes et raccordement (série) avec la cellule suivante, 2) alimentation des éléments en gaz de réaction et élimination de l'eau produite et de la chaleur de réaction vers la chambre de refroidissement adjacente 3) cloisonnement des chambres à gaz et des chambres de refroidissement entre elles et par rapport à l'extérieur. Dans ce dernier cas, ce sont en particulier des joints

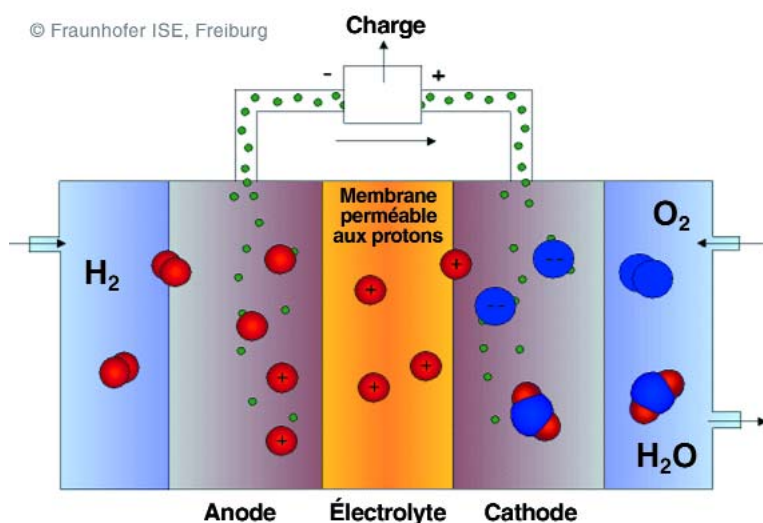


Figure 1. Les piles à combustible produisent du courant par la réaction entre l'oxygène de l'air et l'hydrogène ; leur rendement électrique dépasse 50 %.

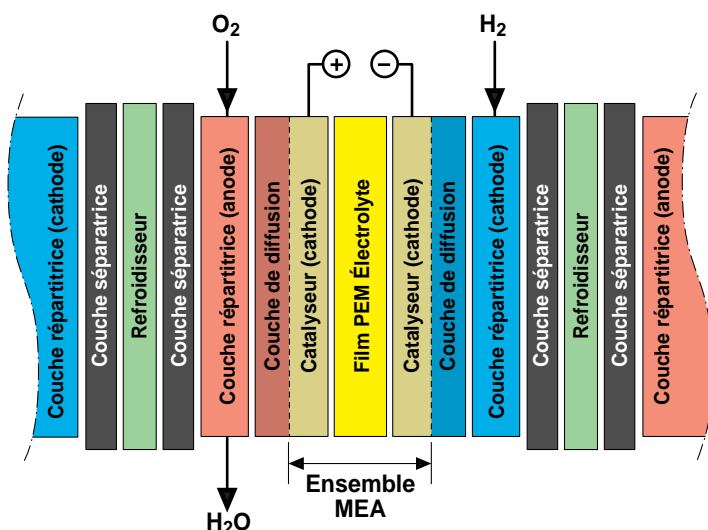


Figure 2. Éléments empilés d'une pile à combustible (www.forum-brennstoffzelle.de).

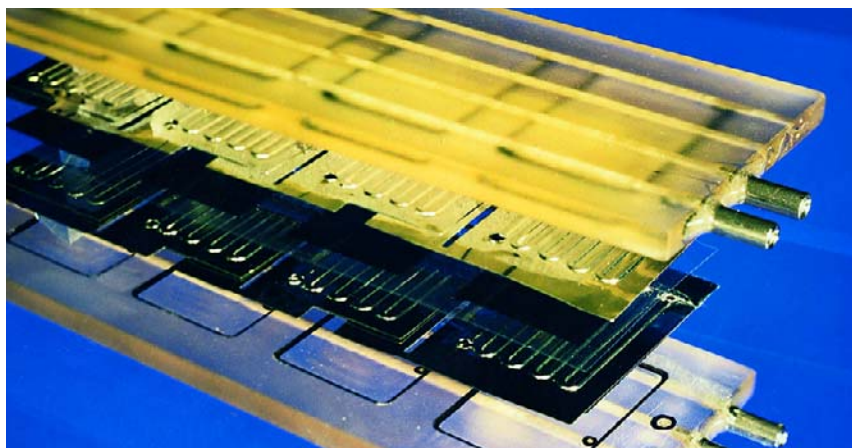


Figure 4. Pile à combustible à membrane en bande.

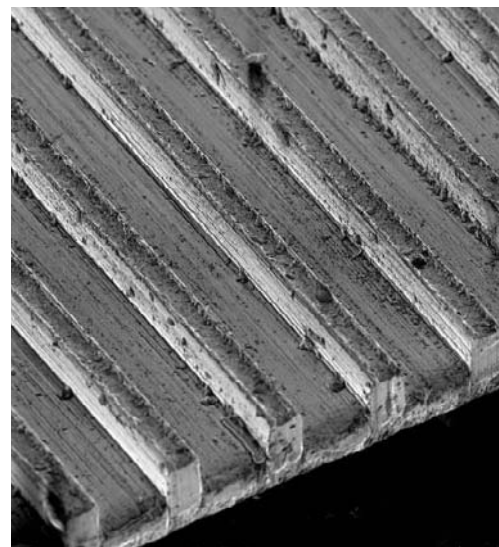


Figure 3. Champ d'écoulement micro-structuré d'une micro-pile à combustible.

entre les plaques bipolaires qui assurent l'étanchéité externe.

Des microstructures remplacent les couches de diffusion

Des micro-canaux d'écoulement sur les feuilles métalliques des plaques bipolaires permettent d'éliminer la couche de diffusion volumineuse. L'adjonction de suies ou de graphite aux polymères a permis de réaliser des plastiques conduisant l'électricité. Les plaques bipolaires structurées, faites de matériaux polymérisés composites, sont extrudées, ou moulées par pression ou injection. La **figure 3** représente le champ d'écoulement (*flowfield*) micro-structuré d'une micro-pile à combustible.

Le cahier des charges des plaques bipolaires reliant électriquement les éléments de la pile (conductivité spécifique > 15 S/cm) est le suivant : température d'utilisation de 50 à 80 °C, apport et évacuation du milieu de réaction, résistance à l'oxygène de l'air et à l'hydrogène, stabilité mécanique à faible épaisseur (1 à 2 mm), obturation de la chambre de réaction, matériaux composites étanches aux gaz. L'interconnexion des éléments dans un plan permet de réaliser un système très plat. Mentionnons encore 2 avantages supplémentaires : réduction optimale des surfaces inertes et alimentation en oxygène et combustible simplifiée. La pile à combustible à membrane en bande représentée ici (**figure 4**) comporte 5 éléments interconnectés dans un plan et 4 couches superposées. Elle fournit 20 W.

La hauteur d'une « pile de 5 éléments de pile », par exemple, ne dépasse pas 2,5 mm.



Figure 5. Système d'éléments à combustible pour caméscope (éléments empilés, électronique, micro-vanne, régulation de mise en marche).

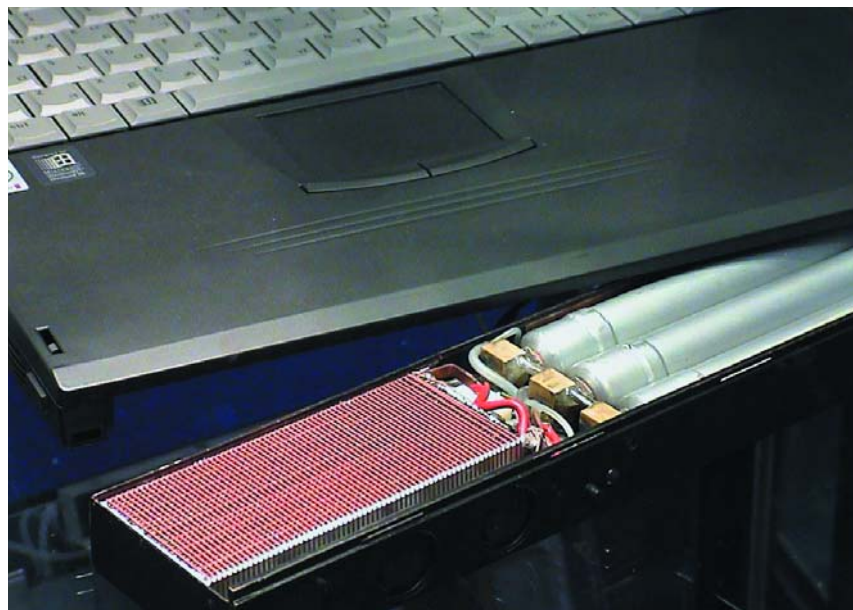


Figure 6. Pile à combustible à convertisseur de tension intégré et réservoir cylindrique d'hydrure métallique.

Cette structure permet d'atteindre une densité de puissance de l'ordre de 1 W/cm^2 pour une surface active de 1 cm^2 en mode de fonc-

tionnement hydrogène/air. Dans le cadre de son programme de recherche sur les micro-piles à com-

bustible, l'institut de recherche Fraunhofer a procédé à la démonstration du remplacement de l'accu-

Combustion directe au méthanol

L'entreprise munichoise **SFC Smart Fuel Cell AG** a réalisé de petites piles dans lesquelles le méthanol (CH_2OH) fournit directement l'hydrogène (Direct Methanol Fuel Cell, DMFC). Le mélange eau-méthanol est contenu dans une cartouche facile à remplacer. La capacité de stockage élevée du méthanol offre une très longue durée de fonctionnement. Le tableau 1 permet de comparer les propriétés principales des piles au méthanol ou à l'hydrogène à celles des accumulateurs lithium-ion et CdNi. Les piles au méthanol présentent à vrai dire un léger défaut par rapport à leurs rivales à l'hydrogène : elles ne rejettent pas que de l'eau, mais aussi du gaz carbonique responsable de l'effet de serre. SFC offre (aux équipementiers seulement !) depuis plus d'une année une pile au méthanol d'une puissance nominale de 25 W. La tension de sortie est de 1,1 à 1,4 V, la contenance de 2,5 l offre une capacité de 2 500 Wh (100 h à 25 W). Ce modèle de pile à combustible n'est par contre pas idéal pour les applications nomades : son poids, qui atteint 10 kg, ne le rend ni portable ni même portatif.



	Micropile au méthanol	Micropile à l'hydrogène	Accumulateur Li-Ion	Accumulateur CdNi
Capacité	> 20 Ah	10 Ah environ	4 à 8 Ah	2 à 3 Ah
Densité énergétique	> 320 Wh/kg	100 Wh/kg	120 Wh/kg	50 Wh/kg
Durée de charge	aucune	aucune	jusqu'à 3 h	1,5 h
Effet de mémoire	aucun	aucun	faible	important
Auto-décharge	passable	aucune	passable	moyenne
Durée de vie	> 3000 h	> 3000 h	2000 h	1200 h
Coûts	élevés	élevés	élevés	faibles
Sécurité	élevée	faible	passable	élevée
Respect de l'environnement	bon	excellent	moyen	passable

Rien que des prototypes ?

Une recherche sur Internet des « micro-piles à combustible » (ajoutons-y « micro fuel cells » et « Mikro-Brennstoffzellen » pour faire bonne mesure) fournit de nombreuses adresses de sites d'instituts de recherche, par exemple l'Institut Fraunhofer (www.ise-fhg.de), d'universités et d'entreprises de toutes tailles qui évaluent cette technologie, mais peu d'offres concrètes. L'adresse www.udomi.de (un excellent point de départ pour une recherche plus ciblée) de l'ingénieur diplômé Udo Michelfelder comporte environ 50 liens à des fabricants et à une douzaine de sites d'information ainsi qu'aux « véritables » piles à combustible de différentes entreprises. Ces dernières sont toutefois plus destinées aux démonstrations et au travail de laboratoire qu'aux applications pratiques. Pour environ 140 €, la maison Kosmos (www.kosmos.de/index.htm) fournit un kit pour adolescents à partir de 12 ans leur permettant de se familiariser avec les piles à combustible. Ce cadeau idéal comporte une pile à combustible réversible, ci-inclus les réservoirs eau et hydrogène, un panneau solaire, un multimètre numérique, un moto-réducteur et, bien sûr, un manuel de 100 pages illustré permettant d'effectuer 20 expériences. Un rapport plus « imagé » de ce kit Kosmos se trouve sous www.elweb.info/data/brennstoffzelle/.

mulateur d'un caméscope dernier modèle (**figure 5**) par un système de piles à combustible. Avec 15 plaques bipolaires empilées et collées les unes aux autres, on atteint une puissance de 10 W à 8 V. Un réservoir d'hydrure métallique assure l'alimentation contrôlée en hydrogène. L'oxygène provient simplement de l'aspiration de l'air ambiant. Une mini-pile à combustible desti-

née aux ordinateurs portatifs (**figure 6**) fournit jusqu'à 50 W à 2,0 V. Une source d'énergie qui ne mesure que 144 mm de large et 20 mm de haut ne peut qu'emporter la conviction.

Avantages de piles à combustible

La supériorité des micro-piles à com-

bustible sur les piles ordinaires réside dans leur densité énergétique et leur puissance volumique élevée conduisant à une meilleure maîtrise de l'intégration des produits. Ajoutons à cela leur fiabilité et leur durée de vie élevées, un entretien minime, la recharge instantanée par simple remplacement du réservoir d'hydrogène. Enfin, elles ne souffrent ni d'autodécharge ni d'effet de mémoire. Et n'oublions pas qu'elles sont non polluantes.

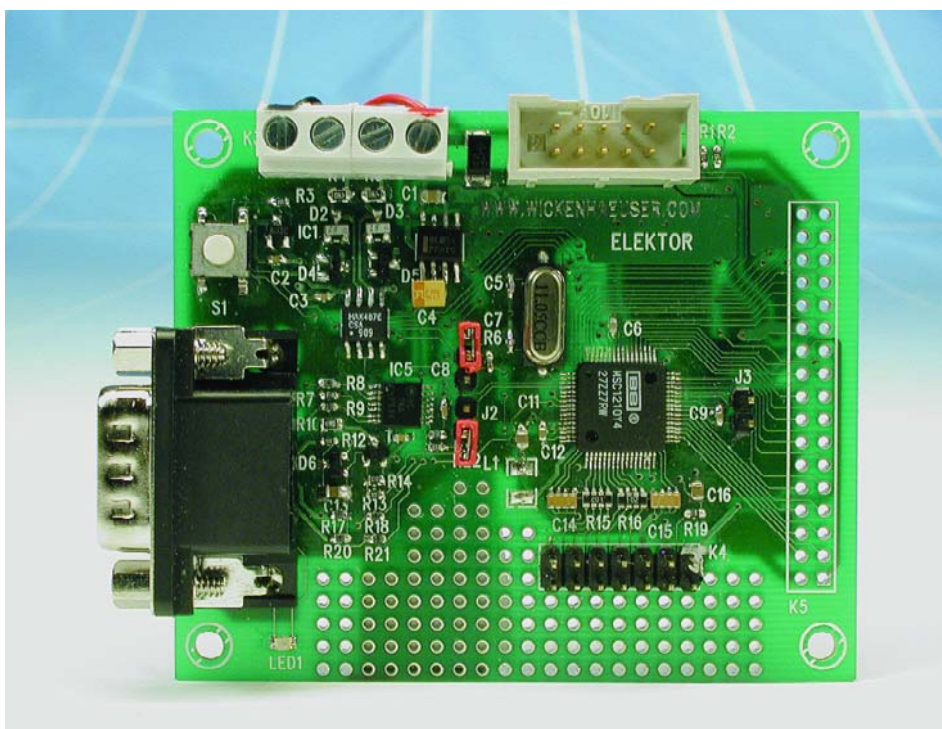
(030070)

Elektor-Meter

2^{ème} partie : la platine & set de logiciels

Jürgen Wickenhäuser

La carte à MSC1210 conçue pour être une plate-forme de développement sert, en combinaison avec l'affichage LCD I²C décrit ailleurs dans ce numéro, de base pour l'Elektor-Meter, mais également pour d'autres projets à venir basés sur ce microcontrôleur fort intéressant. Le set de logiciels décrit dans le présent article pourra servir de base pour des développements personnels reposant sur la carte à MSC1210.



Revenons à l'aspect matériel. Dans le numéro du mois dernier nous avons donné le schéma de la carte à MSC1210 et en avons vu les spécificités. Nous avons promis de vous donner le dessin des pistes et la sérigraphie (cf. **figure 1**) dans le second article que voici. Comme à l'accoutumée, la liste des composants flaque cette figure.

Cependant, comme nous le suggérons dans l'article du numéro double, cette platine n'est pas disponible, auprès des adresses habituelles, sous la forme de platine nue. La carte à MSC1210 existe cependant sous la forme d'une platine dotée de ses composants, très exactement comme

la représente la photo sur cette page. La raison de cette approche exceptionnelle pour un magazine d'électronique est évidente sur cette même photo : le risque d'une erreur de mise en place des composants (au niveau du soudage plus particulièrement) est proche de 1 !

La carte à MSC1210 montée industriellement est disponible auprès des adresses habituelles sous la dénomination de **EPS030060-91** (cf. en outre notre site Internet : www.elektor.fr). Cependant, si vous tenez à vous frotter aux CMS, sachez que nous mettons à votre disposition les dessins des pistes (recto-verso) de cette platine sur notre site Internet sous la dénomination **EPS030060-1** (à chercher dans le mois de publication sous la rubrique Téléchargements). Tout ce dont on aura besoin, outre de la carte MCS1210 et d'un PC bien évidemment est un câble modem zéro et un adaptateur secteur fournissant entre 7,5 et 15 V. Il n'est impérativement nécessaire de disposer de l'affichage LCD. Cependant, certains des programmes de la démonstration utilisent l'affichage LCD, mais il est toujours possible d'envoyer le texte vers un programme de terminal par le biais de l'interface RS-232.

Le set de logiciels

L'auteur a concocté un set de logiciels qui comporte toutes les informations, documents, compilateur, téléchargeur (*downloader*), programme et code-source de l'Elektor-Meter, la

Liste des composants

(Tous les composants sont des CMS)

Résistances :

R1 à R3, R12, R13 = 4k Ω /0603
 R4, R5, R10 = 47 Ω /0805
 R6, R7, R11, R14 = 1 k Ω /0603
 R8, R9, R17, R18, R20, R21 = 100 k Ω /0603
 R15, R16 = 4 x 1 k Ω /1206 (réseau de 4 résistances)
 R19 = 10 Ω /0603

Condensateurs :

C1, C4, C11, C16 à C18 = 470 nF/0805, $V_u \geq 16V$!
 C2, C3, C6, C9, C10, C12 = 100 nF/0603
 C5, C7 = 10 pF/0603
 C8 = 1 nF/0603
 C13 = 2 μ F/1206, $V_u \geq 16V$!
 C14, C15 = 4 x 100 nF/1206 (ou 47 nF) (réseau de 4 condensateurs)
 C19 à C21 = 10 μ F/6V3

Semi-conducteurs :

D1 = GF1M/DO214
 D2, D3 = BZX84, diode zener 9V1 forme SOT23
 D4, D5 = BZX84, diode zener 4V7 forme SOT23
 D6 = BAW56/SOT23
 D7 = LED rouge/0805
 T1 = BC857B
 IC1 = MAX810 ou similaire
 IC2, IC6 = 78L05/SO8
 IC3 = MAX 487ECSA, 485, SN75176 ou similaire, convertisseur RS-485
 IC4 = MSC1210 Y4 (Texas Instruments)
 IC5 = 74HC14ADT/TSSOP14

Divers :

K1 = embase HE-10 à 2 rangées de 5 contacts
 K2 = embase Sub-D 9 points mâle encartable en équerre
 K3 = bornier encartable à 4 contacts au pas de 5 mm
 K4 = embase autosécable à 2 rangées de 7 contacts
 K5 = embase autosécable à 2 rangées de 17 contacts
 J1 à J3 = cavalier au pas de 5 mm
 X1 = quartz 11,059 2 MHz, miniature
 S1 = bouton-poussoir CMS

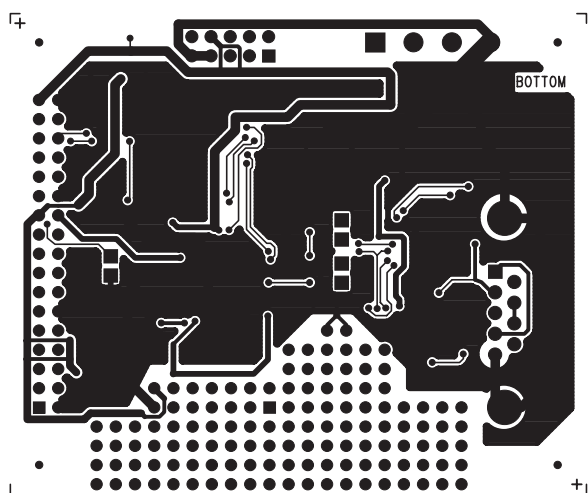
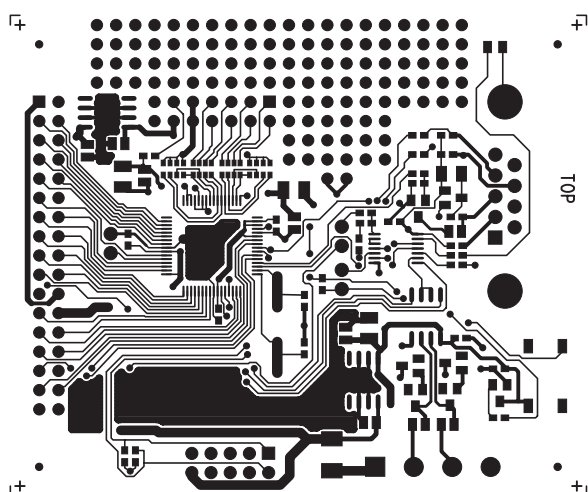
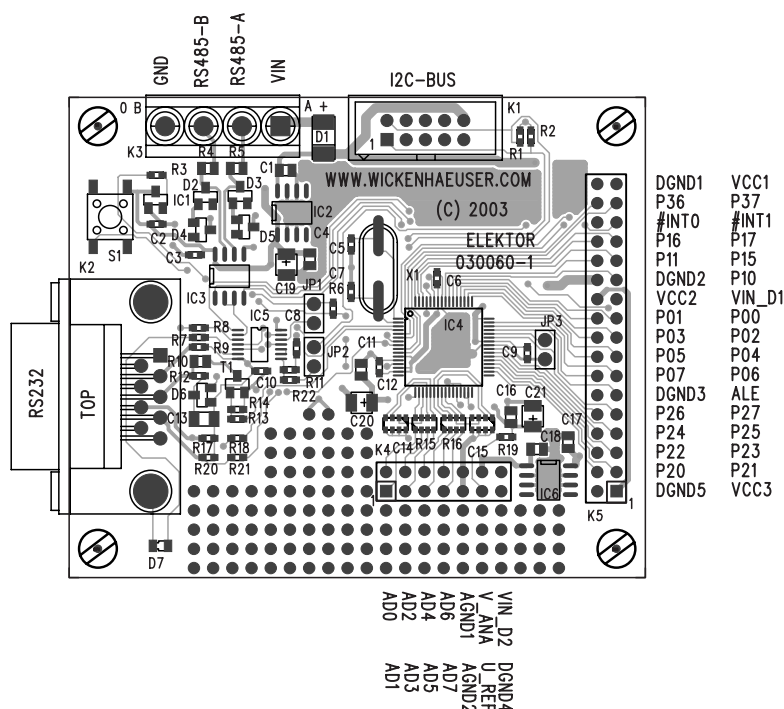
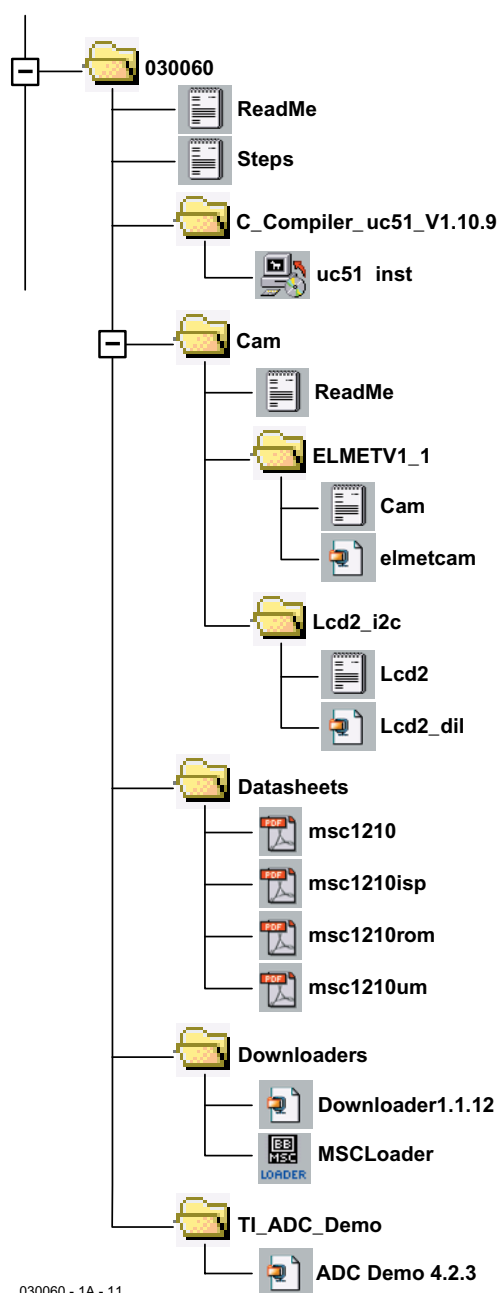


Figure 1. Dessin des pistes et sérigraphie de la platine double face dessinée à l'intention de ce projet.

carte à MSC1210 décrite le mois dernier. Pour pouvoir traiter le fichier comprimé il vous faudra disposer de Winzip ou de tout autre outil de décompression similaire. Vous aurez en outre besoin du programme de visualisation de fichiers .PDF (Acrobat Reader). Vous pouvez télécharger ce set de logiciels gratuitement depuis notre site Internet. La **figure 2** vous propose l'arborescence de ce fichier, la signification des dossiers/fichiers étant expliquée par le **tableau 1**.



030060 - 1A - 11

Figure 2. Arborescence du set de logiciel comprimé proposé pour la carte à MSC1210.

L'installation

Après lecture du fichier ReadMe on pourra installer le logiciel sur un PC tournant sous Windows.

Nous commençons, après avoir pris connaissance du contenu du fichier **ReadMe**, par le fichier **uC51_Inst.exe**, qui ne comporte pas uniquement le compilateur C mais également un manuel de mise en oeuvre de ce compilateur, le code-source et les fiches de caractéristiques pour la carte, l'Elektor-Meter et l'affichage LCD.

On a besoin, pour transférer un projet dans le MSC1210, d'un téléchargeur. Pour vos premiers pas il est

recommandé d'utiliser le téléchargeur d'origine de Texas Instruments comprimé sous la dénomination **DownloaderVxxx.zip**. Une fois que vous aurez pris une certaine aisance, vous pourrez vous essayer au téléchargeur de Robin Kuceras baptisé **MSC-Loader.exe**.

Le programme **ADC Demo** de Texas Instruments que nous avons évoqué dans le premier article et lui aussi comprimé sous la dénomination **ADC Demoxxx.zip** au coeur du set de logiciel, vous permettra de jeter un coup d'oeil dans les entrailles de la CPU MSC1210.

(030060-1A)

Tableau 1

Description de l'arborescence de la figure 2.

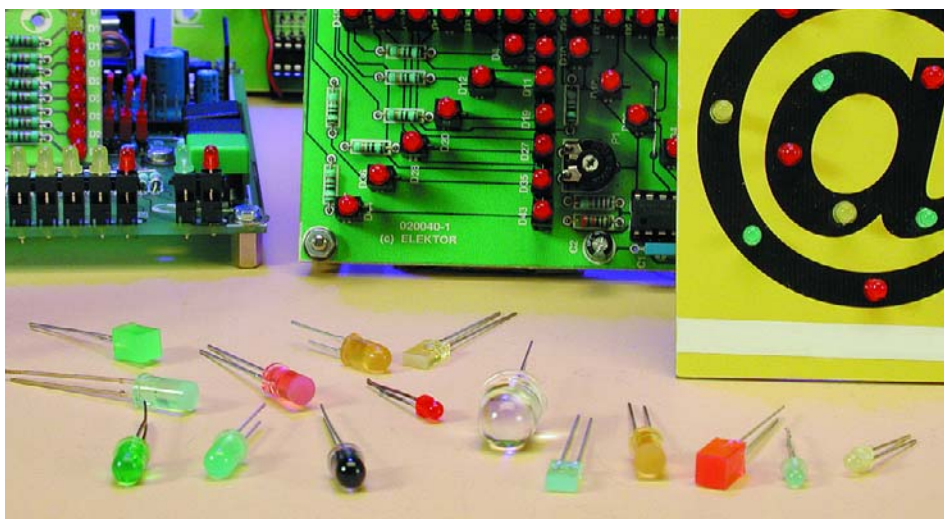
1	ReadMe.TXT	A LIRE IMPÉRATIVEMENT
2	Steps.TXT	Version anglaise de ce texte. Même recommandation
3	C Compiler uC/51_Vxxx\	Dossier de compilateur C
4	uC5_Inst.EXE	Compilateur ANSI uC/51 à forte optimisation en version démo 8 Koctets
5		Tous les codes-source nécessaires et autres documents
6	CAM\	Dossier des données CAM (le créer soi-même si nécessaire)
7	ElmetVI_1\	Sous-répertoire de l'Elektor-Meter
8	CAM.TXT	Infos concernant la fabrication des platines
9	ELMETCAM.ZIP	Toutes les données des platines de l'Elektor-Meter
10	LCD_I2C\	Sous-répertoire de l'affichage LCD I2C (version CMS de l'auteur)
11	CAM.TXT	Infos concernant la fabrication des platines
12	LCD2_DIL.ZIP	Toutes les données des platines de l'affichage LCD I2C (version DIL de l'auteur non publiée dans Elektor)
13	DATASHEETS\	Les fiches de caractéristiques les plus importantes concernant le MSC1210
14	MSC1210.PDF	La fiche de caractéristiques du MSC1210
15	MSC1210ISR.PDF	Manuel ISP (sans importance si l'on utilise l'un des téléchargeurs)
16	MSC1210ROM.PDF	MSC1210-API (Fonctions intégrées de TI)
17	MSC1210UM.PDF	Manuel de l'utilisateur des membres de la famille MSC121x de Craig Steiner
18	DOWNLOADERS	Répertoire des téléchargeurs (downloaders)
19	DownloaderVxxx.ZIP	Téléchargeur original de TI
20	MSCLoader.EXE	Téléchargeur de Robin Kucera
21	TI_ADC_DEMO\	Répertoire démo ADC de TI
22	ADC_Demoxxx.ZIP	Les fichiers de programme comprimés de la démo ADC

LED en formation

Éclairage par LED interconnectées

Klaus-Jürgen Thiesler

Une poignée de LED à forte intensité lumineuse donne une nouvelle vie à l'éclairage des locaux. Elles consomment moins d'énergie dans les feux de la circulation et leur longévité réduit fortement les coûts de l'entretien de routine.



L'intensité lumineuse des LED a atteint le niveau où il est possible de les utiliser à des fins d'éclairage, même si leur prix reste assez élevé. Mais elles possèdent des avantages de poids par rapport aux autres sources lumineuses. Leur durée de vie atteint 100 000 heures ce qui est énorme (plus de 11 ans de fonctionnement continu). L'optique qui focalise la lumière émise de la manière désirée est déjà intégrée au boîtier. Les LED présentent aussi l'avantage d'avoir un temps de réponse court. Pour ne mentionner qu'un exemple, leur réaction comme feu de stop d'un véhicule est considérablement plus rapide que celle de lampes à incandescence ordinaires. Alors qu'une LED réagit en l'espace de 100 ns, les lampes à incandescence, qui sont des résistances à coefficient de température positif, doivent être préchauffées pendant 100 à 300 ms. Pour couronner le tout, elles peuvent tirer

pendant ce temps des pointes de courant atteignant parfois 50 fois la valeur nominale.

Mais ne taisons pas les inconvénients : les lampes à incandescence sont de vrais émetteurs de rayons infrarouges, aussi la température ambiante n'a-t-elle que peu d'influence sur elles. Les LED, par contre, sont des semi-conducteurs passifs avec un spectre de température correspondant. Avec leur densité de puissance élevée, ces puces atteignent déjà leur température maximale de 125 °C lorsque la température ambiante dépasse 85 °C. L'été permet au troisième feu de stop à l'arrière d'une voiture d'atteindre sans peine cette valeur maximale. Lorsque la LED dépasse la tempé-

ture de 125 °C, elle cesse de fonctionner dès qu'elle s'allume. Cela se produit dans la plupart des cas à la valeur maximale admissible du courant direct, ce qui fait encore augmenter la température de la puce. Étant donné que la puissance de dissipation d'un semi-conducteur est inversement proportionnelle à la température ambiante, la pire éventualité se produit rapidement si le circuit ne comporte pas de compensation. La LED surchargée s'éteint et ouvre le circuit.

La dispersion des caractéristiques électriques des diodes lumineuses

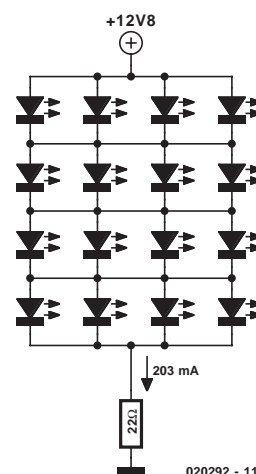


Figure 1. Matrice de LED ne comportant qu'une seule résistance de protection.

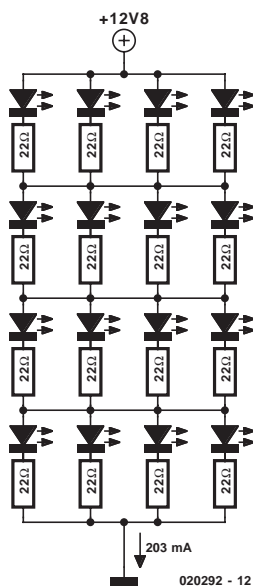


Figure 2. À chaque LED sa résistance de protection.

centes lors de la fabrication est si élevée qu'on les classe par groupes de caractéristiques proches et partant de tolérance plus serrée. Ces déviations sont sans le moindre impact dans le cas d'une unique LED de contrôle ; elles ne se manifestent que lorsque plusieurs LED sont groupées en matrices et sont suffisamment proches l'une de l'autre pour que leurs différences d'intensité lumineuse se remarquent. Les diodes lumineuses des réseaux sont groupées électriquement, ce qui est aussi une source de conflits. Il est tout à fait courant que

les marges de tolérance de la tension directe atteignent 150 mV. Une classification plus stricte n'aurait aucun sens tant du point de vue logistique qu'économique. Si les tolérances optiques sont déterminantes –comme pour les matrices de panneaux lumineux et les affichages LED à plusieurs chiffres– il faut choisir les LED à l'œil nu ou avec un appareillage optique selon leur intensité lumineuse. Tous ces efforts sont superflus pour de simples applications d'éclairage.

Tolérances du courant

Il existe 3 façons d'interconnecter une poignée de LED de façon à engendrer un champ lumineux.

Dans la **figure 1**, le réseau de LED est pourvu d'une résistance de limitation commune. Cette méthode est parfaitement utilisable, même au cas où certaines LED présenteraient des tolérances les unes par rapport aux autres : la différence de caractéristique de tension directe entre les LED de la matrice ne doit partant pas dépasser $\pm 0,150$ V, car la tension directe augmente légèrement lorsque le courant direct augmente. Quelques LED de cette matrice dont la limite de tension atteint le maximum brillent moins que celles qui se trouvent au minimum. Si ce circuit expérimental a été conçu pour un courant direct nominal de 50 mA par LED, le courant de chaque LED varie entre 40 mA (LED dont la valeur de tension est la plus élevée) et 62 mA (LED dont la valeur est la plus basse).

Avantages et inconvénients du circuit de la figure 1 :

- Si une LED rend l'âme, toutes les autres continuent à fonctionner, quoique le risque de défaillance de certaines d'entre elles augmente.
- Concept simple ne nécessitant qu'une résistance en série. Les LED sont en parallèle et en série, ce qui simplifie la disposition et le montage.
- Une défaillance n'est détectée qu'en cas de MCA (*Maximum Conceivable Accident*, accident maximal prévisible), en d'autres termes lorsque le circuit tout entier cesse de fonctionner. La détection

des défaillances des clignotants d'un véhicule prescrite par la législation est irréalisable ici car la résistance de protection ne peut pas servir de capteur.

La **figure 2** montre une autre matrice dans laquelle chaque LED possède sa propre résistance de protection. Le montage se complique évidemment en proportion. Comme chaque diode lumineuse possède sa propre résistance de protection, les tolérances de ses voisines ne jouent plus aucun rôle. Les résultats de mesure témoignent en effet d'une amélioration considérable des valeurs du courant. Celui-ci ne varie en effet plus que de 46 mA à 53 mA par rapport à la valeur idéale de 50 mA. Les résistances de protection permettent d'ajuster avec précision le courant de chaque LED. Ce circuit est le plus adéquat pour l'éclairage de locaux car il permet de suivre les défaillances des LED et d'évaluer subjectivement la nécessité d'un remplacement.

Avantages et inconvénients du circuit de la figure 2 :

- Si une LED rend l'âme, toutes les autres continuent à fonctionner avec un risque de défaillance moins élevé vu que le courant diminue un tout petit peu ce qui se traduit normalement par une espérance de durée de vie plus importante. La luminosité ne diminue qu'imperceptiblement.
- Une défaillance peut être identifiée par la mesure courant/tension du commutateur de puissance ; la détection des défaillances individuelles des LED serait bien trop élaborée.

La **figure 3** représente un couplage en série avec une résistance de protection pour chaque rangée de LED. Les points nodaux imposant une tension définie à chaque rangée de LED ont disparu. Les 4 colonnes de LED fonctionnent indépendamment les unes des autres. Comme les différences entre les tensions directes sont proportionnellement plus petites lorsque courant direct est le même que les différences entre les courants directs lorsque la tension directe est la même, les résultats de mesure se rapprochent de ceux du circuit matriciel comportant une résistance de protection pour chaque LED. Le circuit est considérablement plus simple et plus économique à réaliser que celui de la figure 2. Le couplage en série à plusieurs branches présente toutefois un inconvénient qui est décrit ci-dessous. Le courant mesuré sur un prototype est de 47 mA au minimum et de 53 mA au maximum.

Le circuit multibranche ne comporte pas de

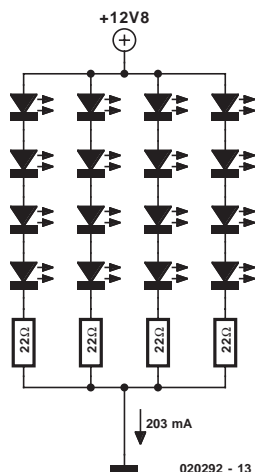


Figure 3. Quatre branches indépendantes munies chacune d'une résistance de protection.

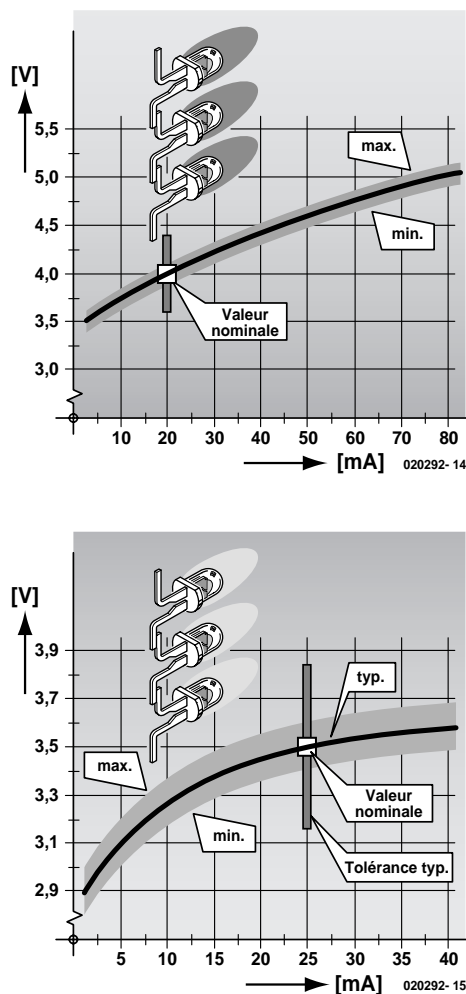


Figure 4. Caractéristiques des LED blanches et bleues.

nœuds de LED en parallèle ; il ne présente donc aucune possibilité de dérivation. Une LED cesse de fonctionner... et toute la branche s'éteint, ce qui n'est pas une situation brillante pour l'éclairage des locaux. Et il serait absolument fou de remplacer un réseau composé de centaines de LED par la faute d'une d'entre elles. Les choses se présentent autrement lorsqu'il s'agit d'un véhicule. La défaillance d'une colonne de LED n'est pas particulièrement grave, même si l'intensité lumineuse diminue, car la fonctionnalité du dispositif avertisseur est encore suffisante. La défaillance d'une branche de LED n'a pas d'influence sur la durée de vie des colonnes restantes. La détection des défaillances peut donc simplement reposer sur le courant passant par les résistances de protection.

– Si une LED rend l'âme, elle emporte toute la branche avec elle, mais les branches restantes continuent à fonctionner indépendamment. Le risque de défaillance des LED encore allumées reste inchangé.

Tableau 1				
LED bleue TLHB4401		Valeur maximum		
Tension inverse		UR	5	V
Courant de polarisation CC	à $U_F = 4,0 \text{ V}$	IF	20	mA
Courant de polarisation ED 10%, $t_p < 10 \mu\text{s}$	à $U_F = 5,2 \text{ V}$, $T_A < 60^\circ\text{C}$	IFSM	100	mA
Dissipation		PV	100	mW
Température de service		TA	-40 à +100	°C
Résistance thermique		RthJA	400	K/W
LED bleue TLHB4401		Valeur nominale		
Puissance lumineuse		IV	32	mcd
Cône lumineux	à $I_V = 100 \%$	ϕ	± 10	°
	à $I_V = 50 \%$	ϕ	± 30	°
Longueur d'onde	à I_V maximum	λ	430	nm

– La détection des défaillances de clignotants, feux de stop et feux arrières peut être réalisée sans peine en utilisant les quelques résistances de protection comme détecteurs.

En résumé : dans tous les concepts utilisés, il est important de savoir ce qui se passe en cas de défaillance d'une LED. Une surcharge de courant provoquant le dépassement de la limite de température permise de la LED détruit celle-ci et interrompt le circuit. Les conséquences sont tragiques dans le cas des circuits matriciels des figures 1 et 2, car les conditions de travail des LED voisines s'en ressentent fortement. Les LED en parallèle avec la LED défaillante se partagent le courant de celle-ci. Le courant augmentera d'autant plus dans les chemins de dérivation de la matrice LED que leur nombre est petit. Cette augmentation reste acceptable lorsque les LED fonctionnent suffisamment au-dessous du courant maximum pour que la probabilité d'une défaillance soit peu élevée. Il se peut aussi que le nombre de colonnes de LED soit si élevé que le courant dérivé ne chargera guère plus chaque LED que ne le font les tolérances $\pm 150 \text{ mV}$.

Augmentation de la luminosité

Le **tableau 1**, qui donne les caractéristiques d'une LED bleue, permet de déduire indirectement que l'in-

tensité lumineuse atteint 100 % pour un courant permanent de 20 mA et qu'elle peut dépasser ce seuil à condition que le courant augmente d'une façon bien précise. On fait entre autre usage de cette possibilité dans les télécommandes IR pour en augmenter la portée. Mais on aura vite raison de la LED si l'on se contente d'augmenter le courant continu de polarisation. La LED doit être utilisée en mode pulsé pour augmenter son intensité lumineuse. L'œil humain est bien plus sensible aux éclairs lumineux qu'un récepteur IR. Commutons la LED au moyen d'impulsions d'amplitude maximale d'une durée de 10 μs à la fréquence de 1 kHz et à un courant direct de 100 mA et calculons la température de fonctionnement (qui ne doit pas dépasser $+60^\circ\text{C}$). Il est facile d'augmenter l'intensité lumineuse subjective d'au moins 10 fois. Une monture métallique dissipe efficacement la chaleur de la LED tout en concentrant vers l'avant la lumière diffusée. La durée de commutation peut atteindre 100 % si le courant direct est proche de sa valeur nominale de 20 mA, mais elle doit être très courte si le courant de la diode est beaucoup plus élevé. Il faut en effet que la LED puisse se refroidir. Quelques-uns des circuits intégrés de conversion DC mentionnés ci-dessous en fin d'article, disposent d'une entrée de mise hors-circuit (*Shutdown*) qui peut servir à la régulation de la luminosité par un signal modulé en largeur d'impulsion (PWM = *Pulse Width Modula-*

tion). Il est important de ne dépasser ni le maximum de température ambiante ni celui de la puissance dissipée par la LED. La fiche de données indique +100 °C comme température de fonctionnement. Il s'agit toutefois d'une valeur électrophysique ; la température de fonctionnement de +60 °C est plus importante pour un fonctionnement dans l'aire de sécurité (SOA, *Safe Operating Area*). À +100 °C, l'intensité lumineuse de la LED n'est déjà plus ce qu'elle devrait être.

Tolérances

La tension directe des LED blanches est de l'ordre de 3,5 V \pm 10 %. Elle est indiquée comme valeur nominale dans les fiches de données. La **figure 4** représente le domaine de variation : la tension à l'état passant peut atteindre de 3,15 à 3,85 V pour un courant de polarisation (courant direct) de 20 mA. la plage de variation du courant de polarisation est plus étendue si la LED blanche est alimentée par une tension régulée non calibrée en mode détecteur

de tension. Cette variation de la tension directe cause une variation assez considérable de l'intensité lumineuse de chaque LED.

L'alimentation d'une ou de plusieurs LED blanches peut être assurée par des circuits intégrés modernes de régulation à découpage comme LM2791/2, MAX1698, MAX1848, MAX1912, LT1618, LT1932, LTC3200, LTC3400, ou LM2585T-ADJ déjà utilisé dans Elektor 7-8/2000 (page 57) comme régulateur survolteur pour un réseau de 10 LED. Le LT1618 de Linear Technology est digne d'une mention spéciale : il possède à la fois une réaction en courant et en tension, une entrée de mise hors-circuit et une entrée PWM pour la régulation de la luminosité. Le LT1618 est contenu en outre dans un boîtier compact MSOP-10 et commute jusqu'à 1,5 MHz, ce qui réduit considérablement le volume des composants (contrairement au circuit du vénérable LM2585T-ADJ).

Un grand nombre de ces régulateurs à découpage peuvent être utilisés en mode détecteur de courant, ce qui a une influence favorable sur l'unifor-

mité de l'intensité lumineuse. En effet, la régulation du courant de polarisation est plus fine et tient compte de la tension spécifique à l'état passant de chaque LED, qu'elle soit de 3,15 V ou de 3,85 V.

Les caractéristiques des courants de polarisation ne tiennent pas compte de la puissance de dissipation maximale des diodes luminescentes. Le courant direct ne peut dépasser la valeur nominale de 25 mA qu'en régime impulsif ; dans ce cas, les valeurs maximales atteignent 100 mA ou 50 mA (fréquence de commutation de 1 kHz, un rapport cyclique 1:10 de la durée d'activation et une température ambiante de 25 °C).

Quelques distributeurs composent les lots de LED à haute luminosité destinés aux systèmes de gestion du trafic en fonction de leur intensité lumineuse qui doit répondre aux limites de tolérance \pm 1,6 mcd. Les diodes particulièrement lumineuses sont sciemment rejetées pour éviter l'éblouissement. Les LED au nitrure d'indium-gallium utilisées dans les installations de signalisation ont une intensité lumineuse de 180 mcd. Des LED comme la L5-W54S-BS dont l'intensité lumineuse atteint 9 000 mcd (!) sont par contre préférables pour l'éclairage de locaux et les lampes de poche.

(020292)

de 40 à 45 °C à l'intérieur du boîtier. Sauf si l'on fait appel à des radiateurs spéciaux extrêmement chers, il devient quasiment impossible, lorsque la température à l'intérieur du boîtier dépasse 70 °C, d'arriver à évacuer efficacement la chaleur générée par le processeur pour le refroidir suffisamment. La température de jonction maximale de 125 °C constitue une limite infranchissable. Un PC de bureau est (normalement) utilisé dans des pièces plus ou moins climatisées. Il est partant peu probable que vous ayez à faire tourner votre PC à des températures inférieures à 15 °C. Ceci explique que les composants ne refroidissent guère en dessous de cette valeur.

Il n'y a partant rien de biaisé à définir une plage de température allant de +10 à +70 °C. Avec de telles valeurs on pourra même utiliser comme point de mesure les surfaces des boîtiers des disques durs et des radiateurs. Il faudra faire appel à un capteur de température aisément disponible et bon marché tel que, par exemple, le LM75 (DS75). L'évaluation de la température se fera à l'aide d'un microcontrôleur rustique tel que le AT89C2051. Ceci implique une mesure de la température par le biais d'une interface I²C.

La visualisation de l'information se fera à l'aide d'une LED tricolore que l'on mettra à la place de la LED signalant la mise sous tension de l'ordinateur, LED en règle générale mono-couleur. Comme vous le savez sans doute si vous lisez régulièrement Elektor, une LED multicolore se compose de 4 puces électroluminescentes, de 3 couleurs différentes, 1 verte, 1 rouge et 2 bleues en raison de la luminosité moindre de ce dernier type de LED. Il faudra, pour obtenir une bonne impression de mélange de couleur utiliser la version à capuchon diffus de ces composants. S'il reste possible de différencier les couleurs des puces on pourra mettre un petit morceau de film translucide qui permettra d'obtenir l'effet recherché. Les différentes couleurs sont en fait obtenues par une attaque différentielle des différentes puces, commande effectuée par des signaux modulés en largeur d'impulsion (MLI = PWM pour Pulse Width Modulation) produits par le microcontrôleur.

L'électronique

Le schéma de la figure 1 représente la totalité de l'électronique de ce montage centrée sur un microcontrôleur 89C2051 de Atmel. Notons que l'on pourra également utiliser le « petit frère » de ce microcontrôleur, le 89C1051, qui ne possède lui que 1 Koctet de mémoire de programme. Le réseau de remise à zéro (Reset) pris à la broche 1 du microcontrôleur et constitué par un condensateur de valeur comprise entre 1 et 10 µF et une résistance de valeur comprise entre 10 et 50 kΩ n'a, tout comme l'oscillateur pris entre les broches 4 et 5 et piloté par quartz (nous avons essayé des fréquences d'oscillation comprises entre 7,372 8 et 14,318 MHz), rien de critique. La LED tricolore est commandée au travers d'étages de commande (driver) à base de transistors pnp. Nous avons utilisé une LED tricolore en version diffuse proposée en boîtier de 5 mm. Chaque transistor est doté d'une résistance de base ainsi que d'une autre résistance chargée de garantir un blocage du transistor BC557. Les différences au niveau de la tension directe existantes et des luminosités des puces de LED, impliquent la mise en oeuvre de valeurs de résistances de limitation de courant différentes. Il se peut qu'il soit nécessaire d'adapter l'une ou l'autre de ces valeurs en raison des tolérances plus ou moins importantes auxquelles on peut se trouver confronté avec de type de composant.

La ligne de port P1.0 pilote la LED verte, la ligne P1.1 les LED bleues et la ligne P1.2 la LED rouge. Le courant de LED devrait se situer aux alentours de 20 mA. Les lignes de port P1.4 (signal d'horloge SCL) et P1.5 (ligne de données SDA) assurent la communication avec le capteur de température. En raison des niveaux auxquels sont forcées ses lignes d'adresse A2 à A0, ce capteur, un LM75CIM5 (variante 5 V) est adressé aux adresses 90_{HEX} (pour l'écriture) et 91_{HEX} (pour la lecture).

Le logiciel

Le programme est indubitablement la partie la plus intéressante de ce projet. Le logiciel, sous la forme de code-source et de code compilé, est

disponible, sous la dénomination **EPS020380-11**, à 2 sources : au téléchargement gratuit depuis notre site Internet (www.elektor.fr) soit sous la forme d'une disquette, auprès des adresses habituelles. Si vous voulez vous éviter la programmation du composant, vous pouvez également acheter le contrôleur programmé, sous la dénomination **EPS030380-41** cette fois, auprès des adresses habituelles.

Un coup d'oeil au listage du programme permet d'en identifier les spécificités. Le programme travaille à l'aide d'une modulation en largeur d'impulsion (PWM = *Pulse Width Modulation*) sachant cependant que les temporisateurs (*timer*) internes ne sont pas mis à contribution mais que l'on fait plutôt appel à des boucles. Le programme commence par une initialisation des sorties de port. Pour chaque couleur on définit, dans un registre, la durée d'allumage de la LED correspondante. Le programme s'adresse ensuite au registre de température du LM75 et y lit la valeur de température qui s'y trouve. Le programme ne prend en compte que les 4 bits de poids fort, les 4 bits de poids faible de la valeur de température étant ignorés. Vu qu'il n'est pas question ici d'utiliser la totalité de la plage de température, on obtient, par une soustraction de la valeur 0A_{HEX}, un décalage de 10 °C de l'échelle de température. Cette valeur correspond à la première « valeur de couleur » prédéterminée. Chaque valeur de couleur se compose de 3 constantes de temps qui définissent la durée d'illumination de la couleur primaire concernée. Ces constantes de temps sont associées aux températures au travers d'un tableau. La routine ZAU visualise ensuite la valeur de couleur. Le pointeur de données fait office de pointeur sur le tableau de durée d'illumination. Chaque valeur de température utilise 3 octets. Le premier octet représente la durée d'allumage de la LED verte. La LED verte est allumée, processus dont la longueur est définie par une boucle chronologique. La même opération a lieu avec les LED bleues et la LED rouge. Au cours d'une boucle, la commande des couleurs de base se fait 255 fois, de sorte que l'oeil n'est plus capable de différencier les différentes couleurs primaires. La rétine retient une impression de chrominance et de luminance qui dépend des constantes de temps et partant de la température.

L'un des aspects intéressants est de noter que la valeur 00_{HEX} correspondrait à la constante de temps de la durée d'allumage la plus longue vu que l'on aurait, lors de la première instruction de saut DJNZ à l'intérieur de la boucle correspondante, un dépassement (en fait un emprunt). Si l'on utilisait la valeur 01_{HEX}, la durée d'allumage serait tellement brève que l'oeil ne pourrait pratiquement pas détecter ce court processus. On a

ainsi l'impression d'un mélange de couleurs. En raison de l'extrême brièveté de la durée d'allumage, une routine additionnelle, ZEIT, sert à l'allonger. Si vous optez pour une valeur de quartz différente il se peut qu'il vous soit nécessaire de revoir la valeur de cette durée. Nous avons essayé les valeurs proposées avec un quartz de 11,059 2 MHz. Il est possible d'obtenir des couleurs différentes par modification des valeurs du tableau.

Le programme proposé en exemple a adopté une couleur tirant sur le bleu pour visualiser des températures faibles. Plus la température augmente, plus la nuance verte s'accroît. À 35 °C on aura plus que du vert. Si la température continue d'augmenter, on a ajout d'une nuance de rouge. Au-delà 50 °C seule reste allumée la LED rouge.

Comme le décalage (*offset*) dont on dispose

n'est que de 255 (registre de 8 bits pour la température), le tableau ne peut pas aller au-delà de quelque 70 °C. De toutes façons, avec une température de cette valeur à l'intérieur du boîtier d'un PC de bureau il est fort probable que l'ordinateur ne fonctionne plus fiablement.

La communication avec le capteur de température fait appel à des routines I²C, START, STOP, READ et WRITE dans leur configuration minimale. Il n'est pas prévu de traitement d'erreur. Même si l'on devait se trouver confronté à une seule erreur de transmission sur le bus I²C, les conséquences restent sans la moindre gravité. Il ne doit pas être sorcier, avec les fichiers proposés

Téléchargements

À l'adresse :

www.elektor.fr/dl/dl.htm

vous trouverez les fichiers de ce projet suivants :

- Fichier source en allemand et en anglais et fichier hexadécimal pour la programmation du microcontrôleur

(allemands, il en existe une version anglicisée par un adepte de la langue de Goethe, alors ne soyez pas trop critique), d'adapter l'affichage chromatique.

(020380)

Torche spectrale

3 types de LED dans la même lampe de poche

Wolfgang Zeiller

Les nouveaux types de LED blanches permettent de réaliser de très jolies lampes de poche. Le présent montage y ajoute une LED infra-rouge et une LED ultra-violet de sorte que notre torche ne balaie pas uniquement le domaine de la lumière visible mais encore plus à chacune de ses deux extrémités.

En règle générale, le pilotage des LED se fait à courant constant de manière à éviter que leur luminosité ne soit affectée par (une variation de) la tension d'alimentation. Si l'on demande un courant constant cela implique inévitablement de disposer d'une source de courant constant, qui prend la forme, sur le schéma de la **figure 1**, du transistor T1. On applique, sur la base du transistor, une tension U_B dont la valeur doit être légèrement supérieure à la tension U_{BE} du transistor, à savoir 0,65 V. Le transistor devient alors passant et le courant circulant à travers le transistor entraîne une chute de tension aux bornes de R2. Lorsque la somme de cette chute de tension, U_{R2} et de U_{BE} de 0,65 V est égale à la tension de base, le courant reste constant.

Nous avons, pour disposer d'une tension de base sans la moindre variation de niveau, réalisé une source de tension constante qui prend la forme de la résistance R1 et de la diode D1. Pour cette dernière diode nous avons fait appel à une LED infrarouge (IR) mais pas pour, principalement, comme on pourrait s'y attendre, accroître le spectre. Cet étalement de spectre n'est qu'un effet secondaire. La raison de notre choix est qu'une LED IR requiert une tension de seuil de quelque 1,0 V, et que partant, comme nous le disions plus, cette valeur correspond parfaitement à la tension désirée, qui se doit d'être légèrement supérieure à U_{BE} . Dans le cas d'une LED rouge cette tension de seuil est de 1,8 V, elle est même de 3,5 V dans le cas

d'une LED blanche. La source la plus courante de LED IR est une vieille télécommande mise au rebus, mais

vous en avez peut-être également une dans votre tiroir de pièces de rechange (ou devrions nous plutôt



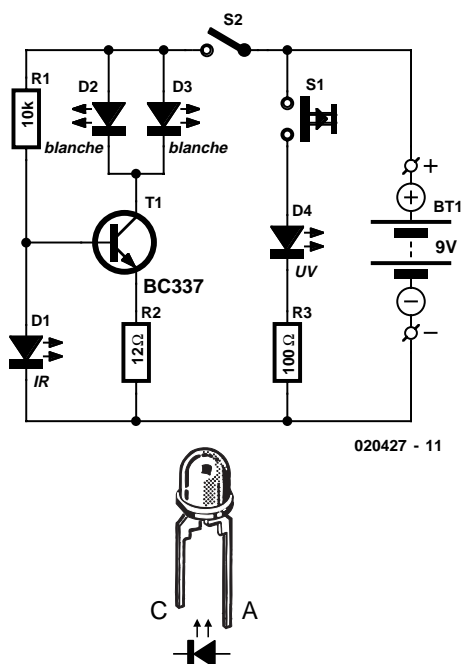


Figure 1. Une source de courant constant attaquant une paire de LED à haut rendement de couleur blanche il n'en faut pas plus pour « que la lumière soit ».

dire de récupération). Si vous n'arrivez pas à mettre la main sur une LED IR, vous pourrez la remplacer par une diode ordinaire telle que la 1N4148 (0,65 V) et une diode Schottky telle que la BAT85 ou BAT43 (0,35 V) prises en série. Si la tension d'alimentation est de 9 V et que l'on a opté pour une résistance de limitation de courant de 10 kΩ, le courant qui circule par la LED D1, I_{LED} répond à la formule :

$$I_{LED} = (U_B - U_{D1}) / R1 = 800 \mu A,$$

valeur si faible qu'il n'est pas nécessaire de tenir compte du courant de base. Il va sans dire que la LED IR ne

s'allumera pas pour une intensité de courant aussi faible, mais cela permet d'économiser de l'énergie. Si l'on tient à ce que la LED émette de la lumière (invisible de toutes façons) il lui faut un courant de 20 mA au minimum. Il faudra dans ce cas-là opter, pour R1, pour une résistance de 510 Ω. Il faudra cependant, avec un tel courant, compter sur une tension de seuil de la LED IR légèrement plus élevée.

Le courant constant à travers le transistor se subdivise en 2 courants partiels identiques de 20 mA chacun et destinés aux LED blanches. Nous sommes maintenant en mesure de calculer R2 :

$$R2 = (U_{D1} - U_{BE}) / I_{D2,D3} = (1,0 V - 0,65 V) / 40 mA = 8,75 \Omega.$$

Pour éviter tout risque nous avons augmenté à 12 Ω la valeur de R2, le courant constant qui résulte de ce choix est de l'ordre de 33 mA mais il est très difficile de voir le changement de luminosité que cela induit.

En série ou en parallèle ?

Il peut sembler, au premier abord, totalement inutile de prendre les 2 LED blanches en parallèle. Si on les montait en série, elles ne n'auraient besoin que de la moitié du courant. Cette approche est cependant gênée par la chute de tension importante qu'induisent les LED blanches. Sur notre montage, la tension d'alimentation doit être égale, au minimum, à la somme de la tension de LED de 3,3 V et de la chute de tension aux bornes de R2, à savoir 0,35 V, total auquel on ajoute un petit rien pour compenser la jonction collecteur/émetteur du transistor, ce qui nous donne, en gros, 4 V. Si l'on opte pour une mise en série, il nous faut cependant 3,3 V de plus, c'est-à-dire quelque 7,3 V.

Cette tension, allez-vous dire, ne devrait pas poser de problème à une pile compacte de 9 V. Pour vous convaincre du contraire, nous vous proposons de jeter un coup d'oeil à la courbe de la **figure 2** qui rend la fonction de décharge d'une pile compacte 9 V alcaline. Il nous faut reconnaître que cette courbe date quelque peu et que les piles modernes ont de meilleures caractéristiques, mais le principe lui n'a pas changé.

La courbe de 220 Ω se rapproche le plus de notre application (dans le cas d'un courant de LED de 40 mA); si l'on opte pour des LED prises en série, la courbe de référence est celle de 470 Ω. Cette dernière courbe coupe la tension critique de 7,3 V au bout de 11 heures environ, la courbe correspondant à un courant 2 fois plus important passe elle le repère 4,0 V au bout de 13 heures. Cette différence n'est pas très grande, mais s'il devait se faire que l'une des LED nécessite, par malheur, une tension de seuil de, disons, 3,6 V, valeur plus courante qu'on ne le pense, cela nous amènerait à une tension de pile de 7,9 V. La courbe de 470 Ω atteint cette tension au bout de 4 heures déjà ! Notons que l'auteur a relevé, au cours d'un test pratique, une durée de fonctionnement de 17 heures. Cette durée est largement supérieure à la durée de la nuit la plus longue que l'on puisse observer dans l'Hexagone (21.12 à Bray-Dunes). Même si la tension de pile est tombée à 3 V seulement, la torche permettra encore de trouver un trou de serrure. Comment peut-on, s'il existe des différences aussi importantes de tensions de seuil, prendre

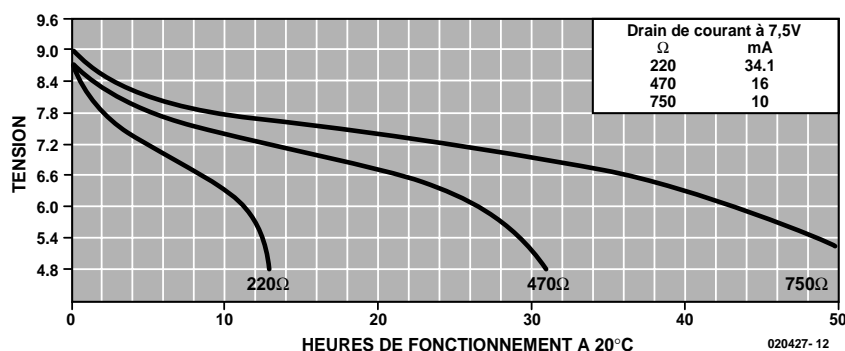


Figure 2. Courbe de décharge d'une pile alcaline compacte.

2 LED en parallèle sans prévoir de résistance de limitation de courant ? Est-ce que la LED à la tension de seuil la plus faible ne dérive pas une partie du courant destiné à l'autre LED (qui ne tarderait pas à s'éteindre ?). La réponse n'a rien de bien secret : les LED présentent une résistance interne relativement importante de quelque 18 Ω . Dans ces conditions une paire de LED aux caractéristiques quelque peu différentes se répartira équitablement le courant disponible. Il faut cependant éviter qu'elles soient par trop différentes vu que plus la différence est importante, plus la dissipation (et partant l'échauffement) de la LED défavorisée est importante.

Elle s'éteindra avant l'autre, mais cette dernière LED recevant un courant 2 fois plus important, ne manquera pas elle aussi de rejoindre, plus tôt que prévu, ses homologues trépassées dans des conditions mal définies.

Ultra-violet

La LED UV qui est prise dans le circuit au travers d'une résistance de 100 Ω , R3, constitue une adjonction utile à notre électronique. On pourra de cette façon utiliser cette torche spectrale comme détecteur de faux billets. Notons

en passant qu'avec sa longueur d'onde de 405 nm, D4 n'est pas une vraie LED UV mais qu'elle s'en rapproche seulement, tout près il est vrai puisque le domaine des ultra-violets commence à 400 nm. La lumière quasi-ultra-violette est moins dangereuse pour les yeux (encore qu'il faille éviter de regarder directement ce type de LED). Comme, à l'inverse du reste de l'électronique, la LED UV n'est activée, par le biais du bouton-poussoir S1, qu'occasionnellement et pour quelques secondes seulement, il n'y a pas d'inconvénient à donner à R3 une valeur plus faible, à savoir 100 Ω . Ceci permet de donner une luminosité très importante à la LED UV.

La mise en boîtier

Nous pourrions, en vue de donner une forme pratique à notre torche, utiliser un petit boîtier en plastique doté d'un compartiment pour pile. Vu la simplicité de l'électronique mise en oeuvre, nous n'allons pas

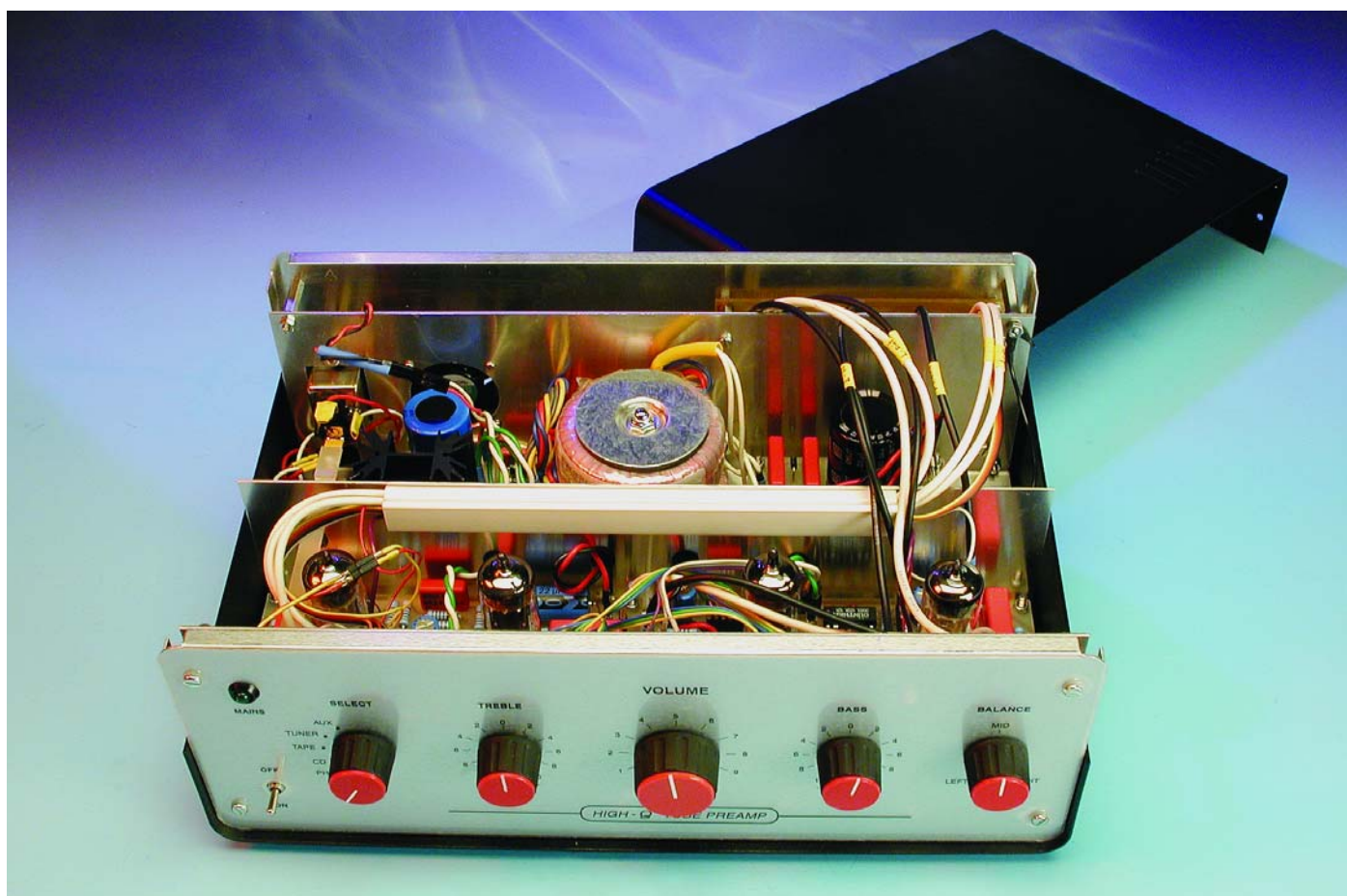
nous embêter avec une machine à graver. Il est extrêmement facile d'interconnecter les différents composants. Tout ce dont nous avons besoin est un morceau de platine récupéré lors d'une autre réalisation, plaquette cuivrée dont on polira la surface à la toile émeri et dont on coupera un morceau de la taille adéquate pour le glisser dans le boîtier. On fabriquera en outre un certain nombre de languettes et d'îlots de cuivre que l'on fixera sur la surface principale, aux positions requises, à l'aide d'une goutte de colle instantanée ou de film auto-collant double face (pour la fixation des tapis ou moquettes). Il restera à souder les composants concernés aux différents îlots pour réaliser le câblage. La photo en début d'article illustre éloquentement le but de la manoeuvre. L'interrupteur marche/arrêt et le bouton-poussoir seront montés dans la demi-coquille supérieure du boîtier à l'aide de colle thermique avant d'être câblés au reste du montage.

(020427)

Pupitre préampli à tubes

Parure neuve, technique classique

Bob Stuurman



Cet amplificateur doté des réglages habituels a été conçu à l'origine pour aller de paire avec l'amplificateur de puissance paru dans les numéros d'avril et de mai derniers. Mais rien n'empêche de lui adjoindre un autre étage de sortie. Il est équipé de tous les réglages et connecteurs nécessaires. Il ne faut pourtant aucune connaissance particulière de la technique des tubes pour mener à bien sa construction.

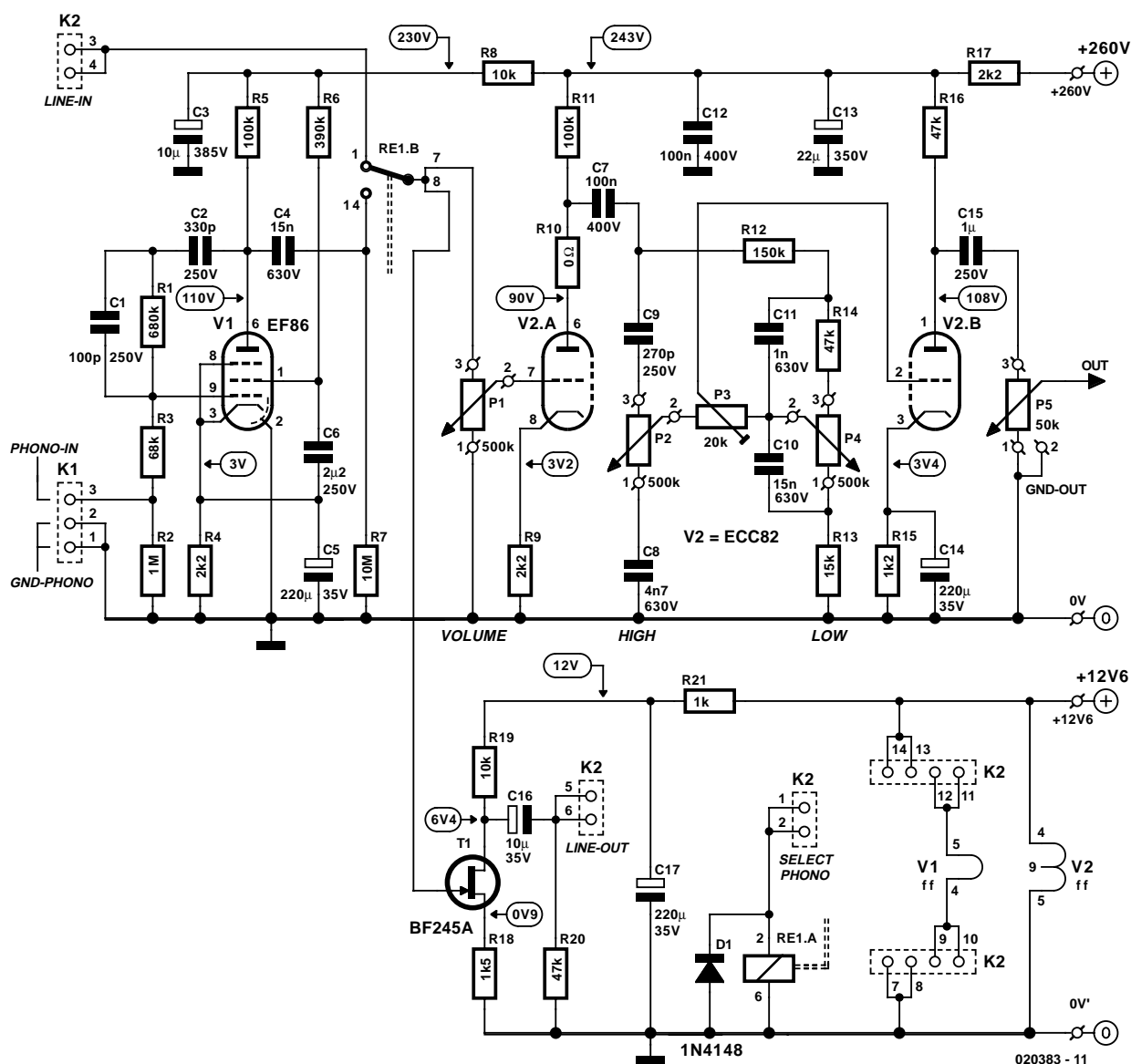


Figure 1. Les composants actifs de l'amplificateur sont les tubes EF86 et ECC82. Le FET T1 est un simple additif.

Comme sur la plupart des amplificateurs, on trouve ici les réglages de volume, de tonalité, grave et aiguë, ainsi que de balance. Il dispose aussi de toutes les possibilités de raccordement généralement présentes, avec en supplément une entrée devenue rare de nos jours, celle pour cellule de lecture phonographique. La version stéréo complète de l'amplificateur se compose de cinq platines : une pour chaque canal d'amplification, une à vocation d'entrée et sortie, avec toutes les prises Cinch et les relais, une pour l'alimentation à haute tension, la dernière pour la basse tension. Celle-ci fournit du 12,6 V continu, entre autres pour les filaments des tubes.

Deux tubes

Dans l'amplificateur de la **figure 1**, nous utilisons une contre-réaction totale, mais dans le préamplificateur phonographique, c'est une rétroaction locale qui est employée. Les tubes électroniques sont en principe fabriqués sous des tolérances étroites, si bien qu'ils fonctionnent sans difficulté et donnent d'excellents résultats sans rétroaction. Le montage est très simple. La console de réglage se compose essentiellement de V2A et V2B, une ECC82. De réglage de volume P1 se situe directement à l'entrée de l'amplificateur de réglage et l'on peut, à l'aide d'un relais, choisir une des

deux sources de signal, à savoir la sortie de l'étage phonographique ou l'entrée de ligne (K2/3-4). Le réglage de tonalité se trouve entre V2A et V2B. Il s'agit d'un montage passif équipé de potentiomètres logarithmiques. Quant à la balance, commandée par P5, elle se situe en sortie de V2B.

Détails de l'ampli

Le préamplificateur pour phono constitue une version modifiée d'une recette Philips à base de EF86 (V1). Son faible bruit et le peu de microphonie qu'il présente en font un excellent choix pour cette application. La correction RIAA nécessaire, on l'obtient par une contre-réaction dépendante de la fréquence. Pour une tension normale délivrée par la cellule MD (magnétodynamique), la sortie de

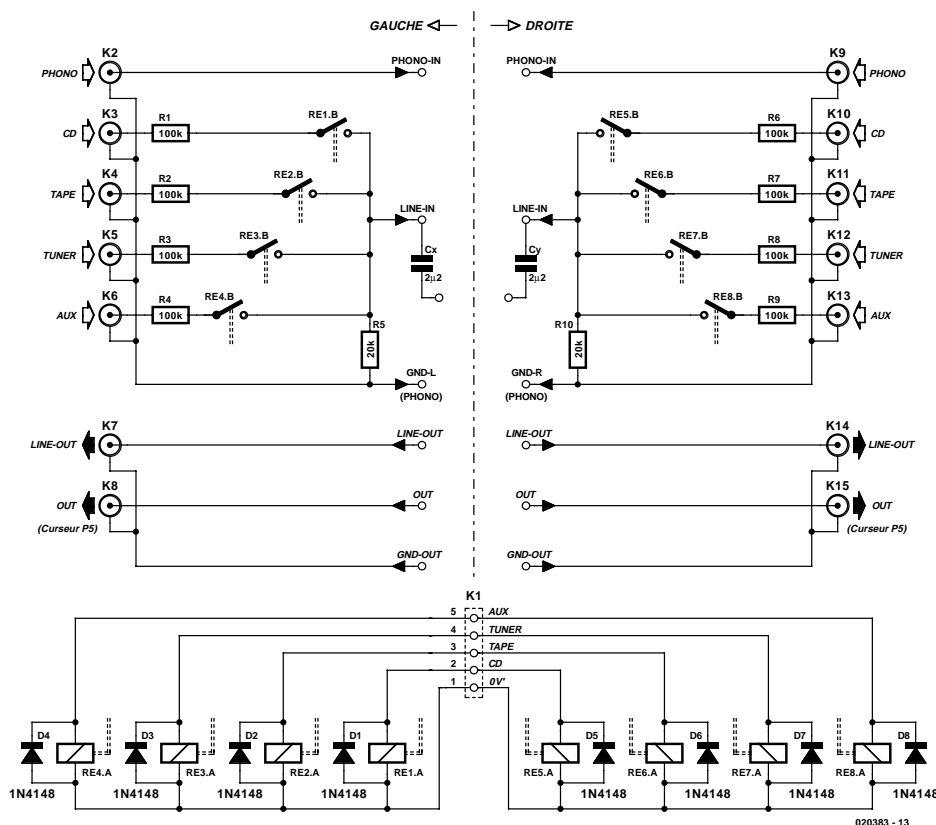


Figure 2. La commutation par relais des entrées et sorties entraîne une simplification drastique du câblage.

l'étage phono s'élève à 54 mV, ce qui concorde avec la sensibilité d'entrée de l'étage suivant, sur l'amplificateur à réglages. L'entrée de ligne, c'est K2. Par l'intermédiaire de la platine d'entrée-sortie (E/S), sur laquelle nous reviendrons plus loin, il est possible d'y raccorder un lecteur de CD, un récepteur de radio, etc. Normalement, Re1 est en liaison avec l'entrée de ligne, la sélection du lecteur CD, de l'enregistreur, du récepteur ou de l'entrée auxiliaire, c'est l'affaire des relais situés sur la platine d'E/S.

À l'origine, nous ne pensions pas adjoindre de sortie de ligne. Après révision de notre position, nous en avons ajouté une (K2), d'où la présence d'un intrus dans le petit monde des tubes, l'amplificateur à FET (T1), à considérer comme une sorte de supplément en prime.

Le réglage de tonalité, avec P2 pour l'aigu et P4 pour le grave, est tout ce qu'il y a de classique. En position linéaire, il présente une atténuation de 14 fois, il faudra donc une sérieuse amplification pour atteindre le niveau de 450 mV requis pour attaquer l'étage de puissance décrit en avril et mai. C'est une double triode ECC83 (V2) qui s'en charge. Chaque triode offre un gain de 11 fois,

le facteur d'amplification total sera donc largement suffisant.

Le réglage de balance (P5) de cet amplificateur est, en revanche, très particulier. Bien qu'un potentiomètre ordinaire de balance soit utilisable, nous avons monté sur le prototype deux potentiomètres logarithmiques, un par canal. En position médiane, un potentiomètre logarithmique se situe à environ 16 % de sa résistance nominale. Pour un modèle de 50 kΩ, on mesure ainsi 8 kΩ entre le début de piste et le curseur et de là, 42 kΩ jusqu'à la fin de la piste. Les brancher en sens inverse permet alors de limiter, en position centrale, à 8 kΩ la résistance série supplémentaire introduite, tout en autorisant de ramener à zéro le signal. Il faut coupler mécaniquement les deux potentiomètres simples de manière à ce qu'ils tournent en sens inverse, ce que l'on réalise aisément avec deux roues dentées.

L'alimentation fournit une tension de filaments de 12,6 V. Une ECC82 s'y branche directement, mais pour une

EF86, il ne faut que 6,3 V. On résout le problème par la mise en série des deux tubes, puisqu'il y en a un par canal. C'est K2 qui rend l'opération très simple. Sur un canal, les bornes 7, 8, 9 et 10 sont couplées par pont de câblage avec les bornes 11, 12, 13 et 14 de l'autre canal. Sur un amplificateur monophonique, on remplace le second filament par une résistance en série de 33 Ω/2 W.

Disons encore pour finir le chapitre que, sur notre prototype, nous avons remplacé R10 par un cavalier. Mais si le gain de la ECC82 était trop élevé, on aurait la possibilité de réduire le niveau par le diviseur R10/R11.

Les circuits d'E/S

Quatorze au total, les embases Cinch que vous pouvez compter sur la platine d'E/S et de réglage, représentée à la **figure 2**. Derrière les entrées pour CD, enregistreur, radio et auxiliaire, nous avons installé des atténuateurs composés des résistances en série R1 à R4 (ou R6 à R9) et la résistance commune R5 (R10). Selon les appareils à connecter, vous gardez la latitude d'adapter ces résistances en série au coefficient d'affaiblissement requis. Vous savez que certains lecteurs de CD fournissent un signal de sortie nettement supérieur à la sensibilité de 250 mV de notre entrée de ligne. Avec une résistance en série de 220 kΩ, par exemple, sur l'entrée auxiliaire, vous pourrez encore brancher directement un ancien tourne-disque équipé d'une cellule céramique de haute-fidélité, elle délivre une tension de sortie élevée et ne requiert pas de correction RIAA, contrairement à la magnétodynamique.

Dans le souci de préserver la simplicité du câblage des entrées, nous avons fait appel à des relais. Sur chaque platine d'amplificateur se trouve un relais inverseur. S'il est activé, c'est l'entrée phono qui est en service, sinon ce sera l'entrée de ligne qui se verra connectée au pupitre de réglage. Sur les cartes d'E/S, les relais Re1 à Re4 (ou Re5 à Re8) sélectionnent l'entrée CD, enregistreur ou radio pour l'envoyer à l'entrée de ligne : il suffit d'activer le relais correspondant.

Une remarque encore à propos du circuit d'E/S. Si vous n'êtes pas cer-

tain que la sortie de l'appareil source utilisé est exempté de tension continue, nous vous conseillons d'insérer entre l'entrée de ligne et la platine amplificatrice un condensateur MKT de 2,2 μ F (Cx et Cy sur la figure 2).

L'alimentation

Il faut au préamplificateur deux tensions d'alimentation : la haute tension de 260 V et la tension de filaments de 12,6 V. Pour éviter toute difficulté d'approvisionnement, nous avons opté pour deux transformateurs classiques à noyau torique. Le premier, Tr1, abaisse la tension du secteur à 15 V. Il est suivi d'un redresseur et d'un régulateur pour assurer le chauffage des filaments. L'autre, Tr2, fournit du 230 V environ. Les transformateurs toriques rayonnent très peu de champ et n'occasionnent donc aucun ronflement. Ils peuvent s'empiler pour économiser la place dans le boîtier.

À la **figure 3**, vous trouverez le schéma complet de l'alimentation, la haute tension dans la partie supérieure, l'autre en bas. Le transformateur Tr1 est un modèle de 30 VA et Tr2, de 15 VA, c'est le plus petit de la gamme. Ils disposent de deux enroulements secondaires que nous branchons en parallèle. Les diodes D1 à D4 d'une part, D5 à D8 de l'autre, assurent le redressement. En shunt sur chaque diode, il y a ce que l'on appelle un condensateur anti-cliquetis (ou antiparasite) qui ralentit la commutation des diodes et empêche la génération de perturbations à haute fréquence. C9 et C11 sont les condensateurs réservoirs pour la basse et haute tension. Leurs lignes à zéro volt sont interconnectées.

La basse tension est stabilisée à l'aide du célèbre régulateur variable LM317. C'est le potentiomètre d'ajustage P1 qui vous permettra d'amener à 12,6 V précisément la tension de sortie. Il est alors possible, en ajoutant le cavalier JP1, de la ramener, si nécessaire, à 6,3 V par modification du diviseur de tension. L'alimentation peut ainsi servir à d'autres montages (simples) à tubes. Le courant qu'elle est alors capable de fournir se situe nettement plus bas, environ 400 mA. Le condensateur C10 améliore la réponse en transitoire et la LED1 vous indique que

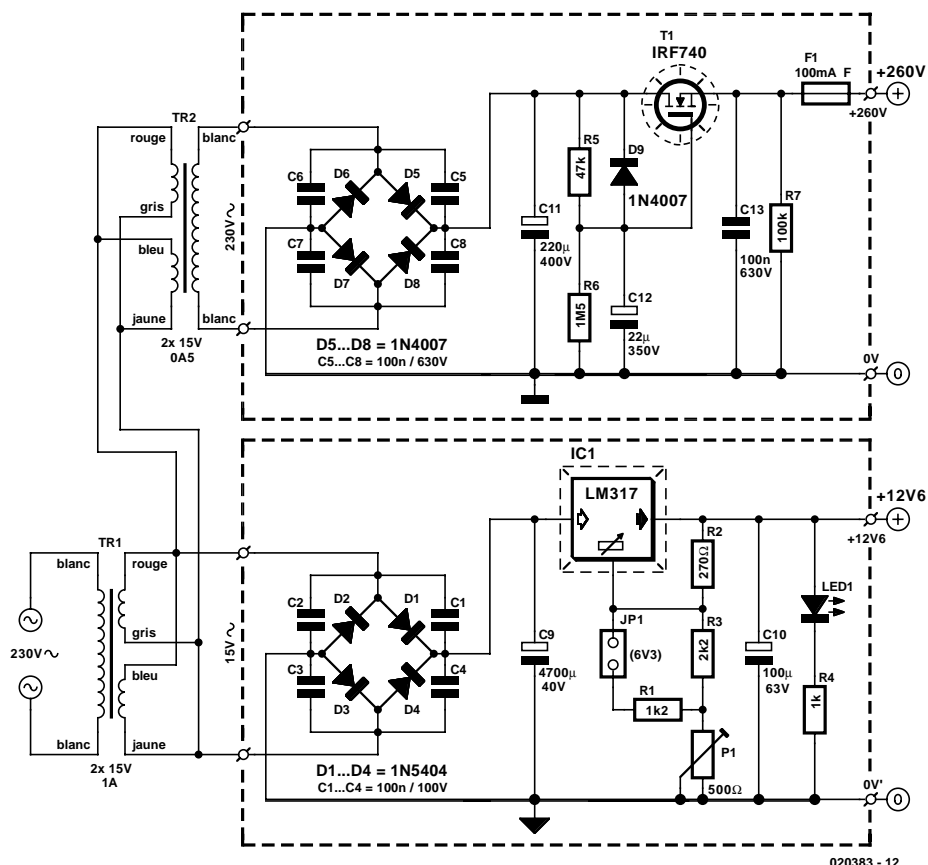


Figure 3. L'alimentation se compose de deux parties distinctes : la haute et la basse tension.

l'alimentation est en service. Mais elle sert aussi, avec R4, à constituer une charge interne minimale pour assurer le bon fonctionnement du CI. Le MOSFET IRF740 (T1) dans la partie haute tension a pour mission de réduire considérablement l'ondulation résiduelle à 100 Hz. Pour une charge normale de 50 mA (l'amplificateur à pupitre en consomme 15 mA), la tension de ronflement sur C11 peut s'exprimer comme suit :

$$U_r = 1,7 \times I/C = 1,7 \times 50 / 220 = 0,4 \text{ V}$$

Avec U_r = la tension d'ondulation crête à crête

I = la consommation en mA

C = la valeur en μ F de C11.

Si nous appliquons à la porte de T1, monté en drain commun (source suivieuse), une tension exempte de ronflement, il n'y en aura pas non plus en sortie, sur la source du FET, pour peu que T1 dispose d'une marge de suffisance pour compenser les fluctuations du réseau. Ce sont R5, R6 et

C12 qui devront y veiller.

Le circuit qui entoure T1 s'occupe également d'assurer, à la haute tension, décollage et atterrissage en douceur. Après mise sous tension, la haute tension s'élève progressivement pour atteindre son niveau nominal en trois secondes à peu près. À la coupure également, la forte capacité de C11 fait en sorte que la descente en tension s'opère lentement. Dans les deux cas, il s'agit d'empêcher les transitoires brutaux. D9 sert à décharger le condensateur C12 après la coupure de l'alimentation, R7 prend quelques minutes à faire disparaître la tension de sortie et C13 s'occupe du découplage en haute fréquence. Le fusible F1 protège T1 en cas de court-circuit en sortie. Il n'y a pas de raison, en principe, d'assurer de refroidissement supplémentaire pour le FET, même s'il doit fournir 50 mA.

Construction

Platine d'amplificateur

La platine pour l'amplificateur à pupitre, vous en trouverez une reproduction à la **figure 4**. De difficulté de construction, il n'y en a sûrement pas, mais les quelques remarques qui suivent devraient vous simplifier la tâche. Les supports des tubes sont faits de matière

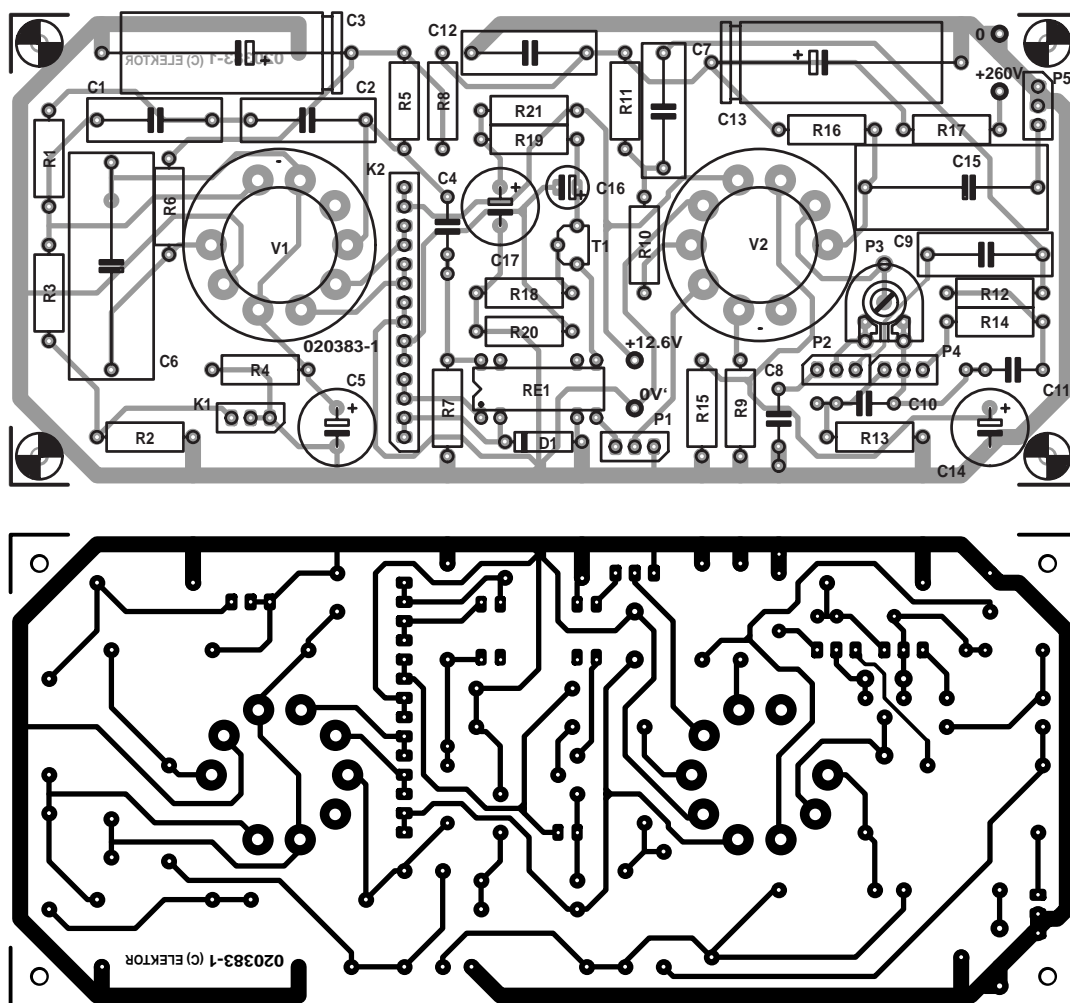


Figure 4. La platine d'amplification ne porte qu'un canal. Pour la stéréo, il en faut deux.

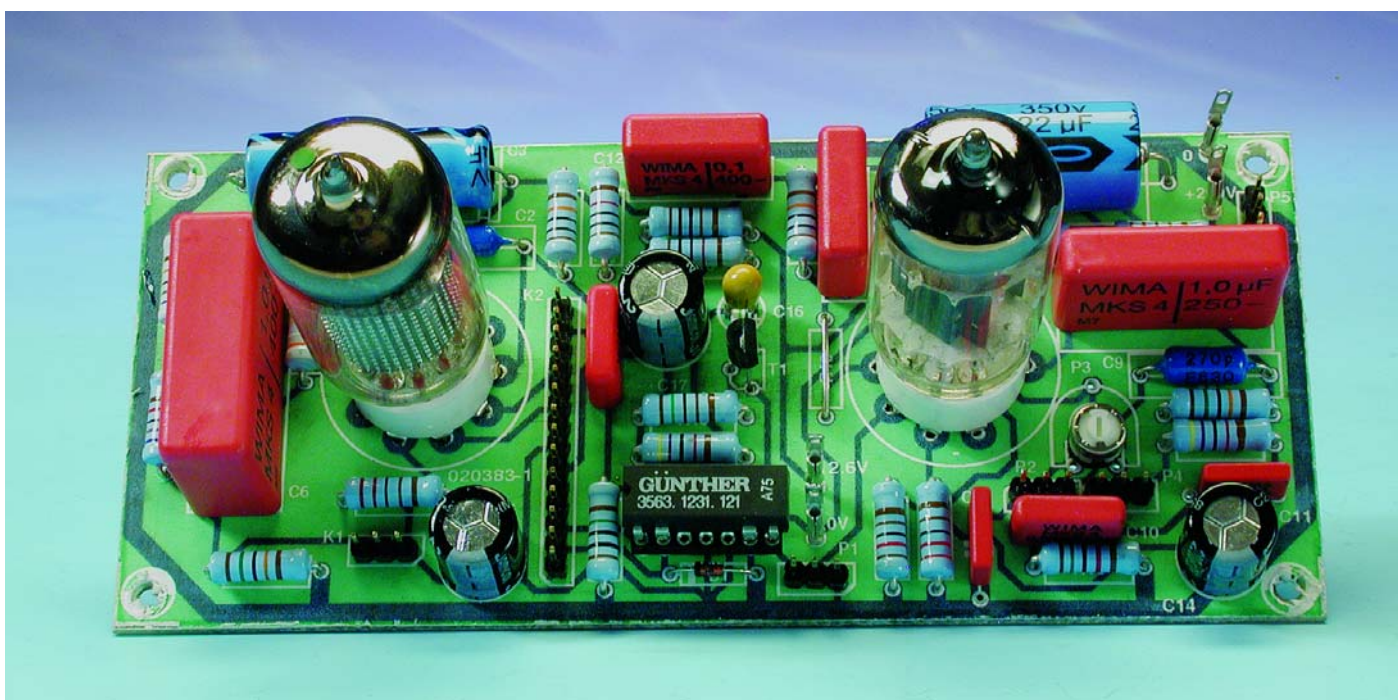


Figure 5. Un coup d'œil sur la photo permet souvent d'éviter des soucis.

Liste des composants pour la platine de l'amplificateur (mono)

Résistances :

R1 = 680 k Ω
 R2, R12 = 150 k Ω
 R3 = 68 k Ω
 R4, R9, R17 = 2 k Ω
 R5, R11 = 100 k Ω
 R6 = 390 k Ω
 R7 = 10 M Ω
 R8, R19 = 10 k Ω
 R10 = 0 Ω
 (pont de câblage – cf. texte)
 R13 = 15 k Ω
 R14, R16, R20 = 47 k Ω
 R15 = 1 k Ω
 R18 = 1 k Ω
 R21 = 1 k Ω
 Toutes les résistances sont des résistances à film métal de 0,5 à 1 W

telles que, par exemple, MBE-0414 (Beyschlag)

Potentiomètres :

P1, P2, P4 = 500 k Ω log. stéréo
 P3 = ajustable 20 k Ω couché RM 5,08/2,54 (Conrad (RFA) 424420) ou RM5/10
 P5 = 50 k Ω log.

Condensateurs :

C1 = 100 pF/250 V polypropylène (Conrad (RFA) 458686 par exemple)
 C2 = 330 pF/250 V polypropylène (Conrad (RFA) 458740 par exemple)
 C3 = 10 μ F/385 V axial 12x30 mm
 C4, C10 = 15 nF/630 V RM10
 C5, C14, C17 = 220 μ F/35 V radial RM5
 C6 = 2 μ F/250 V RM27,5 ou RM22,5
 C7, C12 = 100 nF/400 V RM15
 C8 = 4 nF/630 V RM10 ou RM7,5
 C9 = 270 pF/250 V polypropylène

(Conrad (RFA) 458732 par exemple)
 C11 = 1 nF/630 V RM10 ou RM7,5
 C13 = 22 μ F/350 V axial 16 x 36 mm
 C15 = 1 μ F/250 V RM22,5
 C16 = 10 μ F/35 V tantale RM 2,5

Tubes/Semi-conducteurs :

V1 = EF86
 V2 = ECC82
 T1 = BF245A
 D1 = 1N4148

Divers :

Re1 = -relais DIL 12 V unipolaire
 2 supports Noval 18 mm encartable tel que, par exemple, Conrad (RFA) 120529
 support DIL 14 contacts tulipe (pour Re1)
 embase autosécable mâle à 1 rangée de 36 contacts
 embase autosécable femelle à 1 rangée de 36 contacts
 4 picots + douille correspondante

synthétique. Ils se placent tout bêtement sur la face composants de la platine.

Les connecteurs SIL pour K1, K2, P1, P2, P4 et P5 sont disponibles en longues barrettes, il convient de les couper à longueur à l'aide d'une petite scie à métaux. Mais rassurez-vous, chacun d'eux compte au moins deux contacts, cela évite de les bousiller ! Et pour prévenir autant que possible les erreurs de raccordement, nous n'utilisons que des contacts mâles sur la platine amplificatrice, des femelles sur celle d'E/S. Pour certains condensateurs, des

Liste des composants pour la platine d'E/S

Résistances :

R1 à R4, R6 à R9 = 100 k Ω
 R5, R10 = 20 k Ω

Condensateurs :

Cx, Cy = 2 μ 2 MKT (cf. texte)

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = 1N4148

Divers :

Re1 à Re8 = relais SI 12 V à 1 contact travail tel que, par exemple, Conrad (RFA) 504602
 14 x Cinch-châssis à visser
 SIL-printhead 5-polig
 6 picots + douille correspondante

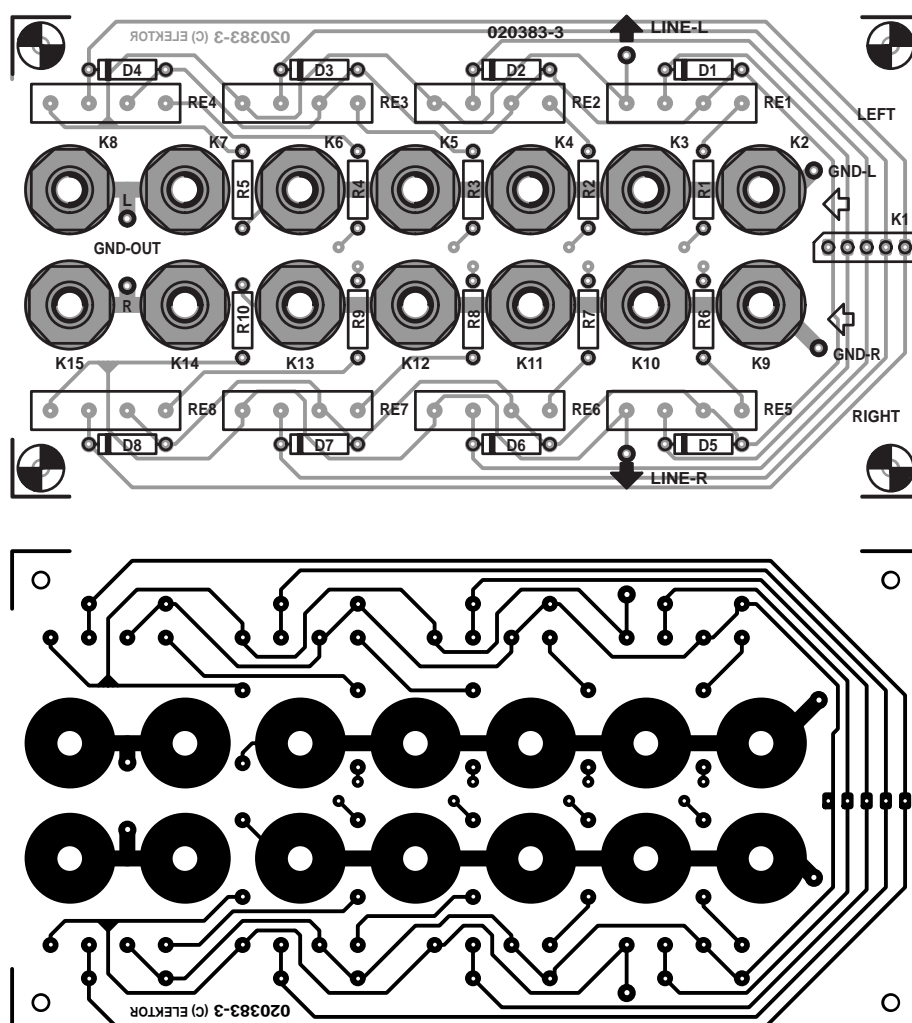


Figure 6. La platine d'E/S peut servir de pupitre de raccordement. L et R signifient évidemment canal gauche et canal droit.

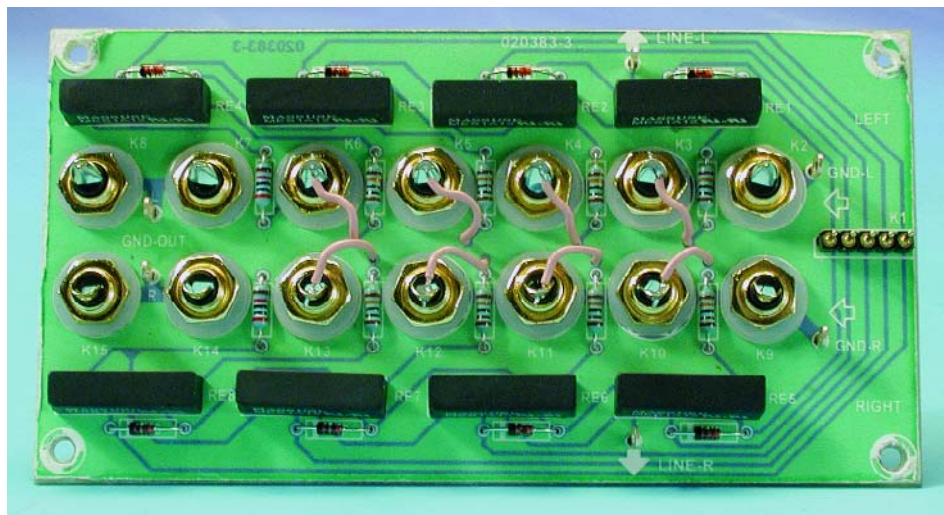


Figure 7. Voici comment assembler les composants de la platine d'E/S.

trous supplémentaires dans la platine permettent d'installer des modèles de gabarit différent, pour vous faciliter la vie. Le raccordement des hautes tensions s'opère à l'aide

de broches pour circuit imprimé. Les valeurs de tension indiquées sur le schéma sont valables dans le cas du branchement d'une seule platine

sur l'alimentation. On peut observer des variations de l'ordre de 10 %. La tension sur le drain de T1 doit se situer entre 6 et 9 V. Sinon, changez le FET. Les caractéristiques peuvent fort varier d'un exemplaire à l'autre. La **figure 5** vous présente une photo de l'amplificateur terminé.

Platine d'E/S

Vous trouverez à la **figure 6** une représentation de la platine d'E/S. Il ne faut pas oublier d'étamer les cosses de mise à la masse avant de visser les bornes Cinch. Les entrées des connecteurs sont orientées vers la face cuivrée de la platine. Les rondelles éventails qui accompagnent les bornes se placent sous l'écrou pour les bloquer définitivement. Ces connecteurs sont les premiers composants à installer. Chaque canal stéréo possède deux points de masse distincts, Gnd-Out et Gnd-

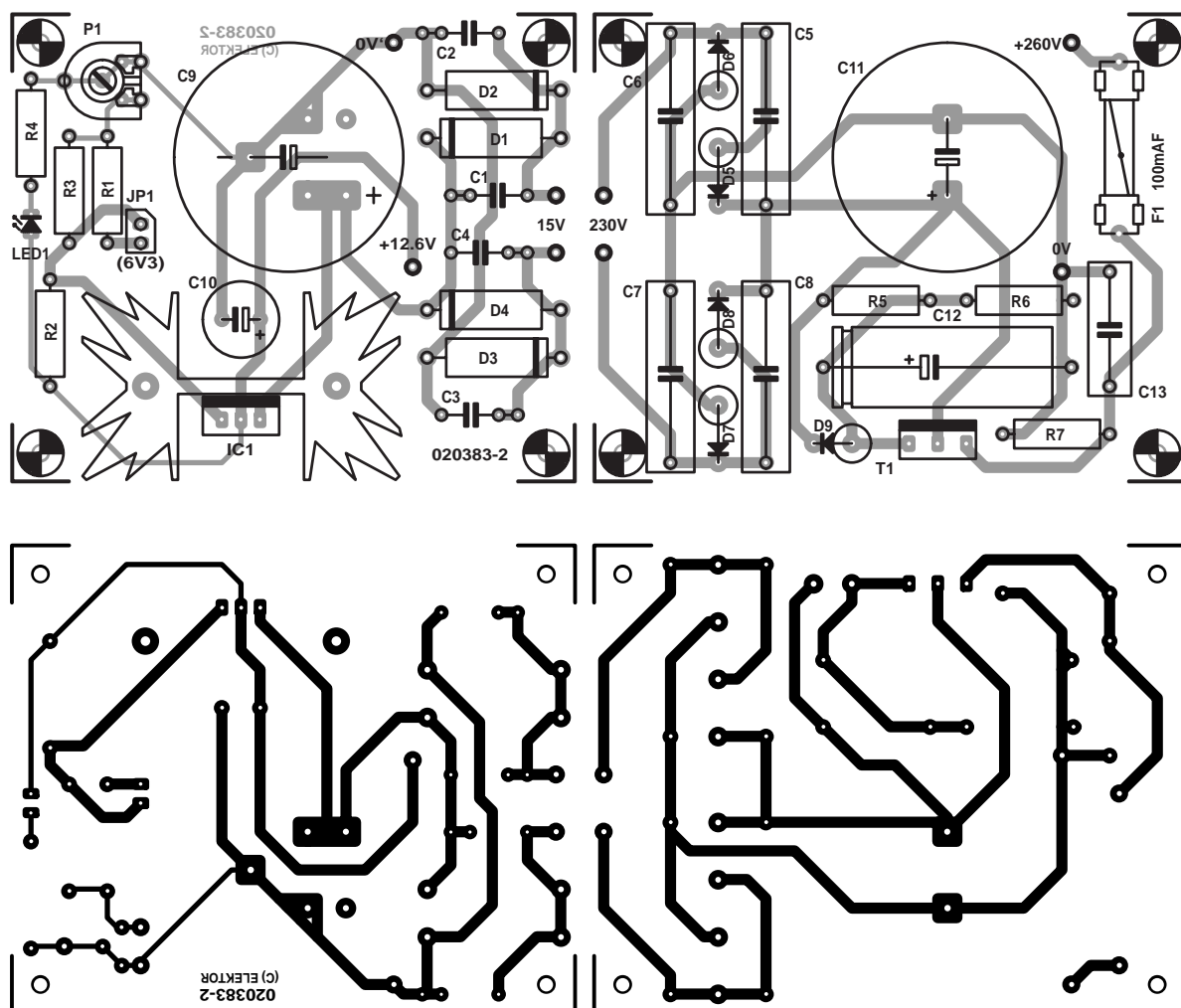


Figure 8. Pour faire de cette platine d'alimentation deux ensembles distincts, il faut une bonne scie !

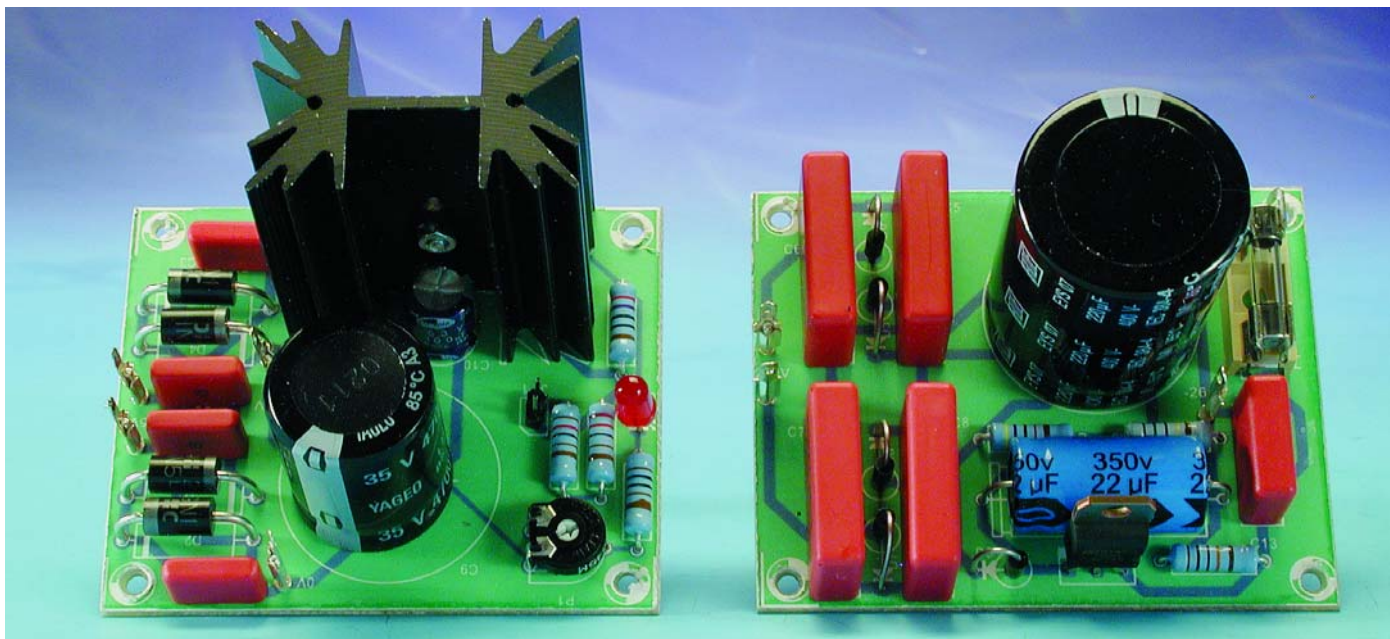


Figure 9. Les cartes d'alimentation montées. Les diodes y sont-elles bien à l'endroit ?

L/R-In, qui doivent être raccordés aux points correspondants de la platine d'amplificateur. Dans la deuxième partie de ce sujet, nous vous fournirons un plan de câblage qui, outre les interconnexions générales, indiquera clairement comment raccorder les tresses des câbles blindés de manière à éviter les boucles

de masse.

La **figure 7** montre la platine d'E/S dans sa forme définitive.

Platine d'alimentation

Il y a deux platines d'alimentation, une pour la basse et une pour la haute tension. Comme on le voit à la

figure 8, elles sont fabriquées ensemble, il faudra les scier pour les séparer. Elles se placeront de part et d'autre du bloc central de transformateurs, les deux tores montés l'un sur l'autre.

La construction est aisée. Ici aussi, on fait usage de broches pour circuit imprimé et de cosse enfichables. Le condensateur électrolytique C9 indiqué dans la liste des composants possède trois bornes de raccordement, mais la platine est aussi apte à accueillir un modèle à deux broches. Il est fortement conseillé d'enduire IC1 de pâte conductrice de la chaleur lors du montage sur le radiateur. Dès que vous aurez vérifié les platines, vous pourrez les placer provisoirement sur un plancher, le temps de tester les alimentations. Par sécurité, on peut charger la sortie à haute tension par une ampoule de 220 V/8 W. Sans elle, la haute tension à vide monte facilement à 260 V, un peu moins avec la lampe. Prudence donc lors de la mesure ! C'est aussi l'occasion d'ajuster avec précision la tension de filaments à 12,6 V.

La **figure 9** vous montre à quoi ressemblent les platines d'alimentation terminées.

(020383-1)

Liste des composants pour la platine de l'alimentation

Résistances :

R1 = 1 k Ω
R2 = 270 Ω
R3 = 2 k Ω
R4 = 1 k Ω
R5 = 47 k Ω
R6 = 1 M Ω
R7 = 100 k Ω
P1 = ajustable 500 Ω couché RM 5/2,5 ou 5/10

Toutes les résistances sont des résistances à film métal de 0,5 à 1 W telles que, par exemple, MBE-0414 (Beyschlag)

Condensateurs :

C1 à C4 = 100 nF/100 V RM10
C5 à C8 = 100 nF/630 V RM22,5
C9 = 4 700 μ F/40 V électrochimique radial, RM10/12,5 ou RM10
C10 = 100 μ F/63 V électrochimique radial RM5
C11 = 220 μ F/400 V électrochimique radial RM10

C12 = 22 μ F/350 V électrochimique axial, 16x36 mm, tel que, par exemple, Conrad (RFA) 477052
C13 = 100 nF/630 V RM22,5

Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N5404
D5 à D9 = 1N4007
IC1 = LM317
T1 = IRF740 ou BUZ61 ou BUK455-400B ($V_{DS} \geq 400$ V)
LED1 = LED rouge 5 mm

Divers :

Tr1 = transformateur torique 230 V/2x15 V, 1 A, tel que, par exemple, Amplimo 11013
Tr2 = transformateur torique 230 V/2x15 V, 0,5 A, tel que, par exemple, Amplimo 1013
J1 = embase autosécable male à 1 rangée de 2 contacts radiateur SK129/50,8/STS, R_{th} 5°C/W porte-fusible encartable 5x20 mm couché RM22,5
F1 = fusible 100 mA
8 picots + douille correspondante

Le mois prochain, nous approfondirons les questions d'assemblage, le câblage et la mise sous boîtier du pupitre préamplificateur et nous nous ferons un plaisir d'y joindre le détail des spécifications.

PSoC™ ICE-4000 Designer

Kit de développement pour circuits de Cypress

La première surprise que l'on a lors de l'ouverture de la grande (pas moins de 40 x 26 x 15 cm) boîte en carton dans laquelle arrive le kit, est, comme l'illustre imparfaitement la photo en début d'article, le nombre des pièces qu'elle renferme, une bonne douzaine (dont 2 échantillons de CY8C26443), sans parler de la documentation prenant la forme de plusieurs documents sur papier et, très important, le CD-ROM comportant l'environnement de développement.

Lors de l'examen de la documentation technique fournie, et elle est très bien faite et exhaustive, en vue d'assembler les différentes pièces on est pris d'un doute à la vue de la photo 56 (au niveau du pod/pup) du manuel utilisateur (Rev. 1.16) ; elle ne correspond plus à la réalité, vu qu'elle représente un autre type de kit de développement. Il est en effet possible d'interconnecter le pod et le pup d'au moins 3 manières différentes, une seule d'entre elles étant bien évidemment la bonne... Heureusement, les 4 feuilles du petit guide (*Start Up Guide*) expliquent, à grand renfort de photos en couleur, les différentes étapes de mise en oeuvre de cet outil de développement dont le nombre de pièces est impressionnant, surtout lorsque l'on est habitué aux kits de développement à mono-cartes.

PSoC™, connais pas !

Il faudra se faire à ce nouvel acronyme de Cypress MicroSystems. Il est en effet très ambitieux, vu que PSoC™ ne signifie pas moins que *Programmable System-on-Chip*... Il s'agit en fait d'un composant mixte intégrant et un microcontrôleur et des fonctions logiques et analogiques configurables. Ceci permet de rendre l'électronique bien plus compacte. Dans certains cas, le nombre de composants nécessaires peut-être divisé par plus de 3, 25 au lieu de 90 !

La famille PSoC™

La famille PSoC™, qui pour le moment comporte 4 membres, les CY8C25122, 26233, 26443 et 26643, est une famille de compo-



sants de système sur puce programmables destinés à se substituer des systèmes à microcontrôleurs multi-puces par un seul et unique composant configurable. Un composant PSoC™ intègre des blocs de périphériques analogiques et numériques configurables, une unité centrale CPU, de la mémoire de programme en Flash (50 000 cycles d'écriture/effacement) et de la mémoire de données en SRAM. De par la présence d'oscillateurs internes il ne requiert pas de quartz externe. L'intérêt de cette approche est que l'on se trouve en face d'une sorte de boîte de construction dont on peut utiliser les blocs individuellement ou en combinaison. Les différents membres de la famille se différencient par la taille de leur mémoire de programme de 4 à 16 Koctets, le nombre de leur broches d'E/S (de 6 à 40 voire 44) et leur nombre de broches (de 8 à 48), le reste des caractéristiques, fréquence de travail de 93,7 kHz à 24 MHz, tension d'alimentation de

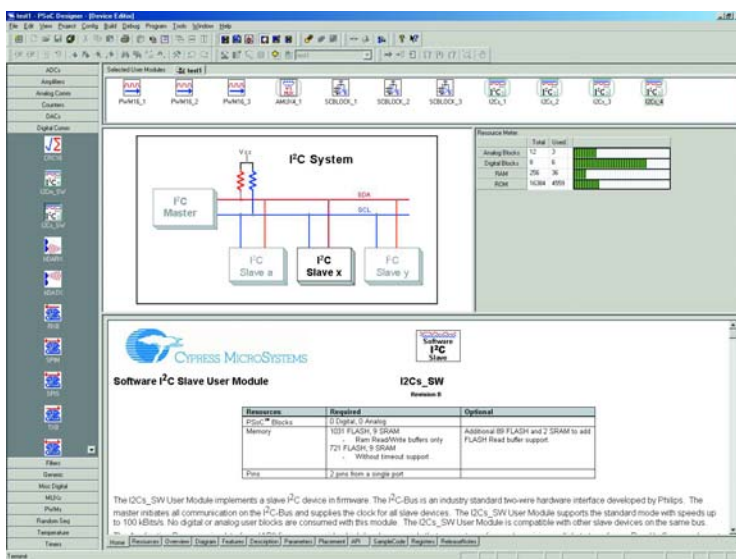
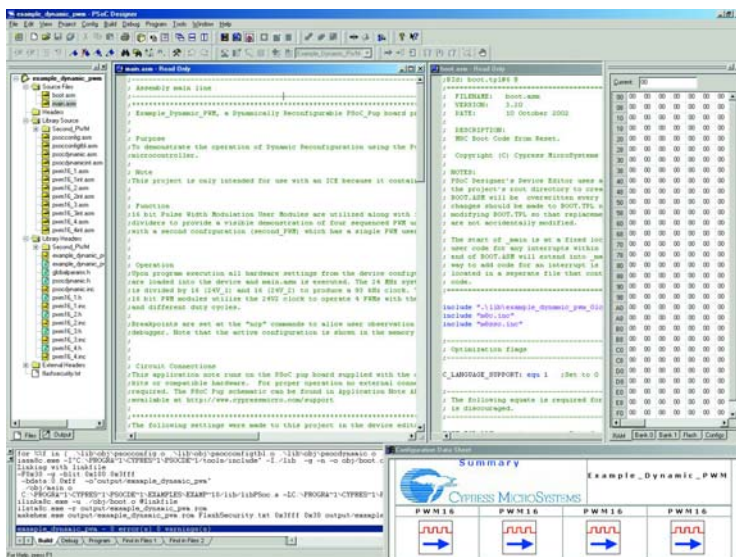
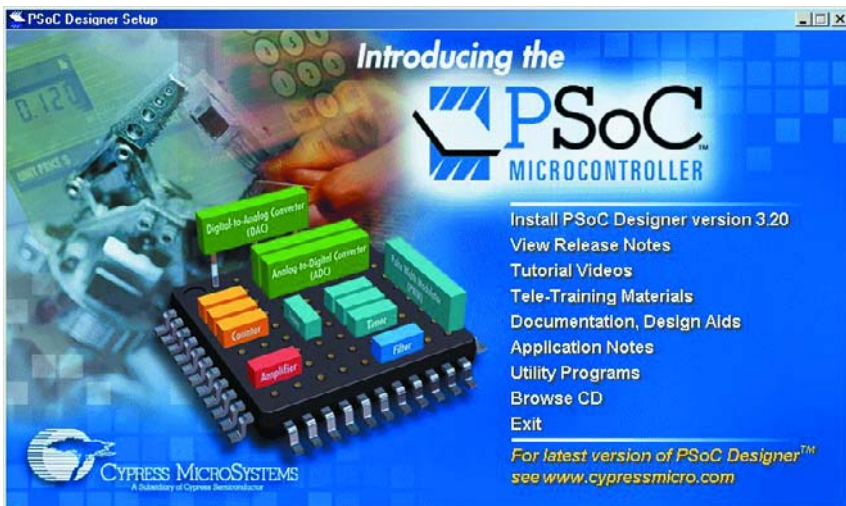
3,0 à 5,25 V, taille de la mémoire de données de 256 octets, 8 blocs numériques et 12 blocs analogiques, étant identiques.

Le génie d'un concept

Ce concept par blocs ouvre des perspectives très intéressantes pour réaliser toutes sortes de fonctions puissantes. Les 12 blocs analogiques permettent ainsi de réaliser, au mieux, un CAN Delta-Sigma de 11 bits, un CAN à approximation successive de 8 bits, un CNA 9 bits, des filtres programmables etc. De leur côté, les 8 blocs numériques mettent à disposition des temporisateurs (*timer*) pluri-usages, des UART full-duplex, des modules CRC, etc.

La documentation

Celle-ci prend la forme d'un Guide de l'Utilisateur et d'un CD-ROM sans oublier le document 4 pages en couleur évoqué plus haut. Le CD-ROM, est, comme le montre la recopie



d'écran ci-contre, une source précieuse d'informations. On y trouve non seulement le logiciel PSoC Designer proprement dit mais également nombre de matériaux servant à une meilleure compréhension du fonc-

tionnement du kit de développement avec plusieurs dictaiels bien faits.

Premiers pas avec PSoC™

Le composant principal de ce kit de

développement est bien entendu le boîtier blanc identifié par l'inscription PSoC™ ICE-4000, l'émulateur en circuit, (ICE signifiant bien entendu *In Circuit Emulator*).

Grâce au petit fascicule de 4 pages et à un manuel de l'utilisateur très explicite, un concepteur habitué à ce genre d'environnement ne devrait pas avoir de gros problème pour « assembler » les différentes pièces du puzzle que constitue ce système.

Un point important sur lequel il nous faut insister est que la mise en oeuvre de cet outil requiert que le port parallèle de votre PC (de bureau, souvent plus délicat dans le cas d'un portable) puisse être mis, par le biais du BIOS, en **mode EPP** (le mode le plus souvent utilisé étant actuellement le mode ECP+EPP), car sinon on risque de rencontrer des problèmes d'interconnexion entre le PC et l'ICE-4000. Une fois ceci acquis, le reste devient un jeu d'enfant. Lancer PSoC Designer, charger un projet (ou démarrer un projet neuf), créer les fonctions (*Device Editor*), puis le progiciel (*firmware*) par l'*Application Editor*, mettre au point (*Debug*) ou effectuer le traitement requis des fichiers (dont compilation), établir la connexion PC-émulateur (la LED d'alimentation du pod ICE s'allume), téléchargement du code, lancer l'exécution du programme (la flèche verte), etc. On voit avec plaisir les LED de la barrette du Pup Board « battre la chamade ».

Il est toujours bon de faire un tour sur le site de Cypress Microsystems sis à l'adresse www.cypressmicro.com pour voir s'il n'existe pas de version plus récente du programme PSoC™ Designer. La version du CD-ROM est la version 3.20, alors qu'à l'écriture de ces lignes c'était la version 3.21 qui était disponible sur Internet (il y avait même une version 4.0 beta !, pas moins de 50 Moctets ! à télécharger par rapport aux 30 de la version 3.21).

En guise de conclusion

Il s'agit là d'un kit de développement destiné à des ingénieurs de conception ayant déjà une certaine expérience dans le développement de produits complexes vu les étonnantes potentialités du système. Les possibilités tant au niveau de la minuscule combinaison ICE Pod + PSoC™ Pup Board (respectivement à gauche et à droite de la photo en début d'article) et de la carte de programmation (devant au centre de la photo) sont impressionnantes dans l'étendue de leur palette.

Une dernière note importante à notre avis, vu les nombreuses réactions de lecteurs, l'ensemble de la documentation et l'environnement de développement de ce kit sont en anglais.

(037071)