

ELEKTOR

ELECTRONIQUE et MICRO-INFORMATIQUE

N° 273

MARS 2001

ménage usol

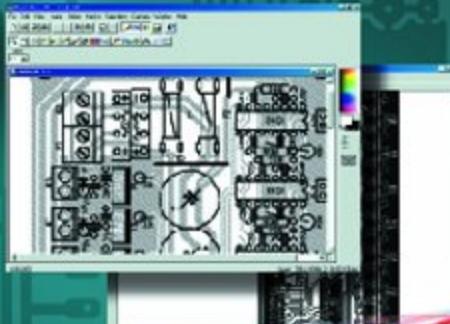
256 FB • 9,60 Fr. • 6,25 S. Cor.

ISSN 0181-7450

www.elektor.presse.fr

Audio-
CAN 2000Interface
IDE pour µCMIDI-Lights :
commande de
projecteurs de
diapos par MIDITout savoir sur
les codes de
télécommandesLes secrets
du bus PCI

ForTan

Foreuse tangentielle
pilotée par ordinateurElektor à
INTERTRONIC
du 6 au 9 mars
2001

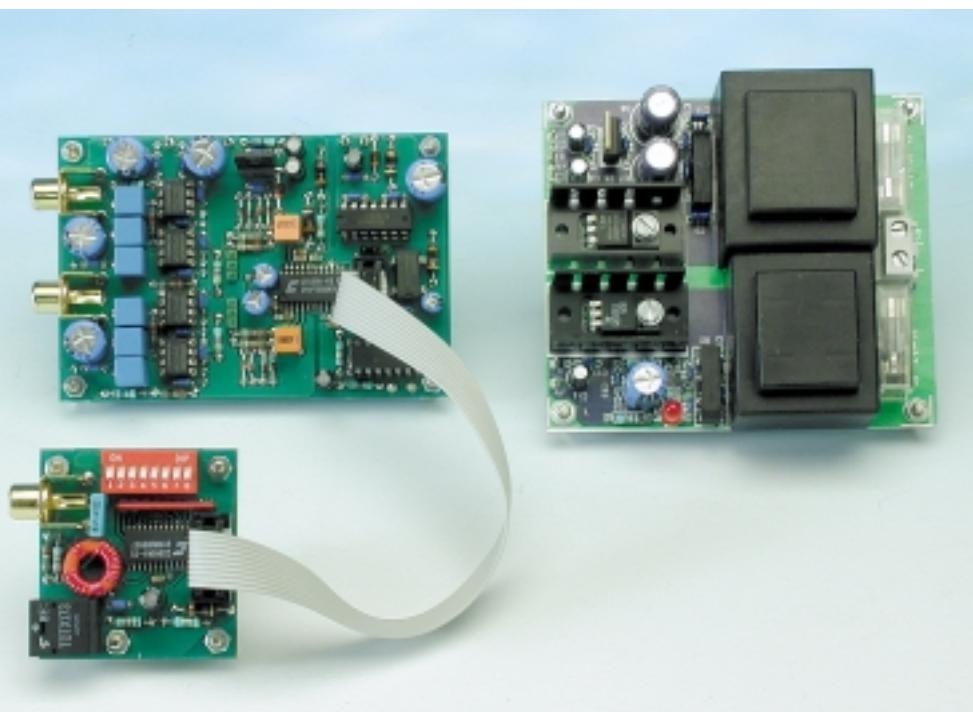
Audio-CAN 2000

24 bits/96 kHz

à la technique : Ton Giesberts

au clavier : Sjef van Rooij

Cela ne fait pas même un lustre que nous vous avons présenté notre convertisseur A/N 20 bits comme étant le nec plus ultra. Le monde de l'audio haut de gamme ne fait pas de sur-place. La norme aujourd'hui est 24 bits/96 kHz. Il est partant plus que temps que nous vous présentions un prétendant au trône techniquement à la hauteur de sa tâche !



Si vous êtes un **amateur** en la matière vous ne manquerez pas de constater que Audio-CAN, le convertisseur A/N (analogique/numérique), décrit dans le présent article ressemble comme 2 gouttes d'eau à la version 20 bits que nous vous avons présentée voici 4 ans. Les seules différences sont une résolution et une vitesse plus élevées dues à la mise en oeuvre de composants des plus récents, de sorte que ce nouveau CAN Audio, peut se targuer d'être du dernier cri

technologique. On pourrait presque parler de version « Mark II » de la précédente.

Le composant « central » de ce projet est à nouveau originaire de l'écu-
rie Crystal Semiconductor; il s'agit d'un CS5396, un CAN intégré. Ce successeur du CS5390 utilisé dans notre CAN audio précédent a été spécialement conçu pour la conversion A/N sur 24 bits de signaux d'au-

dio stéréophonique à des taux d'échantillonnage allant jusqu'à 100 kHz. Pour cela, le CS5396 fait appel à un modulateur Δ/Σ tri-niveau du 7ème ordre et à un filtre numérique, ce qui permet de se passer de tout filtre anti-repliement (*anti-alasing*) externe. L'architecture différentielle adoptée se traduit par une réduction de bruit étonnamment efficace : le rapport signal/réduction de bruit du circuit intégré est donné pour 105 dB, sa plage de dynamique atteignant un impressionnant 120 dB ! C'est à dessein que nous avons opté ici, pour le CS5396 et non pas pour son « petit frère » le CS5397 pour la simple et bonne raison que le premier comporte un filtre de phase linéaire optimisé pour les applications audio avec un ronflement résiduel de transfert de $\pm 0,005$ dB et une réjection de la bande bloquée

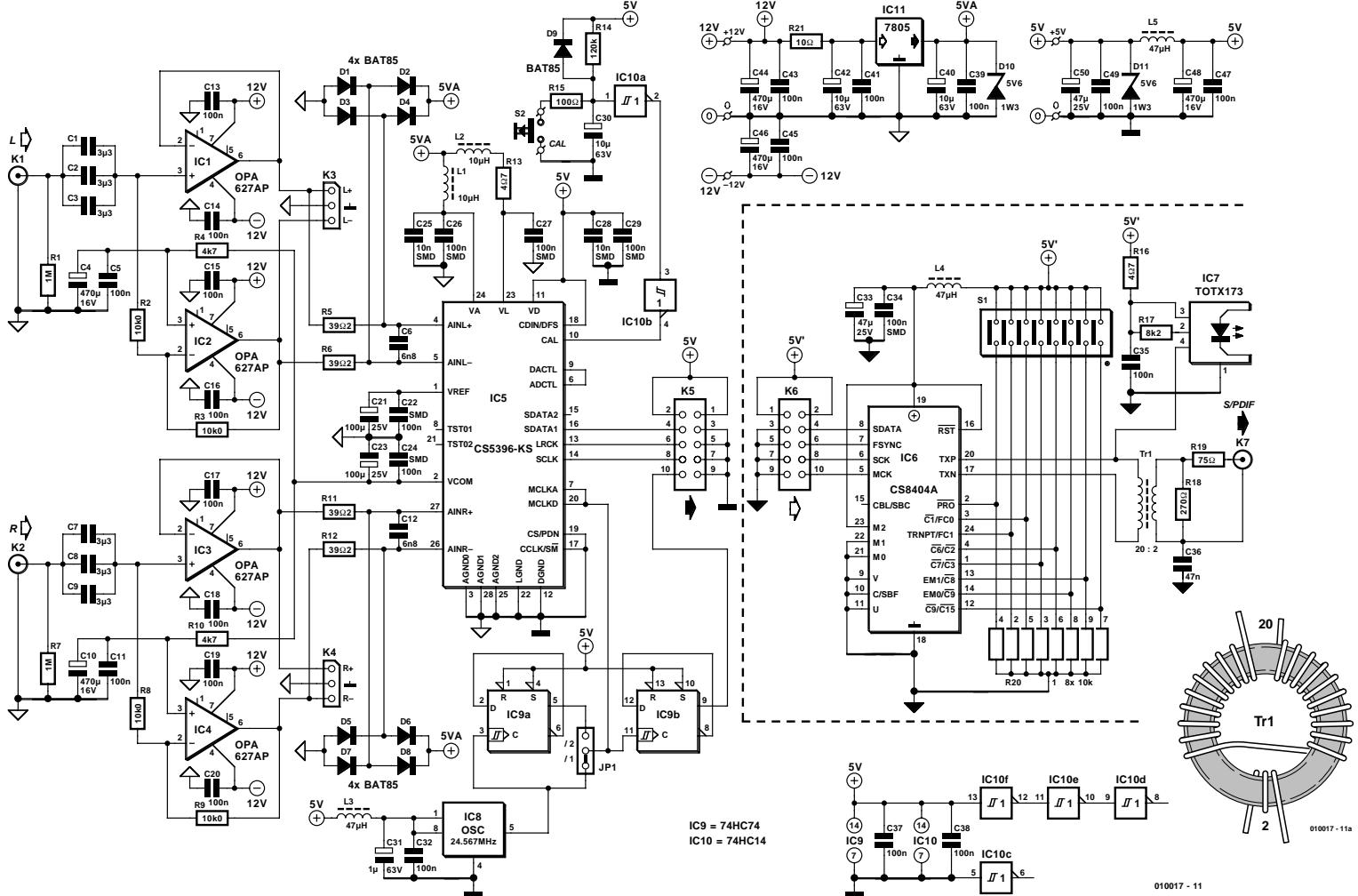


Figure 1. Le convertisseur proprement dit se résume en fait à un unique circuit intégré, un CS5396-KS. La sortie S/PDIF fait appel au CS8404A, un composant qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter.

supérieure à 117 dB.

supérieur à 11 dB. À la sortie aussi nous retrouvons un successeur (compatible broche à broche) d'un circuit intégré que nous avions utilisé dans le montage précédent. En effet, le CS8402 a dû laisser sa place au tout nouveau CS8404A, un composant que Crystal appelle « transmetteur 96 kHz pour audio numérique ». Ce circuit est prévu tout spécialement pour le codage et la transmission de données audio respectant l'un des standards d'interface courants, à savoir AES/EBU, IEC958, S/PDIF ou EIAJ CP-340. Les données d'audio numérique subissent, à l'intérieur du CS8404A, un multiplexage suivi d'un décodage avant d'être envoyées vers la sortie. Le montage dispose, outre d'une sortie S/PDIF à isolation galvanique (par transformateur), également d'une sortie optique.

Le sous-ensemble d'entrée

L'étage d'entrée du convertisseur a été simplifiée à dessein par rapport à la version précédente à 20 bits, ce qui implique qu'il n'est plus possible de traiter que des signaux asymétriques. Ce choix permet de disposer des embases Cinch sur la platine ce qui réduit sensiblement le risque de parasites.

Tournons-nous vers la **figure 1** qui représente l'ensemble de l'électronique de notre Audio-CAN 2000. On commence, sur chacun des canaux, par un découplage en continu du signal d'entrée en raison de l'alimentation asymétrique du convertisseur, ce qui se traduit par une tension de dérive (*offset*) d'entrée au niveau de l'étage d'entrée. VCOM sert à amener l'étage d'entrée à la

tension correcte. Pour cela, la tension en provenance de VCOM est appliquée aux amplificateurs opérationnels au travers de découplages qui leur sont propres, R4/C4/C5 et R10/C10/C11

Le CS5396 dispose, pour chacun des canaux, d'une entrée symétrique. De manière à pouvoir y appliquer un signal asymétrique, les lignes AINL- et AINR- se voient appliquer un signal d'entrée par le biais de 2 inverseurs, IC2 et IC4. Cette solution présente l'avantage additionnel de rendre l'entrée encore plus sensible, 700 mV_{eff} à pleine échelle.

Le condensateur d'entrée prend la forme d'une triplette de condensateurs MKT de $3\mu\text{F}3$ pris en parallèle qui, associés avec l'impédance d'entrée de $10\text{ k}\Omega$ ($\text{R}2$ et $\text{R}8$), forment un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure se situe à 1.6 Hz .

Nous avons prévu sur la platine une embase à 3 contacts pour chaque canal, K3 et K4 respectivement, de manière à laisser ouverte l'option de connecter un étage d'entrée symé-

trique (externe) au CAN; il ne faudra pas dans ce cas-là monter l'étage d'entrée centré sur les circuits intégrés IC1 à IC4. Les dits contacts pourront également servir de points de test.

Le convertisseur

Un coup d'œil au schéma nous apprend que le convertisseur A/N est bardé d'un découplage efficace. Nous utilisons, entre autres, des composants CMS (pour Montage en Surface) tant au niveau des tensions d'alimentation que de la tension de référence et de VCOM. Vous n'aurez pas manqué de noter, si vous avez déjà jeté un coup d'œil au dessin des platines, que le CS5396 est lui aussi un CMS, du type SOIC à 28 broches au demeurant. Le convertisseur est utilisé en mode autonome (*stand-alone*), mode dans lequel le taux d'échantillonnage est déterminé par la fréquence d'horloge-maître (*master-clock*). Si l'on travaille à une fréquence d'échantillonnage de 96 kHz, le facteur de suréchantillonnage est impérativement de 64, ce qui se traduit forcément par une horloge-maître de 24,576 MHz.

La broche PDN (*Power-DowN*) n'étant pas utilisée ici, cette broche est reliée à la masse et ainsi forcée au niveau logique bas. La ligne DFS définit le format de sortie : la mise de cette ligne au niveau haut fait passer en mode compatible I²S. La ligne S/M (*Slave/Master*) sera au niveau bas pour le mode « maître »; elle a pour fonction de veiller à ce que toutes les sorties numériques soient dérivées de l'horloge-maître.

Le modulateur Δ/Σ (delta-sigma) tri-niveau est calibré (CAL) à la mise sous tension; le cycle de calibration peut être redémarré à tout moment en cours de fonctionnement (S2/IC10). Nous avons constaté, au cours de mesures exhaustives, que le fait de recalibrer le convertisseur après lui avoir laissé une demi-heure de chauffage, opération à effectuer en l'absence de signal d'entrée, n'avait que des conséquences bénéfiques sur la qualité. La paire de diviseurs par 2 intégrée dans IC9 donne une certaine flexibilité au sous-ensemble du convertisseur quant au taux d'échantillonnage. En cas d'utilisation d'un oscillateur 24,576 MHz, sous la forme d'IC8, le cavalier JP1 offre le choix entre un taux d'échantillonnage de 48 kHz (/2) et 96 kHz (/1). On peut également opter pour un oscillateur de 12,288 MHz, mais on ne dispose dans ce cas-là que du choix /1, c'est-à-dire 48 kHz.

Le sous-ensemble de sortie

L'embase K5 fait office de sortie I²S universelle. On peut y connecter toutes sortes d'ap-

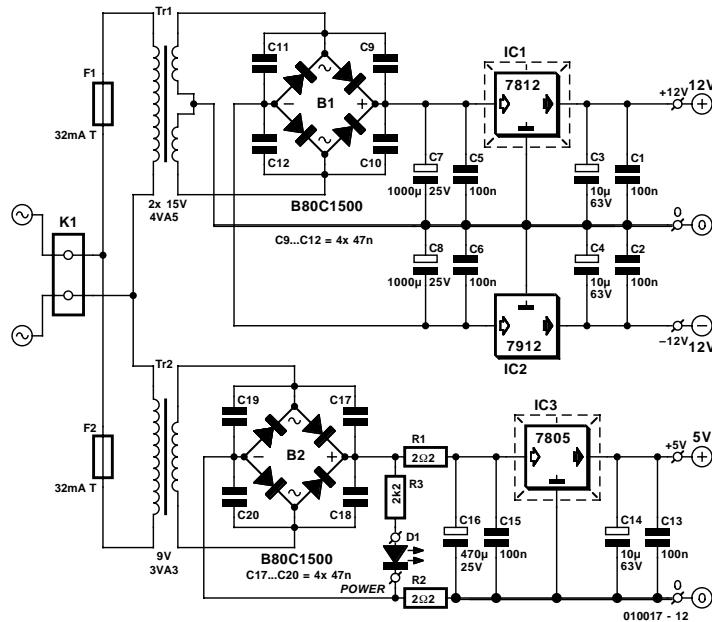


Figure 2. Nous avons divisé l'alimentation en 2 : une moitié pour la partie analogique, l'autre pour le numérique.

pareils de traitement de signal numérique tels que réglage de volume, de tonalité et autres égaliseurs. Cette sortie convient également parfaitement à la connexion d'un indicateur de niveau de sortie tel que le « **VU-mètre numérique** » décrit dans les numéros 214 et 215 d'Elektor (avril et mai 1996), en notant cependant que le brochage du connecteur de cet instrument est différent de celui de la présente embase. Il faudra partant réaliser un câble d'adaptation.

Nous avons bien entendu prévu une sortie S/PDIF tant coaxiale qu'optique. Ce sous-ensemble, basé sur le CS8404A, IC6, s'est vu doté de son propre circuit imprimé qui sera séparé de la platine principale du convertisseur et y sera connecté par le biais d'un câble plat interconnectant K5 à K6. Cette séparation physique explique la présence, sur le schéma, d'un cadre en pointillés autour de ce sous-ensemble. Cette approche permet de disposer la sortie numérique à l'endroit le plus approprié : à proximité immédiate de la sortie analogique sur l'arrière du coffret par exemple.

La structure interne du CD8404A est très proche de, pour ne pas dire pratiquement identique à, celle du CS8402A que nous avons utilisé sur le précédent montage. Nous n'en-

trons partant pas dans le détail de son fonctionnement et nous contenterons d'aborder l'aspect du paramétrage par le biais de l'interrupteur DIP résumé sous la forme des **tableaux 5 et 6** du manuel accompagnant la carte d'évaluation du CS5396, que l'on pourra télécharger sur le site de Crystal Semiconductor à l'adresse : www.crystal.com.

Le paramétrage par défaut de l'interrupteur DIP S1 est le suivant :

S1-1	1
S1-2	0
S1-3	0
S1-4	0
S1-5	1
S1-6	0
S1-7	1
S1-8	1

où 1 = fermé, 0 = ouvert.

L'alimentation

La partie alimentation, dont on retrouve le schéma en **figure 2**, est présentée séparément du reste de l'électronique; son concept est très proche de celui de l'alimentation du « vieil » Audio-CAN. À nouveau nous l'avons subdivisée en une partie analogique et une partie numérique. L'alimentation des amplificateurs opérationnels se fait par le biais d'une alimentation ± 12 V symé-

trique classique constituée principalement par le transformateur Tr1, le pont de redressement B1, les régulateurs de tension intégrés IC1 et IC2, pour les tensions positive et négative respectivement. L'alimentation de la partie numérique est l'affaire de la moitié inférieure du schéma constituée elle de Tr2, B2 et du régulateur + 5 V, IC2.

Le CS5396 requiert 3 tensions d'alimentation, deux pour sa partie analogique, une troisième pour son électronique numérique. Cette dernière tension est dérivée directement de l'alimentation numérique. La tension + 5 V analogique est dérivée du + 12 V et abaissée à la valeur requise par son propre régulateur présent sur la platine du convertisseur, IC11. Une paire de diodes zener de 5,6 V, D10 et D11, assurent la protection de l'électronique tant numérique qu'analogique alimentée en 5 V.

Bien qu'il aurait été possible de n'utiliser qu'un seul et unique transformateur d'alimentation, et de dériver la tension analogique par redressement mono-alternance de l'un des enroulements et le + 5 V numérique de l'autre, nous avons préféré, après mûre réflexion, opter pour une paire de transformateurs. Cela évite d'abord à IC3 d'avoir une dissipation inutile importante et garantit une séparation intégrale des alimentations analogique et numérique; leurs masses ne se rencontrent que sur la platine du convertisseur au niveau du CAN proprement dit.

Le courant d'alimentation du CS5396 est, avec une valeur totale de 285 mA, étonnamment élevé. La dissipation totale de ce petit circuit intégré est de plus de 1,4 W, ce qui explique qu'il prenne une température de fonctionnement relativement élevée, en 2 mots (ou 4), il chauffe relativement beaucoup ! IC1 et IC3 de la platine d'alimentation ont une dissipation importante eux aussi, ce qui explique que ces régulateurs soient dotés d'un radiateur. Pour des raisons de sécurité, chacun de transformateurs secteur est protégé, en amont, par son propre fusible secteur.

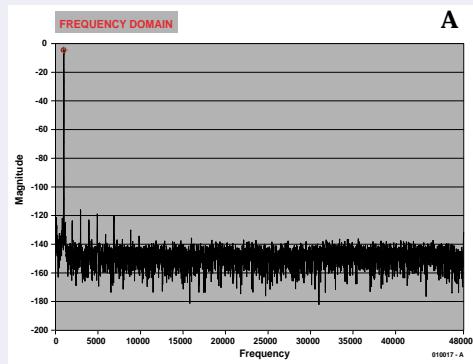
Les circuits imprimés

Vous n'aurez pas manqué de déduire, à la lecture des lignes qui

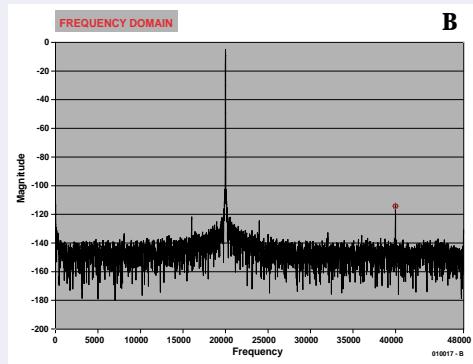
Résultats de mesure

Nous avons procédé, en nous aidant d'un système de mesure spécialement conçu à cet effet par Crystal Semiconductor, le « CDBCapture + board » comme ils l'appellent, à quelques mesures en numérique sur notre convertisseur. Dans ce cas-là il est effectué un échantillonnage du signal présent à la sortie optique avant traitement ultérieur.

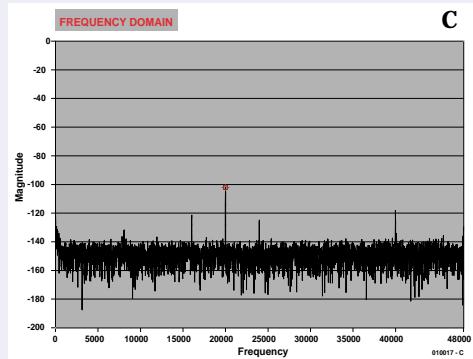
Premier résultat, illustré en **figure A**, une analyse FFT (à transformée rapide de Fourier) de 16 384 échantillons du canal gauche au cours desquels le convertisseur est envoyé pratiquement à pleine modulation. Le facteur distorsion harmonique totale + bruit (THD+noise) est inférieur à 104 dB. Les mesures effectuées sur le canal droit ont donné un résultat identique, le facteur DHT + bruit étant cette fois inférieur à 105 dB.



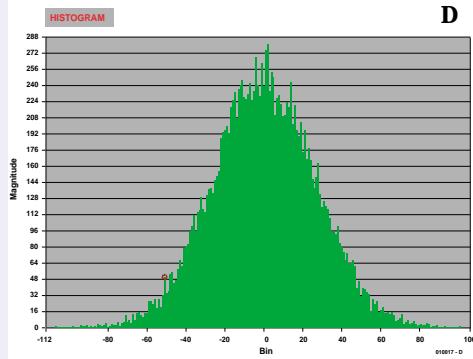
La **figure B** représente une FFT de 20 kHz à pleine modulation. Tout ce que l'on y découvre est une seconde harmonique à -114 dB et quelques produits d'interférence (probablement de la diaphonie au niveau de l'électronique numérique du convertisseur), mais ces derniers se situent en-deçà de -120 dB ! Le canal droit était pur, ne présentant qu'une seconde harmonique à -123 dB.



La **figure C** reproduit une FFT, à 20 kHz et pleine modulation, de la diaphonie du canal droit sur le canal gauche. La séparation des canaux est, dans ce cas-là, supérieure à 102 dB. Dans le sens inverse (diaphonie du canal gauche sur le canal droit) ce facteur est de 98 dB, mais on ne découvre alors que la composante 20 kHz.



Pour finir, la **figure D** propose une petite statistique sous la forme d'un histogramme reproduisant la distribution des échantillons en cas de court-circuit de l'entrée : on retrouve ici une distribution normale dont l'évolution est « joliment » gaussienne.



précédent, et à juste titre d'ailleurs, que l'on se trouve en présence de 2 platines distinctes : un circuit imprimé double face à trous métallisés pour le convertisseur et la sortie S/PDIF

et une platine simple face classique pour l'alimentation. Nous vous en proposons le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des

composants en **figures 3 et 4** respectivement.

La réalisation de la platine de l'alimentation est de loin la plus simple,

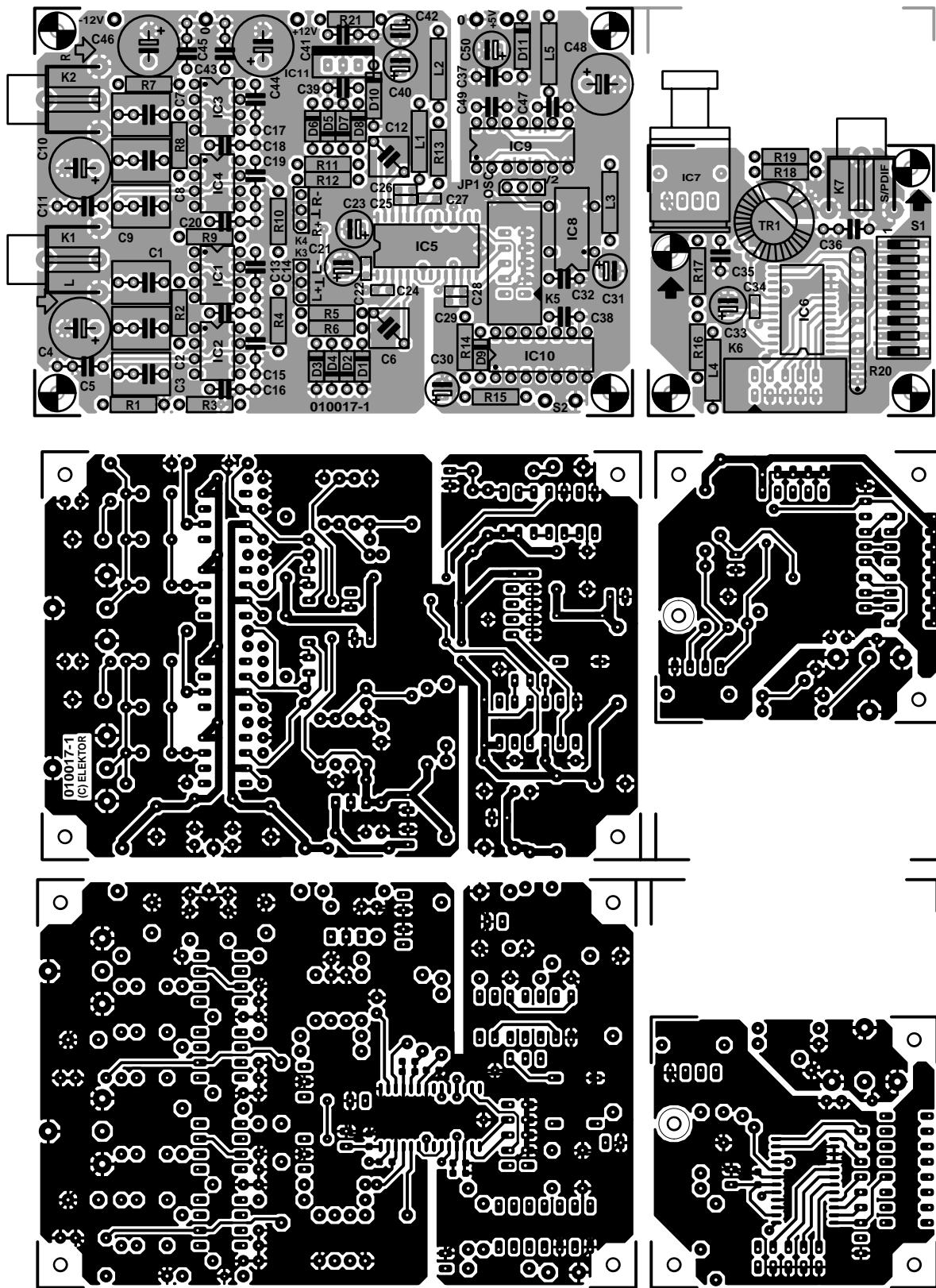


Figure 3. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine double face du convertisseur. On séparera la platine de sortie du reste par quelques coups de scie.

vu les dimensions « royales » de ce circuit imprimé et le faible nombre de composants mis en jeu. Si l'on utilise les transformateurs mentionnés dans la liste des composants on pourra les monter directement sur la platine. Comme nous le disions plus haut, les régulateurs IC1 et IC3 sont dotés d'un petit radiateur. Les bornes du ± 12 V et du +5 V et les 2 masses seront, ultérieurement, reliées aux points correspondants de la platine du convertisseur. Les

points en question se trouvent à proximité, respectivement, des condensateurs C44/C46 et C50. On découvre, en figure 5, une platine d'alimentation dotée de tous ses atours.

La platine du convertisseur se caractérise par une densité d'implantation sensiblement plus importante, de sorte que sa réalisation demande plus de soin et d'attention. Pour peu que l'on travaille avec un minimum de systématisme et que l'on res-

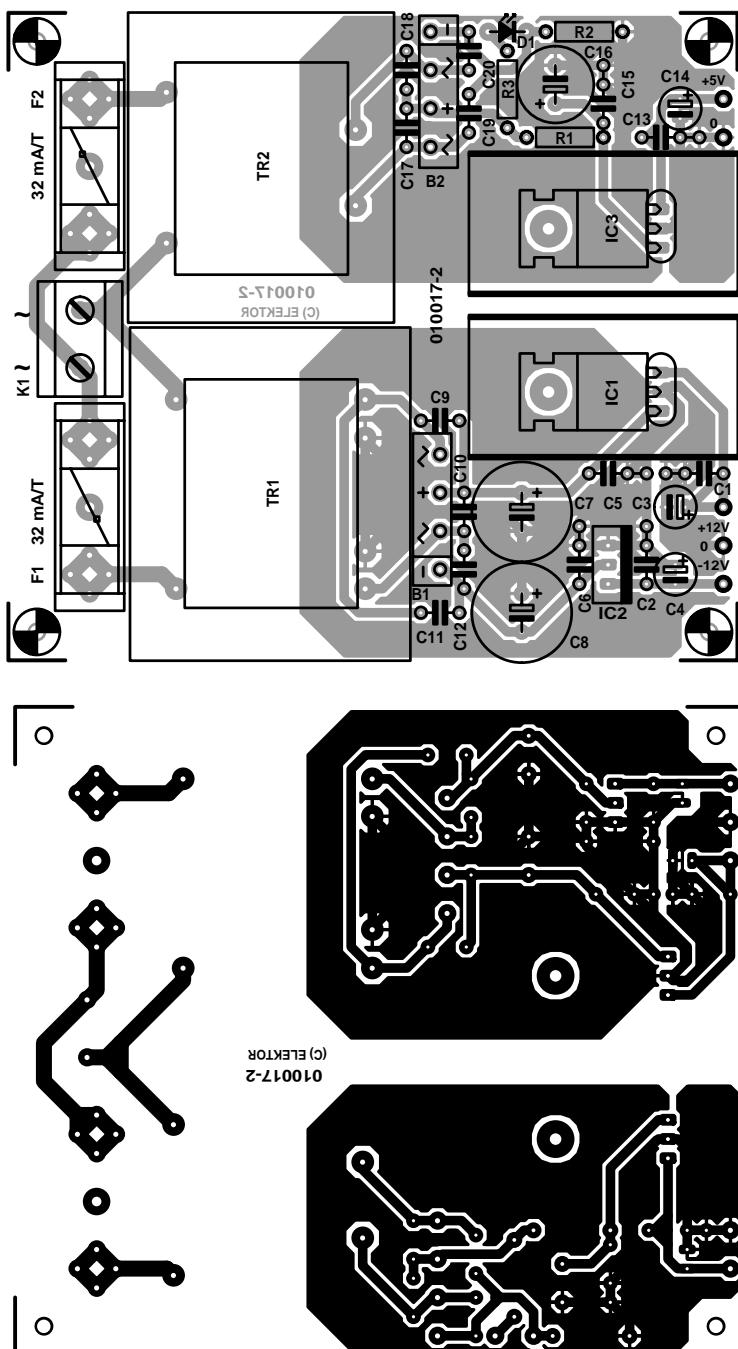


Figure 4. La platine de l'alimentation est suffisamment grande pour recevoir les 2 transformateurs secteur.

Liste des composants du convertisseur

Résistances :

- R1,R7 = 1 M Ω
- R2,R3,R8,R9 = 10k Ω
- R4,R10 = 4k Ω
- R5,R6,R11,R12 = 39 Ω
- R13,R16 = 4 Ω
- R14 = 120 k Ω
- R15 = 100 Ω
- R17 = 8k Ω
- R18 = 270 Ω
- R19 = 75 Ω
- R20 = octuple réseau de résistances de 10 k Ω
- R21 = 10 Ω

Condensateurs :

- C1 à C3,C7 à C9 = 3 μ F3 MKT au pas de 5 ou 7,5 mm
- C4,C10,C44,C46,C48 = 470 μ F/16 V radial
- C5,C11,C13 à C20,C32,C35,C37 à C39,C41,C43,C45,C47,C49 = 100 nF céramique
- C6,C12 = 6nF8 1% polystyrène/polypropylène (EMZ)
- C21,C23 = 100 μ F/25 V radial
- C22,C24,C26,C27,C29,C34 = 100 nF CMS (taille 0805)
- C25,C28 = 10 nF CMS (taille 0805)
- C30,C40,C42 = 10 μ F/63 V radial
- C31 = 1 μ F/63 V radial
- C33,C50 = 47 μ F/25 V radial
- C36 = 47 nF MKT

Selfs :

- L1,L2 = 10 μ H
- L3 à L5 = 47 μ H

Semi-conducteurs :

- D1 à D9 = BAT85
- D10,D11 = diode zener 5V6/1W3
- IC1 à IC4 = OPA627AP (Burr-Brown=Texas Instruments)
- IC5 = CS5396-KS Crystal (Atlantik Elektronik)
- IC6 = CS8404A Crystal (Atlantik Elektronik)
- IC7 = TOTX173 Toshiba (Conrad)
- IC8 = module 24,576 MHz SG531P Seiko Epson
- IC9 = 74HC74
- IC10 = 74HC14
- IC11 = 7805

Divers :

- JP1 = embase mâle autosécable à 3 contacts + cavalier
- K1,K2,K7 = T-709G Monacor
- K3,K4 = embase autosécable mâle à 3 contacts
- K5,K6 = embase HE-10 droite à 2 rangées de 5 contacts
- S1 = octuple interrupteur DIP
- S2 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail
- Tr1 = transformateur torique Philips TN13/7,5/5-3E25, primaire = 20 spires, secondaire = 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre

Liste des composants de l'alimentation

Résistances :

R1,R2 = 2Ω2
R3 = 2kΩ2

Condensateurs :

C1,C2,C5,C6,C13,C15 = 100 nF céramique
C3,C4,C14 = 10 µF/63 V radial
C7,C8 = 1 000 µF/25 V radial
C9 à C12,C17 à C20 = 47 nF céramique
C16 = 470 µF/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED à haut rendement rouge
IC1 = 7812 + radiateur ICK35SA (Fischer)
IC2 = 7912
IC3 = 7805 + radiateur ICK35SA (Fischer)

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
B1,B2 = B80C1500 (droit)
Tr1 = 2 x 15 V/4VA5, tel que, par exemple, VTR4215 (Monacor)
Tr2 = 1 x 9 V/3VA3, tel que, par exemple, VTR3109 (Monacor)
F1,F2 = fusible 32 mA/T + porte-fusible encartable

pecte les indications de la liste des composants et de la sérigraphie au pied de la lettre, cette opération d'implantation des composants devrait se faire sans douleur. C22, C24 à C29, C34, de même que IC5 et IC6, sont des composants CMS dont la soudure requiert un certain niveau de savoir-faire. Si les choses sont relativement aisées dans le cas des condensateurs, il suffit en effet de les placer correctement sur la platine, de les maintenir en position pour en souder l'un des côtés avant, après en avoir vérifié le positionnement correct, en souder l'autre extrémité. Cette opération requiert l'utilisation, est-il bien nécessaire de le préciser, d'un fer à souder à pointe fine et implique d'avoir pré-étamé les îlots de soudure de ces composants CMS.

Le mode de travail est presque identique dans le cas des circuits intégrés : placer le composant à l'endroit prévu, vérifier que les broches et les îlots de soudure correspondent bien, maintenir le composant bien en place, souder l'une de ses broches diamétrale, vérifier le positionnement correct et souder la broche disposée à 180 ° de celle que l'on a soudée en premier. Si le positionnement est bon, il ne reste plus qu'à souder, en prenant son temps et en s'aidant le cas échéant d'une loupe, les broches restantes. N'hésitez pas à laisser au composant le temps, de temps en



Figure 5. Les régulateurs IC1 et IC3 seront dotés d'un radiateur de petites dimensions.

temps, de refroidir. Il faudra veiller à ne pas créer de court-circuit par excédent de soudure; si cela devait arriver, éliminer le trop de soudure à l'aide de tresse à dessouder.

Comme nous le disions plus haut, le module de la sortie S/PDIF peut être séparé du reste de la platine; il est naturellement judicieux de prendre cette décision de « divorce » avant de passer à l'étape de mise en place des composants. Un morceau de câble en nappe à 10 conducteurs doté à ses extrémités des connecteurs femelles adéquats assure l'interconnexion des embases K5 et K6. Cette liaison assure également le transfert de la tension d'alimentation.

Le transformateur de sortie Tr1 n'existe pas tout fait dans le commerce, il vous faudra partant le « bobiner » vous-même. La réalité est plus simple que ne le suggère la mention de cette opération. Ce bobinage prend en effet la forme de 20 spires au primaire et de 2 spires au secondaire, le tout disposé sur un tore de ferrite du type TN13/7,5/5-3E25. On utilisera du fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre. La première étape consiste à effectuer les 20 spires du primaire que l'on distribue régulièrement sur les

2 tiers du tore environ. Dans l'intervalle que l'on a ainsi laissé ouvert on bobine les 2 spires du secondaire. Et voilà, l'affaire est réglée. En cas de doute, on se reportera à la sérigraphie et aux photos d'illustration de cet article.

La **figure 6** montre un exemplaire terminé de la platine du convertisseur, la **figure 7** la petite platine de la sortie où l'on reconnaît immédiatement le transformateur de sortie torique.

Il est recommandé, avant de mettre le convertisseur sous tension, de prendre le temps de vérifier soigneusement sa réalisation en s'aidant des photos et des sérigraphies des figures 3 et 4. La seconde étape du contrôle consiste à vérifier que l'alimentation fournit bien les tensions prévues. Pour ce faire, on prendra entre les picots PC1 et PC2, entre PC2 et PC3 entre PC4 et PC5, à chaque fois une résistance de 2kΩ2 et on connecte au bornier K1 un câble secteur parfaitement isolé : la LED marche/arrêt D1 devrait s'allumer. On peut alors, à l'aide d'un multimètre, vérifier les valeurs des 3 tensions de sortie. Si les tensions répondent aux spécifications, on supprimera les résistances prises entre les picots et on pourra, après

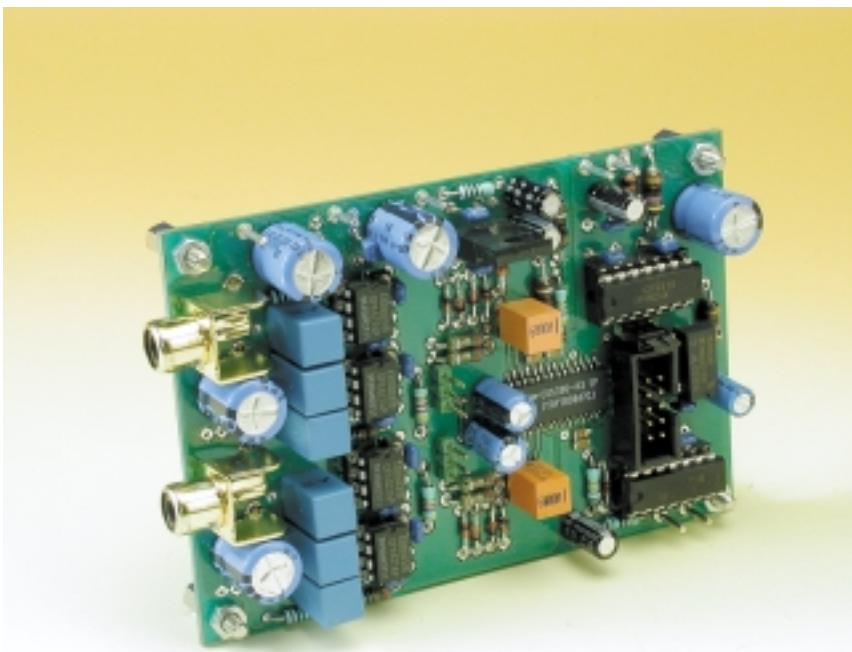


Figure 6. Exemplaire terminé de la platine du convertisseur.

avoir sorti la fiche du câble secteur de la prise, interconnecter les ± 12 et $+5$ V de la platine de l'alimentation aux points correspondants du circuit imprimé du convertisseur.

Le coffret

En fonction de son utilisation, notre CAN sera, soit implanté dans l'un

des éléments d'une chaîne audio existante, soit doté de son propre coffret. Nous recommandons, si vous optez pour la seconde solution, l'utilisation d'un coffret métallique.

Si l'on monte les platines de manière à ce que les embases d'entrée et de sortie, K1, K2 et IC7, K7 respectivement, sortent sur l'arrière du coffret, le câblage se réduira de lui-même au

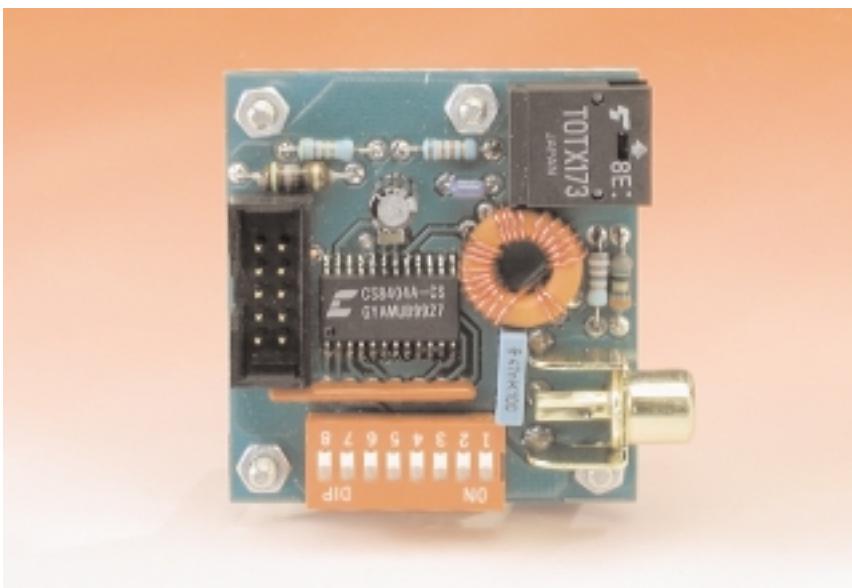


Figure 7. Exemplaire terminé de la platine de sortie. On a vite fait d'identifier le transformateur de sortie annulaire.

strict indispensable : il suffira en effet de connecter l'alimentation et d'assurer l'interconnexion du convertisseur et de la platine de sortie.

Il faudra bien entendu planter une entrée secteur dans la face arrière du coffret, entrée qui sera reliée au bornier K1 de la platine de l'alimentation par le biais d'un morceau de câble secteur correctement isolé. On pourra, le cas échéant, intercaler un interrupteur secteur entre l'entrée secteur et le bornier K1. Cet interrupteur marche/arrêt, l'indicateur de mise sous tension D1 et l'organe de calibration S2 constituent les seuls organes de commande dont dispose cet appareil. Pensez, lors de la mise en place de l'entrée secteur, du câble et de l'interrupteur marche/arrêt, à l'aspect sécurité. Nous plaçons, à intervalle plus ou moins régulier, une page « Sécurité » dans ce magazine; elle constitue un bon point de repère en la matière.

Il faut, si l'on veut que le coffret de métal remplit bien sa fonction de blindage, qu'il soit relié à la masse du montage. Il suffit, pour cela, de mettre en place un conducteur reliant le contact de masse de l'embase d'entrée K1 ou K2 à un oeillet fixé au coffret et se trouvant en contact électrique avec ce dernier. On pourra doter le dos du coffret d'une plaquette d'identification indiquant la tension d'alimentation, la valeur du fusible et le numéro de la platine, plaquette dont on retrouve le dessin en figure 2.

En guise de conclusion

Que pouvons-nous vous apprendre quant à l'utilisation de ce convertisseur A/N. L'approche la plus logique consiste à s'en servir comme extension d'une chaîne audio numérique dont le chaînon de conversion A/N n'est plus du dernier cri. Dans ce même ordre d'idées, permettez-nous une petite remarque intéressante à l'intention des amateurs. La société Terratec propose aujourd'hui diverses cartes-son supportant l'enregistrement 24 bits/96 kHz et ce dans toutes les gammes de prix. Le convertisseur décrit ici pourrait constituer une extension vers le haut de gamme indiscutable pour le convertisseur déjà présent sur la carte-son, surtout en raison du fait qu'il se trouvera alors à l'extérieur du PC et pourra être relié à la carte-son par le biais d'une liaison Toslink, ce qui garantit une isolation galvanique parfaite.

(010017)

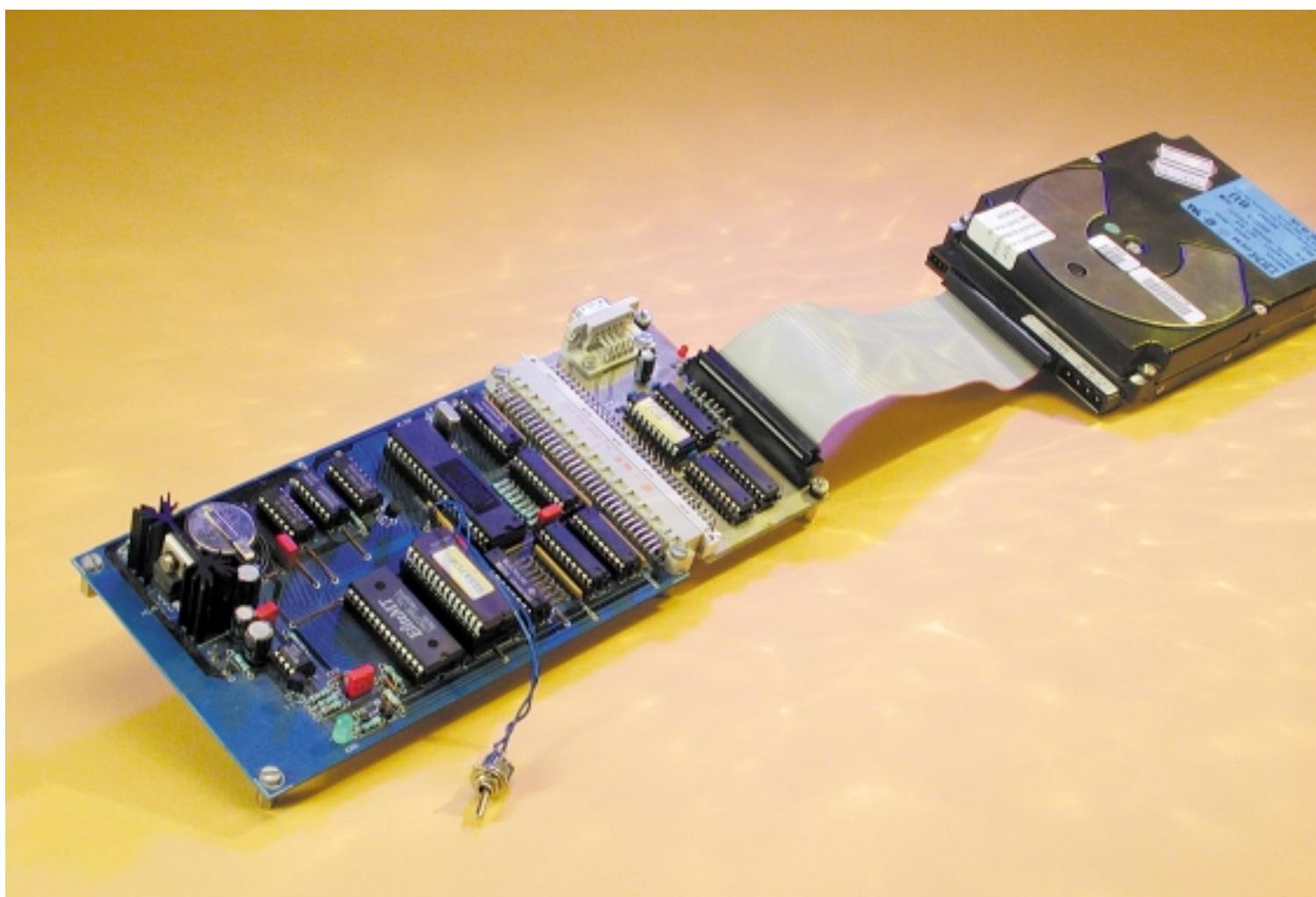
Nos remerciements vont à la société Unique Memec GmbH pour la mise à notre disposition de l'appareillage de mesure.

Interface disque dur pour µC 8 bits

Microcontrôleur cherche relation avec DD

Stefan Schwark

Bien que l'interface IDE soit également dotée d'un mode 8 bits, la plupart des disques durs ne reconnaissent pas ce mode. Il sera difficile, si l'on tient en dépit de tout cela, à entreprendre la commande d'un disque dur par le biais d'un microcontrôleur 8 bits, d'ignorer l'interface décrite dans le présent article.



Qui pourrait s'imaginer un ordinateur moderne qui ne disposera pas, en tant que mémoire de masse, d'un disque dur. Si, voici quelques années à peine, il s'agissait de périphériques dont le prix était à la mesure de la taille -rapport qui a, depuis, basculé, plus un disque dur est petit (à capacité égale), plus il est cher- il est possible de trouver aujourd'hui (si l'on fait abstraction de la génération la plus récente) des disques durs de très forte capacité et de dimensions « amusantes » à des prix « ridicules ». La plupart des ordinateurs utilisent aujourd'hui des disques durs à interface IDE. Vu que cette interface, également connue sous la dénomination de Interface ATA, tire son origine du PC, et travaille partant avec un système de bus à 16 bits, il est envisageable d'en effectuer la commande par le biais d'un microcontrôleur 8 bits mais les choses sont moins évidentes qu'il paraît à première vue.

En effet, bien qu'il soit possible de basculer l'interface en mode 8 bits, la pratique est bien moins rose, pour la simple et bonne raison que de nombreux disques durs ne reconnaissent pas cette caractéristique. On se trouve de ce fait forcés de faire en sorte que l'électronique au niveau du microcontrôleur mette à disposition un bus de données d'une largeur de 16 bits.

Et c'est très précisément la tâche de l'interface décrite ici. Elle a été développée de manière à permettre à SIMCAD, la mono-carte à 8051/8032 décrite le siècle dernier (en 1991) dans Elektor, de commander des disques durs IDE utilisés partout actuellement. Vu la complexité relativement faible de cette interface il ne devrait pas y avoir de gros problèmes pour l'adapter à d'autres types de microprocesseurs.

L'interface IDE (*Integrated Disk Electronic*) a vu le jour en 1984 sous les

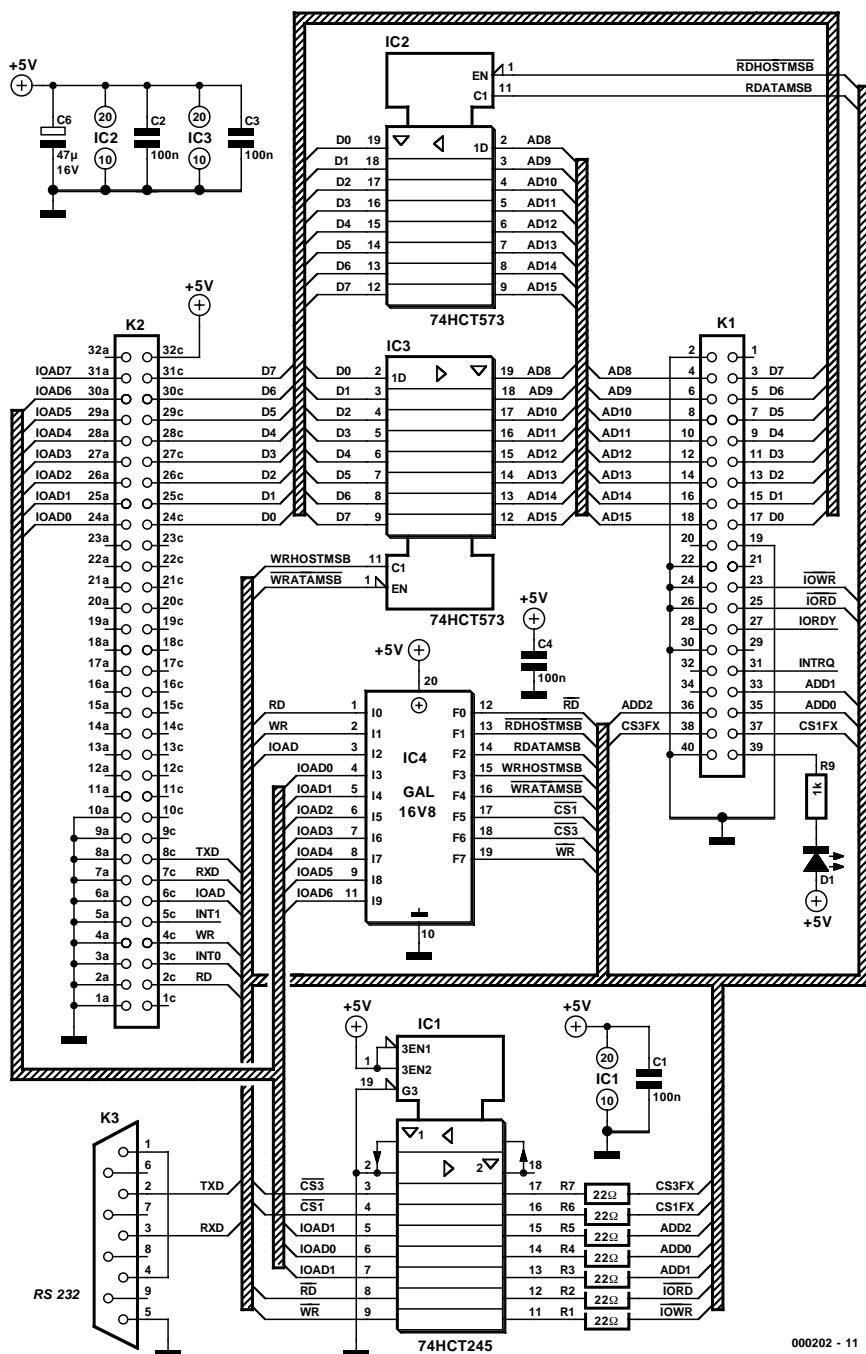


Figure 1. Le cœur de l'électronique de cette interface est une GAL, IC4.

égides de Compaq, l'un des grands fabricants de micro-ordinateurs. Le but de l'affaire était d'intégrer le contrôleur de disque dur, une carte enfichable de bonnes dimensions à cette époque, au disque dur lui-même. La carte enfichable dans le PC pouvait alors être sensiblement simplifiée vu que sa fonction se résument à l'établissement d'une liaison avec le bus-système. Le connecteur IDE n'est en fait rien de plus qu'un

connecteur AT ramené à sa plus simple expression sachant qu'il est limité aux lignes requises par la commande du disque dur. Ceci explique d'ailleurs l'autre dénomination sous laquelle est connue cette interface, interface ATA (pour AT-Attachment).

Au niveau du PC l'adressage du disque dur se fait par le biais des domaines d'adresses allant de 1F0 à 1F7_{HEX} et 3F0 à 3F7_{HEX}. Une paire de lignes de sélection CS (Card Select cette fois) permet de choisir l'un de ces 2 domaines. Le choix de registre proprement

Liste des composants

Résistances :

R1 à R7 = 22 Ω
R8 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1 à C4 = 100 nF
C5 = 47 µF/16 V

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge à haut rendement
IC1 = 74HCT245
IC2, IC3 = 74HCT573
IC4 = 16V8 (programmée EPS 000202-31)

Divers :

K1 = embase HE-10 à 2 rangées de 20 contacts avec encoche de détrompage
K2 = embase femelle à 64 contacts en équerre selon DIN41612-C

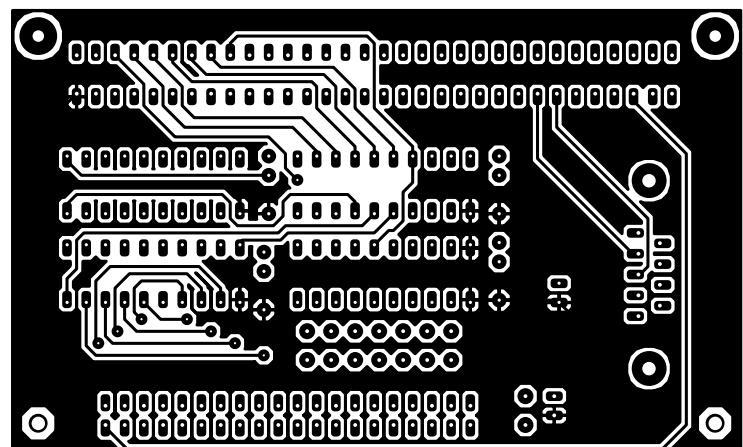
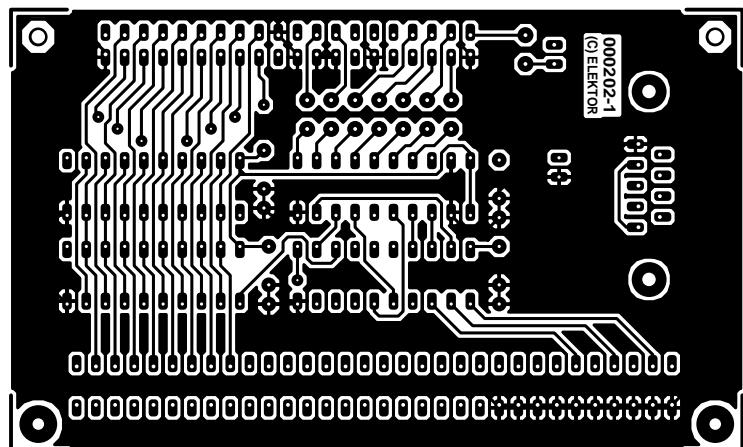
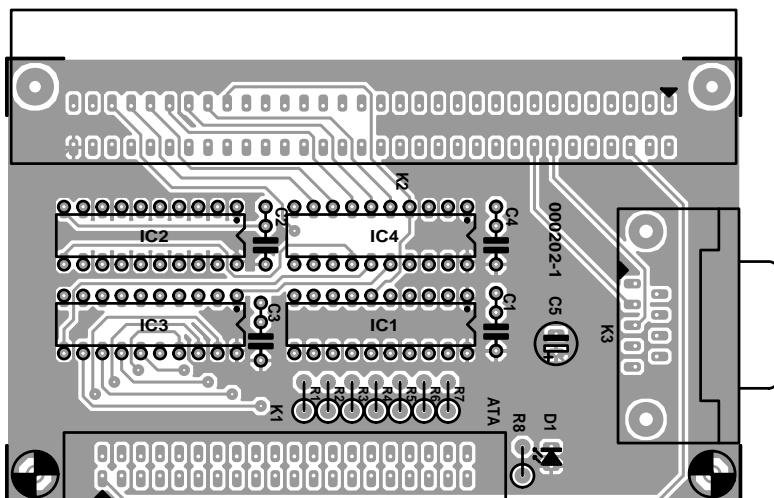


Figure 2. Dessin de la platine et sérigraphie de l'implantation des composants de cette minuscule (tout est relatif) platine d'interface.

dit se fait par le biais de 3 lignes d'adresses. Nous avons, sur la présente interface, opté pour d'autres adresses que celles mentionnées plus haut. Les 2 domaines de registres se trouvent dans le domaine d'adresses allant de C000_{HEX} à C00F_{HEX}.

Nous entrerons dans le détail des registres et de leur objet dans le paragraphe consacré au logiciel.

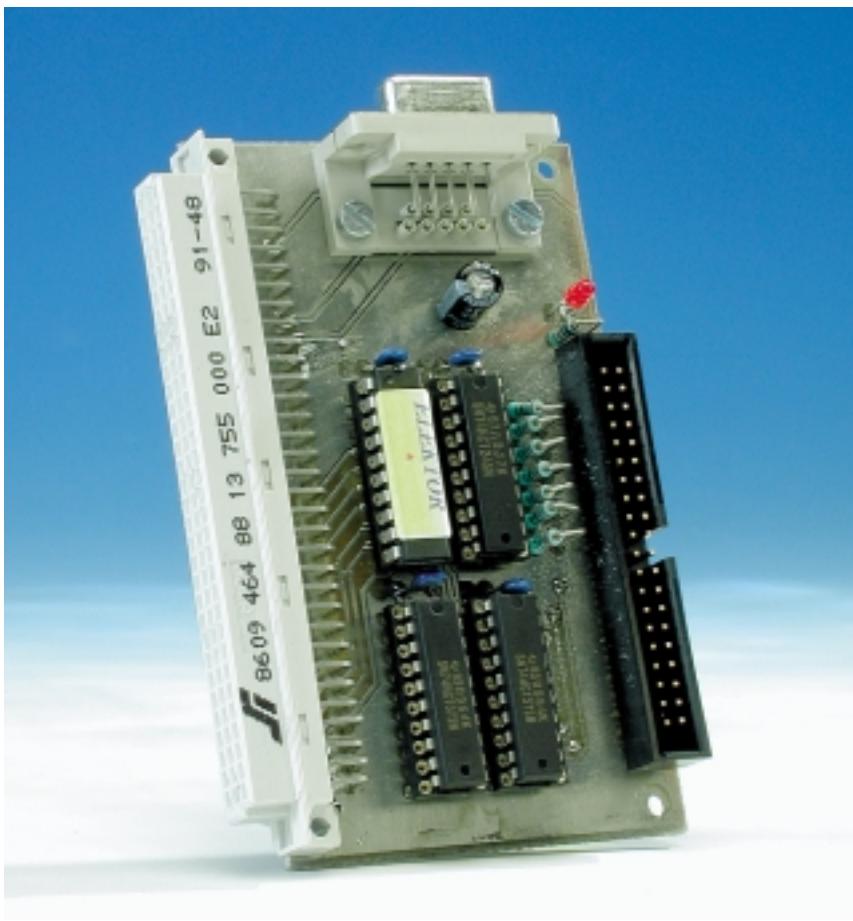
On utilise, pour la commande du disque dur, le set d'instructions ATA. Il y est défini les codes attribués aux différentes fonctions à réaliser (cf. **tableau 1**). Les instructions destinées au disque dur sont écrites dans le registre de commande à l'adresse 1F7_{HEX} (qui correspond à C00F_{HEX}). Les spécifications du set d'instructions ATA définit les différentes instructions disponibles. Il existe cependant des variantes d'un fabricant à l'autre de sorte qu'un disque dur quelconque ne comprend pas la totalité des instructions.

Depuis sa naissance voici près de 4 lustres, l'interface ATA a fait son petit bonhomme de chemin au point d'être aujourd'hui, sur la grande majorité des PC, l'interface utilisée par le disque dur et le lecteur de CD-ROM (sans oublier les Zip et autres lecteurs de super-disquettes en tous genres). Vu que les spécifications d'origine n'étaient pas prévues pour des périphériques du type lecteur de CD-ROM, elles se sont vues dotées, ces dernières années, d'une extension. Cette interface ATAPI (ATA Packet Interface) reprend, au niveau du matériel, la totalité des spécifications de l'interface ATA. Les modes de transfert et le modèle défini pour les registres ont été conservés tels quels.

Si les instructions ATA normales ne comportent, pour la plupart, qu'un unique code de

commande qui sera écrit dans le registre de commande, les normes ATAPI utilisent un bloc de commande d'une longueur de 12 octets. La structure de ces paquets de données rappelle beaucoup les instructions SCSI, ce qui explique que les

lecteurs de CD-ROM IDE et les lecteurs de bandes (ZIP) par exemple soient en fait des périphériques SCSI qui communiquent avec le PC par le biais de ce que l'on pourrait appeler une sorte d'étage de conversion.



Le matériel

Le matériel de notre interface se résume en fait à un quartieron de circuits intégrés. Le cœur de l'électronique dont le schéma est représenté en **figure 1** est IC4, une GAL16V8 chargée de la commande des verrous (*latch*) IC2 et IC3. Le code-source du programme grillé dans la GAL est disponible sur le site Internet d'Elektor mais également sous la forme d'une disquette (**EPS000202-11**) disponible auprès des adresses habituelles. Cette GAL fournit un certain nombre de signaux de commande indispensables au fonctionnement de l'interface ATA, dont les 2 signaux de sélection de carte CS1Fx et CS3Fx.

Ces 2 signaux servent à la sélection des 2 domaines de registres dont dispose le disque dur. La dénomination de ces 2 signaux réfère au domaine du PC vu que sur le PC les registres se trouvent respectivement aux adresses **1F0** à **1F7_{HEX}** et **3F0** à **3F7_{HEX}**. La GAL de l'interface utilise le domaine d'adresses allant de **C000** à **C00F_{HEX}**, domaine dans lequel sont incrustés tous les registres. La sélection de chacun des registres se fait par le biais des lignes d'adresses **A0** à **A2**. On trouvera dans le paragraphe « Le logiciel » une description plus approfondie des différents registres concernés.

La GAL génère en outre les signaux d'écriture, **WR** (Write), et de lecture, **RD** (Read). On procède, pour cela, à une inversion des signaux WR et RD en provenance du microcontrôleur. Les sorties restantes pilotent les circuits intégrés IC2 et IC3. IC2 sert de mémoire-tampon pour l'octet de poids fort (**MSB = Most Significant Byte**) lorsque le processeur procède à la lecture d'un mot de donnée présent sur le bus.

Dès que l'hôte envoie une instruction de lecture par le biais de l'interface ATA, IC2 transfert l'octet de poids fort présent sur les lignes de données D8 à D15 vers sa mémoire. Lorsque le processeur lit ensuite l'adresse **C000_{HEX}** IC2 transfert au processeur le dernier octet de poids fort qu'il a pris en compte par la voie du bus de données. IC3 relaie cette fonction dans le cas d'une instruction d'écriture par le biais de l'interface ATA. L'hôte écrit l'octet de poids fort correspondant à l'adresse **C000_{HEX}**, adresse d'où IC3 transfère cet octet vers sa mémoire. Lorsque le disque dur veut lire ces données, le verrou place l'octet de poids fort sur les lignes de données D8 à D15. Le dernier circuit intégré, IC1, fait office de tampon intermédiaire pour les signaux de commande qui relient et IC4 et le processeur à l'interface ATA.

On trouve, sur la platine, outre le connecteur ATA à 40 contacts K1 et le connecteur

Tableau 1. Instructions ATA.

Instruction	Code	FR	SC	SN	CY	DH
CHECK POWER MODE	E5 _{HEX}		x			D
EXECUTE DEVICE DIAGNOSTIC	90 _{HEX}					D
IDENTIFY DEVICE	ECH _{EX}					D
IDLE	E3 _{HEX}		x			D
IDLE IMMEDIATE	E1 _{HEX}					D
INITIALIZE DEVICE PARAMETERS	91 _{HEX}		x			x
READ MULTIPLE	C4 _{HEX}		x	x	x	x
READ SECTOR(S)	20 _{HEX} 21 _{HEX}		x	x	x	x
READ VERIFY SECTOR(S)	40 _{HEX} 41 _{HEX}		x	x	x	x
SEEK	70 _{HEX}			x	x	x
SET FEATURES	Ef _{HEX}	x				D
SET MULTIPLE MODE	C6 _{HEX}		x			D
SLEEP	E6 _{HEX}					D
STANDBY	E2 _{HEX}		x			D
STANDBY IMMEDIATE	E0 _{HEX}					D
WRITE DMA	CA _{HEX} CB _{HEX}		x	x	x	x
WRITE MULTIPLE	C5 _{HEX}		x	x	x	x
WRITE SECTOR(S)	30 _{HEX} 31 _{HEX}		x	x	x	x

SC = Compteur de secteurs (Sector Counter) C00A_{HEX}

SN = Régistre du numéro de secteur (Sector Number Register) C00B_{HEX}

CY = Régistre de cylindre (CYlinder Register) C00C HEX et C00D_{HEX}

DH = Régistre du numéro de tête (Head Number Register) C00E_{HEX}

La présence à ce niveau d'un D signifie que seuls les paramètres Composant (Device) du registre sont à prendre en compte.

64 contacts DIN4162-C destiné à être relié à la platine du microcontrôleur, une embase Sub-D à 9 contacts. Elle recevra les lignes sérieles en provenance de la carte du microcontrôleur. C1 à C5 sont les condensateurs de découplage classiques, la LED D1 signale les activités des disques durs lorsque le lecteur actif force cette ligne à la masse. Il n'est pas possible de réaliser une différentiation entre un disque dur-maître ou un disque dur-esclave sachant que les 2 signaux en provenance des disques durs utilisent la même broche.

La « construction » de la platine d'interface dont on retrouve le dessin des pistes en **figure 2**, ne présente pas de complication particulière. Les circuits intégrés pourront être mis sur support. Le seul point auquel il faudra faire attention est de respecter la polarité des composants en ayant une, à savoir le condensateur électrochimique C6, la LED et, bien entendu, les circuits intégrés.

Le logiciel

Le pilotage de l'interface ATA depuis un microcontrôleur implique, outre la présence de l'électronique (*hardware*) requise, l'utilisation du logiciel adéquat, programme chargé de l'écriture des différentes instructions dans les registres du disque dur. Nous allons, un peu plus loin, passer en revue ces différents registres. Aux adresses mentionnées à la suite des noms de registres l'interface ATA est commandée par la mono-carte à 8051/8032, SIM-CAD (Elektor n°154, avril 1991, page 21 et suivantes). Si le disque dur se trouve en mode LBA (*Logical Block Addressing*) certains des registres prennent une autre signification. L'adressage individuel de chacun des secteurs ne se fait plus par le biais des éléments cylindre, tête et secteur mais linéairement sachant que les différents secteurs du disque dur se sont vus numérotés dans leur ordre physique. On a introduit le mode LBA en vue de faire sauter la limite de capacité de 504 Moctets que connaissait l'interface ATA (il arrive également que l'on trouve la valeur de 528 Moctets sachant que l'on considère alors qu'un Koctet vaut 1 000 octets, auquel cas il faudrait d'ailleurs écrire **kocets**). Le premier secteur a l'adresse 0. Dans le cas d'un disque dur de 504 Moctets le dernier secteur physique aurait comme adresse le numéro 1 032 192. Cette technique d'adressage a permis de faire passer la limite à 7,8 Goctets. On en conclut partant qu'il faudra, si l'on veut connecter un disque dur d'une capacité supérieure à 504 Moctets, utiliser le mode de fonctionnement LBA pour le dit disque dur.

Tableau 2. Informations présentes dans le tableau de partition.

Adresse d'offset	Contenu
00 _{HEX}	Situation Partition (00h = inactive, 80 _{HEX} = Partition de Boot)
01 _{HEX}	Tête de lecture/écriture avec laquelle débute la partition
02 _{HEX}	Secteur et cylindre avec lesquels débute la partition
04 _{HEX}	Type de partition (par ex.. 04 _{HEX} pour FAT 16 bits sous DOS)
05 _{HEX}	Tête de lecture/écriture avec laquelle se termine la partition
06 _{HEX}	Secteur et cylindre avec lesquels se termine la partition
08 _{HEX}	Écart entre le premier secteur de la partition (Boot-Sector) et le secteur de la partition [en secteurs]
0C _{HEX}	Nombre des secteurs dans cette partition

Registre de données C000_{HEX}

Le transfert, dans une direction ou dans l'autre, des bits de données 8 à 15 se fait par le biais de ce registre.

Registre de données C008_{HEX}

Ce registre sert au transfert des bits de données 0 à 7. Les données sont valides à condition que le bit DRQ du registre d'état (*status register*) soit positionné (soit à « 1 »).

Bits d'erreur/Feature C009_{HEX}

On trouve ici, en mode lecture, les bits d'erreur qui permettent de retrouver le type d'erreur ayant eu lieu. En mode écriture on transfère à cet endroit les paramètres pour, par exemple, Cache On/Off.

Compteur de secteurs C00A_{HEX}

Ce registre contient le nombre de secteurs à traiter lors du prochain accès au disque dur. Il garde la même signification qu'il s'agisse d'une opération de lecture ou d'écriture.

Secteur de départ C00B_{HEX}

On peut, à cette adresse, lire ou écrire le secteur de départ pour le prochain accès. En mode LBA on trouve à cet endroit les bits LBA 0 à 7.

LSB Cylindre C00C_{HEX}

On trouve à cette adresse les 8 bits de poids faible (LSB = *Least Significant Byte*) de l'adresse de cylindre, en mode LBA se sont les bits LBA 8 à 15.

MSB Cylindre C00D_{HEX}

Il s'agit des 8 bits de poids fort (MSB = *Most Significant Byte*) de l'adresse de cylindre ou les bits LBA 16 à 23 en mode LBA.

Numéro de disque dur et de tête

C00E_{HEX}

Les bits 0 à 3 représentent le numéro de tête codé en binaire. En mode normal il existe un maximum de 16 têtes. Le bit 4 sert à faire la distinction maîtresse esclave (*master/slave*) (1 = esclave, 0 = maître). On trouve, sous la forme des bits 5 à 7, le nombre d'octets par secteur (*byte/sector*). Le paramètre 512 octets/secteur y est fixé définitivement. En mode LBA on trouve à cet endroit les bits 24 à 27.

Registre d'état n°1 et d'instruction C00F_{HEX}

Ce registre reçoit les instructions ATA. Dans le cas d'une opération de lecture il s'agit du registre d'état (*status register*).

On peut dériver, des différents bits, l'état, à cet instant, du disque dur :

- Bit 0 (ERR)

Indique une erreur. Le type d'erreur peut être identifié par le biais des bits d'erreur à l'adresse 1F1_{HEX}.

- Bit 1 (IDX)

Est une impulsion d'index variant d'un fabricant à l'autre.

- Bit 2 (CORR)

Indique le transfert de données après correction ECC.

- Bit 3 (DRQ)

Le périphérique est prêt au transfert de données.

- Bit 4 (DSC)

L'opération de recherche est terminée.

Tableau 3. Brochage de l'interface ATA (K1).

Broche	Signal	Description
2,19,22,24, 26,30,40	GND	Masse
1	RES	Signal de RAZ de l'ordinateur.
17	D0	Bus de données bidirectionnel entre le disque dur et l'ordinateur. Ce bus sert au transfert de données, d'instruction et d'autres informations d'état (ststus). Lorsque le lecteur est inactif, les lignes se trouvent à l'état de haute impédance.
15	D1	
13	D2	
11	D3	
9	D4	
7	D5	
5	D6	
3	D7	
4	D8	
6	D9	
8	D10	
10	D11	
12	D12	
14	D13	
16	D14	
18	D15	
20		Broche coupée pour protection contre une erreur de polarité.
21	/IOCHRDY	L'ordinateur devra attendre, lors d'accès au lecteur, que ce signal soit inactif.
23	/IOWR	Signal d'écriture pour les adresses de ports d'E/S.
25	/IORD	Signal de lecture pour les adresses de ports d'E/S.
27	/IOCHRDY	Idem que broche 21.
28	ALE	Adress Latch Enable
29	libre	Réserve aux extensions
31	IRQ14	Demande d'interruption destinée à l'ordinateur.
32	IO16	Indication de transfert de données sur 16 bits.
34	/PDIAG	Passed Diagnostics : Le lecteur-esclave signale au lecteur-maitre la fin des diagnostics internes.
33	A1	Ligne d'adresse de l'ordinateur servant à la sélection des différents registres.
35	A0	
36	A2	
37	/CS0	Adresses 1F0 _{HEX} à 1F7 _{HEX}
38	/CS1	Adresses 3F0 _{HEX} à 3F7 _{HEX}
39	/ACT	Peut piloter une LED signalant les activités du lecteur.

- Bit 5 (DF)

Détection d'une erreur à l'écriture.

- Bit 6 (DRDY)

Le disque dur est paré, après mise sous tension par exemple.

- Bit 7 (BUSY)

Le disque dur est en cours d'exé-

cution d'une instruction.

Registre d'état n°2/Device Control**C006_{HEX}**

Une opération de lecture donne le même résultat que dans le cas d'un accès au registre d'état n°1. L'état de la ligne d'interruption n'est cependant pas modifié. Il est possible à ce

niveau, dans le cas d'un accès pour écriture, d'activer l'interruption en mettant le bit 1 à « 0 ». Le positionnement (mise à « 1 ») du bit 2 entraîne une réinitialisation (*Reset*) logicielle du disque dur. Les bits 3 à 7 restent inutilisés. Le bit 0 doit toujours être à « 0 ».

Adresse active C007_{HEX}

Il s'agit là d'un registre à lecture seule. Les bits 0 et 1 permettent de faire la distinction entre les lecteurs maître et esclave. Les bits 2 à 5 abritent le complément à 1 de la tête activée. Une activité d'écriture du lecteur se traduit par la mise à « 0 » du bit 6. Le bit 7 indique au PC que la disquette a été sortie du lecteur. Notre application n'utilise pas ce bit. L'auteur a écrit un petit programme en C (disponible sur le site Internet d'Elektor et sur disquette **EPS000202-11**) permettant de simplifier quelque peu la programmation; ce programme procède à une démonstration du pilotage du disque dur. **ATA.C** initialise l'interface serielle, vu que c'est par son intermédiaire qu'arrivent, ultérieurement, les messages. On a ensuite réinitialisation (*reset*) de l'interface. Une fois que le disque dur a indiqué qu'il était paré, le programme envoie une instruction d'identification de périphérique (*IDENTIFY-DEVICE*) au disque dur. Le disque dur se met alors à transférer les données internes dont il dispose. À l'examen il s'agit de données indiquant le modèle, la version, le numéro de série, le nombre de têtes et de cylindres, etc. Le transfert des données émises par le disque dur se fait par le biais de l'interface serielle. On a ensuite lecture et transmission du premier bloc de données du secteur de *boot*. Il est important à ce niveau que l'on ait, à chaque fois, lecture de la totalité des 512 octets vu que sinon on risque de gros problèmes lors d'opérations de lecture ultérieures. Le petit exemple proposé illustre éloquemment la facilité de communication avec un disque dur IDE. Il existe en outre un certain nombre de routines écrites en assembleur MCS51 que l'on pourra, le cas échéant, intégrer dans ses propres programmes.

Structure du disque dur

On a bien évidemment besoin, pour retrouver les données écrites sur le disque dur, d'un certain systématisme. Le premier niveau de la structure d'un disque dur est constitué par ce que l'on appelle le préformatte ou formatte de bas niveau (*low level format*).

Au cours de cette opération la surface du disque dur est dotée de pistes comportant plusieurs secteurs chacune. La taille de chacun de ces secteurs est de 512 octets.

Après ce préformatte le disque dur présente la structure d'une disquette « géante ».

Tableau 4. Cartographie de la mémoire de l'interface ATA.

Adresse	Lecture	Écriture
C000 _{HEX}	D8...D15	
C006 _{HEX}	alternate status	device control
C007 _{HEX}	drive address	
C008 _{HEX}	Data	
C009 _{HEX}	error	Feature
C00A _{HEX}	sector count	
C00B _{HEX}	sector number	
C00C _{HEX}	cylinder low	
C00D _{HEX}	cylinder high	
C00E _{HEX}	drive/head	
C00F _{HEX}	status	Command
Registre d'état		
D7	BUSY	device busy
D6	DRDY	device ready
D5	DF	device fault
D4	DSC	device seek complete
D3	DRQ	data request
D2	CORR	correction
D1	IDX	vendor specific
D0	ERR	error
Registre de commande de périphérique		
D7...D23		reserved
D2	SPST	soft reset
D1	NIEN	interrupt enable (active low)
D0	0	always 0

Pour certaines applications, cet état pourrait, en fait, être satisfaisant en l'état. Ainsi, il suffirait, si nous nous contentions d'écrire des données sur un long intervalle de temps, d'écrire de paquets de 512 octets dans une série de secteurs successifs. Cette approche séquentielle n'est cependant pas, dans la majorité des cas, suffisante.

Il n'est pas nécessaire, en tant qu'utilisateur de PC, de s'inquiéter du détail du fonctionnement du disque dur. Les pilotes de périphérique du système d'exploitation ou le BIOS se chargent de cette tâche de suivi. Il devient indispensable cependant, si l'on veut accéder à un disque dur par le biais d'un pro-

On trouvera des adresses Internet où découvrir des informations sur le thème abordé ici sur le site Internet de l'institut de spécification du standard ATA, à savoir le comité T13 :

<http://www.t13.org>

gramme que l'on aura écrit soi-même, d'en savoir un peu plus en ce qui concerne la structure interne du disque dur.

Un disque dur comporte une, voire plusieurs, partition(s). Ces partitions, connues sous la dénomination de VOLUMES, sont en fait différents domaines parfaitement délimités du disque dur. Le but de la manœuvre est la préparation des différents domaines du disque dur pouvant être utilisés, le cas échéant, par des systèmes d'exploitation différents.

Après le test de la mémoire présente, la vérification des fonctions de base de la carte-mère et l'initialisation de la carte graphique, le BIOS charge le premier secteur d'un disque dur (tête 0, cylindre 0, secteur 1), le secteur de partition. Lorsque le BIOS détecte, dans les 2 derniers octets du bloc de 512 octets, la séquence de code 55AA_{HEX}, il en déduit qu'il se trouve en présence de code exécutable et démarre l'exécution du programme en utilisant le premier octet du secteur à l'adresse 0000:7C00.

Le code stocké à cet endroit a pour fonction de reconnaître la partition active et d'exécuter le secteur de *boot* qu'elle comporte. Le contenu de la table de partition (normalement à partir de l'offset 01BE_{HEX} dans le secteur de partition) donne à la routine les informations requises sur la position de ce secteur. Cette table comporte, pour chaque partition, une information longue de 16 octets. La routine a vite fait de découvrir laquelle de ces partitions est la partition de *boot* active puisque les premiers codes sont 80_{HEX} dans le cas d'une partition active et 00_{HEX} s'il s'agit d'une partition inactive. La routine interrompt l'exécution si elle ne trouve pas de partition active ou si elle en rencontre plusieurs simultanément.

Le **tableau 2** récapitule la signification d'une information présente dans la table de partition. Ces informations ne sont pas impératives, mais existent avec pratiquement n'importe quel système d'exploitation. Le système d'exploitation ne peut pas faire grand chose avec la partition. Il faut commencer par formatter le domaine qu'elle délimite. Pour ce faire, les secteurs physiques sont subdivisés en blocs logiques (*clus-*

ter), que le système d'exploitation est ensuite en mesure d'utiliser après les avoir concaténés (mis à la queue leu leu).

Le traitement à faire subir à ces clusters est fonction du système d'exploitation. Sous DOS, on utilise la table d'allocation de fichier, la fameuse FAT (*File Allocation Table*). Chacune des données présentes dans cette structure désigne l'un des clusters.

Il y est indiqué à quel fichier spécifique appartient un cluster donné et quel est le cluster suivant du dit fichier. On recherchera dans la littérature accompagnant le système d'exploitation les informations nécessaires et suffisantes quant au mode d'emploi de cette FAT en lecture et écriture de fichiers, sachant qu'entrer dans ces détails nous ferait sortir du cadre de cet article.

Le contenu de l'octet 04_{HEX} décrit le système d'exploitation :

Octet 04 _{HEX}	Système d'exploitation
00 _{HEX}	Partition non utilisée
01 _{HEX}	DOS FAT à 12 bits
04 _{HEX}	DOS FAT à 16 bits
05 _{HEX}	Partition étendue
08 _{HEX}	OS/2
0B _{HEX}	FAT-32
41 _{HEX}	PowerPC Boot
51 _{HEX}	Novell
64 à 69 _{HEX}	Novell
81 _{HEX}	Linux
83 _{HEX}	Linux swap
A5 _{HEX}	FreeBSD
A9 _{HEX}	NetBSD

Se voir connecter un disque dur est loin de constituer la seule capacité de cette interface. Étant donné que l'interface CD-ROM ATAPI utilise le même modèle de registres, on pourra également utiliser la présente réalisation pour une application de ce type. Il existe, pour ces périphériques ATAPI, une série d'instructions spécifiques par le biais desquelles il est relativement facile d'accéder aux fonctions de lecture classiques de ces appareils. Ne serait-il pas temps de penser à rendre vie à ce vieux lecteur de CD-ROM Double-Speed abandonné au grenier ?

(000202)

Protocoles de télécommande par IR

enregistrés et mesurés

Pour effectuer des essais avec des circuits intégrés de télécommande, on a besoin d'informations sur les protocoles utilisés par les différents fabricants d'appareils d'électronique de loisirs. En voici les plus importants !



La plupart des systèmes de programmation et de commande de l'électronique de loisirs (appareils ménagers) ne se servent que du plus petit nombre de données possible pour amoindrir les coûts. Après une période de commande par ultrasons, les télécommandes à infrarouges se sont imposées comme un quasi standard depuis 1975 en raison de leur faible coût (pour le fabricant), de leur portée importante et de leur sécurité de transmission. L'électronique d'un émetteur typique ne se compose de nos jours que d'un circuit intégré qui excite une diode luminescente à infrarouges selon la touche pressée et d'un résonateur bon marché pour la fréquence d'horloge. Des circuits intégrés similaires au SFH505-xx de Siemens ont été développés pour le côté récepteur ; ils transmettent sans câblage externe le signal filtré et amplifié à un microcontrôleur ou à un décodeur qui se charge d'en extraire la commande. Malheureusement, les fabricants d'électronique de loisirs utilisent différents protocoles qui rendent la plupart des télécommandes que possède un utilisateur incompatibles les unes avec les autres.

Les télécommandes à infrarouges doivent pouvoir fonctionner parfaitement au milieu de perturbations dans leur domaine de fréquence, le chauffage, l'éclairage et autres sources de chaleur par exemple. Pour atteindre une immunité suffisante aux rayon-

nements environnants et assurer le fonctionnement à distance, la lumière infrarouge est en général modulée à une fréquence située entre 30 et 40 kHz lors de la transmission d'une unité d'information (bit).

Il existe en outre un procédé de transmission, appelé le mode Flash, qui envoie la lumière infrarouge sous forme de courts éclairs lumineux. On peut citer à ce propos le circuit intégré MV500 de Plessey (présenté dans le numéro d'avril 1991 d'Elektor) qui envoie la lumière sous forme de courts éclairs de 17 µs avec des pauses de durée variable. Nokia a fait appel à un procédé semblable dans son circuit intégré IRT1250. Ce procédé de transmission ne s'est toutefois pas imposé dans l'électronique grand public, et c'est pourquoi presque tous les systèmes de transmission modernes fonctionnent à la lumière infrarouge modulée.

Les enregistrements d'oscillogrammes ci-dessous ont été pris avec le circuit intégré de réception TFMS5360 de Temic et montrent sous forme inversée le code envoyé par chaque télécommande. Ce circuit intégré est optimisé pour une fréquence porteuse de 36 kHz mais

en reçoit aussi d'autres, bien qu'avec une portée réduite. La moitié supérieure de l'image représente un télégramme unique et la moitié inférieure la pression continue sur une touche. La sortie du circuit intégré commute à l'état bas si l'émetteur envoie la fréquence de modulation. Pour effectuer des investigations, il est important de savoir que les fabricants sont bien entendu libres de choisir comme ils l'entendent la fréquence d'horloge de leurs circuits intégrés d'émission et qu'il peut naturellement en résulter des divergences par rapport aux durées indiquées. Selon la fiche de données de la société Temic, les tolérances et le choix du circuit intégré de réception peuvent aussi causer des variations de la longueur des impulsions de $\pm 160 \mu\text{s}$.

Les codes décrits ne font pas vraiment justice aux télécommandes dans toute leur diversité. Beaucoup de sociétés font complètement bande à part pour des raisons de coûts ou à cause de conditions particulières que les circuits intégrés ordinaires ne peuvent pas remplir. Si l'on fait appel à des microcontrôleurs programmables par masque, on est

naturellement libéré de toute convention et on peut adapter le protocole à son matériel ou selon les goûts du réalisateur du logiciel. Il se peut aussi qu'un fabricant n'utilise pas de protocole standardisé dans son microcontrôleur pour des questions de licence et de brevets. Les télécommandes modernes peuvent aussi envoyer plusieurs formats de code pour chaque pression sur une touche. Citons comme exemple caractéristique la société Loewe qui, après la commutation sur VTR ou DVD, envoie d'abord le format japo-

nais puis, après environ 50 ms, le format RC5. La raison pourrait en être l'achat à l'extérieur de modules pré-programmés qui accélèrent le développement des appareils mais dont les protocoles ne s'accordent pas toujours.

Le format utilisé par chaque fabricant d'électronique grand public a été déterminé en préparant cet article et est indiqué par la suite, encore que cette attribution ne couvre pas nécessairement tous les appareils d'une gamme.

(010023-1)

Format utilisé	Fabricant
RECS80	Thomson, Nordmende
NEC	Harman/Kardon, Yamaha, Canon
DENON	Denon
SIRCS	Sony
RC5	Loewe, Philips, Grundig, Marantz
MOTOROLA	Grundig, Kathrein
JAPAN	Panasonic, Loewe
SAMSUNG	Samsung
DAEWOO	Daewoo

Le code RC5

Un standard de transmission des données infrarouge développé par Philips et très répandu en Europe est connu sous le nom de « code RC5 ». Ce code peut transmettre 2 048 commandes diverses divisées en 32 groupes adressables de 64 commandes chacun. Avec ce système, chaque appareil se voit attribuer une adresse individuelle, de sorte que le réglage du son de la télé ne risque pas par exemple d'influencer le volume de la chaîne stéréo. Le code envoyé se compose d'un mot de données de 14 bits et est construit comme indiqué ci-après :

- 2 bits de départ pour ajuster le niveau de la commande automatique du gain AGC (*Auto Gain Control*) dans le circuit intégré de réception.
- 1 bit de basculement indique une nouvelle transmission de données.
- 5 bits d'adressage du système
- 6 bits d'instruction

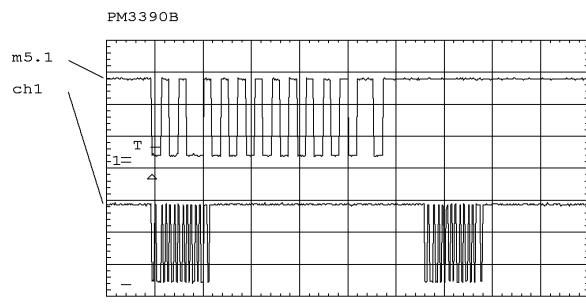
La valeur du bit de basculement change à chaque nouvelle activation d'une touche pour distinguer entre une pression nouvelle ou continue sur la même touche. Les 5 bits d'adressage qui suivent indiquent quel appareil doit réagir à la commande. La commande proprement dite est transmise en dernier.

Les commandes du code RC5 sont codées en biphasé, c'est-à-dire qu'un bit est composé de 2 demi-bits alternés. La combinaison bas/haut caractérise un bit positionné à 1 et la combinaison haut/bas un bit remis à 0. Chaque bit a une longueur de 1,778 ms, donc un protocole dure en tout 24,889 ms.

Le code RC5 fait partie des protocoles les mieux documentés. Les adresses 7 et 13 entre autre sont intéressantes pour les appareils de construction « maison » car elles ont été conçues dans des buts expérimentaux. Parmi les circuits intégrés typiques de la réalisation des télécommandes, on trouve :

Émetteur : SAA3006, SAA3010 (Philips)
HT6230 (Holtek)

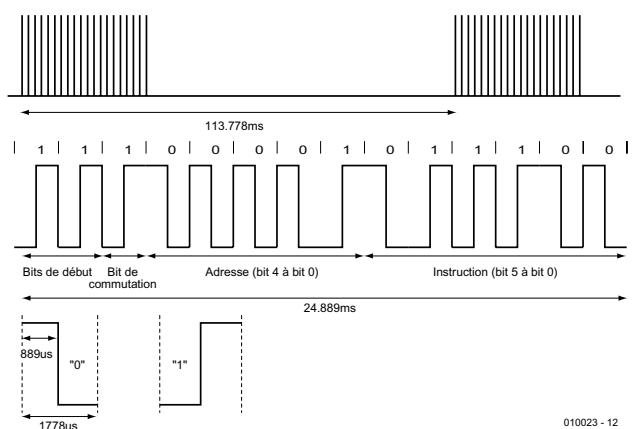
Récepteur : SAA3009, SAA3049 (Philips)



Y/Div: 2.00 V Timebase: 20.0ms TRACE 07:36:09:53 18-10-2000
2.00 V 5.00ms ch1 07:34:07:16 18-10-2000 =COPY(ch1)
Time of hardcopy: 07:38:05 18-10-2000 010023-11

Figure 1. Code RC5 à la sortie du circuit intégré de réception TFMS5360.

Le **tableau 1** indique la relation entre les commandes et les appareils mentionnés (décimal).



010023 - 12

Figure 2. Structure du protocole du code RC5 (adresse 1, commande 28 dans cet exemple).

Les codes RC5 :

Adresse-Système Appareil

0	TV1
1	TV2
2	.Vidéotexte
3	.Extension pour TV1 et TV2
4	.Laser Vision Player
5	.Magnétoscope1 (VCR1)
6	.Magnétoscope 2 (VCR2)
7	.Réservé
8	SAT1
9	.Extension pour VCR1 et VCR2
10	SAT2
11	Réservé
12	.CD-Vidéo
13	Réservé
14	.CD-Photo
15	Réservé
16	.Préampli Audio1
17	.Tuner
18	.Magnétocassette analogique
19	.Préampli Audio2
20	.CD
21	.Rack Audio ou Enregistreur
22	.Récepteur satellite Audio
23	.Magnéto DCC
24	Réservé
25	Réservé
26	.CD Inscriptible
27 à 31	Réservé

Instructions communes à toutes les adresses :

Instruction Signification

0	.0
1	.1
2	.2
3	.3
4	.4
5	.5
6	.6
7	.7
8	.8
9	.9
16	.Volume +
17	.Volume -
18	.Brightness +
19	.Brightness -
20	.Color saturation +
21	.Color saturation -
22	.Bass +
23	.Bass -
24	.Treble +
25	.Treble -
26	.Balance right
27	.Balance left
63	.System select
71	.Dim local display
77	.Linear function increment
78	.Linear function decrement
80	.Step up
81	.Step down
82	.Menu on
83	.Menu off
84	.Display A/V system status
85	.Step left
86	.Step right
87	.Acknowledge
88	.PIP on/off (Pay TV channel + for system 3)
89	.PIP shift (Pay TV channel - for system 3)
90	.PIP / main swap (Radio channel + for system 3)
91	.Strobe on/off (Radio system – for channel 3)

92	.Multi strobe (Date + for system 9)
93	.Main frozen (Date – for system 9)
94	.3/9 multi-scan (Start time + for system 9)
95	.PIP select (Start time – for system 9)
96	.Mosaic/multi-PIP (Record program + for system 9)
97	.Picture DNR (Record program – for system 9)
98	.Main stored (Alternate channel for system 9)
99	.PIP strobe (Stop time + for system 9)
100	.Recall main picture (Stop time – for system 9)
101	.PIP freeze
102	.PIP step up +
103	.PIP step down –
118	.Sub mode
119	.Options sub mode
123	.Connect
124	.Disconnect

Autres commandes des adresses 0 et 1 (TV1 / TV2) :

Commande	Signification
10	.1/2/3 digits / 10
11	.Freq./prog./ch./11
12	.Standby
13	.Mute/de-mute
14	.Personal pref.
15	.Display
28	.Contrast +
29	.Contrast –
30	.Search +
31	.Tint/hue –
32	.Ch./prog. +
33	.Ch./prog. –
34	.Altern./ch.
35	? language
36	.Spatial stereo
37	.Stereo/mono
38	.Sleep timer
39	.Tint/hue. +
40	.RF switch
41	.Store/execute/vote
42	.Time
43	.Scan fwd./incred.
44	.Decrement
46	.Sec con/menu
47	.Show clock
48	.Pause
49	.Erase/correct
50	.Rewind
51	.Go to
52	.Wind
53	.Play
54	.Stop
55	.Record
56	.External 1
57	.External 2
59	.Advance
60	.TXT sub-mode/12
61	.Sys. Standby
62	.Crispener
70	.Speech/music
79	.Sound scroll
104	.PIP size
105	.Pic. Scroll
106	.Act. On/off
107	.Red
108	.Green
109	.Yellow
110	.Cyan
111	.Index/white
112	.Next
113	.Previous
122	.Store open/close
126	.Movie expand
127	.Parental access

Le code SIRCS/CNTRL-S

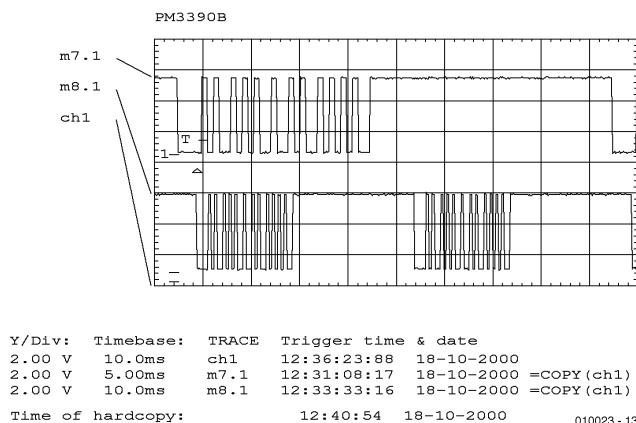


Figure 3. Code SIRCS à la sortie du circuit intégré de réception TFMS5360.

Le protocole SIRCS ou encore CNTRL-S de Sony se compose d'un bit de départ et de 12 à 20 bits d'instruction. La commande est divisée en un code d'adresse de 5 à 13 bits et d'un code de touche de 7 bits. Le déroulement temporel de ces impulsions est indiqué dans la **figure 4**.

Un long bit de départ (2,4 ms) est tout d'abord émis, suivi d'une pause de 0,6 ms. Les données proprement dites suivent ; 1 est représenté par 1,2 ms actif, 0,6 ms inactif et 0 par 0,6 ms actif et 0,6 ms inactif. La transmission doit être répétée au moins 2 fois (5 fois avec un caméscope) après une pause, on

considère sinon qu'il s'est produit une erreur de transmission. La séquence temporelle de SIRCS correspond à celle de CTRL-S, mais SIRCS est cadencé à 40 kHz. CTRL-S est utilisé pour la commande par fil d'appareils, comme par exemple le couplage de magnétoscopes. L'analyse d'une télécommande de Sony révèle le circuit intégré suivant :

Émetteur : KIE RA275 S42

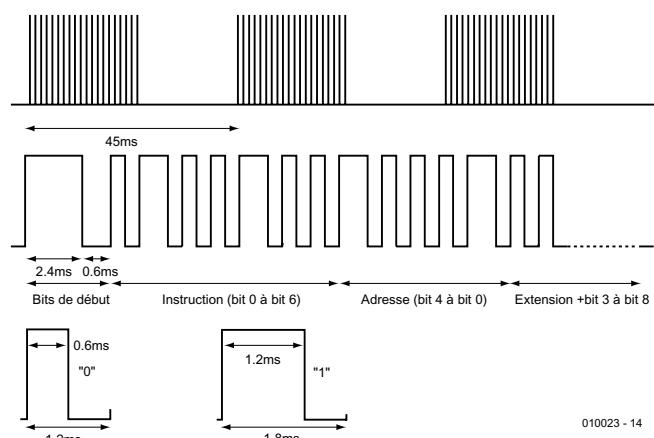


Figure 4. Structure des protocoles CNTRL-S et SIRCS.

Les codes Sony :

Codes pour l'adresse d'appareils (décimal) :

Adresse-système Appareil

1TV
2VTR1
4VTR2
6Laserdisk
7VTR2
11VTR3
12Surround sound processor
16Cassette deck, tuner
17CD Player
18Equalizer
164TV digital effects (8 bit device code)

Extension pour autres commandes :

Commande	Signification
000touche 1
001touche 2
002touche 3
003touche 4
004touche 5
005touche 6
006touche 7
007touche 8

008touche 9
009touche 10/touche 0
011Enter
016Channel up
017Channel down
018Volume up
019Volume down
020Mute
021Power
022Reset TV
023Audio mode: mono/SAP/stereo
024Picture up
025Picture down
026Color up
027Color down
030Brightness up
031Brightness down
032Hue up
033Hue down
034Sharpness up
035Sharpness down
036Select TV tuner
038Balance left
039Balance right
041Surround on/off
042Aux/Ant
047Power off
048Time display
054Sleep timer
058Channel display
059Channel jump
064Select input video1
065Select input video2
066Select input video3
074Noise reduction on/off
078Cable/broadcast
079Notch filter on/off
088PIP channel up
089PIP channel down
091PIP on
092Freeze screen
094PIP position
095PIP swap
096Guide
097Video setup
098Audio setup
099Exit setup
107Auto program
112Treble up
113Treble down
114Bass up
115Bass down
116+ key
117- key
120Add channel
121Delete channel
125Trinitone on/off
127Displays a red RtestS on the screen

Le code RECS80

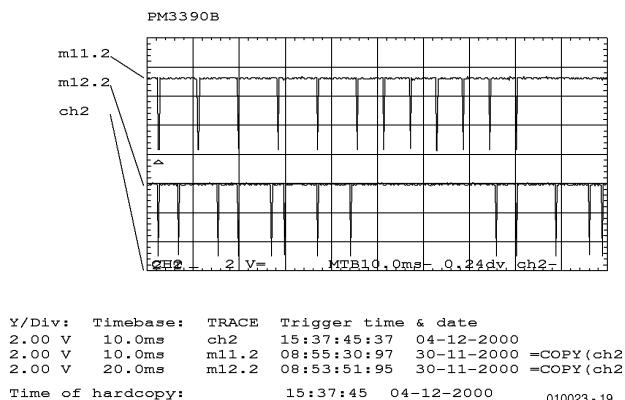


Figure 5. Code RECS80 à la sortie du circuit intégré de réception TFMS5360.

Le code RECS80 de Philips utilise la modulation par impulsions à intervalle variable pour la transmission des données et est caractérisé par le fait qu'une pause de longueur variable dont la durée caractérise l'état logique du bit de transmission suit une impulsion de niveau haut d'une longueur fixe. Le code définit 1 280 codages répartis en 64 commandes et 20 sous-systèmes. Les différents agents de liaison comme la télévision ou le magnétoscope sont définis comme sous-systèmes. La longueur maximale d'un mot est de 12 bits en incluant un bit de basculement et un bit de départ.

Le développement historique du code est responsable de ce que le mot des données transmis ne comporte que 11 bits (3 bits de sous-adresse) lorsque les sous-adiresses 1 à 7 sont utilisées, ce qui complique le décodage par logiciel. Les bits de basculement sont positionnés par un compteur dans le circuit émetteur qui est incrémenté après chaque nouvelle pression sur une touche. Cela ne se passe pas lors de la pression continue sur une touche. Remarquons que 2 bits de basculement ne sont utilisés que lors de la transmission des données en mode Flash. Si le circuit intégré module la lumière infrarouge transmise, le premier bit de basculement est considéré comme bit de départ de longueur constante.

Tous les bits ne sont pas représentés dans la moitié inférieure de la **figure 5** car le taux d'échantillonnage de l'oscilloscope ne permet pas de saisir la totalité des pointes. Le protocole RECS80 code séparément chaque bit par des pauses de longueur variable qui suivent des impulsions lumineuses de longueur constante (140,8 µs). Les intervalles de temps qui fixent la valeur d'un bit entre les impulsions lumineuses sont de 5,06 ms pour un 0 et de 7,60 ms pour un 1 (toujours par rapport à un circuit résonant de 455 kHz dans l'émetteur). Bien que la transmission des paquets de données soit plus ou moins longue selon la commande envoyée, la durée totale jusqu'à la répétition suivante du signal, y compris la pause, est constante (121 ms). La fréquence de modulation est de 38 kHz.

Parmi les circuits intégrés typiques de la réalisation des télécommandes, on trouve :

Émetteur :

SAA3004, SAA3007 et SAA3008 (Philips)
M3004, M3005, M3006 (ST Microelectronics)

Récepteur :

SAA3009, SAA3049 (Philips)

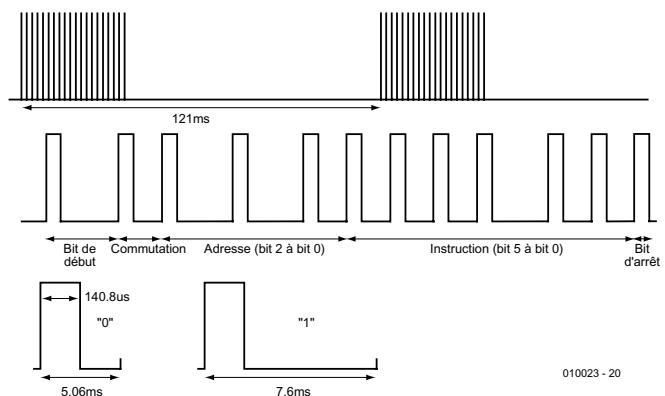


Figure 6. Structure du protocole du code RECS80.

Adresses Internet

Format Nec :

<http://www.princeton.com.tw/spechtml/remote/2221.htm>

Semi-conducteurs Philips :

<http://www.semiconductors.com>

www-us.semiconductors.com/pip/SAA3049AP

Format Sony :

<http://home.t-online.de/home/mb.koenig/sircs.htm>

Home-Page Motorola :

<http://motorola.com>

Format Motorola :

<http://holtek.com>

Home-Page Samsung :

http://www.intl.samsungsemi.com/System_LSI/Microcontroller/Product_Guide/Microcontroller/product_guide.html

Dans le second article nous examinerons le détail des formats suivants :

- NEC
- DENON
- MOTOROLA
- JAPAN
- SAMSUNG
- DAEWOO

Journal lumineux avec 7 LED seulement

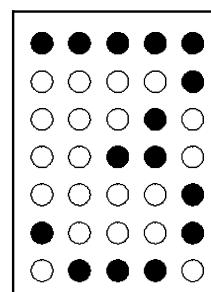
Frank Wohlrabe

Dans leur quête à la recherche de techniques d'affichage de textes originales, avec effet « tape-à-l'oeil » (eyecatcher) les fabricants ont l'imagination fertile, ne cessant de trouver de nouvelles variantes intéressantes de manière à disposer d'un maximum de fonctions au meilleur coût.

Les journaux lumineux classiques utilisent, comme affichage, une ou plusieurs matrices d'affichage, de dimensions plus ou moins importantes, qu'il s'agisse de LED ou d'autres dispositifs optiques de visualisation. Un exemple : « *écriture lumineuse par clavier de PC* » (Elektor n°260, février 2000, page X-12 et suivantes) ne comporte pas moins de 7 x 35, soit 245 LED pour visualiser simultanément un maximum de 6 caractères. De manière à éviter que la consommation de courant, la complexité du câblage et le coût en composants ne sortent des limites économiquement acceptables, la quasi-totalité des journaux lumineux utilisant des LED font appel, pour leur pilotage, à un mode de multiplexage. Cela signifie que les différentes

colonnes de LED composées de 7 LED disposées verticalement prises séquentiellement, c'est-à-dire individuellement, sont attaquées à une fréquence de, par exemple, 1 000 Hz, de sorte qu'elles ne sont allumées que pendant de l'ordre d'une milliseconde (ms).

Sur le schéma de la **figure 1**, à l'instant t_1 , la première rangée est alimentée en tension et se voit appliquer l'information à visualiser (2 LED allumées). Après 1 ms la rangée 1 est éteinte et c'est au tour de la rangée 2 d'être alimentée pour qu'elle affiche l'information qu'elle comporte. Au bout de 5 ms on aura eu visualisation complète de l'information requise (fournie par les 5 rangées de LED). Bien que l'on n'ait jamais allumage de plus de 7 LED simultanément, l'inertie de l'oeil reconstitue une image d'ensemble comportant un nombre de points lumineux sensiblement plus important que les 7 d'une unique colonne. En dépit de la mise en oeuvre d'un mode de multiplexage il faut que chaque rangée de LED puisse être pilotée indépendamment, ce qui requiert un nombre relativement important de portes ou de circuits de commande (driver). Mais les choses deviennent encore plus simples, électroniquement s'entend lorsque l'on fait en sorte que la visualisation du journal lumineux paraisse de faire en flottant dans l'air. Ici encore on



colonne 1 ($t=1\text{ms}$)

colonne 5 ($t=5\text{ms}$)

Figure 1. Pilotage des colonnes d'un journal lumineux.

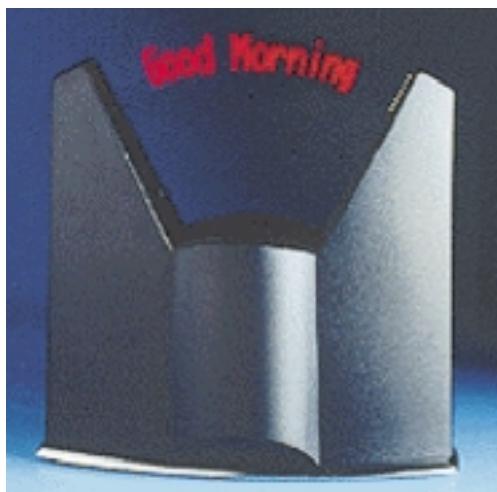


Figure 2. Journal lumineux flottant en l'air.

met à profit la relative lenteur de l'oeil de manière à combiner plusieurs images individuelles pour en faire un tout. Avec 7 LED seulement on crée l'image représentée (*Good Morning*). L'astuce consiste ici à effectuer un déplacement continu et progressif des LED et à leur faire afficher, lors de chaque pas, l'information requise. L'électronique que comportent les journaux lumineux classiques est remplacée en partie par de la mécanique. Une platine porteuse sur laquelle se trouve disposée la colonne de LED est commandée par un moteur tournant à vitesse éle-

vée et fait ainsi un mouvement aller-retour. L'ensemble du trajet à effectuer est subdivisé logiciellement en plusieurs pas, chacun de ces pas se voyant attribuer une certaine information à visualiser, information prenant la forme de l'allumage ou non de chacune des 7 LED de la colonne. Le début d'un mouvement est indiqué au microcontrôleur, par exemple, sous la forme d'un interrupteur optique pris dans une barrière lumineuse ou, magnétiquement, par le biais de capteurs à effet Hall.

Sur la **figure 3** on a créé, à l'aide des 7 LED, du chiffre 3. L'interrupteur fermé avec la commande des LED 2 et 7 (numérotées de bas en haut) donne l'instant de lancement de l'exécution du programme du microcontrôleur en vue de visualiser un patron quelconque. Toutes les millisecondes, la platine s'est déplacée de quelques (dixièmes de) millimètres, on a allumage d'un nouvel ensemble de LED.

Plus la platine porteuse est grande

et plus les LED sont positionnées vers le haut, plus la quantité d'information affichable lors d'un aller-retour est importante. La complexité mécanique de ce système de déplacement constitue bien évidemment le talon d'Achille du système et détermine sa longévité et partant également sa qualité. Il faut, si l'on veut obtenir une image propre, bien stable et nette, que l'affichage ait un mouvement très rapide au point que seules les LED (en non pas la platine) soient visibles.

Aujourd'hui, on trouve dans le commerce des bâtons de demande d'aide en cas de panne, gadgets destinés aux automobilistes; ce bâtonnet à 7 LED sera pris en main et manœuvré, en arc de cercle, devant soi.

Pendant le mouvement, les LED affichent le texte « S.O.S. », ce qui permet à la personne en détresse d'attirer l'attention d'une personne se trouvant dans le champ du bâtonnet. Nous vous recommandons, si vous

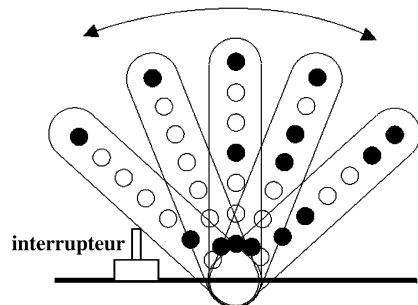


Figure 3. Principe du mouvement d'une platine porteuse dotée de 7 LED.

voulez savoir tout ce que l'on peut faire avec 7 LED seulement, de faire un tour sur le site de Bob Blick dont la page d'accueil se trouve à l'adresse :

<http://bobblick.com/bob/projects/>

On y trouve une description des aspects mécaniques et électroniques des horloges et journaux lumineux utilisant le principe décrit dans les lignes précédentes.

(000194)

APPLIKATOR est une rubrique servant à la description de composants intéressants récents et de leurs applications; par conséquent, leur disponibilité n'est pas garantie. Le contenu de cette rubrique est basé sur les informations fournies par les fabricants et les importateurs, ne reposant pas nécessairement sur les expériences pratiques de la Rédaction.

Nouveaux circuits intégrés en oscillateurs

Pour des fréquences de 45 à 650 MHz

Gregor Kleine

Avec les circuits intégrés de la série MAX260x, Maxim introduit sur le marché des oscillateurs d'une mise en œuvre très simple dont la fréquence centrale est fixée par le simple raccordement d'une inductance externe.

L'oscillateur, la diode capacitive nécessaire à la syntonisation (accord de fréquence) et un tampon de sortie font partie du circuit intégré. La sortie différentielle peut servir de sortie H.F. symétrique ou de sortie double avec un bon découplage comme celui auquel on fait souvent appel dans les applications à boucle de verrouillage de phase (*PLL, Phase Locked Loop*). La conception d'oscillateurs dans les domaines de fréquence H.F., V.H.F. et U.H.F. (de 30 MHz à 1 GHz) demande une certaine expérience pour ne pas dire une expérience certaine. Il est nécessaire de dimensionner un grand nombre d'éléments des oscillateurs à composants discrets commandés en tension (*VCO = voltage controlled oscillator*) pour atteindre un amorçage fiable des oscillations, une bonne stabilité, un niveau de sortie suffisant et une plage d'accord appropriée. La **figure 1** donne un exemple de ce genre de réalisation. Les éléments parasites des composants et surtout la disposition de la platine jouent aussi un rôle, en particulier aux hautes fréquences. Il faut tenir compte de l'inductance et de la capacité des conducteurs sur la platine lors de la conception du circuit. Le découplage minimisant la rétroaction d'une tension de sortie constitue souvent un autre détail dont il faut tenir compte. Un couplage trop fort rend l'oscillateur sensible aux modifications de la charge (*Pulling*). L'influence de la tension de fonctionnement sur la fréquence de l'oscilla-

teur est désignée par le terme *Pushing*. Il est facile d'éliminer cet effet en munissant l'oscillateur d'un régulateur de tension. La diminution du bruit de la tension d'alimentation

améliore par la même occasion les valeurs du bruit de phase.

La détermination d'un dimensionnement stable des composants d'oscillateurs par circuits discrets nécessite

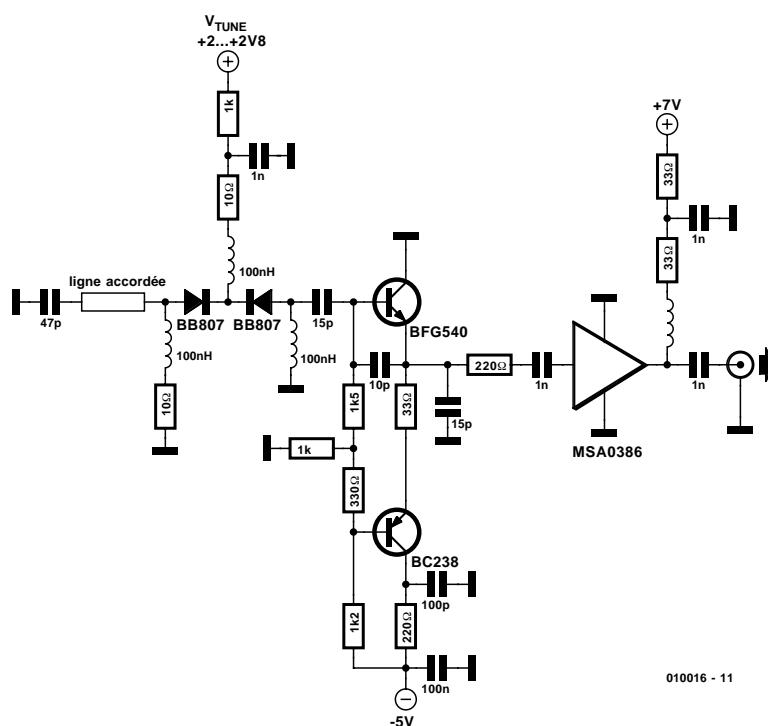


Figure 1. Circuit d'un VCO en technologie discrète.

Tableau 1. Domaines de fréquence et d'inductance.

Type	Plage de fréquences	Plage d'inductivités	Q min.
MAX2605	45 à 70 MHz	680 à 2200 nH	35
MAX2606	70 à 150 MHz	150 à 820 nH	35
MAX2607	150 à 300 MHz	39 à 180 nH	35
MAX2608	300 à 500 MHz	10 à 47 nH	40
MAX2609	500 à 650 MHz	3,9 à 15 nH	40

en général la réalisation d'un prototype et quelques essais (entre autre des essais de température).

Solution par oscillateur intégré - MAX260x

La série de composants pour applications à fréquence fixe ou à bande étroite dans le domaine de fréquence s'étendant de 45 MHz à 650 MHz mise sur le marché par Maxim permet une réalisation extrêmement simple et compacte. Les 5 types de la famille MAX260x couvrent les bandes de fréquence du **tableau 1**. La plage d'accord de chaque VCO est choisie de manière à compenser les variations dues aux tolérances des composants. Ces oscillateurs Maxim se passent donc d'alignement et seul le dimensionnement de l'enroulement externe détermine la fréquence centrale.

Les composants MAX260x ont besoin d'une tension de +2,7 V à +5,5 V et consomment moins de 5 mA. L'oscillateur interne (**figure 2**) est basé sur le circuit Colpitts fréquemment utilisé dont les condensateurs de réinjection à l'émetteur et à la base ainsi que la capacité du circuit et l'enroulement externe déterminent la fréquence d'oscillation. La diode capacitive (varactor) à couplage lâche incorporée permet de corriger la dispersion des caractéristiques (tolérance) des composants jusqu'à ±3 % avec une tension d'accord de +0,4 V à +2,4 V. Le circuit est étudié pour offrir un bon comportement de mise en marche de l'oscillateur et une position du point de travail indépendante de la température. Ces caractéristiques et le bruit de phase indiqué dans la fiche de données ne sont bien entendu atteints que si le fac-

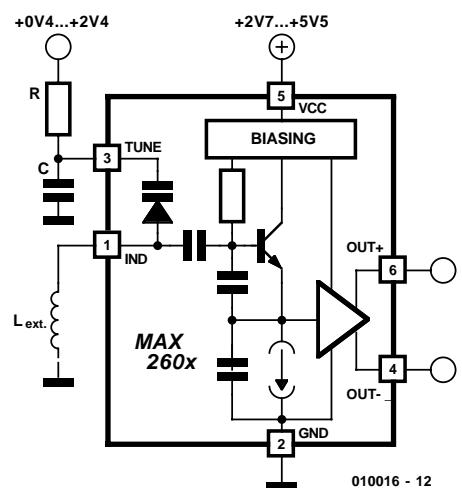


Figure 2. Structure du VCO MAX260x.

teur de qualité de l'enroulement externe est suffisamment élevé. Le **tableau 2** contient quelques caractéristiques techniques.

La **figure 3** représente le circuit d'un VCO équipé d'un MAX260x. L'enroulement externe est le seul composant déterminant la fréquence. L'inductance effective à la broche 1 est ici décisive, il faut donc inclure les effets dus aux pistes conductrices, etc. Comme on ne trouve pratiquement jamais l'enroulement ayant l'inductance voulue, on se servira de 2 composants pour le réaliser. La valeur de la première bobine sera la valeur normée immédiatement inférieure à l'inductance désirée. Cette bobine doit avoir un facteur de qualité suffisamment élevé pour que les oscillations soient amorcées avec netteté et que le bruit de phase indiqué soit atteint. La valeur de la deuxième bobine ajoutée à la première doit être un peu plus faible que la différence entre la valeur nominale et la valeur normée choisie à cause des effets parasites. Elle ne doit pas avoir un facteur de qualité aussi élevé que l'autre enroulement car elle ne contribue que dans une faible mesure à l'inductance totale. Une piste conductrice de longueur déterminée peut faire office de deuxième bobine si la fréquence est suffisamment élevée.

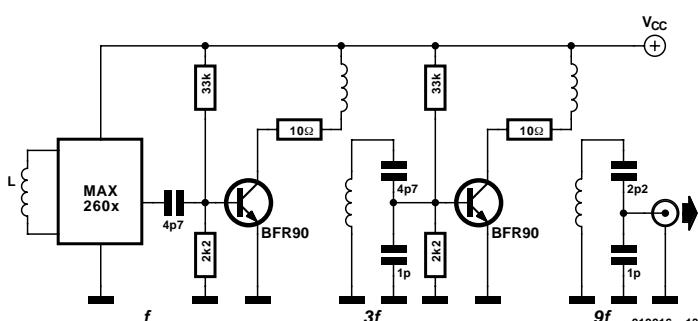


Figure 3. Câblage du MAX260x.

Tableau 2. Caractéristiques techniques de la famille MAX260x.

Type	V _{CC}	Consommation de courant	V _{TUNE}	Puissance de sortie (single ended)	Glisement amont
MAX2605		1,9 mA			60 kHz/V
MAX2606		2,1 mA			120 kHz/V
MAX2607	+2,7V à +5,5V (max. +6V)	2,1 mA 2,7 mA	+0,4 à +2,4 V (max. V _{CC} + 0,3 V)	typ. -10 dBm	220 kHz/V 480 kHz/V
MAX2608					720 kHz/V
MAX2609		3,6 mA			

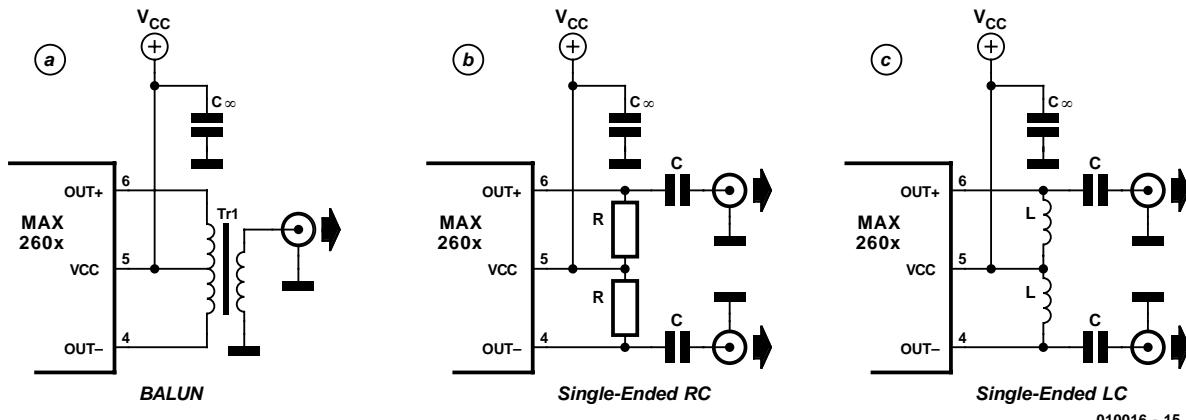


Figure 4. Diverses possibilités de câblage externe: a) BALUN, b) RC, c) LC.

Le **tableau 3** indique les plages d'accord pour une tension de $+0,4\text{ V}$ à $+2,4\text{ V}$ et les valeurs du bruit de phase à une distance de 100 kHz de la porteuse.

Pour réaliser un VCO sans alignement, la tolérance de la bobine ou des bobines doit rester au-dessous de 2 %. La plage d'accord du VCO MAX260x est alors suffisante pour que la fréquence désirée soit atteinte sans alignement. À partir de 150 MHz , il faut compter de plus en plus avec l'influence des pistes conductrices en réduisant d'autant la valeur des inductances à utiliser. Le **tableau 4** aide à dimensionner un oscillateur en indiquant quelques valeurs de fréquence en fonction de celles des inductances normées. Ces valeurs peuvent servir de point de départ pour des essais de détermination de l'inductance à la fréquence choisie en tenant compte de la disposition de la platine.

Choix des enroulements

Les entreprises Neosid, Toko et Coilcraft fournissent des enroulements bien adaptés au MAX260x. Les éléments de montage Toko sont disponibles par exemple auprès du distributeur s.a.m.e. alors que les produits Coilcraft sont fournis par Impact-Memec. Le **tableau 5** qui suit résume les séries de types appropriées de ces fabricants. Toutes les séries sont constituées par des inductances SMD ; les bobines à air comportent un couvercle fixé par pression pour les machines automatique de placement. Les bobines à air présentent un facteur de qualité bien supérieur à celui des inductances sur puces, d'où sensible amélioration du bruit de phase.

Qualité de l'enroulement

Selon le **tableau 1**, il faut que l'enroulement atteigne un certain facteur de qualité pour

Tableau 3. Plages d'accord et valeurs de bruit de phase des VCO.

Type	Plage de syntonisation @ $V_{TUNE} = +0,4\text{ V}$ à $+2,4\text{ V}$	Bruit de phase @ 100 kHz
MAX2605	-2,25 % à +2,25 %	-117 dBc/Hz
MAX2606	-2,5 % à +2,5 %	-112 dBc/Hz
MAX2607	-2,75 % à +2,75 %	-107 dBc/Hz
MAX2608	-2,8 % à +2,8 %	-100 dBc/Hz
MAX2609	-3,0 % à +3,0 %	-93 dBc/Hz

que l'amorçage des oscillations soit fiable et que les propriétés du bruit de phase de l'oscillateur soient celles indiquées. Le facteur de qualité d'un enroulement est défini comme le rapport entre l'énergie emmagasinée et la déperdition d'énergie. Cela s'exprime par l'équation :

$$Q = R_p / X_p$$

R_p est la résistance parallèle équivalente (résistance ohmique), X_p la réactance parallèle, y compris tous les effets parasites tels que la capa-

cité répartie de l'enroulement. Il faut donc limiter les pertes pour atteindre un facteur de qualité élevé : R_p doit être grand par rapport à X_p . On atteint ce but en faisant appel à des bobines à air ou à des noyaux de ferrite à faibles courants de Foucault. Remarquons qu'à côté des enroulements à facteur de qualité élevé pour circuits oscillants ou oscillateurs comme celui-ci, il existe des enroulements de choc pour l'antiparasitage. Ceux-ci sont conçus avec un soin tout particulier pour que leur mauvais facteur de qualité amortis-

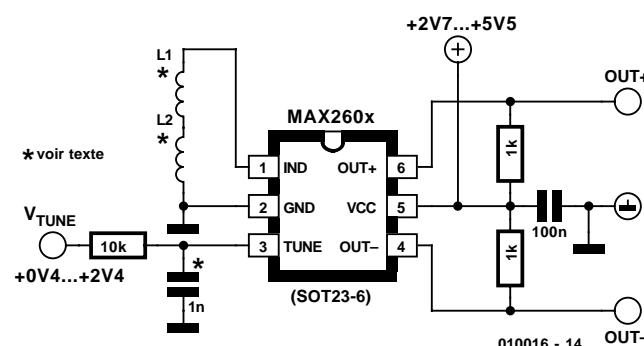


Figure 5. Utilisation des 2 sorties à des fins de découplage d'une PLL.

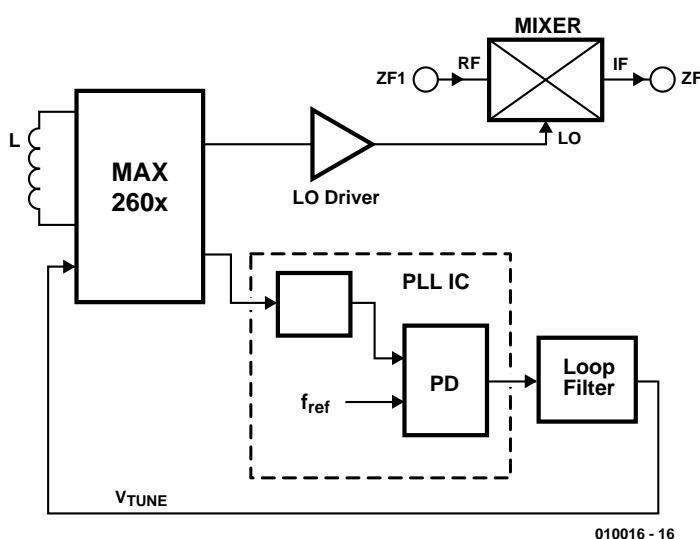


Figure 6. MAX260x avec multiplication de fréquence.

sent fortement les impulsions parasites et les transforme en chaleur. Un bon facteur de qualité conduirait à des oscillations parasites indésirables.

Câblage de sortie

Les composants MAX260x sont équipés d'une sortie différentielle (OUT+, OUT-) à collecteurs ouverts. Le câblage externe de sortie doit donc fournir un chemin en courant continu à la tension de fonctionnement. Le câblage externe des MAX260x permet de choisir entre un signal de sortie symétrique et 2 tensions de sortie non symétriques. La figure 4 représente les différentes configurations. La sortie symétrique est utilisée sous sa forme différentielle ou convertie en une polarité asymétrique par un transformateur symétrique - asymétrique (Balun = *Balanced*

Tableau 4. Fréquence de sortie en fonction de l'inductance

MAX2605		MAX2606		MAX2607		MAX2608		MAX2609	
L	f	L	f	L	f	L	f*	L	f*
1500 nH	48 MHz	680 nH	75 MHz	150 nH	150 MHz	33 nH	300 MHz	10 nH	500 MHz
1200 nH	55 MHz	470 nH	95 MHz	100 nH	190 MHz	22 nH	350 MHz	8.2 nH	550 MHz
1000 nH	60 MHz	390 nH	100 MHz	68 nH	220 MHz	15 nH	420 MHz	6.8 nH	590 MHz
820 nH	67 MHz	220 nH	130 MHz	47 nH	270 MHz	12 nH	470 MHz	4.7 nH	630 MHz

(* = Fortement dépendant de la disposition sur la platine !).

Tableau 5. Séries de bobines appropriées pour un VCO MAX260x

Fabricant Distributeur	NEOSID NEOSID	COILCRAFT Impact Memec	TOKO s.m.a.e.
Bobine à air	SM-L1.5 (5,3 à 43 nH)	Micro Spring (1,6 à 12 nH)	33CS (6,8 à 22 nH)
		Mini Spring (2,5 à 43 nH)	36CS (22 à 50 nH)
		Midi Spring (22 à 120 nH)	
		Maxi Spring (90 à 538 nH)	
Inductance en CMS	SM-1206 (6,8 à 150 nH)	0805HQ (2,5 à 51 nH)	LL1608FS (1,2 à 270 nH)
	SM-NE29 (10 à 1000 nH)	1008HQ (3 à 100 nH)	LL2012FH (1,5 à 680 nH)
	SM-NE45 (100 à 2200 nH)	1206CS (10 à 1200 nH)	FSLM2520 (100 à 2200 nH)
		1812CS (1,2 à 33 uH)	

- *Unbalanced*) comme dans la figure 4a. La solution BALUN offre le niveau de sortie le plus élevé pour le niveau le plus bas d'harmoniques. On peut au contraire tirer parti des 2 sorties séparées (figure 4b) pour attaquer par exemple le démultiplicateur de fréquence d'impulsions monté en amont (*Prescaler ou prédiviseur*) d'un verrouillage de phase (*PLL*) découpé de la sortie de l'oscillateur proprement dite. On évite ainsi que les perturbations provoquées par les diviseurs du circuit PLL apparaissent sous forme de fréquences secondaires ou de sous-harmoniques dans le spectre de fréquence de sortie proprement dit. Ces perturbations seraient par exemple irrémédiablement mélangées au signal utile dans les étages de changement de fréquence d'un récepteur. Un circuit LC permet d'effectuer l'adaptation aux étages suivants (figure 4c).

La figure 5 illustre de nouveau l'utilisation de 2 sorties bien découplées pour stabiliser la fréquence d'un circuit PLL. La seconde sortie est raccordée au changement de fréquence qui convertit la fréquence intermédiaire initiale dans un récepteur à double action superhétérodyne en une F.I. plus basse. Si par contre on attaque la PLL et le canal de chan-

Adresses Web

MAXIM :	www.maxim-ic.com
Coilcraft :	www.coilcraft.com
Toko :	www.tokoam.com
Neosid :	www.neosid.com
Impact-Memec :	www.ginsbury.de

gement de fréquence par la même sortie, la PLL peut produire une rétroaction (réaction négative). Des lignes de fréquence secondaires dont l'écartement correspond à la fréquence de référence du détecteur de phase de la PLL apparaîtraient alors dans le canal utile.

Applications

Les oscillateurs à fréquence fixe et à bande très étroite de la gamme MAXIM MAX260x sont conçus pour la réalisation de VCO sans alignement. Ils permettent par exemple de réaliser des oscillateurs de conversion dans les récepteurs à fréquence fixe qui sont généralement liés à une fréquence de référence interne par une boucle PLL.

On pourrait aussi se servir de MAX260x dans des modulateurs FM à bande étroite maintenus à la fréquence centrale par la composante continue de la tension d'accord et modulés par une tension alternative transmise capacitivement.

Les fréquences au-delà de 650 MHz peuvent être atteintes par des circuits multiplicateurs (**figure 6**). On envoie pour ce faire la fréquence de base dans un étage à transistor fonctionnant en classe C dont la sortie comporte un filtre laissant passer la fréquence de sortie désirée. Ce filtre privilégie la fréquence désirée tout en atténuant les contributions de la fréquence de base et des harmoniques indésirables. Il est préférable que ce genre de circuit multiplicateur engendre des harmoniques impaires car le transistor fonctionnant en classe C produit des impulsions approximativement rectangulaires. On se sert habituellement des facteurs 3 et 5 qui permettent d'approcher les 3 GHz en se servant de MAX260x. Le niveau de sortie des

fréquences plus élevées diminue trop pour l'emploi de facteurs de multiplication plus élevés sans dispositifs de filtrage élaborés. La disposition multiplicative offre l'avantage que seule la fréquence de base doit être liée à la fréquence de référence par un circuit de PLL. On peut se servir dans ce but de la deuxième sortie du MAX260x comme indiqué dans la figure 5.

Conclusions

Les nouveaux composants de MAXIM MAX260x permettent de réaliser en quelques minutes un oscillateur à fréquence fixe ou accordable dans une bande étroite. Par rapport aux solutions discrètes, ce composant présente l'avantage de n'occuper qu'une place très réduite sur la platine. Le seul élément déterminant la fréquence est une inductance externe dont le facteur de qualité est suffisamment élevé ; plusieurs fabricants de bobines fournissent ce type d'enroulement.

(010016)

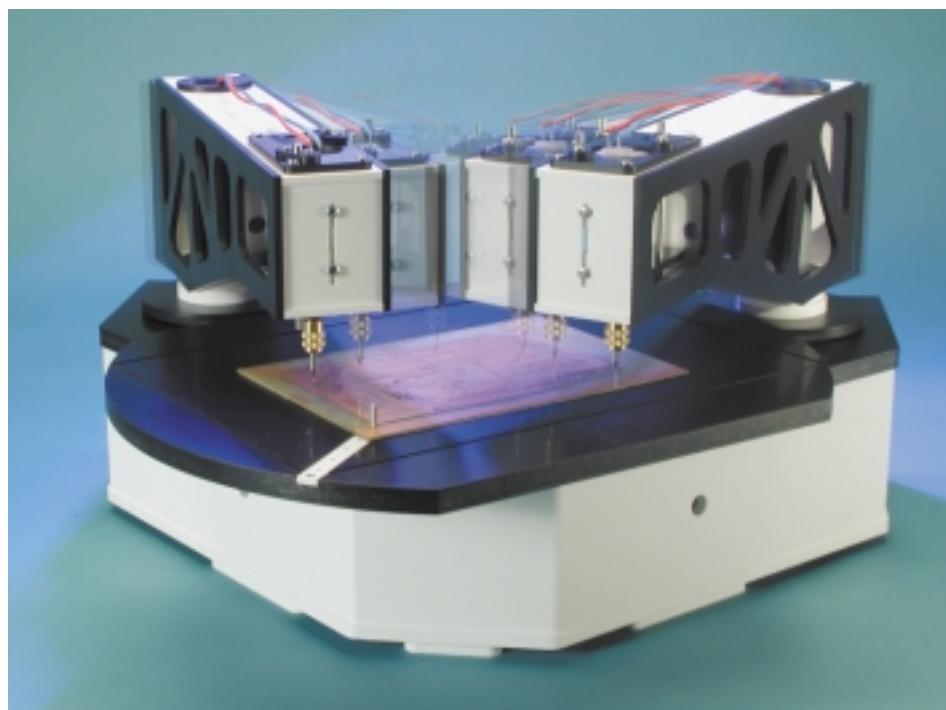
Foreuse tangentielle de platine commandée par PC

ForTan

Partie 1 : À vieux problème, solution nouvelle

par Thomas Müller Radix GmbH

Le projet à réaliser soi-même que vous présente Elektor est unique en son genre : une foreuse tangentielle pour platinines CNC, à la fois abordable, précise, rapide et regorgeant d'idées nouvelles.



On ne peut pas dire que l'histoire d'Elektor regorge de projets « électromécaniques » de grande envergure. Mais, à chaque fois que nous en étions arrivés à vous présenter un tel projet, celui-ci a trouvé, fois après fois, un large écho. Qui ne garde pas un (bon) souvenir de la table traçante *Mondrian* à réaliser soi-même qui fut construite à plusieurs centaines d'exemplaires dans toute l'Europe et jouit encore, 15 ans plus tard, d'une popularité certaine ?

Il y avait toujours une excellente raison der-

rière l'idée de présenter un projet électromécanique à réaliser soi-même. En dépit de concepts intéressants, parfois incroyablement élégants et même extraordinaires, c'était toujours les économies potentielles qui poussaient l'électronicien ambitieux à empoigner un outil inaccoutumé plutôt qu'un fer à souder. Pousser à la construction personnelle d'une table traçante à une époque où un appareil industriel tout monté

dépassait le budget d'un électronicien amateur ou d'un petit laboratoire était tout à fait raisonnable.

Ce n'est toutefois plus le cas car, primo, les tables traçantes sont réservées de nos jours aux tâches trop spéciales pour les imprimantes bon marché à jet d'encre qui, sinon, assurent le traçage depuis longtemps et, secundo, il ne viendrait plus à l'idée de personne de réaliser soi-même une imprimante alors que la production de masses industrielle est devenue si bon marché.

Un projet de ce genre dans Elektor doit partant être actuel et sa « date d'expiration » située dans un avenir (relativement) lointain. La foreuse pour circuits imprimés assistée par ordinateur à laquelle est consacré ce premier article d'une série étalée sur plusieurs numéros d'Elektor semble remplir exactement ces conditions. Les appareils usuels de qualité comparable prêts à l'emploi sont plus chers d'un ordre de grandeur et il semble peu probable qu'ils soient proposés, dans un proche avenir, à des prix « défiant toute concurrence ». La mécanique des foreuses CNC (*Calculator* ou *Computer Numerically Controlled* à pilotage numérique) usuelles est en général trop coûteuse, trop élaborée et impossible à remplacer par une solution moins onéreuse.

Donc, feu vert pour de nouveaux

développements. L'auteur a développé une foreuse pour platines CNC qui se distingue des appareils traditionnels regorgeant d'aluminium et d'acier par sa construction mécanique économique (parties préformées en plastique) et révèle en outre une conception d'une élégance inattendue et tout à fait révolutionnaire. Le nom de la machine trahit déjà une partie du secret : ForTan signifie « FORReuse TANgentielle ».

Nous nous proposons de vous décrire la genèse de cette foreuse pour platine sous la forme d'une petite série d'articles tenant lieu en même temps de descriptions de montage. Si vous décidez de suivre le même chemin, vous n'aurez bien entendu pas besoin de fabriquer vous-même les pièces détachées de la machine. L'entreprise de l'auteur fournit toutes les parties nécessaires et Elektor (via les adresses habituelles) les platines et les composants programmés. Le coût de l'étape de construction principale ne devraient pas dépasser 5 000 FF. La deuxième partie dans le prochain numéro d'Elektor contient de plus amples renseignements et les modalités de livraison.

Il n'est pas indispensable de posséder des dons artisanaux particuliers. Vous serez étonné comme nous le fûmes lors de la première présentation de ForTan dans le laboratoire d'Elektor de la facilité de produire un nouvel exemplaire de la machine.

Mais même si vous n'envisagez pas la construction d'une foreuse CNC, cette lecture se révélera, nous n'en doutons pas, pleine d'intérêt !

De l'idée à la platine

Si l'on considère les étapes séparant l'idée d'un circuit électronique de son premier prototype, on s'aperçoit que ces étapes se suivent à une cadence plus ou moins rapide.

On commence par une toute première ébauche. Selon le degré de familiarité avec le circuit et sa complexité, on réalisera généralement tout d'abord certaines parties sur une carte d'expérimentation sans soudure ou par un montage volant pour en contrôler le bon fonctionnement. On disposera ensuite rationnellement les modules qui fonctionnent déjà sur une carte en laissant

ForTan (foreuse tangentielle)

Concept

Machine CNC pour traitement 2,5D du perçage vertical de circuits imprimés de dimensions allant jusqu'à 300 x 200 mm²

Caractéristiques de construction

- Aucune déformation de la machine puisque tous les points de force sont situés exactement aux centres de rotation.
- Pas de pièces d'usure coûteuses comme les prisms, paliers linéaires ou écrous à billes.
- Avance auto-ajustable des forets par entraînement magnétique.
- Moments faibles exercés sur le point de montage

Caractéristiques de fonctionnement

- Jusqu'à 4 outils utilisés quasi-simultanément
- Aucun changement d'outil
- Vitesse d'avance beaucoup plus élevée lors du positionnement
- Placement simple depuis le haut sur la surface de travail mobile

Avantages

- Le plateau tournant circulaire offre des points de fixation à l'extérieur des pièces à usiner qui sont en général rectangulaires. La fixation cause toujours des pertes importantes de surface dans le cas des tables linéaires.
- Utilisation rationnelle de la surface d'ajustement
- Pas d'écrous à billes, pas de dispositifs oscillants pour axe fileté
- Pas de problèmes thermiques par déformation de planéité
- Montage simple, pas d'ajustement de planéité ni d'angles
- Pas de câble à traîner ni de liaison qui s'accroche toujours quelque part
- Toutes les pièces de construction pesantes ou délicates se trouvent sous ou en dehors de la zone de travail
- Les mécanismes d'entraînement restent propres

suffisamment de place pour des extensions, l'alimentation, etc.

Le développement du tracé des pistes s'est grandement simplifié par rapport à ce qu'il était il y a un lustre seulement, époque où l'on en effectuait une décalque directe sur film en évitant tout croisement de pistes. Nombre de programmes modernes permettent actuellement de dessiner facilement à l'ordinateur le trajet des pistes conductrices et le brochage, puis de modifier et de traiter le tracé presque sans la moindre limitation. Les programmes de dessin de circuits imprimés permettent ensuite de sortir le tracé parfaitement ajusté et ce dans nombre de formats différents. Le tracé est souvent reproduit sur le papier de l'imprimante, l'exposition sur film à haute résolution dans un studio de reproduction est préférable mais plus coûteuse.

Ce modèle sert à exposer et à développer la couche sensible du côté des pistes de cuivre d'une plaque d'époxy utilisée pour fabriquer les circuits imprimés. La couche de vernis de protection photosensible est éliminée là où le décapage doit éliminer le cuivre. C'est le début du cauchemar pour la plupart des bri-

coleurs en électronique et des réalisateurs de prototypes. En effet, les processus utilisés pour le développement et l'élimination du cuivre superflu font appel à divers produits chimiques peu « sympathiques ». Il est certainement superflu de mettre en garde les lecteurs d'Elektor contre la mauvaise habitude qu'ont les produits de gravure tels que le perchlorure de fer, d'attaquer la platine mais aussi d'être irrésistiblement attirés par les mains de l'opérateur, la table et les bancs (sans parler des vêtements). Un bon tuyau pourtant : vous ne découvrirez que bien plus tard qu'un produit de gravure incolore a giclé à droite ou à gauche, très exactement à l'endroit où se trouve le « joli » trou dans votre pantalon tout neuf. Optez partant pour un produit de gravure qui ne soit pas incolore ; cela vous permettra de remédier à un accident avant que celui-ci n'ait pu exercer son action destructrice avec sa voracité habituelle. Une tache de chlorure ferrique brune est visible et facile à neutraliser avec de la soude caustique, puis à éliminer avec un détachant spécial.

Il est heureusement devenu superflu d'effectuer comme jadis le processus de gravure dans des cuvettes ouvertes car il existe actuellement dans le commerce des installations de gravure par pulvérisation fermées à des prix abordables. Les systèmes fermés limitent les « saloperies ».

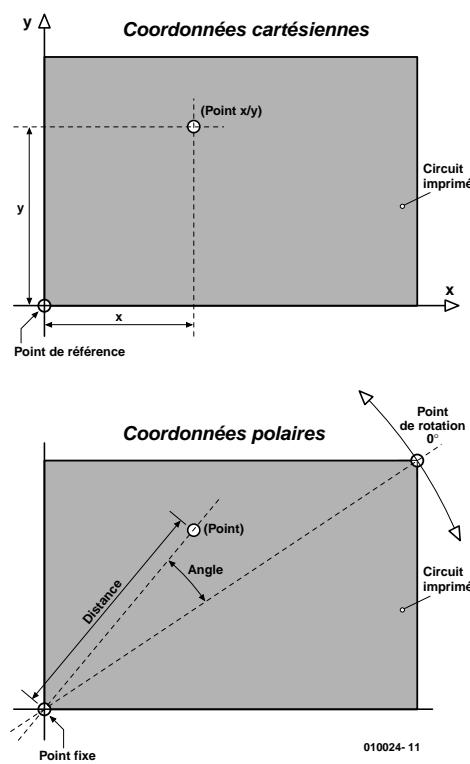


Figure 1. Coordonnées cartésiennes et polaires.

N'oubliez pas non plus de rincer tout d'abord à l'eau les restes de solution caustique sur la platine gravée puis de neutraliser le restant qui adhère encore avec du révélateur. La soude caustique, qui est bon marché et de toute façon instable, doit être éliminée de toute façon. **Il ne suffit pas** de se servir d'eau courante pour nettoyer la platine efficacement et complètement. Après séchage, le côté cuivre devra encore être recouvert, par pulvérisation, d'une couche de vernis facilitant la soudure et protégeant le cuivre de l'oxydation.

Comment percer

Passons au perçage de trous de différents diamètres dans la carte de circuits imprimés. Il suffit habituellement de 3 forets : 0,7 mm ou 0,8 mm est la taille la plus fréquente ; en effet, presque tous les composants de petite taille (résistances, condensateurs, circuits intégrés) et même les condensateurs électrolytiques plus massifs possèdent des fils de connexion de ce diamètre. Les trous de 0,9 mm à 1 mm sont nécessaires pour la plupart des contacts enfichables, des broches carrées et des diodes les plus grosses. Les trous de 1,2 mm et de 1,5 mm sont réservés le plus souvent aux contacts enfichables de grande taille et autres picots.

Dans la plupart des cas, on se sert d'une per-

ceuse miniature montée sur un support simple. Il faut une grande concentration pour centrer exactement les trous. Et, en dépit de tous vos efforts, les trous sont bien souvent loin d'être en rang d'oignon. Enfoncer un circuit intégré à 40 broches ou un connecteur SUB-D dans une platine percée dans ces conditions devient une affaire pour le moins délicate.

Il vaut mieux renoncer à percer des trous plus grands, de 3 mm par exemple pour des entretoises ou des vis avec une perceuse miniature tremblotante. Les machines plus puissantes ont elles l'inconvénient d'arracher volontiers le support isolant, produisant de magnifiques trous ovoïdes. Il vaut donc mieux amorcer avec un trou d'environ 1 mm puis poursuivre le perçage en utilisant un alésoir conique à main.

Il est possible de se servir de n'importe quel foret acier à coupe très rapide pour percer un matériau non renforcé de fibres de verre. Dans le cas de matière plastique (epoxy) armée aux fibres de verre, il est indispensable de recourir à un foret au carbure car le verre implanté dans le plastique use le tranchant d'un foret acier à coupe très rapide à un point tel qu'après quelques trous déjà, le foret éprouve trop de peine à grignoter le matériau pour pouvoir encore produire un orifice bien net. Les forets au carbure ont une queue de 3 mm ou de 1/8" d'épaisseur et une courte partie tranchante. Ces forets qui coûtent de 20 à 30 FF ne sont pas élastiques et se brisent au plus léger blocage. D'où le prix élevé des trous faits à la main.

Perçage par programme

Les programmes de dessin de circuits imprimés présentent l'avantage de générer, automatiquement, les coordonnées des trous à percer. Avec une perceuse assistée par ordinateur, il suffit de fixer la platine et le perçage se fera ainsi tout seul. Seuls les changements de foret gâchent le plaisir. Il faut arrêter le programme, placer le mandrin et la broche dans une position déterminée ou tout au moins les déplacer en hauteur selon l'axe Z pour avoir accès au porte-foret. La hauteur du foret doit en outre convenir, le nou-

veau taillant doit se trouver à la même hauteur que le précédent. On place à cet effet des anneaux de marquage de hauteur sur la queue des forets ou on achète des forets déjà annelés, mais D'UN SEUL fabricant car la hauteur des anneaux des divers fabricants ne concorde pas. Et si le foret qui vient d'être péniblement changé n'est destiné à percer que quelques trous, il faut en changer derechef au bout de 30 secondes. Les fabricants de broches ont très vite identifié ce problème et atténué sa gravité en fournissant des mandrins qu'on peut ouvrir par le haut en pressant un petit bouton. En fait, une amélioration essentielle par rapport aux mandrins qui doivent être ouverts manuellement par le bas ou avec un outil, comme c'est généralement le cas avec les perceuses miniatures ou les fraiseuses.

De telles broches ont un coût important par rapport au prix d'une perceuse de petite taille, mais une solution parfaite exige un effort financier supplémentaire. En effet, avec un changeur d'outil automatique à air comprimé avec magasin d'outils et compresseur, tout se passe sans accroc. Le programme de forage travaille certes un peu moins vite car le mandrin doit toujours se déplacer tout d'abord jusqu'au magasin d'outils pour y remettre le foret et en prendre un nouveau, mais le confort a son prix.

Le hiatus qui sépare la machine parfaite de la platine epoxy gravée parfaitement percée n'est hélas toujours pas encore comblé.

Avez-vous déjà réfléchi à la manière comment il faudra référencer tout le système de fabrication de la platine ? En d'autres termes : les coordonnées de perçage sont déterminées avec une exactitude très grande lors de l'exécution du programme de dessin de circuit imprimé. Les positions sont bien conservées sur la pellicule et reportées plus tard avec autant d'exactitude lors de l'exposition de la platine, mais... où donc est passé le zéro de référence ?

Il est généralement impossible de placer correctement et exactement le film à angle droit par rapport aux bords de la carte de circuits imprimés car la coupe du support isolant est souvent grossière et inexacte. En

outre, les platines ne sont le plus souvent pas rectangulaires car les ébauches (plaques de support isolant) sont cisaillées en fin de production.

Une perceuse assistée par ordinateur a besoin d'un dispositif qui fasse aboutir à coup sûr les points de perçage au bon endroit. Ce dispositif doit être étroitement couplé à la machine ou tout au moins ajustable simplement et précisément.

Il existe plusieurs façons d'établir les points de référence d'un système : des équerres, des morceaux de carte de circuits imprimés collés sur la pellicule, les trous des chevilles percés d'avance sur la machine (gare au remplacement d'un commutateur de fin de course !), procédé de réglage optique, systèmes intelligents de reconnaissance des formes avec caméra, TeachIN et transformations des coordonnées selon les points de référence et bien d'autres méthodes exotiques.

L'auteur a choisi une méthode beaucoup plus simple basée sur 20 ans d'expérience gagnée lors de la fabrication de circuits imprimés en petites séries :

Les coordonnées polaires !

Un point en un endroit particulier d'une surface n'est plus défini par les axes X et Y des coordonnées cartésiennes mais par une longueur (la distance par rapport à un point fixe) et un angle. Les coordonnées polaires et les coordonnées cartésiennes peuvent être converties trigonométriquement les unes vers les autres sans perte d'information.

Dessinez, à un endroit vierge de votre dessin de platine, ou, par exemple, à l'endroit d'une entretoise, un point rond de 3 mm de diamètre exactement. Avant d'exposer la carte de circuits imprimés, percez-y un trou d'un diamètre de 3,1 mm correspondant au point du tracé. Le cliché est orienté sur le support isolant de façon à ce que trou et point coïncident. La fente annulaire lumineuse de 5/100 de millimètre existant entre le point et le trou permet d'effectuer un centrage exact. Ce point s'appelle le point fixe. S'il devait se faire que la plaque du circuit imprimé encore vierge possède déjà les dimensions définitives, il est possible de faire

Hérésie des coordonnées cartésiennes

Quelqu'un s'est-il déjà sérieusement demandé pourquoi les machines CNC travaillent toujours dans un système de coordonnées cartésiennes ? Pourquoi toujours utiliser les axes X, Y et Z ? En effet, pourquoi ? Par amour de la complication ? Les guides linéaires doivent, en effet, être plus que parallèles, sinon les petits chariots s'y coinceront. Les axes devaient être exactement perpendiculaires l'un par rapport à l'autre sinon tout va de travers... La table doit être parfaitement plane et le tout devait être protégé des déformations en reposant sur un fond parfaitement plan.

Ce ne sont pas exactement des avantages. Mais le plus grand inconvénient est le couplage des axes. Prenons une table à mouvements croisés, la version préhistorique d'une fraiseuse manuelle. Elle est munie de 2 volants, l'un déplace la table dans le sens des X, l'autre dans le sens des Y. On prend donc 2 guides linéaires et on visse l'un à angle droit sur l'autre. L'un doit donc soutenir l'autre. Si le guide inférieur a du jeu, il le transmet au guide supérieur bien que celui-ci n'en soit peut-être 'pas affecté lui-même. Et le guide inférieur n'est pas autonome, il doit aussi soutenir l'autre.

Ce procédé appartient à l'histoire et provient d'une ère sans ordinateurs où tous les axes étaient encore commandés par des volants entre les mains d'un mécanicien. Les cotes des dessins techniques sont données en X/Y pour permettre d'atteindre séquentiellement toutes les positions avec les volants (à la manivelle). En ces temps d'automatisation, on a « déchargé de ses obligations » le mécanicien au profit d'un ordinateur de commande et on a remplacé les volants par des moteurs. Le principe du système de référence, lui, n'a pas changé. Car en termes anthropomorphiques tout ce qui peut être mesuré possède une longueur, une largeur et une hauteur. Ironiquement, la plupart des indications données par un être humain le sont sous forme polaire : Trois feux dans cette direction, puis obliquier à droite...!

Essayons de nous imaginer comment nous percerions manuellement des cartes de circuits imprimés (sans support de perçage). Tenir la carte d'une main entre 2 doigts et la perceuse de l'autre. Placer à plat le bras de la carte et l'avant-bras de perçage un peu plus haut que le coude en fonction de la longueur de la perceuse miniature. Ne pas déplacer les bras en direction X et Y, mais faire pivoter le bras de perçage autour du centre de rotation du coude et imprimer un mouvement de rotation et de translation correspondant à la carte. L'optimisation de la trajectoire avec notre système de visualisation n'est malheureusement pas toujours parfaite : des copeaux dissimulent souvent un trou à percer qui ne le sera donc pas. Pas besoin d'un fond plat indéformable, le bras de perçage n'est fixé qu'au centre de rotation du coude et la forme du domaine entre ce centre de rotation et la carte de circuits imprimés ne joue aucun rôle. Le fait qu'un petit outil occupe une partie de ce domaine ne change rien. Les bras ou votre position assise n'ont pas besoin d'être strictement parallèles, pas même théoriquement parallèles et n'ont besoin nulle part de former un angle de 90 degrés. 2 centres de rotation suffisent !

pivoter l'impression pour placer le tracé parfaitement à angle droit par rapport au pourtour externe.

On dessinera dans le tracé un deuxième point de 3 mm aussi éloigné que possible du point fixe. La plus grande distance possible est bien entendu la diagonale de la platine, mais si la place fait défaut à cet endroit, on peut choisir n'importe quel autre emplacement à condition qu'il soit aussi éloigné que possible du point fixe. Ce deuxième point se nomme centre de rotation. La **figure 1** indique la différence entre les coordonnées cartésiennes et polaires.

Après l'exposition et la gravure du circuit imprimé, le point fixe est déjà décapé car il s'agit en fait d'un trou. Chaque autre trou à percer se trouve

à une distance déterminée de celui-ci. Nous avons donc déjà la moitié des coordonnées polaires. Il ne manque plus que l'angle donné par le centre de rotation. Percez un nouveau trou de 3,1 mm au centre de rotation. La position de ce trou doit être vraiment exacte, car c'est d'elle que dépendent celles de tous les autres. Il est préférable de percer un trou de 1 mm et de l'ajuster avec une petite lime ronde ou un foret aléseur. La surface de cuivre entourant le trou constitue un bon indice du degré de centrage.

Il ne reste plus qu'à équiper le support de platine de la perceuse assistée par ordinateur de deux petites chevilles qui peuvent être introduites sans forcer mais sans jeu dans les deux trous percés. La cheville du point fixe est fixe, celle du centre de rotation doit pouvoir coulisser linéairement puisque la distance entre les deux points peut varier. La coordonnée de la cheville du point fixe est

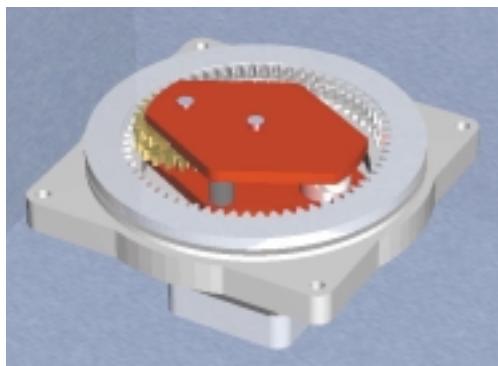


Figure 2. Le principe, connu depuis longtemps, de la transmission « Welldrive ».

connue, l'angle de la cheville coulissante du centre de rotation l'est aussi. Le programme PC convertit facilement les coordonnées XY des deux points stockées dans le fichier de perçage en une distance et un angle. La position de chaque autre point peut être déterminée sans ambiguïté par translation et rotation ; l'obliquité du tracé lorsque la carte de circuits imprimés a été exposée et de la carte sur la table CNC au moment du perçage ne joue aucun rôle.

Cette méthode de repérage se prête à la fabrication d'exemplaires uniques ou d'une série de cartes différentes. Le procédé utilisé pour la production de petites séries est légèrement différent, et sera peut-être évoqué lors d'un prochain article.

Le concept ForTan

Le système ForTan fait appel à 2 centres de rotation, l'un pour l'objet (la platine) et l'autre pour le bras de perçage. Il permet d'atteindre chaque point de la plaque du circuit imprimé sur le plateau tournant. Ce système présente un avantage important par rapport aux systèmes de constructions technique linéaires : il se contente de 2 points d'appui dont la distance exacte est parfaitement connue. Cela n'exige aucune investissement en pièces détachées spéciales, il suffit que les paliers soient verticaux et dépourvus de jeu. Pour positionner parfaitement un axe, on utilise deux paliers coniques à rouleaux qui supportent des charges énormes, sont inusables lorsqu'ils sont bien construits et sont dépourvus de jeu. C'est là l'une des raisons majeures de la modestie du prix de revient de ForTan. Il ne faut toutefois pas taire un inconvénient tout aussi important. Les axes des machines linéaires traditionnelles sont habituellement munis le long d'axes à billes, de longues tiges filetées que le moteur fait tourner. Un écrou fixé à la pièce à déplacer est tiré ou poussé selon le sens de rotation de la tige filetée. Le

principe même de ce dispositif produit une très forte démultiplication. Supposons que la broche filetée avance de 4 mm par rotation et que le moteur d'entraînement pas à pas ait une résolution d'avancement angulaire de 200 pas par tour. L'avance par pas serait alors de $4/200 = 0,02$ mm. Ce résultat se trouve assez précisément dans la plage idéale pour ce type de machine. Un engrenage additionnel devient donc parfaitement inutile.

Mais la foreuse ForTan n'est pas entraînée par un axe fileté mais directement par le mouvement de rotation. Le bras d'outillage de ForTan long de 240 mm possède ainsi une résolution de

$$240 \text{ mm} \cdot 2 \cdot 3,14 = 1\,510 \text{ mm}$$

(circonférence dont le rayon est la longueur du bras).

Un moteur pas à pas couplé à la broche tournante accomplit un tour en 200 pas. L'incrément est donc de $1\,510 \text{ mm} / 200 = 7,55 \text{ mm}$, un brin de trop pour une machine CNC. Une résolution idéale supérieure à $4/100 \text{ mm}$ requiert un engrenage de réduction d'un rapport minimum de $7,55 \text{ mm} / 0,04 \text{ mm} = 190:1$, ce qui est loin d'être une sinécure.

Technologie des engrenages réducteurs

Si l'on en croit les experts dans ce domaine, il n'existe aucune transmission simple offrant une démultiplication aussi élevée, hormis la vis d'Archimète. Il est en effet mathématiquement impossible de la réaliser avec 3 ou 4 pignons à moins que ceux-ci ne possèdent un nombre extrêmement élevé de dents. On a besoin d'au moins trois étapes de démultiplication avec un grand nombre d'axes séparés qui doivent tous être positionnés avec précision. Un dispositif aussi complexe serait affligé d'un jeu considérable causant une erreur de synchronisme qui réduirait à néant tous les avantages offerts par ForTan. Mais cet article n'existerait pas si, nonobstant la ferme conviction de tous les experts, cela n'était pas possible sans faire appel aux méthodes les plus étranges (éléments déformables entre des dents de géométrie aventureuse, billes qui se déplacent bizarrement sur des chemins encore

plus bizarres ou courroies crantées de rapport différent sur chaque face). Si cela vous intéresse, effectuez donc une recherche sur Internet à ce sujet ! Ce que vous y découvrirez est bien plus incroyable que la construction de la transmission de ForTan. Elle est basée sur le fait que n'importe quelle démultiplication peut être réalisée avec quatre pignons. Ce type de transmission est connu de toute éternité ; bien qu'une brochure VDI (organisation d'ingénieurs allemands) ait même été publiée à ce sujet (voir encadré), presque personne n'en connaît les possibilités. La transmission de ForTan est basée sur la soustraction. Imaginons-nous un tapis roulant comme ceux des aéroports ou du Métro. Il forme un cylindre et effectue, sans discontinuer, un parcours circulaire à vitesse constante. Imaginez-vous maintenant que vous marchiez sur ce tapis dans le sens opposé à son défilement. Plus vous ajustez votre vitesse à celle du tapis roulant et moins vous vous déplacez par rapport à l'environnement immobile. Si vous êtes exactement aussi rapide que la bande, vous demeurez immobile par rapport à l'environnement. Bienvenue au concept de la démultiplication maximale. Vos deux mouvements se soustraient, il n'en reste plus que le reste (nul dans le cas présent).

La transmission de ForTan se comporte essentiellement de la même façon. Un engrenage plat roule le long d'une couronne intérieure dentée. La valeur de cette démultiplication ne joue pas le moindre rôle. Il faut une deuxième roue droite qui roule elle aussi dans une roue creuse. Les 2 roues droites doivent être bien entendu rigidement couplées l'une à l'autre. Les deux combinaisons roue droite/roue creuse ne sont pas identiques, mais plus elles le sont et plus la démultiplication est élevée. Car le deuxième engrenage droit tourne à la vitesse de roulement produite par le premier jeu, et non pas à celle produite par le deuxième ; c'est pourquoi la deuxième roue creuse effectuera un mouvement compensatoire en fonction de sa propre vitesse de roulement. En fait, exactement la soustraction de l'exemple du tapis roulant. Cela semble bien compliqué,

mais le croquis de principe de la **figure 2** dissipera probablement vos doutes.

Un nombre plus élevé de dents conduit normalement à une démultiplication plus élevée. Mais ce n'est pas le cas ici car seule la différence compte. Cette transmission a été nommée *Welldrive* par l'auteur qui a

déposé une demande de brevet (description du brevet sous www.welldrive.de/welldrive.com), bien que les chances de succès soient plutôt faibles puisque cette forme de transmission est déjà connue depuis longtemps. Un coup d'œil sur la transmission ouverte à la **figure 3** suggère immé- diatement de nombreuses modifications. Le boîtier est assez spacieux pour y installer par exemple les composants d'un moteur. On dispose alors d'une unité incroyablement compacte qui ne ressemble plus à une transmission mais à un moteur à basse vitesse de rotation doté d'une force très importante. Imaginons seulement les innombrables engrenages dans les automobiles : ajuste-

Fonctionnement de la transmission

Lors de la recherche d'une transmission à démultiplication élevée et précise pour ForTan, les questions sur l'existence d'un concept simple ne provoquaient que des secouements de tête : non, une démultiplication élevée ne peut être réalisée qu'en plusieurs étapes dont chacune effectue une faible démultiplication et dont le produit représente la démultiplication totale.

Il est possible de réaliser techniquement un étage de transmission planétaire classique jusqu'à un rapport d'environ 7:1. La raison en est la place occupée par les quelques roues droites qui doivent tourner dans un engrenage creux. Le diamètre de ces roues dentées pleines ne peut dépasser la moitié de celui d'engrenage annulaire vu la place disponible, mais ces engrenages pleins ne doivent pas être trop petits non plus parce qu'une roue dentée doit posséder au moins un certain nombre de dents pour tourner correctement. Si on a besoin d'une démultiplication plus élevée, on construit plusieurs étages successifs, ce qui permet d'atteindre 7x7 en 2 étages, donc 49:1 au total. Un étage de plus fournirait 343:1 au maximum, mais en réalité, pour des raisons de construction technique, on atteint à peine plus de 3001. Chaque étage a besoin de place et on dépasse assez vite 100 mm de longueur totale avec une transmission en 3 étages de 40 mm de diamètre et un moteur bridé.

Chaque étape contribue aussi au jeu et à l'erreur angulaire qui s'additionnent. Le jeu d'une transmission planétaire de 3 étages peu coûteuse est d'environ 3 degrés pour l'axe de sortie. Cela donne une impression de sortie des limites acceptables et, dans notre cas, les 12 mm au mandrin rendent le tout parfaitement inutilisable.

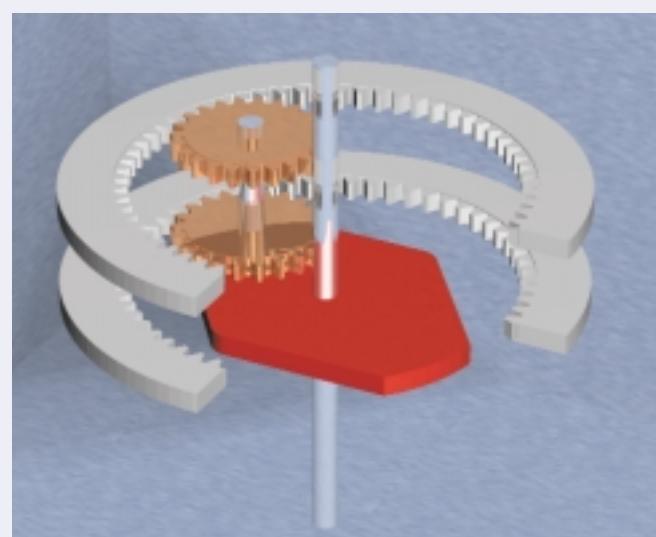
Les transmissions de précision de prix moyen, (lire de plusieurs centaines de francs pour le moins) réduisent le jeu garanti à un peu moins d'un degré. C'est malheureusement toujours inutilisable pour notre application.

Examinons maintenant la figure et représentons-nous le déroulement du mouvement.

Nous nous servirons d'autres nombres de dents que ceux de la figure. La couronne dentée interne inférieure possède 45 dents, le pignon cylindrique qui y tourne 10 dents, la couronne dentée interne supérieure 50 dents et le pignon cylindrique supérieur qui l'accompagne en comporte lui 11. Ces nombres de dents permettent de démontrer clairement le fonctionnement de la transmission.

La couronne dentée interne inférieure est fixe, l'axe principal représenté dans toute sa longueur peut tourner – il s'agit de l'arbre moteur et il entraîne le disque supportant les petits pignons cylindriques.

Le pignon cylindrique tourne librement dans le disque, si donc on fait pivoter l'axe principal, le pignon cylindrique roulera sur la cou-



ronne dentée interne et exécutera une rotation autour de son axe. Si l'axe principal effectue un tour complet (360°), le pignon cylindrique effectue exactement 4,5 tours car la multiplication est de 45:10, donc 4,5/1. Les deux pignons cylindriques peuvent certes pivoter librement sur le disque mais ils sont couplés l'un à l'autre. Si le pignon cylindrique inférieur effectue 4,5 rotations, le pignon supérieur est bien obligé de le suivre.

Donc, le pignon cylindrique supérieur qui comporte 11 dents effectue 4,5 rotations, ce qui correspond à 49,5 dents. Comme le pignon supérieur éprouve quelques difficultés à pivoter dans la couronne dentée interne supérieure avec 49,5 dents, celle-ci doit consentir à effectuer un mouvement de dégagement. Celui-ci sera de 50 moins 49,5, donc exactement d'une demi-dent.

Comme la couronne dentée interne supérieure avance d'une demi-dent à chaque tour complet de l'axe principal et possède 50 dents, elle accomplira un tour complet par 100 tours. La combinaison 45:10/11:50 permet donc de réaliser en 1 étape une démultiplication de 100:1 avec cette transmission.

La combinaison de ForTan est égale à 60:22/23:63, ce qui correspond à une démultiplication de 231:1 sans aucune autre modification de construction. Les proportions et le nombre de dents des dessins correspondent exactement à cette structure.

La directive VDI 2157 de 19 pages, qui date de septembre 1978 déjà, consacrée aux transmissions planétaires met un peu d'ordre dans le classement des types principaux de construction et décrit les éléments de calcul communs. Ce fascicule désigne sous le nom « d'engrenage planétaire simple » (« einfaches Planetengetriebe ») cette configuration dont l'utilisation, pour des raisons mathématiques, ne conviendrait pas comme démultiplication élevée.

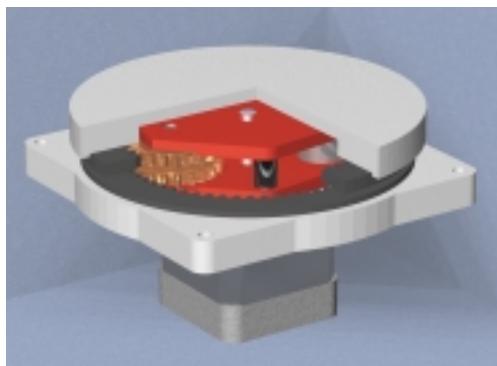


Figure 3. La transmission Welldrive dans ForTan

ment du rétroviseur et du siège ou encore les lève-vitres pour lesquels un mécanisme d'entraînement plat dans la portière serait tout simplement idéal. Ce principe serait idéal pour les tâches de robotique et les appareils de manipulation qui requièrent des entraînements très lents et très puissants.

ForTan en action

Les avantages de ForTan par rapport aux machines linéaires normales, loin d'être limités à sa construction, s'étendent aussi à son utilisation. Que se passe-t-il si le mandrin d'un appareil linéaire se trouve tout en arrière et doit ensuite travailler tout en avant ? Si l'on recule encore un peu, il devient malheureusement impossible d'avancer de nouveau automatiquement. Avec ForTan c'est possible, l'engin est rond. Si on définit une rotation de 360° comme tout en arrière et 0° comme tout en avant, derrière devient égal à devant. Nous perçons de 0° à 360° et si nous devons encore percer à 10°, il ne faut pas revenir de 350° en arrière mais simplement avancer de 10°. C'est pourquoi ForTan est 4 fois plus rapide à surface de traitement égale qu'une machine CNC traditionnelle. Mais ForTan est encore beaucoup plus rapide car les masses déplacées sont bien moins élevées.

Toute la construction de ForTan est, comme on le voit sur les photos (**figure 4**), optimisée pour une rigidité maximale et un faible poids. Le bras et le plateau tournant peuvent être positionnés à 70 mm/seconde, une valeur qui n'est atteinte par aucune machine complète coûtant moins de 35 000 FF. Dans cette gamme de prix, il faut plutôt se contenter de 25 mm/s. Puisque les forces d'entraînement sont faibles, il suffit de recourir à des étages de sortie de faible puissance qui alimentent les moteurs pas à pas avec moins de 1 A. Le problème du changement de foret décrit plus haut se pose bien entendu aussi dans le cas de ForTan. Car ce concept ne couvre malheureusement pas l'utilisation automatique

de l'outil adéquat. En outre, la construction fenestrée du bras ne permet pas d'effectuer des changements compliqués et fréquents de foret. Mais il existe une façon élégante et étonnamment simple de résoudre ce problème qui n'est pas applicable à la construction des machines linéaires. Il suffit de placer un second bras sur la table avec un autre mandrin ; la place nécessaire ne manque pas. Naturellement les deux bras pourraient interférer mutuellement, mais si l'un se range toujours lorsque l'autre arrive, rien ne s'oppose plus à l'emploi de cette méthode et la machine devient encore plus rapide car les temps morts pour le changement d'outil disparaissent : elle ne doit pas effectuer de déplacement pour le changement de foret, et - le clou de la chose - les deux bras peuvent fonctionner quasi simultanément.

Et ce n'est pas tout : pour passer à trois diamètres de perçage différents en moyenne (comme mentionné au début) sans aucun changement d'outil, offrons un troisième bras à ForTan. Mais il faut alors modifier la construction car un troisième palier n'est pas prévu sur le modèle d'origine reproduit sur l'illustration en début d'article. Le logement du palier supplémentaire peut être simplement vissé sur la base. Une struc-

ture comportant 3 broches de perçage est impensable avec une construction linéaire. Nous pouvons même accomplir un pas de plus et installer encore un bras de perçage à la quatrième position restée libre. Mais comme le perçage de platinines ne requiert habituellement que 3 forets, on peut réservé ce bras pour un autre outil, à l'intention d'un burin destiné à une gravure anglaise de plaques de circuits imprimés par exemple. Mais comme la rigidité statique des bras de perçage fenêtrés est optimisée pour le perçage de carte de circuits imprimés, ils perdraient leur précision en raison des efforts latéraux plus élevés exercés lors de la gravure ou du fraisage. Nous attendons avec impatience de voir si l'auteur viendra à bout des nombreux problèmes que pose la gravure anglaise du tracé de pistes.

(010024)

La deuxième partie des instructions de montage de ForTan sera plus concrète : elle sera dévolue à la commande PC de la perceuse par l'entremise d'un microcontrôleur avec étages de sortie. Le protocole de transmission à l'unité de commande offre quelques particularités tout à fait alléchantes !

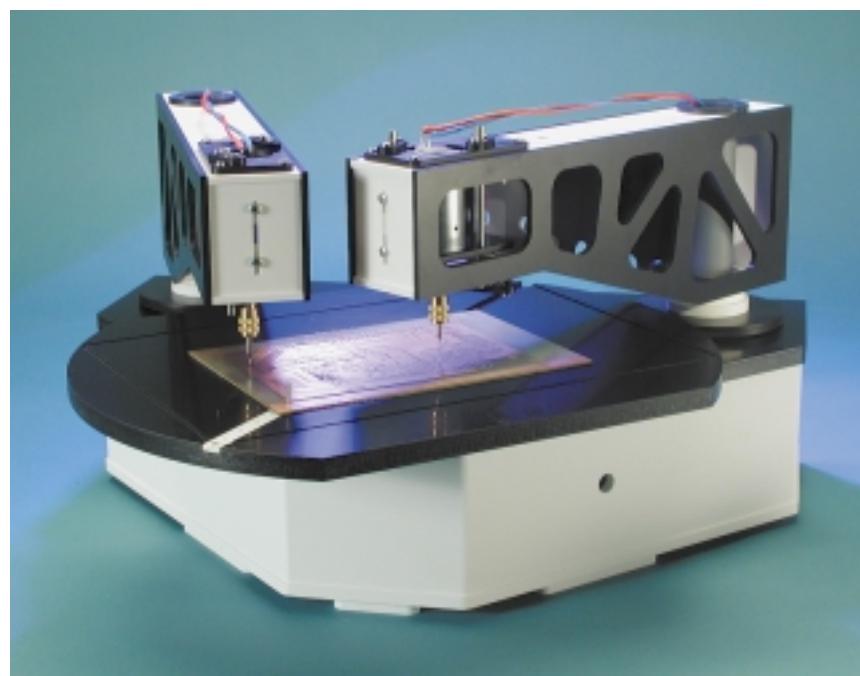


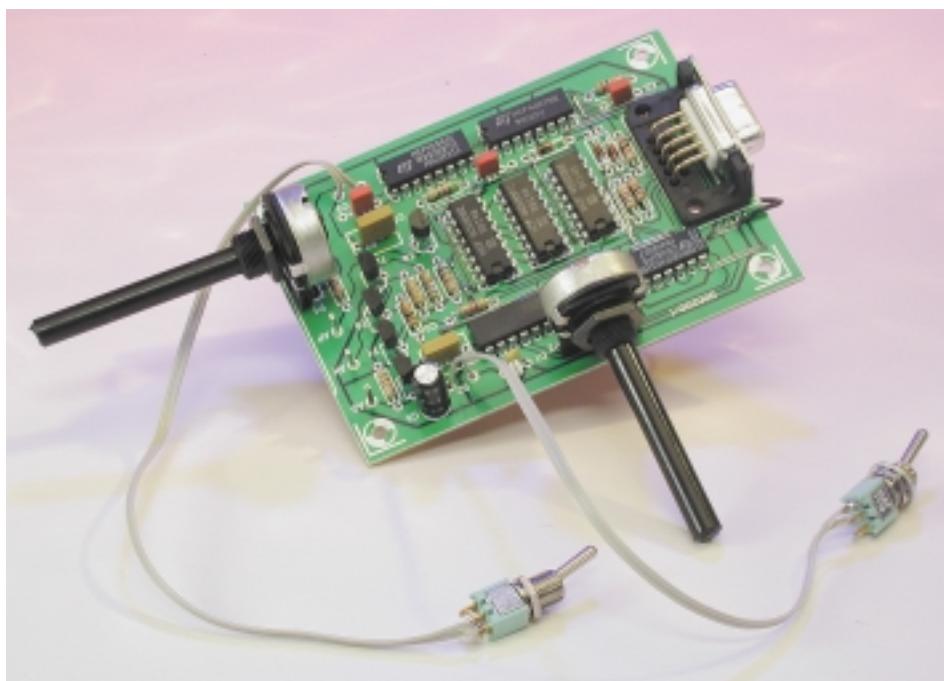
Figure 4. Vue générale de ForTan.

Générateur d'impulsions programmable

À électronique simple, possibilités multiples

projet : Bernd Oehlerking

Ce générateur d'impulsions programmable (GIP), programmé en Visual BASIC 5.0, se contente d'une électronique on ne peut plus simple, mais peut se targuer de possibilités qui sont normalement réservées aux instruments pilotés par microprocesseur.



Le présent montage est celui d'un générateur d'impulsions programmé depuis l'interface sérielle d'un PC. Son domaine de fréquences s'étend de quelque 0,1 Hz à de l'ordre de 100 kHz. La fréquence d'impulsion et la durée des impulsions sont réglables, au niveau de l'électronique dont le schéma est proposé en **figure 1**, par action sur l'interrupteur SPF, S2, et le potentiomètre PE, P2, ainsi que par l'intermédiaire de l'interrupteur SPL, S1, et du

potentiomètre PL, P1. On peut programmer n'importe quel train d'impulsions comportant de 1 à 48 impulsions, l'unité centrale (la CPU) du PC n'étant mise à contribution que lors du chargement d'une nouvelle série (patron) d'impulsions. Hors ce bref instant, le montage fonctionne de façon autonome. On dispose, aux 3 sorties AN, AG et AP, des signaux

suivants : le train d'impulsions programmé, une tension continue lissée par un filtre passe-bas (fonction de gradation, *dimmer*) et une impulsion modulable en largeur (MLI ou PWM pour Pulse Width Modulation) par le biais d'un circuit monostable.

Le logiciel a été écrit en VB 5.0.; il se compose d'un module .BAS et de 3 modules de forme (.FORM). 2 de ces modules de forme constituent respectivement le générateur d'impulsions et un environnement de test, le troisième visualisant un connecteur d'interface non connecté ou une chute de tension. Le module .BAS intègre les procédures et les fonctions qui pourraient être utiles au cas où l'on voudrait créer son propre environnement graphique. La vitesse du PC ne joue que sur la durée de chargement d'un nouveau train d'impulsions et est partant sans la moindre importance quant au fonctionnement proprement dit du montage.

Le principe

On procède, par logiciel, au chargement d'un modèle donné de train d'impulsions dans 3 registres à décalage 32 bits du type 40100, IC3 à IC5. Après chargement, le programme libère un générateur d'horloge qui à

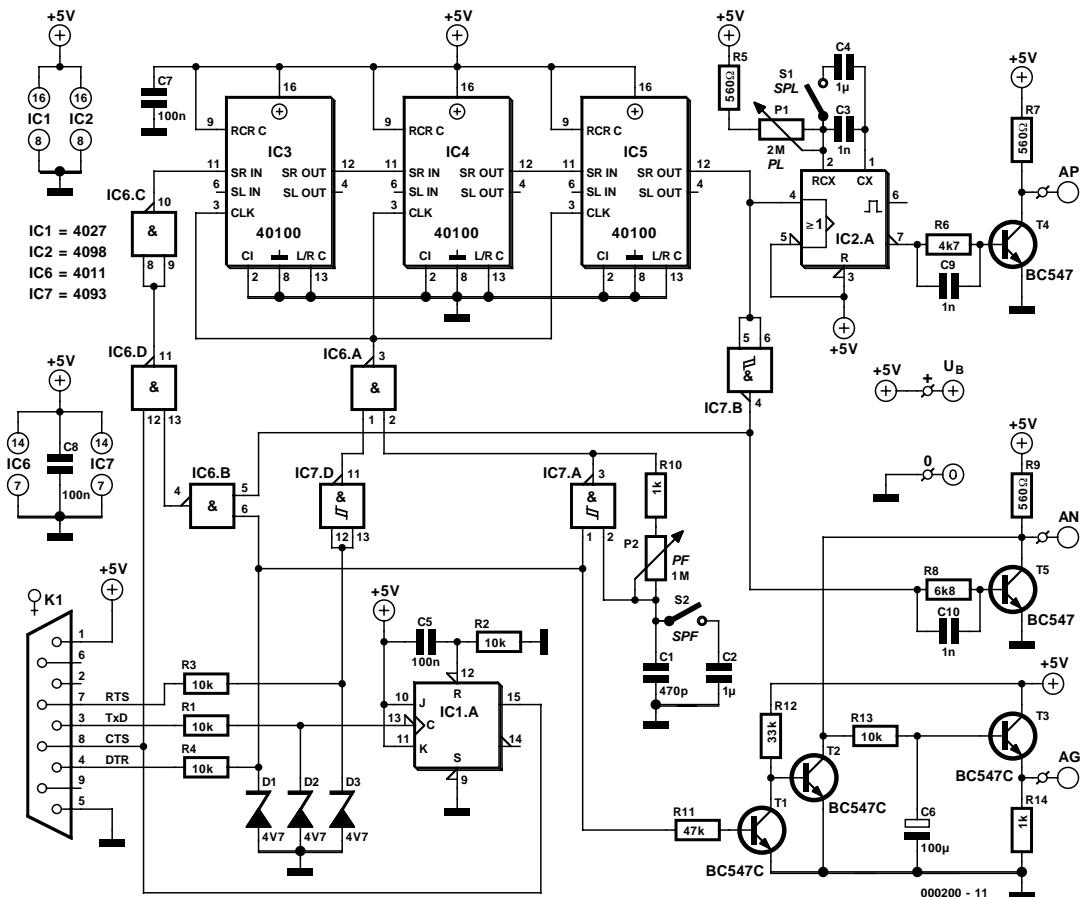


Figure 1. L'électronique du générateur d'impulsions programmable se résume en fait à quelques circuits intégrés courants.

son tour entraîne une circulation du train d'impulsions dans la chaîne de registres à décalage dont la sortie est renvoyée, au travers d'une dérivation de contre-réaction, à l'entrée. Imaginons, pour mieux comprendre le processus, que nous n'ayons qu'une unique impulsion « tournant » dans la chaîne de registres à décalage. Si le PC est en fonction, la liaison série établie et la tension d'alimentation de + 5 V du montage présente, le signal DTR présente un potentiel faible (niveau bas) qui empêche le réseau de l'oscillateur constitué par IC7.A, P2, R10, C1 et C2, d'entrer en oscillation. La broche 2 de la porte IC6.A se trouve au niveau haut. Comme la ligne RTS se trouve elle également au niveau bas, la ligne d'horloge commune des registres à décalage IC3 à IC5, la broche 3, se trouve aussi au niveau bas. Le logiciel envoie ensuite des impulsions sur la lignes TxD jusqu'à ce que la broche 15 de la bascule bistable (*flip flop*) IC1.A soit positionnée (mise à « 1 »). Le logiciel

reconnait l'instant de ce changement à l'état de la ligne CTS. Le niveau haut présent sur la broche 15 de IC1.A arrive, par le biais de la porte IC6.D et de l'inverseur IC6.C à l'entrée de la chaîne de registres à décalage, SR IN. Le logiciel force alors un bref instant la ligne RTS au niveau haut avant de la faire repasser au niveau bas. Ce faisant, la ligne d'horloge des registres à décalage a transféré une impulsion complète de sorte que le niveau haut présent à l'entrée de la chaîne s'est bien vu transmis au premier étage de la chaîne de registres à décalage. Ensuite, il reste, par le biais d'un signal TxD adéquat, à forcer la broche 15 de IC1.A au niveau bas. Pas moins de 95 impulsions d'horloge appliquées à la ligne RTS entraînent le transfert de 95 zéros dans les registres à décalage, ce qui signifie que 95 étages de la chaîne de registres se trouvent au niveau bas, le dernier étage restant, tout seul, au niveau haut. Le signal DTR qui se trouve, jusqu'à présent, au niveau

bas entraîne, par le biais des transistors T1 et T2, la présence d'un potentiel nul (de masse) sur les sorties AN et AG. Maintenant, la broche 15 de IC1.A passe, par l'action de la ligne TXD, au niveau haut, le générateur d'horloge étant ensuite, par la mise de DTR au niveau haut, libéré, ce qui se traduit par la rotation dans la chaîne de registres d'une unique impulsion au travers des portes IC7.B, IC6.B, IC6.D et IC6.C.

L'ensemble de ce processus est facile à rendre sous la forme d'un tableau ou d'un ordigramme. Sachant que l'interface série d'un PC fournit en règle générale des tensions supérieures à + 5 V, sans parler des niveaux de tension négatifs, toutes les entrées du montage, TxD, DTR et RTS, ont été protégées par des résistances et des diodes zener. La ligne DCD, broche 1, est mise à contribution pour signaler à l'utilisateur la connexion effective de l'interface ou l'application de la tension d'alimentation. La valeur de fréquence limite du montage est déterminée par la fréquence d'horloge maximale du registre à décalage 40100, caractéristique donnée pour 1 MHz (à + 5 V). On devrait pouvoir arriver à des « performances » plus élevées par remplacement de certains des composants.

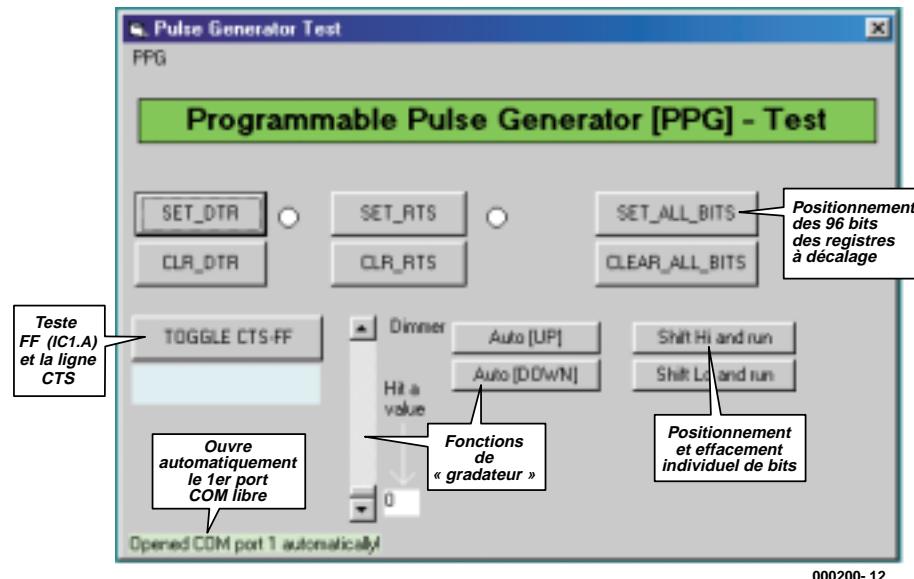


Figure 2. Environnement (commenté) du programme de test.

L'environnement graphique

Les modules constituant le logiciel comportent, nous le disions plus haut, en autres, un environnement servant au test du montage (**figure 2**). Les fenêtres de texte parlent d'elles-mêmes.

La **figure 3** représente la fenêtre principale du GIP; on y voit un modèle d'impulsions dans la sous-fenêtre « Burst » et l'oscilloscopage résultant. Le canal supérieur rend le patron d'impulsions, le canal inférieur visualise la série d'impulsions de monostable, ajustée par le biais du potentiomètre P2, présentes à la sortie AP du montage. Dans la fenêtre « Burst » le choix des impulsions se fait à l'aide de la souris avant qu'elles ne soient chargées dans le matériel par activation du bouton « Start ». Il est possible ainsi de sélectionner des groupes d'impulsions entiers par un clic de souris gauche, déplacement de la souris vers la droite et un clic de souris droit. Il est possible de réeffacer de tels groupes d'impulsions par un clic sur l'une des impulsions du groupe, déplacement de la souris vers la gauche et clic de souris droit une fois que l'on a atteint le déplacement vers la gauche requis.

Il est possible ainsi de sélectionner des groupes d'impulsions entiers par un clic de souris gauche, déplacement de la souris vers la droite et un clic de souris droit. Il est possible de réeffacer de tels groupes d'impulsions par un clic sur l'une des impulsions du groupe, déplacement de la souris vers la gauche et clic de souris droit une fois que l'on a atteint le déplacement vers la gauche requis.

Avec platine !

Un tel instrument de mesure et de test nous a paru mériter un dessin de platine. Comme le montre la figure 4, ce circuit imprimé est relativement facile à dessiner, l'espacement entre les composants et les pistes est large lui aussi. Comme il s'agit d'une platine simple face il est facile de comprendre qu'il comporte l'un ou l'autre pont de câblage, 10 au total. C'est par ceux-ci que l'on commencera la mise en place des composants. On implantera ensuite les composants de faible hauteur puis les supports (de bonne qualité) pour les circuits intégrés. On soudera, pour finir, les picots aux points AG, AN et AP, l'embase sub-D et les potentiomètres; il reste à mettre en place les circuits intégrés dans leur support et à vérifier l'absence d'erreur d'orientation des composants à polarisation. Avant de mettre l'ensemble du montage dans un coffret en plastique il reste à souder un condensateur de 1 nF en

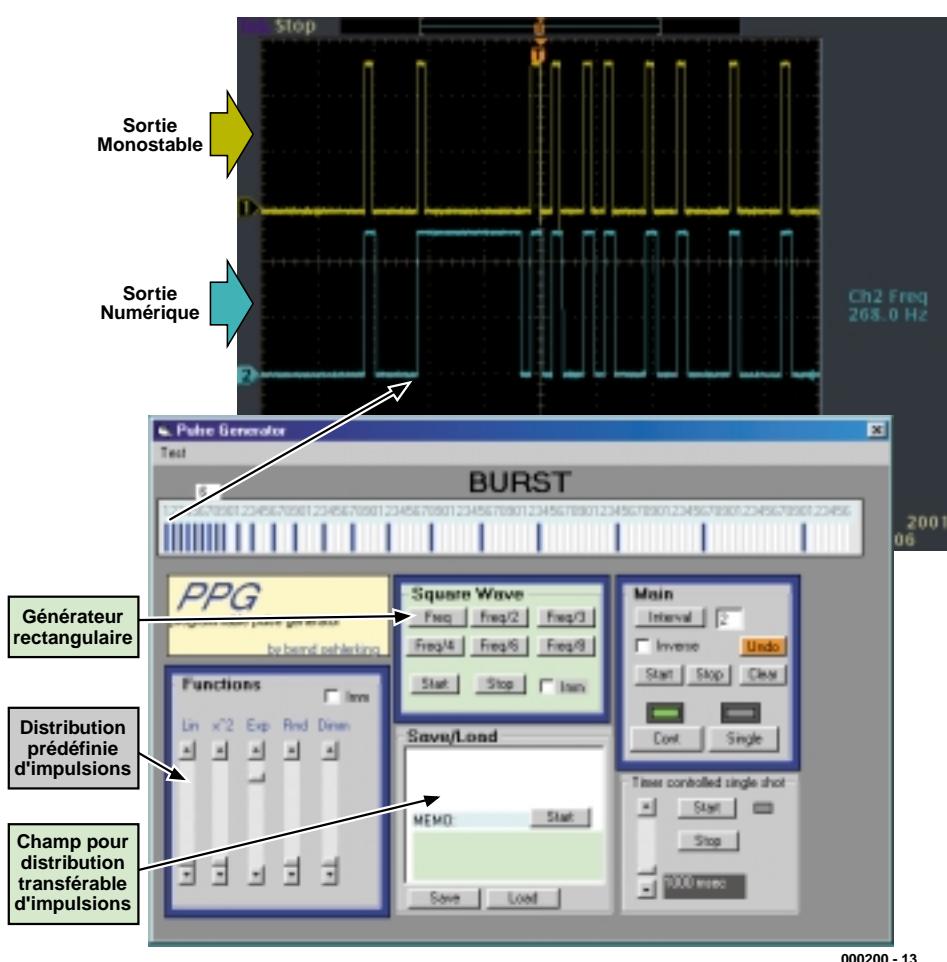


Figure 3. La fenêtre principale du générateur d'impulsions programmable et la visualisation de l'oscilloscope correspondante.

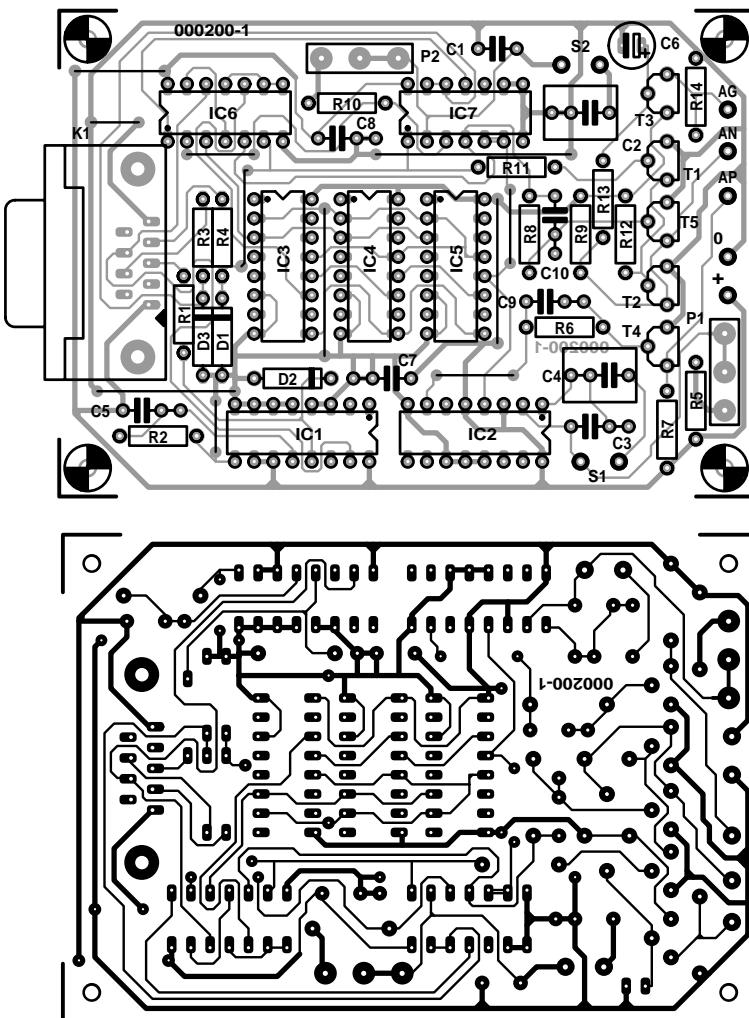


Figure 4. Dessin de platine et sérigraphie de la platine dessinée à l'intention de ce montage.

parallèle sur chacune des résistances R6 et R8, sur le dessous de la platine, côté « pistes » donc. Cette mesure s'est avérée, après que nous ayons

terminé le dessin de platine, avoir une influence favorable sur le comportement en fréquence du montage pour les fréquences supérieures à

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4,R13 = 10 kΩ

R5,R7,R9 = 560 Ω

R6 = 4kΩ7

R8 = 6kΩ8

R10,R14 = 1 kΩ

R11 = 47 kΩ

R12 = 33 kΩ

P1 = potentiomètre 2 MΩ linéaire

P2 = potentiomètre 1 MΩ linéaire

Condensateurs :

C1 = 470 pF

C2,C4 = 1 µF/16 V radial

C3,C9,C10 = 1 nF

C5,C7,C8 = 100 nF
C6 = 100 µF/16 V vertical

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = diode zener 4V7/500 mW

T1 à T5 = BC547C

IC1 = 4027

IC2 = 4098

IC3 à IC5 = 40100

IC6 = 4011

IC7 = 4093

Divers :

K1 = embase Sub-D à 9 contacts femelle encartable en équerre

S1,S2 = interrupteur unipolaire

5 picots

Freeware !

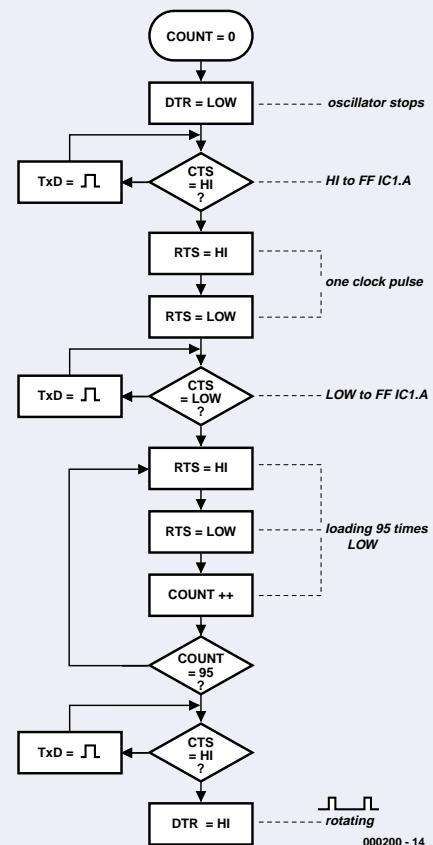
Le programme et le code-source du générateur d'impulsions programmable sont disponibles gratuitement sur le site Internet d'Elektor dans le domaine Téléchargements. On trouvera au même endroit le dessin de platine sous la forme d'un fichier .pdf. Si vous ne disposez pas de connexion à Internet vous pourrez commander les 2 disquettes sous la dénomination EPS000200-11a/b ainsi que la platine (EPS000200-1) auprès des adresses habituelles (cf. Pages Publitronic).

100 kHz. Il ne reste plus, pour terminer, qu'à vérifier, à l'aide d'un oscilloscope, le fonctionnement et du matériel et du logiciel.

(000200)

Déroulement du programme

- 1- Inhibition du générateur d'horloge DTR au niveau BAS
- 2) Chargement de 96 états
 - 0 IC1.A sur BAS, RTS = horloge HAUT-BAS
 - 1 IC1.A sur HAUT, RTS = horloge HAUT-BAS
- 3) Libération de la porte IC6.D IC1.A sur HAUT
- 4) Libération de IC6.B et générateur d'horloge DTR sur HAUT

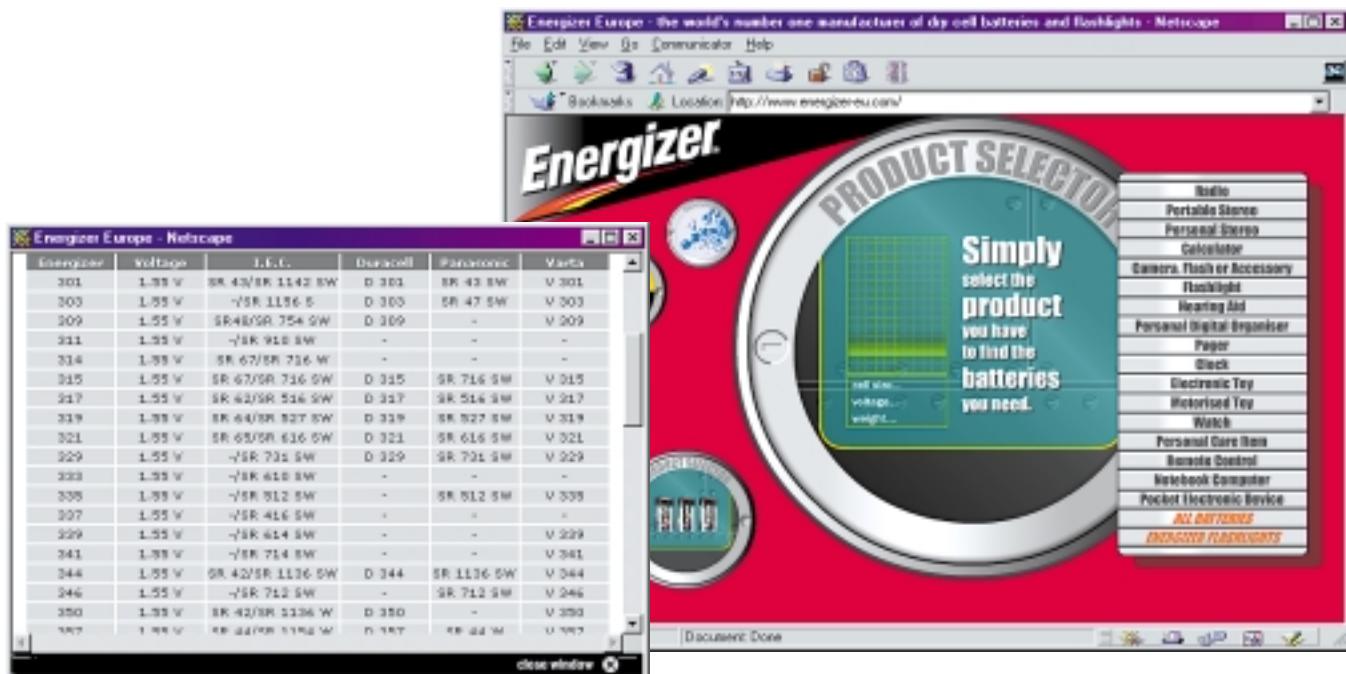


Panorama des piles

Pour trouver le type correct

Harry Baggen

Lampes de poche, montres-bracelet, calculatrices, jouets, baladeurs, ont tous besoin, pour fonctionner correctement, d'un type de pile spécifique. Il n'est pas toujours évident de trouver un exemplaire de remplacement le jour où la pile d'origine est arrivée à la fin de sa vie active. Heureusement que les fabricants de piles offrent d'excellents services pour trouver le type de pile requis.



Les piles... un mal à prendre en patience pour tout appareil électrique ou électronique devant pouvoir fonctionner hors-tension secteur. Les « homo mobilis » que nous sommes devenus ont besoin de pouvoir utiliser un maximum d'appareils sans disposer, à tout instant, dans les parages immédiats, d'une prise secteur. Nos notebooks, téléphones mobiles et nombre d'autres appareils disposent heureusement

d'accus rechargeables de très nombreuses fois, mais dans le cas d'un certain nombre de types d'appareils, l'utilisation de piles n'a guère d'intérêt. Il est préférable, dans le cas d'un récepteur radio portatif utilisé très occasionnellement, d'utiliser des piles alcalines plutôt que des accus, pour la simple et bonne raison que l'auto-décharge relativement impor-

tante des accus fait que les accus seront déchargés au bout de quelques mois déjà (si ce n'est pas avant) alors que de bonne piles peuvent tenir quelques années. Les montres-bracelet et les calculatrices sont également des grandes consommatrices de piles. Il existe pour ces appareils tant et tant de modèles différents que l'on rencontre

toujours de gros problèmes pour trouver le type de pile (voire un équivalent) requis.

Divers fabricants et fournisseurs de piles proposent heureusement une information exhaustive permettant de trouver rapidement un exemplaire de remplacement adéquat.

Sur le site principal de Varta [1] il suffit d'appuyer sur le bouton « battery search » pour partir à la recherche d'un équivalent lorsque l'on connaît le numéro de type de la pile concernée ou d'un type de pile pour peu que l'on sache dans quel appareil ces piles doivent trouver place. Il est en effet proposé une liste exhaustive des appareils les plus courants.

En Europe, les piles d'Eveready sont plus connues sous la dénomination de « Energizer ». On est accueilli, sur le site européen [2], par une animation Flash relativement longue, mais joliment faite. On peut ensuite accéder au sélecteur de produit lui-même subdivisé en plusieurs catégories d'appareils. Le concept est évident et très pratique à l'usage.

Philips est un autre grand « joueur » dans le monde des piles. Ce fabricant a érigé un site consacré spécifiquement à ses piles [3]. Un site très vivant où il suffit, pour trouver un modèle de pile, d'activer une catégorie de piles pour voir apparaître une liste proposant des numéros de types de remplacement.

Duracell [4], le fabricant des fameuses piles alcalines peintes de noir et d'or, propose sur son site un flot d'informations au sujet des différents types de piles que fabrique la société. On y découvre un panorama classé selon le type de pile et les applications (alcaline, lithium, montre-bracelet, prothèses auditives, etc.). Il suffit de cliquer sur l'un des types pour voir s'afficher une liste complète et parlante avec numéros de types comparatifs d'autres fabricants.

Renata [5] est une marque de piles suisse qui fait partie du groupe Swatch. Elle doit sa renommée aux piles pour montres et calculatrices. Il va sans dire que l'on trouve également sur ce site d'amples informations concernant ces divers types de piles sachant que l'on y trouve des tableaux qui mentionnent les numéros de type de la quasi-totalité de fabricants de piles



et de marques de montres.

Terminons par un panorama qui ne manquera pas de vous intéresser si vous recherchez une pile pour montre-bracelet. La société Jewelry-Service dispose d'un site spécialement réservé aux piles pour montres, site situé à l'adresse Watchbattery.com [6]. On trouve à cet endroit pas moins de 160 types de piles pour montres différentes, information fort bien présentée au demeurant.

(015017)

[1] Varta:

www.varta.com

[2] Energizer:

www.energizer-eu.com

[3] Philips:

www.philipsbatteries.com

[4] Duracell:

www.duracell.com/Our_Products/comprehensive.html

[5] Renata:

www.renata.com/watch-and-calculator/cref-guide-en.html

[6] WatchBattery:

www.watchbattery.com/index.cfm

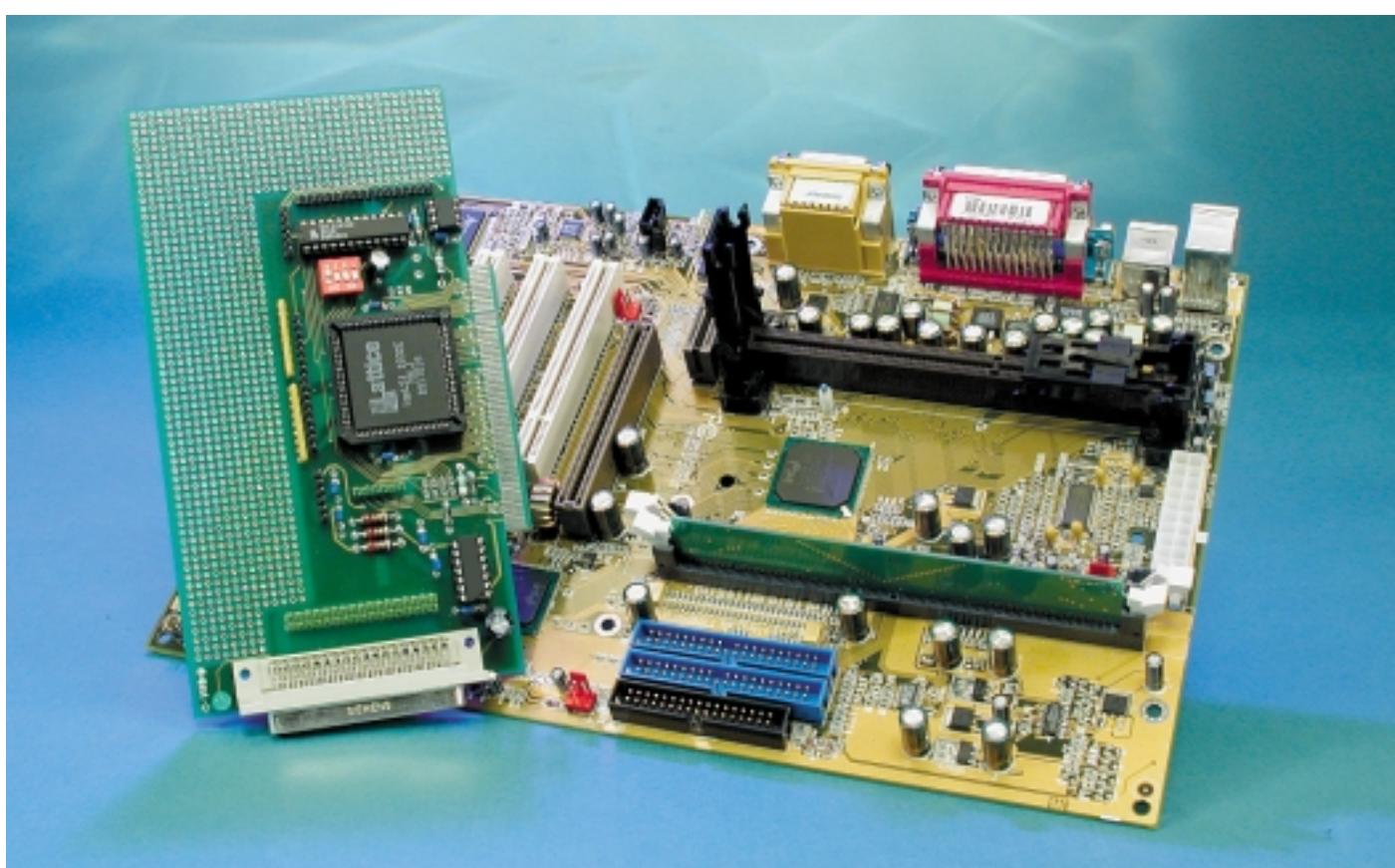


En savoir plus sur le bus PCI

Évolution et développement, d'ISA à PCI

Par B.Kluth et C.Kluth (B&C Kluth GbR)

Depuis que ce que l'on a appelé, pour des raisons de commodité, le PC compatible IBM existe, chaque étape de développement importante s'est accompagnée de l'apparition d'un nouveau système de bus. Le bus PCI constitue le standard actuel des choses; il ne se limite pas uniquement au PC (Apple l'ayant également adopté) et semble devoir durer l'espace de plusieurs générations de PC. Cette prétention du bus PCI est justifiée par ses performances. Le revers de la médaille est une structure relativement complexe à laquelle nous allons consacrer le présent article.



Le siècle dernier, en 1985, IBM, l'un des grands de la micro-informatique, a présenté aux ébahis d'un monde ensommeillé le premier ordinateur AT. Le bus-système qu'il utilisait à l'époque était le bus ISA. Très rapidement après cette apparition sur la scène mondiale il apparut que le bus-système adopté était dépassé technologiquement et ne répondait plus aux exigences. On dut se rendre à l'évidence, les processeurs du type 286 étaient, eux déjà, freinés dès qu'ils étaient utilisés avec des cartes graphiques ou des réseaux requérant des taux de transmission de données élevés.

Le responsable de cette perte importante au niveau des performances était la compatibilité-amont avec les systèmes 8 bits de la génération précédente. Autre raison, la lenteur de l'horloge de bus qui travaillait au départ à 6 MHz pour passer ensuite à 8 MHz ! Cette fréquence se traduisait, théoriquement, dans le cas d'une largeur de bus de 16 bits, par un taux de transfert de 8 Mocets/s. Dans la pratique les taux de transfert maximum atteints étaient de compris entre 4 et 6 Mocets/s.

Le bus MCA

Ces problèmes amenèrent IBM à développer un nouveau bus-système pouvant travailler en 32 bits. En 1987 on vit apparaître sur le marché le bus MCA (*Micro Channel Architecture*). Ce bus utilisait un bus d'adresses et de données de 32 bits capable de travailler en multi-tâches (*multitasking*) et prétendait avoir des taux de transfert pouvant aller jusqu'à 16 Mocets/s.

Malheureusement, ces nouveaux ordinateurs ne disposaient plus des connecteurs de bus ISA de sorte que ce nouveau bus ne réussit pas sa percée commerciale.

Le bus EISA

Lors du développement du bus-système EISA (*Extended Industry Standard Architecture*), les expériences malheureuses de l'avortement du bus MCA ont joué un rôle important. EISA travaille à 8 MHz et en technologie 32 bits. La largeur de bus de 32 bits se traduisit par un taux de transfert de 16 Mocets/s en mode

standard et de 33 Mocets/s en mode par salves (*burst-mode*). On vit apparaître plus tard 2 nouvelles versions de mode par salves, les modes EMB-66 et EMB-133 qui permettaient d'atteindre des taux de transfert allant jusqu'à 133 Mocets/s. Cette puissance coûtait cher, raison pour laquelle elle est restée l'apanage de systèmes de serveurs importants.

Le bus VLB

Le marché sensibilisé à ces problèmes de vitesse et divers fabricants de périphériques se mirent à la recherche d'un bus-système qui alliait 2 notions presque contradictoires, faible coût et puissance élevée. C'est ainsi que l'on vit apparaître un bus de compromis baptisé bus-VLB (*VESA-Local-Bus*). Il disposait lui aussi d'une largeur de 32 bits et travaillait à une fréquence de bus comprise entre 25 et 60 MHz. Ce type de bus a connu plusieurs versions, la version VLB1.0 (fréquence de bus de 25 à 40 MHz), la version VLB2.0 (fréquence de bus de 25 à 50 MHz), et pour finir la version VLB 64 bits (fréquence de bus de 25 à 60 MHz). Le problème majeur rencontré avec cette nouvelle technologie de bus était un non-respect des différentes spécifications. Les spécifications du VLB-1.0 permettait l'utilisation de 2 connecteurs à une vitesse CPU de 40 MHz maximum. Certains fabricants réalisèrent des systèmes ayant jusqu'à 3 connecteurs à une fréquence d'horloge de 50 MHz, ce qui se traduisit, sur un certain nombre de systèmes, par des problèmes de stabilité.

Le bus PCI

C'est ainsi qu'en 1991, Intel lança le bus PCI (*Peripheral Component Bus*). Les raisons principales de ce développement furent la recherche :

- de taux de transfert sensiblement supérieurs à ceux permis par le bus-système ISA 16 bits,
- de meilleures caractéristiques de CEM (Compatibilité ÉlectroMagnétique) que les systèmes précédents
- d'une certaine pérénité en vue de son utilisation avec plusieurs générations de processeurs.

En 1992, les choses avaient suffi-

samment évolué pour permettre la présentation en public du premier bus PCI.

On vit apparaître, au cours du développement du bus-système, un certain nombre de spécifications (versions 1.0, 2.0, 2.1 et la dernière en date, 2.2). Les spécifications définies en 1991 se traduisirent par la naissance d'un bus-système à 32 bits capable de transférer les données et les adresses en multiplexage temporel et de travailler à des cycles de salves de différentes longueurs. Intel réussit à imposer comme base de développement du bus PCI, une définition complète, réaliste et structurée de tous les signaux de bus importants. Il était important d'éviter, lors du développement de ce bus-système ouvert au futur, les mêmes erreurs que celles faites avec les systèmes précédents.

Caractéristiques du bus PCI

Le bus-système PCI se décompose en 3 modules distincts :

- l'unité de trajet de données (*Data Path Unit*)
- l'interface de bus d'extension (*Expansion Bus Interface*)
- le Host-Bridge doté d'un contrôleur de DRAM d'antémémoire (*cache*).

La Data Path Unit assure une liaison 32 bits vers les différentes composantes du système. L'interface de bus d'extension permet la connexion d'autres bus-systèmes (ISA ou AGP par exemple). Cette interface de bus d'extension est requise pour d'autres ponts-système en vue de disposer d'une compatibilité-aval avec le système de bus ISA ou des technologies nouvelles telles que l'AMR (*Audio/Modem Riser*).

Le Host-Bridge constitue l'élément central du bus-système PCI. Il sert à établir une liaison entre le bus PCI et l'unité centrale (CPU). Il assure en outre la conversion de cycles PCI en cycles CPU et inversement. Cette capacité rend le bus PCI indépendant du type de processeur utilisé, ce qui n'est pas le cas des autres bus-systèmes, sachant qu'il suffit d'utiliser un autre Host-Bridge en fonction du type de processeur utilisé (Intel, Alpha, AMD, etc.). Cette caractéristique importante donne au bus-système PCI une certaine indépendance par rapport aux générations de processeurs futures et lui offre une possibilité d'extension majeure.

La norme PCI

La spécification PCI permet la connexion d'un maximum de 10 périphériques à un même bus PCI. Sachant cependant que, du point du bus PCI, le Host-Bridge est également considéré comme un périphérique PCI, le nombre réel de périphériques « connectables » est

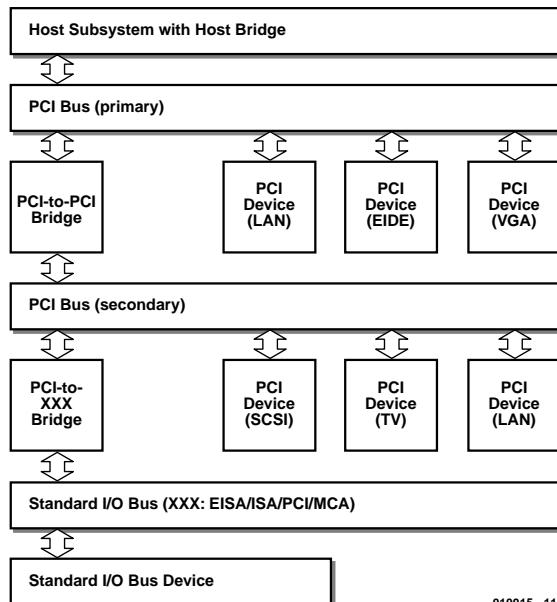
ramené à 9. Ces périphériques peuvent prendre la forme d'éléments embarqués (*on-board*) tels que SCSI, EIDE, LAN, etc.) ou pour les connecteurs PCI destinés à recevoir des cartes PCI.

Il faut cependant tenir compte du fait qu'un connecteur requiert 2 éléments de sorte que l'on pourra commander un maximum de 4 connecteurs par le biais d'un bus PCI. L'adjonction d'un second bus-système PCI à l'interface de bus d'extension permet à son tour d'accroître le nombre de connecteurs. Il est possible ainsi d'interconnecter jusqu'à 256 bus sachant que les 255 premiers bus doivent être du type PCI, le dernier pouvant être d'un type différent tel qu'ISA, EISA, VLB voire MCA. Il devient possible ainsi de réaliser des systèmes très « musclés » (cf. **figure 1**). Un certain nombre de cartes-mères actuelles, telles que les Abit KT-7, Gigabyte ZX, et autres Epox EP-8KTA+, offrent une autre solution pour accroître le nombre de connecteurs. Elles utilisent un partage des interruptions (*IRQ-sharing*) pour piloter jusqu'à 6 connecteurs sur une platine. Les connecteurs 5 et 6, par exemple, se partagent une IRQ, mais cette approche a une influence néfaste sur les performances dès que l'on travaille avec plus de 4 cartes PCI. De plus, il est impossible de garantir un fonctionnement impeccable de toutes les combinaisons de cartes PCI imaginables.

Les connecteurs permettent la connexion de toutes sortes de cartes PCI, cartes subdivisées en 3 catégories :

- Cartes PCI mono-fonction (*Single Function*)
- Cartes PCI multi-fonction (*Multi Function*) et
- Cartes PCI multi-éléments (*Multi Device*).

Au nombre des cartes PCI mono-fonction on compte les cartes graphiques ou les cartes SCSI-hôtes. Un élément (*device*) PCI peut comporter jusqu'à 8 fonctions d'Entrées/Sorties différentes d'où l'existence de cartes PCI multi-fonction. Les cartes PCI multi-éléments peuvent comprendre plusieurs des cartes évoquées plus haut. Sur ce type de carte les différents éléments sont interconnectés par le biais d'un pont PCI-PCI (*PCI-to-PCI bridge*). De ce fait, la carte PCI multi-élément constitue en fait un bus-système PCI complet.



010015 - 11

Figure 1. Système de bus PCI hiérarchique.

Fonction PnP (*Plug-and-Play*)

On sous-entend, sous la qualification PnP du bus PCI, le comportement suivant : après mise sous tension de l'ordinateur, le BIOS trouve tous les éléments PCI et interroge chacun d'entre eux quant aux ressources requises. Ces ressources prennent la forme, dans la plupart des cas, des adresses d'E/S, de numéros d'IRQ, des canaux DMA et des domaines d'adresses occupés.

En cas de recouplement de ressources de plusieurs cartes, le BIOS va tenter, en procédant à une reconfiguration de l'une des cartes PCI en conflit, de rendre possible leur fonctionnement simultané dans le système.

S'il n'y réussit pas, le BIOS met purement et simplement l'une des 2 cartes hors-service. Les ressources utilisées par chacune des cartes PCI du système sont mises à la dispo-

sition du système d'exploitation par le biais de la banque de données ESCD du BIOS. Ces informations sont également stockées dans un domaine de mémoire dont dispose la carte PCI, mémoire d'une taille maximale de 256 octets appelée l'espace de configuration (*Configuration Space*), cf. le **tableau 1**. Le BIOS s'est lui-même fourni à cette source les informations des ressources requises pour les mettre à disposition d'autres applications lorsqu'elles le demandent par le biais de demandes d'interruption spéciales vers le BIOS. Comme ces registres de paramétrage sont pilotés en dynamique et qu'ils n'ont pas d'emplacement de mémoire fixe (sous la forme d'une adresse MEM), la lecture de cette information peut uniquement se faire à l'aide d'une interruption logicielle fournie par tous les fabricants de cartes-mères. *Status* et *Command* permettent la lecture des informations concernant la carte utilisée, voire leur écriture. L'identificateur fabricant (*Vendor-ID*) est un numéro permettant d'identifier le fabricant de la carte en question. Le dit numéro est attribué par le consortium PCI-SIG (*PCI Special Interest Group*). Cette commission contrôle toutes les spécifications du bus PCI. On peut obtenir, auprès de cette institution, les spécifications officielles du bus PCI dans lesquelles

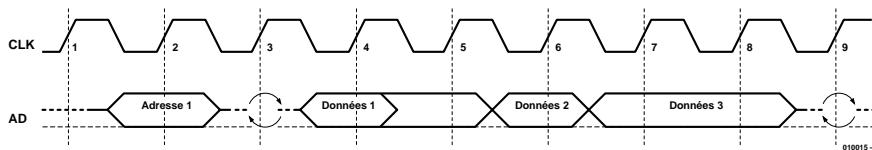


Figure 2. Mode Burst.

on retrouve une description précise des fonctions des différents registres.

Les éléments PCI

Les éléments PCI se subdivisent en 2 groupes, initiateur (*initiator* ou *master*) et cible (*target* ou *slave*). L'initiateur autorise une transmission de données par la prise de contrôle sur les signaux de commande et la définition des informations précises requises pour la transmission de données (adresses, début, ...). La cible génère un signal d'acquittement (*handshake*) destiné à l'initiateur lorsqu'il a reconnu son adresse sur le bus PCI (phase d'initialisation). Elle peut en outre signaler la disponibilité de données, voire sa capacité à recevoir des données ou encore demander l'insertion de cycle d'attente. Ces dispositions permettent la mise en oeuvre des différentes fonctions d'un bus-système PCI sur ces 2 groupes.

Il peut cependant se faire que tous les éléments PCI concernés aient, pour le bus PCI, une fonction de maître. Si tel devait être le cas, une logique d'arbitrage aura à décider lequel des maîtres doit avoir le droit d'utiliser le bus PCI (phase d'arbitrage). Pour cela, les 2 éléments PCI doivent définir le mode dans lequel doit se faire la transmission de données, en mode salves ou en mode hors-salves. En mode *Burst* (cf. **figure 2**) on a transfert des données à compter de 4 mots de données (Dmots = 32 bits), processus au cours duquel l'envoi des données est précédé par celui de l'adresse.

En mode hors-salves (*non-burst-mode*) on a, comme l'illustre la **figure 3**, avant l'envoi de chaque Dmot, émission de l'adresse concernée. Cela se traduit bien évidemment par des taux de transmission de données différents en fonction du mode utilisé. En mode hors-salves on atteint, en lecture, un taux de données de 44 Mocets/s (3 horloges par Dmot) et de 66 Mocets/s en écriture (2 horloges par Dmot). Sachant qu'en mode salves chaque Dmot additionnel requiert un signal d'horloge supplémentaire, on peut obtenir, par accroissement de la longueur de la salve (du nombre de Dmots), un taux de transmission atteignant près de

Tableau 1 Cartographie mémoire d'une carte PCI.

31	16	15	0	
Device ID		Vendor ID		
Status		Command		
Class Code			Revision ID	08 _{HEX}
BIST	Header Type	Latency Timer	Cache Line Size	0C _{HEX}
Base Address 0				10 _{HEX}
Base Address 1				14 _{HEX}
Base Address 2				18 _{HEX}
Base Address 3				1C _{HEX}
Base Address 4				20 _{HEX}
Base Address 5				24 _{HEX}
Cardbus CIS-Pointer				28 _{HEX}
Subsystem ID	Subsystem Vendor ID			2C _{HEX}
Expansion ROM Base Address				30 _{HEX}
Reserved				34 _{HEX}
Reserved				38 _{HEX}
Max_Lat	Min_Gnt	Interrupt Pin	Interrupt Line	3C _{HEX}

117 Mocets/s. Si l'on en croit la norme 2.1 (Bus PCI 32 bits à 33 MHz), il est possible d'atteindre des taux de 117 Mocets/s. La norme 2.1 (Bus PCI 32 bits à 66 MHz), indique qu'il est possible d'atteindre des taux de 234 Mocets/s, la norme 2.1 64 bits (Bus PCI 64 bits à 66 MHz) indique un taux de transfert maximum pouvant atteindre 468 Mocets/s (cf. **tableau 2**).

Chronologie du bus PCI

Le bus PCI est un bus-système synchrone, la transmission de données, dans un sens ou dans l'autre, se faisant par rapport à une horloge-système (*CLK*). Prenons, comme exemple, une instruction de lecture (*Read*). Son examen nous permettra de mieux voir la corrélation des différents signaux (cf. en outre le chronodiagramme de la **figure 4**). Voyons le détail de l'exécution d'une instruction de lecture :

1^{er} signal d'horloge :

Le bus PCI se trouve au repos.

2^{ème} signal d'horloge :

FRAME# est activé par le maître en vue de signaler le début d'une transaction.

AD reçoit une adresse.

C/BE# reçoit une instruction de bus.

IRDY#, TRDY# et DEVSEL# se trouvent en cycle *Turn-Around* sachant que l'on a commutation de driver.

3^{ème} signal d'horloge :

AD exécute un *Turn-Around* sachant que le contrôle des opérations passe du maître à la cible.

C/BE# est commandé par *Byte-Enables*.

IRDY# est actif vu que le maître peut lire les données.

TRDY# est encore désactivé sachant qu'il n'a pas encore été trouvé de cible.

4^{ème} signal d'horloge :

AD reçoit les premières données.

TRDY# est activé sachant que les premières données lisibles se trouvent sur le bus.

DEVSEL# est activé étant donné que la cible s'est reconnue à l'adresse de l'horloge 2.

5^{ème} signal d'horloge :

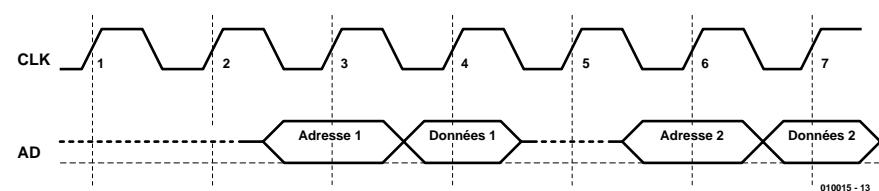


Figure 3. Chronodiagramme en mode Non-Burst.

	Bus PCI 32 bits 1.0	Bus PCI 64 bits 2.0	Bus PCI 32 bits 2.1	Bus PCI 64 bits 2.1
Type de bus	Bus synchrone	Bus synchrone	Bus synchrone	Bus synchrone
Fréquence d'horloge en MHz	33	33	66	66
Avec connecteurs	33	33	66	66
Largeur du bus de données	32 bits	64 bits	32 bits	64 bits
Largeur du bus d'adresses	32 bits	32 bits	32 bits	32 bits
Nombre d'éléments	10	10	10	10
Nombre de connecteurs	4	4	4	4
Longueur max. de burst	Illimitée	Illimitée	Illimitée	Illimitée
Taux de données à 33 MHz, sans Wait supplémentaire en Moctets/s				
Non-Burst-Read	44	88	44	88
Non-Burst-Write	66	132	66	132
Burst-Read	106	211	106	211
Burst-Write	117	234	117	234
Taux de données à 66 MHz, sans Wait supplémentaire en Moctets/s				
Non-Burst-Read			88	172
Non-Burst-Write			132	264
Burst-Read			211	423
Burst-Write			234	468
Autoconfiguration			oui	oui
Concurrency			oui	oui
Interrupt-Sharing			oui	oui

AD se trouve toujours encore en cours de réception des données de la phase de données 1.

TRDY# est désactivé vu que la cible (source de données) veut intercaler une pause.

6ème signal d'horloge :

AD reçoit les données de la phase de données 2.

TRDY# indique la possibilité de lecture des données.

7ème signal d'horloge :

AD porte les données pour la phase de données 3.

IRDY# est désactivé par le maître vu qu'il requiert un état d'attente (*wait-state*).

8ème signal d'horloge :

FRAME# est désactivé par le maître sachant que le dernier bloc de données est en cours de transmission.

9ème signal d'horloge :

FRAME#, AD, C/BE# intercalent des *Turn-Arounds* vu que le driver peut changer.

IRDY#, TRDY# et DEVSEL# sont désactivés en raison de l'absence de transaction.

Le bus se trouve, par la situation FRAME# = 1 et IRDY# = 1, à l'état de repos.

La **figure 5** montre les différentes lignes de signal d'un composant PCI.

La vitesse du PCI

Le fait que le bus PCI ne soit pas influencé par la vitesse du processeur ouvre des perspectives intéressantes pour les applications multimédia, les réseaux et autres processus de mesure. Cela tient tout particulièrement aux taux de transfert très élevés (en particulier avec le bus PCI 64 bits 2.1) qui permettent un traitement beaucoup plus rapide des données dans le sens carte PCI vers unité centrale et inversement. La combinaison d'une « vieille » carte-son ISA et d'une carte d'accélération graphique 3D PCI peut entraîner, en cas de pleine utilisation des possibilités offertes par la carte PCI, un ralentissement de votre système pouvant aller jusqu'à 20%. Autre facteur important pour des performances-système stables : le paramétrage des différents paramètres du BIOS de l'ordinateur, ces éléments exercent une influence très sensible sur la stabilité d'un système. De par la largeur de bus importante et la fréquence d'horloge plus élevée des cartes-mères modernes, le bus PCI travaille à une vitesse beaucoup plus grande que, par exemple, le bus ISA standard. Il arrive souvent qu'il soit nécessaire, pour garantir un transfert des données sans accroc, de freiner le bus PCI, la carte-mère ne reconnaît

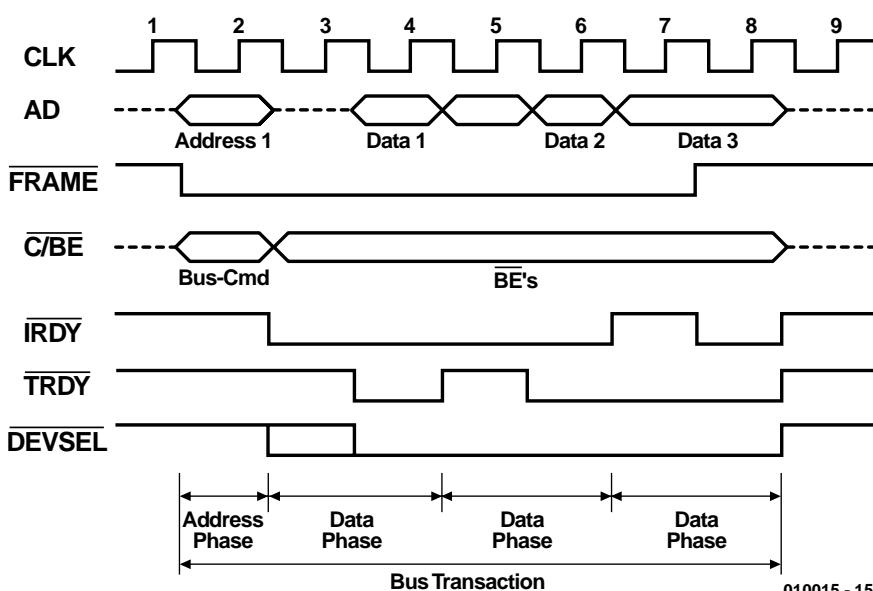
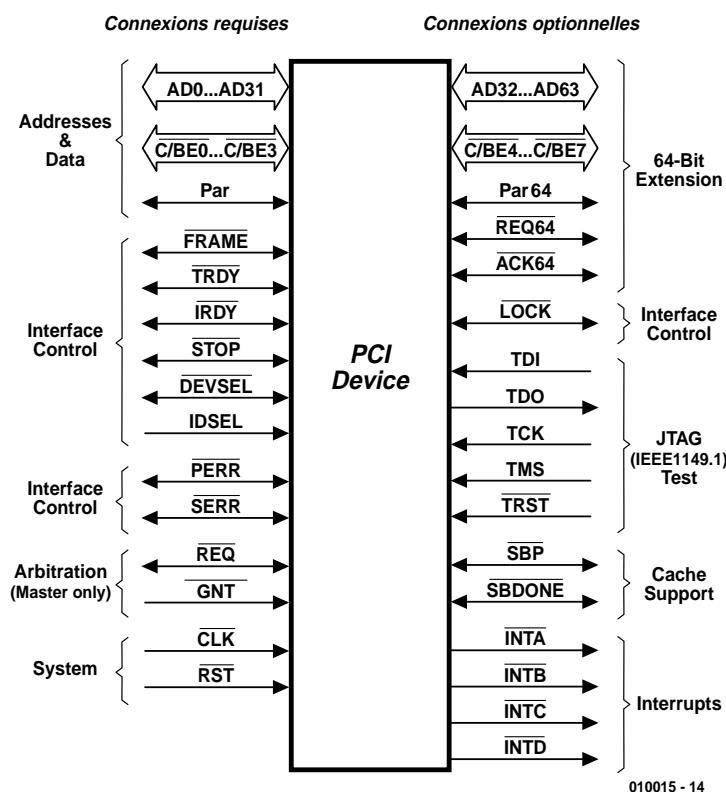


Figure 4. Chronodiagramme d'une instruction de lecture (Read).



« PCI-Master 0 WS write (= Disable) », « PCI-Dynamic Bursting (= Disable) » et « CPU-to-PCI buffer (= Enable) » sont également importants pour garantir un pilotage propre du matériel. Le paramètre « CPU to PCI buffer » en particulier n'est pas à sous-estimer. Si on a opté pour « Buffer = Enable » le flux de données est transmis, sans interruption par la CPU, vers un tampon « intelligent » qui se charge en outre de la coordination des cycles de lecture/écriture vers l'élément PCI sans que cela ne conduise à des conflits de données. Par ce choix de paramétrage on a, par exemple, écriture, vers la carte PCI, sous la forme de mots de données 4 Dmots. D'où l'importance capitale de la durée de latence PCI évoquée plus haut, facteur qui détermine pour ainsi dire l'intervalle entre les blocs de données.

En cas de mise de ce paramètre sur *OFF* ou *Disable*, le tampon de données reste inutilisé et l'accès processeur ne se termine qu'après que le bus PCI ait envoyé au processeur un signal comportant le message signalant que le bus était paré pour la prise en compte de données.

(010015)

Figure 5. Lignes de signaux d'un périphérique PCI.

sant pas toujours les limites du matériel enfiché dans les connecteurs d'extension. L'option suivante définit la durée de la temporisation introduite par le bus PCI lors d'une transaction entre le connecteur PCI concerné et la CPU. La valeur dépend, entre autres, de l'unité-maître PCI (*PCI-master-unit*) utilisée. Lun des paramètres les plus importants est partant la durée du temporisateur de latence PCI (*PCI-Latency Timer*), qui devrait, en règle générale, durer 32 cycles d'horloge. Cette option définit la durée d'occupation du bus PCI permise à une carte PCI en tant que maître de bus lorsqu'une autre carte PCI a elle aussi annoncé un accès au bus.

En cas de choix imprudent de la durée du temporisateur de latence PCI, dans un sens ou dans l'autre, il se peut que la CPU tente d'accéder au matériel plus rapidement que ne le permet le fonctionnement du décodeur. Cela se traduit par une vitesse impressionnante de l'ordinateur et de la carte mais souvent cela n'est pas sans conséquences, qui peuvent fort bien ne se manifester qu'après un certain temps de fonctionnement,

plus ou moins long (avec pour résultat une surchauffe et les dommages qui en résultent). Problèmes de *boot*, adresses d'E/S erronées, erreurs au niveau des paramètres d'éléments ou problèmes d'accès au matériel, sont quelques-unes seulement des difficultés qui peuvent se manifester en cas d'erreur de paramétrage du BIOS (valeurs adoptées trop rapides pour le matériel enfiché dans le connecteur d'extension).

Second paramètre temporel du BIOS important, celui du retard de transaction PCI (*PCI-Delay-Transaction*), facteur devant être validé (se trouver partant sur *Enable*). Par ce choix, on indique que le matériel utilisé répond aux minima des normes PCI 2.1. On a alors transmission des protocoles de bus interne et de paquets de données spéciaux en accord avec la spécification, ce qui ne manque pas d'accroître la sécurité de la communication entre l'unité centrale et le matériel enfiché dans le connecteur. Il se passe bien évidemment encore bien plus que cela au niveau du bus PCI, mais cela sort du cadre de cet article.

D'autres paramètres du BIOS tel que

Sources d'informations utiles

Adresse du site Internet (en allemand) de l'auteur : www.BuC-Kluth.de

Où trouver des informations sur PCI, PnP et le BIOS sur Internet :

www.pcisig.com
www.PCI-Card.com
www.microsoft.com/hwdev/devdes/pciids.htm
<http://members.hyperlink.net.au/~chart/>
www.yourvote.com/pci/pciread.asp?sort=venid
www.microsoft.com/hwdev/respec/pnpspecs.htm
www.ping.be/bios/
<http://members.aol.com/computerpage/bios.htm>
www.bios-info.de/
<http://home.t-online.de/home/pqtuning/bios/biosinhalt.html>
www.uni-regensburg.de/EDV/PC/bs/w95tech/pnp.htippsm

Informations générales concernant le bus PCI sur Internet :

www.kph.uni-mainz.de/CG/ftp/Windows/FAQ/bios/biosnpn.htm
www.tomshardware.de/column/00q2/000417/
[www.tec.informatik.uni-rostock.de/\(nobg\)/RA/MKA/bussys/pci.htm](http://www.tec.informatik.uni-rostock.de/(nobg)/RA/MKA/bussys/pci.htm)
www.glossar.de/glossar/z_computer-bus.htm
www.trickbox.de/Deutsch/Tricks/alleTipstricks_tipstricks/439.htm
www.wintotal.de/tips/hardw/hardw51.htm
www.cip.et.ruhr-uni-bochum.de/~ebbert/hwlink.html

LTC1451, -2, -3

Convertisseur A/N - N/A



Caractéristiques électriques en CC								
V _{CC} = 4,5 à 5,5 V (LTC1451), 2,7 à 5,5 V (LTC1452/LTC1453), référence interne ou externe (V _{REF} /V _{CC} 2), V _{OUT} et REF hors-chARGE, TA = TMIN à TMAX, sauf mention contraire	Paramètre		Conditions	Mn.	Typ.	Max.	Unité	
CONVERTISSEUR N/A								
				12			bit	
					±0,5		LSB	
	DNL	Non-linéarité différentielle	monotonie garantie			±3,5	LSB	
	INL	Non-linéarité intégrale	TA = 25 °C			±4	LSB	
	VOS		IA = 25 °C			±18	LSB	
		Erreur d'offset				±12	LSB	
	WFS	Modulation pleine échelle	LTC1451, TA = 25 °C	4,065	4,095	4,125	V	
			LTC1451	4,045	4,095	4,145	V	
				4,075	4,095	4,115	V	
				4,270	2,500	2,530	V	
			LTC1453	2,460	2,500	2,540	V	
					±0,10		LSB/°C	
					±0,02		LSB/°C	
					±0,10		LSB/°C	
RÉFÉRENCE (pour LTC1451/53 uniquement)								
		Tension de sortie	LTC1451	2,008	2,048	2,088	V	
			LTC1453	1,195	1,220	1,245	V	
		Coefficient de température de la sortie			±0,08		LSB/°C	
		Régulation de puissance			0,7	±2	LSB/V	
		égluation de charge	I _{OUT} = 0 à 100 µA, LTC1451		0,2	±1,5	LSB	
			LTC1453		0,6	±3	LSB	
		Plage d'entrée	V _{REF} = V _{CC} -1,5 V			V _{CC} /2	V	
		Resistance d'entrée		8	14	30	kW	
		Capacité d'entrée			15		pF	
		Courant de court-circuit	REF à la masse		80		nA	

LTC1451, -2, -3

Convertisseur A/N - N/A

**LTC145x**

Convertisseur Numérique/Analogique à résolution de 12 bits

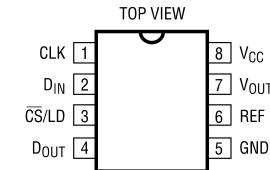
Fabricant :

Linear Technology

Internet: www.linear-tech.com/pdf/145123fa.pdf

1,220 V (LTC1453)

- Version multiplicatrice LTC1452
- RAZ à la mise sous tension
- Boîtier SO-8
- Interface sérielle trifilaire cascadable
- Erreur de linéarité différentielle maximale : 0,5 LSB
- Prix très abordable

**Descriptif du brochage**

- | | |
|---------|--|
| 1 CLK | Entrée d'horloge TTL de l'interface sérielle |
| 2 DIN | Entrée de données de l'interface sérielle. Le transfert des données en provenance d'un registre à décalage se fait sur le flanc montant du signal d'horloge. |
| 3 CS/LD | Entrée TTL de l'interface sérielle pour la validation et le pilotage du processus. Lorsque la broche CS/LD se trouve au niveau bas, le signal d'horloge est libéré de sorte que les données puissent être prises en compte. Le forçage de cette ligne au niveau haut entraîne le transfert des données du registre à décalage vers le registre su CNA. La sortie affiche une nouvelle valeur de tension. |
| 4 DOUT | Les données de sortie du registre à décalage sont validées lors d'un flanc montant du signal d'horloge. |
| 5 GND | Masse |
| 6 REF | Sortie de la référence interne et entrée du réseau de résistances du CNA. Dans le cas du LTC1452 on pourra appliquer une référence externe dont le niveau est égal à la moitié de la tension d'alimentation. |
| 7 VOUT | Sortie CNA tamponnée |
| 8 VCC | Tension d'alimentation positive de 4,5 à 5,5 V pour le LTC1451 et de 2,7 à 5,5 V pour les LTC1452/LTC1453. |

Caractéristiques techniques :

- Résolution 12 bits
- Sortie vraiment rail à rail tamponnée
- Fonctionnement en 3 V avec le LTC1453 : ICC : 250 mA typique
- Fonctionnement en 5 V avec le LTC1451 : ICC : 400 mA typique
- Fonctionnement entre 3 et 5 V avec le LTC1452 : ICC : 225 mA typique
- Référence interne : 2,048 V (LTC1451)

LTC1451, -2, -3

Convertisseur A/N - N/A

ELEKTOR
INFOCARTE 3/2001

Mode de fonctionnement

INTERFACE SÉRIELLE

Les données présentes à l'entrée DIN sont chargées dans le registre à décalage, MSB en premier, sur flanc montant. Le registre DAC charge les données en provenance du registre à décalage lorsque la ligne CS/LD passe au niveau haut. Tant que CS/LD reste au niveau haut l'entrée d'horloge reste bloquée en interne. CLK doit se trouver au niveau bas avant que CS/LD ne puisse être reforçée au niveau bas, sachant que sinon cela entraînerait une impulsion d'horloge interne additionnelle. DOUT, la sortie tamponnée du registre à décalage 12 bits se trouve à un niveau TTL. Il est possible de monter plusieurs LTC145x en cascade pour peu que l'on interconnecte la sortie DOUT de l'un à l'entrée DIN de l'autre. CLK et CS/LD sont utilisés en parallèle de sorte que tous les circuits intégrés de la chaîne travaillent simultanément.

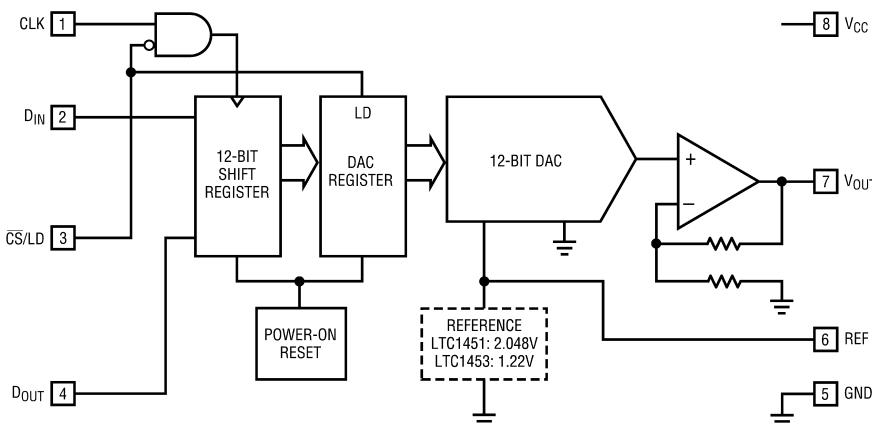
RÉFÉRENCE

Le LTC1451 comporte une référence interne de 2,048 V de sorte qu'un LSB correspond très exactement à 1 mV (gain : 2).

La référence interne du LTC1453 fournit une tension de 1,22 V à une modulation pleine échelle de 2,5 V (gain : 2,05). La sortie de la source de tension de référence est mise hors-service lorsque la ligne REF (broche 6) est forcée à une tension (externe) plus élevée. Le LTC1452a ne dispose pas de sa propre tension de référence qu'il faudra lui fournir de l'extérieur. Le gain du tampon est de 2x, de sorte que la tension de référence externe doit avoir une valeur inférieure à $V_{CC}/2$ et être en mesure d'attaquer les 8 k Ω du réseau de résistances du CNA.

SORTIE DE TENSION

La sortie tamponnée de la famille LTC145x peut fournir ou drainer un cde 5 mA sur l'ensemble de la plage de température de service. La sortie peut, en toute sécurité, être forcée jusqu'à 300 mV des limites de la tension d'alimentation (Masse, VCC) voire jusqu'à quelques millivolts seulement lorsque la sortie n'est pas chargée. La résistance de sortie est de 40 Ω , la capacité de charge admissible peut aller jusqu'à 1 000 pF sans qu'il n'y ait de risque d'entrée en oscillation.



LTC1451, -2, -3

Convertisseur A/N - N/A

ELEKTOR
INFOCARTE 3/2001

Symbol	Paramètre	Conditions	Mn.	Typ.	Max.	Unité
ALIMENTATION						
VCC	Tension d'alimentation positive	LTC1451 LTC1452 LTC1453	4,5	5,5	5,5	V
			2,7	5,5	5,5	V
I _{CC}	Consommation de courant	VCC = 4,5 à 5,5 V, LTC1451 VCC = 2,7 à 5,5 V, LTC1452 VCC = 2,7 à 5,5 V, LTC1453	300	400	620	μ A
			120	225	350	μ A
			150	250	500	μ A
COMPORTEMENT EN CONTINU DE L'AMPLI-OP						
	Courant de court-circuit	V _{OUT} à GND			100	μ A
		V _{OUT} à V _{CC}			120	μ A
	Impédance de sortie vers la masse	Code d'entrée = 0			40	120
					W	
COMPORTEMENT EN ALTERNATIF						
	Vitesse de montée de la sortie	Charge 5 nF 100 pF	0,5	1,0		μ s
	Temps de montée à $\pm 0,5$ LSB	Charge 5 nF 100 pF		14		μ s
	Transfert en numérique			0,3		nVs
	Transfert en alternatif	REF = 1 kHz, 2 Vpp, LTC452		-95		dB
SINAD	Écart vers bruit et distorsion	REF = 1 kHz, 2 Vpp, code tous à 1, LTC1452		85		dB
E/S NUMÉRIQUES (VCC = 5 V (LTC1451/LTC1452), 3 V (LTC1453))						
V _H	Tension d'entrée pour High	LTC1451/52 LTC1453	2,4			V
V _L	Tension d'entrée pour Low	LTC1451/52 LTC1453	2,0			V
V _{OH}	Tension de sortie pour High	LTC1451/52, I _{OUT} = 1 mA LTC1453, I _{OUT} = -1 mA			0,8	V
V _{OL}	Tension de sortie pour Low	I _{OUT} = 1 mA			0,6	V
I _{leck}	Courant de fuite d'entrée	V = GND ou V _{CC}	0,4			μ A
C _{IN}	Capacité d'entrée	garantie			±10	pF
					10	pF

L'électronique sur PC

Mesures de tension (VII^{ème} partie & fin)

par Burkhard Kainka

Les CAN (Convertisseur Analogique/Numérique) présentés dans les articles précédents de la série étaient basés sur le principe du comptage. Un « véritable » CAN convertit directement une tension en un nombre. On pense immédiatement à un circuit intégré, mais nous allons voir qu'il est possible de s'en tirer à bien meilleur compte.

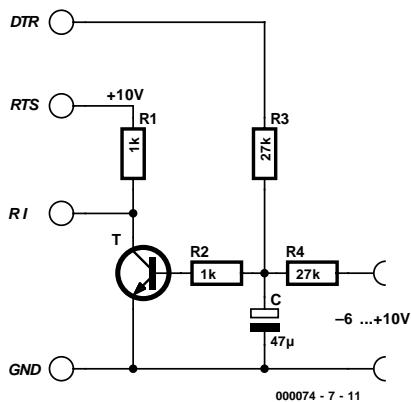


Figure 1. Un CAN simple.

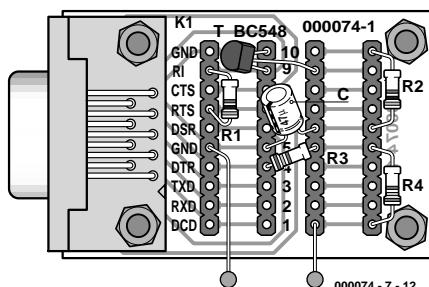


Figure 2. Mesure de tension avec un CAN simple.

Un seul transistor suffit pour réaliser un CAN à entrée de tension. Le transistor de la **figure 1** fonctionne comme comparateur de la tension aux bornes du condensateur à une valeur déterminée, en l'occurrence 0,7 V. Le condensateur est alternativement chargé et déchargé par la sortie DTR à travers une résistance de façon à ce que la tension soit toujours proche du seuil de comparaison. La sortie est excitée plus ou moins fréquemment selon la tension d'entrée pour obtenir la valeur nominale. Le comptage de ces états fournit la valeur de mesure convertie. La **figure 2** reproduit le montage du circuit.

Programme du CAN

Le programme reproduit dans le **listing 1** comporte une boucle de régulation dont le but est de maintenir la tension du condensateur aussi proche que possible de celle du comparateur. L'état de RI constitue la seule information disponible sur la tension du condensateur. Chaque fois que la tension dépasse d'environ 0,7 V le seuil de commuta-

tion du transistor, le courant collecteur engendré abaisse la tension de RI. Une tension plus faible aux bornes du condensateur bloque par contre le transistor et fait passer l'entrée RI au niveau haut. La boucle de mesure doit commander la tension de DTR exactement en opposition de phase. La sortie DTR est toujours activée si la tension est trop faible et désactivée quand la tension est trop élevée, c'est-à-dire positionnée à -10 V. Il est important que la commutation se produise à intervalles parfaitement réguliers, par exemple chaque milliseconde. On doit inclure dans le comptage : le nombre de millisecondes pendant desquelles DTR a été activée, combien de temps la ligne a été désactivée. Si la tension d'entrée est nulle, on s'attendrait à ce que les états positifs et négatifs de DTR soient aussi fréquents les uns que les autres. La moyenne de la tension du condensateur serait donc 0. En y regardant de plus près et en tenant compte du seuil de commutation d'environ 0,7 V, on voit que l'état positif devrait légèrement dominer. Les conditions changent lorsqu'une

Listage 1. Conversion d'une valeur à 8 bits.

```

Private Sub Form_Load()
    i = OPENCOM("COM2, 1200, N, 8, 1")
    If i = 0 Then
        i = OPENCOM("COM1, 1200, N, 8, 1")
        Option1.Value = True
    End If
    If i = 0 Then MsgBox ("COM Interface Error")
    RTS 1
    DTR 1
    Counter1 = 0
    Timer1.Interval = 500
End Sub

Private Sub Form_Unload(Cancel As Integer)
    CLOSECOM
End Sub

Private Sub Option1_Click()
    i = OPENCOM("COM1, 1200, N, 8, 1")
    If i = 0 Then MsgBox ("COM1 not available")
    RTS 1
    DTR 1
End Sub

Private Sub Option2_Click()
    i = OPENCOM("COM2, 1200, N, 8, 1")
    If i = 0 Then MsgBox ("COM2 not available")
    RTS 1
    DTR 1
End Sub

Private Sub Timer1_Timer()
    RTS 1
    DTR 0
    U = 0
    TIMENIT
    While (RI() = 0) And (TIMEREAD() < 300)
        Wend
    TIMENIT
    For n = 1 To 255
        If RI() = 1 Then DTR 1 Else DTR 0: U = U + 1
        While TIMEREAD() < n
            Wend
        Next n
    DTR 1
    Label1.Caption = Str$(U) + " "
End Sub

```

tension d'entrée est appliquée. La source de charge DTR doit pour ainsi dire lutter contre le courant de charge supplémentaire d'entrée. Une tension de mesure négative conduit à une augmentation des états positifs de DTR et, inversement, une tension d'entrée positive est compensée par un plus grand nombre de phases DTR négatives. Le programme positionne initialement DTR à 1, un arrangement nécessaire pour que le condensateur ne soit pas chargé négativement. La tension ne dépasse toutefois pas environ 1 V car la diode base-émetteur du transistor conduit. Dans cet

état de repos, le transistor est complètement commuté. La procédure de mesure proprement dite Timer1.Timer effectue une nouvelle mesure toutes les 500 ms. DTR est tout d'abord désactivée jusqu'à ce que RI bascule pour la première fois. La tension du condensateur se trouve alors au seuil de commutation du transistor. Cette première boucle expire (*Timeout*) en cas d'erreur et dure au plus 300 ms.

La boucle de mesure proprement dite est parcourue exactement 255 fois pour compter les états DTR nuls. La mesure dure toujours 255 ms et fournit 256 résultats possibles

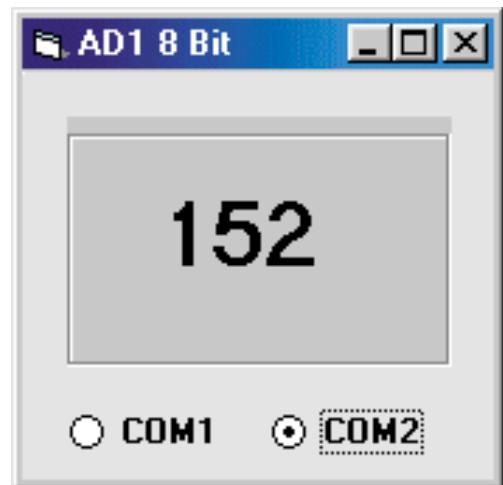


Figure 3. Affichage de la valeur de mesure numérisée.

entre 0 et 255 (figure 3), soit la résolution d'un convertisseur 8 bits.

Essais et ajustements

Le premier test fournit les résultats suivants :

Entrée	Affichage
ouverte	118
0 V	110
-3,6 V	68
+3,6 V	152

On voit qu'une entrée ouverte n'affiche pas 0 V mais bien une valeur plus élevée. Si l'on compare les mesures à -3,6 V, 0 V et +3,6 V, on s'aperçoit immédiatement que la différence absolue entre le zéro et la tension négative ou la tension positive est la même, soit 42, ce qui est fort réjouissant car cela veut dire que la conversion est linéaire.

Il faut à présent convertir les valeurs numériques en une tension. Le calcul suivant s'en charge :

$$\text{Tension} = (\text{Mesure} - 110)/11,2$$

La formule tient compte du zéro déterminé (110) et le facteur de division est le quotient des échelons numériques par la tension. Comme ces 2 valeurs peuvent légèrement varier en fonction de la réalisation, il est justifié de procéder à un étalonnage. C'est le but des 2 curseurs de défilement prévus dans le programme AD2.frm (listage 2) ; ils sont initialement positionnés aux valeurs idéales. Le curseur de défilement gauche qui couvre une plage de 105 à 115 et dont la valeur initiale est de 110 sert à l'ajustage du zéro. Le curseur de défilement droit qui couvre une plage

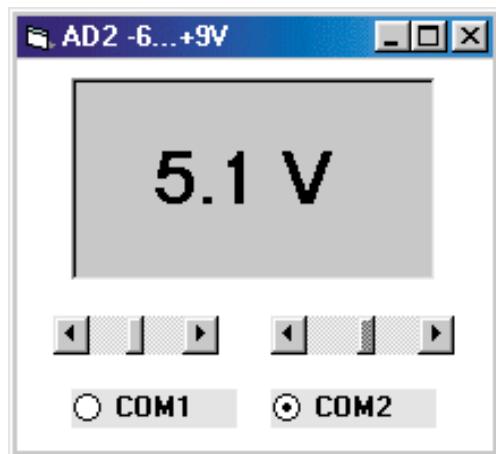


Figure 4. Le voltmètre terminé.

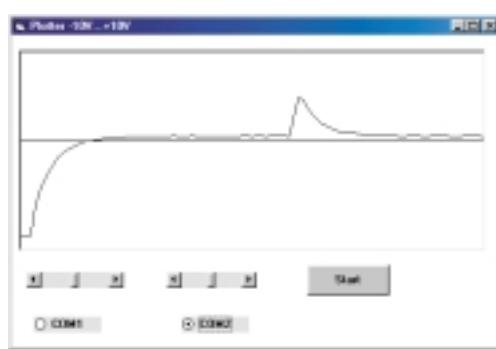


Figure 5. Le traceur de tension Plotter2.frm.

de 124 à 100 et dont la valeur initiale est de 112 détermine la pente. Lors du démarrage du programme, raccorder tout d'abord la ligne d'entrée et régler le zéro si nécessaire. Appliquer ensuite une tension connue à l'entrée. Corriger l'affichage avec le curseur de droite. Ce réajustement est souvent nécessaire car

Listage 2. Procédure de Timer après modification dans AD2.frm

```
Private Sub Timer1_Timer()
    RTS = 1
    DTR = 0
    U = 0
    REALTIME = (True)
    TIMEINIT
    While RI() = 0 And TIMERREAD() < 300
        Wend
        TIMEINIT
        For n = 1 To 255
            If RI() = 1 Then DTR = 1 Else DTR = 0: U = U + 1
            While TIMERREAD() < n
                Wend
            Next n
            REALTIME = False
            U = (U - HScroll11.Value) / HScroll12.Value * 10
            U = Int(U * 10) / 10
            DTR = 1
            Label1.Caption = Str$(U) + " V"
        End Sub
```

la tension de référence du CAN fournie par la sortie de la ligne DTR n'est pas très précise. La **figure 4** montre le programme en action.

Le CAN fournit à présent une précision et une fiabilité satisfaisantes. La résolution est égale à 0,1 V, la plage de mesure couvre environ -6 V à + 9 V. Ce dispositif n'est donc pas dépourvu de valeur pratique : on peut s'en servir par exemple pour vérifier des batteries. Les possibilités d'effectuer des investigations supplémentaires seront encore accrue par l'adjonction d'un traceur de la tension d'entrée (**figure 3**). La **figure 5** reproduit le résultat des mesures d'un condensateur soumis à de brefs cycles de charge négative et positive. On y voit les courbes de décharge exponentielle usuelles.

0 V mais à environ 0,7 V. La valeur exacte dépend du transistor et de la température. Une variation de température d'un degré Celsius déplace le seuil de 2 mV.

- Le rapport des 2 résistances de 27 kΩ influence la mesure, mais de façon négligeable par rapport aux autres sources d'erreur lorsque la tolérance des résistances est de 5 %.
- La valeur exacte du condensateur n'influence PAS les résultats de mesure. C'est un grand avantage de ce procédé de mesure. Même en utilisant 100 µF au lieu de 47 µF, on ne modifie pas les résultats de mesure.

Il est relativement simple d'améliorer le comparateur (**figure 6**) en utilisant 2 transistors au lieu d'un. Les 2 transistors NPN forment un amplificateur différentiel comme dans l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel. On peut compter sur le fait que les tensions base-émetteur ne diffèrent que de quelques millivolts à courant égal. Un changement de température n'aura plus aucune influence, pour autant qu'il agisse sur les 2 transistors de façon identique. Le courant commun des émetteurs par la résistance de 4,7 kΩ atteint environ 2 mA. Pour une tension de 0 V, le courant devrait se diviser exactement en deux. La chute de tension aux bornes de la

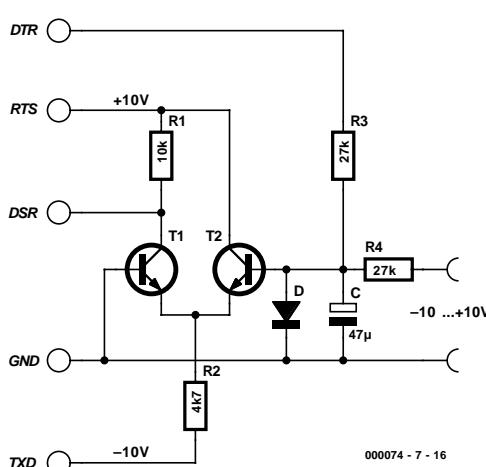


Figure 6. Le comparateur amélioré.

Améliorations hardware

Si l'on examine les sources d'erreur possibles de ce CAN primitif, on aperçoit partout des possibilités d'amélioration.

- La précision de base dépend de la tension de l'interface sérielle. Il serait préférable de faire appel à une source de référence autonome, mais cela compliquerait sensiblement le circuit.
- Le seuil de commutation d'un comparateur consistant en un simple transistor NPN ne se situe pas à

Listage 3. Les procédures de décision de la table traçante Plotter2.frm

```

Dim y1, y2, x1, x2, n

Private Sub Command1_Click()
    n = 0
End Sub

Private Sub Timer1_Timer()
    RTS 1
    DTR 0
    U = 0
    REALTIME (True)
    TIMEINIT
    While (RI() = 0) And (TIMEREAD() < 300)
        Wend
    TIMEINIT
    For i = 1 To 255
        If RI() = 1 Then DTR 1 Else DTR 0: U = U + 1
        While TIMEREAD() < i
            Wend
        Next i
        REALTIME (False)
        U = (U - HScroll1.Value) / HScroll2.Value * 10
        DTR 1
        y2 = 100 - U * 10
        If n = 0 Then y1 = y2: Picture1.Cls
            x1 = n
        n = n + 5
        x2 = n
        Picture1.Line (x1, y1)-(x2, y2)
        y1 = y2
    End Sub

```

résistance collecteur du second transistor atteint alors 10 V ; la tension collecteur est donc proche de

zéro et aussi du seuil de commutation de l'entrée DSR.
Contrairement au circuit initial, le

Listage 4. Routine de mesure comportant un total de 1 000 pas de quantification.

```

Private Sub Timer1_Timer()
    RTS 1
    DTR 0
    U = 0
    REALTIME (True)
    TIMEINIT
    While (DSR() = 1) And (TIMEREAD() < 300)
        Wend
    TIMEINIT
    For n = 1 To 1000
        If DSR() = 0 Then DTR 1 Else DTR 0: U = U + 1
        While TIMEREAD() < n
            Wend
        Next n
        REALTIME (False)
        U = (U - HScroll1.Value) / HScroll2.Value * 10
        U = Int(U * 100) / 100
        DTR 1
        Label1.Caption = Str$(U) + " V"
    End Sub
    End Sub

```

transistor n'empêche plus la tension du condensateur d'augmenter lors des intervalles de pause. C'est la raison de l'introduction de la diode Si qui limite la tension à 0,6 V. L'ensemble de ces modifications assure que l'affichage sera nul lorsque l'entrée est ouverte et que la plage de mesure s'étendra jusqu'à environ 10 V de part et d'autre. La **figure 7** reproduit le montage du convertisseur amélioré.

Optimisation du logiciel

Le programme est, lui aussi, susceptible d'améliorations. Il faut tout d'abord tenir compte de ce que la lecture effectuée par la ligne DSR est à présent inversée. La tension d'entrée se trouve donc dans l'état haut lorsque la tension du condensateur dépasse le seuil de commutation. L'amélioration des caractéristiques du circuit permet de mesurer à plus haute résolution en parcourant 1000 fois la boucle. Le **listage 4** montre le résultat de ces cogitations. La résolution est de 0,02 V pour une plage totale de 20 V. On peut donc, comme le montre la **figure 8**, afficher un chiffre significatif de plus après la virgule.

(000074-7)

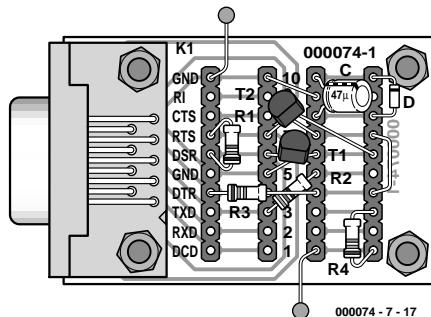


Figure 7. Montage du CAN amélioré sur la platine expérimentale.

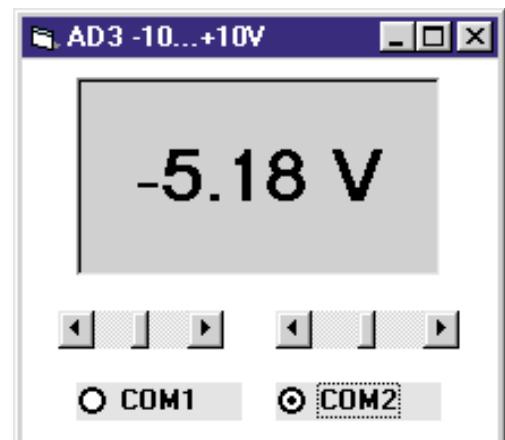


Figure 8. Affichage de 2 chiffres après la virgule.

Portage simplifié de projets sous Windows CE

Reiner Terörde

Le portage de Windows CE vers une nouvelle plate-forme matérielle n'est pas une tâche aisée. Reiner Terörde, manager du département outils de développement et support au ELDEC (European LSI Design and Engineering Centre) de Toshiba, se penche sur quelques-uns des problèmes rencontrés.

Les concepteurs de projets tournant sous Windows CE ont le choix entre 5 architectures de processeur -ARM, MIPS, PPC, SuperH et x86- architectures au coeur desquelles Microsoft a certifié pas moins de 178 processeurs (on pourra en trouver la liste complète à l'adresse Internet:
www.microsoft.com/windowsce/Embedded/resources/.

Ceci permet une sélection du composant convenant le mieux en termes de critères de concept tels que puissance, fonctionnalités et performances.

Le prix de cette flexibilité est qu'il faut, aux concepteurs, développer non seulement le logiciel requis par l'application mais également le matériel, porter Windows CE et adapter, voire développer ab initio, les pilotes de l'appareil concerné. Le présent article aborde ces différents aspects en prenant comme modèle un Webphone basé sur un processeur RISC MIPS TX de Toshiba.

Configuration matérielle

La figure 1 propose le Webphone doté de sa CPU et de sa mémoire de base. Windows CE peut « booter » à partir d'une capacité de ROM de 256 Koctets si l'on se contente du kernel, le besoin en capacité croissant dès lors que l'on a besoin de capacités réseau et/ou graphiques, voire d'un environnement Windows. En règle générale, les configurations de hard sous Windows CE incluent des interfaces pour claviers, affichages LCD, IrDA, USB, RS-232, Ethernet et cartes PC. Il

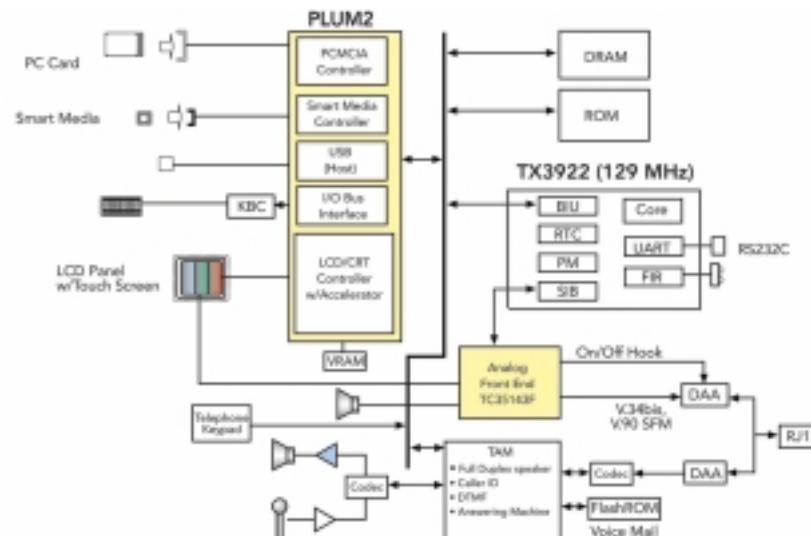


Figure 1. Le synoptique d'un webphone traduit avec réalisme une configuration matérielle sous Windows CE typique.

faut en outre, au Webphone, des connexions pour le téléphone, le haut-parleur et le microphone du téléphone.

Il n'est pas nécessaire de lancer le développement du circuit à partir de rien sachant qu'il existe des projets de référence Toshiba pour CE tels que « Juno » pour les processeurs TX3922 et « Pallas » pour les composants TX3912. Il est préférable que le nouveau projet respecte autant que possible la référence de manière à réduire

le débogage au strict nécessaire. Il faut à PB, le Windows CE Platform Builder, pour travailler efficacement, une interface sérielle et une interface parallèle pour le débogage et le téléchargement de l'image et/ou, pour des images de taille plus importante. Il n'est cependant pas désirable d'inclure des éléments additionnels pour un développement sur la carte-cible pour les éliminer ensuite. Au contraire, nombreux de concepteurs utilisent des cartes de débogage

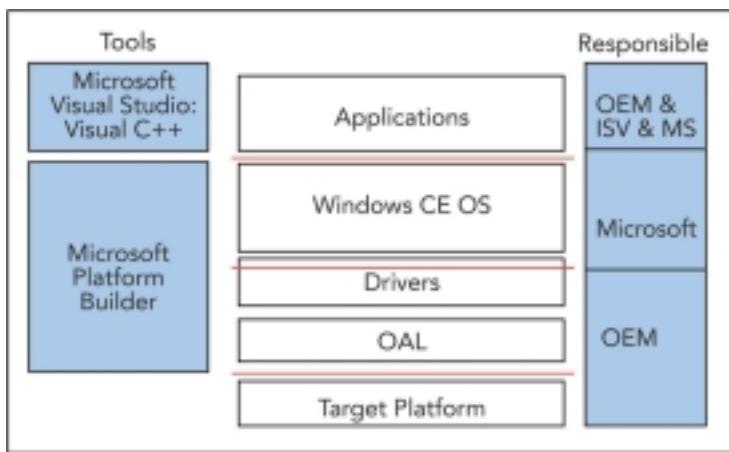


Figure 2. Structure simplifiée de Windows CE.

proposés avec les concepts de référence. Dans ce cas-là, le seul dispositif requis par la carte-cible est un petit connecteur servant à la relier à la carte de débogage.

Structure de Windows CE

On trouve, en figure 2, les principales composantes logicielles d'un système Windows CE. Les pivots d'un portage logiciel sont l'OAL (OEM Adaptation Layer) et la couche de DD (Device Driver), ces 2 couches assurant l'interface entre le système d'exploitation (OS) Windows CE et la cible. L'OAL est responsable de tâches importantes telles qu'initialisation du matériel, interruption, gestion horloge et consommation, fonctions d'entrées/sorties pour le débogage et procédure de démarrage. Dans le cas du Webphone il nous faut des DD pour les LCD, les panneaux tactiles, les claviers, les interfaces RS-232 et des fonctions telles que détection de l'identité de l'appelant (*Caller ID*), enregistrement vocal et lecture d'un message réponse (*answerphone*).

Les concepts de référence évitent d'avoir à développer les 2 couches à partir de zéro et leur transbordement vers une nouvelle carte. Le set de logiciels TAK (Toshiba Adaptation Kit) de Toshiba par exemple, permet un développement du logiciel en parallèle avec le matériel. Dès que le matériel est prêt, le TAK constitue la base pour le portage de l'OAL et des DD. Le TAK est fourni comme code-source incorporant l'OAL et les DD

pour les affichages LCD, les claviers, les interfaces sérielles, IrDA, les écrans tactiles, les contrôleurs PCMCIA, un hôte USB, SmartMedia™, Ethernet, des ports parallèles et un composant audio à forme d'onde.

Le TAK incorpore en outre un chargeur d'amorçage (*bootloader*) et des programmes de diagnostic. Ce chargeur d'amorçage, essentiel pour la séquence de lancement du système (figure 3), est en mesure de télécharger des images en ROM ou RAM avant leur exécution. La capacité de diagnostics est inestimable pour l'adaptation et le test de DD et permet de créer des programmes de diagnostic de la même façon que le seraient des applications sous Windows CE. Cette capacité présente également un intérêt majeur lors de la fabrication où elle peut lancer l'environnement de diagnostic pour procéder au test des composants montés sur la carte.

Le processus de portage

Les étapes-clé du processus de portage sont, dans l'ordre :

1. Vérification des fonctions de débogage de la carte et accès à la DRAM
2. Portage du bootloader
3. Portage de l'OAL
4. Vérification des composants à l'aide d'un programme de diagnostic
5. Portage de chacun des DD
6. Débogage et test de l'OAL et des DD
7. Optimisation

8. Faire image en ROM du produit

Une fois le système-cible terminé, il faudra commencer par vérifier des fonctions matérielles fondamentales avant de passer au développement du bootloader. Le bootloader lui-même requiert un fonctionnement stable de la ROM et de la RAM ainsi que les fonctions de carte de débogage suivantes :

- LED
- Afficheur à LED
- Interrupteur DIP
- Port série
- Port parallèle
- Contrôleur Ethernet

Pour cette étape le TAK fournit des programmes de test initial permettant de tester le matériel de première nécessité. Une fonction de test de la carte de débogage vérifie l'accès à la ROM Flash, aux LED, affichage à LED et interrupteurs DIP. Le test de DRAM s'assure d'un accès correct à la DRAM par :

- Positionnement des broches d'E/S et des broches MFIO
- Paramétrage mémoire
- Initialisation DRAM
- Configuration du cache
- Vérification de l'accès par algorithmes de test d'adresse, de mot, de demi-mot et de caractère (Char)

Le bootloader partage le paramétrage des broches d'E/S, la configuration de mémoire et l'initialisation de la DRAM avec les programmes de test initial. Les modifications restantes se limitent à une adaptation de la cartographie des adresses. La création du bootloader se fait dans l'environnement PB avant qu'il ne soit programmé dans la ROM d'amorçage (*Boot ROM*). Il est possible, une fois que le bootloader tourne, de télécharger des images par le biais des interfaces parallèle ou Ethernet. Imaginons, pour expliquer l'étape suivante, que nous créions « MINKERN ». Reposant sur le noyau CE le plus compact, il s'agit du projet le plus simple que propose PB.

Portage de l'OAL

MINKERN requiert un support matériel pour des fonctions de débogage, l'accès à la ROM/RAM ainsi que pour des fonctions de temporisation (*timer*). L'image MINKERN offre les outils de débogage suivants :

- **Cesh**
Cesh télécharge un programme vers la cible, le bootloader l'exécute ensuite. Cesh met également à disposition quelques fonctions de débogage.

- **windbg**
Ce débogueur au niveau du source offre des points d'arrêt, permet une exécution pas à pas, un examen de la pile et des fonctions de

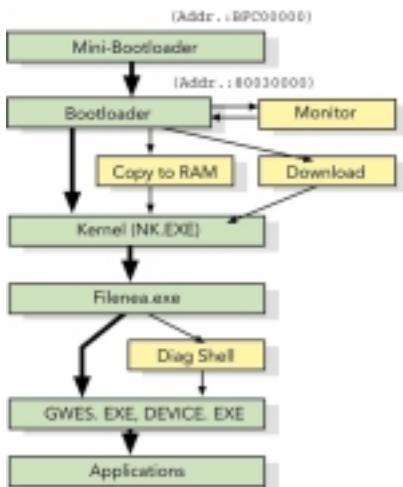


Figure 3. Séquence de démarrage (startup) d'un système.

débogage génériques, permettant le débogage des pilotes et des applications.

Comme on a procédé, lors du développement du bootloader, à un test de base du matériel et à son initialisation, il n'est pas nécessaire de modifier cet élément dans l'OAL. La relation entre les routines d'initialisation et le paramétrage entre le bootloader et l'OAL est décrite dans les spécifications de conception de l'OAL. De par la présence, dans les processeurs TX3912 et TX3922, d'un temporisateur en temps réel, il est possible de reprendre le code d'initialisation sans modifications. En cas d'adjonction de périphériques additionnels à la cible, il faudra procéder à l'initialisation du (ou des) pilote(s) au cours de la routine d'initialisation de l'OAL.

Nous pouvons, après diagnostic et le test du portage de l'OAL et des composants, créer la première image complète de Windows CE en nous aidant du projet « MAXALL ». Tous les pilotes de périphériques y sont inclus, le fonctionnement entre eux et avec l'OAL a été vérifié. Il faudra, en cas d'adjonction ou de suppression d'un pilote de périphérique, modifier la routine du programme de traitement d'interruption (*interrupt handler*) de l'OAL. On dispose de l'environnement de débogage PB dans sa totalité.

Optimisation du système

Il devient possible, une fois ces étapes de portage majeures effectuées, de procéder à des démonstration de prototype. Cependant, dans le cas d'applications sous Windows CE, des spécificités telles que gestion de la consommation, configuration de la mémoire et taille du remplissage de cache ont un impact majeur sur les performances. Il reste

Tableau 1: Données de référence pour la consommation de puissance.

Plateforme	Idle (mA)	Suspend (mA)
Juno (TX3922-129 MHz)	35,4	13,3 0,07 0,02
Pallas (TX3912-75 MHz)	-	33,5 - 0,01

partant à peaufiner le paramétrage du système.

En ce qui concerne la gestion de la consommation (*power management*), Windows CE supporte des fonctions telles que *Suspend/Resume* et *Idle*. Ces fonctions sont supportées dans le TAK et optimisées pour les cartes Pallas et Juno des systèmes TX RISC.

Le mode *Suspend/Resume* est traité dans l'OAL. Le TAK dispose également de dispositifs de gestion de puissance indépendamment pour chaque pilote de périphérique et le kernel. La consommation du système en mode Suspend est un facteur important, le logiciel pouvant décider de l'état des broches d'E/S et MFIO de la CPU dans ce mode. Un mauvais paramétrage des valeurs correspondantes se traduit par une augmentation de la consommation. Il est heureusement possible, par le biais de la fonction de suivi (monitor) de modifier ces valeurs et de procéder instantanément à une mesure. On pourra, si la consommation atteinte est satisfaisante, générer une nouvelle image avec ces valeurs réactualisées.

La consommation en mode de veille (*Idle*) est importante elle aussi sachant qu'elle détermine la durée de fonctionnement sur accus des appareils portables. Chaque pilote de périphérique se doit de minimiser la consommation de « son » périphérique lorsque ce dernier est inactif. Le noyau de Windows CE appelle la fonction OEMIdle dans l'OAL en l'absence de threads prêts à être exécutés. Le TAK s'arrête alors ou réduit la fréquence d'horloge en vue de diminuer la consommation de courant. Le **tableau 1** montre la consommation des cartes de référence de Toshiba, valeurs qui pourront servir de référence pour de nouveaux projets. La mesure de consommations sensiblement plus importantes que ces valeurs traduisent des pertes de puissance dues à certains pilotes, de sorte qu'il est

recommandé de régler encore mieux les paramètres-clé.

La taille du système de remplissage de cache exerce également une influence sur les performances. Dès lors qu'un programme requiert un flux continu de données ou d'instructions le « remplisseur » de cache doit être important (si tant est que la mémoire externe permette des temps d'accès suffisamment courts). À l'inverse, pour les programmes requérant des données ou instructions aléatoires doivent avoir une taille de remplisseur de cache faible. Les améliorations au niveau des performances en fonction d'un changement de taille du remplisseur de cache dépendent beaucoup du programme de test (*benchmark*) utilisé. Il n'existe pas de paramétrage universel convenant à tous les programmes. Il faudra partant paramétrier la taille du remplisseur de cache en fonction de la spécificité marquante du système-cible. Le PB Windows CE met à disposition des outils de mesure de performance pour le réglage de l'application et des DD, le moniteur TAK servant quant à lui au réglage proprement dit.

Programme IP standard

Des dessins produits de référence peuvent constituer une aide précieuse lors du développement d'un produit tournant sous Windows CE dans des délais raisonnables. Des IP en provenance de fabricants de semi-conducteurs, Microsoft et des vendeurs de programmes indépendants réduisent sensiblement les efforts que requiert un développement. On voit par exemple, sur la **figure 1**, que le Webphone ne possède pas de Modem. En réalité, il a été doté du modem logiciel V.43bis et V.90 de Toshiba. Relié à l'image Windows CE sous la forme d'une DLL, le softmodem IP se laisse intégrer facilement au programme d'application.

(017013)

MIDI-Lights

Pilotage de projecteurs de diapos par instructions MIDI

André Mylle

Nous avons vu, dans un article publié le mois dernier, que MIDI était en mesure de piloter d'autres périphériques qu'uniquement des instruments de musique. Nous allons, cette fois-ci, utiliser les signaux MIDI pour piloter des sources de lumière. Ce montage comporte 4 sorties à triac réglables et 8 relais en vue, par exemple, de piloter 4 projecteurs de diapositives.



Lors de spectacles « son & lumière » il n'est pas toujours très simple de synchroniser parfaitement lumière et son lorsque les signaux de pilotage de ces 2 « éléments » se trouvent sur des supports (média) différents.

La palette d'appareils professionnels permettant une synchronisation est bien étendue, mais leur coût dépasse souvent les limites du budget que s'est fixé un amateur.

Les systèmes plus abordables ont eux l'inconvénient de ne pas pouvoir être dotés d'extensions et bien souvent, incapables de travailler avec des appareils d'une autre marque.

C'est dans ce cadre qu'est né l'idée de piloter des projecteurs (de diapositives) et des relais par le biais de MIDI, processus permettant de traiter des « événements-lumière » (*light-events*) par opposition à *music-events*) dans le cadre d'un séquenceur MIDI/audio. La synchronisation ne constitue plus alors de problème vu que l'ensemble des processus peut être piloté depuis le PC. Le choix de MIDI comme médium rend l'utilisation de MIDI-Lights indépendant tant du matériel que du logiciel. Si l'on dispose d'un séquenceur MIDI doté de possibilités audio, il devient

Tableau 1. Types d'instructions MIDI.

channel voice messages	channel mode messages	system common messages	system realtime messages	system exclusive messages
note off	all sound off	midi timecode quarter frame	timing clock	system exclusive
note on	reset all controllers	song position pointer	start	sample dump
Poly pressure	local control	song select	continue	device inquiry
control change	all notes off	tune request	stop	file dump
program change	omni off	eox (end of exclusive)	active sensing	...
channel pressure	omni on		system reset	midi show control
Pitch bend	mono on (poly off)			midi machine control
	Poly on (mono off)			...

possible, avec MIDI, de mélanger (mixer) l'audio échantillonnée. Si, de plus, l'on dispose de plus d'une sortie MIDI distincte, il devient même possible de connecter plusieurs modules de lumière.

La solution MIDI

L'idée n'a rien de révolutionnaire vu que l'on trouvait déjà, dans les définitions V1.0 de la MMA (*MIDI Manufacturers Association*), sous le chapitre MSC (*Midi Show Control*), des protocoles définis pour, entre autres, la commande de systèmes de lumière, de stroboscopes, de lasers, et autres projecteurs de cinéma.

Ces instructions MSC sont des instructions « *system-exclusive* ». Il existe une grande variété d'applications de ces instructions, ce qui implique inévitablement qu'elles sont plus délicates à créer et qu'elles ne se laissent pas aisément éditer à l'aide d'un séquenceur « ordinaire ». Une telle instruction MSC de pilotage de dispositifs lumineux a vite fait de

prendre une longueur de 12 octets. Si partant on désire envoyer ces instructions MSC en même temps que de la musique MIDI par le biais de la même interface MIDI, on est assuré de créer des embouteillages sur le câble MIDI concerné.

Problème plus grave que la (sur)charge du câble MIDI, celui d'une quasi-impossibilité de représenter de façon graphique, sur un séquenceur, les instructions sysex. On aura au mieux, dans la liste d'exécution, une série de caractères hexadécimaux. Il est pratiquement impossible d'édition des événements-lumière en même temps que de la musique. Il existe cependant une autre possibilité.

Le tableau 1 propose un panorama des différents types d'instructions MIDI, sous lequel on trouve une petite liste des instructions les plus utilisées.

Normalement, toutes les instructions de commande de lumière font donc partie de la catégorie MCS des « *system exclusive messages* ». Si nous

nous intéressons cependant à la rubrique « *control change* » des « *channel voice messages* » on constate que ces instructions-là ne comportent que 3 octets : un octet d'état (*status*) et 2 octets de donnée. Une telle instruction de « *control-change* » sert, comme l'indique sa dénomination, à modifier le paramétrage d'une source de signal sonore, qu'il s'agisse du volume, de l'écho ou autre *panning*.

La plupart des 128 control-changes (cf. le cadre « Octets MIDI » possibles) est attribuée de façon définitive, mais il en reste quelques-uns pour lesquels il existe une liberté d'attribution à, par exemple, des fonctions dépendant des touches. Pour peu que l'on choisisse, pour nos contrôleurs MIDI chargés de la commande de signaux lumineux, très précisément au nombre de ces contrôleurs libres les choses deviennent tout d'un coup beaucoup plus simples. On pourra en effet traiter le pilotage de signaux lumineux de la même façon qu'on le ferait pour la modulation ou le volume. Ce qui est intéressant dans cette approche est que l'on pourra programmer le clavier-maître (*master-keyboard*) ou le séquenceur de façon à ce que la roue de modulation commande la lumière et que la pédale de *sustain* serve à la

Tableau 2. Contrôleurs utilisés.

General purpose continuous controller # 1	ctrl 16	luminosité projecteur # 1
General purpose continuous controller # 2	ctrl 17	luminosité projecteur # 2
General purpose continuous controller # 3	ctrl 18	luminosité projecteur # 3
General purpose continuous controller # 4	ctrl 19	luminosité projecteur # 4
General purpose switch controller # 5	ctrl 80	relais projecteur # 1
General purpose switch controller # 6	ctrl 81	relais projecteur # 2
General purpose switch controller # 7	ctrl 82	relais projecteur # 3
General purpose switch controller # 8	ctrl 83	relais projecteur # 4
undefined controller	ctrl 84	relais additionnel # 1
undefined controller	ctrl 85	relais additionnel # 2
undefined controller	ctrl 86	relais additionnel # 3
undefined controller	ctrl 87	relais additionnel # 4
reset all controllers (<running status>, cf. texte).	ctrl 121	reconnaissance de toutes les lampes et relais de l'état en cours

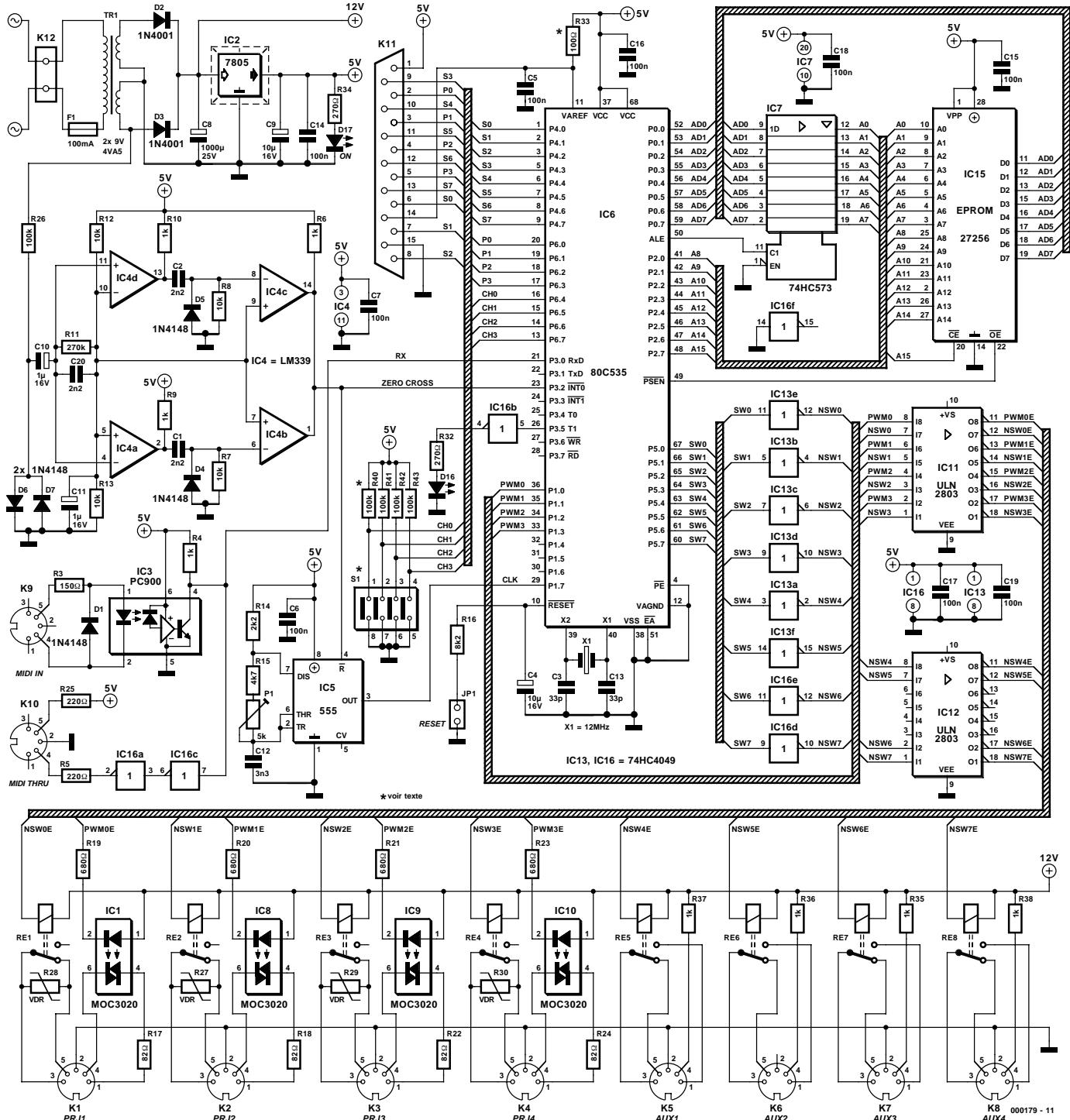


Figure 1. Schéma du montage que nous avons baptisé « MIDI-Lights ».

commande du relais. En dotant le module-lumière d'une connexion MIDI THRU il devient possible de le prendre en série avec une liaison de mélanger vers le module-son. Cette approche n'est bien entendu utilisable qu'à condition que le module-son ne réagisse pas aux contrôleurs utilisés par le module-lumière. C'est pourquoi on choisit ces derniers de manière à éliminer quasiment tout risque d'interférence. Le module MIDI-Lights n'utilise

que quelques contrôleurs du canal MIDI n°16 et comme les fichiers MIDI n'utilisent qu'exceptionnellement ces contrôleurs spécifiques du canal 16, on ne risque guère de problème de ce côté-là. Le module MIDI-Lights est en mesure de piloter 4 projecteurs et 8 relais par le biais des contrôleurs MIDI donnés dans le **tableau 2**.

Possibilités

Pilotage de 4 projecteurs

Le pilotage de la luminosité se fait en temps réel par la valeur du contrôleur. Chaque changement de luminosité requiert un événement. La valeur « 0 » correspond à une extinction de la lumière, la valeur « 127 » à son niveau maximum. Le préchauffage est ajustable et iden-

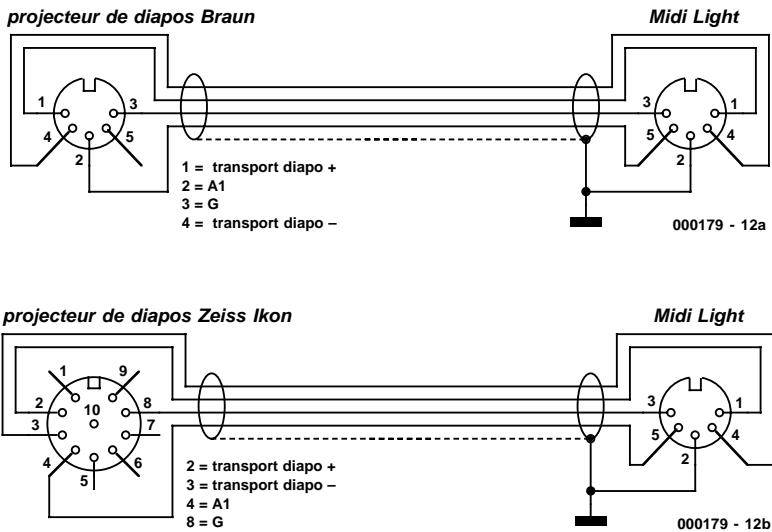


Figure 2. Brochages des embases de commande des projecteurs de diapositives des marques Braun et Zeiss Ikon.

tique pour les 4 canaux. Il est effectué une linéarisation de la caractéristique de l'ampoule.

Pilotage de 4 contacts travail

(À utiliser, par exemple, pour la commutation de diapositives)

La commande du relais se fait en temps réel par la valeur du contrôleur.

Chaque changement d'état requiert un événement. Une valeur « 0 » se traduit par un contact ouvert, la valeur « 127 » par un contact fermé. Cela signifie que l'utilisateur détermine le durée de fermeture du contact.

Pilotage de 4 relais

(On pourra utiliser des contacts travail ou ouvert pour les applications les plus diverses)

La commande du relais se fait en temps réel par la valeur du contrôleur.

Chaque changement d'état requiert un événement. Une valeur « 0 » traduit un relais inactif, la valeur « 127 » produisant l'activation du relais. L'embase DIN met à disposition tant le contact travail que le contact repos ainsi qu'une ligne 12 V disponible au travers d'une résistance-série. Cette approche augmente

l'universalité de l'interface sachant qu'il devient possible de commuter par les contacts soit directement en basse-tension soit, du 230 V par le biais d'un opto-triac. Pour cette dernière solution on mettra l'opto-triac et le triac de puissance dans un coffret secteur de sorte que le reste du système est parfaitement isolé des 230 V du secteur. Ne jamais utiliser les contacts d'un relais pour commuter directement du 230 V !

Le matériel

Le module-lumière, dont on retrouve le schéma en **figure 1**, est basé sur un 80C535-12 d'Infineon (ex-Siemens). Il s'agit d'un membre de la famille 8051 doté, entre autres périphériques, de 4 modulateurs en largeur d'impulsion (MLI, PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais) entourant le temporisateur 2, 7 ports d'E/S et un convertisseur analogique/numérique à 8 canaux. Le sous-ensemble du MLI se charge du découpage de phase de la tension secteur appliquée aux 4 ampoules de projecteur.

Chacune des sorties MLI attaque un opto-triac du type MOC3020, IC1, IC8 à IC10, qui amorcent à leur tour un triac de puissance monté dans le projecteur. La seule opération à effectuer sur le projecteur consiste à la mise en place d'un triac. Il suffit, dans le cas des projecteurs déjà doté d'un dispositif de commande de la luminosité, de rendre accessibles de l'extérieur les connexion d'anode et de grille. La **figure 2** vous propose le brochage actuel d'un certain nombre de projecteurs.

De manière à obtenir un pilotage des modulateurs MLI parfaitement synchrone avec le secteur nous avons réalisé un détecteur de passage par zéro précis à base d'un quadruple comparateur du type LM339, IC4, chargé d'activer une interruption 0 sur la broche 32 du processeur toutes les 10 ms. Ce détecteur a été conçu avec toute l'attention requise pour éviter que le pilotage de luminosité ne soit perturbé par le signal de code temporel de 1 350 Hz superposé aux 50 Hz de la tension du secteur. Le signal de tension alternative est dérivé de la tension seconde (la plus élevée disponible) sur le transformateur secteur. On voit apparaître, alternativement, sur les sorties des 2 premiers comparateurs un flanc descendant à l'instant précis du passage par zéro de la tension du secteur. Un réseau RC associé à une seconde paire de comparateur transforme ces flancs en une brève impulsion de quelques microsecondes, longueur suffisante pour être détectée par la routine de traitement d'interruptions. Il est donc fait appel à cette routine toutes les 10 ms.

Running status

Les instructions MIDI (« control change » par exemple) se décomposent en un octet d'état (statusbyte) suivi d'un ou de plusieurs octets de donnée (databyte). L'octet d'état définit le type d'instruction en cours d'arrivée, les databytes étant les octets de données proprement dits. Dans le cas d'un « control change » par exemple, l'octet d'état est suivi par 2 octets de données.

Le premier de ces octets intègre le numéro de contrôleur, le second donne la valeur à prendre par le dit contrôleur. Si l'instruction MIDI suivante est à nouveau un « control change » et qu'elle est destinée au même canal MIDI, il n'est pas nécessaire de reprendre l'octet d'état. Cet octet d'état serait en effet parfaitement identique au précédent. Dans le cas d'instructions MIDI du même type et destinées au même canal MIDI successives, on se contente d'envoyer un octet d'état au début de la série d'instructions. Si ce train d'instructions est suivi par un événement (event) dont l'octet d'état est différent du précédent, il faudra bien évidemment envoyer ce nouvel octet d'état. L'ensemble de ce mécanisme est appelé « running status » (état de fonctionnement). Certains appareils MIDI d'une génération plus ancienne ne savent que faire de ce « running status », ce qui explique que les séquenceurs actuels les plus performants permettent de mettre ce mode hors-fonction.

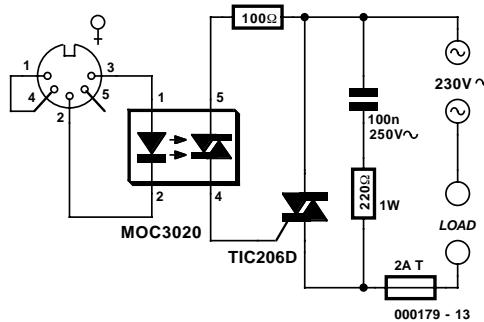


Figure 3. Schéma d'un circuit permettant de piloter des charges alimentées en 230 V (2 A maximum).

La détection du passage par zéro se faisant sur l'enroulement du secondaire du module lui-même, et non pas dans le projecteur, il n'est pas nécessaire que le passage par zéro de la lampe se fasse très exactement à l'instant de l'impulsion du détecteur. Dans la pratique, cette (faible) désynchronisation est totalement imperceptible tant que le module et les projecteurs sont alimentés par la même phase du secteur.

IC5, un 555 tout ce qu'il y a de plus classique sert de générateur de l'horloge MLI dont la fréquence est proche de 28 kHz. Lors de chaque passage par zéro le détecteur de passage par zéro remet ce signal à zéro (*reset*). Cette opération est nécessaire pour commencer joliment chaque demi-période de la tension du secteur avec une impulsion entière. Si l'on ne prenait pas cette précaution on constaterait une légère ondulation de la luminosité due au fait que l'horloge MLI n'est pas un multiple entier de la fréquence du secteur.

L'interface MIDI-IN qui respecte le standard MIDI se résume en fait à un opto-coupleur du type PC900, IC3, relié au port série du microcontrôleur. L'entrée MIDI est également câblé immédiatement vers la sortie MIDI, de sorte que le module-lumière puisse être pris en série avec des appareils existants. La LED D16 s'illumine brièvement à la réception par le module de signaux de commande destinés aux projecteurs ou

aux relais.

La commande des relais Re1 à Re8 se fait par l'intermédiaire du port 5 au travers des tampons IC13 et IC16 et des circuits de commande (*driver*) de relais IC11 et IC12.

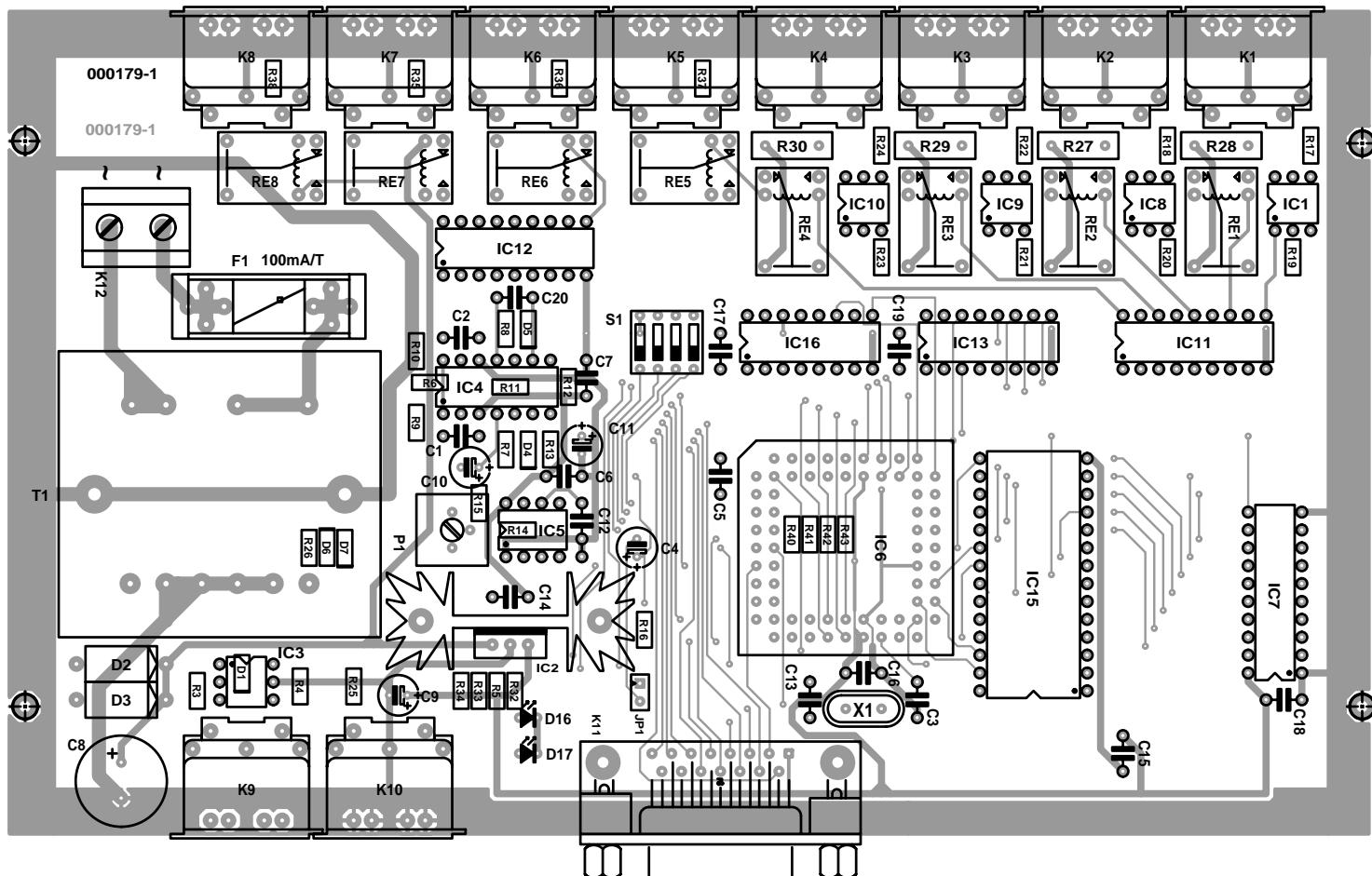
Les contacts des relais Re1 à Re4 sont déparasités à l'aide de composants dont la résistance varie en fonction de la tension, des VDR (*Voltage Dependent Resistor*), à savoir les résistances R27 à R30.

Que reste-t-il à ajouter sinon que le verrou IC7 filtre, par le biais du signal ALE, les bits de poids faible (LSB) du bus de données à l'intention de l'EPROM.

Le logiciel

Il se décompose en 3 sous-ensembles :

- le détecteur de passage par zéro déclenche la routine INT0 chargée d'assurer le découpage de phase par la lecture des registres CC.
- L'interruption série place tous les octets MIDI entrants dans un tam-



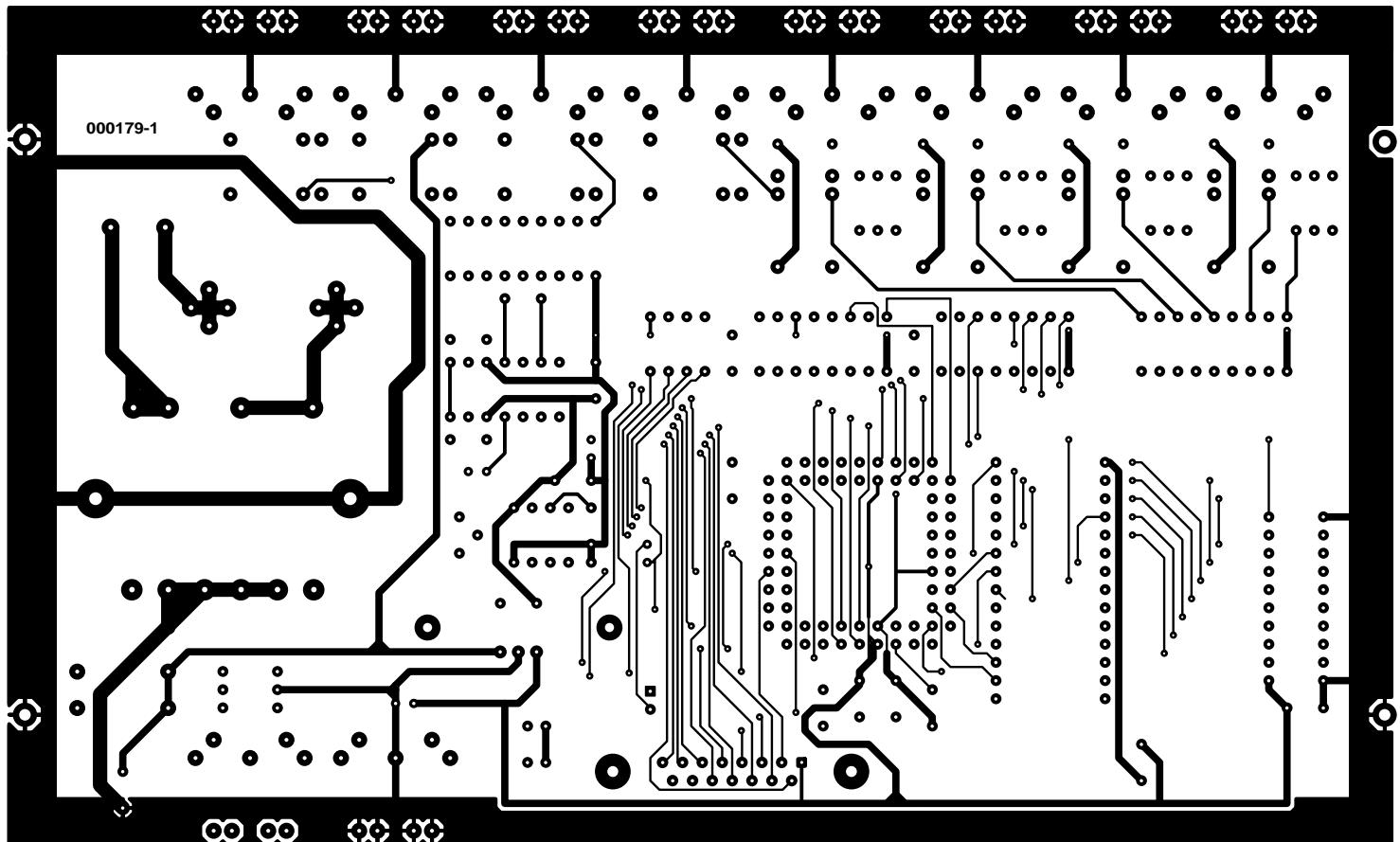
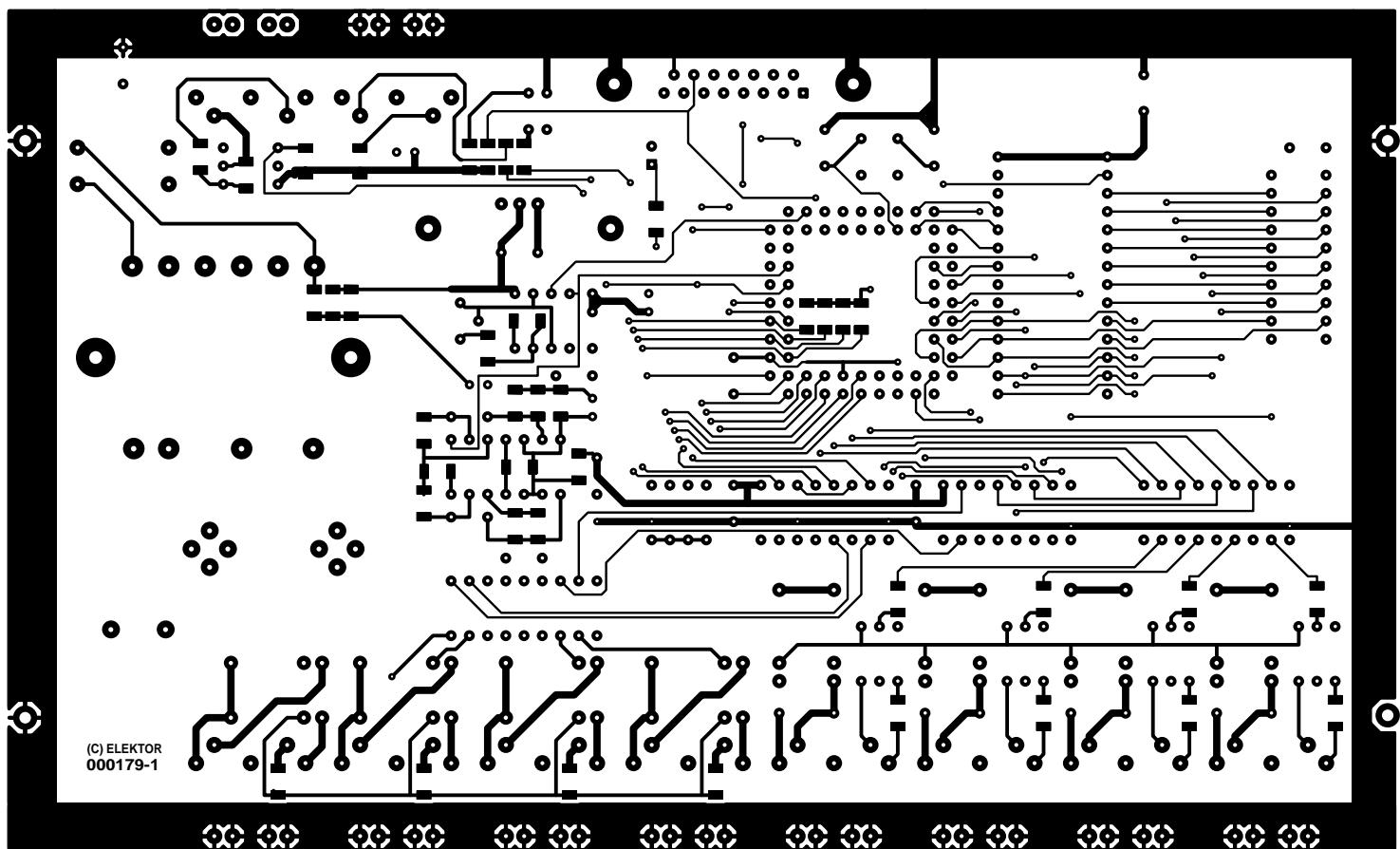


Figure 4. Cette platine double face reçoit également le transformateur et toutes les embases de connexion.

pon d'une longueur de 128 octets.

Le programme principal lit les octets du tampon et traite les instructions devant être prises en compte. Au cours de cette opération il est procédé à la détection de l'état en cours (*running status*), on a commandé des relais et rafraîchissement des registres CC. Le processus de découpage de phase se déroule de la manière suivante :

L'impulsion générée par le détecteur de passage par zéro déclenche l'interruption IRQ0 qui met, toutes les 10 ms (intervalle qui correspond à une demi-période de la tension du secteur), le temporisateur 2 à la valeur 65 535 (FFFF_{HEX}).

La première impulsion d'horloge MLI produit, au niveau du temporisateur, un dépassement (*overflow*) de sorte que le compteur se remet à compter à partir de zéro. Ce dépassement remet toutes les sorties MLI à « 0 ». Ce processus a lieu immédiatement après le passage par zéro. Le compteur poursuit son comptage au rythme de l'horloge MLI qui génère 256 impulsions (cf. plus loin) au cours de ces 10 ms.

Chaque sortie MLI dispose d'un registre de capture & comparaison (*capture&compare*) qui contient, pour chaque sortie, une valeur correspondant au découpage de phase requis. Lorsque le contenu du compteur du temporisateur « timer 2 » est égal à la valeur contenue dans le registre CC, la sortie MLI correspondante est mise à « 1 » ce qui entraîne l'amorçage du triac. Il est ainsi possible, par modification de la valeur contenue dans les registres CC, de régler le découpage de phase de chaque canal, d'un niveau de luminosité zéro (éteint, CC mis à FFFF_{HEX}) au maximum (CC à 0000_{HEX}).

Signalons au passage que les CC sont des registres à 16 bits, alors que les contrôleurs MIDI ne reconnaissent que 128 valeurs (7 bits). Nous ne jouons ici que l'octet de poids fort (LSB), l'octet de poids fort (MSB) étant à FF_{HEX} mais procédons à une opération au cours de laquelle les valeurs 0 à 127 du contrôleur MIDI sont converties, par le biais d'une matrice, en nombres allant de 255 à 0. En choisissant de ne pas opter pour une matrice parfaitement linéaire, nous assurons du même coup une linéarisation de la caractéristique de l'ampoule. Ainsi, lors du pilotage de l'ampoule de zéro à sa luminosité maximale on a l'impression de se trouver en présence de pas parfaitement identiques sur l'ensemble du domaine de réglage.

Par le choix d'un paramétrage légèrement supérieur de l'horloge MLI à ces 256 impulsions, à 280 toutes les 10 ms (= 28 kHz) par exemple, le compteur arrive à zéro, dans le cas du choix de la luminosité minimale, quelques courts instants avant l'arrivée du

Octets MIDI

En MIDI, le bit de poids fort (MSB = Most Significant Bit) détermine s'y s'agit d'un octet d'état (MSB = « 1 ») ou d'un octet de donnée (MSB = « 0 »). Les octets de donnée ont ainsi encore des valeurs à 7 bits; dans le cas d'un « control change » le premier octet de donnée comporte, nous le disons dans un autre encadré, le numéro du contrôleur, le second octet de donnée représentant sa valeur. Si l'on a besoin de résolutions plus élevées, comme dans le cas d'un « pitch bend », on envoie, pour la valeur du contrôleur, un octet additionnel ou encore, on utilise, comme le font certains contrôleurs, un contrôleur MSB (= Most Significant... Byte (octet) cette fois) et un contrôleur LSB (= Least Significant Byte = octet de poids faible). Il est partant possible de piloter 128 contrôleurs différents. Il existe heureusement des standards MIDI tels que GM, GS et XG, qui ont pour fonction, entre autres, de faire qu'un numéro de contrôleur donné remplisse toujours la même fonction sur différents appareils. De ce fait, le résultat de l'exécution de fichiers MIDI, sur diverses sources sonores de plusieurs fabricants différent reste quand même assez cohérent.

passage par zéro suivant. De ce fait, à la luminosité minimale, la lampe ne s'éteint pas complètement. Ce léger

préchauffage permet à la lampe de réagir plus rapidement lors du fondu vers une luminosité plus importante

Liste des composants

Résistances :

(Toutes les résistances du type SMD1206)
 R1,R2,R31 = non utilisé
 R3 = 150 Ω
 R4,R6,R9,R10,R35 à R38 = 1 kΩ
 R5,R25 = 220 Ω
 R7,R8,R12,R13 = 10 kΩ
 R11 = 270 kΩ
 R14 = 2kΩ
 R15 = 4kΩ
 R16 = 8kΩ
 R17,R18,R22,R24 = 82 Ω
 R19 à R21,R23 = 680 Ω
 R26,R40 à R43* = 100 kΩ
 R27 à R30 = VDR 48 à 96 V, tel que Siemens S10K50 ou S07K50
 R32,R34 = 270 Ω
 R33 = 100 Ω*
 P1 = ajustable 5 kΩ modèle vertical standard ou Bourns 3386

Condensateurs :

C1,C2,C20 = 2nF2
 C3,C13 = 33 pF
 C4,C9 = 10 µF/16 V radial
 C5 à C7,C14 à C19 = 100 nF au pas de 5 mm
 C8 = 1 000 µF/25 V radial
 C10,C11 = 1 µF/16 V radial
 C12 = 3nF3
 C14 = 100 pF

Semi-conducteurs :

D1,D4 à D7 = LL4148 SMD
 D2,D3 = 1N4001
 D16 = LED verte
 D17 = LED jaune

IC1,IC8 à IC10 = MOC3020
 (fabricant QT, anciennement Motorola : www.qtopto.com)

IC2 = 7805
 IC3 = PC900 (Sharp)
 IC4 = LM339
 IC5 = 555
 IC6 = SAB80C535-N ou SAB80C515-N (Siemens)
 IC7 = 74HC573
 IC11,IC12 = ULN2803 (Sprague)
 IC13,IC16 = 74HC4049
 IC15 = 27256 (programmée
EPS000179-21)

Divers :

K1 à K10 = embase DIN 5 contacts en équerre encartable sur 180 °
 K11 = embase sub D à 15 contacts en équerre femelle encartable*
 K12 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 X1 = quartz 12 MHz
 F1 = fusible 100 mA avec porte-fusible encartable
 S1 = quadrupole interrupteur DIP
 T1 = transformateur secteur, sec. 2 x 9 V/4,5 VA (tel que, par exemple, Monacor VTR4209)
 JP1 = embase autosécable à 2 contacts support PLCC à 68 contacts radiateur pour IC2, tel que, par exemple, SK104-50 (Fischer)
 Re1 à Re8 = relais 12 V (tel que, par exemple, Zettler AZ5Y-1C-12DE ou Siemens V23101-D6-A201 boîtier LC650 (EURODIS)* n'est pas indispensable, est destinée à d'éventuelles extensions

Créer des controller-events avec Cubasis AV

Il est relativement facile, avec le programme Cubasis de Steinberg, de créer des instructions contrôleur. On commencera par paramétriser la base de temps. Si l'on se sert au départ d'un fichier MIDI, ce paramètre est, bien entendu, déjà défini. Si l'on se sert uniquement d'audio, il faudra le définir soi-même. L'axe de temps est subdivisé en mesures. Le nombre de mesures exécutées par seconde répond à la formule :

$$\text{Tempo} \times \text{échelle des mesures} / 60.$$

Un exemple : 120 bpm (beats per minute) et 2/4 donne une mesure par seconde. Attention, la première barre de mesure est « 1 ». Lorsque l'on en est à la barre de mesure « 10 », il se sera écoulé 9 secondes.

L'approche la plus simple consiste à créer des partitions (parts) pour chaque série de contrôleurs. On fera par exemple ainsi des partitions pour montée longue (infade long), montée rapide (infade short), descente (outfade), commutation, etc... Chaque partition reçoit un nom propre. On trouve ainsi, dans une telle partition, des événements contrôleur (controller-event).

Voici comment créer un « controller-event » :

- Déterminer la longueur de la partition et positionner des marqueurs (marker) aux points de début et de fin que l'on veut définir.
- Sélecter à gauche la piste (track) active et le placer sur le canal MIDI n°16 de l'interface MIDI-OUT.
- Effectuer un double clic sur l'intervalle vide entre les marqueurs à hauteur de la piste. On voit s'afficher une partition vide.
- Sélecter cette partition.
- Cliquer « Edit - List » puis « ins. control change » dans le menu déroulant qui s'affiche ensuite.
- Sélecter, à l'aide du bouton droit de la souris le crayon de la partie droite de l'écran et dessiner un premier « event » au début de la partition.
- Modifier le numéro de contrôleur au niveau de la liste « val. 1 » en y entrant le numéro requis. Ce sera un « 15 » dans le cas du premier canal. On voit s'afficher dans le champ d'état le nom de ce contrôleur « General Purpose 1 ». La valeur de luminosité « val. 2 » pourra aller de 0 (éteint) à 127 (max).
- Cliquer « Edit - Edit ». En bas à gauche s'affiche le numéro de contrôleur 15. Ne pas cliquer dessus, le menu déroulant ne comportant pas tous les 127 contrôleurs. Pour d'autres contrôleurs cela ne fonctionne que si l'on utilise un contrôleur sélectionné dans « List Edit ».
- Dans la partie inférieure de l'écran on choisit, par un clic souris droit, le réticule ou le crayon. On dessine, de nouveaux events, en maintenant la touche Alt enfoncée, en les trainant de la valeur de début à la valeur de fin. Le paramètre « snap » permet de jouer sur la résolution.
- Lorsque l'on veut procéder, dans une partition, à une commutation, on commence par envoyer la valeur 127, puis la valeur 0. Sachant que c'est vous qui déterminez l'intervalle séparant ces 2 valeurs, il devient possible, sur certains projecteurs, de procéder à une commutation avant ou arrière.

Une fois que l'on a créé une « bibliothèque » comportant un certain nombre de partitions de base, la partie la plus pénible du travail est terminée vu qu'il suffit ensuite de recopier les dites partitions.

suivant (*in-fade*). Ce paramétrage étant effectué au niveau de l'horloge MLI, il est identique pour toutes les lampes.

Si l'on ne tient pas compte du rechargement du temporisateur 2 au cours de la routine d'interruption, la seule tâche du microcontrôleur est, en ce qui concerne le découpage de phase, le rafraîchissement des registres CC. Ce processus doit impérativement se faire au cours du passage par zéro.

On risque, si l'on omet de veiller à ce point crucial, de voir la lampe scintiller vu que la nouvelle valeur pour être plus faible que l'état réel, à cet instant, du temporisateur.

La routine d'interruption sérielle place les octets MIDI entrants dans un tampon FIFO (*First In First Out*) d'une taille de 128 octets, le programme principal se chargeant ensuite du traitement des octets se trouvant dans le tampon.

Réalisation et réglage

Nous avons développé à l'intention de cette réalisation une platine double face à trous métallisés sur laquelle prennent également place le transformateur secteur et tous les connecteur, platine représenté en **figure 3**. Assurez-vous, lors de l'achat du support PLCC68 destiné au microcontrôleur qu'il est utilisable sur cette platine; il existe en effet plusieurs modèles de supports dont la disposition des broches est différente d'une « variété » à l'autre. Pour le reste, la réalisation n'a rien de bien compliqué. La procédure la plus pratique consiste à monter successivement les composants passifs, les diodes, les supports des circuits intégrés, les relais, pour terminer par les embases et connecteurs. Les circuits intégrés proprement dits ne seront mis en place qu'après vérification des tensions d'alimentation. Hormis IC1 et IC3, tous les autres circuits intégrés pourront être montés à même le circuit imprimé (sans support donc). On notera que le dessin des pistes convient, au niveau du transformateur secteur, à différents types de transformateurs. Assurez-vous que les broches du transformateur reliées à la tension du secteur se trouvent bien, dans tous les cas de figure, du côté du fusible.

Mettez P1 à mi-course et connectez les projecteurs aux embases K2 à K5. Assurez-vous, si vous travaillez avec un secteur 230 V triphasé, à ce que les projecteurs soient tous reliés à la même phase. Après application de la tension d'alimentation on devrait voir s'allumer brièvement la LED de contrôle D16 (on constatera cette brève illumination également en cas de remise à zéro par placement d'un cavalier sur l'embase JP1). Jouez ensuite sur la position de P1 jusqu'à ce que le filament de chacune des lampes soit au stade de préchauffage (légèrement rouge).

Ceci termine le processus de réglage; vous pourrez ensuite créer des signaux MIDI pour le pilotage du module. La technique de génération de ces signaux dépend bien évidemment du séquenceur que vous utilisez. La LED s'illumine brièvement à la réception d'un signal de commande.

(000179)

Quelques liens vers des sites MIDI intéressants

The MIDI Farm Internet:

<http://www.midifarm.com/info/>

MMA home page at www.midi.org:

<http://www.midi.org/>

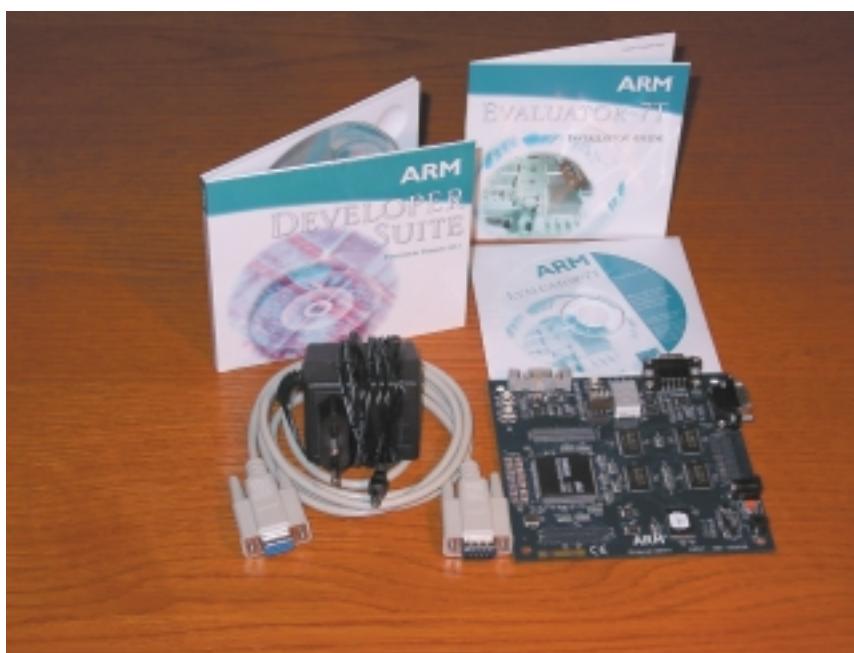
Harmony Central: MIDI Tools and Resources:

<http://www.harmony-central.com/MIDI/>

ARM7TDMI Evaluation Kit

La carte ARM Evaluator-7T

La carte ARM Evaluator-7T offre une solution rapide et économique pour l'évaluation des processeurs de la famille ARM. Cette carte est idéale pour les nouveaux utilisateurs et les enseignants qui veulent évaluer ou se familiariser avec un processeur et les outils logiciels ARM.



Architecturée autour d'un des derniers micro-contrôleurs ARM7TDMI, cette carte supporte l'ensemble des instructions ARM7 ainsi que les instructions THUMB® et peut fonctionner jusqu'à 50 MHz. Avec cette carte, un utilisateur dispose de tous les outils nécessaires aux différentes étapes de développement d'un système embarqué.

Le coffret dans lequel arrive le kit de l'ARM Evaluator-7T contient tout pour démarrer immédiatement :

- La carte ARM Evaluator-7T basée sur un micro-contrôleur ARM7TDMI supportant les jeux d'instructions ARM et THUMB®, différentes mémoires (RAM, Flash) et des Entrées/Sorties.
- Une version d'évaluation gratuite

de l'ensemble des outils de développement *ARM Developer Suite*.

- Un CD-ROM d'installation avec des exemples d'applications prêtes à compiler, lier, télécharger et modifier ainsi que l'ensemble des documentations nécessaires au format PDF.
- Un câble série 9 points.
- Un adaptateur secteur 9 V DC.
- Un guide d'installation.

Caractéristiques de la carte ARM Evaluator-7T :

- Facile à installer et à utiliser
- Compacte et économique
- Compatible avec l'interface JTAG ARM Multi-ICE
- Extensible (tous les signaux du micro-contrôleur sont accessibles)

- Moniteur de débogage Angel et un programme de démarrage (*bootstrap*) pré-programmés dans la mémoire Flash.
- Le moniteur de Debug Angel permet au logiciel ARM Developer Suite de charger et de déboguer des programmes via un port série.
- Le programme de démarrage réside dans les premiers 64 Koctets de la Flash et fournit une interface de commande en ligne compatible VT100 pour charger et exécuter les programmes sur la carte.
- Une documentation détaillée sur la carte ARM Evaluator-7T est fournie sur le CD-ROM inclus.
- Compatible FCC classe A et CE.

Spécifications de la carte ARM Evaluator-7T :

- Micro-contrôleur Samsung KS32C50100
- 512 Koctets d'EPROM Flash
- 512 Koctets de SRAM 32 bits
- Horloge: 50 MHz
- 4 LEDs
- 4 interrupteurs DIP
- 1 afficheur LED 7 segments
- 2 connecteurs série 9-points Sub-D
- Bouton-poussoir System Reset (Réinitialisation à distance possible avec l'interface JTAG ARM Multi-ICE)
- Bouton-poussoir Core Reset
- Bouton poussoir Interruption
- Bootstrap loader en mémoire Flash
- Moniteur de débogage Angel en mémoire Flash
- MicroHAL en mémoire Flash
- Connecteur JTAG "hot-swap" pour interface Multi-ICE

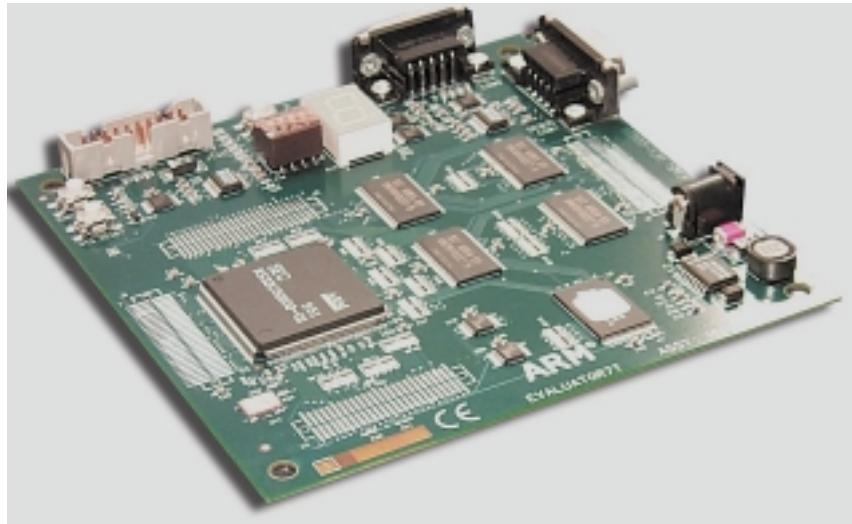
Logiciel

Le logiciel ARM Developer Suite (ADS) en version d'évaluation est inclus gratuitement dans la boîte du ARM Evaluator-7T. Ce logi-

OUTILS DE DÉVELOPPEMENT

ciel est une version complète mais limitée à 45 jours d'utilisation et inclut une documentation au format PDF. ADS est l'outil de développement pour l'ensemble des processeurs ARM. Il fonctionne sous Windows 95, 98, 2000 et NT 4.0. ADS v1.0.1 fournit une solution de développement logicielle complète pour concevoir des applications pour les architectures ARM. Cet ensemble comprend:

- Des outils de génération de code: Compilateurs C, C++ et Embedded C++, Assembleur, Editeur de liens pour les jeux d'instruction ARM et Thumb®
 - Un environnement de développement intégré pour Windows (CodeWarrior® IDE de Metrowerks®)
 - Des débogueurs graphiques puissants
 - Des simulateurs de jeu d'instruction
 - Des outils de débogage en ROM (ARM Firmware Suite)
 - Le support des nouveaux processeurs ARM9E™ & ARM10™
 - Une documentation en ligne sophistiquée
 - *ARM Applications Library* (bibliothèque de fonctions avec sources C et Assembleur : fonctions mathématiques, traitement du signal, etc...)
 - Possibilité de support des outils de Trace Temps Réel.
- La carte ARM Evaluator-7T est compatible avec des outils de développement de sociétés tierces, il faudra cependant prendre la précaution de vérifier avec votre revendeur



d'outils actuel le degré de compatibilité.

Configuration PC nécessaire:

- PC Pentium de 100MHz ou plus ou équivalent
- Microsoft Windows 95, 98, 2000 ou Windows NT 4.0
- 32 Moctets RAM
- 95 Moctets d'espace disque dur disponible
- Lecteur de CD-ROM
- Port série

Support technique

Etant donné le prix extrêmement bas du ARM Evaluator-7T, il est fourni tel quel sans support technique. Néanmoins, ARM propose un forum d'utilisateurs et une foire aux questions (FAQ) gratuits.

Prix et disponibilité

ARM Evaluator-7T, référence ARM KPI-0056A, est disponible au prix de 250 dollars US depuis le site Web de ARM : www.arm.com

OscilloSound™

OscilloSound™ est un programme qui permet de transformer un PC muni d'une carte-son en dispositif de surveillance, d'acquisition et d'analyse de mesures électriques de basses fréquences qui pourront ensuite être visualisées, imprimées, enregistrées et exportées vers une base de données.

Tout signal électrique, de quelques millivolts à 1 volt et d'une fréquence pouvant aller de l'ordre du hertz à quelques kilohertz pourra être visualisé, analysé, stocké et imprimé sur un PC doté d'une carte-son (**figure 1**).

Même si OscilloSounD™, distribué actuelle-

ment par DTS (Technical Data Systems), est limité au domaine de la basse fréquence uniquement et ne prétend aucunement rivaliser avec son grand frère qu'est un oscilloscope normal, ces fonctionnalités

d'acquisitions des mesures électriques sous différentes formes, d'alerte sur critères utilisateurs et de déclenchement d'événement extérieur, lui confèrent une toute autre dimension.

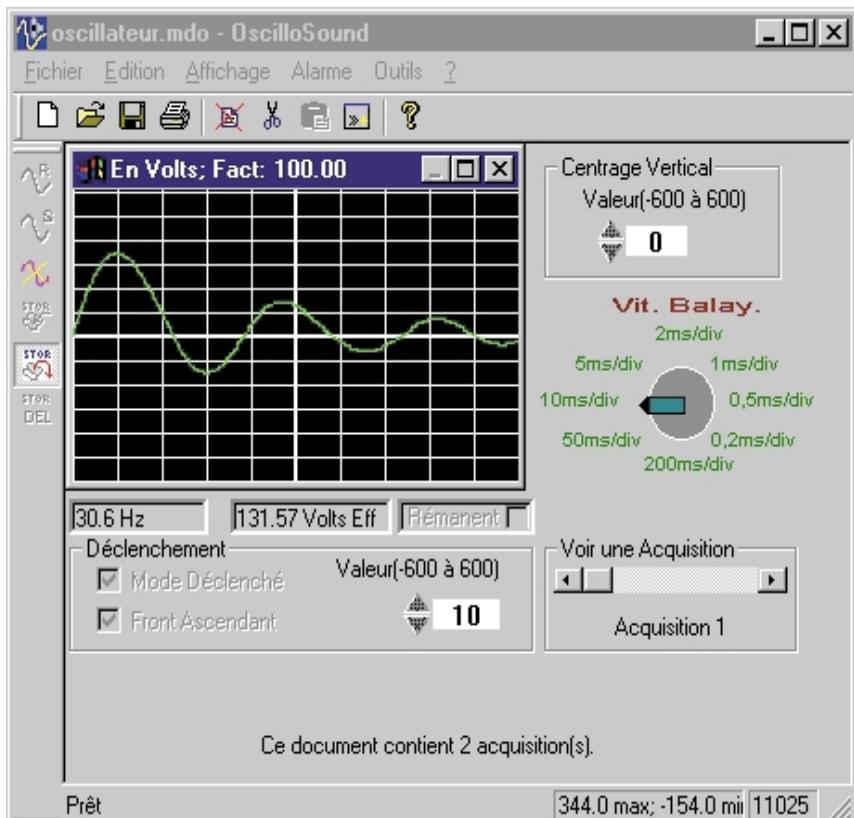
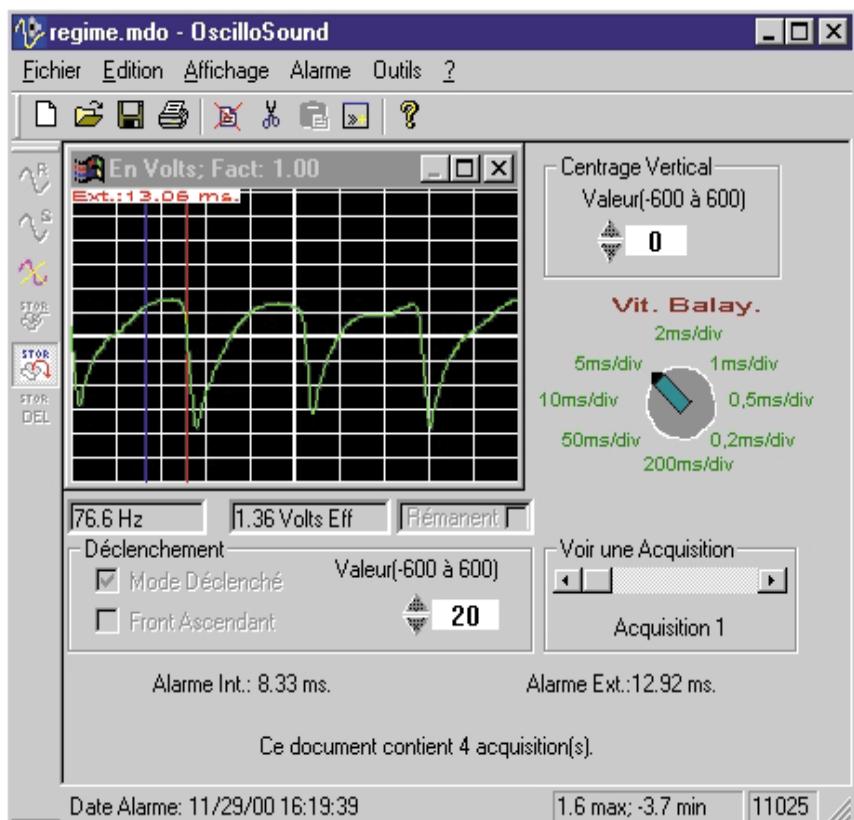


Figure 1. Le document ci-dessus a saisi la désexcitation oscillante d'un circuit LC.

Figure 2. Une seconde recopie d'écran pour illustrer, ô combien imparfaitement, une autre des potentialités d'OscilloSound™.



OscilloSound™ permet en effet de surveiller continuellement des signaux électriques et d'enregistrer ceux dont l'amplitude ou la fréquence a franchi à la hausse ou à la baisse des limites définies par l'utilisateur. Par le port série, à chaque alarme, une information est disponible afin de piloter une éventuelle interface et permet ainsi à OscilloSound™ d'agir sur le milieu extérieur.

OscilloSound™ génère aussi avant toute acquisition un signal sur le port série permettant de déclencher l'expérience à étudier. Cette fonctionnalité est capitale dans le domaine de l'enseignement et de la recherche là où un système classique d'acquisition représente un très lourd investissement.

OscilloSound™ transforme aussi ce PC en centrale de décision capable de déclencher des événements extérieurs si le signal venait à dépasser à la hausse comme à la baisse une amplitude ou une fréquence déterminée (**figure 2**).

Sur la recopie d'écran ci-dessous OscilloSound™ surveille le régime de rotation d'un moteur électrique, il vient à l'instant de détecter et donc d'enregistrer un sous-régime car la période de rotation vient de d'atteindre 13,06 ms (soit une baisse de régime à 3 830 tr/mn) alors que le seuil d'alerte haute (régime minimum) était fixé à 12,92 ms (soit un régime de 3 870 tr/mn). Dès que la détection a été enregistrée, le port série modifie une de ses sorties afin que OscilloSound™ puisse agir sur une éventuelle interface d'alarme ou de correction.

En toute finalité, pourquoi OscilloSound™ ne pourrait-il pas être un simple oscilloscope qui existerait dans n'importe quel collège, laboratoire ou sur le bureau de tout étudiant, enseignant ou chercheur, là où un simple PC existe ?

Les domaines d'utilisation de OscilloSound™ sont innombrables, allant de la biologie avec la mesure d'activités musculaires ou cardiaques, aux domaines du quotidien avec la surveillance de la tension du secteur, de l'intensité de courant débitée, de la surveillance de l'alimentation d'un appareil quelconque...

Notons que ce logiciel est accompagné d'un mode d'emploi de format Word de toute beauté très explicite.

En conclusion, le polymorphisme d'OscilloSound™ rend possible une multitude de réalisations même là où on ne l'attendait pas.

Mentionnons cependant la nécessité faite à un utilisateur potentiel de construire l'interface d'entrée (très peu de composants sont nécessaires) spécifique à l'utilisation envisagée.